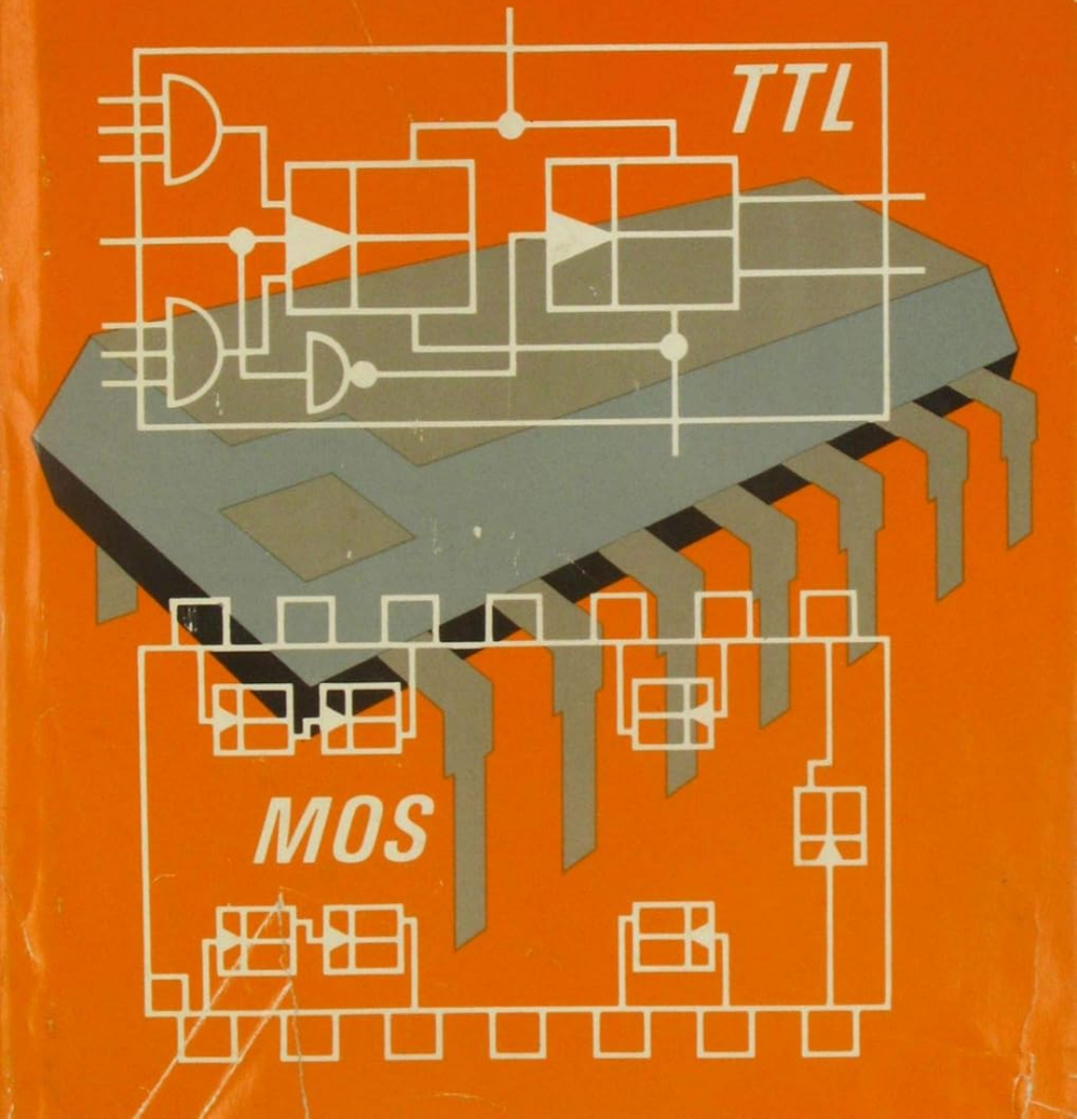
Das große Schaltkreis-Bastelbuch

AMATEUR BIBLIOTHEK

Hagen Jakubaschk



HAGEN JAKUBASCHK

Das große Schaltkreis-Bastelbuch

Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik

2., verbesserte und erweiterte Auflage, 1983
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin 1978
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig,
Betrieb der ausgezeichneten Qualitätsarbeit, III/18/97
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Ingrid Neumann, Sybille Valley, Karl Goernemann
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 15. Mai 1982
LSV 3539
Bestellnummer: 746 471 8
DDR 18,00 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort zur 1. Auflage 13
Vorwort zur 2. Auflage 17

1. Das Bauelement »Integrierter Schaltkreis« IS und seine Grundlagen 19

1.1. Einiges zur Herstellungstechnologie 19

1.2. Die IS als Bauelement 25
1.2.1. Beispiele für Innenschaltungen 25
1.2.2. Der Innenaufbau von IS 34
1.2.3. Analoge und digitale IS 35
1.2.4. Schaltsymbole und Logikarten 35
1.2.5. Anschlußdaten und Eigenschaften von IS 40
1.2.5.1. Was sagen Datenangaben aus? 40
1.2.5.2. Einige typische Datenbeispiele 42
1.2.5.3. Stromversorgung und Entkopplungsmaßnahmen 45
1.2.5.4. Die Verwendbarkeit teilweise defekter IS 51

2. Umgang mit Schaltkreisen 54

2.1. Hinweise für Einbau und Anschluß der IS 54

2.2. Spezielle Hinweise zu TTL-IS 56

2.3. Spezielle Hinweise zu MOS-IS 64

2.4. Netzteile und Speiseschaltungen 68
2.4.1. Speiseschaltungen für TTL-Geräte 68
2.4.2. Speiseschaltungen für MOS-Geräte der U10-Serie 71
2.4.3. Speiseschaltungen für Operationsverstärker A 109 und A 110 71
2.4.4. Speiseschaltungen mit der universellen Spannungsstabilisator-IS MAA 723 74
2.4.5. Universelle Netzteile mit diskreten Bauelementen 81
2.4.6. Spezielle Speiseschaltungsvarianten 81
2.4.7. Entstörschaltung für TTL-Speiseleitungen 84

3. Digitalschaltungen mit MOS-Schaltkreisen 85

3.1. Impuls-Grundschaltungen 85
3.1.1. Beispiele für logische Grundfunktionen 85

3.1.2. Trigger mit MOS-IS 88
3.1.3. Monoflop 90
3.1.4. Impulsgeneratoren 92
3.1.5. Quarzgeneratoren 94
3.1.6. Flip-Flop (FF) mit MOS-Grundgattern 95
3.1.7. Kontakt-Entprellschaltungen 97
3.1.8. Sensorschalter 99
3.1.9. Die Ankopplung systemfremder Lasten an MOS-Gatterausgänge 102
3.1.10. Pegelübergang von MOS- auf TTL-Logik und umgekehrt (Pegelanpassung) 103

3.2. Schaltbeispiele mit MOS-IS der U-10-Serie 104
3.2.1. Einfacher Isolationsprüfer 104
3.2.2. Zeitschalter 105
3.2.3. Logiktester-Prüfstift für MOS-Logik 106
3.2.4. Zähldekaden und Frequenzteiler 108
3.2.4.1. Beispiele mit der IS U 103 D 108
3.2.4.2. Beispiele mit der IS U 108 D 111
3.2.4.3. Beispiele mit der IS U 112 D 116
3.2.4.4. Decodier- und Anzeigeschaltung mit Glimmzifferanzeigeröhren für MOS-Zähldekaden 118
3.2.4.5. Zähl- und Speicher-IS U 120 D bis U 122 D 121
3.2.5. Konzeption für eine einfache digitale Quarzuhr mit MOS-IS und Glimmziffernanzeigeröhren 122
3.2.6. Die Mehrheitslogik »2-aus-3« 126
3.2.6.1. Prinzip und Zweck 126
3.2.6.2. Die 2-aus-3-Mehrheitslogik mit der IS U 101 D 126
3.2.6.3. Beispiele für Eingabeorgane 129
3.2.7. Lichtschrankenempfänger 131
3.2.8. Licht- und Strahlungsindikatoren 132
3.2.9. Feuchtemelder 134

4. Schaltbeispiele mit TTL-Schaltkreisen 136

4.1. Impuls-Grundschaltungen 136
4.1.1. Trigger (Impulsformer) 136
4.1.2. Monoflop 139
4.1.3. Impulserzeuger und Generatoren 142
4.1.3.1. Astabile Multivibratoren für kleine Periodendauer 142
4.1.3.2. Astabile Multivibratoren für große Periodendauer 143
4.1.3.3. Astabile Multivibratoren als Taktgeber für schmale Impulse und großes Impulstastverhältnis 145
4.1.3.4. Quarzgeneratoren 146
4.1.3.5. Mehrtaktsystem mit D 100 147
4.1.3.6. Mehrtaktsysteme mit dem 4-bit-Universalschieberegister D 195 149
4.1.4. Flip-Flop mit TTL-IS 154

4.1.4.1. Statisches RS-Flip-Flop mit Grundgattern 154
4.1.4.2. Flankengetriggertes RS-Flip-Flop 155
4.1.4.3. Das D-Flip-Flop D 174 157
4.1.4.4. Das JK-Flip-Flop D 172 160
4.1.5. Frequenzteiler mit Flip-Flop 162
4.1.5.1. Frequenzteiler mit Flankengetriggerten RS-Flip-Flop D 100 162
4.1.5.2. Frequenzteiler mit D 172 und D 174 165
4.1.6. Impulsverkürzung 166
4.1.7. Impulsverzögerung 168
4.1.8. Impulsverdopplung 170
4.1.9. Der Miller-Integrator 170
4.1.10. Prellfreies Schalten 174
4.1.11. Pegelanpassung zwischen TTL- und MOS-Systemen oder Operationsverstärkern 175
4.1.12. Ansteuerung systemfremder Lasten von TTL-Ausgängen . . 178
4.1.13. Sensorschaltungen für TTL-Eingänge 183
4.1.14. Spezielle Schaltungsfunktionen 188
4.1.14.1. Lastfaktor-Erweiterung 188
4.1.14.2. Freier Gattereingang als Wired-Or-Ausgang 190
4.1.14.3. Äquivalenzschaltungen 191
4.1.14.4. Einsparung von Gatterfunktionen mit Transistoren 192
4.1.14.5. Einzelimpuls-Torschaltung 195

4.2. Optoelektronische Anwendungen 195
4.2.1. Blinklichtgeber 195
4.2.2. 8-Richtungs-Orientierungsblinker (Leitstrahlboje) 197
4.2.3. Lichtschranken für Zähl-, Kontroll- und Sicherungszwecke 202
4.2.4. Richtungsabhängige Lichtschranke 205
4.2.5. Stromsparende Intervallkontrollschranke 207
4.2.6. Optisch rückgekoppelte Lichtschranke zum Erfassen kleiner Objekte 209
4.2.7. Lichtschranke für Kontrolle einer Höchstgeschwindigkeit 210
4.2.8. Die Lichtblitzpistole 211

4.3. Signal-, Warn- und Kontrollschaltungen 213
4.3.1. Brandmelder 213
4.3.2. Feuchtemelder 214
4.3.3. Akustische Signale und Sirenen 215
4.3.4. Die Mehrheitslogik »2-aus-3« in TTL-Technik 217
4.3.5. Netzausfall-Meldeschaltung 219
4.3.6. Taktumlaufanzeige mit VQB 73 220

4.4. Steuer- und Regelanwendungen 221
4.4.1. Modellablaufsteuerung für einen Getränkeautomaten 221
4.4.2. Drehzahlsteuerung für Modellmotoren 225

4.5. Periodische Schalter, Zeitschalter und Taktgeber 227
4.5.1. Universell verwendbare Taktgeberschaltungen 227
4.5.2. Taktgeber für Film-Zeitraffergeräte 228

4.5.3. Sekundentaktgeber 229
4.5.4. Zeitschalter für Belichtungsuhren und allgemeine Zwecke 231
4.5.5. Störimpulsfester Monoflop als Zeitschalter 233

4.6. Digitale Zähl- und Meßgeräte 234
4.6.1. Frequenzteiler mit Monoflop 234
4.6.2. Frequenzverdoppler 234
4.6.3. Zählschaltungen und Ringzähler mit TTL-Grundgattern und D 172 235
4.6.4. Zählschaltungen mit IS höheren Integrationsgrades 242
4.6.4.1. Die dekadische Zähl- und Teiler-IS MH 7490 242
4.6.4.2. Die synchronen Vor- und Rückwärtszähler D 192 und D 193 246
4.6.4.3. Vereinfachte Zählumfangsverkürzung (Teilerfaktoreinstellung) für die Zähler-IS D 192 und D 193 256
4.6.4.4. Programmierbare (umschaltbare) Frequenzteiler mit D 192/D 193 257
4.6.5. Universeller Zählfrequenzmesser und Impulszähler 258
4.6.5.1. Aufgabe und Meßverfahren 258
4.6.5.2. Zähldekaden 263
4.6.5.3. Normalfrequenzgenerator und Normalfrequenzteiler 264
4.6.5.4. Eingangsimpulsaufbereitung und Meßeingänge 266
4.6.5.5. Steuerlogik 268
4.6.5.6. Funktionen »nichtzyklisches Zählen« und »Modulo-m-Zählen/Modulo-m-Frequenzteilung« 273
4.6.5.7. Zusatzeinrichtungen für Programmdecoder 275
4.6.5.8. Vereinfachter Zeitbasisgeber 280
4.6.5.9. Universeller Analog/Digital-Wandler (AD-Wandler) 282
4.6.5.10. Linear digital anzeigender Temperaturmeßzusatz 288
4.6.5.11. Linear digital anzeigender Kapazitätsmeßzusatz 291
4.6.6. Digitaler Langzeitschalter 293
4.6.7. Treppenspannungsgeneratoren 295
4.6.7.1. Einfacher Treppenspannungsgenerator mit einer IS D 100 295
4.6.7.2. 8stufiger Treppenspannungsgenerator 296
4.6.7.3. n-stufiger Treppenspannungsgenerator für symmetrische und unsymmetrische Treppenkurven als Zusatz zu Zähldekaden 297
4.6.8. Digitale Sinus- und Dreieckgeneratoren 298

4.7. Decodierschaltungen und Anzeigeorgane 300
4.7.1. Leuchtdioden (LED) und LED-7-Segment-Ziffernanzeigen 300
4.7.2. Decoder für LED-7-Segment-Anzeigen 302
4.7.2.1. Dezimal-zu-7-Segment-Decoder mit D-10-Grundgattern . . . 302
4.7.2.2. Volldecoder für Ziffern- und Zeichendarstellung mit LED-7-Segment-Anzeigen 303
4.7.2.3. Die BCD-zu-7-Segment-Decoder-IS D 146, D 147 305
4.7.3. Decoder für dezimale Anzeigen 309
4.7.3.1. BCD-zu-Dezimal-Decoder mit D-10-Grundgattern 309
4.7.3.2. BCD-zu-Dezimal-Decoderschaltung mit Transistoren für Glimmziffernanzeigeröhren 310
4.7.3.3. BCD-zu-Dezimal-Decoder für Glimmziffernröhren mit IS-Typ 74141 311

4.7.3.4. 1-aus-16-Dekodierung mit MH 7442 oder MH 74141 312
4.7.4. Helligkeitsregelung für Ziffernanzeigen 313
4.7.4.1. Helligkeitsregelung für LED-7-Segment-Anzeigen 313
4.7.4.2. Helligkeitsregelung für Glimmziffernanzeigeröhren 314

4.8. Digitaluhren in TTL-Technik 315
4.8.1. Prinzip, Genauigkeit und Aufwand von Digitaluhren 315
4.8.2. Quarzuhr mit TTL-IS höheren Integrationsgrades (MSI) . . . 318
4.8.2.1. Anzeigeeinheiten 318
4.8.2.2. Sekundentakterzeugung 318
4.8.2.3. Zähler 319
4.8.2.4. Stromversorgung 321
4.8.3. Ergänzungsmöglichkeiten zur Quarzuhr 323
4.8.3.1. Gangkorrekturtasten bei Frequenzteilern mit MH 7490 . . . 323
4.8.3.2. Zeitvoreinstellung mit Ladeschalter bei D 192/D 193 324
4.8.3.3. Eigener Zeitzeichenton-Ausgang 324
4.8.3.4. Erweiterung zur programmierbaren Schaltuhr 325
4.8.3.5. Datumzählerausgang 328
4.8.3.6. Hinweise für Großsichtanzeigen zu Digitaluhren 329
4.8.3.7. Akustische Stundenschlageinrichtungen 330
4.8.3.8. Akustische Zeitangabe – Der Blindenuhrdecoder 335
4.8.3.9. Vereinfachte Zählerschaltungen für TTL-Digitaluhren 341

4.9. Prüf- und Mehrhilfsmittel mit TTL-IS 344
4.9.1. Gatterprüfeinrichtung für D-10-Grundgatter 344
4.9.2. Einfacher Taktimpulsgenerator und Trigger für dynamische Prüfungen 346
4.9.3. Linear direktanzeigender Frequenzmeßzusatz zum Vielfachmesser 347
4.9.4. Linear direktanzeigender Kapazitätsmesser 348
4.9.5. Prüfstifte und Handtester 350
4.9.5.1. Logiktester für TTL-Pegel 351
4.9.5.2. Spike-Tester für dynamische Prüfungen 354
4.9.5.3. HF-Testsignalgeber und Eichmarkengenerator 355
4.9.5.4. Einzeltaktgeber für Handeingabe 357
4.9.5.5. Äquivalenztester 357
4.9.6. Digital anzeigendes Thermometer 358
4.9.7. Digitalvoltmeter 364

4.10. Sonderanwendungen 365
4.10.1. Einfache Modell-Stoppuhr 365
4.10.2. Elektronische Spielgeräte 366
4.10.2.1. Der elektronische Würfel 366
4.10.2.2. Erstereignisspeicher 369
4.10.2.3. »Quizmaster«-Elektronik 371
4.10.3. Elektronische Morsetaste für den Funkamateur 376
4.10.4. Fuchsjagd-Kleinstsender mit IS 378
4.10.5. Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge 380
4.10.6. Hochwertiges elektronisches Ziffernschloß 385

5.	**Die integrierte Schaltung A 902**	395
5.1.	Kenndaten und Innenschaltung	395
5.2.	Anwendungsbeispiele	398
5.2.1.	Kameraverschlußzeitgeber	398
5.2.2.	Zeitschalter für Belichtungsuhr und allgemeine Zwecke	399
5.2.3.	Lichtmengenzähler (Lichtdosimeter)	400
5.2.4.	Lichtschranken und Dämmerungsschalter	401
5.2.5.	Parklichtautomatik für Kraftfahrzeuge	402
5.2.6.	Sensorschalter	403
5.2.7.	Die A 902 als Trigger	404
5.2.7.1.	Trigger für Sinus-Rechteck-Umformung	404
5.2.7.2.	Eingangstrigger für TTL-Schaltungen	405
5.2.8.	Die A 902 als Monoflop	405
5.2.9.	Die A 902 als astabiler Multivibrator (Schwingungsgenerator)	407
5.2.9.1.	Die A 902 als NF-Generator	408
6.	**Die integrierte Schaltung A 301**	410
6.1.	Zweckbestimmung und prinzipielle Funktion	410
6.2.	Kenndaten und Innenschaltung	412
6.3.	Hinweise für die Schwingkreisausführung bei Oszillatorbetrieb	419
6.4.	Zur Verwendung nur teilweise funktionstüchtiger A 301	424
6.5.	Verbinden der A 301 mit TTL- oder MOS-Schaltkreisen	425
6.6.	Ansteuerung von Thyristoren mit A-301-Ausgängen	426
6.7.	Ausgangssignalübertragung über die Speisezuleitung	428
6.8.	Anwendungsbeispiele	429
6.8.1.	Initiatorschaltungen	429
6.8.1.1.	Annäherungsschalter für kleine Abstände	429
6.8.1.2.	Annäherungsschalter für mittlere Abstände	429
6.8.1.3.	Die A 301 in Modelleisenbahnanlagen	430
6.8.1.4.	Windungsschlußprüfer	433
6.8.2.	Die A 301 als Schwellwertschalter	433
6.8.2.1.	Lichtschranken und Dämmerungsschalter	434
6.8.2.2.	Temperaturwächter	437
6.8.2.3.	Feuchtemelder	438
6.8.2.4.	Zeitschalter für allgemeine Anwendungen	439
6.8.3.	Schwingungsgeneratoren	441
6.8.3.1.	NF-Signalgenerator	441

6.8.3.2. Taktgenerator für niedrige Frequenzen 443
6.8.3.3. Quarzoszillator mit A 301 444
6.8.4. Die A 301 in Meßgeräten 444
6.8.4.1. Linear direktanzeigender Frequenzmesser 445
6.8.4.2. Drehzahlmesser für berührungsloses Messen 447
6.8.4.3. Linear direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät 449

6.9. Kombinierte Schaltungen 451
6.9.1. Rohrleitungssucher (Metallspürgerät) 451
6.9.2. Intervalltonsignalgeber 452
6.9.3. Kraftfahrzeugdrehzahlmesser 452
6.9.4. Kraftfahrzeugthyristorzündung mit kontaktlosem Geber . . . 453
6.9.5. Wechselseitige Verriegelung für Endlagenumschalter 455

7. CMOS-Schaltkreise 458

7.1. Struktur und Eigenschaften von CMOS-IS 459

7.2. Typische Daten von CMOS-IS 463

7.3. Spezielle Hinweise zu CMOS-IS 464

7.4. Ankopplung systemfremder Lasten 469
7.4.1. Kopplung CMOS-TTL und TTL-CMOS 469
7.4.2. Lastansteuerung mit CMOS-Ausgängen 470
7.4.3. Ansteuerung von CMOS-Eingängen 471

7.5. CMOS-Schaltbeispiele 473
7.5.1. Impuls-Grundschaltungen 473
7.5.1.1. Trigger 473
7.5.1.2. Monoflop 474
7.5.1.3. Impulserzeuger und Generatoren 476
7.5.1.4. Flip-Flop 481
7.5.1.5. Frequenzteiler und Zähler 481
7.5.2. Anwendungsbeispiele 481
7.5.2.1. Signaltongeber 481
7.5.2.2. Blinklichtgeber und Lichtschranken 485
7.5.2.3. Zeitschalter 488
7.5.2.4. Frequenzverdopplung 494
7.5.2.5. Taktflanken-Umschaltung 495
7.5.3. Sonderanwendungen 496
7.5.3.1. CMOS-Logiktester 496
7.5.3.2. Frequenzaufbereitung für CMOS-Digitaluhren 499

8. Literaturverzeichnis 504

9. Sachwortverzeichnis 509

Vorwort zur 1. Auflage

Die technische Entwicklung in der Halbleitertechnik zeigt, daß seit einigen Jahren die integrierten Schaltungen zunehmend die diskreten Bauelemente ablösen. Das vorliegende Buch ist deshalb als eine diesem Trend gerecht werdende thematische »Fortsetzung« zu dem in Amateur- und Bastlerkreisen seit langen Jahren gut eingeführten »Elektronikbastelbuch« [1] gedacht. Gerade die Schaltkreistechnik ist aber inzwischen auch für den Amateur interessant geworden. Das Buch bietet deshalb neben einigen speziell für den Praktiker und Amateur aufbereiteten einführenden Hinweisen zu den Schaltkreisen eine Auswahl von entsprechenden Schaltungen. Dabei wurde angestrebt, die gut bewährte Form einer möglichst universell nutzbaren Schaltungssammlung zu verwirklichen.

Integrierte Schaltungen – sie werden im folgenden nur noch abgekürzt IS genannt – vereinigen auf nur einem gemeinsamen Siliziumkristall (der »Grundfläche«, auch Substrat oder Chip genannt) zahlreiche Einzeltransistoren, Dioden und Widerstände. Diese sind innerhalb des geschlossenen Bauelements funktionsgerecht verbunden, so daß aus der IS (vereinfacht gesagt) nur noch die Anschlüsse für Eingänge, Ausgänge und Speisespannung des so erhaltenen Funktionsblocks herausgeführt werden. Gegenüber dem diskreten Bauelement hat die IS deshalb komplexere Funktion, sie kann den äußeren Verbindungs- und Bauelementeaufwand erheblich senken. Es sei jedoch gleich vor einem Irrtum gewarnt: Eine IS kann je nach Typ und Funktion bis zu 16 (in Einzelfällen noch mehr) Anschlüsse haben, die eng benachbart sind. Schon deshalb wird der äußere »Verdrahtungsaufwand«, insbesondere der Entwurf von Leiterplatten, keineswegs einfacher als beim Aufbau von Schaltungen mit diskreten Bauelementen! Die Tatsache, daß eine IS wesentlich komplexere Funktionen erfüllen kann als eine mit vertretbarem Aufwand aufgebaute herkömmliche Schaltung, ist daher gerade für den Amateurbereich relativ zu werten. Für den Amateur ist von Vorteil, daß er mit IS Schaltungen und Funktionen realisieren kann, die ihm bisher wegen zu großen Aufwandes an Einzelbauelementen nicht möglich waren. Hinzu kommt die höhere Gesamtzuverlässigkeit des fertigen Geräts und daß die IS in sehr vielen Fällen »auf Anhieb« arbeitet. Außerdem sind die dem Amateur von der klassischen Transistortechnik her bekannten, dort häufigen Bedingungen für genauen Abgleich einzelner Widerstände, Exemplarauswahl der Halbleiter usw. hier weitaus weniger problematisch.

Das Gesamtgebiet der Technik Integrierter Schaltkreise ist binnen weniger Jahre bereits so umfangreich geworden, daß bei der inhaltlichen Zusammenstellung bestimmte Einschränkungen nicht zu umgehen waren, um den Umfang in vertretbaren Grenzen zu halten. Interessierte Leser finden in [3] weiteres Material sowie Daten- und Typenangaben. Obwohl analoge IS zunehmend auch für den Amateur an Bedeutung gewinnen (Verstärkertechnik, Meßtechnik, NF- und HF-Verstärker usw.) und analoge IS aus DDR-Produktion und RGW-Importen (insbesondere von

TESLA, ČSSR) erhältlich sind, mußte bis auf wenige Ausnahmen auch auf sie verzichtet werden. [4] und [61] enthalten zahlreiches Material zu analogen IS und ihrer Anwendung. Eine Typen- und Datenübersicht dazu findet man auch in [5]. Auch Einzelheiten der Technologie und Herstellung von IS sowie theoretische Betrachtungen zu digitalen Schaltungsentwürfen (Schaltalgebra) wurden im vorliegenden Buch zugunsten praktischer Anwendungshinweise ebenfalls weitestgehend fortgelassen. Hierzu sei der Interessierte auf [2], [42] und [6] verwiesen. Für die digitale TTL-Technik sei dem Amateur und Praktiker, für den [2] besonders geeignet ist, außerdem noch [7] und [8] empfohlen.

Der Begriff »Integrierter Schaltkreis« wird derzeit noch sehr umfassend angewendet. Er beginnt mit den (als einfachste Form der IS anzusehenden) Doppel- oder Mehrfachtransistoren, die auf gemeinsamem Kristall angeordnet, aber wie herkömmliche Einzeltransistoren entweder völlig wahlfrei oder durch teilweise innere Verbindungen (z. B. gemeinsame Emitter; bei MOSFET gemeinsame Source usw.) in begrenztem Rahmen wie Einzeltransistoren benutzt werden können. Diese einfachen IS verwendet man im Rahmen einer im wesentlichen »klassischen« Schaltungstechnik dort, wo 2 oder mehrere Transistoren mit genau gleichen Daten oder genau gleichem Temperaturverhalten gefordert werden (Meßverstärker u. ä.). Diese Eigenschaften sind durch den gemeinsamen Herstellungsprozeß dann zwangsläufig fast ideal gegeben. Von diesen einfachsten Grundtypen reicht der Begriff der IS bis hin zu umfangreichsten »fertigen« Schaltungen, die je nach Typ und Zweck zwischen einigen 10 und (Stand 1976) einigen 10 000 einzelne Transistorfunktionen enthalten können. Zu diesem auch in der Amateurliteratur oft zitierten Beispiel sei hier einschränkend gesagt, daß es für den Anwender nicht sinnvoll ist, die Zahl der in einer IS enthaltenen Transistorfunktionen mit einer Schaltung zu vergleichen, die herkömmlich mit Einzeltransistoren aufgebaut, den gleichen Zweck erfüllt. Man muß dabei bedenken, daß in einer IS die Anzahl der auf dem Kristall realisierten Funktionen kaum eine Rolle spielt (und keinen merklichen Einfluß auf die Kosten der IS hat!). Die IS-Hersteller wenden nicht selten aus technologischen oder sonstigen, für den Anwender der IS ganz uninteressanten Gründen Dutzende von Transistorfunktionen dort auf, wo in einer vergleichbaren »klassischen« Schaltung u. U. nur ein Widerstand den gleichen Zweck erfüllen würde. Die in einer IS »verborgenen« Halbleiterfunktionen sind allenfalls ein beeindruckendes Maß für den bei der IS-Herstellung erreichten technischen Stand, aber keine für den Anwender interessante oder aussagekräftige Größe.

Das vorliegende Buch beschränkt sich im wesentlichen auf Schaltungen mit den 2 IS-»Familien«, die zur Zeit für den Amateur vom Materialangebot und den vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten her von Interesse sind: Schaltkreise der TTL-Technik und solche der MOS-Hochvolttechnik (mit D... bzw. U... beginnende Typenbezeichnungen). Aus den bereits genannten Gründen ist die Materialauswahl auf die Digitaltechnik beschränkt (wobei dieser Begriff im vorliegenden Buch nicht allzu eng gefaßt sein soll). Der Themenbereich »Elektronik« im Sinne des Buchtitels ist grob vergleichbar der Thematik des »Elektronikbastelbuches« [1]. Elektronik in diesem Sinne und mit IS realisiert ist auch im Amateurbereich nahezu immer digitale Technik. Da dem Amateur oftmals die für den Einsatz von IS sehr wichtigen Datenunterlagen der Hersteller nicht zur Verfügung stehen, wurden die für den vorhandenen Buchinhalt wichtigen Angaben dieser Art hier mit aufgenommen. Auf darüber hinausgehende Datensammlungen wurde verzichtet, sie sind u. a. in [2], [3], [5], [7], [8]

enthalten. Statt dessen sind im Abschnitt 1. einige für den Praktiker wichtige Hinweise und Einzelheiten dargestellt, die in Datenunterlagen und anderen dem Amateur zugänglichen Veröffentlichungen entweder nicht oder nur am Rande und verstreut erwähnt werden.

Eine kritische Einschätzung des Bauelementes IS für den Amateurbereich erscheint notwendig: Die »moderne« IS ist im Amateurbereich keineswegs immer das vorteilhafteste Bauelement. Hier besteht ein ganz entscheidender Unterschied zur Industrie und deren Fertigungsvoraussetzungen. Während die Industrie aus fertigungstechnologischen, Kosten- und Zuverlässigkeitsgründen bestrebt ist, vorgegebene Aufgabenstellungen möglichst nur mit diesen Bauelementen unter weitestgehender Einschränkung von Einzeltransistoren usw. zu lösen, ist dieser Weg für den Amateur keineswegs immer der optimale. Ein übertriebener Aufwand nur an IS, um einige herkömmliche Bauelemente einzusparen, erhöht für den Amateur nicht nur erheblich die Kosten, sondern es können auch technische Nachteile (hoher Stromverbrauch u. ä.) hinzukommen. Ganz im Gegensatz zu den nach industriellen Gesichtspunkten entworfenen Schaltungen wird der Amateur daher meistens die IS mit herkömmlichen Bauelementen (einschließlich Transistoren) kombinieren, wenn dadurch IS eingespart werden können. Die in diesem Buch gezeigten Schaltungen wurden unter diesem praktikergemäßen Gesichtspunkt ausgewählt bzw. speziell nach solchen Gesichtspunkten entworfen. Sie sind zum überwiegenden Teil im Labor des Verfassers, teilweise auch bei einigen Fachkollegen, denen der Verfasser an dieser Stelle dafür dankt, sämtlich gründlich erprobt worden.

In diesem Zusammenhang sei den Lesern, die für konkret vorgegebene Aufgabenstellungen eine geeignete Schaltungslösung suchen, ein vielleicht etwas sonderbar anmutender Rat gegeben: Die IS ist im Amateurbereich kein »Allheilmittel«. Viele Aufgabenstellungen lassen sich auf dem Amateursektor, aber auch vom Fachmann, der für Sonderzwecke ein einzelnes Gerät herzustellen hat, mit Schaltungen der herkömmlichen Halbleitertechnik (also mit diskreten Bauelementen) entweder einfacher und damit oft erheblich billiger oder auch technisch vorteilhafter lösen! Deshalb kann die Entscheidung aus technischen oder Kostengründen durchaus gegen den IS-Einsatz sprechen. Immerhin haben digitale IS in derartigen Vergleichen auch entscheidende Nachteile. Bei TTL-IS sind es z. B. der im allgemeinen gegenüber zweckgerecht dimensionierten Transistorschaltungen merklich höhere Stromverbrauch sowie die oft gegebenen strengen Anforderungen an bestimmte Betriebsspannungen und ihre nicht immer für den Anwender günstigen Werte. Bei MOS-IS werden z. B. meist Betriebsspannungen von $-13\,V$ und $-27\,V$ benötigt. Vorteile wie die höhere Arbeitsgeschwindigkeit oder auch der geringere Aufwand an abzugleichenden Bauelementen bleiben häufig ungenutzt. Gerade der Amateur sei deshalb davor gewarnt, die IS-Technik für seinen Bereich generell als »modern« und einzig aktuell anzusehen. Für ihn wird oftmals auch weiterhin noch die herkömmliche Transistorschaltung die günstigere und keineswegs unmoderne Lösung sein. Dagegen haben IS entscheidende Vorteile beim Aufbau umfangreicher Geräte (typische Beispiele sind Zähler, Digitaluhren u. ä.) bzw. ermöglichen solche vom Aufwand her erst. Für den Amateur stehen auch künftig der einzelne Transistor und die IS als gleichberechtigte Bauelemente nebeneinander. Für die Industrie und damit u. U. auch für im Rahmen des betrieblichen Neuererwesens vom Amateur geplante Arbeiten gilt dies nicht!

Für die im folgenden vorgestellten Schaltungen lassen sich ausnahmslos moderne Bauelemente aus dem RGW-

Bereich, im allgemeinen aus der DDR-Fertigung, verwenden. Sie werden industriell in großen Stückzahlen gefertigt und daher preisgünstig angeboten. Auf IS-Typen, die vorzugsweise in größeren Schaltungskomplexen von EDV-Anlagen u. ä. eingesetzt werden (z. B. IS-Typen wie 16-bit-RAM-Speicher und spezielle Schieberegister), wurde dann konsequent verzichtet, wenn der Amateur die gleiche Funktion mit zumindest nicht höheren Materialkosten und mit für ihn funktionell besser überblickbaren Standard-IS-Typen ebenso lösen kann. Darüber hinaus wurden jedoch Schaltungen mit IS höheren Integrationsgrades (Zähler-IS u. ä.) aufgenommen, weil sich bei ihnen eine für den Amateur sehr kostengünstige Materiallage abzeichnet und zu erwarten ist, daß mit Erscheinen dieses Buches auch diese speziellen IS-Typen in ausreichender Stückzahl im Amateurbedarfshandel sind. Außerdem wird der Amateur, soweit im Buch nicht ausdrücklich anderes gesagt ist, immer die sehr preiswerten Standardtypen des »Bastlerware«-Angebots verwenden können. Inzwischen sind sehr preiswerte, voll funktionstaugliche »Bastlerschaltkreise« der TTL-Technik im Handel, die den normalen Serien entsprechen. Sie sind entweder mit Farbpunkten gekennzeichnet oder tragen anstelle des ersten Buchstabens »D« der regulären Typenbezeichnung entweder ein »P« oder einen Punkt bzw. Stern. Die nachfolgende Nummer entspricht dem normalen Typ. Also *P200 ≙ D200, P192 ≙ D192, P147 ≙ D147* usw. Diese sehr kostengünstige P-Reihe enthält auch bereits höherintegrierte Schaltkreise (Dezimalzähler, Decoder u. a.). Sie unterscheidet sich von den Normaltypen lediglich durch solche technologischen Mängel, die für den Amateur bedeutungslos sind (z. B. geringfügig schief verschlossene Gehäuseschalen, nicht ganz exakte Maßhaltigkeit oder etwas höhere Schaltzeiten).

Der Verfasser hofft, insbesondere den jüngeren Amateuren, die den potentiellen Fachnachwuchs für diesen volkswirtschaftlich nicht mehr wegzudenkenden großen Bereich der Elektronik bilden, nicht nur mit dem noch relativ jungen Bauelement »Integrierter Schaltkreis« vertraut zu machen, sondern auch wieder möglichst viele Ideen und Anregungen vom Praktiker für den Praktiker zu bieten.

Nahmitz, im Frühjahr 1976

Hagen Jakubaschk

Vorwort zur 2. Auflage

Seit dem Erscheinen der 1. Auflage hat sich die Schaltkreistechnik erwartungsgemäß stürmisch weiterentwickelt. Dies betrifft allerdings vorzugsweise den industriellen Bereich. Hier wurden die Mikroprozessoren (höchstintegrierte Schaltkreise für fest vorgegebene Anwendungen) eingeführt.

Typisch für den Konsumgüterbereich sind die in zahlreichen Varianten vorhandenen Taschenrechner- und Uhrenschaltkreise. Die Grundlagen der Schaltkreistechnik haben dagegen einen gewissen Abschluß erreicht. Insoweit ist das im Vorwort zur 1. Auflage Gesagte auch jetzt noch gültig. Die 2. Auflage des Schaltkreisbastelbuchs – dessen Aufgabe es ist, dem Amateur und Praktiker Anregungen und Anwendungsbeispiele für eigene aufgabenspezifische Gerätekonstruktionen zu geben – wurde deshalb insbesondere im Hauptabschnitt TTL-Technik durch neuere Schaltungsbeispiele erweitert. Neu hinzugekommen sind Anwendungsbeispiele für einige IS-Typen, die der Amateur inzwischen erhielt und die er universell sowohl für analoge wie für digitale Zwecke einsetzen kann (letztere stehen hier im Vordergrund) und zu denen er entsprechende Unterlagen bisher nur in den Zeitschriften und einigen Broschüren verstreut fand. Operationsverstärker (*A 109* und Folgetypen), zu denen es inzwischen sehr zahlreiche, auch für den Amateur geeignete Veröffentlichungen gibt – die wichtigsten sind im Literaturverzeichnis dieses Buches aufgeführt –, konnten aus Umfangsgründen nicht gesondert behandelt werden. Die neu hinzugekommenen TTL-Schaltbeispiele umfassen insbesondere Anwendungen für die verschiedenen Zähler- und Decoder-IS, die dem Amateur inzwischen ausreichend und kostengünstig zur Verfügung stehen. Auf die Aufnahme weiterer Anwendungsbeispiele für MOS-IS der Hochvolt-Serie *(U 10...)* wurde verzichtet, weil diese Schaltkreistechnologie inzwischen international als veraltet anzusehen ist und künftig auch in der DDR nicht mehr weiterentwickelt wird. Da dem Amateur aus der bisherigen Fertigung der *U 10*-Serie noch für einige Jahre entsprechende Bauelemente zugänglich sind, wurde der Abschnitt über MOS-Schaltkreise der *U 10*-Serie aus der 1. Auflage beibehalten.

Neu aufgenommen wurde ein Abschnitt über CMOS-Schaltkreise. Diese neuere Technologie vereinigt (für den Amateurbereich vereinfacht betrachtet) die Vorteile der veralteten Hochvolt-MOS-IS (hochohmige Eingänge, niedrige Betriebsströme) mit denen der TTL-Technik (niedrige Speisespannungen, übersichtliche Schaltungstechnik). Die CMOS-Technik hat, nachdem es gelang, vergleichbar hohe Betriebsfrequenzen (kurze Schaltzeiten) wie bei der TTL-Technik zu erreichen, inzwischen international die TTL-Technik bereits weitgehend abgelöst. Für den Amateur dominiert aber von der Materiallage her derzeit noch die TTL-Technik, während CMOS-IS in der DDR bisher erst für wenige Spezialzwecke (Uhrenschaltkreise) gefertigt werden. Künftig wird das (international bereits dem TTL-Typenspektrum etwa ent-

sprechende) CMOS-Typensortiment für den DDR-Bedarf voraussichtlich aus RGW-Importen im Rahmen der RGW-Spezialisierung gedeckt werden; erste CMOS-Typen aus UdSSR-Fertigung sind bereits im Handel. In der DDR werden inzwischen CMOS-Standardtypen (Serie U4 ...) gefertigt, die der internationalen Serie CD4 ... äquivalent sind. Da aus diesen Gründen für den DDR-Amateur noch auf einige Zeit Probleme bei der Versorgung mit CMOS-Schaltkreisen auftreten können, wurde in der 2. Auflage das Schwergewicht auf der inzwischen eingeführten TTL-Technik belassen, während der CMOS-Hauptabschnitt die wesentlichen Informationen für Einsatz und Schaltungsanwendung von CMOS-IS zusammenfaßt. Da die CMOS-Schaltungstechnik, abgesehen von den allen MOS-Bauelementen gemeinsamen Besonderheiten beim Handhaben und Verarbeiten (insbesondere dem Gateschutz), weitgehende Ähnlichkeit mit der TTL-Schaltungstechnik hat, kann der Amateur je nach gegebener Materiallage außerdem sehr viele der in diesem Buch gezeigten TTL-Schaltbeispiele relativ einfach selbst auf CMOS-Bestückung umstellen. Damit kommt der TTL-Technik insofern auch ein erheblicher Informationswert für die modernere CMOS-Technik zu, soweit dies Schaltungslösungen und deren Grundkonzeptionen betrifft. Auch aus diesem Grunde wurde die CMOS-Technik in einem gesonderten Abschnitt behandelt.

Verzichtet wurde auf die Aufnahme solcher Analogschaltkreise, die spezielle, fest vorgegebene Funktionen haben. Sie sind, soweit für den Amateursektor von Interesse, in themenspezifischen Veröffentlichungen (beispielsweise alle für die NF-Technik interessanten Typen in [65]) eingehend behandelt. [66] enthält neben einer eingehenden Darstellung aller herstellungstechnologischen Grundlagen der existierenden IS-Familien auch eine umfangreiche Datenübersicht.

Auf höchstintegrierte Schaltkreise (wie Rechner- und Uhrenschaltkreise) konnte ebenfalls nicht eingegangen werden. Der Amateur hat bei derartigen IS lediglich die Möglichkeit, sie nach den vom Hersteller dazu fest vorgegebenen Anwenderschaltungen äußerlich zu »komplettieren«, wobei sich kaum Möglichkeiten zu eigenen Abwandlungen oder andersartigen Betriebsweisen ergeben. Grundvoraussetzung für den Einsatz solcher hochspezialisierter IS ist stets das Vorhandensein des zum IS-Typ gehörenden Hersteller-Datenblatts. Da die Entwicklung derartiger IS-Typen noch sehr im Fluß ist und zu neu erscheinenden IS-Typen die entsprechenden Daten und Anschlußhinweise vom Hersteller üblicherweise sehr frühzeitig in einschlägigen DDR-Fachzeitschriften (»radio-fernsehen-elektronik«; »FUNKAMATEUR«) publiziert werden, kann ein Buch nie auf dem aktuellsten Stand sein, so daß entsprechende Unterlagen auch wegen des ständig wechselnden und schnell veraltenden Typenangebots kaum einen Nutzen für den Amateur hätten. Deshalb wurde zugunsten reichhaltigerer Schaltungsauswahl zu den Standard-IS-Typen hierauf verzichtet.

Im übrigen konnten Inhalt und Grundaufbau der 1. Auflage weitgehend beibehalten werden. Auf Wunsch des Verlages wurden die Bauelementbezeichnungen (abweichend von der bisher in der Amateurliteratur noch üblich gewesenen Praxis) entsprechend den Vorschriften der *TGL 16082* geändert, was beim Leser eventuell eine gewisse Umgewöhnung für eine Übergangszeit bedeuten wird. Die digitalen Schaltzeichen sind nunmehr einheitlich nach der dafür verbindlichen (in der 1. Auflage noch als Anhang enthaltenen und dort ausführlich kommentierten, bei älterer Literatur gut für Vergleichszwecke nutzbaren) *TGL 16056* dargestellt.

Nahmitz, im Dezember 1980

Hagen Jakubaschk

1. Das Bauelement »Integrierter Schaltkreis« IS und seine Grundlagen

1.1. Einiges zur Herstellungstechnologie

Die Herstellungstechnologie der IS geht zurück auf die auch bei Transistoren vorwiegend angewendete Silizium-Planar-Technologie. Beim Herstellen eines einfachen Silizium-Planar-Transistors geht man von einer Siliziumkristallscheibe aus, auf der sich eine große Zahl einzelner Transistorsysteme nebeneinander zugleich fertigen lassen. Die Siliziumscheibe wird zuletzt gebrochen und somit in die einzelnen Transistorsysteme zerteilt. Durch abwechselndes Beschichten der Scheibe mit speziellem Fotolack, Aufbelichten der später vorgesehenen Halbleiterzonen-Strukturen, nachfolgendes Ätzen, Einwirken mit speziellen Dotierungssubstanzen (wobei p-dotierte oder n-dotierte Siliziumschichten entstehen), Oxidieren (wobei sich die Siliziumoberfläche in Siliziumdioxid SiO_2 – Quarzglas – umwandelt), erneutes Lackbeschichten, Belichten, Ätzen, Einwirken usw. entsteht in mehreren Schritten schließlich die npn-Zonenfolge eines Planartransistors. Die Sperrschichtzonen liegen somit plan (daher der Name) übereinander. Zuletzt werden Kontaktfensterflächen in die die Oberfläche abdeckende SiO_2-Schicht geätzt, an denen man später durch spezielle Punktschweißverfahren (meist mit Ultraschall) die Anschlußverbindungsdrähte kontaktiert. Diese Anschlußstellen auf dem Kristall sind die »Bondinseln«. Einzelheiten zu diesem Verfahren findet der Leser u. a. in [6].

Es ist nun naheliegend, auf einem solchen Kristall, der mehrere Transistoren nebeneinander enthält, diese über die Bondinseln nicht nach außen, sondern mit zuletzt aufgedampften metallischen Leiterbahnen gleich direkt untereinander zu verbinden und so zu fertigen »verdrahteten« Schaltungen winzigen Ausmaßes zu kommen. Damit entfällt für diesen Schaltungskomplex jede äußere Verdrahtung, und mit ihr entfallen Lötstellen, äußere zusätzliche Bauelemente usw. Damit erreicht das ganze Bauelement die gleiche Zuverlässigkeit wie ein Transistor. Dies ist stark vereinfacht der Grundgedanke, der zur IS führte. Möglich wurde diese Technik jedoch erst, als es gelang, immer winzigere Kristallstrukturen technologisch exakt zu beherrschen. Dadurch konnten immer mehr Transistoren je mm^2 Kristalloberfläche untergebracht werden. Dabei entstand schon bald ein anderes Problem: Mit komplexer werdender Funktion stieg auch die Zahl der als Aus- und Eingänge der Funktionseinheit herauszuführenden Anschlüsse und damit zwangsläufig die Gehäusegröße. Durch noch weiter gesteigerte »Packungsdichte« der einzelnen Halbleiterstrukturen gelang es später, immer mehr Funktionen auf einem Kristall zusammenzufassen und den zwischen diesen Funktionseinheiten erforderlichen Aufwand an Verbindungen somit ebenfalls in das IS-Innere als Leiterbahnen auf die Kristalloberfläche zu verlegen. Die Zahl der äußeren Anschlüsse stieg also bei solchen »hochintegrierten« IS nicht mehr weiter an. Allerdings war damit der Zweck der IS infolge ihrer »inneren Verdrahtung« mit steigendem Integra-

tionsgrad immer weiter festgelegt, was zwangsläufig zu international sehr weit spezialisierten großen Typensortimenten führte und letztlich zur sogenannten Kundenschaltungs-IS, die in entsprechend großer Stückzahl für spezielle Anwender entworfen und gefertigt wird. So sind z. B. IS für die Programmablaufsteuerung vollautomatischer Waschmaschinen mit umfangreichem Komfort bekannt, die die gesamte Programmablaufsteuerung innerhalb einer IS realisieren. Ihr sind über äußere Anschlüsse nur noch die »Befehle« für das gewünschte Programm und die von Fühlern gelieferten Signale über Wasserstand, Wassertemperatur usw. zuzuführen und die Ventil- und Motorsteuersignale zu entnehmen. Dieser IS-Typ ist aber eben nur noch zur Steuerung der dafür vorgesehenen Waschmaschine zu verwenden. Derart spezialisierte IS sind für den Amateur vorerst noch ohne Bedeutung.

Die folgenden Darstellungen sind keine Einführung in die Herstellungstechnologie der IS, sie sollen in stark vereinfachter Form dem Anwender der IS ein Mindestmaß an Verständnis vom inneren Aufbau der IS vermitteln, damit dieser beim Experimentieren mit derartigen Bauelementen eine Vorstellung davon hat, was er dem Bauelement zumuten kann und was nicht. Zuvor noch eine grundsätzliche, vielen IS-Anwendern noch unbekannte Aufwands- und Kostenbetrachtung: Wie kurz umrissen, erfolgt das schrittweise Herstellen der Transistorstruktur unabhängig davon, ob es sich wie im nachfolgenden Beispiel um bipolare Transistortechnik oder um die nach gleichen Verfahren mögliche, aber mit weniger Schritten verbundene und einfachere MOS-Technik handelt, durch ein fotolithografisches Verfahren. Vorausgesetzt sei, daß das Abbilden extrem kleiner Einzelheiten von stark vergrößert gezeichneten Fotonegativen (den sogenannten Masken) so weit beherrscht wird, daß man eine große Zahl von Strukturelementen auf kleinster Fläche noch mit der nötigen Präzision in Form und Abmaßen herstellen kann. Die Masken, die die einzelnen Schritte der Strukturherstellung enthalten, werden auf den Kristall projiziert. Die kleinste so darstellbare Struktur ist durch die Größenordnung der Lichtwellenlänge selbst gegeben, weshalb man in neuester Zeit bereits dazu übergeht, statt Licht Elektronenstrahlverfahren einzusetzen. Es ist nun nicht sinnvoll, die Größe des tragenden Kristallplättchens (Substrat) immer mehr zu verkleinern, da an dessen Rändern ohnehin ein Mindestmaß an Fläche für die Bondinseln benötigt wird. Selbst bei präzisester Bondtechnik können die zu diesen Anschlüssen führenden Kontaktdrähtchen nicht beliebig dünn sein, ihr Durchmesser bestimmt aber die Bondinselfläche. Daher liegen die Maße für Substratkristalle zwischen 1 mm^2 und etwa 30 mm^2. Bereits auf 1 mm^2 Fläche lassen sich aber schon einige hundert Transistor-Einzelsysteme anordnen. Da die Materialmenge, die Herstellungsschritte und die Zahl der Masken usw. immer gleich bleiben, besteht aus der Sicht des Herstellers der Unterschied zwischen 1 Transistor und 100 Transistoren nur noch in der Zahl der auf einer Maske aufgezeichneten Einzelheiten. Deshalb ist ein Mehraufwand an Transistoren nahezu ohne Einfluß auf die Gesamtkosten des Kristalls und der späteren IS. Tatsächlich nimmt man lieber 10 Transistoren mehr in Kauf als einen technologisch nur mit zusätzlichen Arbeitsschritten auf dem Kristall realisierbaren Widerstand. Da derartige Substratkristalle, die nach dem letzten Bedampfungsschritt bereits die fertige, noch ungekapselte IS darstellen, in der Herstellung selbst kaum teurer werden als ein einzelner Planartransistor herkömmlicher Art, andererseits aber die exakte Herstellung der Fotomasken sehr kostspielig ist, hängt der Preis einer IS praktisch nur noch von ihrer Stückzahl, nur sehr wenig von ihrer inneren Komplexität ab. Dies erklärt, wiederum vereinfacht und aus der Sicht des Anwenders gesehen, die an-

fänglich hohen Preise für neu herausgebrachte IS höheren Integrationsgrades und deren späteren starken Preisrückgang, sobald entsprechend hohe Fertigungsserien und Stückzahlen die Entwicklungsinvestitionen amortisiert haben. Hierbei tritt ein weiterer, nicht allgemein bekannter Effekt ein: Bei den in großen Stückzahlen gefertigten Standardtypen entfallen derzeit rund $^2/_3$ des Gesamtpreises der IS auf das Gehäuse und dessen Herstellung (einschließlich Anschlußtechnologie und Endprüfungen der gekapselten IS), der eigentliche, bereits voll funktionsfähige IS-Kristall macht nur $^1/_3$ des Preises aus. Deshalb ist man bestrebt, billigere Gehäusetechnologien (Plastverkappung!) zu entwickeln und einzuführen. IS im Plastgehäuse sind daher, obwohl sie den gleichen Schaltkreis enthalten wie die Äquivalenttypen im Keramikgehäuse, merklich billiger.

Wie die Technologie bereits beherrscht wird, verdeutlichen einige Bilder.

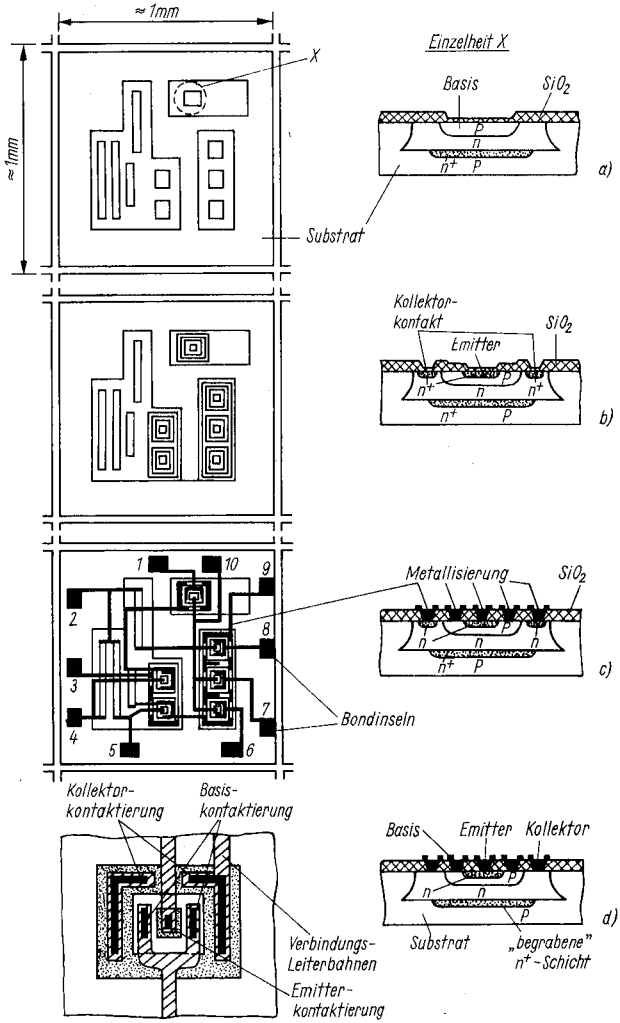


Bild 1.1
Grundsätzlicher Aufbau einer IS am Beispiel einiger Herstellungsschritte

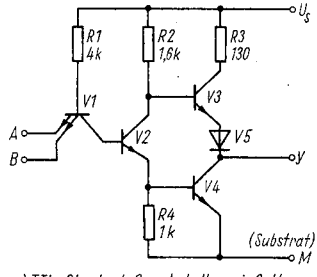
Bild 1.1 zeigt Herstellungsschritte einer sehr einfachen, inzwischen technisch überholten IS-Struktur. Der Substratkristall hat eine Fläche von 1 mm^2 und enthält in einem Zwischenschritt der Herstellung z. B. die bei Bild 1.1a gezeigte Struktur. Die im Kreis angedeutete Einzelheit entspricht einem Transistor und ist rechts nochmals im Schnitt dargestellt. Vorhanden sind die p-leitende Basisschicht, darunter die n-leitende Kollektorschicht und unter dieser noch eine »begrabene«, d. h. später nicht von außen zugängliche und nicht angeschlossene n-Schicht. Sie bildet mit Kollektor und Substrat eine in Sperrrichtung gepolte Diode und isoliert den Kollektor gegen das Substrat. Übrigens läßt schon diese Stufe eine für alle IS typische Besonderheit (Gegensatz zum einzelnen Transistorbauelement) erkennen: Bei versehentlicher Falschpolung von Betriebsspannungen sind die in einer IS zahlreich vorhandenen »Substratdioden« leitend gegen das Substrat, womit sich zahllose »Nebenschlüsse« ergeben. Die IS wird dabei praktisch immer überlastet und zerstört.

In einem weiteren Herstellungsschritt (Bild 1.1b) dampft man die Emitterzone sowie die späteren Kollektorkontaktstellen ein. Das Ganze ist mit SiO_2 hermetisch abzudecken, und in diese Schicht sind später »Fenster« zu ätzen, die die metallischen Kontakte für die Transistorelektroden aufnehmen. Mit diesen Metallisierungen werden zugleich die Zwischenverbindungen der Einzelelemente der IS hergestellt (Bild 1.1c). Das Ergebnis ist also bereits eine intern funktionsfertig verbundene Schaltung, deren Ein- und Ausgänge man über Bondinseln und daran später angeschweißte Kontaktdrähte zu den eigentlichen Anschlußstiften des IS-Gehäuses verbindet. Die bei Bild 1.1a punktiert angedeutete Transistorstruktur, in Bild 1.1c mit den von ihr wegführenden Kontaktbahnen erkennbar, ist in Bild 1.1d nochmals detailliert gezeigt. Beim Vergleich der Bilder ist gut zu erkennen, daß sich auf dem Substrat dieser IS weitere 3 Transistoren befinden. Die Basisanschlüsse hat man einzeln herausgeführt (Bondinseln 6, 7, 8), die Kollektoren in der IS parallelgeschaltet und mit weiteren Stufen verbunden. Außerdem sind die Kollektoren aber über Bondinsel 9 von außen zugänglich. Dieses Beispiel einer IS sehr niedrigen Integrationsgrades gestattet immerhin noch eine Darstellung der einzelnen Strukturen. Die folgenden Bilder mögen ohne nähere Erklärung dem Amateur eine Vorstellung vom inneren Aufbau der von ihm tatsächlich benutzten IS geben. Als Beispiel ist die Innenschaltung des Standard-TTL-Schaltkreises *D 100* gewählt. Er wird als Universaltyp für den Amateur in sehr vielen Schaltungen dieses Buches eingesetzt (Bild 1.2a).

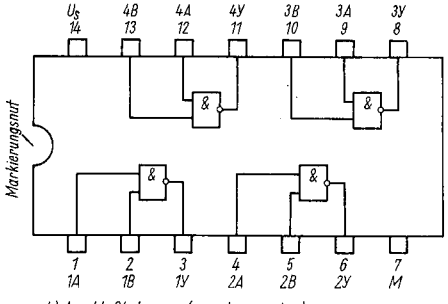
Zunächst fällt der für IS-Schaltungen typische »Multiemitter«-Transistor V1 auf. Funktionell kann er als eine Parallelschaltung zweier »normaler« Transistoren (Bild 1.2d) angesehen werden. Sie ist dadurch realisiert, daß (Bild 1.1) auf einer gemeinsamen Kollektor- und Basisschicht zuletzt die gewünschte Zahl von Emittern (hier 2, praktisch vorkommend bis 8) nebeneinander aufgebracht wird. Um die Funktion der Schaltung Bild 1.2a zu verstehen, kann man sich also einen der Emitter »wegdenken«. Der verbleibende Transistor V1 ist in einer dem Amateur ungewohnten Weise geschaltet. Solange der Emitter (als Eingang A oder B von außen zugänglich) nicht angeschlossen ist, arbeitet die Basis-Kollektor-Strecke von V1 im »inversen« Betrieb als einfache Diode. Über *R*1 und die V1-Dioden-Strecke wird V2 geöffnet, dessen Emitterstrom öffnet V4, und Ausgang Y ist gegen Masse durchgeschaltet. Von der Basis des Transistors V2 »gesehen«, liegen für den von V1 kommenden Strom 2 Basis-Emitter-Strecken (V2, V4) in Serie. Die für Silizium typische Diodenschleusenspannung beträgt 0,7 V, an der Basis V2 stehen also etwa 1,4 V. Da V2 durchgesteuert ist, tritt an Basis V3 nur wenig mehr als etwa

0,7...0,8 V (Schwellenspannung der Basisstrecke V4) auf. Dies reicht nicht, um V3 und die mit seinem Emitter in Serie liegende Diode V5 (Summe der Schleusenspannungen beider wiederum 1,4 V) durchzusteuern, der Transistor V3 ist also geschlossen.

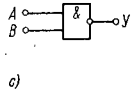
Sobald jetzt einer der Emitter von V1 an Masse liegt (welcher, ist gleichgültig, wie die Ersatzdarstellung Bild 1.2d zeigt), wird V1 über seinen Basiswiderstand $R1$ durchgesteuert. Am Kollektor V1 sinkt die Spannung auf die Sättigungsspannung von V1 (etwa 0,2 V) ab, sie reicht nicht mehr aus, um V2 und V4 durchzusteuern. Beide sperren, und über $R2$ wird nunmehr V3 geöffnet. Ausgang Y erhält über $R3$ niederohmige Verbindung zur Speisespannung.



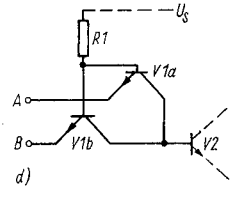
a) TTL-Standard-Grundschaltung je Gatter



b) Anschlußbelegung (von oben gesehen)



c)



d)

Bild 1.2
a – Innenschaltung eines TTL-Grundgatters in der IS *D 100*, b – Anschlußbelegung, c – Logiksymbol zur Darstellung in Stromlaufplänen, d – »Multiemitter«-Transistor ist eine Parallelschaltung mehrerer Einzeltransistoren

Wie verhält sich diese Schaltung bei falsch gepolter Eingangsspannung, z. B. wenn Eingang A, B eine gegen Masse negative Spannung erhält? Nach Bild 1.1a wäre anzunehmen, daß dabei zunächst nichts Überraschendes passieren kann. V1 wird scheinbar, wie beschrieben, lediglich mit etwas höherem Basisstrom geöffnet. Tatsächlich passiert aber anderes. Die parasitäre Diode der »begrabenen« Schicht erscheint, weil für die Schaltungsfunktion unbedeutend, nicht in Bild 1.2a, sie wäre dort als Diode zwischen dem Kollektor des Transistors V1 und Substrat M (mit Katode nach Kollektor V1) ungezeichnet zu denken. Ist der Emitter von V1 negativ gegen Substrat, so öffnet nicht nur V1, sondern auch diese parasitäre Kollektor-Substratdiode, und damit besteht zwischen negativer Spannung am Eingang über Emitter-Kollektor V1 und die Substratdiode eine direkte niederohmige Verbindung! Zu hohe negative Spannungen am Eingang würden daher den Transistor V1 und damit die gesamte IS sehr schnell durch Überlastung zerstören. Ein Sachverhalt, der aus der funktionellen Innenschaltung nach Bild 1.2a keineswegs ersichtlich ist! Da derartige parasitäre Effekte für alle IS gelten, aber oftmals übersehen werden, sind sie näher erklärt. Die Schaltung nach Bild 1.2a würde (vergleichsweise auf »klassische« Schaltungstechnik bezogen) also aus 5 Transistoren, einer Diode und 4 Widerständen, insgesamt also 10 »Bauelementen« bestehen. Diese Schaltung ist, da nur noch ihre äußeren Anschlüsse interessieren, mit einem vereinfachten »Logik-

Schaltsymbol« (Bild 1.2c) dargestellt und erscheint in dieser Form in allen Geräteschaltungen, die mit dieser IS bestückt sind. Tatsächlich enthält jedoch eine IS vom Typ *D 100* (*D 100 C* = Keramikgehäuse, *D 100 D* = Plastgehäuse; der Gehäusekennbuchstabe kann in Angaben zu Stromlaufplänen demgemäß entfallen) zur besseren Kristall- und Gehäuseausnutzung gleich 4 dieser (häufig gebrauchten) Schaltungen, die lediglich auf einem gemeinsamen Substratkristall aufgebracht sind. Damit haben sie zwangsläufig einen gemeinsamen Massenanschluß und sinnvollerweise auch einen parallelgeschalteten Speisespannungsanschluß U_S. Bild 1.2b läßt erkennen, welcher Ein- und Ausgang welchem Anschlußstift zugeordnet ist. Die 4 gleichartigen und voneinander unabhängig verwendbaren Schaltungen nach Bild 1.2a stehen in einer IS zur Verfügung. Sie sind bei diesem Typ auf einem 1 mm × 1 mm großen Kristall untergebracht. Er trägt an seinem Rand die Bondinseln und ist in Gehäusemitte angeordnet, wie Bild 1.3 zeigt. Auf diesem Kristall wären somit vergleichsweise 40 Bauelemente unterzubringen, was nach technischem Stand bereits die niedrigste sinnvolle Integrationszahl ist! Das hierfür vorhandene, tatsächliche »Layout« eines *D 100* zeigt das Bild 1.4. Es läßt bereits ahnen, wie extrem klein und genau die Strukturen einer IS gefertigt werden müssen. Da das auch die später auszubringenden Leiterbahnen betrifft, ist leicht einzusehen, daß IS Überlastungen jeder Art (insbesondere Stromüberlastungen und Falschpolungen) weitaus schneller »übelnehmen« als der dem Amateur vertraute herkömmliche Transistor. Man bedenke, daß die in Bild 1.4 noch sehr vereinfacht dargestellte Struktur tatsächlich eine Kantenlänge von nur 1 mm hat! Höher integrierte IS enthalten auf Substraten, deren Kantenlänge bei höchstens 3 mm liegt, innerhalb der gleichen Schaltkreistypenreihe bis zu 1000 Transistoren; dabei sind Widerstände usw. noch nicht mit genannt. Die Strukturen solcher IS sind selbstverständlich nur noch unter starken Mikroskopen sichtbar zu machen. Die in folgenden Abschnitten als Beispiel angeführten Innenschaltungen sollen dem Amateur u. a. im Zusammenhang mit dem Erläuterten eine Vorstellung ermöglichen, wie weit die Möglichkeiten der Mikroelektronik heute bereits schon in der Serienfertigung beherrscht werden. Einige Innenschaltungen niedrig integrierter IS sind auch deshalb dargestellt, um dem Amateur das Verständnis der Grundfunktionen und der Anwendungsmöglichkeiten dieser universellen IS zu erleich-

Bordinseln und Anschlußlegung beim D100C (nicht maßstabsgetreu!)

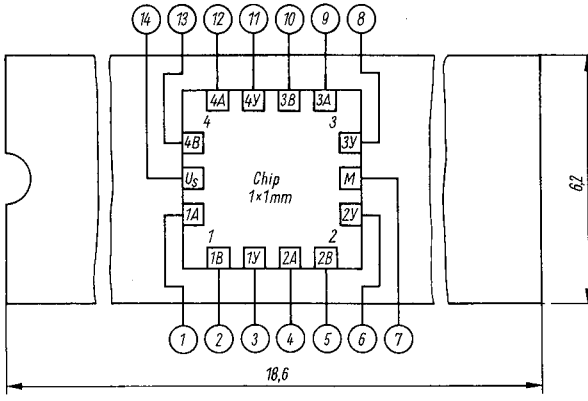


Bild 1.3
Lage der inneren Verbindung zwischen den Anschlußflächen des IS-Kristalls (»Chip«) und den äußeren Anschlußstiften. Der Chip ist hier maßstäblich stark vergrößert angedeutet; das Größenverhältnis zwischen Bondinseln und Chipfläche ist annähernd 1:1 dargestellt

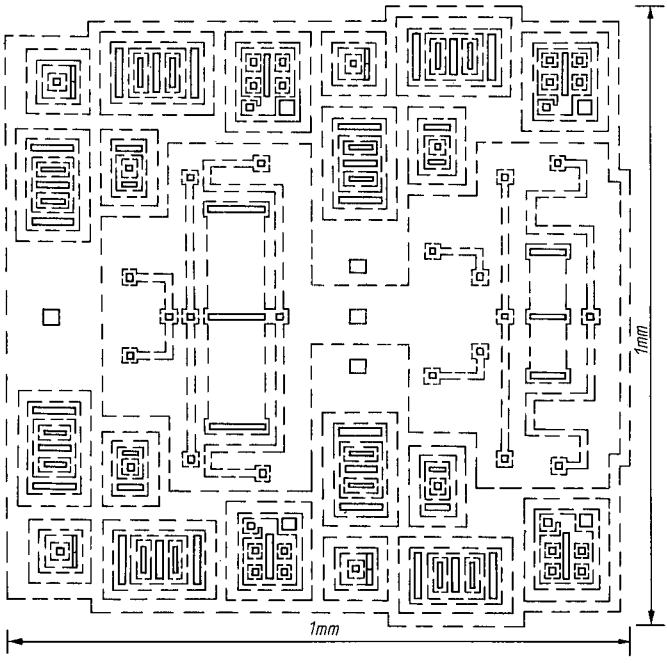


Bild 1.4
Innerhalb der freien Chipfläche (Bild 1.3) befindet sich die Struktur der eigentlichen IS. Sie ist hier für den Typ *D 100* stark vergrößert und in einem frühen Herstellungsschritt (etwa entsprechend Bild 1.1a) dargestellt; es fehlen also u.a. noch sämtliche späteren Zwischenverbindungen

tern. Abschließend sei noch erwähnt, daß in der Fachliteratur oftmals je nach Integrationsgrad zwischen SSI-Schaltkreisen, MSI-Schaltkreisen und LSI-Schaltkreisen unterschieden wird. IS bis etwa 100 Transistorfunktionen zählen dabei noch zur SSI (engl. short scale integration = niedriger Integrationsgrad). Ab 100 bis etwa 1000 Transistorfunktionen spricht man von MSI (medium scale integration = mittlerer Integrationsgrad) und oberhalb etwa 1000 Funktionen von LSI (large scale integration = hoher Integrationsgrad).

1.2. Die IS als Bauelement

Einerseits reagiert eine IS empfindlich auf Überlastungen oder falsche Betriebsweise, andererseits ist sie als Bauelement sehr robust. Vergleiche mit dem einzelnen Transistor sind gut möglich. Die IS ist, abgesehen von den leicht abbrechenden Anschlußstiften, sehr stabil und extrem rüttel-, stoß- und klimafest. Insoweit kann der Amateur eine IS also ebenso handhaben, wie er dies im Umgang mit dem Einzelbauelement Transistor gewöhnt ist.

1.2.1. Beispiele für Innenschaltungen

Ausgehend von der Schaltung des TTL-Standardgatters wurden Varianten entwickelt, die sich in der Zahl der Eingänge unterscheiden. Bild 1.5 zeigt die Innenschaltungen der Typen *D 110* bis *D 160*. *D 100* bis *D 130* unterscheiden sich nur in der Zahl der Eingänge, wie ein Vergleich mit Bild 1.2a...d zeigt. Da die Zahl der verfügbaren Anschlußstifte durch die genormte Gehäusegröße auf 14 oder 16 begrenzt ist, können mit steigender Eingangszahl nur entsprechend weniger Gatter in einer IS untergebracht werden, wie die jeweils daneben angegebene Anschlußskizze ausweist. Bei allen An-

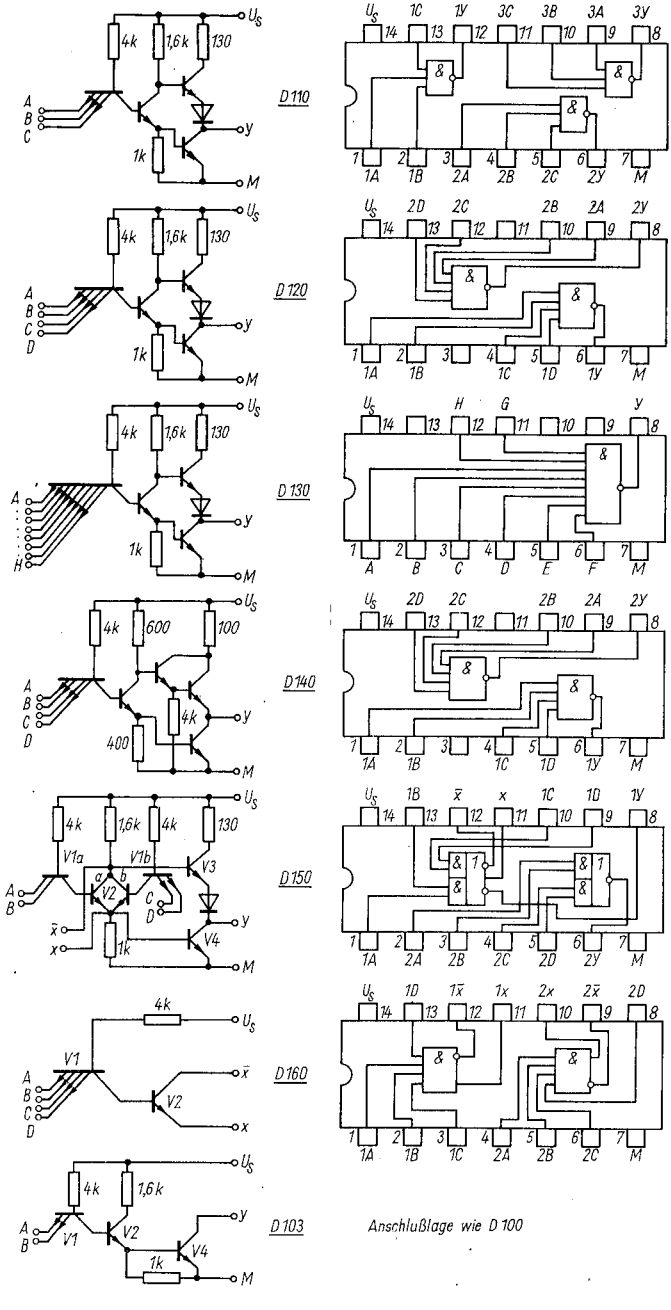
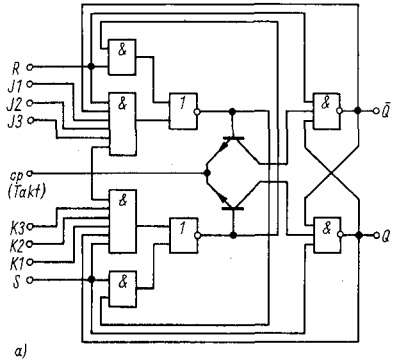


Bild 1.5
Innenschaltungen und Anschlußlagen der wichtigsten Grundfunktionen-IS für die TTL-Technik (s. a. Abschnitt 1.2.5.)

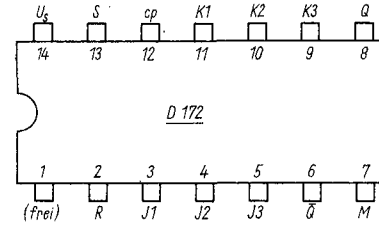
schlußskizzen für die bei derartigen Schaltkreisen übliche DIL-Gehäusebauform (DIL = dual-in-line, engl.; etwa Anschlüsse in 2 parallelen Linien angeordnet) ist zu beachten, daß die Anschlußlage für die Sicht von oben auf das Gehäuse gültig ist.

Der Typ *D 140* entspricht funktionell dem *D 120*, die abweichende Bemessung der inneren Widerstandswerte zeigt jedoch, daß diese IS für höhere Ströme und Belastungen ausgelegt ist. Zur bedarfsweisen Orientierung sind noch die Schaltungen für *D 150* und *D 160* angegeben. Die IS *D 103* entspricht der *D 100*, jedoch fehlt in der Endstufe der obere Transistor (V3, V5; Bild 1.2). Es handelt sich um den sogenannten offenen Kollektorausgang, der zusätzliche schaltungstechnische Möglichkeiten (Parallelschaltung von Ausgängen) bietet.

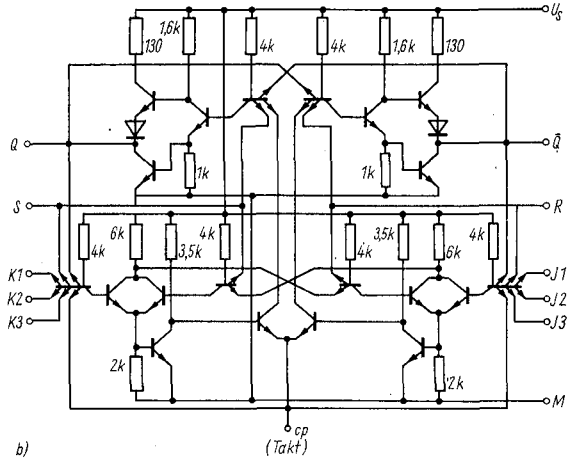
Bild 1.6 zeigt die Innenschaltung der



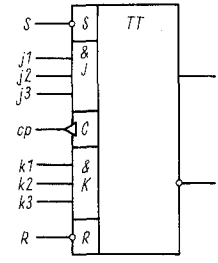
a)



d)



b)



c)

Bild 1.6
Flip-Flop *D 172* als Beispiel für eine aus mehreren Grundfunktionen zusammengesetzte komplexe Funktion mit vorgegebenem Verhalten. a – Darstellung mit Logikschaltzeichen, b – Innenschaltung der IS *D 172*, c – Schaltsymbol, es gilt außer für *D 172* für alle Flip-Flop, die gleiches Verhalten zeigen, d – Anschlußlage der *D 172*

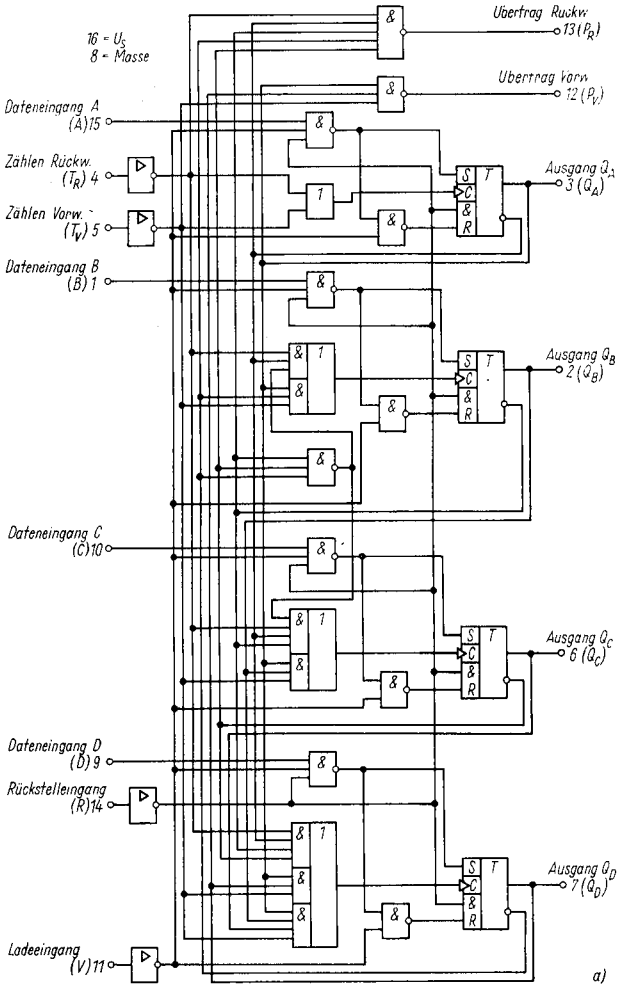
Flip-Flop-IS *D 172*. Komplexere IS werden meist nur noch mit den Logiksymbolen dargestellt, weil die tatsächliche Innenschaltung für den Anwender im einzelnen uninteressant und außerdem viel zu unübersichtlich wäre. Der Flip-Flop *D 172* besteht aus einer Zahl von Grundgattern, die intern nach Bild 1.6a verbunden sind. Vergleichsweise zeigt Bild 1.6b die tatsächliche Innenschaltung, die gerade noch übersichtlich ist.

Trotzdem gehört auch die *D 172* noch zu den niedrig integrierten IS! Da ein solcher Flip-Flop ein ganz bestimmtes Verhalten zeigt, kann man seine Anschlüsse nach genormten Regeln bezeichnen und ihn wiederum vereinfacht darstellen. Es ist leicht einzusehen, daß selbst die Darstellung nach Bild 1.6a noch zu unübersichtlich ist, wenn derartige IS in größeren Schaltungen mehrfach vorkommen.

Bild 1.7 zeigt ein Beispiel für den steigenden Integrationsgrad. Es handelt sich um einen kompletten Vor- und Rückwärtszähler von 0...9 mit Nullstell- und Voreinstellmöglichkeit. Auf dem etwa 4 mm × 4 mm großen Substratkristall dieser IS sind viele Gatterschaltungen sowie 4 vollständige Flip-Flop ähnlich Bild 1.6 vorhanden. Bild 1.7b zeigt die Anschlußlage dieses Zählbausteins, die mit dem ebenso aufgebauten, jedoch binär (0...15) zählenden Typ *D 193* übereinstimmt. Wie die später behandelten Schaltungen zeigen, ist für den Amateur, der diese und ähnliche IS verwendet, ein tieferes Verständnis für die Einzelheiten der Schaltung nach Bild 1.7a nicht erforderlich. Auf die grundsätzliche Funktion derartiger IS als Bauelement wird später eingegangen.

Die bisher gezeigten Beispiele entstammen der bipolaren Schaltkreistechnik (TTL-Technik; Abkürzung für Transistor-Transistor-Logik). Sie ist dem mit der herkömmlichen Transistortechnik vertrauten Amateur noch am ehesten verständlich. Wie schon die Innenschaltungen zeigten, sind hierbei aber noch ohmsche Widerstände auf dem IS-Substrat notwendig, die die Herstellungstechnologie komplizieren, außerdem erfordert die bipolare Technik relativ viele Herstellungsschritte. Weitaus einfacher ist in dieser Beziehung die MOS-Technik, die vom Prinzip des Feldeffekttransistors [9], [10], und zwar des p-Kanal-Anreicherungstyps, ausgeht. Gegenüber der TTL-Technik hat sie als Vorteile einfachere Herstellungstechnologie, weit höheren möglichen Integrationsgrad und geringere Betriebsströme aufzuweisen. Entscheidende Nachteile (für viele industrielle Zwecke) sind die gegenüber TTL um mindestens 2 Größenordnungen niedrigere Schaltgeschwindigkeit und Arbeitsfrequenz sowie (vor allem für den Amateurbereich) höhere notwendige Speisespannungen und sehr hochohmige Ein- und Ausgänge. Grundsätzlich besteht ein Standardgatter in MOS-Technik (IS der U...-Serie) lediglich aus einem MOSFET mit Drain-Arbeitslastwiderstand R_L (Bild 1.8a).

Man kann diesen Widerstand ebenfalls durch einen MOSFET nachbilden, der eine konstante Gatespannung erhält, indem sein Gate mit dem Drain verbunden wird. Dieser »Lasttransistor« V_L (Bild 1.8b) wirkt dann ebenso wie ein Widerstand, im Gegensatz zu diesem ist es aber möglich, ihn im gleichen Arbeitsgang zusammen mit dem MOSFET V_T herzustellen. Allerdings hat die Schaltung nach Bild 1.8b den Nachteil, daß auch bei gesperrtem MOSFET V_T die Ausgangsspannung an A niemals den Wert der Speisespannung $-U_1$ erreicht, denn V_L benötigt einen Teil von $-U_1$ als Gatevorspannung. Deshalb wird sehr oft für das Gate des Lasttransistors eine zweite Betriebsspannung $-U_2$ zugeführt, um höheren Ausgangsspannungshub oder aber eine Serienschaltung mehrerer Ausgangstransistoren zu ermöglichen. Bild 1.8c zeigt diese Lösung. In der Praxis geht man noch einen Schritt weiter. In Bild 1.8d arbeitet ein Invertertransistor V3 zugleich mit dem eigentlichen Ausgangs-



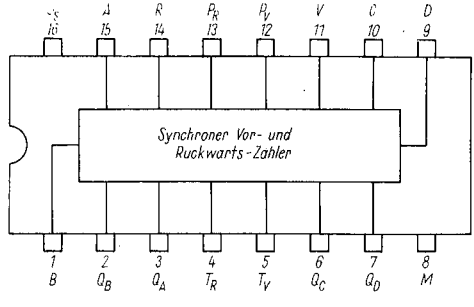


Bild 1.7
a – logische Innenschaltung des Zählerbausteins mittleren Integrationsgrades (MSI-IS) vom Typ *D 192 C*, b – Anschlußlage bei *D 192* und *D 193*

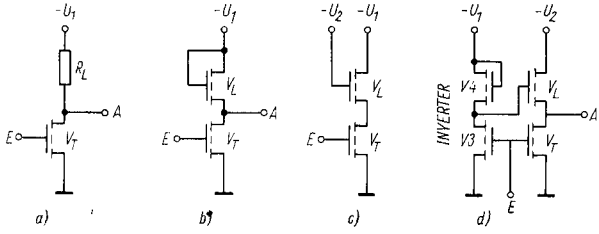


Bild 1.8 a – Prinzipschaltung einer Grundgatterfunktion bei MOS-Schaltkreisen, b – der Lastwiderstand R_L wird durch den technologisch einfacher herstellbaren Lasttransistor T_L ersetzt, c – das Gate ist häufig an eine besondere Vorspannung angeschlossen, d – durch Mitsteuern des Lasttransistors über eine Inverterstufe kann man für A die Eigenschaften eines Gegentaktausgangs erreichen, diese Variante hat bei gleichem Bestimmungszweck günstigere elektrische Eigenschaften und ist leichter herzustellen

transistor V_T. Der Drain-Arbeitswiderstand für V3 wird nach dem Prinzip in Bild 1.8b ebenfalls mit Transistor V4 gebildet. Sobald nun über Eingang E V_T geöffnet ist, öffnet zugleich V3, seine Drainspannung sinkt ab, so daß Lasttransistor V_L schließt. Damit wird Ausgang A nicht nur über V_T gegen Masse geschaltet, sondern auch die Drainspannung für V_T durch V_L abgeschaltet. Schließt dagegen V_T, so sperrt auch V3, wodurch V_L öffnet und Ausgang A relativ niederohmig nach $-U_2$ durchschaltet. Für A ist damit eine echte Gegentaktendstufe gebildet, die gegenüber der nach außen hin funktionell gleichwertigen Grundschaltung (Bild 1.8a) technisch erhebliche Vorteile hat. Bild 1.9 zeigt die verhältnismäßig einfache Struktur einer solchen IS, weil alle Transistoren gleichartig und andere Bauelemente nicht vorhanden sind. Es handelt sich um eine Grundgatterfunktion mit 2 Eingängen (sinngemäß Parallelschaltung zweier Transistoren V_T in Bild 1.8a). Die Kanalzonen für V_a, V_b und V_c werden in einem Arbeitsgang hergestellt; nach einem Zwischenschritt (Fensterätzung) die Source- und Drainzonen zugleich aufgebracht, wobei Drains V_a, V_b und Source V_c eine gemeinsame Fläche bilden. Man erreicht das fertige System hier also mit weniger Arbeitsschritten und einfacheren Strukturen.

Lasttransistor V_L (Bild 1.8) soll auch dann, wenn die Gatespannung gleich der Drainspannung ist, noch einen relativ hohen Widerstand haben. V_T dagegen soll

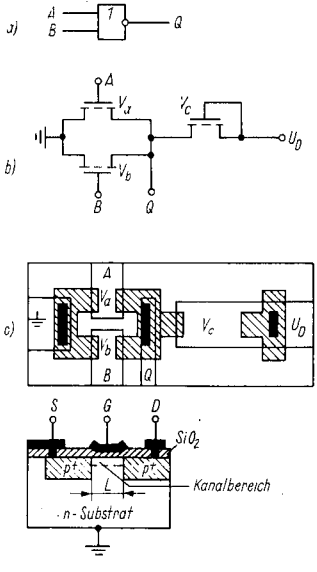


Bild 1.9
Ausführung einer Gatterfunktion in einer MOS-IS. a – logisches Schaltsymbol, b – elektrische Schaltung, c – Struktur auf dem Substrat der IS, d – Schnitt durch einen der so gebildeten Eingangstransistoren

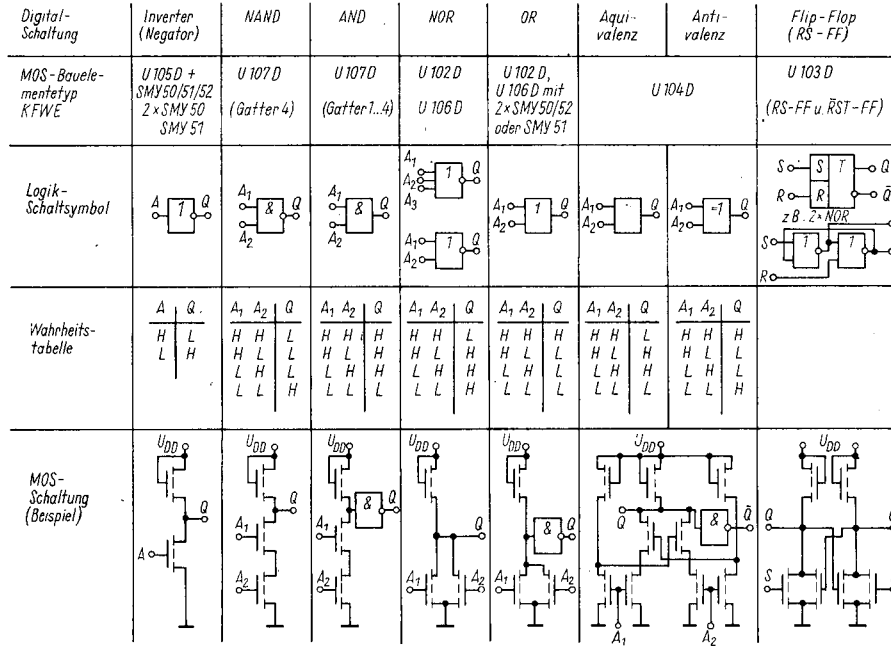
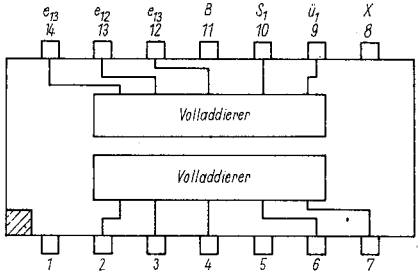


Bild 1.10 Übersicht über die wichtigsten Grundfunktionen der MOS-IS-Technik, ihre prinzipielle Realisierung innerhalb der IS und hierfür benutzbare *U 10*-Typen

mit möglichst niedriger Gatespannung bis zu geringem Restwiderstand durchzusteuern sein.

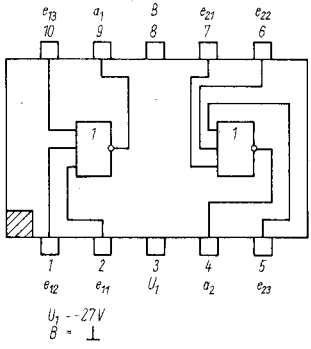
Die unterschiedlichen Transistoreigenschaften lassen sich dabei ebenfalls recht einfach durch unterschiedliche Abmessungen der Transistorstrukturen realisieren, wie die unterschiedlich langen Kanalbereiche in Bild 1.9c gut zeigen.

Bild 1.10 gibt eine Übersicht über die wesentlichsten mit MOS-IS realisierbaren logischen Funktionen und dafür geeignete Typen von MOS-IS der DDR-Produktion. Bild 1.11 bis Bild 1.16 geben die wichtigsten Daten und Anschlußbelegungen für die aus DDR-Produktion greifbaren MOS-IS wieder. Bild 1.17 zeigt die zu dieser Typenserie gehörenden, aber als einzelne



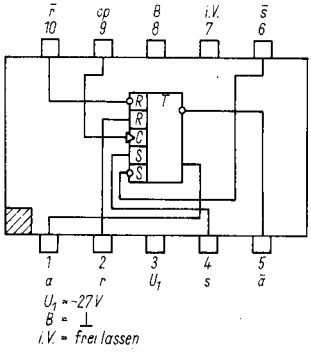
e_1	e_2	e_3	S	ü
H	H	H	H	H
H	H	L	L	H
H	L	H	L	H
H	L	L	H	L
L	H	H	L	H
L	H	L	H	L
L	L	H	H	L
L	L	L	L	L

Bild 1.11 Anschlußlage und Funktionstabelle der IS *U 101 D*



e_1	e_2	e_3	a
H	H	H	L
L	H	H	H
H	L	H	H
L	L	H	H
H	H	L	H
L	H	L	H
H	L	L	H
L	L	L	H

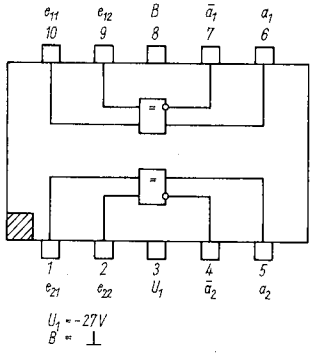
Bild 1.12
Anschlußlage und Funktionstabelle der IS *U 102 D*



$\bar{r}$	$\bar{s}$	a^n	a^{n+1}
H	H	H	unbestimmter Zustand
L	H	H	L
H	L	H	H
L	L	H	H
H	H	L	unbestimmter Zustand
L	H	L	L
H	L	L	H
L	L	L	L

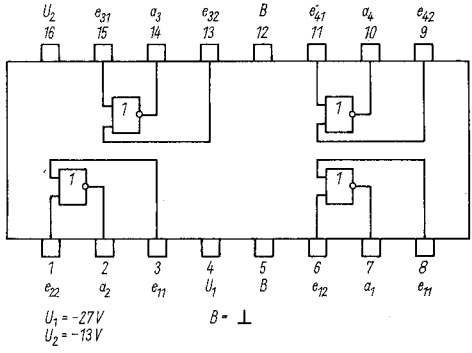
$r \rightarrow L$ setzt $a \rightarrow H$
$s \rightarrow L$ setzt $a \rightarrow L$

Bild 1.13
Anschlußlage und Funktionstabelle der IS *U 103 D*



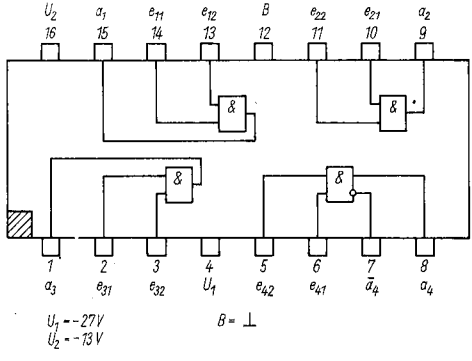
e_1	e_2	a	$\bar{a}$
H	H	L	H
H	L	H	L
L	H	H	L
L	L	L	H

Bild 1.14
Anschlußlage und Funktionstabelle der IS *U 104 D*



e_1	e_2	a
H	H	L
H	L	H
L	H	H
L	L	H

Bild 1.15
Anschlußlage und Funktionstabelle der IS *U 106 D*



e_1	e_2	a	$\bar{a}_4$
H	H	H	L
H	L	H	L
L	H	H	L
L	L	L	H

Bild 1.16
Anschlußlage und Funktionstabelle der IS *U 107 D*

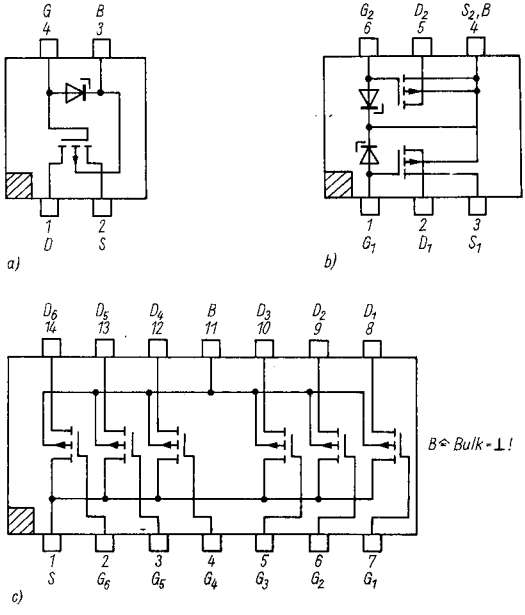


Bild 1.17
Anschlußlagen der zur *U 10*-Typenreihe gehörenden p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET *SMY 50, SMY 51, SMY 52* und *U 105 D*. Daten und Schaltbeispiele in [9]

MOSFET verwendbaren Typen *SMY 50, SMY 51, SMY 52* und *U 105 D*. Sie sind im Zusammenhang mit den MOS-IS als Ausgabeorgan (Lastschalttransistoren), die unmittelbar von U...-Ausgängen angesteuert werden können, von Interesse.

In diesem Abschnitt wurden nur Grundschaltungen der TTL-Technik und der Hochvolt-MOS-Technik (*U 10*-Serie) dargestellt. Die CMOS-Technik (die als aktuellste Weiterentwicklung die Vorteile von MOS- und TTL-IS ohne deren Nachteile vereinigt) wird gesondert in Abschnitt 7. behandelt. Technologisch ist sie der MOS-Technik sehr ähnlich, anwendungstechnisch aber eher der TTL-Technik vergleichbar.

1.2.2. Der Innenaufbau von IS

Die Kenntnis der genauen Innenschaltung einer IS ist für den Anwender unwesentlich, bei Typen höheren Integrationsgrades wird sie deshalb vom IS-Hersteller entweder gar nicht oder allenfalls, wie es die Bildbeispiele zeigten, nur noch als Funktionsdarstellung mit Logikschaltzeichen bekanntgegeben. Da innerhalb einer »Schaltkreisfamilie« (also z. B. die bipolaren IS der TTL-Technik oder die unipolaren IS der MOS-Technik) alle elektrischen Werte für Aus- und Eingänge sowie Betriebsspannungen genormt sind, genügt für den Amateurbereich die Kenntnis dieser wenigen einheitlichen Anschlußwerte sowie des »logischen Verhaltens« der jeweiligen IS. Bei IS, die untereinander verknüpfte Funktionen aufweisen, wird dieses Verhalten mit entsprechenden Funktionstabellen angegeben, die formal aussagen, wie der jeweilige IS-Ausgang reagiert, wenn man die Eingänge unterschiedlich beschaltet. Für bestimmte, zeitabhängig arbeitende IS oder solche höheren Integrationsgrades, bei denen eine Tabelle zu unübersichtlich würde, wird das IS-Verhalten in Impulsdiagrammen dargestellt. Weil die Ein- und Ausgänge digitaler IS nur 2 Zustände (Spannung oder keine Spannung) kennen, ist diese formale Beschreibung der IS-Funktion zunächst voll ausreichend. Ausnahmen können im Amateurbereich gelegentlich dann auftreten, wenn eine IS in unüblicher, also vom zugehörigen System dieser Typengruppe abweichender Schaltung betrieben werden soll (z. B. bei Kombination mit herkömmlichen diskreten Bauelementen). In solchen Fällen ist für die Praktiker die Kenntnis der Beschaffenheit von Eingangs- und Ausgangsstufe der IS von Interesse, um Belastbarkeiten und mögliche Überlastungsgefahren bei unüblicher Betriebsweise abschätzen zu können. Nicht zuletzt deshalb wurden einige Details zum Innenaufbau einer IS unter diesem Blickwinkel erläutert. Bedauerlicherweise sind aber bei vielen IS (insbesondere MOS-IS) diese Einzelheiten vom Hersteller nicht zu erfahren. Allgemeine Regeln lassen sich dann nicht geben. Der Amateur sollte aber wissen, daß für nicht vom Hersteller vorgesehene Betriebsweisen jede Garantie entfällt. Riskant sind für den Amateur stets eigene Versuche, wenn dabei nicht abzuschätzen ist, ob möglicherweise bestimmte Grenzdaten der IS überschritten werden. Der »von der Transistorschaltung kommende« Amateur wird dabei insoweit »umdenken« müssen, als eine IS eben keine »Ansammlung von Transistoren« schlechthin ist, sondern noch andere, ihm ungewohnte Effekte auftreten können (z. B. parasitäre Dioden). Ein anderer Gesichtspunkt ist die »Verlustleistung« der IS und ihre Strombelastbarkeit an Ein- oder Ausgängen. Eine Verlustleistung tritt selbstverständlich auch bei der IS auf, sie ist aber für den Anwender im allgemeinen uninteressant, weil bei normaler Betriebsweise durch Speisespannung und Innenschaltung fest vorgegeben und damit nur noch für den Hersteller von Bedeutung. Tatsächlich können sich einige IS-Typen unter bestimmten Umständen merklich

erwärmen. Die Zähler-IS *D 192* und *D 193* (Bild 1.7) nehmen z. B. bei 5 V Betriebsspannung immerhin fast 0,1 A auf, in dem IS-Kristall sind somit näherungsweise bereits 0,5 W in Wärme umgesetzt! Kühlmaßnahmen sind aber bei digitalen IS niemals notwendig. Sie werden nur selten durch thermische Überlastung zerstört. Meistens kommt es bei zu großen Stromstärken, wie sie nur bei fehlerhaften Betriebsweisen auftreten können, zu Materialzerstörungen der Leiterbahnen in der IS, noch bevor dies mit merklichen Verlustleistungen oder Erwärmung verbunden ist. Fällt dabei nur ein Teil der IS aus (z. B. nur ein Gatter einer *D 100* gemäß Bild 1.2b), so kann man die restlichen Funktionsgruppen oftmals noch weiter benutzen, wenn sich die übrigen Werte der IS (Sollwert der Betriebsstromaufnahme) nicht geändert haben. Allerdings neigen derart teilgeschädigte ebenso wie mit unzulässigen Anschlußwerten betriebene IS oft zu späterem völligem Ausfall. Im Hinblick auf die Gerätezuverlässigkeit sollten sie möglichst nicht weiter verwendet werden.

1.2.3. Analoge und digitale IS

Der herkömmliche Einzeltransistor ist zunächst stets ein analog arbeitendes Bauelement. Je nach Basisstromstärke können Kollektorstrom und Ausgangsspannung der entsprechenden Verstärkerstufe Werte nahe Null und dem zulässigen Höchstwert annehmen. Beschränkt man sich auf die Zustände »Strom« oder »kein Strom«, so arbeitet auch der einzelne Transistor digital (als »Schalter«). Die in diesem Buch behandelten digitalen IS sind jedoch (mit wenigen Ausnahmen bei Spezialschaltungen, die mit Grundgattern realisierbar sind) nur für digitale Betriebsweise geeignet. Auf analoge IS gehen [4], [61], [65], [66] u. a. näher ein. Nur selten werden analoge IS im Zusammenwirken mit digitalen IS eingesetzt. Im Zusammenhang mit der TTL-Technik betrifft das insbesondere die analogen IS *A 109C* (universeller Operationsverstärker) und *A 110C*. Der *A 110C* ist ein analog arbeitender, aber speziell für den Übergang auf digitale TTL-Systeme bestimmter Operationsverstärker, den man als Komparator (»Vergleicher«) und Trigger benutzt, der aber auch vorteilhaft als Eingangsspannungsverstärker zum Ansteuern von TTL-Systemen sein kann. Die IS der DDR-Produktion sind bezüglich ihrer »Familie« am ersten Typenkennbuchstaben zu unterscheiden. Analog-IS beginnen mit A..., digitale IS mit D... (TTL-Technik) und U... (MOS-Technik). Bei Importtypen ist die Bezeichnungsweise leider nicht einheitlich, hier helfen nur Typenvergleichslisten oder Datenblätter (einige der wichtigsten solcher Daten findet der Amateur in [3], [5] und [66]), die allerdings bei der raschen technischen Entwicklung notwendigerweise meist verstreut in der einschlägigen Fachpresse zu finden sind.

1.2.4. Schaltsymbole und Logikarten

Dieser Abschnitt faßt Begriffsbestimmungen und Festlegungen, die im Zusammenhang mit den in diesem Buch beschriebenen Schaltungen für den Praktiker von Interesse sind, der aber mit der IS-Digitaltechnik noch wenig vertraut ist, zusammen.

Erfahrungsgemäß bereitet es gerade dem Amateur Schwierigkeiten, sich auf dem exakten Weg über die (für ihn oft doch recht trocken-theoretisch-abstrakte) »Schaltalgebra« in die Funktion logischer Schaltungen »hineinzudenken«. Diesen Lesern sei deshalb eine andere Hilfestellung gegeben, die es ihnen ermöglicht, auch ohne Kenntnis der Schaltalgebra und ihrer Regeln und speziellen Schreibweisen ein Logikschaltbild zu »lesen«. Bei derartigen Darstellungen tauchen die bekannten Begriffe NAND, AND, OR, NOR für logische Funktionen auf (AND wird

z. T. auch als UND in deutscher Bezeichnungsweise geschrieben). Diese Bezeichnungen stammen aus dem Englischen. Ein Gatter, dargestellt durch ein Symbol gemäß Bild 1.2c, gibt an seinem Ausgang z. B. ein Signal ab, wenn von den vorhandenen Eingängen nicht nur einer, sondern alle zugleich ein Signal zugeführt erhalten. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, weil einer der Eingänge kein Signal bekommt, hat auch der Gatterausgang kein Signal (unabhängig vom Zustand der übrigen Eingänge!). Dies ist die UND- (engl. AND-) Funktion. Das Gegenteil ist die ODER-Funktion (engl. OR): Der Gatterausgang gibt bereits ein Signal ab, wenn mindestens 1 Eingang ein Signal erhält. Darüber hinaus gibt es eine (sehr einfache und dem Amateur als gewöhnliche Transistorstufe vertraute) weitere Funktion, den »Inverter«. Dies ist eine Stufe, die 180 Grad Phasendrehung hat, wie das z. B. bei einem Verstärkertransistor in der üblichen Emitterschaltung der Fall ist: Bekommt der Eingang (Basis) Spannung, so geht die Ausgangsspannung (Kollektorspannung) gegen Null und umgekehrt. Die Stufe reagiert also »umgekehrt« (invertierend): Signal am Eingang bedeutet kein Signal am Ausgang und umgekehrt. Man kann bei Logikgattern nun durch einen (in der IS) nachgesetzten Transistor dieses Invertieren leicht bewirken. In diesem Fall würde bei den erwähnten Gatterfunktionen AND und OR das Signal (hinter dem Invertertransistor) immer dann »NICHT« erscheinen, wenn es gemäß der Eingangsbelegung und Gatterfunktion erscheinen müßte; es würde erscheinen, wenn es »NICHT« erscheinen dürfte. Setzt man einem UND-Gatter einen solchen Inverter nach, entsteht zusammengefaßt die Funktion NICHT-UND (NOT-AND, kurz geschrieben NAND); bei einer ODER-Funktion und nachfolgendem Inverter die Funktion NOT-OR oder kurz NOR. Für den Inverter ist deshalb auch die Bezeichnung Negator gebräuchlich.

Die Grundfunktionen werden im folgenden unmittelbar durch Betrachtung der Gatterinnenschaltungen erläutert. Zuvor muß jedoch definiert werden, was unter »Signal« zu verstehen ist. Vorerst sei dafür vereinfachend das Vorhandensein einer Spannung (in der zur jeweiligen IS »passenden« Größe und Polarität sowie auf den Masseanschluß der IS bezogen) angenommen.

Bild 1.8a zeigte bereits die einfachste Form eines Inverters oder Negators: Liegt am Gate eine Spannung, so öffnet der Transistor, der Ausgang wird gegen Masse geschaltet und hat keine Spannung. Liegt am Eingang keine Spannung, so sperrt der Transistor, über R_L führt der Ausgang Spannung. Das Ausgangssignal entspricht daher stets NICHT dem Eingangssignal. In Bild 1.8d taucht die Bezeichnung Inverter bereits für den Transistor V3 auf (V4 ist nur dessen Drainarbeitswiderstand statt R_L). Das gesamte Gatter arbeitet ebenso als Negator, intern ist aber mit V3 eine zusätzliche Negation geschaffen, so daß V_L an seinem Gate stets gegensinnig zum Ausgangstransistor V_T (der ja sein Eingangssignal ohne Negation direkt von E erhält) schaltet. Die Negation eines Signals ist also recht einfach. Bei der Betrachtung einer NAND- oder NOR-Funktion zerlegt man diese gedanklich in die Grundform AND oder OR und eine nachfolgende Umkehrung (Negation). Eine vorhandene Negation in einem Gatter wird an dessen Ausgang (auf der rechten Kante des Symbols) mit einem Punkt oder Kreis angegeben. Hat ein Gatter mit Punkt nur einen Eingang, so arbeitet es lediglich als Negator (eine häufig benötigte Funktion) – dies ist z. B. bei dem Gatter in Bild 1.7 im Ladeeingang (Stift 11) der Fall. Die Gatter haben dort unter anderem die Aufgabe, die Polarität des betreffenden Eingangssignals umzukehren.

»Logische« Funktionen ergeben sich erst, wenn mehrere Eingänge existieren. Bild 1.9 sei als Beispiel genannt. Zunächst besteht die Funktion eines Negators (siehe

auch Bild 1.8b!), jedoch sind 2 Eingangstransistoren parallelgeschaltet. Erhalten beide (V_a und V_b in Bild 1.9) keine Gatespannung (kein Signal), so sperren beide, Ausgang Q führt somit Spannung. Diese Logikfunktion muß also bereits mit dem Buchstaben N... beginnen. Offensichtlich geht die Spannung an Q gegen Null, wenn einer der beiden Transistoren öffnet, wenn also Eingang A oder Eingang B angesteuert wird. Der Zustand des zweiten Eingangs ist, sobald einer der Transistoren öffnet, ohne Einfluß. Es liegt also eine ODER-Funktion und wegen der erwähnten Negation insgesamt ein NOR-Gatter vor. Die OR-Funktion ist durch die in das Schaltsymbol hineingeschriebene Ziffer 1 (Bild 1.9a) gekennzeichnet, der Punkt am Gatterausgang macht es zur NOR-Darstellung. Dieses Symbol ist zusammen mit den übrigen in Bild 1.10 dargestellt. Dort ist auch das Beispiel für die AND- bzw. NAND-Funktion zu finden. Beim NAND-Gatter (Symbol & im Gatter) liegen die Eingangstransistoren nicht parallel, sondern in Serie. Offensichtlich müssen jetzt die Eingänge 1 und 2 Spannung bekommen, damit am Ausgang Q **keine** Spannung auftritt. Bild 1.10 zeigt dies im Vergleich der NOR- und NAND-Prinzipschaltung recht deutlich. Wie sich jetzt leicht erkennen läßt, wird durch Nachschalten eines Inverters immer ein NAND zum AND, ein AND zum NAND bzw. ein OR zum NOR und umgekehrt. Zwei hintereinandergeschaltete Negatoren ergeben wieder die ursprüngliche Funktion. Wie Bild 1.10 bis Bild 1.17 zeigen, sind in der MOS-IS-Typenreihe alle Funktionen, z. T. kombiniert, als IS »greifbar«. Die IS *U 107 D* (Bild 1.16) verfügt z. B. über 4 AND-Gatter mit je 2 Eingängen, eines davon hat einen zusätzlichen Ausgang NAND, der in der IS sehr einfach durch nochmalige Negation des AND-Ausgangs gewonnen wird.

In der TTL-Technik hat der Amateur es vorwiegend mit NAND-Funktionen zu tun. Bild 1.2 ist dafür ein gutes Beispiel: Wenn ein Emitter von V1 (oder auch mehrere zugleich) gegen Masse gelegt wird, so steuert V1 durch, womit V2 und V4 sperren und V3 öffnet. Am Ausgang Y erscheint somit Signalspannung, wenn am Eingang keine Spannung (nämlich Masseverbindung) vorhanden ist. Damit wirkt dieses TTL-Grundgatter zunächst einmal negierend und kann, wenn man nur einen Eingang benutzt, als einfacher Negator arbeiten. Um zu erreichen, daß am Ausgang kein Signal auftritt, muß Eingang A und Eingang B positive Spannung erhalten, nur dann sperrt V1 und hat Y keine Spannung. Der Eingang ist also eine UND-Funktion, und wegen der erläuterten Negation wirkt das Gatter somit insgesamt als ein NAND.

Bild 1.18 verdeutlicht das Verhalten eines TTL-Grundgatters. Für alle in diesem Buch enthaltenen Schaltungen gelten folgende Festlegungen. Das Gatter taucht in Stromlaufplänen stets wie »ein Bauelement« auf. Entsprechend werden Gatter in Schaltbildern mit D1, D2 usw. bezeichnet. Die in Bild 1.18 dargestellten Gatter D1...D4 können in der Praxis übrigens in einer IS (in diesem Fall käme die *D 100* in Betracht) oder in mehreren IS verteilt enthalten sein. Außerdem ist es zulässig, nichtbenutzte Gattereingänge nicht zu

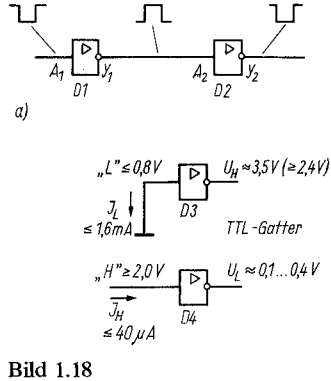


Bild 1.18
Funktionsweise eines NAND-Gatters. a – doppelte Negation, b – Pegelverhältnisse am Ein- und Ausgang eines TTL-Gatters

zeichnen. In umfangreicheren Stromlaufplänen wird zum leichteren Überblick der Gesamtfunktion an einigen Leitungen die Polarität bestimmter wichtiger Signale angegeben. In Bild 1.18 liegt z. B. am Eingang A1 des Gatters 1 normalerweise ständig Spannung; ein übertragener Signalimpuls bedeutet dann, daß diese Spannung absinkt. Diesen Sachverhalt kann man durch die angegebene Impulsdarstellung markieren. Da das Gatter negiert, erscheint dieser Impuls somit mit umgekehrter Polarität am Ausgang Y1. Die markierte Impulsform läßt sofort erkennen, daß auf der Verbindungsleitung Y1—A2 normalerweise (ohne zu übertragende Impulse) keine Spannung ist.

Der Begriff »Signal« muß näher definiert werden. Für die bisher vereinfacht mit »Spannung« oder »keine Spannung« angegebenen Sachverhalte gelten je nach Schaltkreis-»Familie« unterschiedliche, innerhalb der entsprechenden Technik selbstverständlich genormte Signalspannungen. Sie sind nicht als Spannung, sondern als »logischer Pegel« angegeben. Bild 1.18b gibt zunächst ein Beispiel für die TTL-Technik. Liegt der Gattereingang an Masse (Bild 1.2a), so ist die Spannung nahe 0 V. Praktisch kann sie deshalb nicht ganz Null werden, weil diese Masseverbindung z. B. über den Ausgangstransistor V4 eines vorhergehenden Gatters erfolgt. Sie darf maximal etwa 0,8 V betragen. Es fließt dann nach Masse der Emitterstrom des Eingangstransistors V1, der typisch bei etwa 1 mA, maximal bei 1,6 mA liegt. Der Ausgang des Gatters gibt in diesem Fall eine Spannung von mindestens 2,4 V, typisch etwa 3,5 V ab. Die volle Speisespannung von 5 V wird nicht erreicht, weil (Bild 1.2a) über $R3$, V3 und V5 eine gewisse Spannung abfällt.

Legt man den Gattereingang an eine Spannung von mindestens 2,0 V, so sperrt der Eingangstransistor V1, denn seine Emitterspannung ist nunmehr positiver als seine Basisspannung. Letztere kann nämlich nicht über dem Wert der Schleusenspannung für V2 + V4 (etwa 1,4 V) liegen. V4 öffnet, und am Gatterausgang treten nur noch etwa 0,1 bis maximal 0,4 V auf.

Im Gegensatz zur TTL-Technik arbeiten MOS-Schaltkreise mit negativen Betriebsspannungen. Es ergeben sich somit nicht nur andere Spannungswerte, sondern auch andere Vorzeichen für die Ein- und Ausgangssignale. Um trotzdem einheitliche Betrachtungsweisen anwenden zu können, hat man, nachdem es anfänglich zu unterschiedlichen Definitionen und Schreibweisen kam, inzwischen internationale Festlegungen getroffen. Sie werden weitgehend einheitlich angewendet. Bild 1.19 soll das erläutern. Zunächst unterscheidet man zwischen der logischen Bedeutung eines Signals und der zugehörigen Spannung. Wie die logische Bedeutung primär definiert wird, hängt vom Anwendungsfall ab. Üblich sind die Begriffe »logisch 0« und »logisch 1«. (Die Schreibweise »L« für »logisch 1« ist wegen der Verwechslungsgefahr mit Signalpegel »Low« L ungünstig!). Was man nun als »logisch 0« ansieht, ist Ansichtssache, wie ein Beispiel zeigen mag: Angenommen sei eine vom Amateur gebaute bekannte Lichtschranke, deren Lichtempfänger (ein Fotowiderstand) das »Signal« für die nachfolgende logische Schaltung liefert. Ist der Fotowiderstand beleuchtet (Normalfall bei einer Lichtschranke im Ruhezustand), so liefert er einen Strom bzw. eine Signalspannung (»logisch 1«). Wird die Lichtschranke unterbrochen, so ist der Fotowiderstand hochohmig und sein Signal »logisch 0«. Dies wäre eine mögliche Zuordnung. Bei einer Sicherungs- oder Alarmschranke interessiert aber gerade der Fall der Lichtunterbrechung, man kann also dem Zustand »Fotowiderstand hochohmig, kein elektrisches Signal« folgerichtig die Bedeutung des Alarmsignalfalls und damit die logische 1 zuordnen! Es hat sich jedoch eingebürgert, den Zustand »Spannung vorhanden« als logische 1 zu bezeichnen. Zweckmäßiger für die Funktion von Schaltungen ist jedoch die Be-

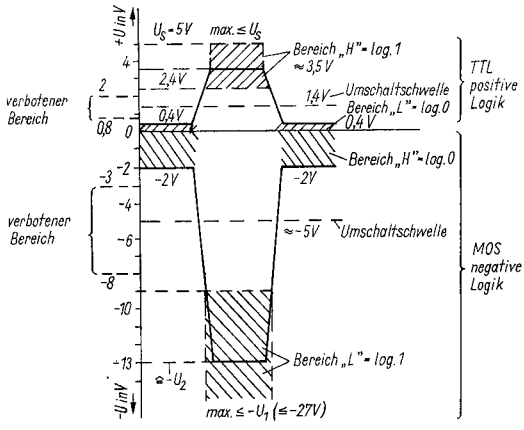


Bild 1.19
Zur Definition der logischen Pegel bei TTL- und bei MOS-Logikschaltungen

trachtung nach dem Gesichtspunkt »höherer« oder »niedrigerer« Spannung an den Ein- und Ausgängen der Gatter. Wegen der u. U. unterschiedlichen Vorzeichen besteht Verwechslungsgefahr, deshalb hat man sich darauf geeinigt, die Begriffe »Hoch« und »Tief« auf die einheitliche Impuls- und Diagrammkurvendarstellung zu beziehen. Bild 1.19 verdeutlicht das. Zunächst seien die Verhältnisse für die TTL-Technik betrachtet. Für die logische 1 steigt die Spannung auf einen über 2,4 V liegenden Wert, entsprechend der TTL-Betriebsspannung (+5 V) ist sie positiv. Die Spannung befindet sich daher in dem als H (engl. = High = hoch) markierten Bereich. Für die logische 0 liegt die Spannung bei einem sehr niedrigen Wert zwischen 0 V und etwa 0,4 V (engl. »Low« = niedrig). Da bei der TTL-Technik die logische 1 durch positive Spannung gekennzeichnet ist, spricht man bei diesem System (und ähnlichen) von »positiver Logik«. Die gegensätzlichen Verhältnisse bei der MOS-Technik sind maßstäblich in Bild 1.19 ebenfalls angegeben. Da definitionsgemäß »logisch 1« = Spannung, »logisch 0« = (fast) keine Spannung sein soll und die Bezeichnungen H und L dem tatsächlichen (zeichnerischen) Kurvenverlauf des Signal entsprechen, ergibt sich eine umgekehrte Zuordnung. Bei der »negativen Logik« der MOS-Technik nimmt die Spannung nach negativen Werten zu, der logischen 1 ist also der Spannungspegel L zugeordnet.

Im Zweifelsfall kann sich der Amateur an Hand des Bildes 1.19 stets schnell Klarheit über die richtige Zuordnung und die auftretenden Signalspannungen und deren Vorzeichen verschaffen. Diese inzwischen weitgehend international vereinheitlichten Festlegungen haben den Vorzug, eine stets einheitliche Darstellung von Kurvenverläufen, Diagrammen und logischen Funktionstabellen zu ermöglichen. Demzufolge sind z. B. in Stromlaufplänen angegebene Impulspolaritäten (wie in Bild 1.18a) auch einheitlich ohne Rücksicht auf die angewendeten Schaltkreistypen darstellbar. Bild 1.18a zeigt, daß am Eingang des Gatters D1 und Ausgang des Gatters D2 im Ruhezustand H-Potential herrscht, das bei Übertragung eines Signals für dessen Dauer nach L-Pegel geht. Bei mit logischen Pegeln und Ein- und Ausgängen von Gattern im Zusammenhang stehenden Strom- und Spannungsangaben wird der Pegel, auf den sich die Angabe bezieht, als Index angefügt, wie Bild 1.18b dies für die Ausgänge der Gatter D3 und D4 andeutet.

Zwischen den für die jeweilige Schaltkreisfamilie genormten H und L existiert stets ein Übergangsbereich, in dem sich der Umschaltvorgang des Gatters voll-

zieht (z. B. bei Bild 1.2a: Übergang des Transistors V1 vom Durchlaß- in den Sperrzustand). Innerhalb dieses Bereichs ist dem Pegel keine eindeutige Signalfunktion zuzuordnen, d. h., unter bestimmten Voraussetzungen kann zwar der Betrieb einzelner IS oder Gatter in dem »verbotenen« Bereich zulässig sein, jedoch besteht dann (besonders in Nähe der Umschaltschwelle) die Gefahr, daß nachfolgende IS oder Gattereingänge diesen Pegel nicht mehr eindeutig dem Zustand H oder L zuordnen können. Er hat zu den Pegelgrenzen H und L einen erheblichen Sicherheitsabstand, um z. B. IS- und Schaltungstoleranzen aufzufangen und die Sicherheit gegen fremde Störsignale zu erhöhen.

1.2.5. Anschlußdaten und Eigenschaften von IS

1.2.5.1. Was sagen Datenangaben aus?

Von den für digitale IS vom Hersteller angegebenen Daten interessieren den Amateur meist nur einige. Diese sind im wesentlichen die Normalbetriebs- und Grenzwerte für die (systemeigene) Speisespannung und für Ein- und Ausgänge, eventuelle Kurzschlußfestigkeit von Ausgängen sowie die auftretenden Ströme für Ein- und Ausgangszuleitungen. Eine große Zahl von Daten, die insbesondere das dynamische Verhalten von Schaltkreisen betreffen (Schalt- und Verzögerungszeiten usw.) und fast immer an bestimmte vorgegebene Meßschaltungen gebunden sind, haben für den Amateur wenig Bedeutung. Im Hinblick auf den industriellen Einsatz sind digitale IS vorzugsweise auf möglichst hohe »Schnelligkeit« hin konzipiert. Die maximale Arbeitsfrequenz liegt für TTL-Schaltkreise der Standardserie (Typenreihe *D 10*) bei etwa 25 MHz. Spezielle TTL-Schaltkreise der »schnellen« Serie *D 2...* erreichen noch erheblich höhere Arbeitsfrequenzen. Demgegenüber ist die MOS-Logik der U-Typenreihe »nur« bis größenordnungsmäßig höchstens 1 MHz einzusetzen. Diese Werte sind übrigens sehr stark von Anwendungsfall, äußerer Beschaltung usw. abhängig, falls die maximale Arbeitsgeschwindigkeit ausgenutzt werden soll.

Die TTL-Serien *D 10* und *D 20* unterscheiden sich aus der Sicht des Amateurs nicht wesentlich. Die »schnelle« Serie *D 20* hat einen etwa 20...50% höheren Speisestromverbrauch, und für die Ein- und Ausgangs-»Lastfaktoren« gelten etwa 20% höhere Stromwerte als bei der *D 10*. Ansonsten stimmen die Typenbezeichnungen und Innenschaltungen sowie Anschlußlagen beider D-Serien überein. Der Amateur kann daher eine für normale mit *D 10* ausgelegte Schaltung auch mit eventuell gerade vorhandenen *D 20* realisieren. Nur in wenigen Fällen sind die hohen möglichen Arbeitsfrequenzen der Serie *D 20* unumgänglich, aber selbst dann kann mitunter eine für z. B. *D 200* ausgelegte Schaltung mit ausgewählten *D 100* noch gut arbeiten. Erwähnt sei noch die TTL-Typenreihe *E...*, sie hat für den Amateur insoweit keine besondere Bedeutung, als sie in allen ihn interessierenden Werten der D-Serie entspricht, jedoch für erhöhte Klimabeanspruchungen und eingeengte Toleranzen ausgelegt ist. Die Industrie verwendet E-Typen für Geräte mit extrem großer Zuverlässigkeit, die z. B. im tropischen Klima und auf Polarexpeditionen gleichermaßen arbeiten müssen. Die international zunehmend üblichen Typenkennziffern beginnen meist mit den Zahlen *74...N* für TTL-Standardgatter. Beispiele dafür sind *SN 7400 N* ≙ *D 100*, *SN 7472 N* ≙ *D 172* usw. Das nachgesetzte N kennzeichnet bei der *74*-Serie das Plastikgehäuse, während ein nachgesetztes J bei Keramikgehäusen steht. Schaltkreise, die der Serie *D 20* entsprechen, werden durch ein eingeschobenes H gekennzeichnet (*D 200 C* ≙ *SN 74 H00J*). Steht anstelle des eingeschobenen H ein S, so handelt es sich um einen Schaltkreis in Schottky-TTL-Technik.

Serien für erhöhte Zuverlässigkeit oder andere Klimagrenzwerte beginnen meistens mit *84*... oder *54*... Diese wenigen Angaben mögen für die grobe Orientierung genügen. Auf Serien, die für den Amateur nur wenig Bedeutung haben (Low-Power-Typen, »langsame« stromsparende TTL, spezielle störsichere TTL-Typenreihen usw.), kann hier nicht eingegangen werden. CMOS-Typen werden in Abschnitt 7. behandelt.

Bei TTL- und MOS-Schaltkreisen, aber auch bei Analogschaltkreisen, soweit sie in dem dafür üblichen 2reihig mit Anschlüssen versehenen DIL-Gehäuse untergebracht sind, müssen die Anschlüsse stets von oben gesehen, beginnend links von der Rand-Kennut mit Stift Nr. 1, entgegen dem Uhrzeigersinn gezählt werden. Im Gegensatz dazu gilt für IS, die in transistorähnlichen runden Metallgehäusen (TO-Gehäuse) untergebracht sind, die auch für den klassischen Transistor übliche Sicht von unten auf die Anschlüsse. Bei dieser Bauform (die man hauptsächlich für analoge IS verwendet) ist außerdem zu beachten, daß das Metallgehäuse stets stromführend (im allgemeinen mit dem Substrat verbunden) ist. Bei der Montage dieser Bauform daher Gehäusekurzschluß gegen andere Bauelemente vermeiden!

Für die interessierenden digitalen IS existieren einheitliche Betriebsspannungen, die einzuhalten sind und damit dem Amateur die Stromquelle weitgehend vorschreiben. TTL-IS benötigen stets eine positive Speisespannung ($U_s = +5\,V$), MOS-IS der U 1...-Serie benötigen meistens 2 negative Speisespannungen (−13 V und −27 V), in Einzelfällen auch nur eine dieser Spannungen. Schließlich ist es bei analogen IS teilweise notwendig, 2 Speisespannungen unterschiedlicher Polarität zu verwenden. So erfordert der vielseitig einsetzbare analoge Operationsverstärker *A 109* zwei Speisespannungen mit (maximal) +15 V und −15 V, der Typ *A 110* benötigt +12 V und −6 V. An dieser Stelle eine Bemerkung zur erforderlichen Konstanz der Speisespannungen: Der Hersteller gibt dafür oft recht geringe Toleranzen vor (z. B. für TTL-IS +4,75...5,25 V), dies besagt aber nicht, daß die Speisespannung auch für den Amateurbereich immer so genau einzuhalten ist. Die absoluten Grenzwerte, für TTL z. B. +7,0 V, dürfen natürlich auch nicht kurzzeitig überschritten werden! Die vom Hersteller vorgegebene enge Toleranz der Speisespannung kennzeichnet lediglich den Bereich, innerhalb dessen noch für volle Funktion unter Einhaltung sämtlicher Kennwerte auch in größeren Schaltungskomplexen Herstellergarantie besteht. Tatsächlich kann der Amateur manche einfachere TTL-Schaltung bereits mit etwa 4...4,5 V sicher betreiben. Es sind auch Betriebsspannungen bis (höchstens!) 6,0 V vertretbar, ohne daß mit Schäden gerechnet werden muß. Für analoge IS gelten andere Verhältnisse. Die dafür angegebenen Speisespannungen sind gewöhnlich Maximalwerte, je nach Anwendungszweck und äußerer Beschaltung können derartige analoge IS noch mit Betriebsspannungen bis herab zu 30 % des Nennwerts funktionsfähig sein. Die genormten Betriebsspannungen sind im übrigen Vorbedingung, um genormte Signalpegel zu realisieren, wie sie Bild 1.19 zeigt. Demzufolge lassen sich die Ein- und Ausgänge von IS der gleichen »Familie« auch unmittelbar miteinander verbinden. Trotzdem interessiert gerade für den Amateurbereich das Verhalten der Ein- und Ausgänge bei Anlegen fremder Spannungen sowie bei Kurzschluß von Ausgängen gegen Masse und gegen Betriebsspannung.

Eine eigene Datenermittlung an unbekannten Schaltkreisen durch den Amateur scheidet aus. Sie ist übrigens, falls Typ und Anschlußlage der IS unbekannt sind, auch dem Fachmann im allgemeinen unmöglich. Der Amateur kann lediglich bei Schaltkreisen, deren Typenbezeichnung und Anschlußlage be-

kannt sind, kontrollieren, ob sie bestimmte Sollwerte einhalten, und damit den Schaltkreis auf Tauglichkeit prüfen. Ein »Ausprüfen der Anschlüsse« wie bei Transistoren ist bei IS von vornherein unmöglich, da sich je nach Polung und Anschlußpunkten der Prüfspannung die verschiedensten parasitären Strompfade in der IS ergeben und damit jeder Rückschluß auf die tatsächliche Bedeutung der geprüften Anschlüsse unmöglich wird. Daher kann der Amateur IS unbekannter Herkunft und ohne nähere Angaben praktisch in keinem Fall verwenden, zumal auch die Gehäuseform und Anschlußzahl nur selten Rückschlüsse, oft nicht einmal die Unterscheidung analog/digital oder Zuordnung zu einer Schaltkreisfamilie ermöglicht.

1.2.5.2. Einige typische Datenbeispiele

TTL-IS

Die TTL-Betriebsspannung beträgt +5,0 V. Die Speisestromaufnahme hängt vom »Inhalt« der IS und außerdem von deren Betriebszustand ab, sie beträgt z. B. für ein einzelnes Grundgatter (Bild 1.2a) etwa 1 mA, wenn der Gatterausgang auf H-Potential liegt, und etwa 3,5 mA, wenn der Gatterausgang L hat. Da z. B. in der *D 100* vier Gatter enthalten sind, hängt die Gesamtstromaufnahme (die exemplarbedingt um ±30% tolerieren kann) jeweils von deren einzelnem Schaltzustand ab. Für IS höheren Integrationsgrades liegt die Stromaufnahme entsprechend höher (bis immerhin fast 100 mA für Zähler-IS *D 192, D 193* u. ä.). Der Amateur sollte TTL-Betriebsspannungen von 6 V keinesfalls überschreiten, außerdem dürfen die Eingänge einer IS niemals höhere Spannungen als die vorhandene Betriebsspannung erhalten, sofern nicht zusätzlich strombegrenzende Maßnahmen getroffen werden.

Eine besondere Bedeutung hat bei TTL-IS der »Lastfaktor«. Diesen Kennwert benutzt man bei der direkten Zusammenschaltung von Ein- und Ausgängen statt Strom- oder Spannungsangaben. Er besagt, wie viele nachfolgende Eingänge parallel an einen Ausgang anschließbar sind. Wie aus Bild 1.2a hervorgeht, hat der Gatterausgang im Zustand L (V4 durchgesteuert) die Summe der Emitterströme der Eingangstransistoren V1 nachfolgender Gatter gegen Masse abzuleiten. Am Ausgang können daher nicht beliebig viele Gattereingänge nachgesetzt werden. Maßgebend ist der Emitterstrom des Transistors V1 gegen Masse, er ist durch die innere Dimensionierung der IS festgelegt und beträgt bei einem TTL-Standardeingang maximal 1,6 mA (typisch 1 mA). Dieser Strom wird als eine »Lasteinheit« aufgefaßt, somit kann man zunächst jedem Gattereingang (wobei nur ein Eingangsemitter an V 1 angenommen sei) den »Eingangslastfaktor« $N_I = 1$ zuordnen. Der Lastfaktor N (gelegentlich mit der älteren Schreibweise F_L bezeichnet) ist zu unterscheiden in den Eingangslastfaktor N_I und den Ausgangslastfaktor N_0. Der Index ist abgeleitet von den englischen Bezeichnungen I für »Input« (Eingang) und O für »Output« (Ausgang). In der Fachliteratur wird die Belastbarkeit des Gatterausgangs (mit N_0 gekennzeichnet) auch gelegentlich als »Fanout« bezeichnet. Bild 1.20 veranschaulicht die Bedeutung des Lastfaktors. Wenn einem Gatterausgang (hier Gatter D0) mehrere Gattereingänge parallelgeschaltet sind, so addieren sich deren Eingangslastfaktoren. Im Normalfall beträgt der Lastfaktor eines Gattereingangs $N_I = 1$. Ausnahmen kommen vor bei höherintegrierten IS, die gelegentlich an einzelnen Eingängen bis $N_I = 4$ aufweisen; dies ist dann in den Datenblättern gesondert angegeben. Die Schaltung Bild 1.20 besteht aus TTL-Standardgattern (nach Bild 1.2). Mit den Gattern D1...D10 wird der Ausgang von Gatter D0 demzufolge mit $N_0 = 10$ belastet. Die maximale Belastbarkeit von sogenannten TTL-Standardausgängen beträgt $N_0 = 10$ (für verbilligte »Bastler-IS« wird aus Sicherheits-

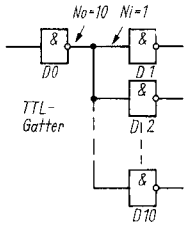


Bild 1.20
Zur Parallelschaltung von TTL-Gattereingängen

gründen nur $N_0 = 5$ angegeben). Ein $N_0 = 10$ reicht für umfangreichere Schaltungen mitunter nicht aus. Deshalb gibt es in der Grundtypenreihe das »Leistungsgatter« *D 140* (Bild 1.5), das $N_0 = 30$ gestattet. Alle übrigen Daten einschließlich seines Eingangslastfaktors $N_I = 1$ stimmen mit dem Paralleltyp *D 120* überein. Der Lastfaktor $N_0 = 10$ besagt demzufolge, daß der Ausgangstransistor V4 im Standardausgang (Bild 1.2a) mindestens 16 mA aufnehmen kann, ohne daß die Kollektorspannung von V4 dabei den Wert 0,4 V übersteigt. Für den H-Zustand des Gatterausgangs (V4 gesperrt, V3 geöffnet) gelten jedoch andere Überlegungen: Hierbei beträgt die Ausgangsspannung zwischen 2,4...3,5 V, die Eingangstransistoren V1 der nachfolgenden Gatter sind gesperrt, so daß zunächst anzunehmen wäre, daß der Gatterausgang strommäßig nicht belastet wird. Tatsächlich fließt jedoch in V1 zwischen Basis (etwa 1,4 V inneres Potential) und Emittern jetzt ein geringer Sperrstrom. Ihn muß der Gatterausgang abgeben. Zulässig sind beim Standardeingang maximal etwa 40 µA, so daß der Ausgang von Gatter D0 in Bild 1.20 im H-Zustand etwa 0,4 mA abzugeben hat. Da er praktisch immer weit höher belastbar ist und außerdem der Sperrstrom der Eingangsemitter fast immer weit unter 1 µA liegt, ist bei der Addition der Lastfaktoren praktisch nur der Fall des L-Potentials von Interesse. Inwiefern hierbei ein Unterschied besteht, zeigt Bild 1.21 zusammen mit Bild 1.2a. Vereinfachend wurde bisher angenommen, das Gatter habe nur einen Eingang. Tatsächlich sind jedoch fast immer 2, maximal 8 Eingänge (Bild 1.5) vorhanden. Es ist gelegentlich auch notwendig, mehrere Eingänge eines Gatters parallelzuschalten (Bild 1.21). Wenn nun das »treibende« Gatter D0 Pegel L hat, so wirkt diese Parallelschaltung der (gemeinsamen) Eingangsemitter von V1 (Bild 1.2a) wie ein Emitter, dessen Strom von (schaltungsintern durch $R1$ festgelegt) maximal 1,6 mA sich auf die Emitter aufteilt. Die Eingangsparallelschaltung wird also bei L-Potential nur mit $N_I = 1$ wirksam. Anders bei H-Potential. Die Parallelschaltung der Eingangsemitter wirkt jetzt wie eine Parallelschaltung von (gesperrten) Dioden, deren Sperrströme sich addieren. Für H-Pegel tritt also $N_I = 3$ auf. Wegen der erheblich überdimensionierten Gatterausgangsendstufe des treibenden Gatters besteht jedoch genügend Reserve, so daß auch für die in Bild 1.21 gezeigte Parallelschaltung mehrere Gattereingänge die Näherung $N_I = 1$ und somit einheitlicher Eingangslastfaktor für beide Pegel ansetzbar sind. Für Amateurzwecke reicht daher die Faustregel, »parallelgeschaltete Eingänge eines Gatters wirken wie ein einzelner Eingang« aus.

MOS-IS der *U 10*-Serie

Für MOS-IS wird eine Betriebsspannung von −27 V (Grenzwerte bei −28...−25 V; für Amateurzwecke kann −24 V als untere Grenze gelten) und fast immer eine zweite von −13 V (die Grenzwerte liegen bei −14 V...−12 V) benötigt. Die Stromaufnahme je IS liegt im Bereich weniger

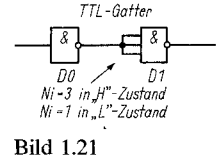


Bild 1.21
Parallelgeschaltete Eingänge eines Gatters treten je nach Eingangspotential mit unterschiedlichem Lastfaktor in Erscheinung

Milliampere, und man kann sie ggf. den Datenblättern entnehmen. Die MOS-Technik kommt also mit geringeren Speiseströmen aus; da dies aber höhere Betriebsspannungen voraussetzt, ist sie kaum leistungsärmer als die TTL-Technik und keineswegs »leistungslos«. Auch bei MOS-IS werden Gatterausgänge unmittelbar mit nachfolgenden Gattereingängen verbunden. Wie das Grundprinzip (Bild 1.8) erkennen läßt, stellen aber die Eingänge praktisch keine nennenswerte Belastung dar (MOSFET-Gate!), so daß die Angabe eines »Eingangslastfaktors« bei MOS-Gattern nicht sinnvoll ist. Dementsprechend brauchen MOS-Gatterausgänge keine nennenswerten Ströme aufzubringen. Trotzdem achtet der Hersteller auf eine gewisse mögliche Strombelastbarkeit, um die kapazitiven Einflüsse der Ausgangsleitungen und der nachfolgenden Gattereingänge zu berücksichtigen. Diese Verdrahtungs- und IS-Eingangskapazitäten (letztere liegen im Bereich weniger 10 pF) müssen beim Umschalten (Pegelwechsel) des Gatterausgangs sehr schnell umgeladen werden. Dieser Vorgang bestimmt die erreichbare Arbeitsgeschwindigkeit der MOS-Technik! Deshalb findet man bei MOS-Gatterausgängen oft Gegentaktausgangsstufen (Bild 1.8d). Zu deren Belastbarkeit machen MOS-IS-Hersteller allerdings keine näheren Angaben, da sie beim Aufbau von reinen MOS-Logikschaltungen kaum interessiert. Für den Amateur hat das den Nachteil, daß die Kopplung von MOS-IS-Ausgängen auf »artfremde« Bauelemente (Transistoren u. ä. außer auf die Gate der »systemzugehörigen« MOSFET-Typen *SMY50* bis *SMY52* und *U105D*) problematisch wird. Bild 1.22 gibt Richtwerte für die ohmsche Belastung des MOS-Ausgangs der Typenreihe U1... an. Bei L-Pegel am Gatterausgang darf man diesen mit minimal 100 kΩ belasten, da sonst die Ausgangsspannung unter den für L-Pegel gültigen Mindestwert von −9 V absinkt. Das bedeutet gleichzeitig, daß dem Gatterausgang maximal etwa 0,1 mA Strom entnommen werden kann. Für H-Pegel am Ausgang darf die Strombelastung gegen die Speisespannung nur etwa 0,2...0,3 mA betragen, wenn der H-Pegel −2 V einzuhalten ist. Da der Eingangswiderstand eines MOS-IS-Gatters bei etwa $10^8\,\Omega$ liegt, interessieren die Mindestwerte für R_L bei der Verbindung von MOS-Gattern untereinander praktisch nie.

Die Zahl der am Gatterausgang parallel nachzuschaltenden Eingänge kann theoretisch weit über 100 liegen und wird praktisch nur durch die mit der notwendigen Verdrahtung auftretende immer größere Lastkapazität begrenzt. Falls die damit verbundene Schaltzeitverlängerung nicht stört, besteht also hinsichtlich eines »Lastfaktors« wie bei der TTL-Technik hier keinerlei Einschränkung. Für den Einfluß verdrahtungsbedingter Kapazitäten auf die Schaltzeiten dieser MOS-IS, der sehr unterschiedlich sein kann, muß auf die Hersteller-Datenblätter verwiesen werden. Der in Bild 1.22 für R_L angegebene Mindestwert ist insofern von Bedeutung, als er auf die Hochohmigkeit der MOS-Schaltungen und die damit verbundenen Isolationsprobleme hinweist. Nebenschlüsse auf Leiterplatten durch Lötmittelreste oder Staubablagerung können zusammen mit hoher Luftfeuchte sehr schnell unter 100 kΩ liegen!

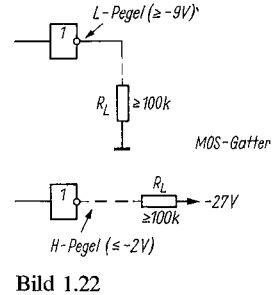


Bild 1.22
Zur Ausgangsbelastbarkeit von MOS-IS-Ausgängen

1.2.5.3. Stromversorgung und Entkopplungsmaßnahmen

In Schaltbildern der IS-Technik werden üblicherweise die für jede IS erforderlichen Speise- und Massezuleitungen nicht mitgezeichnet, um die Übersichtlichkeit zu wahren. Der Amateur hat daher, auch bei den Schaltungen dieses Buches, stets die Anschlüsse für Masse (Betriebsspannungs-Null) und Speisespannung bei jeder IS mit zu bedenken. Da man einzelne Gatter, die in einer IS oder in mehreren verteilt vorhanden sein können, getrennt zeichnet, wäre auch eine sinnvolle Zuordnung von Speiseleitungen nicht möglich. Trotzdem sind die Speisespannungs- und insbesondere die Masseleitungsführung sehr kritische und wichtige Details, von denen das Funktionieren einer IS-Schaltung entscheidend abhängt. Deshalb folgen einige wichtige Hinweise dazu, die später bei allen Schaltungen dieses Buches als bekannt vorausgesetzt und nicht mehr gesondert erwähnt werden.

Sämtliche gleichnamigen Speisespannungsanschlüsse ($-U_1$ und $-U_2$ bei MOS, $+U_s$ bei TTL) und Masseanschlüsse aller IS liegen parallel. Insbesondere über die Masseleitungen kommt es dabei sehr leicht zu Verkopplungen. Dies betrifft vor allem die TTL-Technik, weshalb folgende Hinweise besonders für TTL gelten. Die MOS-Technik ist bezüglich Verkopplungsgefahren über Speise- und Masseleitungen vergleichsweise weniger kritisch, trotzdem sollte der Amateur für MOS-Schaltungen ebenfalls nach diesen Grundregeln verfahren. Jede Leitung hat bekanntlich eine, bei sehr steilflankigen Impulsen, wie sie für IS-Schaltungen typisch sind, nicht zu vernachlässigende Induktivität. Ihr Einfluß läßt sich gut erkennen, wenn man das Verhalten eines TTL-Gatters im Umschaltmoment betrachtet. Liegt U_e im L-Bereich (praktisch unterhalb 1 V, Bild 1.19!), so nimmt das einzelne Gatter etwa 1 mA Speisestrom auf, der hauptsächlich durch $R1$, $R2$ bestimmt wird (Bild 1.2a). V3 ist gesperrt. Erhöht man jetzt die Eingangsspannung U_e langsam, so beginnt allmählich V1 zu sperren, und damit öffnet V3. V3 ist bereits offen, wenn V4 noch nicht völlig gesperrt ist. Im Bereich dieser, bei etwa 1,4 V liegenden »Umschaltschwelle« der Eingangsspannung setzt also ein starker, praktisch nur durch $R3$ begrenzter »Kurzschluß«-Stromfluß über $R3$, V3, V4 nach Masse ein. Bei weiter erhöhter Eingangsspannung sperrt dann V4, und die Stromaufnahme geht auf den für H-Eingangspegel bzw. L am Ausgang typischen Wert von etwa 3,5 mA zurück. Übrigens zeigt sich hierbei, daß es von Vorteil ist, die Eingänge nichtbenötigter Gatter an Masse zu legen, weil sich so die geringere Stromaufnahme ergibt. Die Kurve nach Bild 1.23 kann für Meßzwecke durch langsames Ändern der Eingangsspannung aufgenommen werden. In der Praxis sind langsame Spannungsänderungen bei TTL-Gattern zu vermeiden. Im Normalbetriebsfall wird das Gatter schlagartig umgeschaltet und die Kurve nach Bild 1.23 daher extrem schnell »durchfahren«, womit wilde Schwingungen (HF-Selbsterregung im Gatter) vermieden werden. Dies bedeutet aber das Entstehen einer sehr kurzen, wie die Zahlenangaben im Bild 1.23 zeigen, erheblichen Speisestromspitze. Sie ist für die kurze Umschaltzeit zulässig (in speziellen Betriebsweisen und wenn nur ein Gatter in einer IS so betrieben wird, auch für längere Zeit), denn die Dauer dieser mit etwa 20 mA auftretenden Stromspitze entspricht der Schaltgeschwindigkeit, die bei TTL-Gattern im Bereich weniger Nanosekunden liegt. Im Normalfall läßt sich die Dauer der Stromspitze mit etwa 5 ns und weniger ansetzen, das bedeutet auf der Speiseleitung dieses Gatters eine plötzliche Stromänderung um etwa 20 mA, die einer Frequenz von 200 MHz und höher entspricht. Diese Vergleichszahl soll dem in der klassischen HF-Technik erfahrenen Amateur andeuten, welches die hierbei auftretenden Probleme sind.

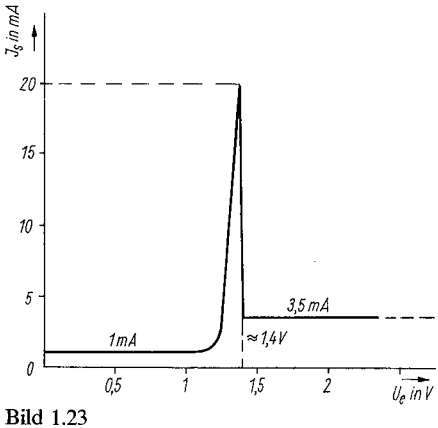


Bild 1.23
Verlauf der Speisestromaufnahme eines TTL-Gatters in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Falls jetzt Speisespannungszuleitung oder gar Masseleitung eine nennenswerte Induktivität aufweisen (praktisch unvermeidlich), so ist einzusehen, daß bei derart hohen »Frequenzen« bzw. Impulsflankensteilheiten schon wenige Zentimeter Zuleitung zum Schaltkreisanschluß wie eine »HF-Drossel« wirken. Die Speisespannung bricht dadurch für die Dauer der Stromspitze zusammen, und dies wirkt sich mindestens auf die übrigen in der IS enthaltenen Gatter, auf dem Umweg über die Masseleitung sehr leicht auch auf andere IS aus. Tatsächlich sind diese Übergangsstromspitze und die durch sie hervorgerufenen Störimpulse auf Speise- und Masseleitung die häufigste Ursache für »unerklärliches« Auslösen von Flip-Flop und monostabilen Multivibratoren, Fehlzählungen in Zählern usw.

Grundbedingung, um derartige Störungen zu vermeiden, ist zunächst eine möglichst großflächige Masseverdrahtung, die selbstverständlich extrem kurz zu halten ist und insoweit Vorrang vor allen anderen Leiterbahnführungen hat. Bei Leiterplatten: möglichst alle verfügbaren Kupferflächen in die Masseflächen einbeziehen; bei konventioneller Verdrahtung müssen für die Masseleitungen möglichst starke Querschnitte verwendet werden! Es empfiehlt sich außerdem, Masseverbindungen »netzartig« zu verlegen, d. h. durch häufige Querverbindungen oder gitterartige Masseleitungsnetze jeweils mehrere Strompfade zu schaffen. Sinngemäß gilt das, soweit möglich, auch für die Speiseleitungsführung. Trotzdem können deren induktive Einflüsse in Nähe der IS-Anschlüsse nicht vernachlässigt werden. Deshalb sind bei TTL-IS stets (und für MOS-IS vorsorglich anzuraten) sogenannte Stützkondensatoren Bedingung, die man unmittelbar an den IS-Anschlüssen für Speisespannung und Masse anordnet. Sie sind nur sinnvoll, wenn sie kürzestmöglich mit den IS-Anschlüssen verbunden sind und wenn es sich um HF-taugliche Ausführungen (praktisch also nur Keramikausführungen) handelt! Diese Stützkondensatoren fehlen in Stromlaufplänen ebenso wie die Speiseleitungen, sind aber trotzdem erforderlich! Bild 1.24 zeigt mögliche Anordnungen der Stützkondensatoren bei Schaltkreisen.

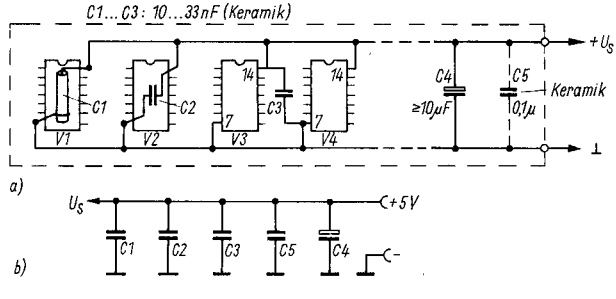


Bild 1.24
Anordnung der Stützkondensatoren an IS. a – räumlich, b – Darstellung im Stromlaufplan

Der Amateur ist am sichersten, wenn er nach dem Grundsatz handelt, daß Zweckmäßigkeit vor Schönheit geht, und diese Kondensatoren direkt über der IS anordnet; so ergibt sich auch die kürzeste Leitung. Beim Schaltkreis V1 ist dies für einen Keramik-Röhrchenkondensator, bei V2 für einen Keramik-Scheibenkondensator angedeutet. Nur wenn es sich um IS handelt, in denen kurze Störimpulse keine Auswirkungen haben, dann kann ein Stützkondensator für 2...3 IS ausreichen, wie Bild 1.24 mit $C3$ (für V3 und V4) zeigt. Dies gilt z. B. für Decoder, Ziffernsteuerstufen und Fremdlasten treibende Ausgangsgatter in Schaltungen, allgemein für Gatter, hinter denen keine Kippstufen oder sonstige impulsempfindliche Baugruppen mehr folgen. Selbst bei dieser räumlich günstigen Anordnung lassen sich aber schon unangenehm große Leitungslängen zwischen $C3$ und z. B. Massestift 7 von Schaltkreis V3 oder $+U_s$ (Stift 14) von V4 nicht mehr vermeiden. Übrigens spricht für Amateuraufbauten nichts dagegen, auch die Masse- und Speiseleitung selbst mit starkem Schaltdraht oberhalb der IS auf kürzestem Wege zu verlegen, zumal der Amateur im allgemeinen (falls er Leiterplatte verwendet) auf eine Leiterebene angewiesen sein wird. Die ohnehin allenfalls für Prüfzwecke aktuelle Zugänglichkeit der einzelnen IS ist durch diese »Über-Flur-Verdrahtung« nur unwesentlich eingeschränkt.

Die Empfehlung von einem Stützkondensator je IS geht über die Herstellerempfehlungen hinaus, der Amateur sollte aber nicht am falschen Fleck sparen, zumal weder Preis noch Platzbedarf der Stützkondensatoren nennenswert ins Gewicht fallen!

Während die Stützkondensatoren an jeder IS die Stromspitze »puffern«, sind zusätzlich Maßnahmen gegen das Eindringen fremder Störimpulse über die Speiseleitungen notwendig. Hierfür verwendet man parallel zu den Speisepolen einen Elektrolytkondensator je 5...10 IS, mindestens aber je Leiterplatteneingang einen Elektrolytkondensator. Ihm ist, da er bei hohen Frequenzen wirkungslos ist, nochmals ein keramischer Stützkondensator parallelzulegen. Dies ist mit $C4$, $C5$ in Bild 1.24a angedeutet. Für die Stützkondensatoren werden wenigstens je 10 nF, besser etwa 33 nF benutzt. Der Elektrolytkondensator ist je nach Zahl der gespeisten IS mit 10...100 µF ausreichend bemessen. $C5$ sollte wenigstens 0,1 µF betragen und darf nur dann entfallen, wenn wenige einander eng benachbarte IS, die sämtlich Stützkondensatoren haben, zu versorgen sind. Falls in Ausnahmefällen, um Details der Stromversorgung zu verdeutlichen, in Stromlaufplänen die Speiseleitungen mit angegeben werden, sind alle Stützkondensatoren so gezeichnet, wie bei Bild 1.24b für dieses Beispiel dargestellt. Dies ist selbstverständlich im Sinne der angegebenen räumlichen Zuordnung zu den IS zu verstehen!

Zur Stabilität der Speisespannungen sind in der Literatur oft auch für Amateurschaltungen Hinweise zu finden, daß z. B. die TTL-Betriebsspannung »ohnehin sehr gut stabilisiert« sein müsse (was u. U. aufwendige Stabilisierungsschaltungen bedingt!). Dies trifft für Amateurbelange nicht unbedingt so streng zu. Tatsächlich arbeiten digitale IS auch mit etwas höherer und z. T. auch noch erstaunlich niedriger Betriebsspannung stabil. Die zulässigen oberen Grenzwerte dürfen natürlich nicht überschritten werden! Da der Hersteller für TTL-IS z. B. nominell 7 V als Grenzwert, bis zu dem noch keine Schäden auftreten, aber Schaltungsfunktion nicht mehr garantiert, angibt, kann der Amateur in Ausnahmefällen TTL-Geräte unbedenklich mit 6 V betreiben, wenn die Schaltung dabei noch sicher arbeitet, ohne daß er Bauelementeausfall befürchten muß. Die Grenzwerte sind für kleinere TTL-Geräte insofern von Bedeutung, weil damit u. U. eine recht einfache (unstabilisierte!) Batterieversorgung möglich ist. Dagegen

eignen sich MOS-Schaltungen wegen der nötigen hohen Spannungen ohnehin kaum für Batteriebetrieb; bei Netzbetrieb ist aber dann eine einfache Stabilisierung schon wegen möglichen Netzüberspannungen nicht mehr zu umgehen. Beim Batteriebetrieb von TTL-Schaltungen besteht die Gefahr versehentlicher Falschpolung der Batterie. Dies führt praktisch immer zu sofortigem Totalausfall sämtlicher vorhandener IS! Gegen diese Gefahr sollte man die Schaltung daher mit Verpolschutzdioden nach Bild 1.25 sichern. Die Diode sperrt bei falsch gepolter Batterie, sie muß für die Gesamtstromaufnahme des Gerätes ausgelegt sein. Über einer Siliziumdiode fallen etwa 0,7 V ab. Verwendet man eine 6-V-Batterie, ist daher für die TTL-IS ein mit 5,3 V recht günstiger Speisespannungswert gegeben.

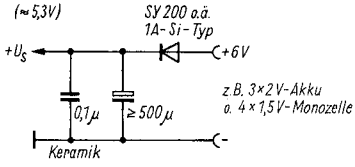


Bild 1.25
Verpolschutzdiode in der Speisespannungszuleitung

Falls die Batteriespannung mit nur 4,5...5,0 V vorgegeben ist, sollte für die Diode eine 1-A-Germaniumdiode (*GY 110* o. ä.) benutzt werden, über der nur etwa 0,3 V abfallen. Die hinter der Diode folgenden Kondensatoren sind mit *C*4, *C*5 in Bild 1.24 identisch. Bei größeren TTL-Geräten (z. B. für Batteriebetrieb vorgesehenen Quarzuhren oder Zählfrequenzmessern) kann die Stromaufnahme über 1 A liegen, die Verpolschutzdiode muß dann ein 10-A-Typ sein. Sie würde bei der auftretenden hohen Strombelastung bereits einen eigenen voluminösen Kühlkörper erfordern. Diesen umgeht man, indem der Verpolschutz nach Bild 1.26

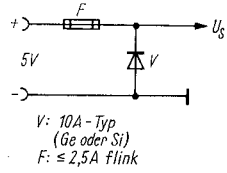


Bild 1.26
Verpolschutzdiode in Parallelschaltung. Bei falsch gepolter Eingangsspannung schmilzt die Sicherung

geschaltet wird (man vermeidet damit auch den Spannungsverlust über der Diode). Die Diode ist normalerweise stromlos (Kühlung entfällt damit), bei Falschpolung schließt sie die Speisespannung kurz, und die nun notwendig werdende Schmelzsicherung F schaltet ab.

Bei Fremdstromquellen besteht gelegentlich die Gefahr von Überspannungen, insbesondere bei Stromversorgung aus dem Netz, aber auch wenn ein elektronisch stabilisiertes Netzteil verwendet wird und dort der Regeltransistor ausfällt, denn damit gelangt infolge Kurzschluß die ungeregelte Eingangsspannung auf die TTL-Versorgungsleitung. In solchen Fällen ist, da die IS schon durch extrem kurzzeitige Überspannungen (und zwar nicht erst infolge thermischer Überlastung des Kristalls) zerstört werden können, eine sehr schnell ansprechende Überspannungsschutzvorrichtung vorzusehen. Dafür eignet sich sehr gut ein Thyristor nach Bild 1.27. Der Thyristor V1 ist nor-

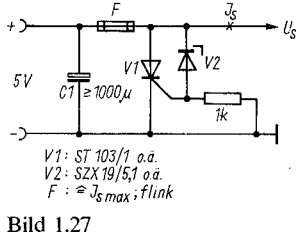


Bild 1.27
Überspannungsschutzschaltung mit Thyristor

malerweise gesperrt. Die Z-Diode V2 soll maximal 5,0 V haben. Sobald U_s die Summe von U_z und der Thyristorzündspannung überschreitet, zündet V1 und schließt sofort die Betriebsspannung kurz. Die Thyristorzündspannung liegt meist bei 1,5...1,6 V und sollte vor Einbau des Thyristors geprüft werden. Die Ansprechgeschwindigkeit von Thyristoren der Leistungsklasse bis 3 A Nennstrom ist mit größenordnungsmäßig 1 µs hinreichend kurz, um Schäden an TTL-IS mit ausreichender Sicherheit zu vermeiden. Anschließend schmilzt die Sicherung F ab, so daß auch V1 nur mit kurzem Stoßstrom belastet wird. Um für F einen zum schnellen Abschmelzen ausreichenden Stoßstrom zu gewährleisten (auch bei u. U. hohem Innenwiderstand der gestörten Spannungsquelle), ist *C*1 notwendig. Ein zusätzlicher Verpolschutz kann bei Bild 1.27 mit der Paralleldiode gemäß Bild 1.26 bewirkt werden, die Diode wird dann parallel zu V1 gelegt. Wenn der Amateur sein TTL-Gerät aus einem stabilisierten Netzteil speist, sollte der Schutzthyristor unbedingt vorgesehen sein, da immer mit möglichem Ausfall des Längstransistors (Kurzschluß der Regelstrecke) in der Stabilisierschaltung gerechnet werden muß. Im Hinblick auf diesen möglichen Fehler haben auch alle elektronischen Sicherungsschaltungen, die nach bekannten Verfahren mit Abschaltung des Regeltransistors arbeiten, bei dessen Defekt keinen Wert. Die Thyristorschutzschaltung ist dann zusätzlich zu der benutzten elektronischen Speisespannungsstabilisierung und vor dieser so zu schalten, wie Bild 1.28 zeigt. Die Dimensionierung für V1, V2 und F entspricht Bild 1.27, die elektronische Stabilisierungsschaltung darf beliebiger Art sein. Diese Thyristorschutzschaltung lohnt auch für den Amateur, mindestens dann, wenn der Preis aller in dem Gerät betriebenen IS den Kostenaufwand für V1 und V2 übersteigt, was bei mittleren und größeren Geräten immer der Fall ist.

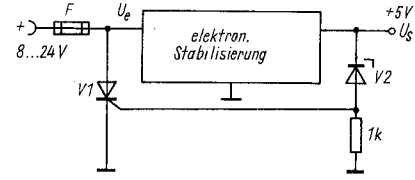


Bild 1.28
Kombination der Thyristor-Überspannungsschutzschaltung mit vorhandener elektronischer Speisespannungsstabilisierung

Auch an einzelnen IS können Schutzmaßnahmen notwendig werden, wenn deren Ein- oder Ausgänge über Buchsenanschlüsse zugänglich sind oder man sie mit Spannungen fremder Herkunft betreibt. Relativ einfach ist dies bei MOS-Gattereingängen. Sie enthalten an allen Eingängen bereits in der IS integrierte Gateschutzdioden, ebenso wie die SMY-MOSFET (Bild 1.17). Es genügt dann, dem MOS-Gattereingang einen Serienwiderstand von 1...2 MΩ vorzuschalten, der die Funktion des Eingangs nicht beeinträchtigt. MOS-Gatterausgänge können gegen Kurzschlüsse nach Masse oder Speisespannung mit Serienwiderständen von etwa 100 kΩ geschützt werden. Etwas nähere Betrachtung ist für TTL-IS notwendig. Beim TTL-Standardgatter nach Bild 1.2a ist ständiger Kurzschluß eines Gatterausgangs je IS (jedoch nicht mehrerer zugleich) gegen Masse zulässig, bei den höher integrierten Typen oder Leistungsgattern *(D 140)* jedoch nur für maximal 1 s. Gefährlich ist dagegen Schluß eines auf L-Pegel liegenden TTL-Ausgangs (Bild 1.2a: V4 geöffnet) gegen die Betriebsspannung $+U_s$. Da jede Strombegrenzung fehlt, ist das Gatter sehr schnell thermisch überlastet, weil der Ausgang weit über 100 mA aufnehmen kann. TTL-Gatterausgänge schützt man durch einen Serienwiderstand nach Bild 1.29 gegen Kurzschluß. Hinter dem Widerstand darf allerdings nur noch ein weiteres TTL-Gatter folgen (d. h., der

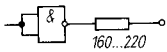


Bild 1.29
Schutz eines TTL-Gatterausgangs gegen Überlastung

Ausgangslastfaktor N_0 wird auf 1 verringert!). Ist nur Schluß gegen Masse zu befürchten, z. B. bei auf Steckbuchsen herausgeführten Gatterausgängen, genügen für den Schutzwiderstand in Bild 1.29 bereits 68 Ω. Hinter diesem Wert ist dann noch $N_0 = 5...6$ verfügbar. Häufiger müssen TTL-Gattereingänge gegen Fehlerspannungen mit einer Schaltung nach Bild 1.30 geschützt werden. Die für den Gattereingang besonders gefährlichen negativen Spannungen können maximal den noch zulässigen Wert von 0,7 V erreichen, dann öffnet die Diode V2, wobei $R1$ strombegrenzend wirkt. Positive Spannungen können den ebenfalls noch zulässigen Wert von etwa 5,6 V wegen der gegen $+U_s$ geschalteten Diode V1 nicht überschreiten. Diese Schaltung ist mit $R1 = 300\,\Omega$ für Eingangsspannungen bis etwa ±10 V überlastungssicher. Benutzt man TTL-IS der Serie *D 20*, wird die Diode V2 überflüssig, da sie als interne Begrenzerdiode bereits in der IS enthalten ist. $R1$ und V1 sind auch dann erforderlich. Für MOS-Gattereingänge, bei denen man aus Gründen hoher Arbeitsgeschwindigkeit o. ä. auf den erwähnten Vorwiderstand von 1...2 MΩ verzichtet, ist die Lösung nach Bild 1.30b mit $R1 = 100\,k\Omega$ günstig. Mit den angegebenen Werten ist dieser Eingang bei E bis etwa ±300 V überlastungssicher und läßt sich daher z. B. direkt mit Netzspannung belasten.

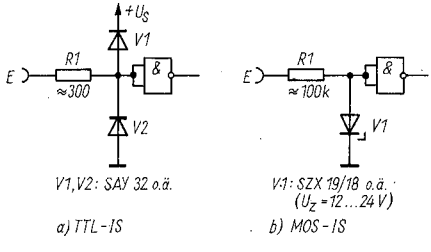


Bild 1.30
Überspannungsbegrenzungen für Gattereingänge. a – TTL-Gatter; b – MOS-Gatter

Für TTL-Schaltungen wird gelegentlich eine Spannung benötigt, die dem H-Pegel entspricht, jedoch noch unter dem Wert der Speisespannung U_s liegen soll. Diese erzeugt man mit einem in der IS eventuell noch verfügbaren beliebigen Grundgatter nach Bild 1.31, indem dessen Eingänge an Masse gelegt werden (was sich für unbenutzte Gatter zwecks Speisestromersparnis ohnehin empfiehlt). Der Gatterausgang gibt etwa 3,5 V bei Belastung mit maximal 1 mA, etwa 2,0 V bei Belastung mit maximal 10 mA ab. Falls diese Ströme nicht ausreichen, setzt man ein Leistungsgatter *D 140* ein, das etwa 3fache Ströme aufbringt. Auch dieser Wert kann nochmals verdoppelt werden, wenn die beiden in einer IS *D 140* enthaltenen Lei-

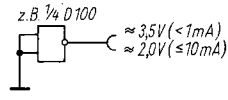


Bild 1.31
TTL-Gatter als Hilfsspannungsquelle für H-Pegel

stungsgatter eingangs- und (was hier ausnahmsweise zulässig ist) ausgangsseitig parallelgeschaltet sind.

Für MOS-Schaltungen ist zunächst immer die Betriebsspannung −27 V nötig ($-U_1$ bei MOS-IS). Aus ihr läßt sich mit einer Z-Diode sehr einfach $-U_2$ (−13 V) ableiten. Bei der Schaltung nach Bild 1.32a sind bei $-U_2$ etwa 40 mA zu entnehmen, was auch für umfangreichere MOS-Schaltungen meist völlig ausreichend ist. Die Schaltung nach Bild 1.32b ermöglicht höhere Ströme für $-U_2$ und hat außerdem den Vorteil, daß für V1 keine Leistungs-Z-Diode benötigt wird.

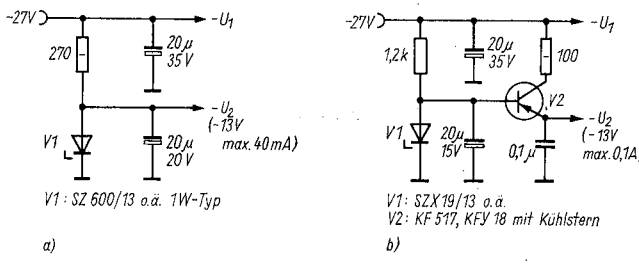


Bild 1.32
Ableitung der Hilfsspannung $-U_2$ aus $-U_1$ für MOS-IS. a – einfachste Möglichkeit, b – ein Transistor ermöglicht höheren Ausgangsstrom

1.2.5.4. Die Verwendbarkeit teilweise defekter IS

Teilweise geschädigte IS sind nur im Amateurbereich und auch da nur für Versuchszwecke und kleinere Objekte, bei denen auch später ein Versagen tragbar ist, sinnvoll. Gemeint sind damit solche IS der Grundgatter-Typenreihen, bei denen nur ein Gattereingang oder eventuell ein vollständiges Gatter nicht mehr funktioniert. Falls ein solcher Schaden durch Überlastung (Überspannung oder falsche Anschlußweise) verursacht wurde, muß man aber damit rechnen, daß auch die übrigen, zunächst noch scheinbar einwandfreien Gatter später noch ausfallen. Bei den extrem dünnen aufgedampften Leiterbahnen innerhalb der IS, in denen schon im Normalbetrieb zwangsläufig hohe Stromdichten auftreten, sind im Überlastfall Strukturveränderungen (Materialwanderung durch Migration) an den Leiterbahnen möglich, die sich infolge von Querschnittsänderungen der betroffenen Bahnen auch später bei normalen Stromstärken langsam fortsetzen, bis die Leiterbahn völlig ausfällt. Diese Effekte treten nur bei den IS-typischen Relationen zwischen Leiterbahnquerschnitt und deren Wärmeableitverhältnissen auf. Sie sind nicht an ein thermisches Aufheizen des IS-Kristalls und dessen (wenn auch sehr geringer) Wärmeträgheit gebunden. Die Einsatzgrenze geschädigter IS liegt etwa beim Typ *D 172* (Bild 1.6). Wenn die Eingänge J, K oder der Takteingang cp nicht mehr reagieren, kann man ihn immer noch als einfachen RS-Flip-Flop über seine Setzeingänge R und S betreiben. In jedem Fall sollten bei Grundgattern alle defekten Ein- und Ausgänge (bei defekter Gatterfunktion alle Ein- und Ausgänge dieses Gatters) unbeschaltet bleiben, also entgegen den üblichen Regeln weder an Masse noch an einer Spannung liegen. Zumindest muß bei derartigen IS die Betriebsstromaufnahme I_S, beim Sollwert der Betriebsspannung U_S gemessen werden. Weicht sie (auch nach geringeren Werten) wesentlich von den für diesen IS-Typ normalen Werten ab, so ist die ganze IS nicht mehr ganz zuverlässig. Bei TTL-Gattern sollte man außerdem die Ein- und Ausgangskennwerte jedes Gatters überprüfen. Der Amateur kann jedoch eine Prüfung nicht ohne Kenntnis der Solldaten und der Innenschaltung vornehmen. Zunächst sei noch einiges zu den verbilligt angebotenen »Bastler-IS« gesagt. Dabei ist nahezu immer von der Voraussetzung auszugehen, daß diese Exemplare elektrisch für seine Zwecke vollwertig sind und er nur mit einigen wenigen möglichen Mängeln zu rechnen hat. Dies hängt mit der Herstellungstechnologie zusammen. Die Chips, die im Herstellungsprozeß überhaupt bis zur Verkapselung gelangen, sind zumindest erst einmal funktionsfähig. An möglichen Fehlern verbleiben somit nur noch Datenabweichungen, die die IS zwar nicht unbrauchbar machen, aber ihre Klassifizierung nach den gültigen TGL-Normen für Garantieware nicht mehr zulassen. Dies sind im wesentlichen zu große Schaltzeiten und bei TTL-Gattern

wegen zu hochohmiger Gatterausgangsstufen verminderter Ausgangslastfaktor. Dieser Fehler wurde vom Verfasser an weit über 100 untersuchten TTL-IS der Bastlerware nur in 2 Fällen beobachtet und auch da nur in geringem Maße ($N_0 = 7$ bzw. $= 8$ statt $= 10$). Bei MOS-IS ist es gelegentlich auch ein verringerter Gattereingangswiderstand (auch dann noch mindestens $10^7\,\Omega$ und damit für den Amateur ausreichend). Selten findet man auch Bondfehler, einer der Kontaktdrähte zwischen Anschlußstift eines Gattereingangs und Bondinsel auf dem Chip ist unterbrochen. Eine solche IS ist ohne den »toten« Eingang vollwertig. Der Amateur kann diese verbilligten IS also nahezu immer unbedenklich ebenso wie getypte Exemplare verwenden. Bild 1.33 zeigt am Beispiel *D 100* die wichtigsten Prüfungen für derartige IS und solche, die infolge Überlastung o. ä. »verdächtig« sind. Gemessen wird in jedem Fall die Stromaufnahme I_s mit Milliamperemeter P1. Vorsicht, strombegrenztes Netzgerät oder Vorwiderstand verwenden bzw. Spannung allmählich von 0...+5 V steigern, um bei innerem Kurzschluß der IS nicht das Instrument zu überlasten! Scheinbare Meßergebnisabweichung durch mögliche HF-Selbsterregung im Gatter kann man durch einen Stützkondensator von wenigstens 30 nF vermeiden. Für ein Gatter (Bild 1.2) ist die grundsätzliche Prüfung eines Eingangs (Stift 10) und des zugehörigen Gatterausgangs (Stift 8) dargestellt. Man läßt Stift 10 frei, so daß der Ausgang Stift 8 auf L-Pegel liegt. Mit $R3 = 330\,\Omega$ gegen $+U_s$ belastet, was einem Lastfaktor $N_0 = 10$ entspricht, muß die mit P3 meßbare Spannung unter 0,4 V bleiben. Höhere Spannung deutet bereits auf verringerten Ausgangslastfaktor hin. Danach wird der Gattereingang an H-Potential gelegt (etwa 2,5 V, gebildet mit $R1$ und $R2$), wobei sich die an P3 gemessene Spannung und auch der Speisestrom nicht ändern dürfen. Für die folgenden Tests ist $R3$ zu entfernen. Der Gattereingang wird jetzt an Masse gelegt (Verbindung 2.). Für P3 sind $U = 3{,}5$ V und danach mit Milliamperemeter I etwa 20...30 mA Kurzschlußstrom gegen Masse zu messen. Diese Kurzschlußstrommessung am Ausgang ist bei höher integrierten IS nur für maximal 1 s zulässig! Das gilt auch für Leistungsgatter *(D 140)*. Dabei ergeben sich etwa 50 mA; $R3$ ist für *D 140* mit $100\,\Omega$ entsprechend $N_0 = 30$ zu bemessen. Auch der Gattereingangsstrom bei L-Pegel (Milliamperemeter bei P2) ist meßbar, der typisch etwa 1 mA, maximal 1,6 mA beträgt. Der Gattereingangsstrom bei H-Pegel (Verbindung 1.) ist meist mit Amateurmitteln kaum meßbar (nA-Bereich, maximal zulässig sind 40 µA, typisch weit unter 1 µA). Vorsorglich mißt man noch den Gattereingangs-Sperrstrom bei $U_e = U_s$. Dazu wird der Gattereingang

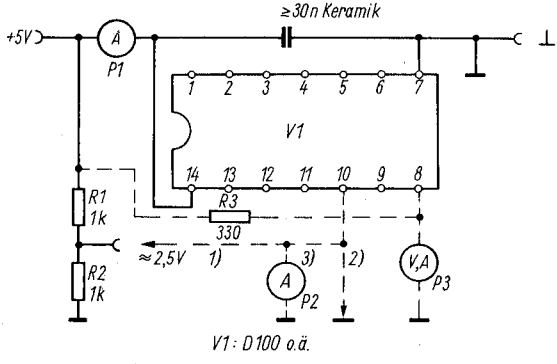


Bild 1.33
Zur Überprüfung von TTL-IS

über ein mA-Meter direkt mit U_s (Stift 14) verbunden. Bei einem Strom über etwa 0,5 mA kann der Eingangstransistor im Gatter geschädigt sein. Bis maximal 1 mA sind noch als bedingt tauglich anzusehen, wenn dieses Gatter nicht in Schaltungen betrieben wird, die über Widerstände oder andere äußere Schaltmittel Verbindung nach U_s haben. Die gleichen Prüfungen wiederholt man für den zweiten Gattereingang (Stift 9) und nachfolgend sinngemäß für alle weiteren in der IS vorhandenen Gatter. Geeignete Prüfanordnungen für bequemere und genauere Prüfung dieser Daten zeigt ein späterer Abschnitt. Bei MOS-Gattern wird sich der Amateur auf überschlägige Funktionskontrollen beschränken müssen, wobei der Gattereingang einmal mit −2 V (H-Pegel) und einmal mit −9 V (L-Pegel) direkt zu verbinden ist. Bei AND- und NAND-Gattern werden alle Gattereingänge parallelgeschaltet und gemeinsam geprüft, bei OR- und NOR-Gattern muß man jeden Eingang einzeln testen (Bild 1.10). Der zugehörige Gatterausgang ist gemäß Bild 1.22 mit 100 kΩ belastbar. Mit einem hochohmigen Voltmeter wird die Einhaltung der logischen Sollpegel geprüft. Bei Verdacht auf einen niederohmigen MOS-Gattereingang wird der Eingang bzw. die Parallelschaltung der Eingänge über einen Widerstand von mindestens 10 MΩ an −2 V bzw. −9 V gelegt, dabei muß sich unveränderte Arbeitsweise ergeben.

2. Umgang mit Schaltkreisen

2.1. Hinweise für Einbau und Anschluß der IS

Wie schon erwähnt, werden Grundgatterfunktionen in Stromlaufplänen einzeln gezeichnet. Man erhält daher keine Information darüber, wie die Gatter in den IS verteilt sind und an welchen Anschlußstiften sie liegen. Wenn dafür nicht im Einzelfall konkrete Angaben vorhanden sind, hat der Amateur dann praktisch »freie Hand«, wie er die Gatter den IS zuordnet. Die innerhalb einer IS vorhandenen Gatter sind stets gleichwertig, man wird sie deshalb beim Geräteaufbau nach Stromlaufplan so wählen, daß sich die günstigste Leitungsführung ergibt. Auch die einzelnen IS selbst werden zueinander räumlich unter diesem Gesichtspunkt (z. B. längs oder quer in einer oder mehreren Reihen) angeordnet. Wegen der großen Zahl von Verbindungen zu einer IS (je nach deren »Inhalt«) erfordert der Entwurf der günstigsten Anordnung und Leitungsführung mehr Geschick und Überlegung als ein herkömmlicher Aufbau mit diskreten Bauelementen. Um dem Amateur Spielraum für eigene Entwürfe zu lassen, wird auf Angabe von Leiterplattenskizzen hier vollständig verzichtet. Das hat noch einen weiteren, für die Amateurpraxis spezifischen Grund:

Der im allgemeinen auf Ein-, höchstens Zweiebenenleiterplatten angewiesene Amateur wird schon sehr bald feststellen, daß er bei höher integrierten Schaltungen nicht mehr mit durchgehenden Leiterbahnen zu allen benötigten Anschlußstiften der IS kommt. Auch nicht, wenn er die bei TTL-Technik ohnehin kritischen zahlreichen »Umwege« und »Schleifen« für die Verbindungen in Kauf nimmt. Da gewöhnlich nur noch wenige zusätzliche Bauelemente vorhanden sind, die Platz für kreuzende Leitungen bieten, und der enge Abstand der IS-Anschlüsse kaum Raum für Kreuzungen unter den IS selbst läßt, werden schon sehr bald zusätzliche Drahtbrücken notwendig. Deshalb ist es für den Amateur, der nur ein einzelnes Gerät baut, fast immer ratsam, auf die Leiterplatte zu verzichten und besser mit einer handelsüblichen 2,5-mm-Lochrasterplatte als tragende Fläche des Schaltungsaufbaues zu arbeiten. Verdrahtet wird dabei vollständig mit üblichem dünnem verzinntem Schaltdraht. Man setzt alle IS in die Lochrasterplatte ein und befestigt sie sehr einfach durch vorsichtiges Umbiegen aller Anschlußstifte unterhalb der Platte (dies ist die »Verdrahtungsseite«).

Die IS wird ohne weitere Maßnahmen völlig ausreichend durch die Verdrahtung gehalten. Die Anschlußstifte werden stets zur IS hin (zueinander) abgebogen. Häufige Biegebeanspruchung führt allerdings ebenso wie bei anderen Bauelementen (Miniplasttransistoren u. ä.) sehr bald zum Abbrechen der Anschlüsse. Passiert dies einmal, gelingt mit der nötigen Übung durchaus ein Anlöten des Schaltdrahts an den am Gehäuserand stehenbleibenden breiteren »Rest« des Anschlußstiftes. Arbeitet man dabei zügig und mit wenig Zinn, so ist auch keine thermische Beschädigung der IS zu befürchten. Da sich zwischen Anschlußstiften und IS-Chip zunächst die sehr dünnen, lötwärmefesten

inneren Bondanschlußdrähte befinden und Wärme auf den Kristall daher nur langsam über das sich bei zu langem Löten erwärmende Gehäuse übertragen wird, ist die thermische Beanspruchung bei einigermaßen sorgsamem Arbeiten und der empfohlenen Verdrahtung für TTL-IS unkritisch. Bei MOS-IS gilt das gleiche, hier muß aber, wenn man eventuell Lötflußmittel verwendet (einschließlich Kolophonium) sorgsam darauf geachtet werden, daß keine Rückstände verbleiben, da die hochohmige MOS-Technik auf Feinschlüsse solcher Art zwischen den IS-Anschlüssen empfindlich reagiert. Es ist günstig, die Verdrahtung mit reinem Spiritus auszuwaschen. Dieses Lösungsmittel ist für alle IS-Gehäuse zugelassen (Achtung bei anderen vorhandenen Bauelementen und Plastwerkstoffen!).

Die empfohlene Verdrahtungsweise hat für den Amateur mehrere Vorteile: Alle Leitungen können sehr kurz und freizügig gekreuzt geführt werden. Die zusätzlichen externen Bauelemente (Transistoren, Widerstände usw.) sind ebenfalls mit Durchstecken und Umbiegen der Anschlüsse ausreichend befestigt. Meistens ist es möglich, deren Anschlußdrähte unmittelbar zu den IS-Stiften zu führen. Lediglich größere Bauteile (große Elektrolytkondensatoren) sollte man in geeigneter Weise zusätzlich befestigen. Sehr vorteilhaft ist etwas CENUSIL, der eine sichere, elastische Halterung gibt und bei späterem Einzelteilwechsel leicht wieder zu lösen ist. Solange keine mechanische Beanspruchung auftritt, sind die IS-Anschlußstifte gleichzeitig »Verdrahtungsstützpunkte«. Besondere Lötaugen oder Stützlötösen werden selbst bei komplexeren Aufbauten kaum notwendig. Der Verfasser hat viele in diesem Buch beschriebenen Schaltungen (vom miniaturisierten TTL-Prüfstift bis zum Gesamtaufbau des später beschriebenen Zählfrequenzmessers einschließlich sämtlicher Zusatzeinrichtungen dafür) nach diesem Prinzip aufgebaut, wobei der Zeitaufwand nicht höher ist, als wenn man Leiterplatten anwendet. Der Hauptvorteil für den Amateur besteht aber in der Möglichkeit, auch nach Fertigstellung und Inbetriebnahme noch jederzeit leicht Änderungen oder Ergänzungen an der Schaltung vornehmen zu können. Der Bauelementewechsel ist problemlos, auch für die auszuwechselnde IS selbst! Das Auslöten einer IS aus einer Leiterplatte ist bei den vorhandenen 14 oder 16 Anschlüssen sehr kompliziert und riskant, denn mindestens die Stifte einer Anschlußreihe müßte man gleichzeitig erhitzen, was nur mit einer speziell geformten Lötkolbenschneide gelingt.

Bild 2.1 gibt Hinweise zum Anfertigen einer solchen Auslötschneide. Ein normaler Löteinsatz wird entsprechend gekürzt und mit einem Einschnitt versehen, der ein Stück Kupferblech von wenigstens 2 mm Dicke aufnimmt. Dieses ist mit Bohrung zu versehen und anschließend mit starkem Kupferdraht zu nieten und vollständig zu verzinnen. Der Lötkolben sollte wenigstens 40 W Leistung haben. Man bringt mit dieser Schneide alle Lötstellen einer Anschlußreihe zugleich zum Fließen und hebt die IS dann sehr schnell und vorsichtig aus dieser Reihe etwas an. Das gleiche macht man mit der anderen Anschlußreihe, bis die IS völlig ausgelötet ist. Eine u. U. erhebliche mechanische Beanspruchung der IS-Stifte ist dabei allerdings kaum zu vermeiden, auch die Leiterplatte verträgt dieses Auswechseln meist nur einmal. Bei auf Lochrasterplatte verdrahteter IS kann

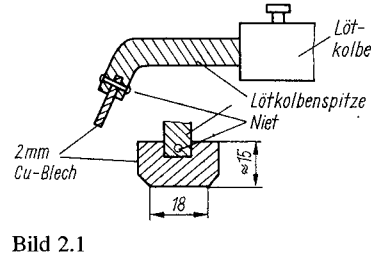


Bild 2.1
Lötkolbenschneide zum Auslöten von IS

dagegen jeder Anschluß problemlos einzeln abgelötet werden. Einige Hinweise für den Aufbau von IS-Versuchsschaltungen, mit denen der Amateur eigene Entwürfe erprobt: Man benutzt vorteilhaft die handelsüblichen 14- und 16poligen IS-Stecksockel. Auch sie werden am einfachsten auf Lochrasterplatten und konventionell verdrahtet. So ist es möglich, den Stecksockel später zu entfernen und die IS an seine Stelle direkt einzulöten. Abgesehen von Versuchsschaltungen oder Prüfanordnungen für IS sollte der Amateur aber auf Stecksockel verzichten. Sie sind auch im Hinblick auf das Löten nicht notwendig, dagegen vertragen die IS-Anschlußstifte ein öfteres Einsetzen und Entfernen aus Stecksockeln auch nicht lange, weil ein ungewolltes Verbiegen einzelner Stifte dabei kaum zu vermeiden ist. Hinzu kommt, daß Stecksockel die Zuleitungslängen merklich vergrößern (Stützkondensatoren!). Insbesondere bei TTL-Schaltungen empfiehlt es sich schon bei Versuchsaufbauten, alle Leitungsverbindungen möglichst kurz zu halten, zwingend gilt dies für alle Masseverbindungen. Vor allem bei Schaltungen, die Flip-Flop enthalten, kommt es sonst zu Fehlschaltungen, es entstehen wilde Schwingungen oder Reflexionsvorgänge auf Impulsleitungen. Für MOS-Schaltungen ist das weniger kritisch, hier sind aber bei längeren Leitungen u. U. Störeinflüsse durch Fremdspannungsquellen (Netzfrequenz!) wegen der hochohmigen Gattereingänge sehr leicht möglich.

2.2. Spezielle Hinweise zu TTL-IS

TTL-IS sind bei richtiger Anwendung ausgesprochen problemlos und störsicher in ihrer Funktion. Es ist deshalb notwendig, auf ihre Eigenheiten einzugehen, um dem Amateur zu zeigen, was unter »richtiger« Anwendung zu verstehen ist. Es sei daran erinnert, daß TTL-Gatter nicht »einfach« Spannungsänderungen oder »Rechteckschwingungen« übertragen, sondern daß es sich dabei, unabhängig von der Impulsfrequenz, um sehr flankensteile Impulse handelt. Deshalb muß das Gesamtverhalten der Schaltung (und des Geräts, z. B. der Verbindungsleitungen!) auch beim Übertragen von einzelnen Schaltimpulsen oder niedrigen Frequenzen von nur wenigen Hertz oder Kilohertz nach HF-technischen Gesichtspunkten betrachtet werden. Auf die Notwendigkeit der Stützkondensatoren und die Gründe dafür sei nochmals hingewiesen, bezüglich der Ausführung von Geräten auch nochmals auf den »Schwerpunkt Masseverdrahtung«. Der von der Analogtechnik, insbesondere z. B. der NF-Technik »kommende« Amateur muß sogar umlernen: Galt dort die Regel, stets nur einen zentralen Massepunkt je Baugruppe zu verwenden und »Erdschleifen« zu vermeiden, so gilt für TTL-Schaltungen genau das Gegenteil. Bei konventioneller Verdrahtung sollen alle Masseanschlüsse der IS möglichst viele kurze Verbindungen untereinander haben (»vernetzte« Masse), bei Leiterplatten müssen Massebahnen so breit wie möglich ausgeführt und alle verfügbaren Kupferflächen in sie einbezogen sein. Die Schwingneigung der Gatterendstufe im Übergangsbereich, in dem sowohl V3 als auch V4 geöffnet sind und im aktiven Bereich arbeiten (Bild 1.2a und Bild 1.23) ist eine weitere Eigenheit. Um diese Störschwingungen zu verhindern, muß der Übergangsbereich sehr schnell durchlaufen werden. Nur wenn der Übergang von L-Pegel auf H-Pegel und umgekehrt nicht länger als 1 µs dauert, kann man diese Schwingungen vermeiden. TTL-Gatter benötigen also zum korrekten Arbeiten eine Mindeststeilheit der Eingangsimpulsflanken. Die meist langsamer verlaufenden Signaländerungen am Eingang einer TTL-Schaltung lassen sich oft nur mit Triggerschaltungen in ein TTL-»systemgerechtes« Signal umformen.

Die in Bild 2.2 gezeigte Übergangskennlinie beschreibt das Verhalten des TTL-

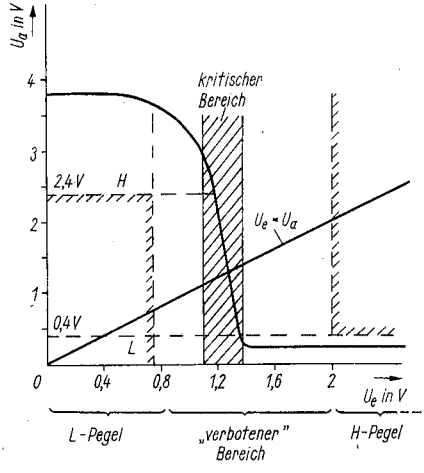


Bild 2.2
Übergangskennlinie des TTL-Standardgatters

Gatters. Sie zeigt den Zusammenhang zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung des Gatters. Wird die Eingangsspannung U_e langsam bis 0,8 V gesteigert, so bleibt U_a noch unverändert. Oberhalb $U_e = 0{,}8$ V beginnt U_a zunächst langsam zu fallen, und bald darauf fällt U_a steil ab. Der Verlauf dieser Kurve ist u. a. von Schaltkreistemperatur und Ausgangsbelastung sowie von Exemplarstreuungen abhängig (Bild 2.2 gibt Mittelwerte an). Der Bereich um 1,2...1,4 V ist der kritische Bereich, in dem beide Ausgangstransistoren geöffnet sind und in dem die Speisestromspitze (Bild 1.23) auftritt. In diesem Bereich neigt das Gatter zur Instabilität, wenn er länger als 1 µs durchlaufen wird. Als »Umschaltschwelle« ist der Punkt definiert, in dem $U_e = U_a$ ist. Der Praktiker kann davon ausgehen, daß dieser Punkt stets im Bereich $U_e = 1{,}2...1{,}5$ V liegt. Außerdem sind TTL-Gatter so ausgelegt, daß sie bei voller Ausschöpfung der Lastfaktoren einen weiteren Sicherheitsbereich einhalten: Ein Gatterausgang hat bei L maximal 0,4 V, bei H jedoch mindestens 2,4 V. Es besteht daher zwischen dem jeweiligen Ausgangs- und Eingangspegelnennwert eines Gatters zusätzlich 0,4 V Sicherheit. Die Pegel haben erhebliche Sicherheitsabstände zu dem kritischen Bereich, was in der TTL-Technik als »Störabstand« definiert ist. Für den Amateur ist das insoweit wissenswert, als er für seine Zwecke nicht unbedingt diese große Sicherheitsreserve ausschöpfen muß. Es ist deshalb z. B. ohne weiteres zulässig, durch bestimmte Schaltungsmaßnahmen die Eingangsspannung nur bis etwa 0,8 V absinken zu lassen (etwa durch Widerstände zwischen Gattereingang und Masse), das Gatter »liest« auch dann noch mit Sicherheit L. Umgekehrt kann der Amateur es vertreten, z. B. am Ausgang eines Gatters infolge zusätzlicher Belastungen oder Überschreitung des nominellen Ausgangslastfaktors N_0 den »vorschriftsmäßigen« H-Pegel (2,4 V) bis auf 2,0 V absinken zu lassen, trotzdem lesen nachfolgende Gattereingänge noch mit Sicherheit H.

In bestimmten Betriebsweisen ist jedoch auch ein »schleichender« Gatterbetrieb möglich, d. h. ein langsames Durchlaufen des kritischen Bereichs (länger als 1...2 µs) oder sogar ein Verbleiben des Gattersignals in diesem Bereich. Dabei treten allerdings 2 Effekte auf, die näher behandelt werden, weil eine Zahl von Schaltungen (auch in diesem Buch) diese Betriebsart verwenden. Zunächst tritt die bekannte Speisestromspitze auf (Bild 1.23). Eine solche Betriebsweise ist aus Gründen der thermischen Belastung nur bei einem TTL-Grundgatter (*D 100* bis *D 130* und *D 200* bis *D 230*) zugelassen. Achtet man darauf, daß restliche Gatter der gleichen IS nicht ebenfalls längere Zeit im kritischen Bereich verbleiben, so ist die »schleichende« Betriebsweise ungefährlich. Der zweite dabei eintretende Effekt betrifft die HF-Störschwingungen. In den praktisch vorkommenden Fällen (Impulsgeneratoren mit niederohmigem Gegenkopplungswiderstand zwischen Gatterausgang und einem Eingang des gleichen Gatters) werden

diese Schwingungen durch geeignete Schaltungsbemessung verhindert. Wenn man den kritischen Übergangsbereich durch zu langsames Ändern der Eingangsspannung (Bild 2.2) erreicht, setzen Schwingungen ein, die sich der Übergangskennlinie gemäß Bild 2.3 überlagern. Diese Schwingungen treten u. U. mit einer Amplitude auf, die den gesamten »Logikhub« zwischen H und L überstreicht. Ihre Frequenz hängt u. a. von der ausgangsseitig wirksamen Lastkapazität (und damit der jeweiligen Verdrahtung!), von der Beschaffenheit der Masseverbindungen, der Wirksamkeit des Stützkondensators usw. ab und ist daher nicht im voraus abzuschätzen. Sie liegt zwischen weniger als 1 MHz und bei entsprechenden IS-Exemplaren weit über 50 MHz! Bis 20 MHz ist die Störschwingung noch im Arbeitsfrequenzbereich der TTL-Technik, d. h., nachfolgende Gatter schalten mit der Frequenz der Störschwingung ständig um!

Reicht die Amplitude der Störschwingung dafür nicht aus oder ist ihre Frequenz zu hoch, so kann sie auf nachfolgende Gatter und sonstige Bauelemente ohne jede Funktionsauswirkung bleiben (der Amateur bemerkt sie nicht). Dies ist

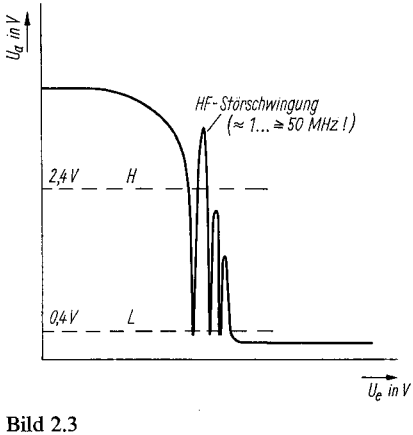


Bild 2.3
HF-Störschwingungen auf der Übergangskennlinie treten auf, wenn der kritische Bereich zu langsam durchlaufen wird

besonders »heimtückisch«. Die Störstrahlung wird nämlich von der gesamten Verdrahtung des TTL-Gerätes ausgebreitet und abgestrahlt und stört in weitem Umkreis z. B. den Rundfunk- und Fernsehempfang. Dem Verfasser ist authentisch z. B. ein Fall bekannt, bei dem von den zuständigen Stellen der Deutschen Post eine von einem Amateur unsachgemäß selbst gebaute Digitaluhr stillgelegt wurde, weil sie infolge eines »schleichenden« und mit hoher Frequenz periodisch schwingenden TTL-Gatters den Fernsehempfang eines ganzen Wohnblocks störte. Der Amateur hatte diesen Fehler seiner ansonsten einwandfrei arbeitenden Uhr nicht bemerkt! Deshalb sei vor eigenen Schaltungsentwürfen des Amateurs mit TTL-Gattern gewarnt, wenn dabei nicht für alle Gatter stets definiertes H- oder L-Potential gegeben ist oder Eingangssignale mit zu flachen Flanken vorhanden sind. Wo das nicht zu umgehen ist, sollte dieser »schleichende« Betriebszustand auf ein Gatter begrenzt bleiben, hinter dem dann ggf. eine Impulsformung (Trigger) folgen muß. Die Verdrahtung des kritischen Gatterausgangs muß bis zum folgenden Trigger extrem kurz gehalten sein, um ein Abstrahlen von Störschwingungen über größere Entfernung zu vermeiden.

Der Amateur ist stets bestrebt, seine IS voll auszunutzen, von dieser Regel sollte man jedoch abgehen, wenn sie zu unnötig langen Leitungen zwingt! Es kann jedoch vorkommen, daß z. B. ein Gatter mit 3 Eingängen benötigt wird (z. B. vom *D 110*). 4 Gatter sind bereits in einer *D 100* enthalten, leider nur mit jeweils 2 Eingängen. Es läßt sich aber eine Eingangserweiterung nach Bild 2.4 benutzen. Von den vorhandenen 2 Eingängen wird einer (oder beide) mit 2 (oder mehr) Dioden »aufgefächert« und ist dann funktionell einem Gatter mit mehr Eingängen gleichwertig. Bild 1.2 zeigt, daß die Gattereingänge selbst nichts anderes als parallelgeschaltete Emitter-Diodenstrecken des Transistors V1 sind. Allerdings fällt über den

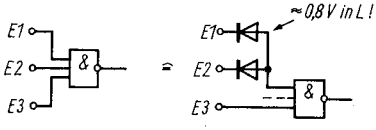


Bild 2.4
Eingangserweiterung eines TTL-Gatters mit Dioden

zusätzlichen Dioden infolge des Gattereingangsstroms im L-Zustand eine Spannung von etwa 0,6...0,7 V (bei Siliziumdioden; Germanium-Typen sind wegen deren zu großen Sperrstroms zu vermeiden) ab. Die tatsächliche Gattereingangsspannung liegt also stets um diesen Betrag über dem an E1 oder E2 stehenden Pegel. Da ein vorgeschalteter Gatterausgang normalerweise bei L nur etwa 0,1...0,2 V führt, ist der L-Pegel hinter den Dioden dann mit etwa 0,8 V gerade noch im zulässigen Bereich (Bild 2.2).

Diese Schaltungsmaßnahme wird also durch Ausnutzen der in den Logik-Nennpegeln enthaltenen Reserve (und damit Verzicht auf den »statischen Störabstand«) ermöglicht, ist für den Amateur ohne weiteres vertretbar und kann u. U. mehrere IS einsparen. Man findet diese Schaltungsmaßnahme daher recht häufig. Bei der Diodenschaltung in Bild 2.4 könnte man annehmen, daß dann, wenn E1 und E2 H-Pegel führen (und die Dioden demzufolge sperren), der damit beschaltete Gattereingang »gar kein« Potential erhielte. Wie Bild 1.2a erkennen läßt, sperrt im H-Zustand der Transistor V1, weil seine Emitter gegen die Basis positiv werden und somit sperren. V1 sperrt aber auch, wenn die Emitter stromlos sind! Daher »liest« ein offener Gattereingang (und das trifft auf die Diodenschaltung Bild 2.4 ebenso zu wie auf einen nicht angeschlossenen Gattereingang) stets das Potential H! Da »offene« Gattereingänge relativ hochohmig und somit störempfindlich sind, kann man (wenn vor E1, E2 längere Leitungen liegen) bedarfsweise einen Widerstand von einigen Kiloohm zwischen diesen Gattereingang (Anoden der Dioden in Bild 2.4) und $+U_s$ legen, über den das Gatter positiv vorgespannt wird. Damit wird der Störabstand erheblich verbessert. Dieser Widerstand belastet allerdings bei L am Eingang den Ausgang des davorliegenden (»treibenden«) Gatters zusätzlich und ist daher ggf. bei dessen Ausgangslastfaktor mit zu berücksichtigen.

Bild 1.20 zeigt, daß Gattereingänge parallelgeschaltet werden können, dagegen darf man Gatterausgänge (Standardausgänge) niemals parallelschalten! Angenommen sei bei Bild 2.5a die Ausgangsparallelschaltung der Gatter D1 und D2. Wie angedeutet, ist es möglich, daß die Gatter unterschiedlichen Eingangspegel haben (D1 = H, D2 = L). Demzufolge liegt am Ausgang von Gatter D1 L. Der Ausgang von D2 müßte H annehmen. Was tatsächlich passiert, zeigt Bild 2.5b. Im

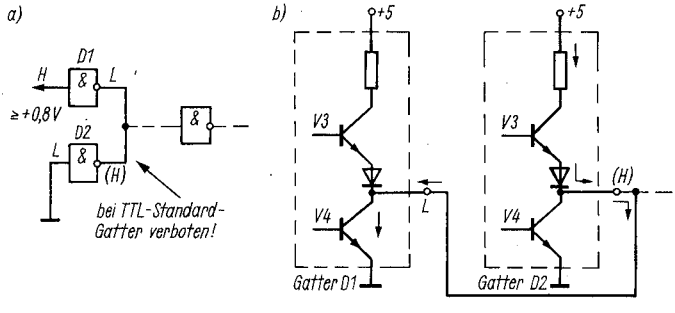


Bild 2.5
a – unzulässige Parallelschaltung von Gatterausgängen, b – Erläuterung des Stromverlaufs

Gatter D2 ist V3 geöffnet, in D1 der Transistor V4. Damit wird der Ausgang des Gatters D2 vom Transistor V4 des anderen Gatters kurzgeschlossen, sowohl durch V3 des einen wie durch V4 des anderen Gatters fließt der volle Kurzschlußausgangsstrom des Gatters D2. Dies kann je nach IS-Typ bereits zu thermischer Überlastung führen (besonders wenn sich beide Gatter in einer IS befinden), verhindert aber einen definierten logischen Pegel an den Ausgängen. Diese Schaltungsweise ist unzulässig. Da man eine ausgangsseitige Parallelschaltung jedoch von ihrer logischen Funktion her (ODER-Verknüpfung) häufig benötigt, wurden dafür spezielle IS-Typen gefertigt. Dieses Problem ist lösbar, indem in der IS-Endstufe der Transistor V3 weggelassen und nur V4 vorgesehen wird (es entstehen aber andere Nachteile). Eine so abgewandelte TTL-Gatterschaltung bezeichnet man als »Gatter mit offenem Kollektorausgang«, sie ist z. B. als *D 103* vorhanden (Bild 1.5). Ausgänge mit offenem Kollektor dürfen parallelgeschaltet werden. Bild 2.6 zeigt die praktische Ausführung. Alle ausgangsseitig parallelgeschalteten Gatter erhalten einen gemeinsamen Kollektorwiderstand R_c, der vorwiegend die Aufgabe hat, bei gesperrten Ausgangstransistoren der treibenden Gatter für die nachfolgenden Gattereingänge (wovon in Bild 2.6 zwei angedeutet sind) definiertes H-Potential zu bewirken. Wie sich aus der Schaltung ergibt, haben R_c und die nachfolgenden

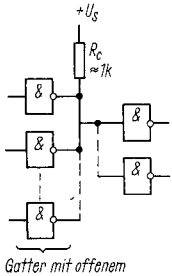


Bild 2.6
Gatterausgänge mit offenem Kollektor können parallelgeschaltet werden

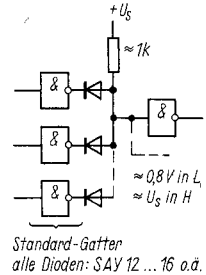


Bild 2.7
Bei TTL-Standardgatterausgängen ist eine Wired-OR-Verbindung über Entkopplungsdioden möglich

Gattereingänge dann H-Pegel, wenn an allen treibenden Gatterausgängen H-Pegel liegt. Diese Schaltungsweise wird in der Fachliteratur als »Wired-OR« (»verdrahtetes ODER«) bezeichnet. Der Amateur, der nicht immer auf *D 103* zurückgreifen kann, muß ein einfacheres »Wired-OR« mit Dioden nachbilden (Bild 2.7). In diesem Fall lassen sich TTL-Standardausgänge (Gegentaktstufen gemäß Bild 1.2a) und damit alle üblichen TTL-IS einsetzen. Die Dioden verhindern jetzt den Ausgangskurzschluß der auf H liegenden Gatterausgänge, wie ein Vergleich mit Bild 2.5b zeigt. Für den auf L liegenden Gatterausgang tritt jedoch wieder ihre Durchlaßspannung auf, dieser Sachverhalt wurde bei Bild 2.4 bereits erläutert. Allerdings ist es nicht möglich, diese materialsparenden Schaltungsmaßnahmen miteinander zu kombinieren. Wie Bild 2.8 zeigt, addieren sich die Durchlaßspannungen von jeweils 2 in Serie liegenden Dioden, wenn ein treibender Gatterausgang L führt. Der folgende Gattereingang erhält dann 0,1 V + 0,7 V + 0,7 V und liegt damit gerade im kritischen Bereich (Bild 2.2). Diese Betriebsweise ist also keinesfalls zulässig! Bei ungünstigen Umständen kommt das nachfolgende Gatter in Selbsterregung, sonst würde sein Eingang allenfalls auch dann noch H lesen.

Eine ausgangsseitige Parallelschaltung zweier Standardgatter gemäß Bild 2.5 (ohne Dioden) ist unter folgender Voraussetzung möglich:

Beide parallelgeschalteten Gatter sollen

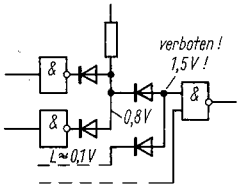


Bild 2.8
Diese Kombination diodenentkoppelter Gattereingänge mit diodenentkoppelten Gatterausgängen ist nicht betriebsfähig!

datengleich und demzufolge in der gleichen IS vorhanden sein.

Man muß gewährleisten, daß die Ausgänge stets gleichen Pegel annehmen. Dazu sind die Gatter auch eingangsseitig parallelzuschalten.

Das Ganze entspricht einem Gatter mit verdoppelten Eingangs- und Ausgangslastfaktoren. Dieser Sonderfall hat wenig Bedeutung.

Der Amateur steht fast immer vor der Aufgabe, »systemfremde« Bauelemente an TTL-Eingänge oder TTL-Ausgänge anzuschließen. Vor Gattereingängen werden dafür Transistoren benutzt. Soll ein Gatterausgang jedoch ein »Ausgabeorgan« (Signallampe, Relais, Transistor usw.) ansteuern, ist die Kenntnis des Ausgangsverhaltens des TTL-Standardgatters wichtig (Bild 2.9). Im H-Zustand sind dem Standardgatter kaum mehr als 10 mA zu entnehmen. Wenn dem Ausgang keine weiteren TTL-Eingänge folgen, stehen bei entsprechend geringerer Ausgangsspannung (je nach Exemplarstreuung, die Kennlinien in Bild 2.9 sind Mittelwerte) etwa 20...30 mA zur Verfügung. Bei den Kennlinien ist symbolisch die Meßschaltung angegeben, mit der sie (ggf. am vorhandenen Exemplar) aufgenommen werden können. Der allmähliche Spannungsabfall von H ist u. a. durch den internen Strombegrenzungswiderstand $R3$ (Bild 1.2a) gegeben. Wenn L-Pegel am Ausgang liegt, zeigt die Stufe ein anderes Verhalten. Jetzt ist V4 geöffnet und bei einem bestimmten Kollektorstrom, der von den IS-internen Größen (u. a. Basisstromstärke und β-Faktor für V4) abhängt, gesättigt. Bis zu diesem Kollektorstrom des Transistors V4 bleibt somit U_a niedrig. Nach Überschreiten der Sättigungsgrenze steigt die Ausgangsspannung steil an. Diesen Punkt (etwa 25 mA beim Standardausgang) darf man nicht überschreiten, weil im steilen Teil der Kennlinie die Verlustleistung in V4 entsprechend

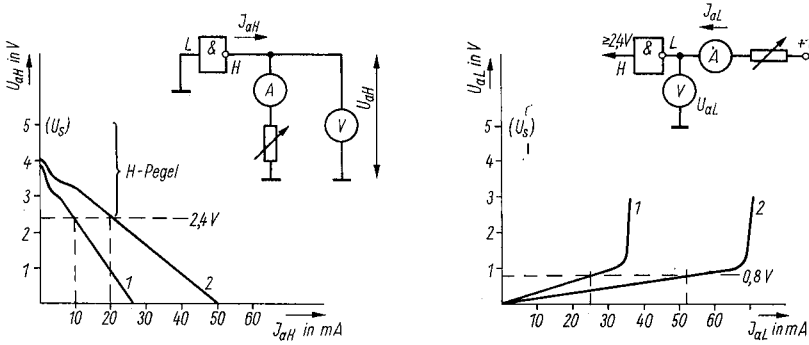


Bild 2.9 Ausgangskennlinien von TTL-Gattern. a – für Ausgangspegel H, b – für Ausgangspegel L

schnell ansteigt und die IS sehr leicht überlastet werden kann. Insbesondere darf keinesfalls die Betriebsspannung $+U_s$ unmittelbar auf einen auf L geschalteten Gatterausgang gelangen, denn die IS wird dabei thermisch überlastet und sehr schnell zerstört.

Nichtbenötigte Gattereingänge sollte der Amateur entweder offenlassen oder benachbarten Eingängen parallelschalten. Beide Maßnahmen sind für ihn gleichwertig. Auch deshalb wurden in den Schaltungen dieses Buches unbenutzte Eingänge nicht gezeichnet. Auf das vom IS-Hersteller für bestimmte Fälle empfohlene Verbinden freier Gattereingänge mit einer Hilfsspannung von etwa +3,5 V oder über Vorwiderstand mit $+U_s$ wird dabei stets verzichtet, zumal dies unnötigen Verdrahtungsaufwand bedeutet. Diese Regeln gelten für TTL-Grundgatter. Im allgemeinen sind sie auch noch bei komplexeren IS (Kippstufen wie *D 172* u. ä.) anzuwenden. Höher integrierte IS, deren Eingänge teilweise bestimmte Funktionen (Beispiel: Rücksetzeingänge bei Zähler-IS der Typen *MH 7490, D 192, D 193*) darstellen und nicht benötigt werden, legt man ggf. auf L-Potential (Masse), um die Funktion der IS zu ermöglichen. Hierüber geben die jeweiligen Datenblätter Auskunft. Bezüglich nicht benötigter Gatter in den IS-Grundtypen *D 100...D 140* sei daran erinnert, daß deren Eingänge vorteilhaft auf Masse gelegt werden, weil sich dann die geringere Speisestromaufnahme ergibt.

Weshalb Gattereingänge keine höhere negative Eingangsspannung als etwa −0,7 V erhalten dürfen, wurde schon erläutert. Für kurze Zeit (maximal 1 µs Dauer) oder wenn der Stromfluß auf maximal 1 mA begrenzt ist, sind höhere Spannungen bis −1,5 V zulässig. Auch im Standard-Gatterausgang wird bei Spannungen über −0,7 V die Kollektorsubstratdiode des Transistors V4 leitend. Fehlt die Strombegrenzung, ist eine Zerstörung möglich. Negative Spannungen in gefährlicher Höhe und Zeitdauer kommen allerdings für Gatterausgänge in der Praxis kaum vor. Dagegen ist im Zusammenhang mit dem Anschluß systemfremder Ausgabeorgane (Transistoren oder Relais) von Interesse, wenn die positive Spannung am Gatterausgang den im H-Zustand von ihm abgegebenen Wert von etwa 3,5 V übersteigt. Wie Bild 1.2a erkennen läßt, sperrt bei höheren Spannungen die Emitterdiode V5. Deshalb darf der Gatterausgang im H-Zustand durchaus höhere Spannungen erhalten. Der absolute Grenzwert von +7,0 V ist jedoch auch für den Gatterausgang nicht zu überschreiten, da sonst die Diode V5 Spannungsdurchbruch hat. Für den Praktiker gilt die Faustregel, daß Gatterausgänge über entsprechende Verbraucher (strombegrenzende Widerstände) gegen $+U_s$, jedoch gegen keine anderen positiven Spannungen geschaltet werden dürfen, denn diese sind oftmals nicht gegen »Hochlaufen« in Störungsfällen gesichert. Bei H-Pegel am Gatterausgang sind dann V4 und V5 gesperrt, und der Pegel am Ausgang entspricht U_s. Demzufolge können einem so betriebenen Ausgang auch noch weitere Gattereingänge folgen.

Noch einige Hinweise zum dynamischen Verhalten von TTL-IS (ausführlich in [2]). Zu beachten ist die zulässige kapazitive Belastung von Gatterausgängen gegen Masse. Sie entsteht primär durch Leitungskapazitäten. Bild 2.10a stellt diese Kapazität mit C_L dar. Diese Lastkapazität muß bei Pegelwechsel extrem schnell umgeladen werden, aus diesem Grund sind TTL-Ausgänge niederohmig und als Gegentaktendstufen ausgeführt. Das Umladen von C_L benötigt Zeit und verflacht somit die Impulsflanken. Die Umschaltdauer muß aber unter 1 µs bleiben. Aus diesem Grund liegt die maximal vom Hersteller zugelassene Ausgangslastkapazität bei 1 nF. Diesen Wert erreicht man auch mit umfangreicheren Verdrahtungen kaum. Der Amateur kann in Sonderfällen (etwa zur Unterdrückung

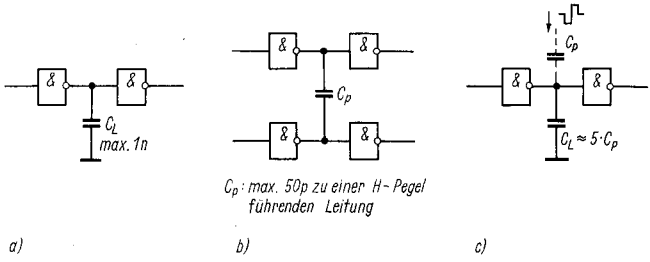


Bild 2.10
Einige Beispiele zum Einfluß von Last- und Parallelkapazitäten an TTL-Signalleitungen

kurzer Störimpulse usw.) zusätzlich vorzusehende Lastkapazitäten mit 1,5...2 nF bemessen, ohne daß die Arbeitsweise der Gatter gestört wird. Hat die Flankensteilheit keine Bedeutung, so ist es möglich, die Lastkapazität bis auf etwa 10 nF (der oberen zulässigen Grenze bezüglich Ausgangsbelastung des treibenden Gatters) zu erhöhen. Bei nachfolgenden Gattern (Bild 2.10a) besteht dann jedoch wegen zu flacher Impulsflanken u. U. schon die Gefahr kurzer Störschwingungen (Bild 2.3) im Umschaltmoment.

Die Übertragung von Impulsen im Nanosekundenbereich bedeutet bei längeren Signalleitungen zwischen Gattern, daß bereits mit Reflexionen und Überschwingen gerechnet werden muß, d. h., die Impulse werden stark verformt. »Elektrisch lang« ist eine Leitung, wenn ihre Signallaufzeit nicht mehr vernachlässigbar klein gegenüber der Flankenanstiegszeit der Impulse ist. Für TTL-Signale sind Leitungslängen ab etwa 30...50 cm als »lange« Leitung zu werten. Bei Leitungslängen ab dieser Größenordnung müssen daher u. U. schon Maßnahmen gegen Überschwingen und Reflexionen getroffen werden. Unterhalb etwa 30 cm Leitungslänge interessiert jedoch in erster Linie der mögliche Einfluß kapazitiven »Übersprechens« auf eine Signalleitung von benachbarten Leitungen. Ob eine TTL-Signalleitung gegen derartige Störimpulse empfindlich ist, hängt von ihrem Pegel ab. Bei L-Pegel darf die Kapazität zwischen benachbarten Signalleitungen bis etwa 1 nF betragen (was praktisch nie erreicht wird). Eine L-Pegel führende Leitung ist gegen kapazitiv eingestreute Störimpulse also kaum empfindlich. Anders ist das bei H-Pegel. Für diesen Fall sollte die Streukapazität zwischen benachbarten Leitungen (Bild 2.10b) nicht mehr als etwa 50 pF betragen. Die Gefahr von Störimpulseinflüssen besteht somit vorwiegend bei H-Pegel führenden Leitungen. Eine Ballastkapazität auf der gestörten Leitung (zweckmäßig am Leitungsende beim folgenden Gattereingang anzuordnen) hilft derartige Probleme zu beseitigen, wenn günstigere Leitungsführung nicht realisierbar ist. Bild 2.10c zeigt eine solche kapazitive Spannungsteilung zwischen Streukapazität C_p und der Lastkapazität C_L. Wenn $C_L = 5 \cdot C_p$ beträgt (empirische Ermittlung am einfachsten), bleibt das Übersprechen von benachbarten TTL-Signalleitungen praktisch wirkungslos. C_L darf jedoch nicht größer als etwa 1 nF sein. Gewöhnlich sind derartige Übersprecheffekte bereits mit Lastkapazitäten um 200...300 pF zu beheben. Müssen längere Wege als etwa 30...50 cm überbrückt werden, so sollte man vorsorglich immer mit angepaßten Leitungen arbeiten. Dies ist bei der Übertragung TTL-systemeigener Signale ab 1 m Leitungslänge Bedingung! Die einfachste Lösung ist die verdrillte Leitung nach Bild 2.11. Die Signalleitung wird mit einer Masseader verdrillt. Masse ist beiderseits direkt mit dem Massenanschluß der IS, auf deren Ein- oder Ausgang die Signalleitung trifft, zu verbinden. Man kann normalen Schaltdraht mit etwa 30...40 Drillungen je

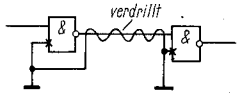


Bild 2.11
Verdrillte Signalleitung zum Unterbinden von Überschwingen und Reflexionen auf elektrisch langen TTL-Signalleitungen. Anzuwenden für Leitungslängen zwischen etwa 30 cm bis etwa 1 m

Meter verwenden. Reicht diese einfache Maßnahme nicht aus, so sind exakte Anpaßmaßnahmen nach Bild 2.12a oder Bild 2.12b erforderlich. Bei Variante a benutzt man am Leitungsende (unmittelbar am Eingang des folgenden Gatters) $R1$ und $R2$, die sowohl für definierten Pegel (2,5 V) auf der Leitung bei H-Pegel am Ausgang des treibenden Gatters als auch für exakte Leitungsabschlußimpedanz sorgen (die Leitungsimpedanz liegt bei 100...120 Ω). Allerdings wird das treibende Gatter durch die Widerstände mit $N_0 = 10$ belastet. Dies ist vertretbar, weil Gatterausgänge, die lange Leitungen treiben, ohnehin nicht gleichzeitig weitere Gatter

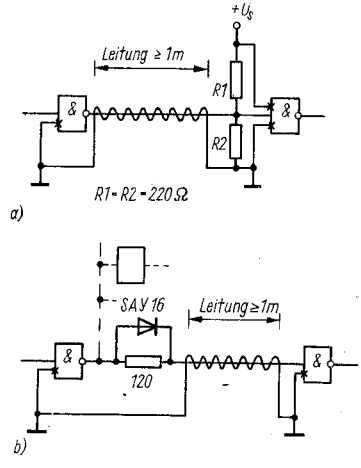


Bild 2.12
Beispiel zur Impedanzanpassung von TTL-Signalleitungen für Übertragung systemgerechter Signale über größere Leitungslängen

am Anfang dieser Leitung treiben sollen (bei denen die Gefahr von Fehlschaltungen bestände). Eine Anpaßschaltung, die korrekte Übertragung von TTL-Signalen bis zu der mit TTL möglichen maximalen Arbeitsfrequenz gestattet und für Leitungslängen von mindestens 20...30 m geeignet ist, zeigt Bild 2.12b. Der treibende Gatterausgang ist nur mit $N_0 = 1$ belastet, eine Parallelschaltung weiterer Gatter am Leitungsanfang ist bedingt möglich (keine Kippstufen!). Die Lösungen nach Bild 2.12 sind beim Amateur nur selten notwendig.

2.3. Spezielle Hinweise zu MOS-IS

Die nachfolgenden Hinweise beziehen sich hauptsächlich auf Hochvolt-MOS-IS (*U 10*-Serie). Auf die Besonderheiten der CMOS-Technik geht Abschnitt 7. ein. Eingangsseitig sind beide Schaltkreisfamilien weitgehend vergleichbar; das nachfolgend zu den Eingangsanschlüssen Erläuterte gilt daher sinngemäß ebenso für CMOS-IS (abgesehen von den für CMOS-IS anderen Werten der logischen Spannungspegel).

Genaue Angaben zur Innenschaltung und ihren Eigenschaften werden vom Hersteller leider nicht gegeben. In der MOS-IS kommen ausschließlich MOSFET als »Bauelemente« vor, auch notwendige innere Widerstände sind damit nachgebildet. Die Gattereingänge stellen demzufolge stets unmittelbar die Anschlüsse von MOSFET-Gates dar. Insoweit entsprechen sie dem diskreten Bauelement MOSFET (Eigenschaften in [19], [10]). Grundsätzlich enthalten MOS-IS an den Eingängen integrierte Gateschutzdioden, um bei Eingangsüberspannungen durch statische Ladungen die sofortige Zerstörung der Gates zu verhindern. Trotzdem müssen die Eingänge der MOS-IS sorgfältig gegen Überspannungen geschützt werden, da die als Gateschutz integrierten Z-Dioden nur sehr

gering belastbar sind. Ihre »Verwendung« in schaltungstechnischer Hinsicht, z. B. als Begrenzerdioden, ist daher vom Hersteller nicht zugelassen! Deshalb sollen MOS-IS, ebenso wie das für MOSFET bekannt ist, in metallischen Behältern (oder z. B. in Haushalt-Alufolie eingefaltet) aufbewahrt sein. Für die Handhabung, den Einbau usw. gelten die gleichen Regeln wie für MOSFET, wobei es sich bei wertvollen IS empfiehlt, auch auf den Kurzschluß der Gattereingänge gegen Masse der IS bis zur fertiggestellten Verdrahtung nicht zu verzichten. Hierfür hat sich dünne Haushalt-Alufolie bewährt, durch die die IS mit ihren Stiften durchgedrückt und zusammen mit dem Alufoliestück in die Leiter- oder Lochrasterplatte eingesetzt wird. Nach beendetem Einbau ist diese Folie mit spitzer Pinzette zwischen den Stiften der IS herauszuzupfen. Übertriebene Sorge ist jedoch unbegründet, wenn auf Kunststoffbehälter u. ä. Gegenstände sowie auf Bekleidungsstücke wie Dederonkittel u. ä. (sie neigen zu starken statischen Aufladungen!) während der Arbeit mit IS verzichtet wird. Sobald der Gattereingang einer MOS-IS mit anderen Bauelementen verbunden ist, besteht keine Überlastungsgefahr durch statische Aufladungen mehr. Die zulässigen Eingangsspannungen für MOS-Gattereingänge betragen $-30...+0{,}3$ V. Am Eingang darf also maximal die MOS-Betriebsspannung (-27 V) auftreten. Dagegen sind positive Spannungen zu vermeiden, weil bereits ab etwa 0,5 V die Gateschutzdiode leitend wird und für sie keine innere Strombegrenzung besteht. Für die Leitungsführung der Betriebsspannung $-U_1$ und $-U_2$ sowie vor allem der Masseleitung gilt sinngemäß das für TTL-Technik Gesagte, wenn auch die Verhältnisse bei MOS-IS diesbezüglich weit unkritischer sind. Trotzdem sollte der Amateur auch bei MOS-IS vorsorglich nicht mit Stützkondensatoren sparen. Sie sind mit 10 nF ausreichend bemessen. Beim Umschalten von MOS-Gattern treten keine so ausgeprägten Speisestromspitzen auf, allerdings verhalten sich die einzelnen Schaltkreistypen der MOS-Serie unterschiedlich. Da die Werte nach Typ und Exemplar erheblich streuen und der Hersteller keinerlei Angaben veröffentlicht, können typische Mittelwerte dafür nicht angegeben werden. Eine Schwingneigung oder Selbsterregung im hochfrequenten Bereich wurde bei MOS-Gattern (sofern nicht durch falsche äußere Beschaltung hervorgerufen) auch bei langsamen Signalpegelwechseln nicht beobachtet. Wenn der MOS-IS-Hersteller bei verschiedenen IS-Typen trotzdem in den Datenblättern Bedingungen bezüglich der Mindeststeilheit von Signalimpulsflanken stellt, so hängt das mit der (in höher integrierten IS häufig ausgenutzten) Möglichkeit zusammen, interne IS-Kapazitäten für bestimmte Umschaltvorgänge mit heranzuziehen. Kapazitäten lassen sich in IS grundsätzlich nur im Bereich weniger Pikofarad realisieren, bei den extrem hochohmigen integrierten MOS-Systemen genügen diese Werte aber schon als Schalt- oder Speicherkapazitäten; vorausgesetzt, sie werden schnell genug umgeladen. Soweit spezielle MOS-IS (die Grundgatter der *U 10*-Reihe gehören nicht dazu, sie arbeiten statisch) derartige dynamische oder »quasidynamische« Funktionsweisen beinhalten, äußern sich zu flache Signalimpulsflanken dadurch, daß die IS darauf nicht oder nur sporadisch reagiert. Einzelheiten dazu sind für derartige IS den Datenblättern zu entnehmen bzw. bei vollständig dimensionierten, als Bauvorlage geeigneten Schaltungen bereits entsprechend berücksichtigt. Der Amateur hat im allgemeinen nur mit den Grundgattern zu tun. Bei ihnen sind auch langsame Signaländerungen zulässig, ohne daß es zu ernsthaften Störungen oder Schäden kommt. Gattereingänge von MOS-IS sollen jedoch niemals offen (unbeschaltet) bleiben; nichtbenötigte Eingänge sind stets entweder an Masse oder an -13 V bzw. -27 V zu legen! Welche Schaltungsweise richtig ist, ergibt sich aus

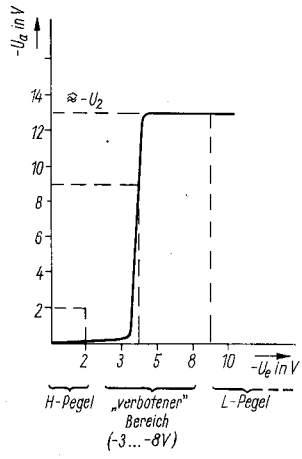


Bild 2.13
Typische Übergangskennlinie eines MOS-Gatters der *U 10*-Serie

der Gatterfunktion und ist aus Bild 1.10 abzuleiten. Bei NAND- und AND-Funktionen legt man nichtbenötigte Eingänge an L = $-U$, bei NOR- und OR-Funktionen an H = Masse. Außerdem ist die Parallelschaltung funktionsgleicher Gattereingänge des gleichen Gatters möglich, jedoch nur gebräuchlich, wenn es nicht auf höchstmögliche Schaltgeschwindigkeiten ankommt, weil Eingangsparallelschaltungen die Eingangskapazität des Gatters entsprechend vergrößern. Die für MOS-IS gültigen Logikpegel zeigt Bild 1.19. Die Umschaltschwelle differiert exemplarbedingt zwischen -3 V und -8 V, dies gilt nach Bild 2.13 sinngemäß ähnlich wie bei TTL-IS als »verbotener« Bereich, dem kein eindeutiges konstantbleibendes Ausgangssignal zugeordnet werden kann. Sie ist identisch mit der für einen einzelnen MOSFET geltenden »Treshold«-Spannung U_T nach [9], [10]. Die Pegelbereiche für H und L haben von den erwähnten Toleranzgrenzen nochmals jeweils 1 V Sicherheitsabstand.

Will man nachfolgende Organe ansteuern, sollte man auch bei MOS-IS wissen, wie der Ausgang belastet werden kann. Die entsprechenden Ausgangskennlinien zeigen Bild 2.14 und Bild 2.15. Es handelt sich wieder um Mittelwerte. Wie aus Bild 2.14 zu entnehmen ist, kann der Gatterausgang bei H-Pegel (er ist nach Masse »durchgeschaltet«) nur etwa 2 mA aufnehmen, wenn der logische H-Pegel (-2 V) eingehalten wird. Bei etwa 3 mA ist offensichtlich die Sättigung des Ausgangstransistors erreicht (erkennbar am steilen Anstieg der Kurve). Ab diesem Punkt besteht u. U. Überlastungsgefahr des IS-Ausgangs. Praktisch sollte man jedoch nicht mehr als etwa 1 mA ausnutzen, zumal der IS-Hersteller für einige Typen laut Datenblatt und im Widerspruch zu Bild 2.14 bereits für 1 mA nur noch den H-Pegel mit -3 V garantiert. Ein unmittelbares Ansteuern von Verbrauchern (Relais, Glühlampen u. ä.) ist daher mit MOS-IS von vornherein nicht möglich. Das zeigt sich auch bei der Ausgangskennlinie für L-Pegel. Auch hier gibt der Hersteller teilweise bereits nur noch -5 V für 1 mA Belastung an, was ebenfalls nicht für direkte Laststeuerung ausreicht. Nach den Erfahrungen des Verfassers treffen die in Bild 2.13 bis Bild 2.15 gezeigten, ebenfalls vom Hersteller publizierten Kurvenverläufe jedoch für die meisten *U 10*-Exemplare näherungsweise zu. Größere Abweichungen wurden lediglich bei wenigen IS der »Bastlerware« dieser Typen festgestellt. Da aber für Laststeuerung ohnehin die Ausgangsschalttransistoren nachzusetzen sind und bei der Verbindung von Gatterein- und -ausgängen untereinander ausschließlich Spannungssteuerung vorliegt, sind diese Kurven für den Amateur nur zur Orientierung bei eigenen Entwürfen und zur Kontrolle verdächtiger IS auf grobe Datenabweichungen von Interesse. Den Begriff des »Lastfaktors« gibt es insoweit bei MOS-IS nicht. Der Amateur kann unbegrenzt viele Gattereingänge einem Ausgang nachschalten. Parallelschaltungen von Gatterausgängen sind jedoch bei MOS-IS ebenso wie bei TTL unzulässig. Ein Zusammenschalten über

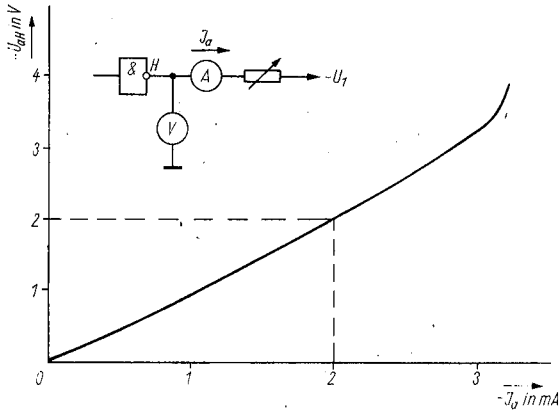


Bild 2.14
Ausgangskennlinie eines MOS-Gatters der *U 10*-Serie bei H-Pegel am Ausgang

Entkopplungsdioden ist ähnlich wie bei TTL-IS möglich (Dioden in Bild 2.7 umpolen und Widerstand mit etwa 100...200 kΩ bemessen; nach −13 V bzw. −27 V anschließen). Die kapazitive Belastung der Ausgänge spielt bei MOS-IS, wie zu erwarten, eine größere Rolle als bei TTL-IS, sie hat großen Einfluß auf die Schaltgeschwindigkeit der Gatter. Ausgangskapazitäten von 100 pF sollten nicht überschritten werden. Falls eine Verringerung der Signalflankensteilheit und der maximal erreichbaren Arbeitsfrequenz (sie beträgt bei MOS-Schaltungen maximal etwa 1 MHz) vertretbar ist, kann man die Gatterausgänge bis maximal etwa 1 nF belasten.

Verbraucher werden bei MOS-IS demzufolge stets über die einem Gatterausgang nachgesetzten Schalttransistoren (Bild 2.16) angesteuert. Insbesondere bietet sich als Schalttransistor der eingangsseitig zu dieser Typenserie passende MOSFET *SMY52* an. Seine maximale Drainspannung beträgt −27 V, der maximale Drainstrom 50 mA. R_L muß diese Grenzdaten einhalten (z. B. sind alle handelsüblichen 24-V-Relais geeignet, wenn sie mindestens 500 Ω Widerstand haben). Der Transistor V4 wirkt wie ein Negator und invertiert das Gatterausgangssignal. R_L ist stromführend, wenn der Gatterausgang L-Pegel hat. Das treibende Gatter kann selbstverständlich außer dem MOSFET noch weitere Gattereingänge oder MOSFET steuern.

Werden für die Laststeuerung bipolare Transistoren benutzt, die zur Ansteuerung

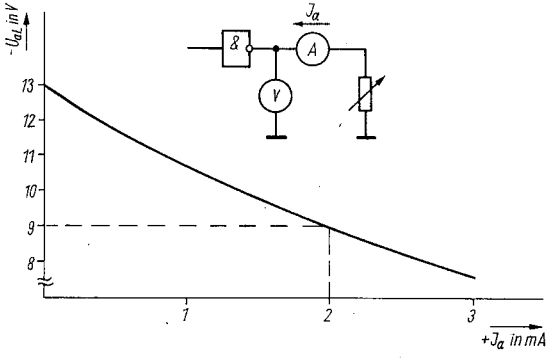


Bild 2.15
Ausgangskennlinie eines MOS-Gatters der *U 10*-Serie bei L-Pegel am Ausgang

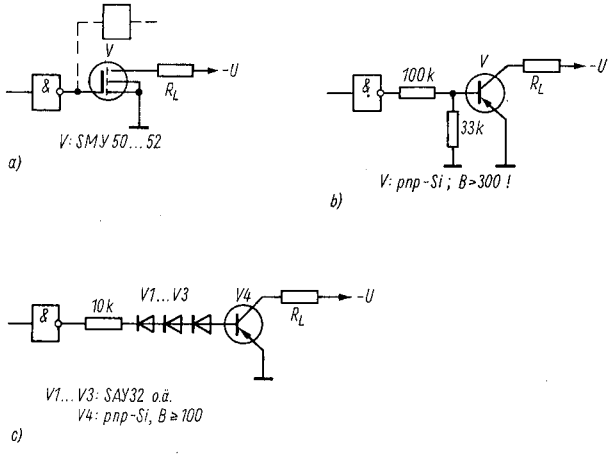


Bild 2.16
Mögliche Ausgangsschaltstufen zum Betreiben von Ausgabeorganen – hier durch R_L symbolisiert – an MOS-IS-Gatterausgängen. Die Verwendung eines MOSFET nach a ist zu bevorzugen, wenn die für R_L geforderte Betriebsspannung und der Laststrom dies zulassen

einen (vom MOS-Gatter aufzubringenden) Basisstrom benötigen, so ist gleichzeitiger Betrieb weiterer Gattereingänge an diesem Gatterausgang meist nicht mehr möglich, weil durch die Basisstrombelastung am Gatterausgang das Einhalten des logischen Pegels nicht mehr garantiert ist. Bild 2.16b zeigt eine einfache Variante für einen pnp-Silizium-Transistor. Vorteil dieser Variante ist, daß die Betriebsspannung für R_L im Rahmen des für V4 zulässigen Grenzwertes frei wählbar ist, das gilt auch für den MOSFET nach Bild 2.16a und Bild 2.16c, jedoch sind mit geeigneten Transistoren höhere Lastströme möglich. Dann wird allerdings, da der verfügbare Basisstrom begrenzt ist, für V4 ein sehr hoher β-Wert nötig. Die Basiswiderstände sind erforderlich, um bei H-Pegel die noch vorhandene Spannung von maximal −2 V so weit herabzusetzen, daß V4 schließt. Eine günstigere Dimensionierung dafür ergibt sich, wenn zum Unterdrücken des H-Pegels Siliziumdioden verwendet werden. Sind die Lastströme entsprechend gering, so ist die Variante a zu bevorzugen. Für Ströme bis 25 mA eignen sich auch die MOSFET *SMY 50* und *SMY 51*. Der 6fache MOSFET *U 105 D* (Bild 1.17) ist besonders vorteilhaft, wenn man mehrere (bis zu 6) Ausgänge einzeln schalten muß. Eine Parallelschaltung von Gates und Drains bei *SMY 51* und *U 105 D*, um entsprechend höhere Strombelastbarkeit zu ermöglichen (beim *U 105 D* insgesamt maximal 150 mA!), ist zulässig.

2.4. Netzteile und Speiseschaltungen

2.4.1. Speiseschaltungen für TTL-Geräte

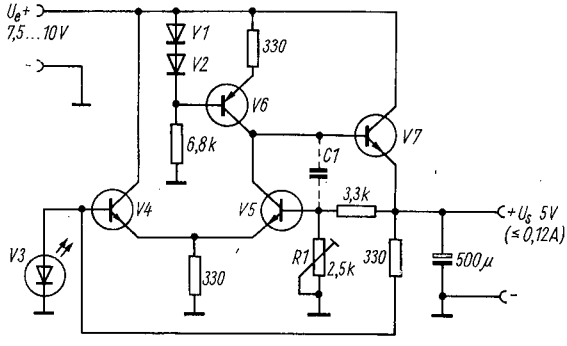
Sobald die Batteriespeisung uneffektiv wird, muß man sie durch ein Netzteil ersetzen. Im folgenden werden für TTL-Geräte geeignete Stabilisierungsschaltungen beschrieben, die sich zum Betrieb aller in diesem Buch gezeigten und ähnlichen Schaltungen eignen. Zum Netztransformator mit üblichem Gleichrichter und nachfolgendem, zum Gleichrichter gehörendem Ladekondensator findet man einiges in [1]. Die Spannung, die am Ladekondensator des Gleichrichters verfügbar sein soll (Netzspannungsschwankungen einkalkulieren!), ist jeweils als Eingangsspannung der Stabilisierschaltung angegeben. Hingewiesen sei nochmals auf die Gefahr von Überspannungen bei TTL-Schaltkreisen und die zum Schutz

gegen Defekte im Stabilisierteil u. U. zu empfehlende Überspannungsschutzeinrichtung mit einem Thyristor. Sie ist, soweit nicht mit angegeben, nach Bild 1.28 zusätzlich aufzubauen.

Bild 2.17 zeigt eine sehr interessante und vorteilhafte Schaltung (nach [13]), die maximal 120 mA Ausgangsstrom liefert, was für kleine und mittlere TTL-Aufbauten mit Grundgattern ausreichend ist. Zum Zeitpunkt der Manuskripterarbeitung waren Z-Dioden mit niedriger Z-Spannung schwer erhältlich. Für sie wurde in Bild 2.17 eine Lumineszenzdiode (dazu [14]) eingesetzt. Die typische Flußspannung rotleuchtender GaAsP-LED vom Typ *VQA 13* liegt bei 1,5...1,6 V. Die LED erzeugt die Referenzspannung und erfüllt zugleich die Funktion der Einschaltkontrolleuchte. Kennlinien zu diesem Bauelement sind in [14] vorhanden. Statt der Leuchtdiode V3 können ersatzweise auch 2 in Serie geschaltete Siliziumdioden *(SAY 12...32)* verwendet werden, deren Temperaturkoeffizient allerdings merklich höher ist. Die Stabilität der Ausgangsspannung bleibt aber auch dann in für alle Amateurgeräte ausreichenden Grenzen.

Die Schaltung arbeitet mit einem Differenzverstärker V4, V5, der die an der Leuchtdiode V3 abfallende Referenzspannung mit der Ausgangsspannung U_s vergleicht. Der Sollwert 5 V wird mit $R1$ eingestellt. Der Transistor V6 bildet mit den Dioden V1, V2 eine Konstantstromquelle, die den Basisstrom für den Längsregeltransistor V7 liefert und als Arbeitswiderstand für V5 wirkt, womit sich eine große Regelsteilheit ergibt. Steigt die Ausgangsspannung U_s, so öffnet V5 weiter und reduziert damit den Basisstrom für V7. Die Ausgangsspannung sinkt ab. Die dabei eventuell auftretende Schwingneigung kann man unterbinden, indem ein Kondensator $C1$ eingefügt wird. Er sollte nicht größer sein, als zum Verhindern der Selbsterregung notwendig ist, da er zugleich die Ansprechgeschwindigkeit der Spannungsregelung bei plötzlichen Spannungs- oder Laständerungen verringert. Wenn der maximale Ausgangsstrom ausgenutzt wird, ist für V7 bereits ein Kühlkörper, mindestens ein großflächiger Kühlstern erforderlich. Für den pnp-Transistor V6 kann man ersatzweise auch einen Germaniumtyp benutzen, eine der Dioden V1, V2 ist dann, ebenfalls durch eine Germaniumdiode zu ersetzen.

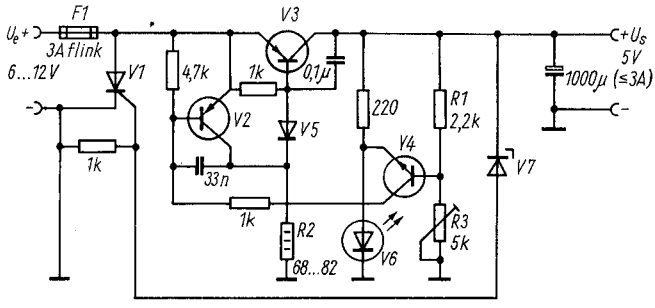
Bild 2.18 zeigt eine Schaltung für höhere Ausgangsströme. Sie ist ausgangsseitig nicht kurzschlußfest! Diese Schaltung eignet sich insbesondere zum Betrieb größerer TTL-Geräte (z. B. des später



V1, V2: SAY 32
V3: VQA 12 oder 2×SAY32 in Serie
C1: bei Bedarf 3...33 nF

V4, V5: SC 206; SS 216
V6: KF 517; KFY 18
V7: SF 126E (≥ 0,6 W; B ≥ 200) mit Kühlkörper

Bild 2.17
Speisespannungsstabilisierung für TTL-Schaltungen V3 auch: *VQA 13*



V1: ST 103/1 o.ä. 3A Typ mit Kühlkörper
V2: KF 517 (≥ 0,4W, B≥50) mit Kühlkörper
V3: 3NU74 (≥ 20W; B≥35)
V4: SC 206; SS 216 (B≥200)
V5: SY 200
V6: VQA 12
V7: SZX 19/5,1 (U_z ≤ 5,5V)

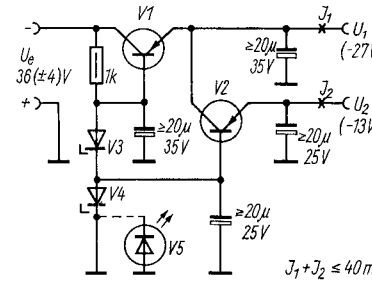
Bild 2.18
Stabilisierungsschaltung höherer Leistung für TTL V6 auch: *VQA 13*

beschriebenen Zählfrequenzmessers sowie von quarzgesteuerten Digitaluhren u. ä.). Ein Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß sie bereits mit 6 V Eingangsspannung (maximal bis 12 V) auskommt. Abweichend von der konventionellen Schaltungstechnik liegt die Ausgangslast im Kollektorkreis eines pnp-Längsregeltransistors V3, über dem deshalb nur etwa 1 V Mindestspannung abfallen muß. Die Schaltung enthält bereits die in Bild 1.27 und Bild 1.28 vorgestellte Überspannungs-Thyristorschutzschaltung mit V1 und V7. U_z der Diode V7 soll maximal 5,5 V betragen und die Thyristorzündspannung nicht über 1,4 V liegen. Diese Bedingung ist bei 3-A-Thyristoren aus der DDR- oder ČSSR-Fertigung fast immer erfüllt, sicherheitshalber prüft man den Thyristor vor dem Einbau. Ist der Thyristor V1 geeignet und die Diode V7 richtig bemessen, so muß die Schutzschaltung spätestens bei einem Ausgangsspannungswert von $U_s = 6{,}8$ V, frühestens aber darf sie bei 5,2 V ansprechen, wenn U_s mit $R3$ entsprechend variiert wird. Spricht V1 an, muß F1 abschmelzen. Für die Stabilisierungsschaltung ist als Referenzspannungsquelle wiederum eine Leuchtdiode zu benutzen, die zugleich eine Einschaltkontrolle gestattet. Mit $R3$ wird die Ausgangsspannung auf 5 V eingestellt. Ändert sich die Eingangsspannung zwischen 6...12 V und der Ausgangsstrom zwischen 0...3 A, so variiert die Ausgangsspannung um weniger als ±0,1 V. Der Regeltransistor V3 erhält seinen Basisstrom über $R2$ und die Diode V5. Sobald die Ausgangsspannung den mit $R3$ eingestellten Sollwert übersteigt, öffnet V4, weil seine Basis positiv gegen die mit der LED konstantgehaltene Emitterspannung wird. Der Kollektorstrom von V4 öffnet V2, und über den Emitter-Kollektor V2 wird die Basisspannung des Transistors V3 kurzgeschlossen. Dadurch wird V3 zugeregelt und weiteres Ansteigen der Ausgangsspannung verhindert. Die Diode V5 sorgt dafür, daß als Kollektorspannung für V2 mindestens etwa 1 V vorhanden ist, da sonst die Sättigungsspannung des durchgesteuerten Transistors V2 nicht ausreicht, um V3 zuverlässig zu sperren. Für V2 kann ersatzweise auch ein Germanium-pnp-Typ wie der *GC301* verwendet werden. Die Belastbarkeit für V2 hängt von der Eingangsspannung ab. Sie ist zu berechnen aus:

$$P_{V2} = \frac{(U_e - 1)\,\text{V}}{R2}\ \text{(in W)}.$$

Danach schätzt man ab, ob für V2 bereits ein Kühlkörper erforderlich wird bzw. ein

GC301 ($P_v = 0{,}4\,W$) noch ausreicht. Die Bemessung von $R2$ richtet sich nach dem Stromverstärkungsfaktor B des Transistors V3 und der minimal zu erwartenden Eingangsspannung sowie dem benötigten Ausgangsstrom. Sinkt die Ausgangsspannung bei $U_e = 6\,V$ und dem maximal geforderten Ausgangsstrom bereits um mehr als 0,1 V ab, so muß $R2$ etwas verringert werden. Die Schaltung ist mit einem entsprechenden Transistor V3 auch für noch höhere Ausgangsströme geeignet. Die in V3 maximal auftretende Verlustleistung (die auch die erforderliche Kühlkörpergröße bestimmt) errechnet sich aus $P_{V3} = (U_e - U_s) \cdot I_a$. Eine Auslegung für größere Eingangsspannungen ist möglich. Dazu ist lediglich $R2$ entsprechend zu vergrößern (100 Ω oder mehr). Die an V3 und V2 vorhandenen Kondensatoren verhindern Regelschwingungen (HF-Selbsterregung).



V1, V2: KF 517 o.ä.
V3, V4: SZX 19/13
V5: VQA 12 (dann V4: SZX 19/12)

Bild 2.19
Stabilisierungsschaltungen für MOS-IS-Betriebsspannungen

2.4.2. Speiseschaltungen für MOS-Geräte der U 10-Serie

MOS-IS der *U 10*-Serie benötigen stets die Betriebsspannung $-U_1$ mit $-27^{+1}_{-2}\,V$ und fast immer zusätzlich noch $-U_2$ mit $-13^{+0,5}_{-1,5}\,V$. Demzufolge reicht immer eine relativ einfache Stabilisierung aus. Bild 2.19 zeigt eine Schaltung. Man braucht eine Eingangsspannung von 32...40 V. Die Teilspannungen liefern die in Serie geschalteten Z-Dioden. Falls gewünscht, kann in Serie mit V4 noch eine Leuchtdiode V5 als Einschaltkontrolle gelegt werden, die keinen zusätzlichen Stromverbrauch verursacht. U_2 wird doppelt stabilisiert, da der Kollektor von V2 an $-U_1$ statt an $-U_e$ angeschlossen ist. Man erreicht damit eine günstigere Aufteilung der entstehenden Verlustleistungen und geringere Kollektorspannungsbelastung für V2, was die Typenauswahl erleichtert. Mit Rücksicht auf die Belastbarkeit von V1 soll die Summe der Ausgangsströme I_1 und I_2 40 mA nicht übersteigen. Das reicht auch für Objekte mit einer größeren Zahl von MOS-Schaltkreisen der *U 10*-Serie aus. Die Transistoren V1 und V2 (ersatzweise sind auch pnp-Germaniumtypen verwendbar) sollen für mindestens 25 V Kollektorsperrspannung und 0,4 W ausgelegt sein. Verwendet man Transistoren mit höherer zulässiger Verlustleistung, können entsprechend stärkere Ströme entnommen werden.

2.4.3. Speiseschaltungen für Operationsverstärker A 109 und A 110

Die Operationsverstärker (OPV) *A 109* ([61]) und *A 110* sind analoge IS, die jedoch oft in Verbindung mit digitalen TTL-IS verwendet werden. Der *A 110* ist sogar ausgangsseitig speziell für direkten Übergang auf TTL-Gattereingänge ausgelegt und intern so geschaltet, daß man die für TTL-IS gültigen Pegelwerte nicht überschreitet (im Gegensatz zum *A 109* hat der *A 110* deshalb auch einen Masseanschluß). Benutzt wird der *A 110* vorwiegend als Komparator (Spannungsvergleicher) und Eingangstrigger sowie Eingangsverstärker für TTL-Systeme. Seine Arbeitsgeschwindigkeit ist der TTL-Technik

angepaßt, er vermag Eingangssignale zwischen −10 mV...+10 V zu verarbeiten und in TTL-gerechte Ausgangssignale umzusetzen. OPV müssen stets mit 2 Betriebsspannungen unterschiedlicher Polarität gespeist werden. Der *A 109* benötigt 10...15 V (üblich sind 12 V) und −10 bis −15 V (üblich sind −12 V). Der *A 110* braucht +12 V und −6 V. Diese Betriebsspannungen kann man mit herkömmlichen, dem Amateur vertrauten Speiseschaltungen (wie für Transistorgeräte üblich [1] u. a.) erzeugen. Insoweit treten keine erwähnenswerte Besonderheiten auf. Solange die angegebenen Grenzwerte für die Betriebsspannungen nicht überschritten werden, ist die Frage nach der Speisespannungsstabilisierung für den Amateurbereich und im Zusammenhang mit den behandelten digitalen Schaltungen unkritisch. Es genügen also schon einfachste Stabilisierschaltungen. Die Spannungen müssen auch nicht zueinander symmetrisch oder miteinander verkoppelt sein (jedoch eine gemeinsame Masse haben). So wird z. B. der *A 109* in einem Beispiel dieses Buches mit +12 V und −6 V betrieben, in einem solchen Fall ist es also möglich, ihn gemeinsam mit dem *A 110* zu speisen. Die positive Betriebsspannung kann der Amateur meist schon aus der Eingangsspannung des 5-V-Stabilisierungsteiles für TTL-IS mit ableiten. Es genügt u. U. schon ein einfacher Längstransistor mit Z-Diodenstabilisierter Basis ähnlich Bild 2.19, dort nur die Z-Diode V3 und der Transistor V1 (V3 umpolen, V1 ein npn-Typ). Für die negative Betriebsspannung ist meist ein eigener Gleichrichter mit Ladekondensator und eigener Wicklung auf dem Netztransformator erforderlich. Wichtig ist lediglich, daß die Betriebsspannungen für den OPV gut gesiebt sind und daß der OPV direkt am Schaltkreisanschluß jeder Betriebsspannung gegen Masse mit Stützkondensatoren beschaltet ist. Als Stützkondensatoren benutzt man 2 × 10 µF, diesen parallel 2 × = 33 nF (Keramikausführung). Bild 2.20 zeigt eine geeignete Speiseschaltung (ausführlich in [61]). Da der OPV lediglich das Verhältnis beider Spannungen zueinander sehr genau konstant hält, wird im allgemeinen eine (in üblicher Weise zu schaffende) normale Stabilisierungsschaltung benutzt werden. Ihre Ausgangsspannung U_a muß der gewünschten Summe der Teilspannungen U_{s1} und U_{s2} entsprechen. Je nach diesem Wert und der verwendeten Stabilisierungsschaltung ist eine Netzteilspannung U_e zwischen 20...40 V erforderlich. U_e und die Stabilisierungsschaltung haben keine Masseverbindung! Diese erfolgt nur aus-

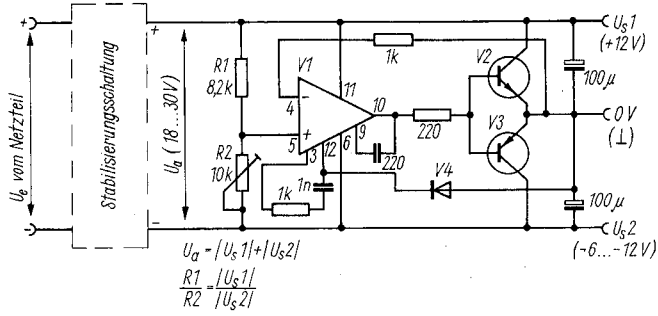


Bild 2.20
Mittenspannungsstabilisierung mit einem OPV *A 109*

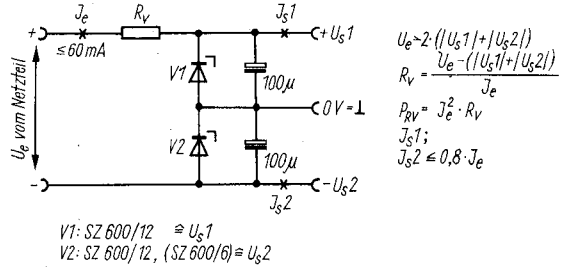


Bild 2.21
Vereinfachte Speiseschaltung für OPV

gangsseitig. Der Operationsverstärker V1, für den die für den DDR-Typ *A 109 C* im DIL-Gehäuse gültigen Anschlußstiftziffern angegeben sind, arbeitet als Spannungsfolger. Das Verhältnis der Ausgangsspannungen zueinander bestimmt $R1$ zu $R2$. Soll $U_{s1} = U_{s2}$ sein, so ist $R1 = R2$, beide können als Festwerte eingesetzt werden. Mit $R2$ ist es möglich, U_{s1} und U_{s2} abzugleichen. Benötigt man 12 V und −6 V, so kann $R2$ als Festwert und $R1 = 2 \cdot R2$ eingesetzt werden. Die *RC*-Kombination am OPV ist die für den *A 109* erforderliche Kompensation gegen HF-Selbsterregung und macht ihn zugleich überlastungssicher bei Kurzschlüssen der Ausgangsspannung. Da die Ausgangsleistung des OPV zu gering ist, ist ein Komplementärtransistorpaar (wie für Endstufen von Transistortaschenempfängern üblich) nachgesetzt (V2, V3). Dessen Nichtlinearitäten und ggf. Toleranzen werden nicht wirksam, weil die Transistoren in die Regelschleife des OPV (Gegenkopplungszweige von Masseanschluß nach Stift 4 des OPV) einbezogen sind. Diese Transistoren sind daher in ihren Daten unkritisch. Sie haben die Differenz der bei U_{s1} und U_{s2} entnommenen Ströme aufzunehmen. Die Differenz der beiden Speiseströme bei den zu speisenden weiteren OPV und vergleichbaren Schaltungen beträgt meist nur wenige Milliampere je OPV, dadurch bleibt die Belastung von V2 und V3 gering. Der Extremfall liegt vor, wenn nur ein Ausgang U_{s1} oder U_{s2} strommäßig belastet ist. Dabei hat der Transistor der unbelasteten »Seite« jeweils diesen Strom voll zu übernehmen. Die Schaltung nach Bild 2.20 wird nur bei hohen Anforderungen an die Konstanz der Teilspannungen U_{s1} und U_{s2} lohnen.

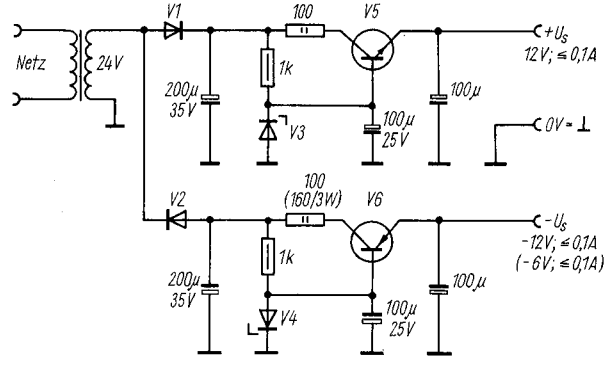
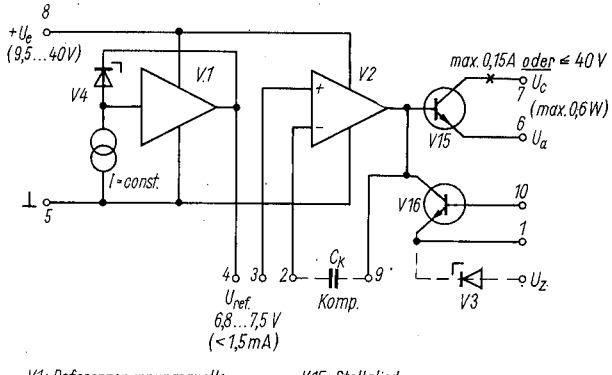


Bild 2.22
Speiseschaltung für +12 V und −12 (−6) V für OPV

Deshalb zeigt Bild 2.21 noch eine einfache Schaltung, die meist schon ausreicht. Spannung U_e darf auch hier keine Masseverbindung haben. Die notwendigen Dimensionierungshinweise für die jeweilige Anwendung sind in Bild 2.21 mit angegeben. Abschließend wird noch eine Speiseschaltung herkömmlicher Art gezeigt (Bild 2.22). Der Wert für die negative Ausgangsspannung ist mit der Z-Diode V4 festgelegt (Werte in Klammer für −6 V entsprechend Betriebsdaten des *A 110*). Die Kollektor-Serienwiderstände bei V5 und V6 haben die Aufgabe, die in den Transistoren entstehende Verlustleistung zu verringern, so daß man mit schwächeren Transistortypen auskommen kann. Liegt eine Transformatorspannung von $U_{\sim} = 14...16$ V vor (statt der zugrunde gelegten genormten Sekundärspannung von 24 V, die »handelsüblich« ist), können die Kollektorwiderstände der Transistoren entfallen (V5) bzw. für V6 bei −6 V Ausgangsspannung auf 82 Ω verringert werden.

2.4.4. Speiseschaltungen mit der universellen Spannungsstabilisator-IS MAA 723

Da in der Elektronik immer wieder konstante Speisespannungen benötigt werden, wurde für diesen Zweck eine spezielle analoge IS geschaffen, die den Aufbau von Stabilisierungsschaltungen mit vorzüglichen Eigenschaften sehr vereinfacht. Dieser international als »Typ *723*« bekannte und von vielen Herstellern gefertigte, in verschiedenen Gehäuseformen existierende Schaltkreis steht dem Amateur inzwischen aus ČSSR-Importen (Hersteller TESLA) als Typ *MAA 723* zur Verfügung (*MAA 723 H* ist ein Paralleltyp, der für Amateurzwecke mit *723* identisch ist). Die IS *MAA 723* (Bild 2.23) enthält Sie besteht aus einem Komparatorverstärker V1, dessen Eingang mit einer konstantstromgespeisten Z-Diode auf konstanter Spannung gehalten wird. V4 und die Konstantstromquelle sind ebenfalls in der IS integriert. Darüber hinaus ermöglicht die Integration, daß die Diode V4 einen extrem kleinen Temperaturkoeffizienten erreicht. Es ist bezüglich der nach außen abgegebenen Referenzspannungen weit geringer als beim handelsüblichen Einzelbauelement! Der Ausgang stellt somit eine hochkonstante Referenzspannung U_{ref} am IS-Anschlußpunkt 4 zur Verfügung. Sie liegt exemplarabhängig zwischen 6,8...7,5 V und darf an diesem Anschluß mit maximal 1,5 mA belastet werden. Weiter enthält diese IS einen Regelspannungsverstärker, der als OPV geschaltet ist (V2). Sein



V1: Referenzspannungsquelle
V2: Regelverstärker
V15: Stellglied
V16: Stromfühler

Bild 2.23
Prinzip-Funktionsschaltbild der Spannungsstabilisator-IS Typ *MAA 723*

zunächst eine Referenzspannungsquelle. Ausgang steuert unmittelbar einen Längsregeltransistor an, der sich ebenfalls in der IS befindet und dessen Kollektor und Emitter von außen zugänglich sind (V15). Die Belastbarkeit dieses Transistors beträgt (bei Kühlung der IS mit für diese Gehäusebauform handelsüblichem Kühlkörper) immerhin 0,6 W bzw. 0,15 A oder 40 V. Diese Grenzwerte sollte der Amateur allerdings nicht voll ausnutzen. Immerhin ist mit V15 bereits für kleine und mittlere Ströme die unmittelbare Stabilisierung ohne zusätzliche Bauelemente möglich. Schließlich enthält die *MAA 723* noch einen weiteren, für Schalt- und Sicherungszwecke (Strombegrenzung; Abschaltung der Ausgangsspannung über Schaltbefehl von außen usw.) verwendbaren Hilfstransistor V16. Eine zusätzliche Z-Diode V3 ist nur bei einigen in 14poligem DIL-Gehäuse hergestellten Ausführungen der *723*-Typen vorhanden. Der von außen anzuschließende Kondensator C_k (Kapazitäten lassen sich bekanntlich nicht mit Werten über einigen zehn Pikofarad integrieren!) kompensiert den IS-Frequenzgang. Gespeist wird die IS mit der ohnehin vorhandenen Eingangsspannung U_e. Werden ihre Anschlüsse entsprechend beschaltet, dann läßt sie sich an nahezu alle geforderten Ausgangsspannungs- und (mit wenigen Zusatzbauteilen) Stromwerte anpassen. Der Eigenstromverbrauch der *MAA 723* beträgt nur etwa 2,5...5 mA. Die erreichbare Ausgangsspannungsstabilität hängt von der äußeren Schaltung ab. In jedem Fall ist die Ausgangsspannungsschwankung im gesamten Laststrombereich geringer als 0,1 % vom Wert der Ausgangsspannung. Der Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung liegt unter 0,05 %/K. Bild 2.24 zeigt die Innenschaltung und Anschlußlage. Achtung, einheitlich wurde hier die Anschlußlage wie beim DIL-Gehäuse auch beim TO-Rundgehäuse mit Sicht von oben dargestellt! Die runde Bauform ist bei üblicher Betrachtung wie bei Transistoren von unten im Uhrzeigersinn zu zählen! Für den Amateur ist das detaillierte Verständnis der Innenschaltung nicht erforderlich.

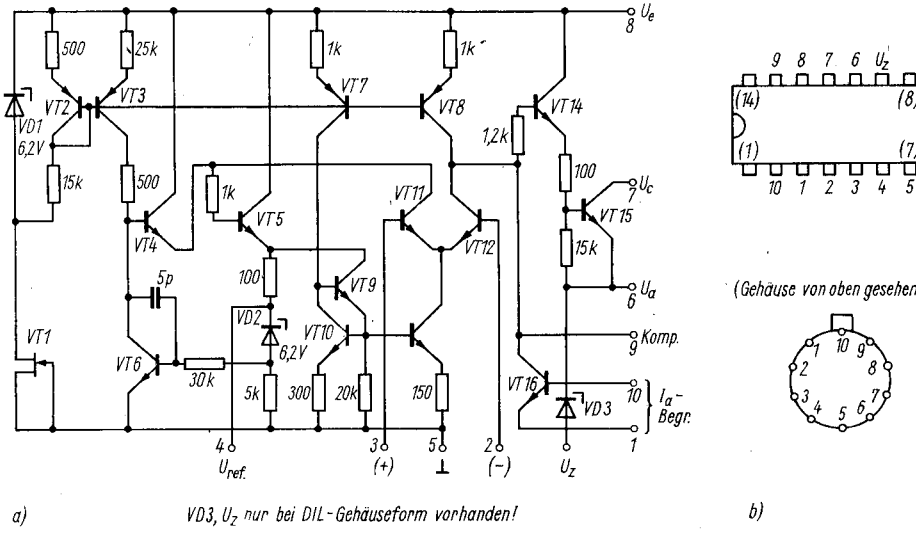
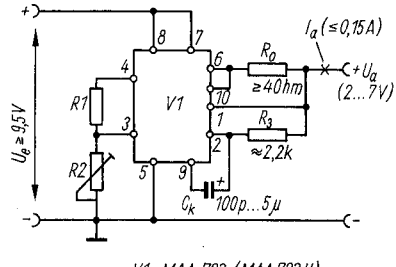


Bild 2.24 a – Innenschaltung der *MAA 723*, b – Anschlußlagen der beiden für Typ *723* international üblichen Gehäuseformen

Deshalb sei nur auf einige für die speziellen Entwurfsgrundsätze integrierter Schaltungen typische Details hingewiesen. Für die Z-Diode VD1 benutzt man als Konstantstromquelle einen n-Kanal-SFET VT1, die IS enthält also auf einem Substrat sowohl Z-Dioden als auch FET, pnp- und npn-Transistoren sowie Widerstände! VD1 ist jedoch nicht die Referenzspannungsquelle V4 nach Bild 2.23, sondern von VD1 wird lediglich wiederum ein Konstantstrom für den »Stromspiegel« Transistor VT2 abgeleitet. VT2 ist als Diode geschaltet. Der in dieser speziellen Schaltung durch VT2 zustande kommende Kollektorstromfluß wird, weil die Basisschwellenspannungen und β-Faktoren von VT2, VT3, VT7, VT8 zwangsläufig gleich sind, mit dem gleichen Wert als Kollektorstrom »gespiegelt« bei VT3, VT7, VT8 auftreten. Diese Transistoren bilden eine sogenannte Strombank; es handelt sich um Konstantstromquellen, deren Kollektorströme zwangsläufig gleich dem Kollektorstrom von VT2 sind oder je nach Transistorgeometrie auf dem Kristall einem exakt festlegbaren Teil davon entsprechen. Durch diese speziellen Eigenschaften ist die mit VD2 erzeugte, nach außen als U_{ref} abgegebene Referenzspannung hochkonstant. VT11 und VT12 bilden den Regelspannungsverstärker VT2, VT15 ist Treiber für den von außen beschaltbaren Leistungslängsregeltransistor VT14. Mit VT16 kann ggf. von außen der Regeltransistor VT15 durch Kurzschließen der Treiberbasis VT14 abgeschaltet werden. Übrigens zeigt sich auch (bei VT6), daß in einer IS tatsächlich nur Kapazitäten von wenigen Pikofarad integrierbar sind, was sich aus der sehr kleinen Fläche erklären läßt. Auf dem nur wenige Quadratmillimeter großen Chip dieser IS nimmt der hochbelastbare Regeltransistor VT15 etwa 90% der verfügbaren Chipfläche ein. Die restlichen 10% enthalten die gesamte übrige Innenschaltung! In [27] sind genaue Daten und weitere Details zur IS Typ *723* und ihrer Anwendung zu finden. Die Eingangsspannung, die von einem Netzteil mit Gleichrichter und Ladekondensator o. ä. einfach aufzubringen ist, muß im Hinblick auf die Funktion der IS-Innenschaltung mindestens 9,5 V betragen. Sie darf maximal 40 V erreichen.

Bild 2.25 zeigt die einfachste Schaltung, wenn die Ausgangsspannung zwischen 2...7 V liegen soll. Ihr kann man maximal 150 mA entnehmen. Die maximale Verlustleistung von 600 mW darf nicht überschritten werden. Wenn die Eingangsspannung wesentlich über 9,5 V liegt, ist der maximal zulässige Ausgangsstrom $I_{a\,max}$ zu reduzieren! Er wird mit der in Bild 2.25 angegebenen Gleichung ermittelt. Die Schaltung verwendet den vorhandenen Transistor VT15 als Längsregeltransistor und VT16 als Strombegrenzung (Bild 2.23 und Bild 2.24). Am »Stromfühler« R_0 (Bild 2.25) fällt eine dem Ausgangsstrom proportionale Spannung ab. Erreicht sie etwa 0,65 V, so öffnet V1 den Transistor VT16 und regelt VT15 zurück. R_0 ist nach der dafür in Bild 2.25 angegebenen Formel bemessen, wobei I_{a0} der Strom ist, bei dem die Begrenzung einsetzen soll. Demzufolge ist stets



V1: MAA 723 (MAA 723H)

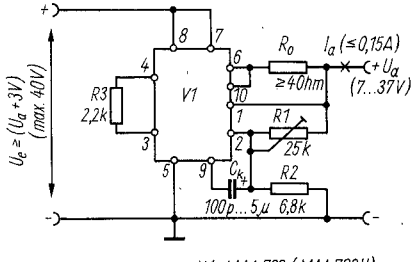
U_a	R1	R2
3 V	3,9k	5k
5 V	2,2k	10k
6 V	1 k	10k

$$I_{a\,max.} = \frac{600}{U_e - U_a}\ (mA)(\leq 0{,}15A)$$

$$R_0 \approx \frac{650}{J_{a0}}\ (\Omega; mA)$$

Bild 2.25
Prinzipielle Schaltung der *MAA 723* für Ausgangsspannungen von 2...7 V

$I_{a0} = I_{a\,max}$. Die Schaltung ist zwar zunächst strombegrenzt und somit kurzschlußfest, jedoch wächst im Kurzschlußfall der Ausgangsspannung die Verlustleistung in der IS stark an. Für den Kurzschluß errechnet sich die in der IS in Wärme umgesetzte Verlustleistung näherungsweise nach $P_v = I_{a0} \cdot U_e$ mit $P_{v\,max} = 0{,}6$ W. Für kurzzeitigen Ausgangskurzschluß von maximal 0,5 s Dauer, wie er beim Aufladen nachfolgender Elektrolytkondensatoren im Einschaltmoment gegeben ist, darf $P_{v\,max} = 0{,}8$ W angesetzt werden. Man muß also, wenn die Eingangsspannung hoch ist, u. U. I_{a0} geringer ansetzen und R_0 entsprechend vergrößern, womit der maximal entnehmbare Ausgangsstrom entsprechend geringer wird. Das Verhältnis von $R1$ zu $R2$ bestimmt die Ausgangsspannung, deren Sollwert zwischen 2...7 V mit $R2$ abgleichbar ist. Richtwerte in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung sind in Bild 2.25 angegeben. Sie können, wenn exakter Abgleich nicht notwendig ist, als Festwerte eingesetzt werden. $R3$ ist unkritisch und für diese und alle folgenden Schaltungen mit etwa 2 kΩ optimal bemessen. Er kann auch Null sein und damit als Bauelement entfallen. Dadurch verschlechtert sich der Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung lediglich geringfügig. C_k darf man je nach Verwendungszweck mit (mindestens!) 100 pF...1 µF oder wenig höher bemessen. Bei kleinen C_k-Werten kann die Schaltung bei sehr schnellen Eingangsspannungs- oder Laständerungen zu Regelschwingungen neigen, große C_k-Werte machen sie träger, so daß u. U. kurze Eingangsspannungsspitzen nicht mehr ausgeregelt werden. Als Kompromißwert gilt etwa 10 nF. Die bei Lastschwankungen am Ausgang über R_0 auftretenden Spannungsschwankungen regelt die IS aus (Regelschleifenrückführung ab Ausgang über $R3$, vgl. mit Bild 2.23). Kleine Ausgangsspannungen bis 7 V stellt man dadurch ein, daß die am Punkt 4 verfügbare Referenzspannung mit $R1$, $R2$ unterteilt wird. Ausgangsspannungen über dem Wert von U_{ref} bedürfen demzufolge einer anderen Schaltungsweise. Bild 2.26 zeigt die Schaltung für Ausgangsspannungen von 7...37 V. U_e muß mindestens 3 V größer als U_a sein (maximal jedoch 40 V, dieser Wert darf nicht überschritten werden, dabei kurzzeitig mögliche Netzüberspannungen beachten!). Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist durch Vergleich mit Bild 2.23 verständlich und bedarf keiner näheren Erklärung. Die Ausgangsspannung wird mit $R1$ bedarfsweise abgeglichen. Richtwerte für einige Ausgangsspannungen (dabei stets $R2 = 6{,}8$ kΩ) sind in Bild 2.26 mit angegeben. Für die Festlegung von R_0, $I_{a\,max}$ und die entsprechenden Betrachtungen zur maximalen Verlustleistung gilt alles zu Bild 2.25 Gesagte. Wie die angegebenen Formeln zeigen, sind größere Ausgangsströme vor allem dann nicht möglich, wenn die Differenz $U_e - U_a$ groß ist. Mehr als 0,15 A erreicht man auch im günstigsten Fall nicht. Für höhere Ströme ist ein zusätzlicher Leistungstransistor zu benutzen, den die IS ansteuert. Auf diesem Wege sind Ströme bis zu einigen Ampere und entsprechend hohe Verlustleistungen leicht zu beherrschen. Bild 2.27 zeigt 2 Schaltungsvarianten. Als Beispiele sind



V1: MAA 723 (MAA 723H)

U_a	R1
9 V	≈1,6k
15 V	≈ 7k
28 V	≈20k

Bild 2.26
Prinzipielle Schaltung der *MAA 723* für Ausgangsspannungen von 7...37 V

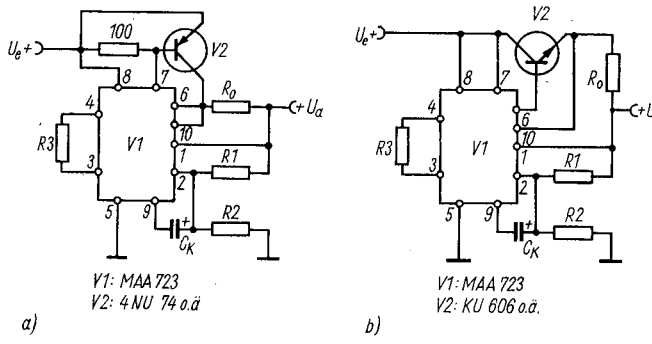


Bild 2.27
Erhöhung der Ausgangsstrombelastbarkeit der *MAA 723*. a – für pnp-Transistor, b – für npn-Typ

weitverbreitete Transistortypen angegeben, selbstverständlich aber auch andere datenmäßig geeignete verwendbar. Für die Bemessungen aller Widerstände gilt das zu Bild 2.25 und Bild 2.26 Gesagte auch hier. Übrigens stellen beide Beispiele in Bild 2.27 die Ausführung für höhere Ausgangsspannung nach Bild 2.26 dar. Ebenso zu realisieren ist für geringere Ausgangsspannungen die Variante nach Bild 2.25. Bild 2.27a läßt auch erkennen, weshalb der IS-Hersteller den Anschluß 7 des integrierten Regeltransistors VT15 gesondert herausführt, statt ihn intern mit U_e zu verbinden: Damit läßt sich auch ein pnp-Transistor verwenden (Prinzip ähnlich Bild 2.18), was die Materialauswahl erleichtert. Bei der Bemessung von R_0 gemäß Formel in Bild 2.25 ist für Bild 2.27 als I_{a0} entweder der Maximalstrom, auf den im Kurzschlußfall begrenzt werden soll, einzusetzen oder aber höchstens der für den zusätzlichen Leistungstransistor zulässige maximale Emitterstrom. Der Leistungstransistor soll etwa einen Stromverstärkungsfaktor $B = 10 \cdot I_{a0}$ haben (mit I_{a0} in A), außerdem ist zu beachten, daß der für I_{a0} und tatsächlich vorhandenen B-Wert erforderliche Basisstrom des Transistors maximal 0,15 A betragen darf bzw. geringer anzusetzen ist, wenn dies nach der in Bild 2.25 für $I_{a\,max}$ angegebenen Formel erforderlich wird (was bei großer Differenz zwischen U_0 und U_a der Fall ist). Nach dem mit $I_{a\,max} = 0{,}15$ A verfügbaren Basisstrom für den Leistungstransistor und dem für I_{a0} angesetzten Wert ergibt sich dann der für B erforderliche Mindestwert. Läßt er sich bei sehr ungünstigen Voraussetzungen nicht mit einem Leistungstransistor realisieren, so kann man die bekannte Tandemschaltung (*Darlington*-Stufe) anwenden (siehe auch Bild 2.31). Die im Leistungstransistor (Bild 2.27) entstehende Verlustleistung (nach der der Transistortyp auszuwählen ist) errechnet sich aus $P_v = (U_e - U_a) \cdot I_a$. Dabei ist zu beachten, daß bei Kurzschluß der Ausgangsspannung U_a zu Null und $I_a = I_{a0}$ wird, d. h., der Transistor setzt dann eine ganz erhebliche Verlustleistung um. Bei Dauerkurzschluß zwingt sie zu starken Transistoren und erheblichem Aufwand für deren Kühlung. Deshalb sind in der konventionellen Technik Schaltungen mit Kippverhalten bekannt, bei denen der Strom im Kurzschlußfall auf einen geringen Wert zurückgeht. Die dadurch entstehende Ausgangskennlinie ist als »fold-back«-Kennlinie bekannt (Bild 2.29). Bild 2.28 zeigt, wie man eine solche Kennlinie mit der *MAA 723* realisiert. Die bisher behandelte Strombegrenzung ergibt den Kennlinienverlauf 1 in Bild 2.29. Sobald I_{a0} erreicht wird, sinkt die Ausgangsspannung steil nach Null ab. Das »fold-back«-Verhalten zeigt Kurve 2. Ist I_{a0} erreicht, geht der Strom auf einen geringeren Restbetrag des Kurzschlußstroms, den Ruhewert I_k zurück. Erst wenn man diesen

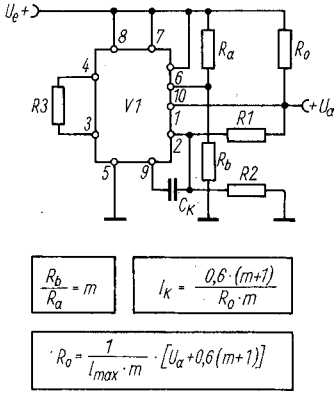


Bild 2.28
Prinzipschaltung zum Erzielen einer »fold-back«-Ausgangskennlinie

durch Beseitigen des Kurzschlusses und ggf. Abschalten der Ausgangslast oder der Speisespannung U_e unterschreitet, stellt sich wieder der Anfangszustand ein. Damit wird im Regeltransistor bei Kurzschluß entsprechend weniger Verlustwärme frei. Die Schaltung für eine »fold-back«-Kennlinie und ihre prinzipiellen Dimensionierungsregeln sind in Bild 2.28 angegeben. R_a und R_b liegen im Bereich um 1 kΩ. Die Rechnung zeigt aber, daß diese Schaltung ungünstig ist, weil jetzt R_0 wesentlich größer als 1 Ω wird, entsprechend groß ist der Spannungsabfall über R_0 und die für R_0 erforderliche Belastbarkeit, was zu größerer U_e zwingt und für R_0 Belastungsprobleme schafft. So wäre z. B. für die relativ »bescheidenen« Daten $I_{a0} = 0{,}6$ A und $U_a = 5$ V (der für 0,6 A schon erforderliche Zusatztransistor wurde in Bild 2.28 nicht eingezeichnet) bereits $R_0 = 30\,\Omega$ (mit der Annahme $R_a = 2R_b$ und $I_k = 60$ mA = 10% von I_{max}) erforderlich. R_0 müßte man für rund 10 W auslegen, und U_e müßte mindestens 22 V betragen. Die Schaltung mit »fold-back«-Kennlinie bringt also bei Verwendung der *MAA 723* kaum Gewinn und wird daher in der Praxis nur selten angewendet. Ihre theoretische Behandlung ist ebenfalls in [27] zu finden.

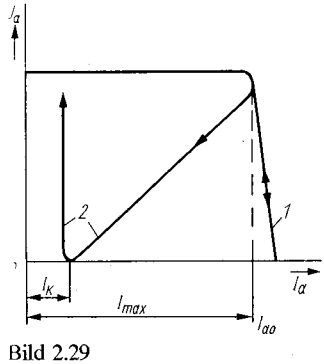


Bild 2.29
Verhalten der *MAA 723* bei normaler Ausgangsstrombegrenzung (1) und mit »fold-back«-Kennlinie (2)

Abschließend seien noch 2 dimensionierte Schaltbeispiele mit der *MAA 723* gezeigt. Bild 2.30 eignet sich zur Versorgung von TTL-Schaltungen und kann bei einer Ausgangsspannung von 5 V, die im Bedarfsfall abgleichbar ist, indem $R1$ durch einen 2,5-kΩ-Einstellwiderstand ersetzt wird, maximal 0,6 A liefern, wenn R_0 mit 1 Ω bemessen wird. Benutzt man für V1 einen leistungsstarken Typ (z. B. *3 NU 74*) mit $B = 30$, dessen Kühlung für eine Verlustleistung von wenigstens 30 W ausgelegt ist, so kann R_0 auf 0,2 Ω verringert und dem Ausgang dann bis etwa 3 A Strom entnommen werden.

Ein Netzgerät mit regelbarer Ausgangsspannung, das z. B. als Universalspeisegerät verwendbar ist und eine kontinuierliche Einstellung der Ausgangsspannung im Bereich 2...27 V gestattet, zeigt Bild 2.31. Es kann bis maximal 0,5 A (mit $R_0 = 0{,}4\,\Omega$) belastet werden. Mit verringertem R_0 sind bis 1,5 A zu erreichen, allerdings sollte man in diesem Fall beim Herabregeln der Ausgangsspannung (die mit $R1$ wählbar ist) auch die Trafospannung und damit U_e reduzieren oder von vornherein niedriger ansetzen (für Ausgangsspannungen bis 20 V kommt ein 24-V-Transformator in Betracht). In V2 würde bei einer Ausgangsspannung von

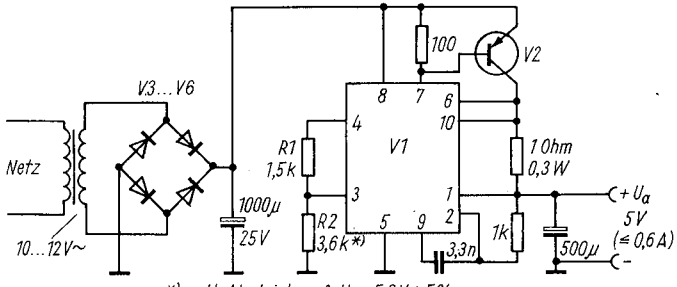


Bild 2.30
Netzteil für TTL-Geräte mit IS *MAA 723*

2 V und Ausgangsstrom von 1,5 A sonst bereits etwa 50 W Verlustleistung entstehen, die selbst mit großem Rippenkühlkörper nicht mehr zuverlässig beherrschbar wäre. Man kann jedoch für V2 auch 2 parallelgeschaltete Transistoren verwenden und so die entstehende Verlustleistung aufteilen. Die entsprechende Schaltungsänderung zu Bild 2.31 zeigt Bild 2.32. V2 braucht nur einmal vorgesehen zu werden, muß aber eine Verstärkung $B \geqq 300$ haben und mit einem Kühlstern versehen sein. Da R_0 auf 2 Emitterwiderstände je 0,5 Ω aufgeteilt ist, bleiben geringe Datenunterschiede zwischen V3 und V4 (die aber trotzdem gepaart sein, mindestens aber annähernd gleichen B-Wert haben sollten!) ohne störenden Einfluß. Im Netzteil sind für den Gleichrichter V1, V2 dann bereits 10-A-Dioden notwendig. Bei Labornetzgeräten dieser Art ist es von Vorteil, Meßinstrumente für Ausgangsstrom und Ausgangsspannung einzubauen. Dabei ist zu beachten, daß der Strommesser nicht etwa im Ausgang einzuschalten ist, denn er würde mit seinem Innenwiderstand die Stabilisierung ganz erheblich verschlechtern! Nach Bild 2.31, Bild 2.32 geschaltet, liegt er innerhalb der Regelschleife, und der am Meßinstrument auftretende lastabhängige Spannungsabfall wird von der IS mit ausgeregelt. Die Schaltung des universell verwendbaren und hochkonstanten Amateur-Labornetzgeräts nach Bild 2.31 zeigt besonders eindrucksvoll, welche Schaltungsvereinfachung die IS *MAA 723* mit sich bringt.

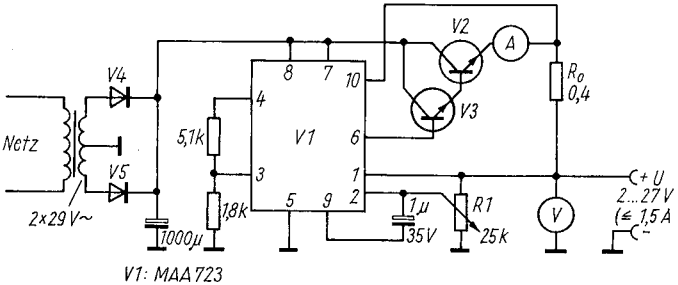
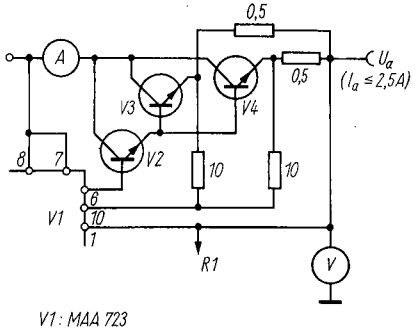


Bild 2.31
Universalnetzteil mit regelbarer Ausgangsspannung



V1: MAA 723
V2: SF 128 E, F mit Kühlkörper
V3, V4: KU 605 mit Kühlkörper

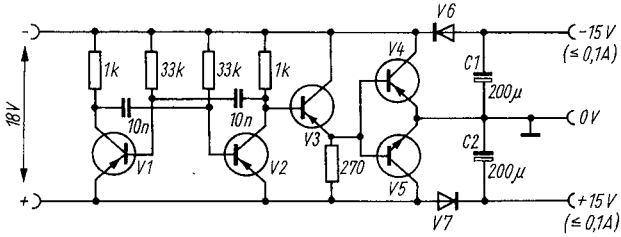
Bild 2.32
Erweiterung für höheren Ausgangsstrom (zu Bild 2.31)

2.4.5. Universelle Netzteile mit diskreten Bauelementen

Universalnetzteile mit regelbarer Ausgangsspannung und einstellbarer Strombegrenzung sind gerade auch für experimentelle Arbeiten im Zusammenhang mit IS sehr wertvoll. Sie lassen sich, für den Amateur u. U. kostensparender, auch ohne IS realisieren. Für Experimentierzwecke beim Amateur hat sich besonders das recht einfache Prinzip des Parallelreglers bewährt. Eine entsprechende Schaltung findet der Leser in [1], dort in Abschnitt 5.4.3.

2.4.6. Spezielle Speiseschaltungsvarianten

In »gemischten« Schaltungskonzeptionen, die sowohl mit IS als auch mit diskreten aktiven Bauelementen arbeiten (also gerade auch im Amateurbereich), ist es gelegentlich notwendig, Hilfsspannungen mit von der Speisespannung abweichender Polarität oder auch mit höherem Betrag als der verfügbaren Speisespannung bereitzustellen. Oftmals werden diese Hilfsspannungen nur mit geringem Strom belastet. Falls es nicht möglich ist, diese Spannungen unmittelbar aus der Speisespannungsquelle mit abzuleiten, lassen sich Schaltungskniffe anwenden, von denen man im folgenden eine kleine Auswahl findet. Zur Versorgung von Operationsverstärkern wurden bei Bild 2.20 und Bild 2.22 (Abschnitt 2.4.3.) schon Hinweise gegeben. Oft steht jedoch nur eine Spannungsquelle mit 12...18 V zur Verfügung, während der OPV 12...15 V und −12...−15 V benötigt. Bei Batteriebetrieb würde dies eine Batteriespannung von 24...30 V bedingen. Die Schaltung nach Bild 2.33 hilft, das Problem zu beseitigen. Sie benötigt nur eine Spannung von 12...18 V, die jedoch keine Masseverbindung haben darf. Es handelt sich um einen »eisenlosen Transverter« mit nachfolgender Spannungsverdopplung (in [1] sind ähnliche Schaltungen zu finden). Ein Multivibrator V1, V2 erzeugt eine Schalt-



V1, V2: GC 121 o.ä.
V3: GC 301 o.ä.
V4: AC 188k (KF517)
V5: AC 187k (KF507)
V6, V7: GY 110

Bild 2.33
Spannungsverdopplerschaltung zum Erzeugen zweier Betriebsspannungen für OPV aus einer Eingangsspannung

frequenz von einigen Kilohertz, deren genauer Wert unkritisch ist und mit den Basiskondensatoren an V1 und V2 (beide »Hälften« des Multivibrators sollen gleich dimensioniert sein!) festgelegt werden kann. Die Schaltfrequenz wird über den Impedanzwandler V3 ausgekoppelt und steuert die Gegentaktendstufe V4, V5 an. Man bestückt sie mit einem komplementären Transistorpaar, wie es auch für NF-Endstufen weit verbreitet eingesetzt wird. Je nach Schaltzustand von V3 öffnet entweder V4, wobei V5 schließt und auf diesem Wege *C*2 über die Diode V7 aufladt, oder V4 sperrt und öffnet V5, womit *C*1 über die Diode V6 geladen wird. Sowohl an *C*1 als auch an *C*2 steht daher näherungsweise die Betriebsspannung (vermindert um die Schleusenspannung von V6 und V7). Da *C*1 und *C*2 in Serie liegen, erhält man so annähernd die doppelte Betriebsspannung, und durch Verbinden des Mittelpunktes *C*1/*C*2 mit Masse 2 gleichgroße Spannungen entgegengesetzter Polung gegen Masse. Bei der angegebenen Dimensionierung (größer sollten *C*1 und *C*2 für die angegebenen Transistortypen nicht gewählt werden) sind die Ausgänge mit maximal etwa 0,1 A belastbar, wobei die im Leerlauf nur wenig unter der Eingangsspannung liegende Ausgangsspannung von 15 V auf etwa 12...13 V zurückgeht. Die für die angegebene Dimensionierung günstigste Schaltfrequenz des Multivibrators liegt bei 1...5 kHz. Bezüglich der Stabilität der Ausgangsspannungen, die nicht besonders gut ist, kann man davon ausgehen, daß Operationsverstärker im allgemeinen annähernd konstantbleibenden Stromverbrauch haben. Bei konstanten Lasten am Ausgang der Schaltung (Bild 2.33) hängt die Konstanz der Ausgangsspannung im wesentlichen noch von der der Eingangsspannung ab. Im übrigen läßt sich die Schaltung durch Verringern der Widerstände und Vergrößern der Kondensatoren auch für niedrigere Spannungen auslegen. Mit den angegebenen Werten läßt sie sich je nach den β-Werten der Transistoren bis herab zu etwa 9 V nutzen. Eine komplementäre Auslegung (um für V1...V3 Silizium-npn-Typen benutzen zu können) ist ohne weiteres möglich. Für V1...V3 kommen dann *SF 126 C* o. ä. Typen in Frage. In der Endstufe sind V4 und V5 gegeneinander zu vertauschen, die Dioden und die Elektrolytkondensatoren sowie natürlich auch die Eingangsspannung umzupolen. Für V6 und V7 können in beiden Versionen auch Siliziumdioden *(SY 200)* benutzt werden, jedoch sollte man dafür ebenso wie für V4 und V5 Germaniumtypen vorziehen, die geringere Durchlaßspannungsabfälle aufweisen als Siliziumbauelemente.

In mit TTL-IS bestückten Geräten lassen sich mit ähnlichen Verfahren entweder gegen Masse negative Hilfsspannungen erzeugen oder zusätzliche »Aufstockungen« auf die mit 5 V vorgegebene TTL-Betriebsspannung vornehmen. Für die erstere Variante zeigt Bild 2.34 eine einfache Möglichkeit. Man benutzt als »Treiber« ein Grundgatter. Das Gatter wird eingangsseitig mit einer Impulsfrequenz von etwa 1...10 kHz angesteuert; auch höhere Frequenzen sind möglich, jedoch verschlechtert sich oberhalb etwa 30 kHz der Wirkungsgrad zunehmend. Die Ansteuerfrequenz kann entweder im TTL-Gerät für andere Zwecke schon vorhanden sein (z. B. aus Taktgebern oder Frequenzteilern), oder sie wird mit einer Impulsgeneratorschaltung (Abschnitt 4.1.3.1.) erzeugt. Wenn der Gatterausgang H-Po-

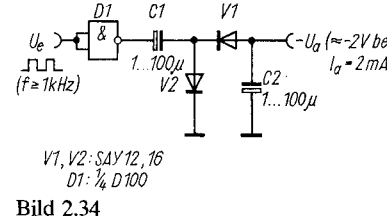


Bild 2.34
Mit dieser Schaltung kann in TTL-Geräten eine negative Spannung von −2...−3 V erzeugt werden

tential hat, lädt sich $C1$, dessen Wert nicht größer sein sollte, als zum Erreichen der geforderten Ausgangsspannung bei vorgegebener Belastung notwendig ist, über die Diode V2 auf. Sobald der Gatterausgang auf L-Potential liegt, wird $C1$ umgepolt und gibt seine Ladung über V1 an $C2$ ab. An $C2$ steht daher eine Spannung mit negativer Polarität gegen Masse zur Verfügung. Wegen der vorgegebenen TTL-Gatterausgangswerte ist sie nur gering belastbar. Die bei H am Gatterausgang mit etwa 3,5...3,6 V verfügbare Spannung vermindert sich um die Summe der Diodendurchlaßspannungen, so daß am Ausgang im Leerlauf maximal etwa −3 V zu erwarten sind. Bei Belastung mit 2 mA verringert sich U_a auf etwa −2 V. Höhere Belastungen, die man auch mit Rücksicht auf die Gatterbelastung besser vermeidet, bewirken ein sehr rasches Sinken dieser Spannung.

Leistungsfähiger ist die nach gleichem Prinzip arbeitende Schaltung in Bild 2.35, die mit einem Leistungsgatter *D 140* ausgerüstet ist (bei Bild 2.34 bringt ein Leistungsgatter keinen merklichen Gewinn!). Sie arbeitet selbständig und ist zu einem vollständigen Impulsgenerator ergänzt. $C1$ bestimmt die Schwingfrequenz, die etwa 150 kHz beträgt. Andere Werte sind mit anderem $C1$ leicht erreichbar, 150 kHz jedoch die obere Grenze für brauchbaren Wirkungsgrad. Man kommt bei dieser Frequenz auch mit entsprechend kleineren Spannungsverdopplerkondensatoren (10 nF) aus. Die Dioden V1, V2 in einem Zweig und V3, V4 im anderen Zweig stellen im Gegentakt die gleiche Funktion her wie bei Bild 2.34. Sie arbeiten auf einen gemeinsamen Ladekondensator, an dem die Ausgangsspannung $-U_a$ abzunehmen ist. Ihr ist wegen der hohen Frequenz und des Gegentaktprinzips nur noch eine sehr geringe Restwelligkeit überlagert. Mit den angegebenen Bauelementen liegt die Leerlaufausgangsspannung bei maximal etwa −3,2 V. Bei Belastung mit 5 mA sinkt sie auf −2 V ab, dies

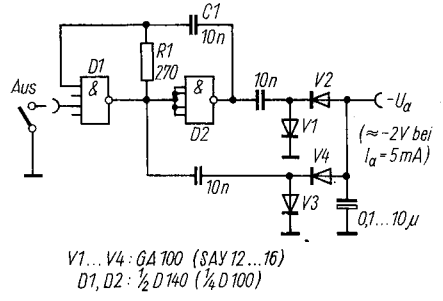


Bild 2.35
Erweiterte Schaltung zur Erzeugung von −2...−3 V in TTL-Geräten

ist etwa die maximal mögliche Ausgangsbelastung. Der Aufbau kann auch mit TTL-Standardgattern erfolgen (*D 100* o. ä.), dann ist die maximal mögliche Ausgangsbelastung für $U_a = -2$ V etwa 2,8...3,2 mA.

Wird in TTL-Geräten eine positive Spannung benötigt, die die vorhandenen 5 V übersteigen soll, so ist sie mit einem ähnlichen Verfahren durch »Aufstocken« der Gatterausgangsspannung auf die TTL-Betriebsspannung zu erzeugen. Bild 2.36 zeigt die Schaltung dafür. Die treibenden Ausgangsgatter sind D3 und D4, sie müssen im Gegentakt angesteuert werden. Deshalb ist die Schaltung mit 2 weiteren, z. B. in der IS *D 100* verfügbaren Gattern D1 und D2 zu einem selbständigen Generator ergänzt. Da in der Spannungsverdopplerschaltung Elektrolytkondensato-

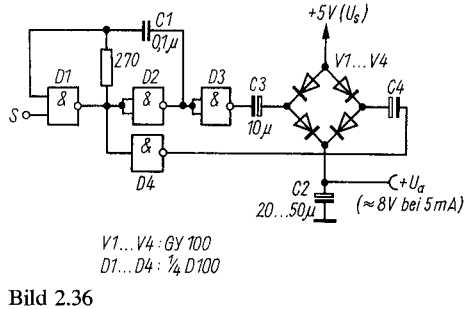


Bild 2.36
Aufstocken einer zusätzlichen Spannung auf die TTL-Betriebsspannung +5 V

ren notwendig sind, wurde die Schwingfrequenz mit $C1$ auf etwa 15 kHz festgelegt. Übrigens kann in beiden Schaltungen die so erzeugte Hilfsspannung bedarfsweise über einen der noch freien Eingänge des Gatters D1 (Anschluß S) durch Stillsetzen des Generators abgeschaltet werden. In Bild 2.35 ist das mit angedeutet. Legt man einen Eingang von D1 auf Masse, so geht $-U_a$ in Bild 2.35 nach Null. Im Betrieb werden $C3$ und $C4$ abwechselnd auf 5 V von $+U_s$ her geladen, sobald der zugehörige Gatterausgang auf L liegt. Geht der Ausgang auf H-Pegel, so addiert sich seine Ausgangsspannung mit der Kondensatorspannung; die Summe beider, vermindert um den Betrag der Diodenflußspannungen, steht daher an $C2$ zur Verfügung. Praktisch sind am Ausgang $+U_a$ bei einer Belastung bis maximal 5 mA etwa 8,0 V abzunehmen. Diese Spannung läßt sich bis etwa 9,5 V erhöhen, wenn zwischen 5 V (U_s) und die Gatterausgänge noch je ein Widerstand von etwa 1 kΩ (Mindestwert für TTL-Standardgatter: 820 Ω) eingefügt wird. Übersteigt die Ausgangsbelastung an $+U_a$ 1 mA nicht, sind dabei noch etwa 9 V verfügbar. Bei höheren Strömen bis 5 mA bringen die zusätzlichen Widerstände keinen merklichen Gewinn mehr.

2.4.7. Entstörschaltung für TTL-Speiseleitungen

Werden TTL-Geräte aus Batterien gespeist und enthalten sie Impulsgeneratoren o. ä. periodisch schaltende Stufen, so können u. U. im hochfrequenten Bereich merkliche Störungen abgestrahlt werden. Bild 2.37 zeigt eine geeignete Entstörungsschaltung, die mehrere Funktionen erfüllt und zum Betrieb von TTL-Geräten bis etwa 0,3 A Stromaufnahme geeignet ist. Die Leistungs-Z-Diode V1 wirkt sowohl als Überspannungsschutz als auch gegen falsch gepolte Batterie. Im letzteren Fall arbeitet sie in Durchlaßrichtung und bringt die Sicherung F zum Abschmelzen, bei richtiger Polung passiert das gleiche, sobald die Z-Spannung überschritten wird. U_z soll daher bei etwa 5,5...6,0 V liegen. Die HF-Drosseln $L1$, $L2$ sind handelsübliche kleine Entstördrosseln für Modellmotoren. Sie verhindern zusammen mit den dargestellten Kapazitäten das Abwandern von HF-Schwingungen über die Speiseleitung nach außen. Die bei $+U_s$ nachfolgende TTL-Schaltung benötigt selbstverständlich trotzdem noch die Stützkondensatoren an den IS (Bild 1.24).

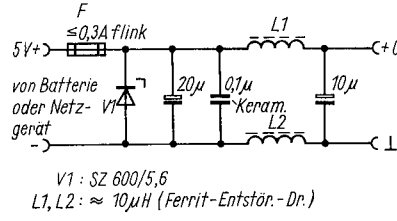


Bild 2.37
Entstörschaltung für TTL-Speisung

3. Digitalschaltungen mit MOS-Schaltkreisen

3.1. Impuls-Grundschaltungen

3.1.1. Beispiele für logische Grundfunktionen

Grundsätzliche Funktion und Schaltungsrealisierung innerhalb der IS für die Funktionen NOR, OR, NAND und AND wurden schon in Abschnitt 1.2.4. erläutert. Bild 1.10 gibt die Übersicht dazu, Bild 1.11 bis Bild 1.16 zeigen, welche Funktionen mit jeweils wieviel verfügbaren Eingängen innerhalb der MOS-Typenreihe *U10...* als Grundfunktionen vorhanden sind. Zunächst sollen diese Darstellungen ergänzt werden. Bei Bild 1.10 bis Bild 1.16 sind die für den Anwender wichtigen Funktionstabellen (auch Logiktabellen oder Funktionstafeln genannt) angegeben. Diese Tabellen sagen aus, wie sich der jeweilige Gatterausgang verhält, wenn die Eingänge logische Pegel gemäß Tabelle erhalten. Die einfachste mögliche Funktion ist der Inverter bzw. Negator. In den folgenden Abschnitten findet man für die Ein- und Ausgänge vorzugsweise die sich allmählich durchsetzende Bezeichnungsweise E für Eingänge, A für allgemeine Ausgänge sowie Q für spezielle Taktsignal- oder Zählsignalausgänge (insbesondere bei Flip-Flop). Da in Hersteller-Datenblättern oft international übliche, dem Englischen entstammende Bezeichnungsweisen auftauchen (Index I für »Input«, Eingangsdaten; Index 0 für »Output«, Ausgangsdaten), sind auch diese hier benutzt worden. Trotzdem wird der Amateur beim Vergleich von Schaltbildern, IS-Anschlüssen und zugehörigen Logiktafeln kaum auf Schwierigkeiten stoßen. Eine Vereinheitlichung ist auch deshalb schwer, weil für spezielle IS-Funktionseinheiten oder höher integrierte IS insbesondere bei Eingängen, denen eine besondere Funktion zugeordnet ist (Setz- und Rückstelleingänge usw.), weitere Bezeichnungen erforderlich sind. Für Takteingänge an Flip-Flop und Zählstufen benutzt man die Bezeichnung cp (englisch »clockpulse«). Für cp ist gelegentlich auch die Bezeichnung T = Takt zu finden, die man aber wegen der Verwechslungsmöglichkeiten vermeiden sollte. Setz- und Rückstelleingänge sind üblicherweise mit S (engl. set) bzw. R (engl. reset) zu bezeichnen. Es war daher sinnvoll, in diesem Buch zumindest bei Grundlagendarstellungen die jeweils vom Hersteller benutzten Bezeichnungen beizubehalten, um einen Vergleich mit entsprechenden Fachschriften zu erleichtern. Die Funktionstabelle für den Inverter (Bild 1.10) ist sehr einfach: Liegt am Eingang A H-Pegel, dies entspricht Masse (0...−2 V, Bild 1.19), so führt Ausgang Q L-Pegel, d. h. die Spannung −9 V oder mehr, weil der Invertertransistor gesperrt ist. Das Ausgangssignal ist stets die Negation zum Eingangssignal. Für negierte Signale wird der entsprechende Ein- oder Ausgang mit einem Querstrich über der Bezeichnung versehen (Negationsstrich), wenn dies zum Verdeutlichen von Schaltungsfunktionen notwendig ist. Ein Beispiel zeigt Bild 3.4: Die vorhandenen 2 Ausgänge A und $\overline{A}$ (sprich »A – nicht«) sind stets zueinander negiert. Neben den Funktionstabellen zeigen auch die in

Bild 1.10 mit dargestellten Grundschaltungen das Zustandekommen der Logikfunktion. Noch eine Bemerkung zu der Funktion Äquivalenz/Antivalenz. Sie ist in der *U10*-Typenreihe 2mal im *U104D* enthalten (Bild 1.14). Wie die Funktionstabelle und auch die Ausgangsbezeichnungen sowie die in Bild 1.10 dafür angegebene Innenschaltung sehr gut zeigen, ist zunächst einmal die Antivalenzfunktion nichts weiter als die Negation der Äquivalenzfunktion. »Äquivalent« bedeutet gleichwertig. Wie die Funktionstabelle zeigt, ist am Ausgang stets dann L-Signal vorhanden, wenn beide Eingänge den gleichen Pegel haben, also einander im Pegel äquivalent sind. Das Äquivalenzgatter »prüft« also die Gleichwertigkeit zweier Eingangssignale. Im Gattersymbol wird die Äquivalenz mit »=«, die Antivalenz mit »= 1« angegeben.

Gelegentlich benötigt der Amateur nun logische Funktionen, die entweder nicht in gewünschter Ausführung als IS-»Bestandteil« greifbar sind oder aber, weil vorhandene IS schon voll ausgenutzt sind, wegen einer einzelnen fehlenden Funktion zum Einsatz einer weiteren IS zwingen würde. Wenn sie mehrere Gatter enthält, ist sie dann unrationell ausgenutzt. Deshalb werden im folgenden Schaltbeispiele gezeigt, wie man Funktionen mit vorhandenen Gattern nachbildet. Die einfachste und zugleich am häufigsten gebrauchte Funktion ist der Inverter. Der einfachste Negator ist ein MOSFET vom Typ *SMY50* (auch *SMY52*), wie ihn

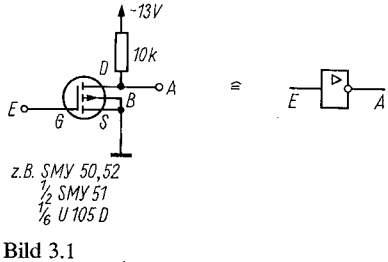


Bild 3.1
Einfachster Negator in MOS-Schaltung

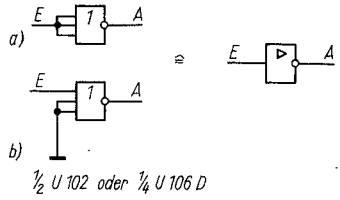


Bild 3.2
Schaltung eines NOR-Gatters als Negator

Bild 3.1 zeigt. Er benötigt einen Drainwiderstand (sind nur −27 V verfügbar, so wird er auf 22 kΩ erhöht; falls es auf Speisestromersparnis ankommt, können bis 100 kΩ gewählt werden) und entspricht dann der daneben gezeichneten logischen Funktion. Eine einfache Negation bewirkt auch ein (vielleicht in vorhandener IS noch frei verfügbares) NOR-Gatter (*U102* oder *U*106), wie es Bild 3.2 zeigt. Die Funktionstabelle zu diesen IS (Bild 1.12 und Bild 1.15) zeigt, daß es dafür 2 Möglichkeiten gibt. Eine Parallelschaltung aller Eingänge ist oft die verdrahtungsmäßig einfachste Lösung. Für Schaltungen, bei denen die maximale Arbeitsfrequenz ausgenutzt werden soll, ist sie allerdings wegen entsprechend größerer Eingangskapazität ungünstig. Man wählt dann die in Bild 3.2b dargestellte Variante, bei der nur ein Eingang ausgenutzt ist, die übrigen kommen an Masse (H-Pegel).

Ein NOR-Gatter mit 2 Eingängen ist gemäß Bild 3.3 mit einem MOSFET *SMY51* zu realisieren, dessen Drains auf einem gemeinsamen Widerstand arbeiten.

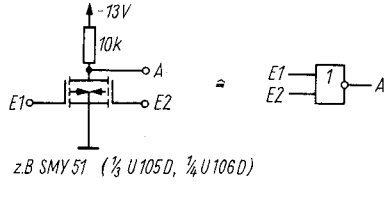


Bild 3.3
Mit einem *SMY51* kann ein NOR-Gatter gebildet werden

So kann man z. B. ein *U 106*-Gatter nachbilden. Werden 5 *U 106*-NOR benötigt, läßt sich mit dem billigeren *SMY 51* eine IS einsparen. Mit entsprechend mehr drainseitig parallelgeschalteten MOSFET (z. B. mit einem *U 105* 6mal möglich) läßt sich gemäß Bild 3.3 ein NOR mit der entsprechenden Zahl von Eingängen bilden. Das hat praktische Bedeutung, weil in der *U 10*-Reihe das NOR nur mit maximal 3 Eingängen *(U 102)* verfügbar ist. Ein AND- oder NAND-Gatter steht als AND in der *U 107* 4mal (davon nur einmal mit gleichzeitiger Negation zum NAND) zur Verfügung, jedoch je Gatter mit nur 2 Eingängen. Bild 3.4 zeigt, wie die in einer *U 107* enthaltenen Gatter zu einem AND/NAND-Gatter mit 5 Eingängen kombiniert werden. Die Funktion läßt sich durch mehrmaliges Anwenden der zum einzelnen Gatter dieser IS gehörenden Funktionstabelle (Bild 1.16) leicht ermitteln. Dabei ergibt sich außerdem, daß der Eingang E5 in Bild 3.4, wenn man ihn nicht benötigt, auf L-Pegel zu legen (mit −13 V zu verbinden) ist, damit die übrigen 4 Eingänge funktionsfähig bleiben. Eine OR-Funktion ist in der *U 10*-Typenreihe zunächst überhaupt nicht vorhanden. Sie kann auf 2 Wegen bedarfsweise erreicht werden. Einmal ermöglicht dies ein NOR-Gatter (*U 102* oder *U 106*) mit nachfolgender Negation des Ausgangs gemäß Bild 3.1. Da NOR- bekanntlich NOT-OR bedeutet, ist dieses »NICHT« durch nochmalige Negation am Ausgang wieder aufzuheben. Falls in der dazu benutzten IS *U 102* oder *U 106* ohnehin noch ein Gatter frei ist, kann auf den zusätzlichen SMY-Transistor als Negator verzichtet werden, man benutzt dann die Schaltung nach Bild 3.5, die mit 1× *U 102 D* oder $^1/_2$× *U 106 D* ein OR mit 2 Eingängen ergibt (siehe dazu wiederum Funktionstabelle dieser Typen). Das zweite Gatter arbeitet wegen des mit Masse verbundenen Eingangs als Negator. Ein OR mit 4 Eingängen benötigt immerhin schon 6 NOR-Gatter ($1^1/_2$ *U 106*), wie die Schaltung (Bild 3.6) zeigt.

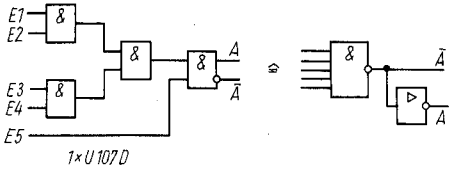


Bild 3.4
So kann mit einer IS *U 107 D* ein AND/NAND-Gatter mit 5 Eingängen geschaffen werden. Sind nur 4 Eingänge nötig, so muß E 5 auf L-Pegel (−13 V) gelegt werden

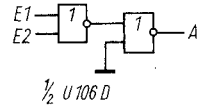


Bild 3.5
2-Eingangs-OR, gebildet aus 2 NOR-Gattern

AND-Gatter bietet die *U 10*-Typenreihe im *U 107* 4fach an, jedoch nur mit je 2 Gattereingängen. Ein AND mit 4 oder 5 Eingängen zeigte bereits Bild 3.4. Wie Bild 3.7 zeigt, läßt sich (wenn 3 Eingänge genügen) ein AND mit dem 6fach-MOSFET *U 105* einfacher realisieren. Dazu sind zunächst die Eingangssignale E1...E3 zu negieren (3 MOSFET-Systeme gemäß Bild 3.1) und die negierten Signale $\overline{E1}$, $\overline{E2}$, $\overline{E3}$ einem 3fach-NOR (nach Bild 3.3) zuzuführen. Das Ergebnis der Schaltung nach Bild 3.7a ist das AND mit 3 Eingängen (Bild 3.7c).

Der Amateur, dem das Denken in Logikschaltsymbolen und der Umgang mit

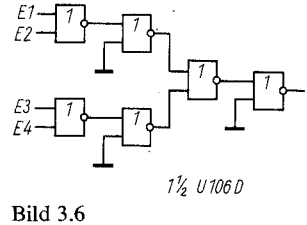


Bild 3.6
4-Eingangs-OR, gebildet aus 6 NOR-Gattern

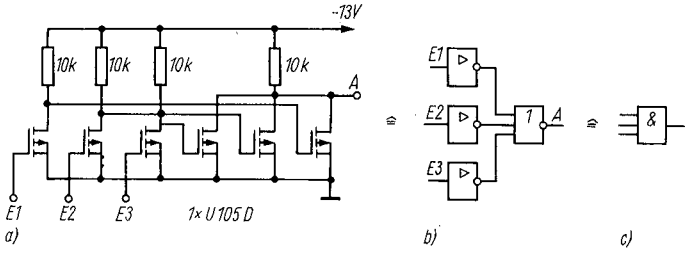


Bild 3.7
AND mit 3 Eingängen mit der *U 105 D*. a – Schaltung, b – logische Schaltungsdarstellung, c – die hiermit erreichte AND-Funktion

Funktionstabelle noch wenig vertraut ist, sollte an diesen Beispielen die Zusammenhänge zunächst in der schaltungsfunktionellen Betrachtungsweise durchdenken. Übungshalber kann er für die Zwischenstufe nach Bild 3.7b und das Endprodukt (Bild 3.7c) selbst Funktionstabellen aufstellen und mit den z. B. in Bild 1.10 für die benutzten Funktionen Inverter und NOR angegebenen Tabellen vergleichen. Ähnliche Übungen ermöglichen Bild 3.4, Bild 3.6 für den *U 106* und *U 107* (Tabellen Bild 1.15 und Bild 1.16). Dem Amateur fällt auf diesem Wege das Einarbeiten in Logikschaltungen erfahrungsgemäß leichter als auf dem vom Fachmann benutzten Weg der abstrakten Ableitung mit den Rechenregeln der Schaltalgebra. Der Entwurf größerer Logiksysteme, der nur noch nach schaltalgebraischen Regeln mit vertretbarem Zeitaufwand und ökonomischsten Lösungen möglich ist, kommt ja für den Amateur nicht in Betracht. Für ihn ist aber das mühelose Lesen von Logikschaltungen und der Umgang mit zugehörigen Funktionstabellen wichtig. Die gezeigten Beispiele für Grundgatterverknüpfungen haben darüber hinaus gerade für den Amateur großen praktischen Wert, weil sich damit vorhandene IS rationeller »auslasten« und letztlich IS einsparen lassen, wenn man eigene Entwürfe realisiert oder vorhandene Schaltungen abwandeln will. Weitere Einzelheiten zu diesen, den nachfolgenden und ähnlichen MOS-Grundschaltungen sind in [15], [16], [17], [18] und [58] zu finden.

3.1.2. Trigger mit MOS-IS

Zum Umwandeln von Wechselspannungen beliebiger Form in frequenzgleiche Rechteckspannungen sowie zum Umsetzen langsamer Eingangsspannungsänderungen in definierte H- oder L-Pegel verwendet man Triggerschaltungen. Sie sind dem Amateur zum gleichen Zweck aus der herkömmlichen Transistortechnik (dort

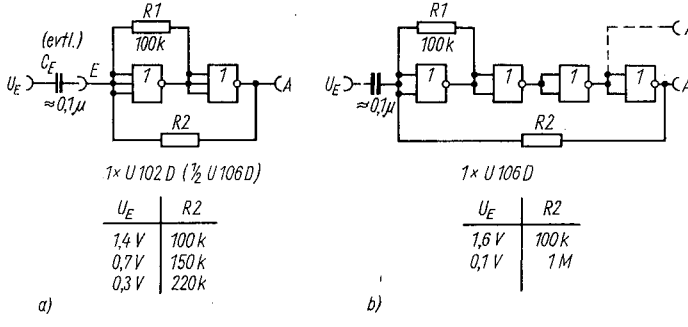


Bild 3.8
2 Varianten für Trigger mit NOR-Gattern

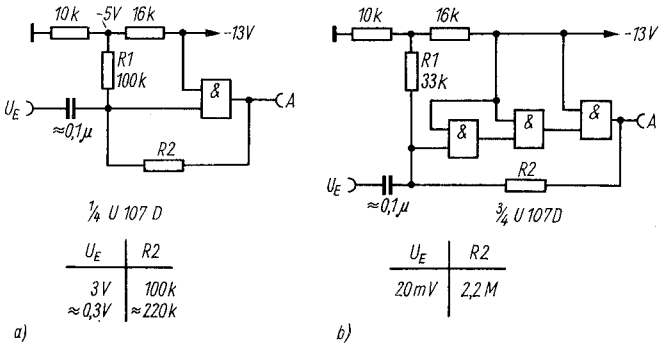


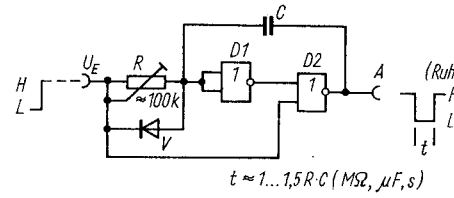
Bild 3.9
2 Varianten für Trigger mit AND-Gattern

als Schmitt-Trigger und Stromtrigger [1]) bekannt. Diese Bezeichnungen sollten bei IS-Schaltungen jedoch vermieden werden, weil zu den »klassischen« Schaltungen dieser Art zwar vom Zweck her, aber kaum noch funktionell Parallelen bestehen. Trigger benötigt der Amateur im wesentlichen zum »systemgerechten« Aufbereiten von Eingangssignalen fremder Herkunft. Sie sind am günstigsten mit NOR-Gattern realisierbar (Bild 3.8). Die Schaltung nach Bild 3.8a kommt mit 2 NOR-Gattern aus, die als Negator geschaltet sind. Sie kann gemäß Bild 3.1 und Bild 3.2 auch recht vorteilhaft mit 2 *SMY 50* oder einem *SMY 51* und 2 Drainwiderständen realisiert werden. Mit $R2$ in Bild 3.8a legt man die Triggerhysterese (die Differenz zwischen Ein- und Ausschaltspannung) und die Einschaltschwelle fest. Die Einschaltspannung U_E ist dabei derjenige Spannungswert, bei dem der Triggerausgang A, wenn die Spannung am Eingang von 0 V nach negativen Werten ansteigt, von H nach L schaltet. Bei offenem Eingang E ist dieser Trigger in beiden Lagen (A = H oder L) stabil, er kann also u. U. in einer zufälligen Stellung verharren. Ist das nicht erwünscht, fügt man zwischen E und Masse einen Widerstand ein, der am besten experimentell ermittelt wird, weil er im Zusammenhang mit dem für $R2$ gewählten Wert die Einschaltschwelle beeinflußt. Wird bei E eine Wechselspannung zugeführt, macht sich eventuell ein Eingangskondensator C_e erforderlich. Falls Eingang E über äußere Anschlüsse (Steckbuchse) zugänglich ist oder die Gefahr von positiven oder zu hohen negativen Eingangsspannungen besteht, muß der Eingang überlastungssicher sein. Bild 1.30b zeigt eine Möglichkeit. $R1$ sollte dort mit nur 10...47 kΩ bemessen werden, um die Triggerfunktion nicht zu stören. Das gilt auch für die folgenden Trigger und ihre Eingänge. Bild 3.8b zeigt eine Variante, die alle 4 vorhandenen Gatter der *U 106 D* verwendet. Diese Schaltung ermöglicht für $R2$ einen größeren Dimensionierungsspielraum und hat den Vorteil, daß man hinter dem Ausgang des dritten Gatters bedarfsweise gleichzeitig das negierte Signal ($E = \overline{A}$) abnehmen kann. Bei der Variante nach Bild 3.8a wäre hinter dem ersten Gatter noch kein einwandfrei geformtes Signal vorhanden. Bild 3.9 zeigt 2 Möglichkeiten für Trigger mit AND-Gattern. Bei dieser Schaltung, die einen von der Regel abweichenden (zulässigen) Betriebszustand der Gatter innerhalb des »verbotenen Bereichs« (Bild 2.13) verwendet, muß der Eingang mit einer mittleren Vorspannung zur Einstellung dieses Arbeitspunktes versorgt werden. $R1$ liegt deshalb an einem Spannungsteiler. Die optimale Vorspannung liegt bei etwa −5 V, sie kann jedoch exemplarbedingt (besonders bei MOS-IS der Bastelware) abweichen und ist demzufolge wenn nötig ex-

perimentell zu ermitteln. Dabei kann man den mit 16 kΩ angegebenen Widerstand durch einen 25-kΩ-Einstellregler ersetzen, der es ermöglicht, die Schaltschwelle fein abzugleichen. Wird diese Schaltung auf möglichst geringe Eingangsspannung dimensioniert, ist der Spannungsteilerabgleich kaum zu umgehen, außerdem ist dann zu beachten, daß Speisespannungsschwankungen auf dem Weg über den Spannungsteiler relativ großen Einfluß auf die Triggerschaltschwelle haben. Gleiches gilt für die Variante in Bild 3.9b, die sich wegen der mit 3 Gattern vorhandenen höheren Gesamtverstärkung auf geringere Eingangsspannungen (mit gegenüber Bild 3.9a höher festlegbarem $R2$) bemessen läßt. Der Wert des eventuell erforderlichen Eingangskondensators richtet sich selbstverständlich nach der tiefsten noch zu verarbeitenden Frequenz. Der für U_e angegebene Wert von 20 mV ist die untere mit MOS-Triggern erreichbare Grenze. Sie sollte sicherheitshalber nicht voll ausgenutzt werden. Die obere Frequenzgrenze aller gezeigten Trigger liegt bei größenordnungsmäßig 1 MHz (bei IS der Bastelware u. U. erheblich tiefer), mindestens jedoch bei etwa 200 kHz.

3.1.3. Monoflop

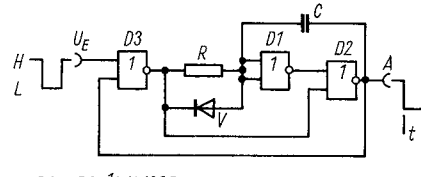
Monoflop sind monostabile Multivibratoren, die nach Auslösung durch einen Eingangsimpuls in ihre instabile Arbeitslage kippen und nach Ablauf der durch die Schaltungsdimensionierung festgelegten Zeit wieder in ihre stabile Ruhelage zurückgelangen. Sie werden zur Impulslängenveränderung und Zeitverzögerung benutzt. Bild 3.10 zeigt die Grundschaltung. Der Ausgang hat in Ruhelage H-Pegel. Nach Auslösung geht das Ausgangspotential für die Zeit t nach L. Die Zeit wird durch C (Grobabgleich) und R (Feinabgleich) nach der im Bild angegebenen Beziehung festgelegt. Zur Auslösung am Eingang U_E ist H-Pegel erforderlich. Soll



V: SAY 12...32
D1, D2: ½ U 102 D (¼ U 106 D)

Bild 3.10
Monoflop

mit umgekehrter Signalpolarität ausgelöst werden, muß man dem Eingang einen Negator vorschalten. Die Schaltung nach Bild 3.10 hat (ohne Diode V) die Eigenschaft, daß nach jedem Kippvorgang eine Erholzeit verstreicht, die mindestens gleich der Kippzeit t sein muß, bevor die nächste Auslösung erfolgt. Man kann diese oft unerwünschte Erholzeit durch Einfügen der Diode verringern. Eine weitere Eigenheit dieser Schaltung, die vom üblichen Monoflopverhalten abweicht, besteht darin, daß das Eingangssignal mindestens für die Kippzeitdauer (oder länger) auf H-Pegel bleiben muß, damit am Ausgang das Signal mit der Dauer t erscheint. Schaltet die Eingangsspannung vor Ablauf der Zeit t nach L zurück, so wird zugleich der Kippvorgang beendet, und die Länge des Ausgangsimpulses entspricht nur noch dem Eingangsimpuls. Dieses Verhalten kann gelegentlich von Vorteil sein. In einfacher Weise läßt sich so eine Impulszeitverkürzung des Eingangsimpulses erreichen,



D1...D3: ¼ U 106 D

Bild 3.11
Verbesserter Monoflop

d. h., ein beliebig langer H-Impuls am Eingang wird bei A auf die Zeit t verkürzt, wobei der Beginn des Ausgangsimpulses (HL-Flanke) mit der LH-Flanke des Eingangsimpulses zusammenfällt. Bild 3.11 zeigt eine erweiterte Schaltung. Die Dimensionierung für R, C und V entspricht Bild 3.10. Dieser Monoflop reagiert auf die HL-Flanke des Eingangssignals bei U_e mit einem entsprechenden, am Ausgang A dargestellten Impuls der mit R und C festgelegten Zeitdauer t. Hier darf die Zeitdauer des Eingangsimpulses kürzer als die Kippzeit sein. Die Mindestdauer für den Eingangsimpuls liegt in der Größenordnung von 1 µs oder wenig darunter. Diese Schaltung leitet sich unmittelbar aus der nach Bild 3.10 ab, wobei der vorgeschaltete Negator (Gatter D3) nun aber über seinen zweiten Eingang das Ausgangssignal rückgeführt erhält, so daß das Ausgangssignal für die Zeit t dieses Gatter auf L-Pegel am Eingang hält, auch wenn U_e vor Zeitablauf nach H geht. Monoflop sind auch mit AND-Gattern realisierbar (Bild 3.12). Die Kippzeit t wird wieder mit R und C nach den Angaben in Bild 3.10 festgelegt. Der Diode V kommt eine besondere Funktion zu. In der bei Bild 3.12a gezeigten Polung ergibt sich das am Ausgang dargestellte Verhalten. Die HL-Flanke des Eingangssignals löst den Monoflop aus (U_a geht ebenfalls von H nach L), jedoch beginnt der Zeitablauf t erst mit der Rückflanke (LH-Übergang) von U_e. Die Zeitdauer des Ausgangsimpulses entspricht somit der Zeitdauer des Eingangssignals zuzüglich t. Wird dagegen die Diode umgekehrt gepolt (Bild 3.12b), so ergibt sich eine Impulsverzögerung bzw. Impulsverkürzung. Der Ausgangsimpuls beginnt verzögert um die Zeit t nach dem HL-Übergang des Eingangssignals, endet jedoch zugleich mit dem Eingangssignal. Die Impulslänge am Ausgang ist daher um die Zeit t kürzer als der Eingangsimpuls. Die Schaltung eignet sich auch zur Unterdrückung kurzer Störimpulse, die z. B. über längere Signalzuleitungen eindringen. Ist nämlich die Dauer des Eingangsimpulses U_e kürzer als t, so erhält man bei der Variante Bild 3.12b kein Ausgangssignal. Mit derartigen Schaltungen lassen sich Störspitzen wirksam unterdrücken, die z. B. durch kapazitives Übersprechen auf einander benachbarten Signalleitungen auftreten und meistens die Form kurzer Nadelimpulse haben. Bei Impulsverzögerungsschaltungen soll gelegentlich das Signal gleichzeitig verkürzt werden. Wird dann die Diode V weggelassen, erhält man eine Verzögerungsschaltung nach Bild 3.13. Der ausgangsseitige Signalbeginn ist ebenso wie das Signalende gegenüber der entsprechenden Eingangssignalflanke um die Zeit $t1$ bzw.

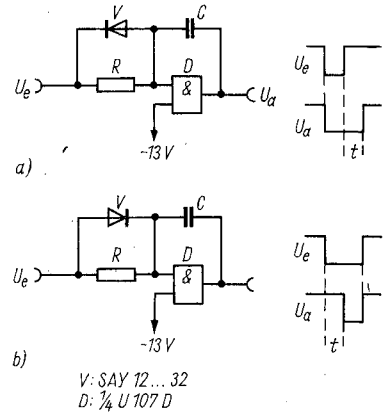


Bild 3.12
a – Monoflop mit AND-Gatter, b – Abwandlung als Impulsverzögerungsschaltung

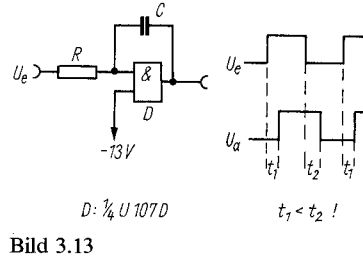


Bild 3.13
Verzögerungsschaltung

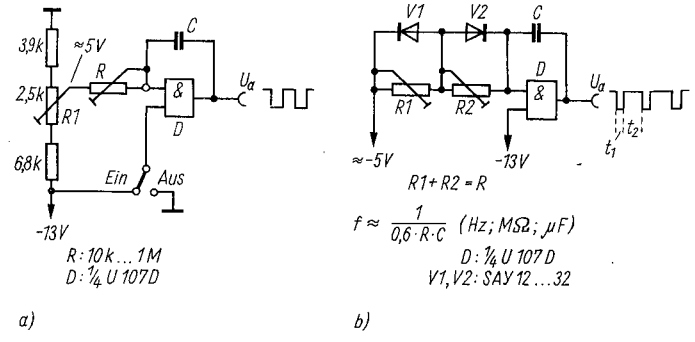


Bild 3.14
a – Impulsgenerator mit AND-Gatter, b – Erweiterung für getrennte Einstellung beider Impulshalbwellen-Zeiten

$t2$ verzögert. Da wegen der Eigenschaften des MOS-Gatters $t1$ stets kleiner als $t2$ ist, verlängert sich zugleich geringfügig die Ausgangssignalzeit gegenüber der Eingangssignaldauer. R und C werden in diesem Fall am besten empirisch ermittelt, wobei die in Bild 3.10 angegebene Näherungsformel Richtwerte angibt.

3.1.4. Impulsgeneratoren

Astabile Multivibratoren (Kippschwingungsgeneratoren) lassen sich mit MOS-IS auf verschiedene Weise realisieren. Mit nur einem AND-Gatter kommen die Varianten nach Bild 3.14 aus. Sie arbeiten allerdings im »verbotenen Bereich« des Gatters und sind deshalb wenig frequenzstabil und empfindlich gegen Speisespannungsschwankungen. Bild 3.14a zeigt die einfachste Ausführung. Für MOS-Schaltungen dieser Art (aber auch Monoflop) lassen sich Elektrolytkondensatoren nur bedingt verwenden, denn bei der hochohmigen Schaltungsdimensionierung (R soll zwischen 10 kΩ und etwa 1 MΩ liegen) kann sich schon ihr Reststrom störend bemerkbar machen. Die hohen möglichen R-Werte erlauben auch kleine C-Werte (Folie- oder Keramikkondensatoren). Mit $R1$ wird dem aktiven Gattereingang eine Vorspannung von (IS-exemplarabhängig) etwa −5 V gegeben. Da diese Vorspannung die Frequenz beeinflußt, ist mit $R1$ in geringen Grenzen auch deren Abgleich möglich, so daß man R als Festwert einsetzen kann. $R1$ ist so einzustellen, daß der Generator zuverlässig anschwingt. Eine Ein/Aus-Schaltung des Generators ist (mit Schalter dargestellt) über den zweiten Gattereingang möglich. Wird auf den Schalter verzichtet, so ist dieser Eingang an −13 V zu legen. Bild 3.14b zeigt eine Erweiterung dieser Schaltung. Die Vorspannung von −5 V sollte abgleichbar sein. Die Dioden V1, V2 und der doppelt vorhandene Widerstand $R1$, $R2$ ermöglichen eine getrennte Einstellung der beiden Impulszeiten $t1$ und $t2$. Mit dieser Schaltung lassen sich also auch beliebig unsymmetrische Impulsformen einstellen. Die Frequenz errechnet man (mit $R = R1 + R2$) nach der Beziehung in Bild 3.14b.

Der zweite Gattereingang ist an −13 V zu legen oder zur Aus/Ein-Schaltung zu

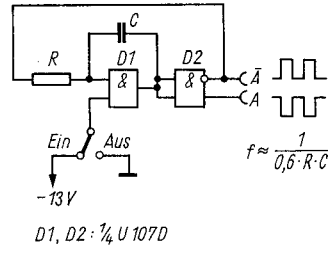
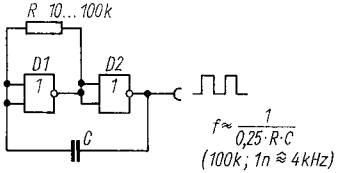


Bild 3.15
Impulsgenerator mit AND-Gattern

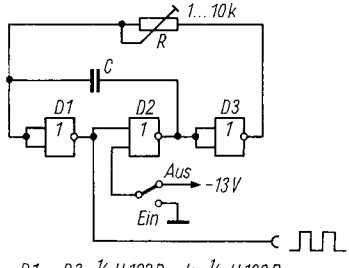


D1, D2: ¼ U 106 D oder ½ U 102 D

Bild 3.16
Impulsgenerator mit NOR-Gattern

benutzen. Bei beiden Schaltungen ist der über die Betriebsspannung und $R1$ (Bild 3.14a) zustande kommende starke Einfluß der Speisespannung störend für die Frequenzkonstanz. Günstiger verhält sich die Schaltung nach Bild 3.15, die 2 Gatter verwendet (1 AND- und 1 NAND-Gatter der *U 107*). Dadurch ist das Ausgangssignal außerdem zugleich »im Gegentakt« (invertiert) bei $\overline{A}$ bzw. A abnehmbar. Die Schaltung ist bis etwa 300 kHz, je nach Exemplareigenschaften der IS auch höher, schwingfähig. R soll zwischen 10 kΩ und etwa 2 MΩ liegen. Zusammen mit C kann die Frequenz in weiten Grenzen gewählt werden. Mit 1 MΩ und 2 µF (Foliekondensator!) ergibt sich eine Taktfrequenz von etwa 1 Hz. Der freie Eingang des ersten Gatters ermöglicht das Ein- und Ausschalten oder ist fest an −13 V zu legen. Mit dem einstellbaren Widerstand läßt sich die Frequenz abgleichen. Er kann doppelt vorgesehen und wie bei Bild 3.14b mit Dioden beschaltet werden. Damit ist auch bei der Schaltung nach Bild 3.15, die gegenüber der vorangehend gezeigten erheblich frequenzstabiler und anschwingsicherer ist, eine getrennte Einstellung beider Impulshalbwellen und damit des Impulstastverhältnisses möglich.

Auch mit NOR-Gattern sind Multivibratoren dieser Art realisierbar. Bild 3.16 zeigt ein Beispiel. Auch diese Schaltung arbeitet bis mindestens etwa 300 kHz. Sie hat wie alle Schaltungen, bei denen man das Ausgangssignal am gleichen Gatterausgang abnimmt, an dem auch C liegt, den Nachteil, daß das Ausgangssignal keine gute Flankensteilheit aufweist. Bild 3.17 zeigt eine Schaltung, die ein einwandfreies Rechtecksignal abgibt. Statt einer Näherungsgleichung für die Frequenz (mit R und C wählbar), die recht ungenau wäre, gibt die Tabelle Richtwerte der bei einigen Versuchsmustern erreichten Frequenzen an. Wird R durch einen 10-kΩ-Einstellwiderstand in Serie mit einem 1-kΩ-Vorwiderstand realisiert, so läßt sich nach der Tabelle zugleich der mit R überstreichbare Frequenzbereich abschätzen. C kann mit einem Stufenschalter umschaltbar gemacht werden. Der freie Gattereingang S stoppt (beispielsweise mit Schalter) den Generator (Stop bei −13 V an S) oder wird an Masse gelegt. Ein symmetrischer Multivibrator läßt sich durch Kombination von 2 Monoflop nach Bild 3.10 herstellen. Seine Schaltung zeigt Bild 3.18. Beide Monoflop schalten sich gegenseitig periodisch ein und aus. Da jeweils eine Impulshalbwelle der Ausgangsspannung von einem Monoflop bestimmt wird ($R1$, $C1$ bzw. $R2$, $C2$), kann



D1...D3: ½ U 102 D oder ¼ U 106 D

C nF	f / kHz R=10k	R=1k
100	2,2	4,3
47	≈ 6	7,8
15	≈17	21
6,8	33	41
1,5	90	≈ 140
0,22	250	≈ 330

Bild 3.17
Impulsgenerator mit NOR-Gattern und guter Ausgangskurvenform

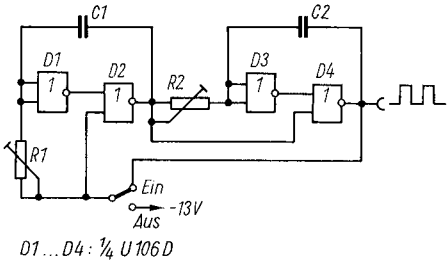


Bild 3.18
Dieser Impulsgenerator kommt durch Kombination zweier Monoflop nach Bild 3.10 zustande. Er eignet sich besonders zum Erzeugen von Impulsfolgen mit extrem großem Impuls-Pausen-Tastverhältnis

man mit diesen beiden RC-Gliedern die Impulszeiten und damit das Tastverhältnis in sehr weiten Grenzen frei wählen. Bei stark unterschiedlicher Bemessung von $C1$ und $C2$ liefert diese Schaltung sehr schmale Impulse mit wählbarer Polarität und sehr großen Impulspausen. Sie ist damit insbesondere als Taktgenerator zum Ansteuern von Flip-Flop, Zählketten, Schieberegistern u. ä. höher integrierten IS gut geeignet. Die Dauer jeder Halbperiode legt wieder die Beziehung in Bild 3.10 näherungsweise fest.

3.1.5. Quarzgeneratoren

Hochkonstante Frequenzen für Meß- und Kalibrierzwecke (auch für Digitaluhren) lassen sich mit Quarzoszillatoren erzeugen. Schwingschaltungen mit Quarzen sind mit MOS-IS sowohl mit AND-Gattern wie auch mit NOR-Gattern möglich. Da ein 1-MHz-Quarz mit den dem Amateur verfügbaren MOS-IS nicht immer schwingt, verwendet man besser die Quarz-Normalfrequenz 100 kHz (selbstverständlich nur Grundwellenquarze). Mit ihnen sind Quarzoszillatoren recht einfach realisierbar. Bild 3.19 zeigt eine Schaltung. Diese Schaltung entspricht praktisch der in Bild 3.15. Bei erheblich über oder unter 100 kHz liegenden Quarzfrequenzen ist R, falls kein sicheres Anschwingen erreicht wird, experimentell zu ermitteln. Zum Feinabgleich der Quarzfrequenz legt man in üblicher Weise einen »Ziehkondensator« in Serie mit G. Das gilt auch für Bild 3.20. Der Quarzoszillator hat die gleichen Eigenschaften wie die vorstehend beschriebene Schaltung. Im Gegensatz zu Bild 3.19, wo einwandfrei geformte Rechtecksignalformen am Ausgang zur Verfügung stehen und der Generator über den freien Gatterausgang wie angedeutet ein- und ausgeschaltet werden kann, empfiehlt sich bei dem Oszillator nach Bild 3.20 das Nachsetzen eines dritten Gatters als Impulsformer. Damit entkoppelt man auch den Ausgang gegen den Quarz G. Über das Trenngatter und dessen freien Eingang ist es möglich, den Oszillator abzuschalten. Das hat den Vorteil, daß der Quarzoszillator ständig durchläuft. Die Sperrung über den Schalter kann selbstverständlich auch mit dem Logiksignal eines anderweitigen MOS-Funktionskomplexes erfolgen.

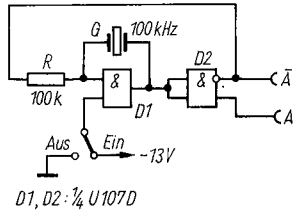


Bild 3.19
Quarzoszillator mit AND-Gattern

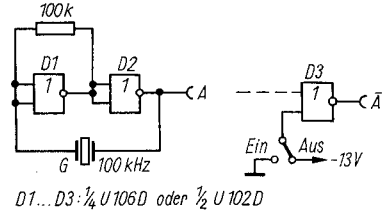
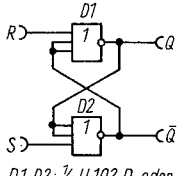


Bild 3.20
Quarzoszillator mit NOR-Gattern

3.1.6. Flip-Flop (FF) mit MOS-Grundgattern

In der *U 10*-Typenreihe sind 2 unterschiedliche Flip-Flop als integrierte vollständige Schaltung vorhanden (*U 103* und *U 108*). Flip-Flop (im weiteren als FF bezeichnet) sind Speicherelemente, die entweder durch ein an einem ihrer Eingänge angelegtes Signal unmittelbar umschalten (statische FF), oder die 2 stabilen Zustände werden dynamisch z. B. über Koppelkapazitäten umgeschaltet, wobei nicht der Signalpegel selbst, sondern dessen Wechsel (im allgemeinen die HL-Flanke des Signalimpulses) das Umschalten bewirkt. In der »klassischen« Transistortechnik sind dem Amateur Flip-Flop auch als »bistabiler Multivibrator« ([1]) bekannt. Bild 3.21 zeigt die Grundform des statischen RS-Flip-Flop. Bei derartigen Schaltungen sind zunächst beide »Hälften« und Ein- und Ausgänge gleichwertig. Man bezeichnet einen der Ausgänge mit Q. Da der andere Ausgang stets das entgegengesetzte Potential hat, wird er mit $\overline{Q}$ bezeichnet. Zunächst sei angenommen, daß beide Eingänge R und S zugleich H-Pegel haben. Am Ausgang Q liege z. B. L-Pegel. Dieser hält das andere Gatter eingangsseitig auf L, Ausgang $\overline{Q}$ hat H-Pegel. Damit ist für das obere Gatter die Bedingung erfüllt, daß alle Eingänge H haben und somit Q = L bleibt. Wenn $\overline{Q}$ beim Einschalten der Betriebsspannung zufällig zuerst L-Pegel annimmt, so wird



D1,D2: ½ U 102 D oder ¼ U 106 D

R	S	Q	$\overline{Q}$
H	L	L	H
H	H	x	x
L	L	H	H *)
L	H	H	L

x = Zustand unverändert
*) = nicht zulässig, weil Folgezustand unbestimmt

Bild 3.21
Grundschaltung eines einfachen statischen RS-FF mit NOR-Gattern

der Eingang des oberen Gatters auf L, demzufolge Q auf H gehalten, am Eingang des unteren Gatters haben dann alle Eingänge H, und $\overline{Q}$ bleibt auf L-Pegel. Auch diese Lage ist stabil. Bei dem Gatter, dessen Rückführung von Q oder $\overline{Q}$ bereits L erhält, ist es ohne Auswirkung, welchen Pegel der zugehörige freie Eingang R bzw. S annimmt, dieses Gatter reagiert darauf nicht. Anders verhält es sich bei dem Gatter, das über die Rückführung H-Pegel erhält. Ist Q = L und $\overline{Q}$ = H, bleibt eine Pegeländerung am Eingang S wirkungslos. Wird jedoch R an L gelegt, so geht Q nach H und (wenn vereinbarungsgemäß S = H ist) demzufolge $\overline{Q}$ nach L. Damit bleibt der Flip-Flop in der Lage Q = H ($\overline{Q}$ = L), auch wenn nachfolgend das Signal an R wieder nach H zurückkehrt. Durch L-Signal an S kann der FF demzufolge wieder in die Ausgangslage zurückgesetzt werden. Die Funktionstabelle in Bild 3.21 zeigt diesen Sachverhalt. Es gilt die einfache Regel »L-Pegel an S setzt Q nach L« und »L an R setzt $\overline{Q}$ nach L«. Nach dieser Regel ist bei allen FF die eindeutige funktionelle Zuordnung der Eingänge zu den Ausgängen gegeben. Man bezieht sich bei derartigen Betrachtungen stets auf Q und bezeichnet S als »Setzeingang«, R als »Rücksetzeingang« oder Rückstelleingang. Interessant ist bei statischen FF, wenn beide Eingänge zugleich L-Signal erhalten. Entsprechend den NOR-Funktionen ergibt sich damit sowohl an Q wie an $\overline{Q}$ H-Pegel. In diesem »verbotenen« Fall ist also die Negation $\overline{Q}$ für Q nicht mehr gegeben. Werden beide L-Signale an R und S gleichzeitig abgeschaltet bzw. nach H geführt, so nimmt der FF eine zufällige, nicht vorhersehbare Stellung ein. Aus diesem Grund ist gleichzeitiges Signal an R und S normalerweise nicht zugelassen. Bei Gattern mit 3 Eingängen kann man bedarfsweise auch je 2 R- und S-Eingänge vorsehen. Da der FF nach Bild 3.21 getrennte Setz- und Rücksetzeingänge hat und für das Umschalten der am Eingang anliegende Signalpegel unabhängig von

seinem zeitlichen Verlauf maßgebend ist, bezeichnet man ihn als statisch setzbaren FF. Der FF schaltet mit der HL-Flanke des angelegten Signals um. Eine Abart dieser FF sind flankengetriggerte (dynamische) FF. Bild 3.22 zeigt Beispiele dafür. Die Gatter D3 und D4 bilden den bekannten RS-FF, dem jetzt aber 2 AND-Gatter vorgeschaltet sind. Die AND-Gatter übertragen eingangsseitiges L-Signal nur, wenn beide Eingänge L führen. Bei einem der Gatter ist jedoch über den Rückführungswiderstand 100 kΩ (entsprechend dem Ausgangspegel) zwangsläufig H vorhanden, so daß dieses Gatter ausgangsseitig nicht nach L gehen kann. Bei der Variante in Bild 3.22a wird der HL-Übergang eines Eingangsimpulses bei E über das *RC*-Glied 33 pF, 47 kΩ zu einem sehr kurzen L-Impuls differenziert, der gleichzeitig an beide AND-Gatter gelangt. Falls zuletzt Q = H war, ist Gatter D1 gesperrt, und das differenzierte L-Signal (es stellt einen Nadelimpuls nach L dar, der mit der HL-Flanke bei E zusammenfällt) kann nur über Gatter D2 und Gatter D4 wirken. Damit wird $\overline{Q} = H$ und Q = L, d. h., der FF schaltet um. Über die *RC*-Glieder 100 kΩ, 100 pF wird dieser Potentialwechsel verzögert an die Eingänge von D1 und D2 übertragen. Nach Abklingen des Nadelimpulses ist somit jetzt D2 gesperrt und D1 offen. Das Eingangssignal an E muß nun zunächst nach H zurückkehren, was auf den FF ohne Wirkung bleibt. Der nächste Eingangsimpulsübergang von H nach L wird wiederum differenziert. Gatter D1 ist jetzt aber offen und setzt über D3 Q nach H, womit der Ausgangszustand wieder erreicht ist. Dieser FF schaltet also mit jeder HL-Flanke des Eingangssignals um. Die Eingangsfrequenz wird im Verhältnis 2:1 geteilt. Diese Schaltung benutzt man deshalb häufig für Teiler und Zähler. Sie ist in ähnlicher Form auch vollständig integriert als IS oder bei höher integrierten IS als deren Bestandteil vorhanden. Die Eingänge lassen sich in E_R und E_S auftrennen (Bild 3.22b). Der FF arbeitet jetzt ebenso wie der statische FF nach Bild 3.21. Da der eigentliche FF nur noch mit kurzen Impulsen geschaltet wird, bleibt der FF auch dann, wenn beide Eingänge auf L liegen, noch in einer definierten Lage, die von der HL-Flanke des zeitlich letzten HL-Signals am Eingang bestimmt wird. Für die Funktion ist wichtig, daß die Zeitkonstante der eingangsseitigen Differenzierglieder kleiner ist als die Zeitkonstanten der Rückführungen, letztere haben deshalb entsprechend größere *R*- und *C*-Werte. Die vielseitig benutzbare Schaltung nach Bild 3.22a kann mit 2 IS (*U 107* und *U 106*) 2fach realisiert werden, bedingt aber einen zusätzlichen Aufwand von immerhin 6 äußeren Bauelementen je Teilerstufe, was unökonomisch ist und den Verdrahtungsaufwand erhöht. Man benutzt sie nur dann, wenn integrierte

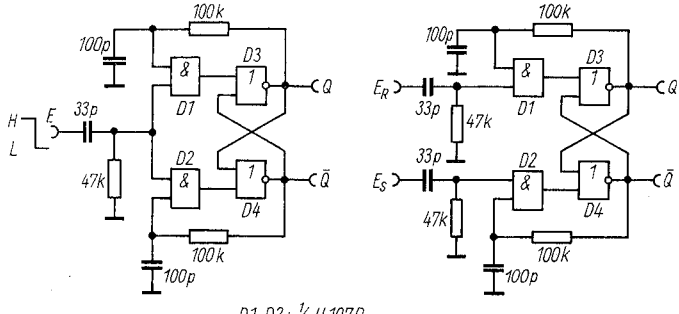


Bild 3.22
a — Flankengetriggerter RS-FF mit einem Eingang; b — die Eingänge können getrennt werden

FF-Typen *(U 103, U 108)* nicht greifbar sind. Bild 3.23 zeigt ein aus 3 MOSFET bestehendes, getaktetes RS-FF. Die zweiten Systeme der Doppel-MOSFET V1, V2 bilden den RS-FF nach Bild 3.21. Angenommen sei, daß die Eingänge J und K H-Pegel haben (an Masse liegen). Dann verharrt der FF in einer der 2 möglichen Lagen. V3 sei gesperrt (H-Pegel). Wird jetzt am Takteingang cp von V3 kurzzeitig L angelegt, so öffnet dieser. Da die ersten Systeme in V1 und V2 gesperrt sind (H an J und K), bleibt das ohne Wirkung, d. h., der FF ändert seine Lage nicht. V3 ist wieder gesperrt. Wird jetzt z. B. am J-Eingang L-Pegel angelegt, so öffnet dieses MOSFET-System, da aber sein Sourceanschluß über V3 abgeschaltet ist, bleibt das ohne Auswirkung. Ebenso, wenn (während V3 sperrt) L-Pegel an K auftritt. Ist Q = L (beide Systeme des V1 gesperrt) und liegt jetzt an J L-Pegel, so geschieht zunächst nichts. Trifft nun am Takteingang cp ebenfalls L-Signal ein, während J noch auf L liegt, so sind V1 und V3 zugleich geöffnet, demzufolge geht Q nach H und $\overline{Q}$ nach L. Der FF übernimmt also das bei J anliegende L-Signal erst dann zum Ausgang Q, wenn am Takteingang auch L anliegt (also im Moment des HL-Übergangs an cp). Die umgekehrte FF-Lage kann mit L an K erreicht werden, sobald cp = L wird. Die Eingänge J und K wirken daher als »Vorbereitungseingänge«, schalten aber den FF erst um, wenn der L-Pegel des Taktsignals ihn freigibt. Steuert ein Taktsignal mehrere derartige taktgesteuerte FF (alle cp parallel), dann läßt sich erreichen, daß alle Q-Ausgänge gleichzeitig umschalten, auch wenn die zugehörigen Eingangssignale J oder K zu unterschiedlichen Zeiten eintreffen. Man benutzt solche Anordnungen (z. B. mit IS *U 103* oder *U*108 realisiert), um z. B. unterschiedliche Signallaufzeiten auszugleichen oder Schaltvorgänge zu synchronisieren. Wie die Funktionsbeschreibung zeigt, ist bei derartigen FF der Zustand J = K = L »verboten«, weil er

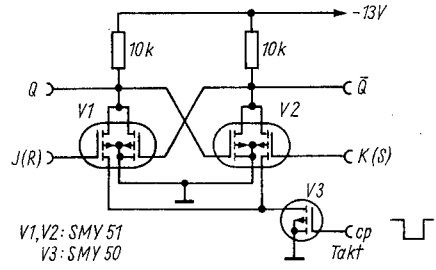


Bild 3.23
Taktgesteuertes RS-FF mit MOSFET. Das Verhalten ähnelt bedingt dem eines JK-FF

während der L-Zeitdauer von cp zum Zustand Q = $\overline{Q}$ = H führt: Nach cp-Wechsel auf H fällt der FF in eine zufällige, nicht vorausbestimmte Lage.

3.1.7. Kontakt-Entprellschaltungen

Die Eingabe von Signalen in schnelle digitale Schaltungen, wie sie mit IS realisierbar sind, ist nicht mehr ohne weiteres mit mechanischen Kontakten direkt möglich. Jeder mechanische Kontakt eines Relais, Schalters, Mikrostößeltasters usw. hat mehr oder weniger starke Prellungen, d. h., die Kontaktfedern kommen im Moment der ersten Berührung in mechanische Schwingung, womit der Kontakt in rascher Aufeinanderfolge mehrmals schließt und öffnet, bis der Endzustand erreicht ist. Wollte man z. B. bei Bild 3.22a den HL-Übergang und damit ein Umschalten des FF mit mechanischem Kontakt erreichen, so würde der FF in Wirklichkeit mehrmals angesteuert werden, jedesmal umschalten und schließlich in zufälliger Stellung verharren. Tatsächlich lassen sich mit schnellen Impulszählern diese Prellvorgänge einzeln auszählen. So wurde z. B. mit dem in diesem Buch beschriebenen TTL-Zählfrequenzmesser (Betriebsart Einzelimpulszählung) das »einmalige« Schließen eines Relaiskontakts beim Anziehen des Relais bei mehreren

vom Amateur oft benutzten Relaistypen untersucht und dabei je nach Typ und Betriebsdaten zwischen 3...85 Prellungen registriert. Diese Prellvorgänge spielen sich je nach Beschaffenheit des Kontakts in einem Zeitraum von 0,1...10 ms ab. Um Signale mit mechanischen Kontakten einzugeben, bedarf es daher spezieller Schaltungen. Die einfachste und sicherste Vorkehrung gegen Kontaktprellen ist der Einsatz eines FF nach Bild 3.24. Schalter S (für den allerdings ein Umschaltkontakt Bedingung ist) legt stets einen der Eingänge des RS-FF an H-Pegel (Masse) und bestimmt damit das bei A oder $\overline{A}$ abnehmbare Ausgangssignal. Der FF wird jeweils bei der ersten Kontaktberührung, die stets länger dauert, als für das Umschalten des FF erforderlich ist, in die zugehörige Stellung gesetzt. Weiteres Öffnen und Schließen des Kontakts auf der Schließseite bleibt dann ohne Auswirkung. Ein Zurückprellen des Mittenkontakts von S bis zur Ruhelage kommt praktisch nie vor. Am Ausgang ist daher ein einwandfreier Signalwechsel im Umschaltmoment mit der für MOS-IS erforderlichen Flankensteilheit vorhanden. Oft stehen nur einfache Arbeitskontakte zur Verfügung. Der Amateur kommt mit einer einfachen Umschaltverzögerung aus, wie sie Bild 3.25 zeigt. Ist S geöffnet, so liegt der Gattereingang auf L und somit der Ausgang A auf H. Beim Schließen des Kontakts geht der Ausgang sofort auf L-Pegel, wobei der Verzögerungskondensator schnell umgeladen wird. Falls S jetzt in-

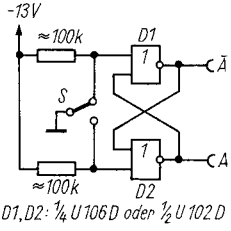


Bild 3.24
RS-FF als Kontakt-Entprellschaltung

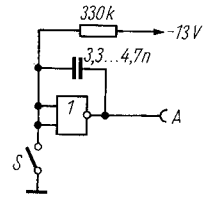


Bild 3.25
Verzögerungsschaltung zum Entprellen von Kontakten ohne Umschaltstellung

folge Prellens nochmals kurz öffnet, würde der Ausgang A nach H gehen. Dieser Pegelwechsel wird jetzt aber über den Kondensator mit größerer, durch den Widerstand bestimmter Zeitkonstante auf den Eingang übertragen, so daß eine starke Gegenkopplung besteht, die nur noch ein sehr langsames Ändern der Gatterausgangsspannung zuläßt. Inzwischen sind die Prellvorgänge an S abgeklungen, und A bleibt im L-Pegelbereich. Diese Schaltung ermöglicht also beim Schließen von S einen relativ schnellen HL-Übergang an A, hat jedoch den Nachteil, daß der LH-Übergang beim Öffnen von S wegen der erwähnten Zeitkonstante relativ langsam erfolgt. Erfordert die nachfolgende MOS-Schaltung auch für den LH-Übergang steile Impulsflanken, so muß dieser Verzögerungsschaltung ein MOS-Trigger nachgesetzt sein. Eine Kombination von Bild 3.25 mit Bild 3.8a läßt sich z. B. mit $^3/_4$ *U 106* realisieren. *R*2 in Bild 3.8a ist unkritisch und mit 100 kΩ günstig bemessen. Bei Verzicht auf den Trigger wird man den Kondensator in Bild 3.25 nicht größer wählen, als zum sicheren Schalten erforderlich (sein Wert hängt also von den Eigenschaften des bei S vorhandenen Kontakts ab). Bild 3.26 zeigt eine allgemein verwendbare Signalverzögerungsschaltung. Ein am Eingang E auftretender Spannungssprung erscheint verzögert und wegen des Einflusses des Kondensators mit flacherer Signalflanke (was sich durch Nachschalten eines Triggers wieder korrigieren ließe) am Ausgang A. Die LH-Flanke des Ausgangssignals ist etwas stärker verflacht als dessen HL-Flanke. Die im Bild mit angegebenen Impulsver-

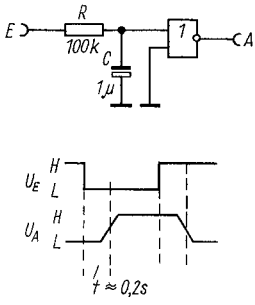


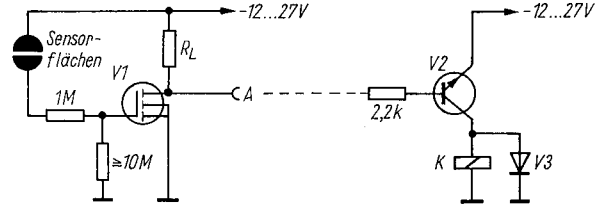
Bild 3.26
Universell anwendbare Verzögerungsschaltung

läufe zeigen den Zusammenhang. Die für R und C angegebenen Werte sind etwa das Maximum des praktisch Sinnvollen. Die Signalverzögerung für die angegebenen Werte beträgt für die HL-Flanke des Eingangssignals etwa 0,2 s. Für kürzere Zeiten ist C zu verringern!

3.1.8. Sensorschalter

Sensorschalter haben sich seit einigen Jahren in der Konsumgüterelektronik durchgesetzt und lassen sich mit den hochohmigen MOS-Bauelementen gut realisieren. Sie arbeiten ohne mechanischen Kontakt und verursachen daher auch kein Prellen. Ihr Prinzip besteht darin, daß 2 einander dicht benachbarte Kontaktflächen mit der Fingerkuppe berührt und hochohmig überbrückt werden; der so entstandene Strompfad löst den Schaltvorgang aus. Sensorschalter erfreuen sich inzwischen auch beim Amateur großer Beliebtheit. Die Literatur dazu ist recht zahlreich (u. a. [9], [18], [20], [22]). Der Bastler sollte aber beachten, daß der Gestaltung der Sensorkontaktflächen besondere Aufmerksamkeit zu widmen ist. Vor allem bei häufigem Benutzen oder ungünstigen klimatischen Bedingungen kommt es oft schon bald zu Schmutz- und Staubablagerungen, die einen ständigen Feinschluß bewirken und die Schalterfunktion damit blockieren. Für die (meist ring- oder halbkreisförmig gestalteten) Sensorflächen sind daher schmutz- und feuchteabweisende Kunststoffunterlagen zu verwenden. Bewährt hat sich z. B. Piacrylglas oder Polystyrol, auch Polyäthylenstücke u. ä. sind geeignet. Lichtdurchlässige Materialien haben außerdem den Vorteil, daß man die Einschaltkontrollampen (die den Schaltzustand kennzeichnen) hinter bzw. unter den Sensorflächen anordnen kann (Parallele zur Leuchtdrucktaste).

Bild 3.27 zeigt die einfachste Ausführung eines Sensorschalters. Werden die Sensorflächen mit dem Finger überbrückt (wofür der Übergangswiderstand mehr als 20 MΩ betragen darf), so öffnet der MOSFET V1. Die symbolisch angedeutete Last R_L erhält Strom (maximal 25 mA bei den angegebenen Typen, 50 mA bei *SMY 52*). Stärkere Lasten (Relais) können mit dem nachfolgenden Schalttransistor V2 angesteuert werden. Ausgang A geht bei Berührung der Sensorflächen von L-Pegel nach H-Pegel. Es ist also möglich, MOS-IS direkt nachzusetzen. Für diesen



V1: SMY 50... 52 ($^1/_6$ U 105 D)
V2: SF 126 C o.ä.

Bild 3.27
Einfacher Sensor-Berührungsschalter

Fall bemißt man R_L mit 10...22 kΩ. Wird V2 verwendet, dann ist R_L mit etwa 10 kΩ ebenfalls gut bemessen. Die Daten von V2 richten sich nach dem Relais K bzw. dem an dieser Stelle zu schaltenden Verbraucher. Das Relais zieht beim Berühren des Sensors an. Ihm kann eine Kontrollampe direkt parallelgeschaltet werden (Gesamtbelastung von V2 beachten!). Mit einem *U 105 D* sind 6 Sensorplätze realisierbar. Der Verbraucher ist bei dieser Schaltung nur so lange eingeschaltet, wie man den Sensor berührt. Eine Ein/Aus-Schaltung läßt sich mit einem Flip-Flop nach Bild 3.28 erreichen. Wird Sensor 1 berührt, so öffnet das linke System des Doppel-MOSFET V1, womit der Pegel an A nach H, an $\overline{A}$ nach L geht. L hält diesen Transistor auch nach Loslassen des Sensors 1 weiter durchgesteuert. Berührt man den Sensor 2, öffnet das rechte System, womit die Pegelzustände an den Ausgängen wechseln und demzufolge das linke System wieder sperrt. Der zuletzt gewählte Zustand bleibt daher gespeichert. Den Ausgängen A oder $\overline{A}$ kann, je nach Verwendungszweck, wieder eine MOS-IS-Anordnung oder eine Schaltstufe mit V2 wie bei Bild 3.27 folgen. Wie Bild 3.29 zeigt, läßt sich nach diesem Prinzip ein sensorgesteuerter FF auch unmittelbar mit MOS-Gattern aufbauen. Die Längswiderstände 220 kΩ in den Gattereingängen haben ebenso wie die Gatevorwiderstände 500 kΩ und 1 MΩ in Bild 3.27 und Bild 3.28 die Aufgabe, die MOS-Gates gegen Überspannungen zu schützen. Bei den angegebenen Dimensionierungen sind zusätzliche Begrenzerdioden nicht erforderlich.

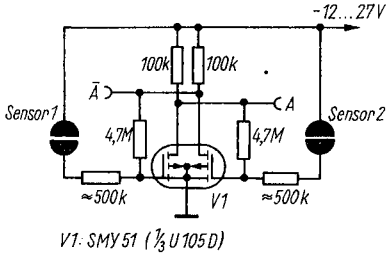


Bild 3.28
Ein/Aus-Sensorschalter mit FF

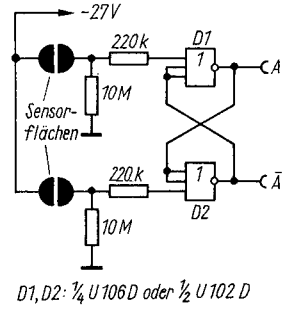


Bild 3.29
Ein/Aus-Sensorschalter mit MOS-Gattern

Bild 3.30 zeigt schließlich noch eine Ausführung mit 3teiliger Sensorfläche, die auf die Betätigungsrichtung anspricht, in der die Sensorfläche überstrichen wird. Damit erhält diese Variante bedienungstechnisch eine gewisse Ähnlichkeit mit einem Kipp- oder Schiebeumschalter mechanischer Art. Die Schaltung ist ebenfalls ein FF und ähnelt der in Bild 3.28. Sie wurde speziell für Relaisbetrieb ausgelegt und ergänzt. Die angegebene Betätigungsrichtung bezieht sich auf den Schaltzustand des Relais. Der FF verharrt in der Stellung, deren Kontaktflächen zuletzt überbrückt wurden, wobei das linke System von V1 gesperrt wird, indem man seine Gatespannung gegen Masse ableitet. Die Variante nach Bild 3.28 ist natürlich auch anwendbar, wobei in Bild 3.30 der Mittelteil des Sensors an $-U$ zu legen wäre. Der Kondensator 33 nF erwies sich als notwendig, weil sich sonst bei kurzem Berühren der Sensorflächen mit dem Finger der Einfluß vorhandener Netzstörspannungen (50 Hz) bemerkbar machte. Praktisch wird ja stets mit dem Finger zugleich auch ein ganz erheblicher Anteil »fremder« Störspannung mit eingekoppelt, was bei den bisher betrachteten Schaltungen ohne Auswirkung bleibt, bei

Bild 3.30 aber zum Verharren des FF in der falschen Lage führen kann. Der Kondensator hat den Nachteil, daß er beim Anlegen der Betriebsspannung zunächst ein »Zwangssetzen« des FF in die »Ein«-Stellung bewirkt. Falls das stört, kann man in Serie mit der Gatezuleitung des rechten Systems von V1 einen Widerstand von 10...22 MΩ einfügen und vom rechten Gate nach Masse einen Kondensator von ebenfalls etwa 22...33 nF gegen Masse legen. Der FF wird dann beim Anlegen der Betriebsspannung stets in »Aus«-Stellung gesetzt. Dies kann vor allem bei netzgespeisten Geräten wichtig sein, um bei vorübergehendem Netzausfall ungewolltes selbsttätiges Einschalten nach Netzwiederkehr zu verhüten. Die Schaltung nach Bild 3.30 nimmt im Aus-Zustand nur etwa 10...30 µA Ruhestrom auf und ist bereits mit 9 V betriebsfähig. Sie eignet sich damit auch gut für batteriebetriebene Geräte mit langer Bereitschaftszeit.

Die bisher gezeigten Schaltungen sind voneinander unabhängige einzelne Schaltstellen. Gelegentlich wird jedoch eine gegenseitige Verkopplung oder Verriegelung (ähnlich mechanischen Tastenschaltersätzen) gefordert, wie z. B. für Kanalwahl- oder Programmschaltungen. Bild 3.31 zeigt eine mögliche Lösung (nach [19]). Weitere Varianten sind u. a. in [9] und [22] zu finden. Die Leitungen a und b

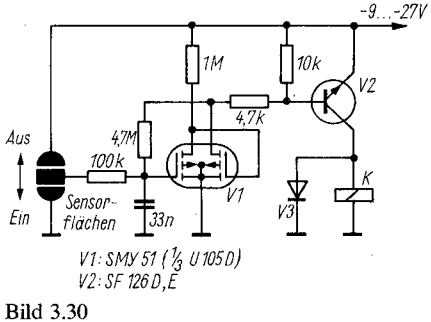


Bild 3.30
Ein/Aus-Sensorschalter mit einer 3geteilten Sensorfläche. Der Schaltzustand hängt von der Richtung, in der die Sensorfläche überstrichen wird, ab

führen zu (bzw. kommen von) den jeweils gleichnamigen Anschlüssen der ebenso geschalteten weiteren Schaltstellen. Ausgang A führt im Ruhezustand (Sensor offen) H-Pegel und schaltet während der Berührungszeit des Sensors nach L. Er behält den L-Pegel für die Dauer der Sensorberührung bei, eine Selbsthaltung (»Einrasten«) liegt also nicht vor! Sie ist durch entsprechende, bei A nachzusetzende Schaltorgane (FF o. ä.) zu erreichen. Die Schaltung nach Bild 3.31 bewirkt, daß beim Berühren mehrerer Tasten stets nur die zuerst berührte wirksam wird. Man erreicht dies, indem das L-Potential des zuerst betätigten Platzes am Ausgang A über die Gatter D1, D2 und a in der einen, über D4, D5, b in der anderen Richtung »weitergereicht« wird, und zwar über alle Plätze hinweg. D1 aller anderen Plätze erhält somit über a oder b stets L-Potential, wenn ein anderer Platz im Ein-Zustand ist, womit ein LH-Übergang am Drain von V1 der so verriegelten Plätze (wenn diese ebenfalls betätigt werden) wirkungslos bleibt. Es ist auch möglich, A unmittelbar Relais gemäß Bild 3.27 nachzusetzen, von denen dann stets nur eines anzieht. Die Realisierung von 6 Schaltstellen nach diesem Prinzip wäre z. B. mit 1× *U 105 D* (für alle V1), 3× *U 102 D* und 6× *U 106 D* möglich, erfordert also immerhin 10 IS. Da bei allen derartigen Verriegelungsschaltungen der Aufwand an logischen Grundgatterfunktionen mit der Zahl der Schaltstellen ziemlich schnell wächst, liegt es nahe, alle notwendigen Funktionen in einer IS zu integrieren. Eine solche spezielle Programmwähler-IS für 6 Schaltstellen, die die gesamte logische Verknüpfung enthält und außerdem noch nach Art eines Schieberegisters mit einem zugeführten Taktimpuls um jeweils einen Platz weiter schaltbar ist, wurde für die Konsumgüterelektronik (Kanalumschaltung bei Fernseh- und UKW-Empfängern mit vollelektronisch abgestimmtem Tuner) mit der Typenbezeichnung *U 700 D* entwickelt.

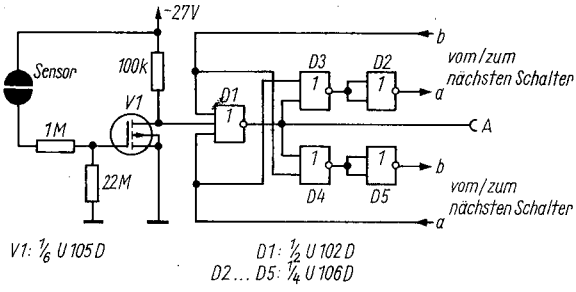


Bild 3.31
Gegenseitige Verriegelung mehrerer Sensortasten. Es kann stets nur 1 Ausgang A aktiv werden (dargestellt ist die Schaltung für einen Platz)

Sie ist für den Amateur auch für viele andere Zwecke (z. B. als 6stelliger Ringzähler) gut verwendbar. Die Ausgangstransistoren der *U700D* sind nicht für nennenswerte Strombelastbarkeit ausgelegt. Der Amateur muß den Ausgängen also ggf. Schalttransistoren nachsetzen. Ein Ausgangsstrom von 0,1 mA sollte für die *U700D* nicht überschritten werden.

3.1.9. Die Ankopplung systemfremder Lasten an MOS-Gatterausgänge

Um am Ausgang logischer Schaltungen Verbraucher wie Lampen, Relais usw. betreiben zu können, muß stets eine für diese Lasten geeignete Ausgangsstufe nachgesetzt werden. Am günstigsten ist es, wenn man einen MOSFET der *SMY*...-Serie verwendet, da dessen Eingangsdaten (Gateeingangswerte, Treshold-Spannung usw.) unmittelbar den MOS-Ausgangsdaten der *U*1...-Serie entsprechen. Die

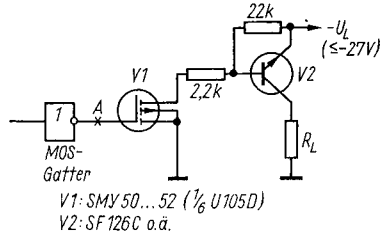


Bild 3.32
Zur Ankopplung von Lasten an MOS-Gatterausgänge

SMY-Typen fertigt der gleiche Hersteller nach der gleichen Technologie. Bild 3.32 zeigt den Übergang vom MOS-Gatterausgang zur Lastschaltstufe. Der zu schaltende Verbraucher ist symbolisch mit R_L angenommen. Da die MOSFET der *SMY*-Reihe nur mit maximal 25 mA (bzw. maximal 50 mA beim *SMY52*) belastbar sind, wird oft ein vom MOSFET V1 anzusteuernder stärkerer bipolarer Transistor V2 erforderlich sein. Mit dem *SF126* kann man bis 500 mA schalten. Stärkere Transistoren zu verwenden ist problemlos möglich. Mit V2 läßt sich die Last R_L gegen Masse schalten. Relais sind selbstverständlich mit Paralleldiode zu versehen. Schließlich liegt ein großer Vorteil dieser Lastankopplung darin, daß die Betriebsspannung $-U_L$ in weiten Grenzen je nach Anforderung von R_L frei wählbar ist (Mindestwert etwa 3,5 V, maximal 27 V, dann zulässige Grenzwerte für V2 beachten, ggf. *SF128* verwenden). Sind mehrere lasttreibende Ausgänge vorhanden, so ist für V1 der Typ *U105D* (für maximal 6 Ausgänge) vorteilhaft. Bis zu Strömen von 150 mA kann der *U105D* auch bei Parallelschaltung aller 6 Systeme (alle Gates und alle Drains parallel) für einen Ausgang ohne V2 benutzt werden. In jedem Fall hat ein MOSFET für T1 den Vorzug, daß man am Ausgang A des treibenden Gatters noch weitere Gattereingänge oder MOSFET einfach parallelschalten kann, da sich die logischen Pegel nicht verändern. In der Schaltung nach Bild 3.32 ist R_L eingeschaltet,

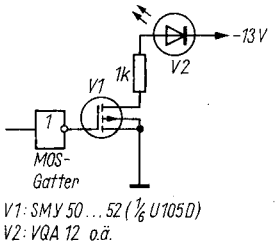


Bild 3.33
Ankopplung stromschwacher Lasten – hier Leuchtdiode – an MOS-Gatterausgänge

wenn am Ausgang A L-Pegel vorhanden ist. Ein typisches Beispiel für Verbraucher mit geringem Strombedarf ist das Ansteuern von Leuchtdioden o. ä. LED-Anzeigeorganen, die der Amateur zunehmend einsetzt. Bild 3.33 zeigt die Schaltung. Man kommt also ohne zweiten Transistor aus. Die LED leuchtet auf, wenn der treibende Gatterausgang L-Pegel hat. Falls −27 V benutzt werden, ist der LED-Vorwiderstand auf 2,2 kΩ zu vergrößern.

3.1.10. Pegelübergang von MOS- auf TTL-Logik und umgekehrt (Pegelanpassung)

Es kommt auch beim Amateur gelegentlich vor, daß vorhandene TTL-bestückte Geräte ausgangsseitig mit den Eingängen von MOS-IS-bestückten Geräten zu verbinden sind oder auch ein Übergang von MOS-Ausgängen auf TTL-Eingänge notwendig wird. Eine unmittelbare Verbindung ist selbstverständlich nicht möglich, wie schon die unterschiedlichen Pegelverhältnisse (dazu Bild 1.19) erkennen lassen. Für den Signalübergang sind demzufolge Anpaßstufen notwendig. Die dafür geeigneten Schaltungen wurden für beide Logikarten gemeinsam bei der TTL-Technik (Abschnitt 4.1.11.) behandelt. An dieser Stelle soll deshalb nur die Aufgabenstellung umrissen werden. Grundsätzlich hat jedes der zu verbindenden Systeme TTL und MOS seine eigene Stromversorgung. Sieht man von dem inzwischen auch dem Amateur möglichen Einsatz von Optokopplern ab, so ist zwischen beiden Geräten eine galvanische Verbindung mindestens der gemeinsamen Masseleitungen erforderlich. Die eigentliche Anpaßschaltung benötigt entweder die Betriebsspannungen beider Systeme oder mindestens die des einen von beiden. Im allgemeinen empfiehlt es sich, die Anpaßschaltung in dem Gerät unterzubringen, das die MOS-Technik verwendet. Erforderliche Signalverbindungsleitungen, die man bei Entfernungen von mehr als etwa 30 cm mit eingedrillter Masseleitung ähnlich Bild 2.11 ausführt, sind meistens TTL-seitig unkritischer (weil niederohmiger als MOS-Leitungen). Wo möglich, werden deshalb längere Verbindungsleitungen zur »TTL-Seite« der Pegelanpaßschaltung hin verlegt (Bild 3.34). Pegelanpaßschaltungen haben beim Übergang vom MOS-Ausgang zum TTL-Eingang die Aufgabe, einen MOS-H-Pegel von 0...−2 V auf TTL-H-Pegel (+2,4...+3,5 V) umzusetzen. Ein MOS-L-Pegel von −9...−15 V muß auf einen TTL-Pegel (0...+0,4 V) umgesetzt werden.

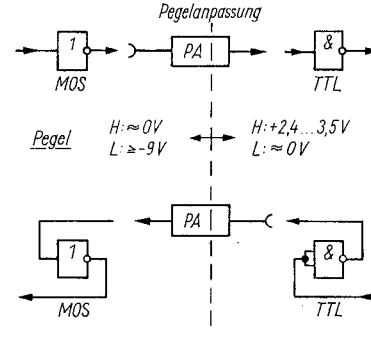


Bild 3.34
Zum Prinzip der Pegelanpassung bei einem Pegelübergang von MOS- auf TTL-Geräte und umgekehrt

Die entsprechende Schaltung zum Übergang vom TTL-Gatterausgang auf einen MOS-Gattereingang hat diese Pegelwerte demzufolge in umgekehrtem Sinn umzusetzen. Bei solchen Schaltungen ist zu beachten, daß in einigen Fällen die Anpaßschaltung invertierend wirkt, also ein MOS-L-Pegel als TTL-H-Pegel abgegeben wird und umgekehrt. Dies ist in bezug auf logisch richtiges Zusammenwirken beider Systeme zu beachten. Abhilfe läßt sich leicht schaffen, indem das Signal vor oder hinter der Pegelanpaßschaltung mit einem Negatorgatter des betreffenden Systems einmal zusätzlich invertiert wird. Völlig wahlfreie Zuordnung bei gleichzeitiger galvanischer Trennung ist nur mit Optokopplern möglich. Anpaßübertrager o. ä. »klassische« Bauelemente scheiden selbstverständlich aus.

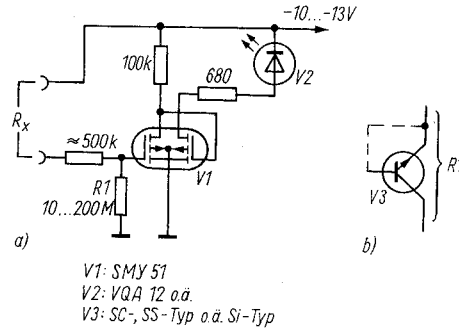


Bild 3.35
a – einfacher Isolationsprüfer, b – eine Möglichkeit des Ersatzes des Höchstohmwiderstands $R1$

3.2. Schaltbeispiele mit MOS-IS der U 10-Serie

3.2.1. Einfacher Isolationsprüfer

Ein einfacher Tester für den Nachweis hochohmiger Widerstände läßt sich mit einer Schaltung nach Bild 3.35a realisieren. Mit ihm sind z. B. Prüfungen auf Feinschluß zwischen Leiterbahnen, an Steckverbindern, Kabeln, an Sensorschalterelektroden usw. möglich. Wenn bei R kein Durchgang besteht, ist das linke MOSFET-System gesperrt, das rechte somit von der Drainspannung des linken her geöffnet. V2 leuchtet. Sobald über R_x eine ausreichende Spannung auf das linke Gate gelangt, öffnet dieser Transistor, womit das rechte MOSFET-System sperrt. Die Leuchtdiode erlischt, dies zeigt den bei R_x vorhandenen Durchgang an. Die mit dieser Schaltung nachweisbaren höchsten Werte für R_x hängen von $R1$, der Betriebsspannung sowie den MOSFET-Exemplardaten ab. Mit $R1 = 200\,M\Omega$ sind bei R_x noch Werte bis etwa $500\,M\Omega$ nachweisbar. Für den Amateur hat es wenig Sinn, die Empfindlichkeit noch zu erhöhen, weil dann schon der Aufbau des Testers selbst (R_x-Anschlüsse und deren Isolation!) zu kritisch wird. Der Amateur wird gelegentlich Schwierigkeiten haben, die für $R1$ notwendigen hohen R-Werte zu realisieren. Da es nicht unbedingt auf exakte Werteinhaltung bei $R1$ ankommt, zeigt Bild 3.35b eine Möglichkeit zum Ersatz des $R1$ durch den Sperrwiderstand eines npn-Siliziumtransistors. Seine Basis ist nach Versuch entweder offen zu lassen oder wird mit dem Emitter verbunden. Der mit diesem Behelf »simulierte« Wert für $R1$ ist naturgemäß sehr stark abhängig von den Sperreigenschaften des dafür benutzten Transistors und durch dessen Exemplarauswahl (wobei Typ und Nenndaten weitgehend nebensächlich sind) zu beeinflussen. Außerdem ist auch ein erheblicher Einfluß der Umgebungstemperatur auf die Nachweisgrenze des Testers unvermeidbar. Im vorliegenden Fall stört das jedoch nicht sehr und ist immerhin ein gangbarer Ausweg, wenn Höchstohmwiderstände nicht greifbar sind.

3.2.2. Zeitschalter

Der in Bild 3.36 gezeigte Zeitschalter kann für Belichtungsuhren, Treppenflurbeleuchtungen u. ä. benutzt werden. Ausgabeorgan ist ein Relais K1, dessen Kontakt k1 den gewünschten Einschaltvorgang für die mit $C1$ und $R1$ festgelegte Zeit vornimmt. Der eigentliche Zeitgeber ist ein Monoflop entsprechend Bild 3.11. Das Relais wird mit dem Transistor V3 entsprechend Bild 3.33 getrennt. Falls stärkere Relais vorgegeben sind, ist es auch möglich, die Schaltung nach Bild 3.32 zu verwenden. Der eigentliche Monoflop benötigt 3 NOR-Gatter D2...D4, das vierte in der IS *U 106 D* verfügbare Gatter wird zur Eingangsimpulsformung benutzt. Der Eingang des Gatters D1 liegt normal auf L-Pegel, der Ausgang von D1 somit auf H. Beim Schließen der Starttaste S1 wird der Ausgangspegel von D1 sofort L. Die HL-Flanke wird vom *RC*-Glied 3,3 nF, 100 kΩ differenziert und startet den Monoflop. Da dieser sofort einschaltet und während seines Zeitablaufs weitere Spannungsänderungen an seinem Eingang wirkungslos bleiben, sind für den Eingang von D1 demzufolge keine Maßnahmen gegen Kontaktprellen bei S1 notwendig. Das *RC*-Differenzierglied hinter D1 hat vor allem die Aufgabe, bei kurzen eingestellten Zeiten auch dann ein Rückkippen und Relaisabfall zu ermöglichen, wenn S1 zu diesem Zeitpunkt noch geschlossen ist. Die eingestellte Zeit wird damit zuverlässig. Die Zeiten lassen sich überschlägig mit der in Bild 3.36 mit angegebenen Beziehung berechnen. Für sehr lange Zeiten ist $R1$ mit 5 MΩ, sonst zweckmäßig mit 1 MΩ bemessen. $C1$ kann man dann nur noch mit einem Elektrolytkondensator realisieren. Dieser sollte vor dem Einbau zweckmäßig einige Stunden durch Anlegen einer Spannung von 15...20 V (für 25-V-Typen) vorformiert werden, um den nach längerer spannungsloser Lagerung erheblich zunehmenden Reststrom zu senken. Mit einwandfreien normalen Elektrolytkondensatoren lassen sich Zeiten bis maximal etwa 20...30 Minuten ausreichend genau und über längere Zeit betriebssicher beherrschen, was für fast alle Anwendungsfälle ausreicht. Bei Belichtungsuhren für Dunkelkammern u. ä. Anwendungen kann man $C1$ mehrfach vorsehen und mit Stufenschalter (Zeitbereichswahl grob) umschaltbar auslegen. $R1$ erhält eine mit der Stoppuhr aufnehmbare Zeitkalibrierung. Betriebsverhalten und Genauigkeit entsprechen funktionell vergleichbaren bipolaren Transistorschaltungen. Es sei aber daran erinnert, daß gerade für den Dunkelkammereinsatz die hochohmigen und demzufolge gegen Isolationsfehler und Nebenschlüsse relativ empfindlichen MOS-Schaltungen wegen der dort gegebenen oft hohen Luftfeuchte

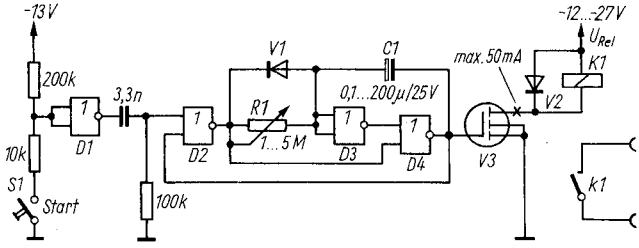


Bild 3.36
Gesamtschaltung des Zeitschalters mit MOS-IS

und aggressiven Atmosphäre nicht unbedingt die vorteilhafteste Lösung sind. Die bei der praktischen Ausführung hinsichtlich Isolationsfragen besonders zu beachtende Stelle der Schaltung in Bild 3.36 ist der Eingang von D3 mit den daran liegenden Bauelementen $C1$, $R1$, D1 und deren Zuleitungen. Der Amateur sollte daher prüfen, ob ein herkömmlicher Aufbau mit bipolaren Einzeltransistoren (z. B. nach den in [1] gegebenen Beispielen) günstiger ist. Weitere MOS-Zeitschalter sind auch in [9] zu finden.

3.2.3. Logiktester-Prüfstift für MOS-Logik

Ein für IS-Aufbauten typisches und auch für den Amateur sehr wichtiges Prüfmittel, das stets zur Hand sein sollte, ist ein Indikator, der anzeigt, ob an Signalleitungen H- oder L-Pegel oder etwa unzulässige Zwischenwerte vorhanden sind. Da es nicht auf die genaue Ermittlung vorhandener Spannungsbeträge ankommt, sondern nur auf eine Ja/Nein-Aussage zu bestimmten feststehenden Grenzwerten, kann man mit einem solchen Logiktester die Funktion von IS-Systemen schneller und übersichtlicher prüfen als z. B. mit einem Vielfachmesser. Ein solcher Tester zeigt mit entsprechend zugeordneten Signallampen an, ob H- oder L-Pegel am angetasteten Prüfpunkt vorliegt. Eine dritte Lampe registriert den »verbotenen« Zwischenbereich bzw. offene (nicht angeschlossene) Gattereingänge. Für die Anzeige werden Leuchtdioden verwendet ([14]). Bild 3.37 zeigt die Schaltung eines solchen Testers für MOS-Logik. Die zu registrierenden Pegelwerte gehen aus Bild 1.19 hervor. Derartige Tester sind sehr klein aufgebaut, ihr Eingang ist als Tastspitze gestaltet und der Tester als handlicher »Prüfstift« gebaut, so daß die Leuchtdioden V8...V10 stets mit im Blickfeld des angetasteten Meßpunkts liegen. Dieser Tester wird mit aus der im Prüfling ohnehin vorhandenen Betriebsspannung −27 V gespeist und benötigt maximal etwa 20 mA Speisestrom. V15 ist der Verpolschutz (der Tester wird ja im allgemeinen über Prüfstecker angeschlossen oder provisorisch angeklemmt), der dahinter gegen Masse liegende Kondensator 33 nF verhindert das Eindringen von Störimpulsen aus der Prüflingsstromversorgung in den Tester. Eingang U_e ist mit der Tastspitze identisch. $R1$ macht den Eingang weitestgehend überlastungssicher, wenn ein fremdes oder zu hohes Potential auf den Eingang gelangt. Ebenfalls aus

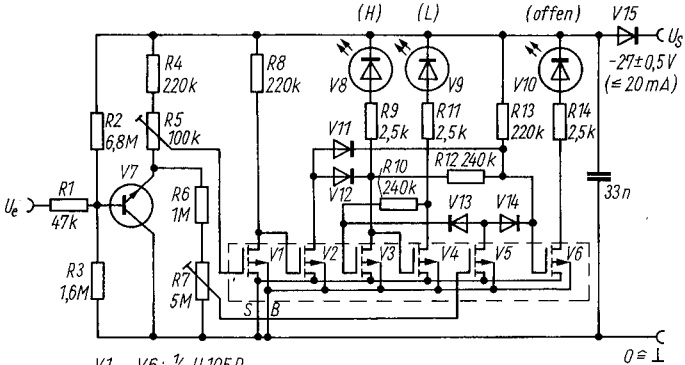


Bild 3.37
MOS-Logiktester mit Leuchtdioden

Gründen der Überlastungsfestigkeit wurde deshalb auch auf einen MOSFET-Eingang verzichtet und dafür ein bipolarer Transistor V7 benutzt, mit dem sich auch eine einfachere Schaltungsausführung erreichen ließ. Beim Mustergerät wurden alle verwendeten Bauelemente auf einer Lochrasterplatte 30 mm × 35 mm angeordnet und in einem dazu passend vorhandenen durchsichtigen 10 mm hohen Polystyrolgehäuse untergebracht. Bei offenem Eingang wird die Basis von V7 mit $R2$ und $R3$ auf einem Potential von etwa −5 V im »verbotenen« Bereich gehalten. Der Eingangswiderstand des Testers beträgt mindestens 1 MΩ, er belastet daher den Prüfling nicht merklich. Die Transistoren V1...V6 wurden mit einer IS *U 105 D* (Bild 1.17) realisiert. V1 arbeitet als Inverter, V6 als Lastschalter für die Leuchtdiode V10, die »offenen Eingang« bzw. Potential im »verbotenen Bereich« anzeigt. V3 und V4 bilden den FF, der über V2 bzw. V5 gesetzt werden kann. V7 arbeitet als Emitterfolger (Impedanzwandler). Sein Emitterpotential entspricht damit stets annähernd dem Eingangspegel bei U_e. Liegt z. B. H-Pegel an, so ist die Emitterspannung an V7 und damit auch die über R7 für V5 abgegriffene Gatespannung (bezogen auf Masse) sehr niedrig. V5 sperrt. Das gleiche gilt über $R5$ für V1. Damit steigt die Drainspannung bei V1 so weit an, daß V2 öffnet. Über die Diode V11 wird dabei die Gatespannung von V6 kurzgeschlossen, so daß V6 sperrt und die Leuchtdiode V10 verlischt. Die Gatespannung von V4 sinkt ab, weil er über V12 gesperrt ist; V9 verlischt ebenfalls. Die dabei an V4 ansteigende Drainspannung öffnet über $R10$ V3, V8 leuchtet auf. Der durchgesteuerte V3 hält V4 auch weiterhin gesperrt, so daß dieser Schaltzustand des FF auch nach Wegnahme vom Prüfpunkt (U_e offen) erhalten bleibt. Es leuchtet somit ständig entweder V8 oder V9 entsprechend dem zuletzt registrierten logischen Pegel. Sobald U_e wieder im »verbotenen Pegelbereich« liegt, öffnet V1, V2 sperrt, V5 bleibt gesperrt. Damit besteht weder über V11 noch V14 Durchgang nach Masse, womit das Gate von V6 Spannung erhält und die Leuchtdiode V10 aufleuchtet. Wird jetzt Eingang U_e mit L-Pegel verbunden, so steht am Emitter V7 eine entsprechend höhere negative Spannung. V1 bleibt geöffnet, und V2 sperrt. Mit $R7$ abgleichbar, öffnet jedoch V5 und schließt über die Diode V14 das Gate V6 kurz (V10 verlischt), ebenso über die Diode V13 das Gate V3. Somit sperrt V3, die Diode V13 verlischt, falls sie zuvor eingeschaltet war, und die Drainspannung von V3 öffnet V4, so daß die Leuchtdiode V3 (»L-Pegel«) aufleuchtet. Weil die Drainspannung von V4 absinkt, entfällt die Gatespannung für V3 auch, wenn (nach Entfernen der Prüfspitze vom L führenden Prüfpunkt) V5 wieder sperrt.

Die Widerstände $R9$, $R10$ und $R11$ sind erforderlich, um trotz der unterschiedlichen Ansteuerbedingungen des FF (Einfluß des Inverters V1) ein exaktes Umschaltverhalten und ein genaues Zusammenfallen der Ansprechgrenzen für V10 mit den Umschaltpunkten des FF zu erreichen. Letzteres realisiert man, indem $R11$ je nach Schaltzustand des FF (V3 oder V4 geöffnet) entweder über die Leuchtdiode V8 und $R9$ parallel zu $R13$ liegt und dessen wirksamen Wert verringert oder im anderen Schaltzustand mit $R13$ einen Spannungsteiler bildet und die Gatespannung für V6 verringert. Ein Abgleich von $R12$ ist im allgemeinen nicht erforderlich. Er kann vorgenommen werden, wenn bei der nachfolgend beschriebenen Einstellung von $R5$ und $R7$ nicht alle angegebenen Kriterien zugleich zu erreichen sind. $R5$ und $R7$ benötigt man, da die für die Funktion maßgebende Treshold-Spannung U_T des benutzten MOSFET *U 105 D* zwischen −3...−6 V exemplarabhängig schwanken kann. Für extrem kleinen Aufbau sind $R5$ und $R7$ nach Abgleich durch entsprechende Festwiderstände zu ersetzen, da späterer Nachgleich nur bei MOSFET-Wechsel

notwendig wäre. Zum Abgleich wird U_e mit einer kontinuierlich regelbaren Spannung verbunden. Bei $U_e = 0$ muß V8 leuchten, V9 und V10 sind erloschen. U_e ist auf -9 V zu erhöhen und $R7$ langsam so zu verstellen, daß der FF umschaltet (V8 aus, V9 ein). Danach wird mit $U_e = -2$ V $R5$ so eingestellt, daß der FF gerade umschaltet (V8 ein). Bei langsamem Wechsel von U_e zwischen 0 und $-12...-15$ V müssen V8 und V9 stets dann umschalten, wenn bei sinkender Spannung exakt -2 V und mit ansteigender Spannung exakt -9 V erreicht werden. Der Abgleich von $R5$ und $R7$ ist wechselseitig einige Male zu wiederholen, bis beide Schaltpunkte stimmen. V10 muß dabei im Bereich zwischen $-1{,}8...-1{,}9$ V und $-9{,}1...-9{,}2$ V leuchten. Ergeben sich hiervon wesentliche Abweichungen, so kann man $R12$ bedarfsweise ändern. Bei diesem Tester ist ein korrekter logischer Pegel nur vorhanden, wenn V10 erloschen ist. Bei offenen Gattereingängen am Prüfling (unterbrochene Verbindungen) leuchtet V10, weil U_e über $R2$, $R3$ im verbotenen Bereich gehalten wird. Führt der angetastete Prüfpunkt eine Impulsfrequenz, so schaltet der FF des Testers in deren Takt um. Bei Frequenzen oberhalb etwa 30 Hz scheinen V8 und V9 zugleich aufzuleuchten, dies kennzeichnet eine vorhandene Impulsfrequenz. V8 und V9 ermöglichen im Bereich des Impulstastverhältnisses zwischen etwa 1:20 bis 20:1, das Tastverhältnis noch sicher zu unterscheiden und grob abzuschätzen. Der Tester ist mit der genannten Einschränkung auch für den Nachweis dynamischer Vorgänge (etwa des Schwingzustands von Impulsgeneratoren) einsetzbar und genügt den Anforderungen des Amateurs.

3.2.4. Zähldekaden und Frequenzteiler

Im folgenden werden Zähldekaden und Frequenzteiler mit den hierfür am häufigsten eingesetzten IS-Typen *U 103 D*, *U 108 D*, *U 112 D* sowie der speziellen Zähler-IS *U 120 D* bis *U 122 D* beschrieben. Gelegentlich kann der Amateur aber auch andere IS-Typen, für die er sonst keine Verwendung hat *(U 311 D)* oder die er sehr preiswert erhält *(U 106 D)*, für Zähl- und Speicher-Schaltungen verwenden. Man findet Schaltbeispiele hierfür ausführlich in [47], dort sind Zähldekaden mit *U 311 D* (Prinzip eines Ringzählers mit 2 IS *U 311 D* je Dekade und Dezimalausgang, womit besondere Decoderschaltungen für Glimmzifferanzeigeröhren entfallen!) beschrieben. Sie arbeiten bis etwa 500 kHz; der für die *U 311 D* notwendige spezielle Zweitakt läßt sich recht einfach und interessant mit einem MOSFET *SYM 51* erzeugen. Eine eingehende Beschreibung für einen 1-MHz-Zähler (1 IS *U 311 D* und 1 *U 103 D* je Dekade) mit Binärausgang, dem z. B. unmittelbar die nachfolgend in Abschnitt 3.2.4.4. beschriebene Anzeigeschaltung nachgesetzt werden kann, enthält [47]. Entsprechende Anzeigeschaltungen sind in [47] ebenfalls zu finden.

In [48] werden Zähl- und Speicherdekaden (z. B. als Ergebniszwischenspeicher geeignet) vorgestellt, die nur mit *U 106 D* bestückt sind. Außer den dort genannten eignen sich auch Decoder und Anzeigen wie die nachfolgend in Abschnitt 3.2.4.4. beschriebenen.

3.2.4.1. Beispiele mit der IS U 103 D

Die IS *U 103 D* wurde mit Anschlußbelegung und Funktionstabelle in Bild 1.13 bereits gezeigt. Der dazu in Bild 1.10 vorhandene vereinfachte Übersichtschaltplan enthält nicht den bei dieser IS vorhandenen zusätzlichen Takteingang cp. Das Prinzip dieses getakteten RS-FF wird beim Betrachten von Bild 3.21 und Bild 3.23 verständlich. Benötigt man den Takteingang cp nicht, ist er auf H-Pegel (Masse) zu legen. Die *U 103* ist dann wie ein normaler RS-FF verwendbar. Wie in Bild 1.13

angegeben, setzt L-Pegel an R Ausgang A nach H, und L-Pegel an S setzt A nach L. Die Funktion dieser Setz- und Rücksetzeingänge ist unabhängig vom Takteingang cp und diesem, falls er benutzt wird, übergeordnet. Mit diesen Eingängen (Stift 2 und Stift 4 der IS nach Bild 1.13) ist z. B. bei Zählschaltungen ein Rücksetzen (Nullstellen) aller Stufen unabhängig vom cp-Zähltakt möglich.

Außerdem verfügt die *U 103* über 2 Vorbereitungseingänge $\bar{r}$ und $\bar{s}$ (Stift 10 und 6), die zusammen mit dem Takteingang cp eine Funktion ähnlich Bild 2.23 ergeben. Die angelegten Signale werden erst mit der HL-Flanke des Taktes cp zu den Ausgängen a, $\bar{a}$ übernommen. Die Voreinstelleingänge weichen von den bisher behandelten Grundschaltungen ab. Sie sind in negierter Form anzulegen. Die Funktionstabelle in Bild 1.13 bringt dies zum Ausdruck. Sie zeigt das Verhalten der *U 103*, wenn man die Voreinstelleingänge und den Takteingang benutzt. Dabei ist die mit a^n bezeichnete Spalte der Zustand des Ausgangs a vor Eintreffen des Taktimpulses. Bevor dieser eintrifft, werden die Voreinstelleingänge $\bar{r}$, $\bar{s}$ mit der entsprechenden Signalkonstellation gemäß einer Zeile dieser Tabelle belegt. Der Taktimpuls bewirkt mit seiner HL-Flanke dann die Reaktion des Ausgangs, die in Spalte a^{n+1} als Zustand nach dem Taktimpuls angegeben ist. Wie aus der Tabelle zu ersehen und z. B. auch gemäß Bild 3.23 zu erwarten, bleibt der Ausgangspegel unverändert ($a^n = a^{n+1}$), wenn beide Vorbereitungseingänge L-Pegel haben. Bei Vergleich mit Bild 3.23 die Negation der Vorbereitungseingänge beachten! Nicht benutzte Eingänge cp, r oder s sind beim *U 103* an Masse (H) zu legen, nicht benutzte Eingänge $\bar{r}$ und $\bar{s}$ demzufolge an −13 V (L). Das Verhalten dieses FF wird mit diesen Angaben vollständig gekennzeichnet.

Der FF *U 103* ist als Frequenzteiler verwendbar. Dazu wird sein Ausgang a mit $\bar{s}$ und Ausgang $\bar{a}$ mit $\bar{r}$ verbunden. Wie die Funktionstabelle ausweist, schaltet dann jeder Taktimpuls cp den Ausgang in die andere Lage, weil die Signalzuordnung an den Vorbereitungseingängen vertauscht ist. Bild 3.38 zeigt dies an 4 Stufen. Das Ausgangssignal $\bar{a}$ (oder auch a) wird als Takt für die folgende Stufe benutzt. Die Setzeingänge s1...s4 und r1...r4 liegen an Masse und sind somit funktionslos. Ein am Eingang mit der Frequenz f_e angelegter Taktimpuls schaltet nun mit jeder H L-Flanke den FF1 um. Am Ausgang $\overline{a1}$ wird daher mit jeder zweiten Taktflanke ebenfalls ein HL-Übergang stattfinden, diesen verwendet man als Takt für FF2. Hinter FF2 ist also die Eingangsfrequenz um den Faktor 4 untersetzt vorhanden, hinter FF4 schließlich um den Faktor 16. Mit dem 16. Eingangsimpuls bei f_e sind alle FF wieder in der Ausgangsstellung. Die Schaltung ist in dieser Form als binärer Frequenzteiler verwendbar, ebenso als Zählschaltung (0...15). Der cp-Eingang im

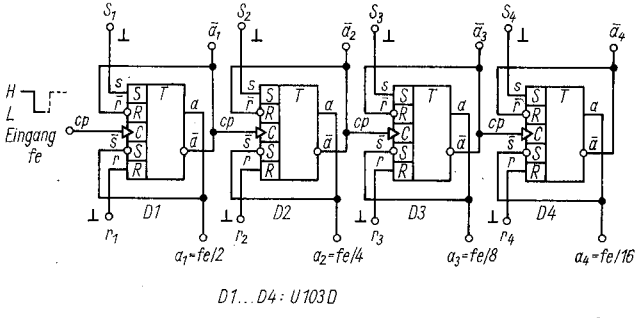


Bild 3.38
Frequenzteilerschaltung mit *U 103 D*

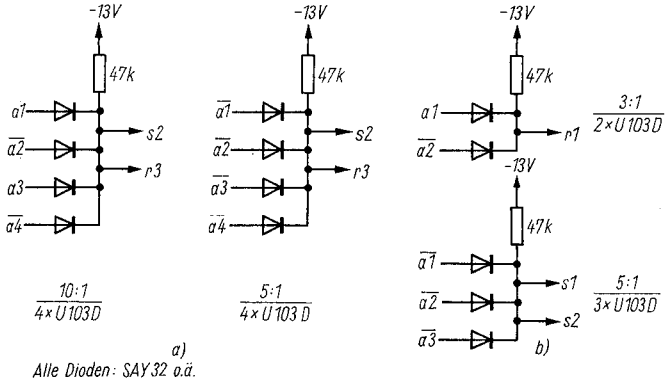


Bild 3.39 AND-Diodennetzwerke als Rückführungen für den Frequenzteiler nach Bild 3.38 zum Erzielen anderer Teilerverhältnisse. a — für eine Teilerkette mit 4 FF, b — für eine Teilerkette mit 3 FF

U 103 ist nicht, wie bisher vereinfachend angenommen wurde, exakt nach Bild 3.23 geschaltet. Es liegt eine innere taktflankengesteuerte Funktion vor, wie sie vergleichsweise etwa der Funktionsweise bei Bild 3.22 entspricht. Die an den Vorbereitungseingängen $\bar{r}$, $\bar{s}$ anliegende Information wird nur während der Zeit des HL-Übergangs von cp in den FF übernommen, die nach beendetem HL-Übergang (während L an cp) anliegende Eingangsinformation hat keinen Einfluß mehr. Da die in den FF übernommenen Informationen etwas verzögert an den Ausgängen erscheinen und damit auch der Signalwechsel an den Vorbereitungseingängen erst nach Abklingen der HL-Flanke des cp wirksam wird, beeinflußt er das weitere Geschehen während dieses Taktes nicht mehr. Der Informationswechsel ist daher erst beim nächsten Taktimpuls wirksam. Im Hinblick auf die Flankensteuerung des Takteingangs schreibt der Hersteller deshalb auch gewisse Mindestwerte für die Flankensteilheit des Taktes vor ($t_{HL} = 20\,\mu s$). Bei schlecht geformten Signalflanken kippt der *U 103* unter Umständen nicht. Steuert man mit einem Trigger vor dem Eingang des ersten FF an, so ist die genannte Bedingung für diesen und alle weiteren cp-Eingänge erfüllt. Häufig werden Teiler mit von dem nach Bild 3.38 realisierbaren Teilerverhältnis 2^n:1 (mit n = Zahl der FF) abweichenden Teilerverhältnissen gefordert. Der dekadische Zähler (0...9) muß dann z. B. bereits mit dem 10. Taktimpuls am Eingang wieder den Ausgangszustand erreichen. Man realisiert dies durch zusätzliche Rückführungen. Die Zähler werden über die in Bild 3.38 bisher nicht benutzten Setz- und Rücksetzeingänge r und s, unabhängig vom Taktimpuls, angesteuert. Der Amateur wird den *U 103* im allgemeinen nur für Frequenzteiler einsetzen. Die Rückführungen für von 2^n:1 abweichende Teilerverhältnisse lassen sich bei Teilern am einfachsten mit AND-Netzwerken realisieren. Billiger als AND-Gatter ist der Einsatz von Dioden. Bild 3.39 zeigt einige Beispiele dafür. Die Diodenanoden werden mit den entsprechend bezeichneten Ausgängen der FF in Bild 3.38 verbunden, die gemeinsame Katodenleitung mit den angegebenen r- und s-Anschlüssen der FF (die übrigen bleiben an Masse!). Die Ausgänge sind so zugeordnet, daß dann, wenn auf den Anfangszustand rückgesetzt werden soll, alle an den Diodenanoden liegenden Ausgangssignale L-Pegel haben. In allen vorangehenden Zuständen hat mindestens

ein Ausgang H-Pegel und hält daher über die zugeordnete Diode r und s auf H. Erst wenn alle Anoden an L liegen, gehen s bzw. r nach L und setzen damit sofort die angeschlossenen FF in die Ausgangslage zurück. Für das Teilverhältnis 10:1 (dekadischer Zähler und Teiler) sind 4 *U 103* erforderlich, für 3:1 genügen selbstverständlich 2 *U 103*. Einzelheiten zum Entwurf derartiger Rückführungen sind in [16] enthalten.

3.2.4.2. Beispiele mit der IS U 108 D

Die IS *U 108 D* wird für den Amateur meist vorteilhafter verwendbar sein. Da sie 2 FF in einer IS enthält, ist der Baustein- und Verdrahtungsaufwand geringer. Die Vorbereitungseingänge (Bild 3.40) J und K sind hier 2fach vorhanden, beide J-Eingänge und beide K-Eingänge sind intern miteinander AND-verknüpft. Nicht benutzte J- oder K-Eingänge sind stets an L-Pegel (−13 V) zu legen! Die nicht benutzten statisch wirksamen Setzeingänge R und S liegen stets an H-Pegel (Masse). Über sie kann der FF unabhängig vom Taktsignal in eine gewünschte Ausgangslage durch Anlegen eines L-Signals gebracht werden. Die Eingänge R und S sind dominant (allen anderen übergeordnet). Bei L-Pegel an einem von ihnen sind somit J, K und cp wirkungslos. Die innere Funktion dieses FF (der funktionell den logischen Paralleltyp zum *D 172* der TTL-Technik darstellt) ist etwas komplizierter als bei den bisher beschriebenen. Es handelt sich um einen JK-Master-Slave-FF. Die J- und K-Eingänge wirken auf den

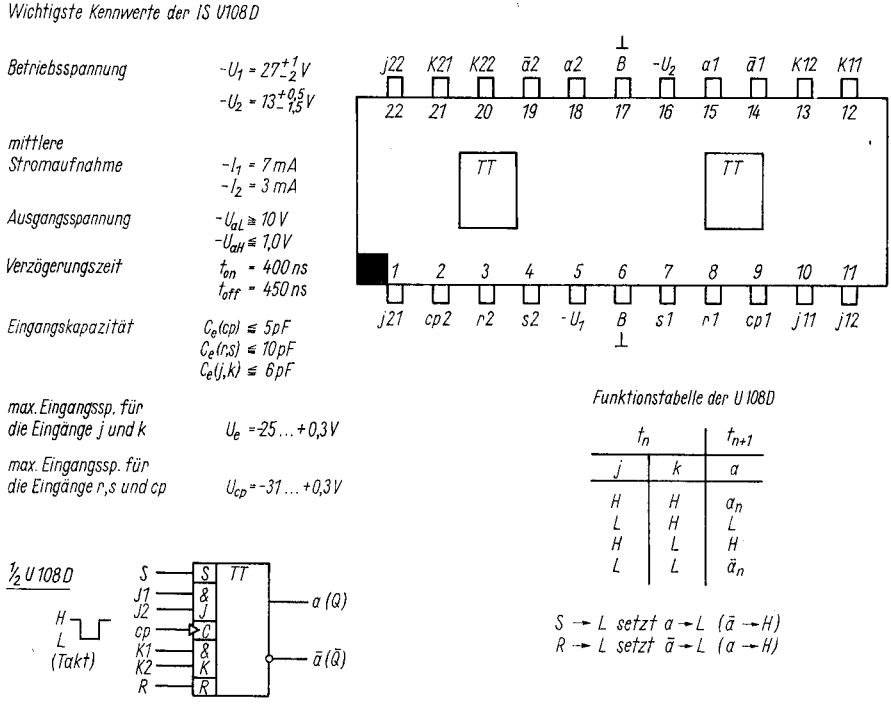


Bild 3.40 Daten, Schaltsymbol und Anschlußlage sowie Funktionstabelle des 2fach-JK-Master-Slave-FF *U 108 D*

ersten von 2 einander folgenden inneren FF (den »Meister«, engl. master), wobei der Master das an J und K anliegende Signal mit der HL-Flanke des Taktes übernimmt und zwischenspeichert. Der Ausgang schaltet dabei noch nicht. Erst mit der nachfolgenden LH-Rückflanke des Taktes wird die im Master gespeicherte Information in den zweiten FF (den »Knecht, Sklave«, engl. slave) übernommen, dessen Ausgänge A, $\overline{A}$ herausgeführt sind. Ein Master-Slave-FF stellt keine besonderen Anforderungen an die Mindestflankensteilheit des Taktimpulses. Die Setzeingänge R, S beeinflussen unabhängig von cp sowohl den Master- als auch den Slave-Teil. Die Funktionstabelle in Bild 3.40 gibt an, welchen Zustand der Ausgang A nach Ablauf eines Taktes zum Zeitpunkt t_{n+1} einnimmt, wenn vor Taktbeginn zum Zeitpunkt t_n die in der entsprechenden Tabellenzeile angegebene J-K-Signalkombination anlag. Sind J = K = H, so ändert der FF seinen Zustand nicht, behält also die vorangegangene Lage bei. Ist J = L, so schaltet der FF-Ausgang A mit dem folgenden Takt nach L und bleibt in dieser Lage auch während der weiteren Takte, sofern sich die J-K-Kombination nicht zwischenzeitlich ändert. Ebenso gilt das sinngemäß mit A = H für den K-Eingang. Interessant ist die letzte Zeile der Funktionstabelle: Liegt an beiden Eingängen J = K = L, so nimmt der FF nach Taktablauf am Ausgang A den Zustand $\overline{A}$ ein (und demzufolge am Ausgang $\overline{A}$ den Zustand A), d. h., er schaltet um, und zwar mit jedem Takt erneut! Liegen alle J- und K-Eingänge auf L-Pegel, so ist dieser FF daher ohne zusätzliche äußere Rückführungen vom Ausgang auf den Eingang, wie sie beim *U 103* noch nötig waren, unmittelbar als binärer Teiler zu verwenden. Da man Ausgang A (oder $\overline{A}$) des einen mit cp des anderen FF eines *U 108* unmittelbar verbinden kann, ist daher mit einem Mindestmaß an äußerer Beschaltung bereits mit einer IS das Teilerverhältnis 4:1 erreichbar. Mit dieser IS lassen sich demzufolge Teiler und Zähler recht einfach realisieren, wobei vom Verhältnis 2^n:1 abweichende Teilverhältnisse auch hier durch entsprechende Rückführungen zwischen den FF realisierbar sind. Sie können je nach benutztem Verfahren und Zweck dann mit den Voreinstelleingängen J und K besonders günstig realisiert werden. Rückführungen sind auch möglich, indem man die direkten Setzeingänge R, S benutzt. Für R und S ist zu beachten, daß für sie der Zustand R = S = L nicht zulässig ist, da er zum Zustand A = $\overline{A}$ = L mit anschließendem Zurückschalten in eine nicht vorher bestimmbare Lage führt.

Bei der Betriebsweise von Teilern und Zählern mit JK-FF muß man zwischen synchronem und asynchronem Betrieb unterscheiden. (Einzelheiten sind in [23], [24] und ausführlich in [67] zu finden.) Die asynchrone Betriebsweise ergibt meistens die einfachere Verdrahtung. Bei ihr wird der Ausgangsimpuls eines FF als Takt für den folgenden benutzt, d. h., alle FF schalten (zeitlich um ihre interne Verzögerungszeit versetzt) nacheinander. Die in Bild 3.38 dargestellte Betriebsweise war ein Beispiel dafür. Sie ist ähnlich auch beim *U 108* möglich, hat aber den Nachteil, daß sich beim Einsatz als Zähler erst dann der Endzustand (der »richtige« Zählerstand) einstellt, wenn nacheinander alle FF umgeschaltet haben. Es kommt zwischenzeitlich zu kurzen »Falschsignalen« an den Ausgängen, was stören kann, wenn diese gemeinsam weiterverarbeitet werden sollen. Für den Amateur ist das jedoch meist ohne Bedeutung, ebenso spielt es bei Frequenzteilerschaltungen keine Rolle. Bild 3.41 zeigt zunächst die Schaltung für verschiedene Teilerverhältnisse im asynchronen Betrieb. Die Teilfaktoren 2:1, 4:1 und 8:1 bedürfen natürlich keinerlei Rückführung. Für die übrigen Verhältnisse bis 10:1 sind sie in Bild 3.41 angegeben. Die jeweils in die Rückführung einbezogenen Setzeingänge S liegen normal über 30 kΩ auf H-Pegel (Masse). Sobald beim ge-

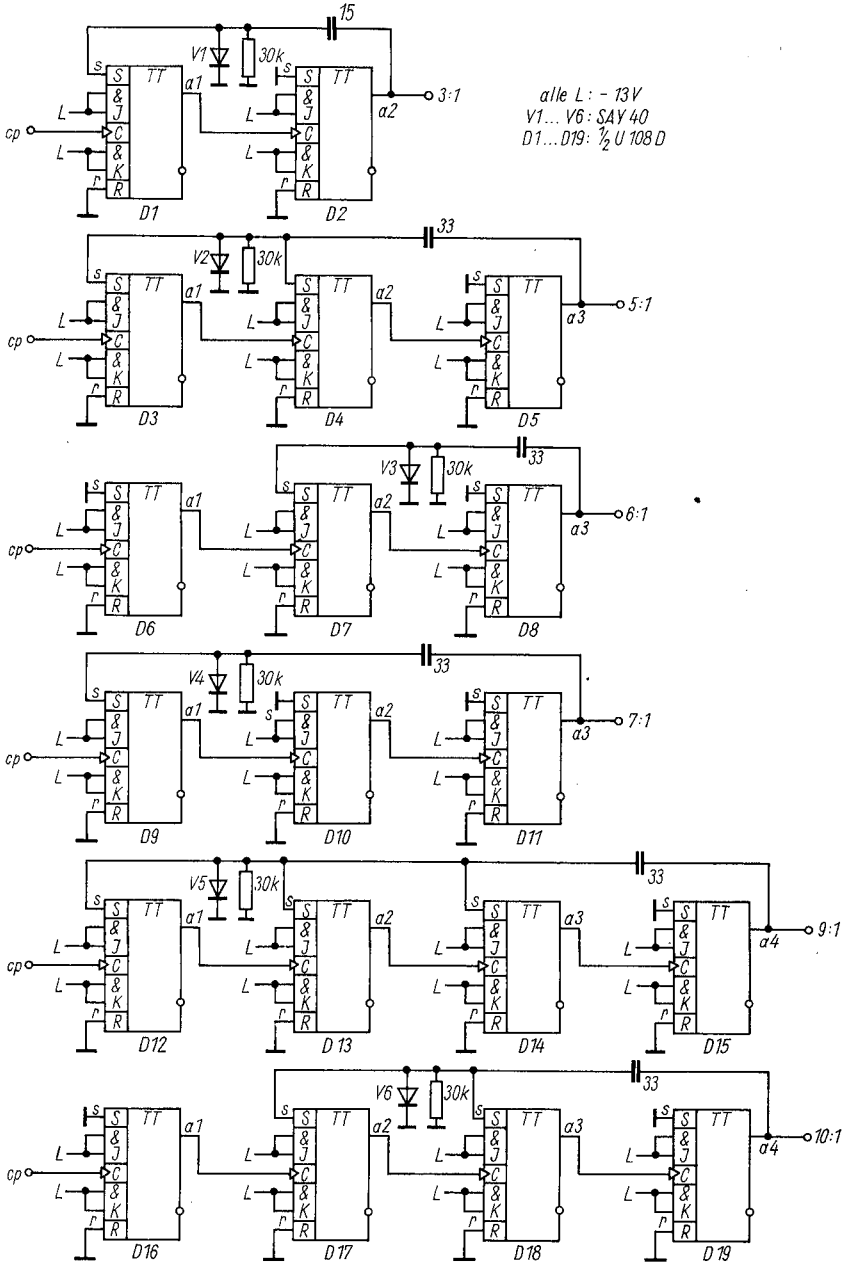
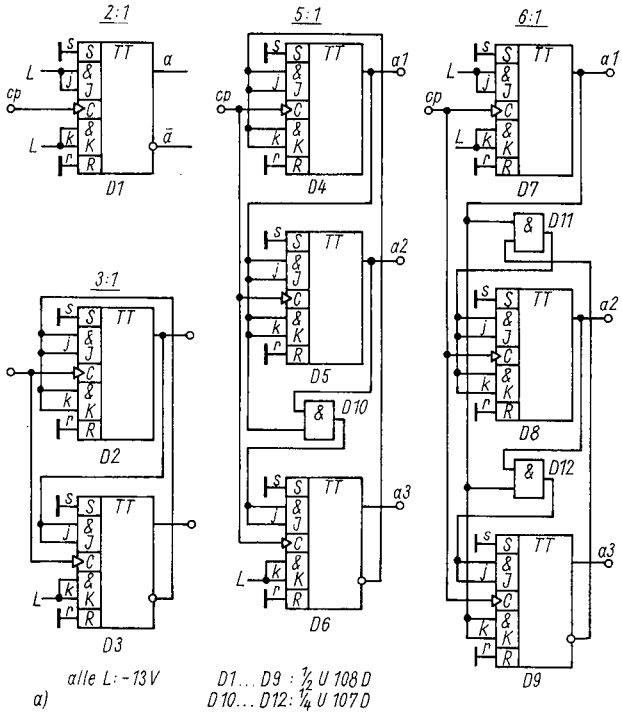


Bild 3.41 Asynchrone Frequenzteiler für verschiedene Teilerverhältnisse mit *U 108 D*

wünschten Teilerverhältnis der Ausgang L-Pegel annimmt, wird hieraus ein kurzer, über 33 pF differenzierter Setzimpuls abgeleitet, der die FF so voreinstellt, daß er die notwendige Zahl Zählschritte (bei 0 beginnend) überspringt. Da je *U 108* 2 FF enthalten sind, werden maximal 2 IS benötigt. Aus den gezeigten Grundschaltungen kann der Amateur einen Frequenzteiler mit umschaltbarem Teilerverhältnis entwickeln, indem er die S-Eingänge der benötigten FF zwischen Masse und der Rücksetzleitung (Anschluß 30 kΩ, Diode) umschaltbar auslegt. Selbstverständlich sind auch andere Teilerverhältnisse bis maximal 16:1 (mit 2 *U 108*) nach diesem Prinzip möglich. Alle gezeigten Schaltungen kann man bis mindestens 450 kHz einsetzen. Asynchron arbeitende Schaltungen sind stets »langsamer« als synchrone Teiler!

Für höhere Frequenzen und allgemein für Zählstufen, deren Ergebnis weiterverarbeitet werden soll (Anzeigeorgane usw.), sind synchrone Teiler günstiger, obwohl sie höheren Aufwand an Verdrahtung und u. U. zusätzliche Grundgatter erfordern. Bild 3.42 zeigt Beispiele für synchrone Frequenzteiler. Sie zeichnen sich dadurch aus, daß das Eingangssignal cp allen FF parallel gleichzeitig zugeführt wird, womit alle FF auch zugleich umschalten. Welcher FF jeweils schalten soll und welcher nicht, bestimmt dabei die Verknüpfung der J-K-Eingänge mit den Ausgangssignalen der einzelnen Stufen. Bei synchronen Teilern und Zählern werden demzufolge die Eingänge R



Teiler	fg in MHz	Funktionstafel Q_A Q_B Q_C	Zählschritt
		a1 a2	
3:1	2,2	H H	0
		L H	1
		H L	2
		a1 a2 a3	
		H H H	0
		L H H	1
5:1	1,9	H L H	2
		L L H	3
		H H L	4
		a1 a2 a3	
		H H H	0
		L H H	1
6:1	1,6	H L H	2
		L L H	3
		H H L	4
		L H L	5

Bild 3.42 Synchrone Frequenzteiler für verschiedene Teilerverhältnisse mit *U 108 D*. a – häufig benötigte Teilerfaktoren, b – Funktionstabelle

und S nicht benutzt (bzw. bei Zählern nur zum Nullstellen verwendet).

Bild 3.42a gibt einige häufig benötigte Teilerschaltungen an, weitere sind in [23] und [67] zu finden. An den FF in Bild 3.42a sind jeweils beide vorhandenen J- bzw. K-Eingänge parallelzuschalten. Man kann jedoch auch auf die für die Teilfaktoren 5:1 und 6:1 angegebenen zusätzlichen AND-Gatter *(U 107)* verzichten, indem die jeweils 2 diesen Gattern zugeführten Eingänge direkt an die (2fach vorhandenen) J- und K-Eingänge der FF, an denen die Gatterausgänge enden, angeschlossen werden. Die nicht benötigten R- und S-Eingänge liegen an Masse. Wenn es für nachfolgende Decodierschaltungen erforderlich ist, kann man den FF außer den A-Ausgängen jeweils das dazu negierte Signal $\overline{A}$ gleichzeitig entnehmen. Die maximal zu verarbeitende Eingangsfrequenz liegt, wie die Funktionstabelle angibt, zwischen 1,6...2,2 MHz und damit erheblich höher als bei asynchronen Zählern. Die Signalkombinationen der Ausgänge in Bild 3.42 entsprechen im übrigen dem für eine genormte binäre Zahlendarstellung und spätere Decodierung (z. B. für dezimale Ziffernanzeigen) üblichen »BCD-Code«. Die in Abschnitt 3.2.4.4. beschriebene Decodier- und Anzeigeschaltung kann also den Ausgängen dieser Teiler unmittelbar nachgeschaltet werden, womit diese Teiler als Zähler mit dezimaler Ziffernanzeige verwendbar sind. Die vollständige BCD-Code-Tabelle wird später bei den entsprechenden TTL-Zählschaltungen erläutert. Beim Vergleich beider ist dann entsprechend den unterschiedlichen Logikarten lediglich der H-Pegel bei MOS-Logik als L-Pegel bei TTL-Logiktabellen zu lesen und umgekehrt. Für Zählschaltungen sind für die Ausgänge ferner die Bezeichnungen Q statt A und $\overline{Q}$ statt $\overline{A}$ üblich. Die Tabelle in Bild 3.42b gibt somit die Signalkombination an den nicht negierten Ausgängen der einzelnen FF für den jeweiligen Zählschritt im BCD-Code an.

Bild 3.43 zeigt eine dekadische Zählschaltung, die zusammen mit der in Abschnitt 3.2.4.4. beschriebenen Decodier- und Anzeigeschaltung als vollständige Zähldekade verwendbar ist, wobei diodenentkoppelte AND-Rückführungen ähnlich Bild 3.39 benutzt werden, die auf die Voreinstelleingänge wirken. Dem Eingang führt man den Zähltakt zu. Am Ausgang $\overline{A}$ bzw. $\overline{Q}_D$ des Flip-Flop D4 ist die Übertragleitung für eine nachfolgende, ebenso aufgebaute Zähldekade abzunehmen. Diese am Übertragausgang folgende Zähldekade zählt daher die Zehnerstellen usw. Durch Umschalten der allen FF gemeinsamen Rücksetzleitung R nach L-Pegel kann für alle FF der Ausgangszustand (entsprechend Ziffer »0«) hergestellt werden. Der angedeutete Schalter ist allen vorhandenen Zähldekaden gemeinsam als »Nullstelltaste« zugeordnet.

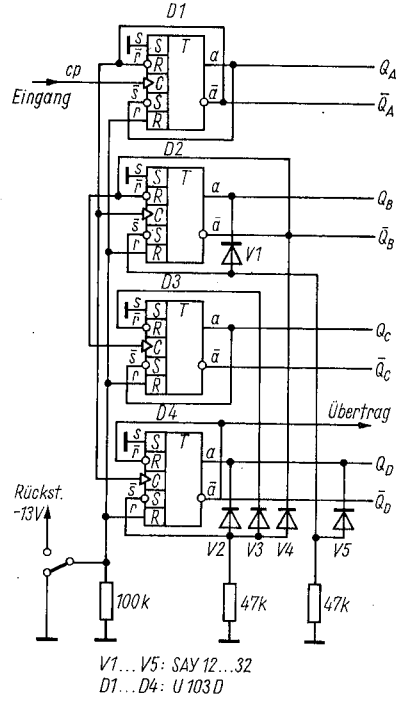


Bild 3.43
Zähldekade mit 4 *U 103 D*

Für eine Zähldekade sind 4 *U 103 D* und die Decodier- und Anzeigeschaltung (Bild 3.50) erforderlich. Die Rückführung zur Verkürzung des Zählumfangs in Bild 3.44 von 16 auf 10 wird mit den Dioden V1, V2 über den Vorbereitungseingang des Flip-Flop D4 und bei D2 durch direkte Rückführung auf den J-Eingang realisiert. Alle sonstigen Details entsprechen Bild 3.43. Die Schaltung nach Bild 3.44 ist selbstverständlich auch als 10:1-Frequenzteiler verwendbar, sie wurde deshalb bei Bild 3.42 nicht gesondert dargestellt. Es handelt sich bei Bild 3.44 jedoch nicht um einen synchronen Teiler.

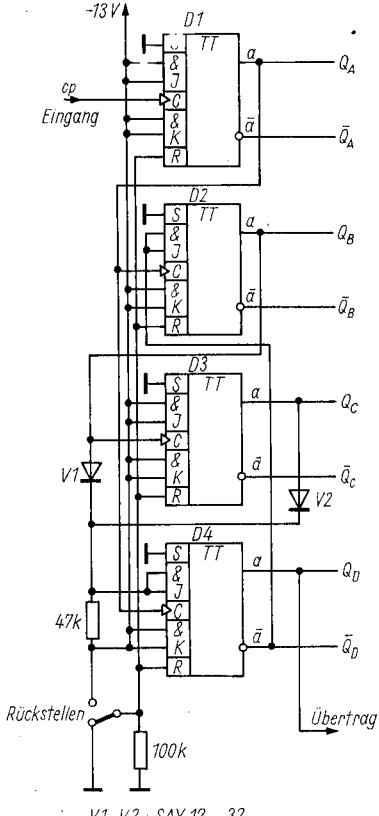


Bild 3.44
Zähldekade mit 2 *U 108 D*

3.2.4.3. Beispiele mit der IS U 112 D

Für Frequenzteilerstufen mit hohem Teilerverhältnis, wie sie insbesondere z. B. bei elektronischen Musikinstrumenten, bei Normalfrequenzgeneratoren und quarzgesteuerten Digitaluhren erforderlich sind, müssen sehr viele FF hintereinander geschaltet werden. Es liegt deshalb nahe, in einer IS möglichst viele FF zu integrieren und intern als Teiler zu schalten. Speziell für derartige Zwecke wurde die IS *U 112 D* geschaffen (Bild 3.45). Die Eingangsfrequenz darf bis 125 kHz betragen, diese IS ist daher sehr gut geeignet, z. B. die Standardquarzfrequenz 100 kHz zu verarbeiten. Eine nähere Beschreibung, ausführliche Daten und Hinweise zur Verwendung dieser IS sind in [25] zu finden. Bild 3.45 zeigt, daß die IS insgesamt 7 FF enthält, von denen 3 frei verfügbar, die übrigen zu je 2 in Serie geschaltet sind. Zugunsten geringer Anschlußstiftzahl und einfacher Verdrahtung wurde bei diesen FF alles »fortgelassen« (nicht anschlußmäßig herausgeführt), was für den vorgesehenen Verwendungszweck (Frequenzteiler) entbehrlich ist. Diese IS hat daher je FF nur einen Aus-

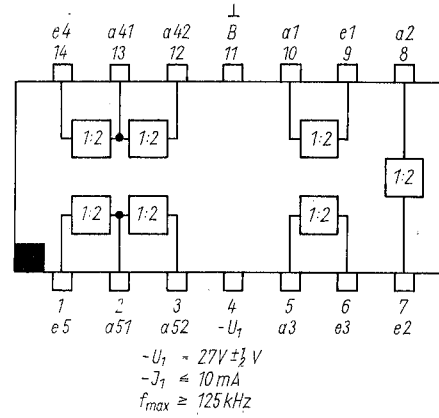


Bild 3.45
Anschlußlage und Daten der IS *U 112 D*. Hier und in den Bildern 3.46 bis 3.49 sind die IS-internen FF vereinfacht dargestellt

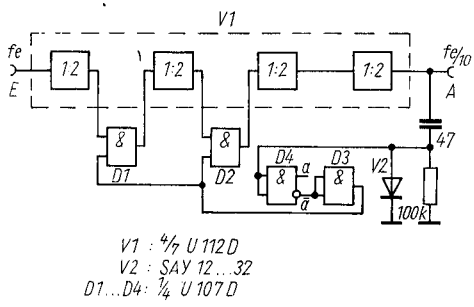


Bild 3.46
Frequenzteiler 10:1 mit *U112D*

gang (jedoch nicht den dazu negierten Ausgang) sowie den Takteingang. Auf Setz-, Rückstell- und Vorbereitungseingänge wurde ebenfalls verzichtet. Die integrierten FF verhalten sich ähnlich wie ein JK-FF mit offenen Eingängen. Der FF schaltet also mit jedem Taktimpuls am Eingang um. Aus- und Eingänge entsprechen einander, so daß man die einzelnen FF einer solchen IS in beliebiger Reihenfolge (soweit nicht bei je 2 FF intern vorgegeben) hintereinanderschalten kann. Da es sich um HL-taktflankengesteuerte FF handelt, muß aber auch darauf geachtet werden, daß der erste FF einer solchen Teilerkette mit ausreichend flankensteilen Impulsen angesteuert wird. Insoweit gilt das für den *U103* Erläuterte. Durch direktes Verbinden der Ein- und Ausgänge ist es möglich, die FF dieser IS sämtlich in Serie zu legen. Es läßt sich also mit einer IS ein maximaler Teilfaktor von $2^7{:}1 = 128{:}1$ erreichen, wobei die Teilerausgänge gleichzeitig parallel die 2:1, 4:1 usw. geteilten Frequenzen abgeben können. Da keine Setz- oder Vorbereitungseingänge vorhanden sind, muß man für Teilfaktoren, die von $2^n{:}1$ (mit $n = 1...7$) abweichen, mit einem »Kunstgriff« arbeiten. Die nachfolgenden Bilder zeigen entsprechende Beispiele für die vom Amateur am häufigsten benötigten Teilverhältnisse. Bild 3.46 zeigt einen 10:1-Teiler, der mit einer aus dem Ausgangsimpuls abgeleiteten und differenzierten HL-Flanke rückgestellt wird (47 pF, 100 kΩ). Anschließend ist eine Negation (Gatter D4) erforderlich, das entsprechende NAND-Gatter ist in der IS *U107D* vorhanden, die auch die übrigen AND-Gatter D1...D3 enthält (Bild 1.16). D3 bewirkt eine Impulsformung (Flankenversteilerung). D1 und D2 ergeben die für das Teilverhältnis 10:1 nötige Voreinstellung der Takteingänge für den zweiten und dritten Flip-Flop. Wie erkennbar, bleiben in diesem Fall in der *U112D* noch 3 FF unbenutzt, sie können in einer weiteren Teilerdekade verwendet werden. Besonders von Interesse ist für den Amateur die Möglichkeit, mit einer *U112D* im Verhältnis 100:1 zu teilen. Bild 3.47 zeigt die Schaltung dafür. Da jetzt ein AND-Gatter mehr benötigt wird, verwendet man bei der erforderlichen IS *U107D* den AND-Ausgang des vierten Gatters. Die auch hier erforderliche vorangehende Negation ist, um Schaltkreisaufwand zu sparen, günstig

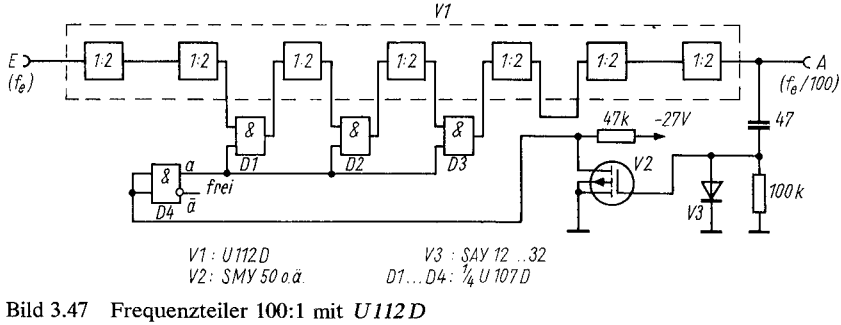


Bild 3.47 Frequenzteiler 100:1 mit *U112D*

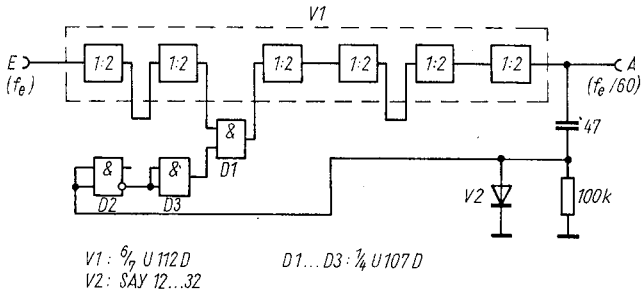


Bild 3.48
Frequenzteiler 60:1 mit *U112D*

mit einem MOSFET *SMY50* (V2) realisierbar. Folgen mehrere derartige Teiler hintereinander, kann man die erforderlichen Transistoren ebenfalls zusammenfassen (*SMY51* für 2 Negationen, *U105D* für maximal 6 Negationen). Bild 3.48 zeigt einen Teiler 60:1. Für die Negation wird wieder 1 NAND, für die anschließende Impulsformung und die Takt-Torschaltung 2 AND der *U107* benutzt. Baut man 2 derartige Teiler auf, ist es möglich, dafür je 2 AND-Gatter dieser *U107* zu verwenden und die noch fehlenden Negationen ähnlich wie in Bild 3.47 mit einem *SMY51* auszuführen. Das gilt auch für den 6:1-Teiler nach Bild 3.49. Wenn er 2fach benötigt wird, lassen sich bei ihm sogar 2 IS einsparen. Nach Bild 3.49 benötigt man nur 3 der in der *U112D* vorhandenen 7 FF je Teiler, für die AND-Gatter beider Teiler wieder 1 *U107* und für die beiden Negationen 1 *SMY51*, insgesamt also nur 3 aktive Bauelemente. Übrigens ist es für den Amateur vertretbar, die in Bild 3.46 bis

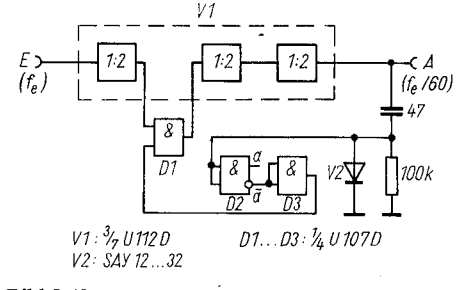


Bild 3.49
Frequenzteiler 6:1 mit *U112D*

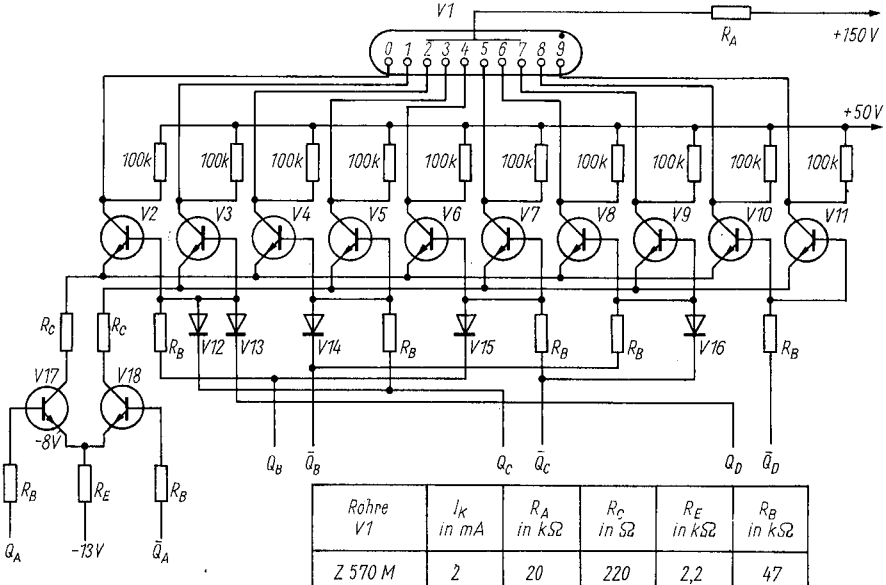
Bild 3.49 angegebenen Dioden auch noch wegzulassen, wenn für die Negation ein MOSFET (*SMY*-Typen oder *U105*) benutzt und der Differenzierkondensator nicht größer als 47 pF gewählt wird. Die Größe dieses Kondensators steht nur mit der Impulsflankensteilheit des FF-Ausgangs, nicht aber mit der Ausgangsfrequenz in Zusammenhang, er ist deshalb auch bei sehr niedrigen Ausgangsfrequenzen (Sekunden- oder Minutenbereich) nicht größer zu bemessen! Weitere Hinweise auch zu Teilern mit anderen Teilfaktoren mit der *U112D* enthalten [25], [58], [67].

3.2.4.4. Decodier- und Anzeigeschaltung mit Glimmziffernanzeigeröhren für MOS-Zählkekaden

Bei Zähldekaden der vorstehend beschriebenen Art liegt die darzustellende Ziffer in »codierter« Form als Kombination der Ausgangssignale der einzelnen Teiler-FF vor. In Bild 3.42c ist das für die Ziffern 0...5 angegeben. Für dekadische Zähler sind 4 FF erforderlich und somit 4 Ausgangssignale vorhanden, deren Kombination dem erreichten Zählschritt und der darzustellenden Ziffer entspricht. Diese Zuordnung (es sind auch andere, für den Amateur uninteressante Code realisierbar) wird als »BCD«-Code, gelegentlich auch als 1-2-4-8-Code bezeichnet, ist für die meisten Gerätesysteme genormt und auch für TTL-Technik gültig.

Um das Zähler-Ausgangssignal vom BCD-Code in die dezimale Darstellungsweise umzusetzen, ist meist ein erheblicher Schaltungsaufwand an logischen Verknüpfungen zu treiben. Er hängt außerdem von dem zu benutzenden Anzeigesystem ab. Im Zusammenhang mit MOS-Zählern kommen für den Amateur vorzugsweise Glimmziffernröhren in Betracht, da die MOS-Geräte wegen des hohen Betriebsspannungsbedarfs meist ohnehin aus Netzteilen versorgt werden, denen man die Glimmröhrenbetriebsspannung mit entnehmen kann. Deshalb wird im folgenden eine auf geringsten Materialaufwand hin ausgelegte Decodier- und Anzeigeschaltung für den Betrieb von Glimmziffernanzeigeröhren beschrieben. Weitere Hinweise zu andersartigen Ansteuerschaltungen und Anzeigeorganen für MOS-Technik sind [28] zu entnehmen.

Die Funktion von Glimmziffernröhren wird als bekannt vorausgesetzt und ist in [1] beschrieben. Die hohen, für Glimmröhren notwendigen Spannungen können mit MOS-IS nicht direkt geschaltet werden, so daß zunächst einmal prinzipiell je darzustellender Ziffer 1 Transistor mit ausreichender Sperrspannung erforderlich ist. Bild 3.50 zeigt die Schaltung einer solchen Decodier- und Anzeigeeinheit. Jeder Transistor schaltet eine der Ziffernkatoden. Um Mitglimmen nichteingeschalteter Ziffern zu vermeiden und die Transistoren sperrspannungsmäßig zu entlasten, liegen alle Kollektoren über je 100 kΩ an einer Hilfsspannung von +50 V, die nicht besonders stabilisiert sein muß. Als Ziffernanzeigeröhren lassen sich alle handelsüblichen Typen verwenden. Für die verbreitetsten Typen sind in Bild 3.50 die röhrentypabhängigen Widerstände und



Rohre V1	I_K in mA	R_A in kΩ	R_C in Ω	R_E in kΩ	R_B in kΩ
Z 570 M	2	20	220	2,2	47
Z 566 M	4,5	9,1	82	0,82	47
Z 568 M	5,5	7,5	68	0,68	33
Z 590 M	1,5	27	270	2,7	100

Bild 3.50 Decodier- und Anzeigeeinheit mit Glimmziffernanzeigeröhre für MOS-Zähldekaden nach Bild 3.42 bis Bild 3.44 und Bild 3.51

die nach Röhrentyp zu wählenden Werte für sie mit angegeben. Anodenwiderstand R_A gilt für 150 V Anodenspannung (Mindestwert). Für höhere Spannungen muß R_A entsprechend höher gewählt werden. Die für die jeweilige Glimmziffernröhre gültigen Katodenstromwerte wurden zum Umrechnen mit angegeben. R_B, R_C und R_E werden auch dann laut Tabelle beibehalten. Es ist möglich, die Hilfsspannung + 50 V aus der Anodenbetriebsspannung (+ 150 V oder höher) durch einen einfachen Spannungsteiler abzuleiten, dessen Querstrom dann aber wenigstens etwa 2...3 mA betragen sollte. Er kann allen vorhandenen Ziffernröhren und Anzeigestufen gemeinsam sein.

Für die Decodierung des BCD-Signals ist es erforderlich, die FF-Ausgänge so zu verknüpfen, daß stets nur ein Katodenschalttransistor öffnet. Man spart in derartigen Decodierschaltungen erheblichen Aufwand insbesondere an Dioden, wenn neben den Zählerausgangssignalen $Q_A...Q_D$ gleichzeitig auch die negierten Signale $\overline{Q_A}...\overline{Q_D}$ verfügbar sind. Die mit den FF *U 103* oder *U 108* nach Bild 3.42 bis Bild 3.44 aufgebauten Zählschaltungen bieten die Möglichkeit, gleichzeitig die negierten Ausgangssignale abzunehmen. Das erfordert bei dekadischen Zählern 8 Leitungen von der Zähldekade zur Anzeigeeinheit. Für den Amateur ist das im allgemeinen tragbar, da alle Einheiten einander dicht benachbart sind. Die in Bild 3.50 angewendete Decodierschaltung ist dadurch relativ einfach, daß die Transistoren *SS 200* gleichzeitig an Basis und Emitter gesteuert werden. Die Emitter steuert man dabei über zusätzliche Transistoren, deren Emitterwiderstand R_E so bemessen ist, daß an ihren Emittern −8 V zustande kommen. An allen Transistoren stellen sich basisseitig Pegelverhältnisse ein, die direkte Ansteuerung von MOS-Ausgängen erlauben. R_E, über den der Glimmröhrenkatodenstrom zur MOS-Betriebsspannung −13 V abfließt, ist daher bei abweichender Dimensionierung auf die angegebene Emitterspannung zu bemessen. Die Eingänge $Q_A...Q_D$ und $\overline{Q_A}...\overline{Q_D}$ der Schaltung sind mit den entsprechenden Zählerausgängen zu verbinden. Wenn nicht alle 10 Ziffern angezeigt werden müssen, läßt man die unbenutzten Ziffernkatoden frei. Die an ihnen liegenden Bauelemente (Transistoren, Dioden, Widerstände) entfallen dann, ebenso die zugehörigen Eingänge Q_C und Q_D, wenn sie als Zählerausgänge nicht vorhanden sind. Diese Decodier- und Anzeigeschaltung ist selbstverständlich nur im Zusammenhang mit MOS-Zählschaltungen der beschriebenen Art verwendbar. Mehrstellige Anzeigen erfordern, wie die Schaltungen zeigen, also immerhin noch einen erheblichen Bauelementeaufwand. Ein 6stelliger Impulszähler wäre mit z. B. 6 Dekaden nach Bild 3.44 und 6 Anzeigeschaltungen nach Bild 3.50 zu realisieren; Aufwand also immerhin 12 IS *U 108* (oder gemäß Bild 3.43 24 IS *U 103*) sowie 72 Transistoren und 42 Dioden. Eine nennenswerte Vereinfachung ist nur mit speziellen hochintegrierten MOS-IS möglich, wenn man dafür die im nächsten Abschnitt erwähnten IS verwendet. Ihr Preis ist entsprechend relativ hoch, jedoch bieten sie außer erheblich vereinfachter Verdrahtung eine ganze Zahl von (für Amateurzwecke z. T. allerdings nicht ausnutzbaren) Vorteilen. Einzelne Decoder-IS existieren in der MOS-Typenreihe übrigens im Gegensatz zur TTL-Technik nicht! Bei Zähler- und Anzeigeeinheiten nach Bild 3.44 und Bild 3.50 kann der Amateur oft die sehr preisgünstig erhältliche verbilligte Bastelware verwenden. Er sollte dann montagemäßig die Zähldekade und zugehörige Decodierschaltung auf einer Lochrasterplatte zusammenfassen und als eine Baueinheit herstellen. Eine solche komplette Zähl- und Anzeigedekade hat dann neben den Betriebsspannungszuführungen (Masse, −13 V, −27 V) nur den Zähleingang, den Übertragsausgang (zum Zähleingang der Folgedekade), den allen Dekaden gemeinsa-

men Nullstelleingang sowie die 10 Katodenzuleitungen zur zugehörigen, getrennt montierbaren Ziffernanzeigeröhre. Deren R_A sowie zweckmäßig auch die Hilfswiderstände 100 kΩ an den Katoden nach +50 V (Bild 3.50) bringt man günstig am Röhrensockel direkt unter, so daß die Leitungen +150 V und +50 V nur zu den Röhren zu führen sind.

3.2.4.5. Zähl- und Speicher-IS U 120 D bis U 122 D

Um den Aufwand für Zähldekaden der vorstehend beschriebenen Art entscheidend zu senken, wurden hochintegrierte IS geschaffen, die jeweils 4 interne Zähl- bzw. Speicherplätze enthalten. Sie sind für verschiedene Zählumfänge sowohl als Vorwärts- wie als Rückwärtszähler verwendbar, enthalten Zwischenspeicher, Decoder mit verschiedenen Ausgängen und eine ganze Anzahl von Hilfsfunktionen. Eine sehr eingehende Beschreibung aller 3 Typen *U 120 D, U 121 D, U 122 D* ist in [26] zu finden. Zahlreiche Anwendungsbeispiele für verschiedene Aufgabenstellungen und unterschiedliche Anzeigeorgane (auch in 7-Segment-Technik) gibt [28].

Die *U 120 D* ist ein dekadischer Zähler (Zählbereich 0...9). Vorhanden sind in der IS ein Zähl-, ein Speicher- und Decodierteil. Der Zählteil hat Eingänge für den Zähltakt cp, für die Zählrichtungsumschaltung und zum Sperren des Zählers sowie Einschreibeingänge zum Voreinstellen des Zählers auf eine gewünschte Stellung, ferner den Rückstell- (Nullstell-) eingang und den Übertragsausgang. Den Zählerstand im BCD-Code übernimmt der in der IS enthaltene Speicherteil entweder direkt oder auf äußeren Befehl. Es ist auch möglich, die Ausgänge zu sperren. Die Ausgänge sind für dezimale Anzeige geeignet. Der Paralleltyp *U 121 D* ist ebenso aufgebaut, hat jedoch Ausgänge, die zur Ansteuerung von 7-Segment-Ziffernanzeigesystemen bestimmt sind. Sie gestatten zusätzlich die Entnahme der BCD-codierten Signale des Zählerstands. Der Zählbereich des *U 122 D* reicht von 0...15, seine Ausgänge geben die Zählerstandsignale im BCD-Code und die dazu negierten Signale ab, alle weiteren Funktionen entsprechen den bereits genannten.

Die Aufteilung in einen Zählerteil und einen zusätzlichen Speicher hat den Vorteil, daß z. B. an den Ausgängen bei Bedarf ständig über den letzten gespeicherten Zählerstand verfügt werden kann, wenn der Speicher vom Zähler abgetrennt wird, auch wenn im Zähler währenddessen andere Vorgänge (Richtungsumschaltung, Nullsetzen, vorübergehendes Auftreten nicht interessierender Zwischenzählergebnisse usw.) ablaufen. Alle IS sind im gleichen 28poligen DIL-Plastgehäuse untergebracht. Die Zähler lassen sich bis 500 kHz Zähleingangsfrequenz verwenden. Die in [26] und [28] vom Hersteller dazu gegebenen Erläuterungen zeigen auch Schaltbeispiele für die vollständige äußere Beschaltungsweise für verschiedenste Aufgabenstellungen und Anzeigebauelemente. Diese IS-Typen sind insbesondere für hochwertige digitale Zähl- und Meßgeräte aller Art bestimmt. Ihr Einsatz setzt auch beim Amateur ein Mindestmaß an theoretischen und praktischen Kenntnissen in Funktion und Aufbau umfangreicherer Logikschaltungen voraus und ist daher vorzugsweise dem fortgeschrittenen Amateur zu empfehlen.

Mit der inzwischen international erfolgten Weiterentwicklung der CMOS-Technik, in deren umfangreichem Typensortiment mehrere ähnlich vielseitig ausgestattete Zählerschaltkreise vorhanden sind, werden die IS *U 120...U 122* – die dem Amateur außerdem bisher im Bauelementehandel nur sehr selten zur Verfügung standen – ihre Bedeutung ebenso wie die gesamte Hochvolt-MOS-Technik (*U 10*-Typenreihe) in absehbarer Zeit verlieren. Erwähnenswert ist in diesem Zusammenhang, daß es die CMOS-Technik

gestattet, mehrere derartige Zähldekaden einschließlich Zwischenspeichern und Decodern auf einem Chip zu integrieren. International sind bereits CMOS-Zählerschaltkreise im Angebot, die 3 bis 4 Zähldekaden nebst Speichern und Decodern – letztere zum Teil Konstantstromquellen für den Betrieb von 7-Segment-LED-Ziffernanzeigen enthaltend, womit die große Zahl äußerer LED-Vorwiderstände entfällt! – in einem IS-Gehäuse vereinen. Der äußere Verdrahtungs- und Bauelementeaufwand wird dadurch stark gesenkt. Diese weitere Steigerung des Integrationsgrads gegenüber den Typen *U 120...U 122* – die jeweils nur eine Zähldekade enthalten – ist unter anderem wegen der bei CMOS-IS entscheidend geringeren Speisestromaufnahme und der dadurch erheblich reduzierten Verlustleistung im IS-Chip (die ja als Verlustwärme nach außen abgeführt werden muß!) möglich. Darüber hinaus kommen die geringeren möglichen Betriebsspannungen bei derartigen CMOS-IS auch dem sinnvollen Einsatz neuerer Anzeigebauelemente (Flüssigkristall-Anzeigedisplays; LCD-Anzeigen) sehr entgegen, deren Anwendung zusammen mit Hochvolt-MOS-IS ökonomisch nicht sinnvoll wäre.

3.2.5. Konzeption für eine einfache digitale Quarzuhr mit MOS-IS und Glimmziffernanzeigeröhren

Der Aufwand für eine »Quarzuhr« wird vom Amateur oft unterschätzt. Ebenso bestehen meist falsche Vorstellungen von der mit Amateurmitteln bei sinnvollem Aufwand erreichbaren Genauigkeit einer solchen Uhr. (Zur Genauigkeit s. a. Abschnitt 4.8.1. und in [66]). Als Zeitnormal verwendet man einen quarzstabilisierten Oszillator. Dessen Frequenz wird vom Amateur schon aus Gründen der Materialbeschaffung stets entweder mit 100 kHz (für MOS-Schaltungen) oder mit 1 MHz (für TTL-Schaltungen) gewählt. Es ist somit zunächst eine Frequenzteilung im Verhältnis von mindestens 10^5:1 notwendig (5 dekadische Teiler), um den als Zeittakt benötigten 1-Sekunden-Impuls zu erhalten. Mit einem »normalen«, wenigstens 4stelligen dekadischen Zähler wird der Sekunden- oder der daraus durch weitere Teilung erhaltene Minutenimpuls gezählt und die Zählerstände zur Anzeige gebracht. Im Prinzip treten also alle die Baugruppen kombiniert auf, die in Abschnitt 3.2.4. besprochen wurden, ihre erforderliche Zahl bedingt den hohen Gesamtaufwand. Es gibt schaltungstechnische Möglichkeiten, um durch speziell gewählte Teilerverhältnisse einige Einzel-FF im Quarzfrequenzteiler einzusparen oder diesen Aufwand weiter zu reduzieren, indem man spezielle, für Uhrenbetrieb gefertigte Quarze (16,384 kHz oder 32,768 kHz) verwendet, bei denen mit relativ wenigen 2:1-Teilerstufen ohne Rückführungen auszukommen ist. Die erzielten Einsparungen sind jedoch gering und die entsprechenden speziellen Quarzfrequenzen für den Amateur kaum erhältlich. Der Hauptaufwand wird durch die Zähl- und Anzeigestufen verursacht. Es ist deshalb zunächst einmal eine Kostenfrage, ob der Amateur sich mit 4stelliger Anzeige (Stunden und Minuten) begnügt oder die Uhr auf 6stellige Sekundenanzeige erweitern will. Die folgende Konzeption, mit minimalem Aufwand und ohne besondere Komforteinrichtungen, ist für den Amateur ein sinnvoller Kompromiß zwischen Aufwand und Nutzen. Bild 3.51 zeigt die Konzeption für eine Quarzuhr mit 4stelliger Anzeige, die mit einem Minimum an Bauelementen und Verdrahtung auskommt. Mögliche weitere Vereinfachungen mit den Zählbausteintypen *U 120...U 122* wurden bewußt nicht berücksichtigt, zumal sie kaum einen kostenmäßigen Vorteil bringen würden. Man benötigt bei Bild 3.51 immerhin insgesamt 17 IS und 37 Transistoren, davon 2 MOSFET. Der Aufwand für die Speisestromversorgung ist hierin noch nicht enthalten.

Der Netzteil hat die für die MOS-IS benötigten Spannungen sowie die Betriebsspannung für die 4 vorhandenen Glimmziffernanzeigeröhren bereitzustellen und weist ansonsten keine Besonderheiten auf (MOS-Speiseschaltungen siehe Abschnitt 2.4.2.). Hingewiesen sei jedoch auf eine bei allen Quarzuhren zu bedenkende Schwierigkeit: Bei vorübergehendem Netzausfall (schon bei kürzesten Netzspannungsrückgängen) entstehen Zählfehler, die einen völlig falschen Zählerstand ergeben können. Soweit dabei sinnwidrige Zeitangaben (etwa »59.63« o. ä.) auftreten, wird das bemerkt, nicht aber, wenn es sich um Gangfehler im Minutenbereich handelt. Deshalb müssen Quarzuhren entweder mit einer Notbatterie »gepuffert« werden, was für eine MOS-Uhr geringen Aufwands kaum gerechtfertigt ist, oder man nimmt Gangfehler bei Netzausfall in Kauf und sorgt dafür, daß der Fehler in diesem Fall deutlich angezeigt wird oder besser die Uhr ganz abschaltet. Bei einer Notbatterie wäre außerdem neben einer vollelektronisch schnell arbeitenden Umschaltautomatik ein Transverter für die Glimmröhrenbetriebsspannung erforderlich.

Auf eine in die MOS-Logikschaltung einbezogene Netzausfallmeldung wurde bei Bild 3.51 verzichtet. Für die Ausfallmeldung ist die Netzteilschaltung (Speisespannung $-U_1$ und $-U_2$ der MOS-IS) mit sehr groß bemessenen Lade- und Siebkondensatoren zu versehen, so daß zumindest etwa 0,4...0,5 s Netzausfall durch deren Speichervermögen überbrückt werden. Dies ist bei dem relativ geringen Strombedarf der MOS-IS noch gut erreichbar. Zusätzlich ist ein einfaches mechanisches Relais vorzusehen, das

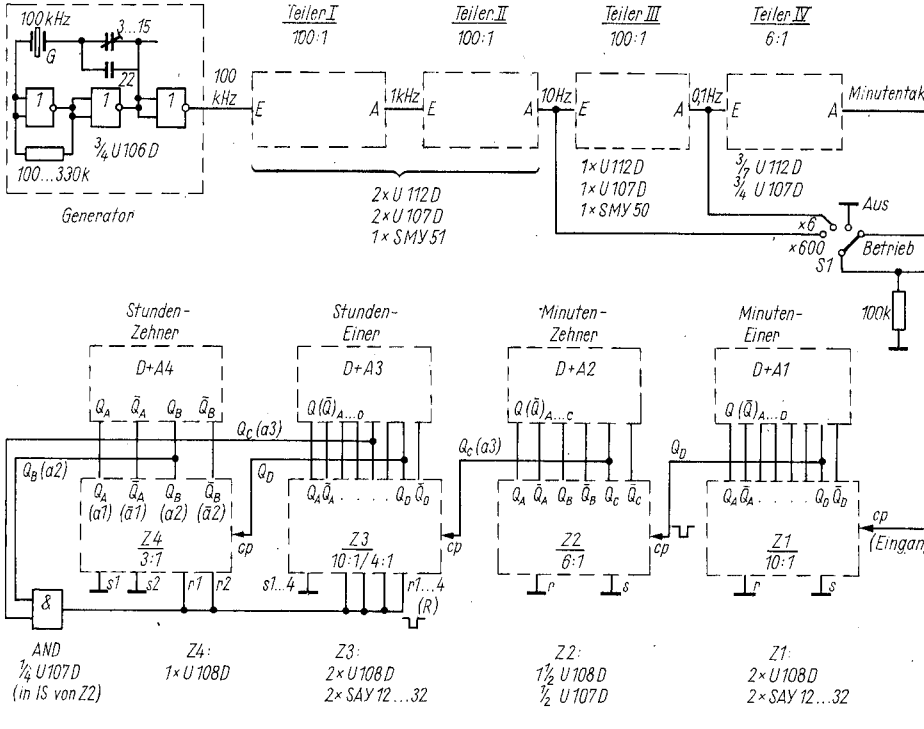


Bild 3.51 Gesamtschaltung für eine einfache digitale Quarzuhr

nicht von dieser Spannung, sondern über eigenen Gleichrichter direkt vom Netztransformator und mit möglichst geringem Parallelkondensator betrieben wird und demzufolge bei Netzausfall möglichst schnell abfällt (Kleinstrelais verwenden und ggf. mit Vorwiderstand so betreiben, daß es bei Nennspannung nur eben noch mit ausreichender Sicherheit angezogen bleibt). Das Relais schaltet man so, daß es sich über einen eigenen Arbeitskontakt selbst hält. Bei Abfall schaltet es über einen zweiten Kontakt entweder die Glimmröhrenbetriebsspannung ab oder eine Signallampe zusätzlich ein (auf Abschalten der MOS-IS und insbesondere des Oszillators sollte man verzichten!) und weist damit auf den durch vorübergehenden Netzausfall entstandenen Gangfehler hin. Das abgefallene Relais muß durch eine Rückstelldrucktaste von Hand wieder eingeschaltet werden. Eventuell kann man das Relais über einen so großen Vorwiderstand betreiben, daß der durch ihn fließende Strom nicht zum Anzug, sondern nur knapp zum Halten des angezogenen Relais ausreicht. Die »Quittungstaste« hat dann nur diesen Vorwiderstand zu überbrücken, das Relais benötigt keinen Selbsthaltekontakt. Andere Lösungen sind zahlreich denkbar und mögen dem Ideenreichtum des einzelnen überlassen bleiben.

Für die Quarzuhr nach Bild 3.51 wurde ein 100-kHz-Quarz in der Generatorschaltung nach Bild 3.20 benutzt. Der mit G in Serie liegende Trimmkondensator ermöglicht die Gangkorrektur der Uhr im Bereich von etwa 2...3 s je Tag. Die Quarzfrequenz 100 kHz wird mit der IS *U 112 D* (die den geringsten Aufwand ergibt) in 3 Stufen je 100:1 untersetzt. Für Teiler I bis Teiler III wird die Schaltung nach Bild 3.47 benutzt. Am Ausgang des Teilers III stehen 0,1 Hz, d. h. ein Zeittakt von 10 s zur Verfügung. Falls man für die Uhr eine fünfte Zähl- und Anzeigeeinheit verwenden will, kann Teiler IV entfallen. In der verwendeten *U 112* bleiben somit noch 4 der vorhandenen 7 FF unbenutzt. Für Teiler IV kann man eventuell eine IS, die nicht mehr voll funktionsfähig ist, einsetzen. Für den eigentlichen Zähler ist die *U 112* leider nicht sinnvoll, weil bei ihr weder ein negiertes Ausgangssignal noch Setz- oder Voreinstelleingänge existieren. Der am Ausgang des Teilers IV vorhandene Minutentakt wird deshalb mit Zähldekaden nach Bild 3.44 und Bild 3.42b verarbeitet. Für Z1...Z4 sind demzufolge die angegebenen Schaltungen mit *U 108* einzusetzen. Wie das Übertragsignal für den Zähleingang der folgenden Stufe jeweils abzunehmen ist, zeigt Bild 3.51. Bei Z3 und Z4 sind außerdem noch die Rücksetzanschlüsse aller darin enthaltenen FF (in Bild 3.44 als Leitung R vorhanden, in Bild 3.42 liegen die R-Anschlüsse der *U 108* für Teileranwendungen direkt an Masse) herauszuführen. Sie ermöglichen das Rückstellen von 23.59 Uhr auf 00.00 Uhr. Zur Anzeige wird 4mal die Schaltung nach Bild 3.50 benutzt, sie ist als Decodier- und Anzeigeeinheit in Bild 3.51 mit D + A gekennzeichnet. Da man bei D + A2 nur die Ziffern 0...5, bei D + A4 nur 0...2 benötigt, vereinfachen sich hierfür die Schaltungen nach Bild 3.50 entsprechend. Nichtbenötigte Glimmkatodenanschlüsse werden freigelassen, die entsprechenden Transistoren, Dioden usw. entfallen, ebenso die Verbindungsleitungen Q_D, $\overline{Q_D}$ bei Z2 und D + A2 bzw. Q_C, Q_D, $\overline{Q_C}$, $\overline{Q_D}$ bei Z4 und D + A4. Wie Bild 3.51 zeigt, ist für den Uhrbetrieb nur eine spezielle Zusatzfunktion erforderlich, die mit einem in der *U 107* des Zählers Z2 noch freien AND-Gatter zu realisieren ist. Sie betrifft das Umschalten des Teilerverhältnisses bei Z3. Wenn der Zähler Z4 die Stellung 0 oder 1 annimmt, so muß Z3 bis 9 zählen. Mit dem 10. Impuls an seinem Eingang schaltet er auf 0 und gibt gleichzeitig an seinem Ausgang Q_D das Taktsignal für die folgende Dekade ab. Sobald in Z4 der Stand »2« erreicht ist, darf Z3 nur noch bis 3 zählen, da auf die Anzeige der Uhrzeit 23.59 Uhr nicht 24.00 Uhr (wonach

mit 24.01 Uhr usw. weitergezählt würde!), sondern 00.00 Uhr folgen muß. Die mit dem zusätzlichen AND realisierte »Erkennungslogik« hat daher die Aufgabe, Z3 und Z4 auf 0 rückzustellen, sobald am Ausgang Z4 »2« erscheint und der Ausgang von Z3 in diesem Fall die »4« einnehmen will, d. h., sobald die Anzeige 24.00 Uhr erreicht wird. Das Kennzeichen dafür ist L-Pegel an Ausgang Q_B des Zählers Z4, siehe auch Funktionstabelle in Bild 3.42c! Bei »4« geht (nach Tabelle Bild 3.42c) Q_C nach L. Kennzeichen für den Stand »24.00 Uhr« ist also das gleichzeitige Auftreten beider L-Signale an den AND-Eingängen. Darauf reagiert der AND-Ausgang mit L-Pegel, der über die R-Leitungen alle beteiligten FF sofort auf 0 rücksetzt, so daß tatsächlich der Zählstand 24.00 sofort übersprungen wird. Der Rückstellimpuls ist entsprechend der Schaltgeschwindigkeit der IS sehr kurz (unter 1 µs!), deshalb müssen die zum AND und von dessen Ausgang zu den R-Anschlüssen der *U 108* führenden Leitungen möglichst kurz und induktivitätsarm ausgeführt sein. Bei ungünstiger Verdrahtung oder stark streuenden IS-Schaltzeiten kommt es vor, daß nicht alle FF der Zähler Z3 und Z4 exakt auf 0 rückgesetzt werden. In diesem Fall hilft eine geringfügige Impulsverzögerung mit einer Ballastkapazität am AND-Ausgang (R-Leitung, Wert erproben, maximal etwa 1 nF gegen Masse). Diese Maßnahme ist zulässig, da die R-Eingänge der *U 108* statisch arbeiten und deshalb die Impulsflanke etwas verflacht sein kann. Eventuell ist es vorteilhafter, die Ballastkapazität statt am Ausgang an einem der beiden AND-Eingänge (nach Versuch entweder Q_B des Z4 oder Q_C des Z3) anzuordnen.

Der Schalter S1 ermöglicht das Stellen der Uhr (wegen der gewählten sehr einfachen Schaltung etwas schwierig). In Stellung »× 600« kann man die Uhr entsprechend schnell bis kurz vor die einzustellende Zeit vorlaufen lassen. In dieser Stellung ist auch das Umschaltverhalten von Z3 und Z4 bei der ersten Inbetriebnahme zu prüfen. Kurz bevor die gewünschte Zeitangabe erreicht wird, »fährt« man die Zeit in Stellung »× 6« genau auf die gewünschte Zeitangabe und bringt dann S1 in »Aus«. Sobald durch Vergleich mit Rundfunkzeitzeichen o. ä. die so eingestellte Zeit tatsächlich erreicht ist, schaltet man S1 auf »Betrieb«. Die nach Umschalten auf »Betrieb« tatsächlich angezeigte Zeit differiert bei derart einfachen Konzeptionen eventuell immerhin um ±1 Minute, weil zum Zeitpunkt des Einschaltens die Stellungen der Frequenzteiler I...IV nicht bekannt sind, d. h., der nach Umschaltung folgende nächste Minutenimpuls kann zufällig sofort oder erst nach maximal 1 Minute eintreffen! Um diesen Mangel zu beheben, wäre es erforderlich, vor dem Einschalten der Uhr sämtliche Frequenzteiler-FF in Nullstellung zu bringen, was aber bei der *U 112 D* wegen der fehlenden Rücksetzeingänge nicht möglich ist. Deshalb hat auch ein Stillsetzen des Oszillators (was mit dessen dritten Gatter gemäß Bild 3.20, dort über Anschluß S, leicht möglich wäre) keinen Zweck. Man müßte also auf die *U 112 D* verzichten und statt dessen z. B. umfangreiche Teilerketten mit der *U 108* aufbauen, was den IS-Aufwand in einem für einfache Digitaluhren unvertretbaren Maß steigert. Die *U 108* in den Teilern I...IV könnten dann über ihre R-Eingänge sämtlich in Stellung »Aus« gebracht werden (zweiter Kontakt an S1 erforderlich), so daß man den Frequenzteiler definiert starten kann und der nächste Zählimpuls exakt 1 Minute nach Start einträfe. Ob ein solcher Mehraufwand lohnt, muß der Amateur selbst entscheiden. Er sollte allerdings auch überlegen, ob bei dem Wunsch nach diesen und anderen Feinheiten nicht gleich eine (flexiblere) Konzeption mit TTL-IS vorzuziehen wäre, die u. U. auch nicht mehr Kosten verursacht, aber größeren Spielraum für Sonderfunktionen bietet. Eine solche TTL-

Quarzuhr ist in Abschnitt 4.8. in mehreren Varianten beschrieben. Soll die Uhr (Bild 3.51) 6stellig (Sekundentakt) ausgeführt werden (möglicher Startfehler dann ±1 s), so sind die Einheiten Z1 mit D + A1 und Z2 mit D + A2 in Bild 3.51 doppelt vorzusehen. In diesem Fall entfällt Teiler IV, und Teiler III wird gemäß Bild 3.46 für 10:1 ausgelegt. Inzwischen ist mit [66] eine sehr ausführliche Beschreibung aller Einzelheiten zum Selbstbau von Digitaluhren in MOS- und TTL-Technik erschienen.

3.2.6. Die Mehrheitslogik »2-aus-3«

3.2.6.1. Prinzip und Zweck

Für Funktionskontroll- oder Störungsmeldeschaltungen, Schutz- und Sicherungsanlagen wie Brandmelder usw. wird eine sehr hohe Zuverlässigkeit gefordert. Diese Thematik der Betriebszuverlässigkeit ist sehr umfangreich. Wie u. a. in [29] begründet, kann auch mit verhältnismäßig störanfälligen Einzelsystemen eine große Gesamtzuverlässigkeit erreicht werden, wenn diese Systeme mehrfach vorgesehen sind (»aktive Redundanz«). Man geht dann davon aus, daß z. B. ein einzelner Brandmelder eventuell versagt oder »irrtümlich« anspricht, sinngemäß gilt das auch für Lichtschranken (Sicherungsschranken an Maschinen usw.) und andere Systeme. Ausfälle haben oft schwere Folgen. Aber auch in »harmloseren« Situationen ist Zuverlässigkeit wichtig. Eine Kraftfahrzeugsicherung, die zu störanfällig und zu empfindlich ist und öfter »irrtümlich« alarmiert, wird deshalb höchstens die Nachbarn verärgern, im Ernstfall aber niemanden mehr zu einer zweckentsprechenden Reaktion veranlassen. Man sieht wichtige Systeme deshalb mehrfach vor (mindestens aber ihre jeweiligen Fühler- oder Aufnehmer- bzw. Wandlerorgane) und betrachtet es als »harmlose«, mit Signal zu meldende Störung, wenn z. B. bei 3 vorhandenen Brandmeldern einer auslöst, 2 jedoch kein Signal geben. Geben alle vorhandenen Systeme oder aber mindestens 2 (also die Mehrzahl) ein Signal ab, so gilt dies als echter Alarmfall, wobei der eventuell nicht alarmierende Melder als gestört ausgewiesen wird. Die erhöhte Gesamtzuverlässigkeit ergibt sich daraus, daß es äußerst unwahrscheinlich ist, daß von 3 parallel arbeitenden Systemen 2 zugleich ausfallen. Ein einzelnes ausgefallenes System ist außerdem u. U. zu ersetzen oder zu reparieren, ohne daß dazu die übrige Anlage außer Betrieb genommen werden muß. Aufgabe der Mehrheitslogik ist es also, z. B. 3 (oder bei erweiterten Systemen 5) gleichartige Eingangssignale zu kontrollieren. Ändert eines davon seinen normalen Zustand, so ist Störung zu melden, ändern 2 ihren Zustand, so ist zusätzlich Alarm abzugeben. Bei 3-aus-5-Systemen, deren Aufwand für den Amateurbereich übertrieben wäre, müssen sinngemäß mindestens 3 Systeme ansprechen, 1 bzw. 2 Systeme signalisieren eine Störung. Der Amateur sollte die folgenden Beispiele sinngemäß auf andersartige Aufgabenstellungen selbst übertragen. Die logische Verknüpfung der 3 Eingangssignale E1, E2, E3 ist mit MOS-IS besonders einfach möglich, da sich im Standardtypenangebot einige hierfür gut geeignete IS-Typen befinden.

3.2.6.2. Die 2-aus-3-Mehrheitslogik mit der IS U 101 D

Für die Mehrheitslogik eignet sich sehr gut die *U 101 D*, deren Daten, Funktionstabelle und inneres Logikschaltbild Bild 1.11 zeigt. Diese IS enthält 2 getrennt verwendbare vollständige Volladdierer. Je Volladdierer sind 3 Eingänge E1...E3 sowie 2 Ausgänge S (Summenausgang) mit Ü (Übertragsausgang) vorhanden. Bild 3.52 zeigt die Anwendung einer *U 101 D* für eine 2-aus-3-Mehrheitslogik. Die Signale beliebiger Herkunft liegen im

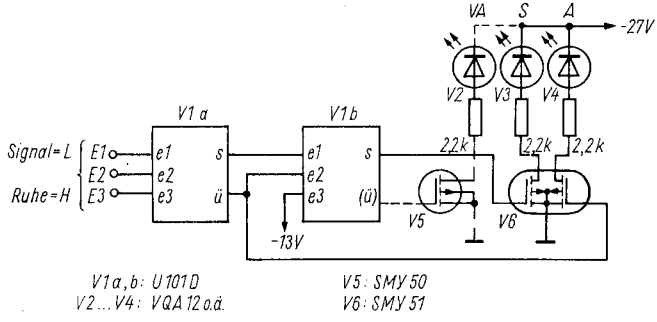


Bild 3.52
Mehrheitslogik »2-aus-3« mit *U 101 D*

Normalzustand bei E1, E2, E3 mit H-Pegel an. Diesen Eingängen können Impulsformer (Trigger) oder Schutzschaltungen (Bild 1.30b), mindestens aber Serienschutzwiderstände von etwa 47...100 kΩ vorgeschaltet sein, falls die Signale für die Eingänge über längere oder störgefährdete Leitungen »angeliefert« werden. Wenn E1 = E2 = E = H, so führen bei der V1a auch S und Ü H-Pegel (Tabelle in Bild 1.11). Am Eingang der V1b liegt die Signalkombination HHL (mit E3 an −13 V) vor, so daß dort S = L ist. Damit ist das linke System des Doppel-MOSFET V6 geöffnet, die Diode V3 (S bedeutet Störmeldung) leuchtet. Statt der im Beispiel gezeigten Leuchtdioden können natürlich auch Relais oder andere Ausgabeorgane angekoppelt sein. Da Ü der IS V1a H-Pegel führt, ist das rechte System des V6 gesperrt und die Alarmmeldeanzeige (V4) erloschen. S zeigt in diesem Fall die ständige Systembereitschaft an (»Check«-Meldung). Da auch die Signallampen selbst ausfallen können, läßt man diejenige Anzeige, die den Zustand »alles in Ordnung« ausweist, leuchten! V2 sei zunächst nicht vorhanden. Für andere Signalzuordnungen läßt sich die Funktion nun durch Vergleich mit der Funktionstabelle in Bild 1.11 leicht erkennen. Wenn eines der 3 Signale E1...E3 nach L-Pegel geht, erlischt zunächst S und registriert somit die Störung. Übrigens ist die umgekehrte Signalzuordnung für S leicht zu erreichen, wenn E3 der IS V1b an Masse (H-Pegel) gelegt wird. Dann ist V3 im Normalfall erloschen und leuchtet bei Störung auf. Der Eingang E3 von IS V1b sollte dann jedoch über etwa 33 kΩ an Masse gelegt und zwischen E3 und −13 V eine Kontrolldrucktaste vorgesehen sein. Durch ihr Betätigen kann am Aufleuchten der Anzeige S die Funktionsbereitschaft jederzeit überprüft werden. Gehen 2 der Eingangssignale E1...E3 nach L, so ist am Ausgang der IS V1a S = H, Ü = L, damit spricht das Alarmsignal A (V4) an. Gleichzeitig meldet (mit E3 der IS V1b an −13 V = L) die Diode V3 durch Erlöschen Störung, was korrekt ist, da das dritte Eingangssignal E3 nicht nach L ging. Gehen alle 3 Signale E1...E3 nach L, was dem normalen Alarmfall entspricht, wenn alle Systeme ordnungsgemäß ansprechen, so reagiert die Alarmmeldung bei A. Jedoch registriert Anzeige S keine Störung, die ja im System auch nicht vorliegt, sondern bleibt unverändert. S spricht also stets dann an, wenn die Eingangssignale nicht übereinstimmen. A reagiert, sobald mindestens 2 der 3 E-Signale L führen. Der bisher nicht benutzte Ü-Ausgang der IS V1b bietet eine weitere Möglichkeit. Wird ihm in der angedeuteten Weise eine weitere Anzeige V2 (VA bedeutet Vollalarm) nachgesetzt, so steht ein zusätzliches Alarmsignal zur Verfügung, das nur anspricht, wenn alle 3 Eingänge E nach L-Pegel gehen.

Ist diese Mehrheitslogik für größere Anlagen mehrmals erforderlich, so sollte

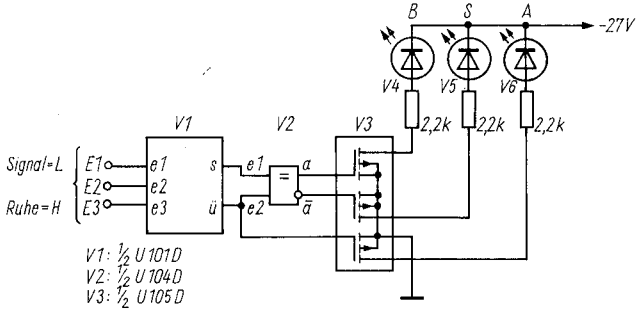


Bild 3.53
Andere Schaltungsmöglichkeit für die Mehrheitslogik

man die funktionell gleichartige Variante nach Bild 3.53 anwenden. Die Funktion für V1 ergibt sich wieder aus der Tabelle Bild 1.11. Daraus ist u. a. sofort zu ersehen, daß am Ausgang von V1 stets dann Signalgleichheit (S = Ü = H oder S = Ü = L) herrscht, wenn entweder Ruhezustand oder Vollalarm vorliegt (erste und letzte Tabellenzeile). Sonst (wenn 1 Signal von den übrigen abweicht) ist stets am Ausgang der IS V1 S ≠ Ü. Der Störungsfall kann also auch durch einen Vergleich beider Signale mit Äquivalenzfunktion erfaßt werden. Das Verhalten dieser IS *U 104 D* geht aus der Funktionstabelle in Bild 1.14 hervor. Bei Signalgleichheit S = Ü bzw. E1 = E2 ist A = L und somit die Bereitschaftsanzeige B (V4) in Bild 3.53 eingeschaltet. Im Störungsfall wird am Ausgang der IS V2 A = H und $\bar{A}$ = L, so daß die Störungsmeldung S (V5) einschaltet. Die Alarmmeldung für A entspricht der Anschlußweise von Bild 3.52. Bei Bild 3.53 leuchtet somit bei Bereitschaft (wenn E1 = E2 = E3 = H) Anzeige V4. Aufleuchten von V5 bedeutet Störung (1 Eingang nach L), von V5 und V6 den gestörten Alarm (2 Eingänge nach L), und bei Vollalarm leuchtet V6, während V4 ebenfalls eingeschaltet bleibt. Den Umstand, daß mit den bei Bild 3.53 benutzten IS diese Anordnung 2fach realisierbar ist, kann man bedarfsweise für zusätzliche Verkopplungen ausnutzen. Bild 3.54 zeigt ein Beispiel dafür. Vorhanden sind jetzt 2 Meldesysteme I und II. Bei E1 des Systems I ist zusätzlich angedeutet, wie sich Störspannungsspitzen auf ankommenden Signalleitungen relativ einfach unterdrücken lassen (Prinzip nach Bild 3.26). Für beide Systeme sind die Funktion mit V1 und den Äquivalenz/Antivalenz-Gattern (D1, D2) sowie die Signalausgabeorgane (V2, entspricht V3 in Bild 3.53) der des Bildes 3.53 gleich. Alarm- und Störmeldeanzeigen sind für beide Systeme doppelt vorhanden, die Bereitschaftsanzeige B ist beiden Systemen gemeinsam. B wird direkt von den Ausgängen der IS V2 angesteuert und kann wegen der AND-Verknüpfung über die Dioden V3, V4 nur leuchten, wenn sowohl V5 als auch V9 erloschen sind. Für nur kurzzeitig auftretende Alarmfälle (jedoch nur solche, bei denen mindestens 2 Eingänge E des Systems nach L-Pegel gehen), etwa wenn es sich um Lichtschrankenunterbrechungen handelt, ist oft eine »Selbsthaltung«, d. h. Fixierung des Alarmzustands erwünscht. Sie erfolgt mit einem aus den Gattern D3, D5 (bzw. bei System II mit D4, D6) gebildeten FF, der über *R*, *C* nach Bedarf ansprechverzögert werden kann (ist sehr schnelles Ansprechen notwendig, entfallen die *C*). Ein Alarmsignal an einem Ü-Ausgang der IS V1, das länger ist als die mit *R*, *C* gebildete Zeitkonstante, bewirkt bleibenden Alarm. Durch Schließen des Blockierschalters B I bzw. B II hebt man ihn auf bzw. macht damit die Selbsthaltung unwirksam. Eine weitere interessante Möglichkeit ist punk-

tiert zwischen den Gattern D5 und D6 angedeutet: Die Verbindungen blockieren die Systeme I und II gegenseitig, d. h., der zuerst eintreffende Alarm blockiert das andere System (wobei Bereitschaftsanzeige V7 und Störungsmeldeanzeige V5, V9 in Funktion bleiben), so daß auch bei zeitlich versetztem Auslösen beider Systeme erkennbar ist, welcher Alarmfall zuerst eintrat. Derartige Kombinationen haben nicht unbedingt nur spielerischen Wert. Nimmt man an, daß für System I und System II je 3 Temperaturfühler als Brandmelder verwendet und so angeordnet werden, daß die Fühler des Systems I in der Nähe eines Endes, die des Systems II in der Nähe des anderen Endes eines Ganges oder Tunnels installiert sind, so ist auch bei einem sich sehr schnell ausbreitenden Brand mit starker Hitze- und Rauchentwicklung sofort zu erkennen, in welcher Richtung er sich ausbreitet bzw. wo er begann, was u. U. großen Einfluß auf einzuleitende Lösch- und Rettungsmaßnahmen hat. Für derartige Systeme ergeben sich auch im Amateurbereich denkbare Anwendungen im Rahmen innerbetrieblicher Neuerervorschläge usw. Da die (nicht einmal sehr aufwendige) Logikschaltung an zentraler, gut überwachbarer Stelle angeordnet werden kann und nur die relativ billigen Temperaturfühler über die Zuleitungen E an stark beanspruchten oder gefährdeten Orten zu installieren sind, ist die Gesamtzuverlässigkeit sehr gut. Wobei man aus Sicherheitsgründen aber auch die Rückleitung bzw. Masse für jeden Eingang getrennt führen muß, wenn die Mehrheitslogik Sinn haben soll! Ein einzelner ausgefallener oder beschädigter Temperaturfühler wird sofort gemeldet. Es ist möglich, ihn ohne Abschalten des Systems auszuwechseln, außerdem besteht auch ohne Auswechseln noch die Sicherungsfunktion. In Bild 3.54 müssen die freien Gattereingänge bei D5 und D6, wenn sie nicht in der punktiert gezeichneten Weise benutzt werden, dem eigenen zweiten Gattereingang parallelgelegt sein.

3.2.6.3. Beispiele für Eingabeorgane

Die gezeigten Mehrheitslogiken benötigen eingangsseitig keine steilen Impulsflan-

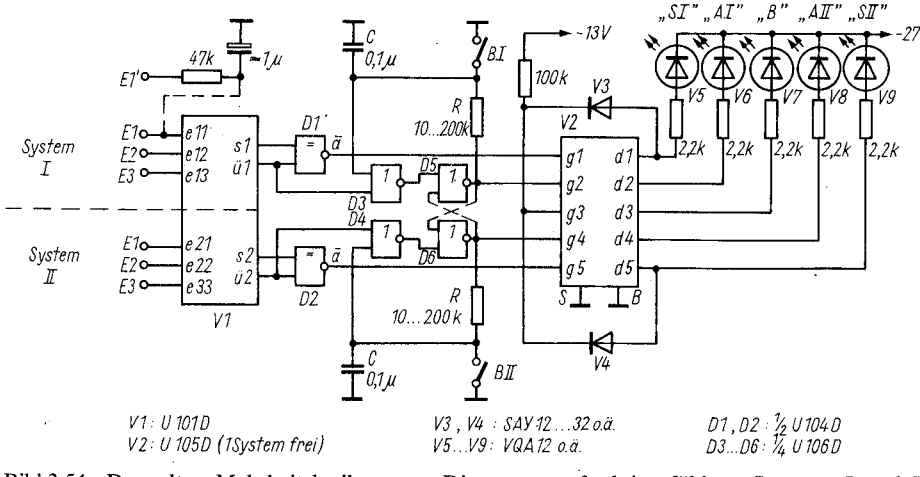


Bild 3.54 Doppeltes Mehrheitslogiksystem. Die getrennt funktionsfähigen Systeme I und II können mit Alarmselbsthaltung versehen und untereinander funktionell verkoppelt werden

ken, d. h., es sind bei E1...E3 auch langsame Signaländerungen zulässig, so daß Trigger o. ä. vorzuschaltende Baugruppen meistens nicht nötig sind. Bild 3.55 zeigt eine mögliche Eingangsbeschaltung als Brandmelder. Wenn bei E1 eine längere Signalzuleitung folgt, muß dem Eingang der Logik vor V1 in Bild 3.54 zu deren Schutz jeweils ein Widerstand von 47...100 kΩ in Serie gelegt werden, in kritischen Fällen ist die Maßnahme nach Bild 1.30b anzuwenden. Als Temperaturfühler eignen sich für derartige Zwecke ausgezeichnet die vom VEB Keramische Werke Hermsdorf gefertigten *PTC*-Kaltleiter. Dies sind Bauelemente mit positivem Temperaturkoeffizienten, der in Nähe eines typischen Temperaturwertes einen steilen Anstieg hat. Bei der »Sprungtemperatur« (sie liegt beim angegebenen Typ z. B. bei etwa 70 °C) wächst der bei Raumtemperatur nur etwa 25...50 Ω betragende Kaltwiderstand des Kaltleiters bereits beim Ansteigen der Temperatur um wenige Grad über die Sprungtemperatur steil um fast 2 Größenordnungen (2...5 kΩ). Dieses Bauelement wird nach Bild 3.55a geschaltet. $R1$ ist nach gewähltem *PTC*-Typ und Ansprechtemperatur so festzulegen, daß beim Überschreiten der Ansprechtemperaturgrenze über dem Kaltleiter mehr als −9 V (entsprechend L-Pegel) abfallen. $R1$ ist mit innerhalb der Logikschaltung (nicht am

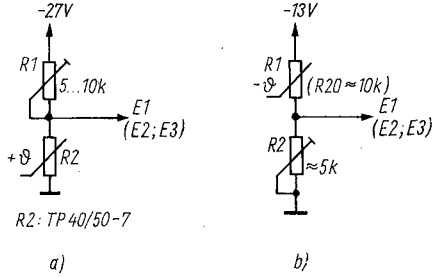


Bild 3.55
Eingabeorgane für die Mehrheitslogik. a – Temperaturfühler mit PTC-Kaltleiter, b – Fühler mit NTC-Heißleiter

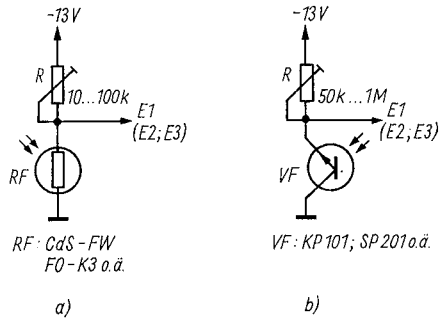


Bild 3.56
Lichtempfänger als Eingabeorgan für die Mehrheitslogik. a – mit Fotowiderständen, b – mit Fototransistoren. Signal erfolgt bei Abdunkelung. Für umgekehrte Funktion sind R und RF bzw. VF zu vertauschen

PTC-Einsatzort!) unterzubringen. Ein Vorteil dieser Anordnung liegt neben deren ausgeprägtem Schwellwertverhalten darin, daß ein Ausfall des *PTC*-Kaltleiters (fast immer wird dies eine Unterbrechung durch Leitungsschaden oder korrodierte Anschlüsse u. ä. sein) sofort zu L-Signal auf der Leitung und damit zur Störungsmeldung führt. Übrigens erlaubt die Mehrheitslogik auch, bei derartigen Systemen durch einzelnes Erwärmen der vorhandenen Temperaturfühler deren Funktion zu überprüfen, ohne daß Alarm ausgelöst wird. Dies ist vor allem dann gelegentlich notwendig, wenn aus Bauelementegründen die Lösung nach Bild 3.55b mit handelsüblichen Heißleitern beliebiger Typen (= 10 kΩ, *NTC*, Thermistoren) verwendet werden muß. Auch in diesem Fall ist $R2$ an den Ort der Logik zu verlegen, dem Fühler ist jetzt statt Masse die Spannung −13 V (für jeden Fühler über eigene Leitung!) zuzuführen. $R2$ wird je nach gewähltem *NTC*-Typ so bemessen, daß er etwa das 0,3-...0,5fache des Nennwiderstands $R20$ des Kaltleiters beträgt bzw. bei normalen Temperaturen maximal etwa −2,5 V an E1 auftreten. $R2$ darf nicht größer als 100 kΩ sein. Diese Variante hat den Nachteil, daß bei unterbrochener

NTC-Zuleitung keine Störung gemeldet wird, wohl aber bei einem (praktisch aber selten vorkommenden) Kurzschluß des *NTC*.

Eingangsschaltungen für optische Überwachung (Lichtschranken, aber auch Brandmelder u. v. a.) zeigt Bild 3.56. Verwendbar sind Fotowiderstände auf *CdS*-Basis (dazu [1] und dortiges Typenverzeichnis) oder Fototransistoren (statt der angegebenen u. ä. Typen ist auch Eigenbau möglich, dazu ebenfalls [1] und [32]). Die Funktion bedarf keiner näheren Erläuterung. *R* richtet sich nach den Daten des verwendeten Lichtempfängers und wird so eingestellt, daß bei Lichteinfall auf das lichtempfindliche Bauelement an der Eingangsleitung maximal −2 V (H-Pegel) vorhanden sind. Bei Lichtausfall muß L-Pegel (−9 V) erreicht werden. Sollen diese Überwachungsorgane auf Lichteinwirkung statt auf Abschattung reagieren, so sind Fotowiderstände bzw. Fototransistoren und *R* gegeneinander zu vertauschen. Eingangstrigger oder Vorverstärker sind nicht erforderlich. Die Schutzschaltung nach Bild 1.30b ist bei längeren Leitungen ratsam.

3.2.7. Lichtschrankenempfänger

Der Einsatz von Lichtschranken für verschiedenste Zwecke gehört zu den beliebtesten Objekten des Amateurs. Entsprechend zahlreich sind Schaltungen dafür mit diskreten Einzelbauelementen und Anwendungsbeispiele dafür (u. a. [1]). Diesem Interesse entsprechend wird ein Lichtschranken-Empfängerteil einfacher und universell verwendbarer Ausführung mit MOS-IS vorgestellt. Auf das optische Gestalten von Lichtschranken (entscheidend für Wirksamkeit und Zuverlässigkeit der ganzen Anordnung, aber vom Amateur oft übersehen) sowie auf die Strahlerseite (im allgemeinen Glühlampe) wird nicht näher eingegangen ([71]). Heute sind auch für den Amateur andere Strahlungsquellen (Infrarot-Lumineszenz-Dioden) interessant [14].

Für die Schaltung des Lichtschrankenempfängers nach Bild 3.57a eignen sich Fotowiderstände auf CdS-Basis (für den Infrarotbereich auch auf *PbS*-Basis) sowie Silizium-Fototransistoren oder (bei entsprechend geringerer Empfindlichkeit) Silizium-Fotodioden. Germaniumhalblei-

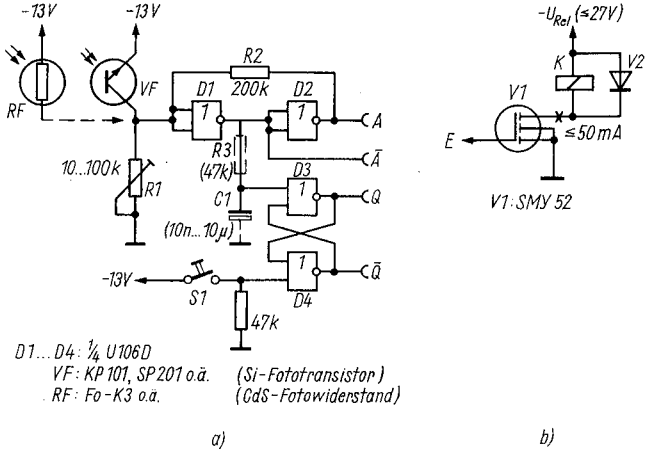


Bild 3.57 a – Empfänger für allgemeine Lichtschrankenanwendungen mit MOS-IS, b – für Signal- oder Zählzwecke schaltet man ein Relais oder mechanisches Zählwerk nach, für schnelle Zählungen kann von Ausgang A auch unmittelbar auf den Takteingang einer MOS-Zähldekade (Bild 3.43, Bild 3.44 u. ä.) übergegangen werden

ter sollte der Amateur nach dem jetzigen Stand der Technik für diesen Zweck nicht einsetzen. Sie erfordern eine etwas aufwendigere Eingangsschaltung und haben bezüglich der Temperaturstabilität derartiger Geräte entscheidende Nachteile. Die Schaltung nach Bild 3.57a besteht im wesentlichen aus einem Trigger D1, D2 (Bild 3.8a), den das lichtempfindliche Organ unmittelbar ansteuert. Mit $R1$ wird auf exaktes Umschaltverhalten bei langsamen Helligkeitsänderungen abgeglichen, außerdem läßt sich damit die Lichtempfindlichkeit einstellen. Lassen sich beide Forderungen nicht gemeinsam erfüllen, so kann man auch $R2$ im Wert entsprechend ändern. Diese Werte hängen insoweit auch von dem verwendeten Lichtempfängerbauelement ab. Die Gatter D3 und D4 sind zunächst nicht erforderlich (IS-Aufwand dann $^1/_2$ *U 106* oder 1 *U 102*). Das Ausgangssignal ist je nach Anwendungszweck entweder bei A oder bei $\overline{A}$ abzunehmen. Für schnelles Zählen mit elektronischen Zähldekaden (Bild 3.43, Bild 3.44 o. ä.) ist Ausgang A wegen der dort vorhandenen steileren Signalflanken vorzuziehen. Im übrigen kann man für derartige Aufgabenstellungen auch den Trigger nach Bild 3.8b sehr gut verwenden. Im allgemeinen wird der Amateur ein Relais betätigen wollen. Die Schaltstufe nach Bild 3.57b ermöglicht dies (für stärkere Relais nach Bild 3.32). Ihr Eingang E wird mit dem jeweils zweckentsprechenden Ausgang verbunden. Mit L-Pegel an E zieht das Relais K an. Bei Lichteinfall auf den Fototransistor (Fotowiderstand) ist an Ausgang A L-Signal vorhanden, H-Signal bei dessen Abschattung. Soll das Relais bei Lichtunterbrechung anziehen, so ist E der Schaltstufe mit $\overline{A}$ zu verbinden.

Lichtschranken erfordern häufig eine Selbsthaltung (z. B. für Sicherungs- und Alarmzwecke, Schutzvorrichtungen usw.). Man realisiert sie mit den Gattern D3 und D4, die als FF geschaltet sind. Mit der Einschalt- bzw. Alarmlöschtaste S1 setzt man den FF in die Ruhelage, wobei $Q = L$ ist. Sobald der Lichtstrahl unterbrochen ist, wird $\overline{A} = L$ und damit $Q = H$, $\overline{Q} = L$. Dieser Zustand bleibt auch nach Lichtwiederkehr gespeichert, bis S1 gedrückt wird. Soll diese Selbsthaltung bei Lichteinfall wirksam sein (was seltener benötigt wird), so ist der entsprechende Eingang von Gatter D3 mit A statt mit $\overline{A}$ zu verbinden. Je nach Verwendungszweck kann Ausgang Q oder $\overline{Q}$ mit Nachfolgeorganen, z. B. der Relaisschaltstufe, verbunden werden. $R3$ und $C1$ sind prinzipiell nicht erforderlich, jedoch reagiert die Selbsthaltung dann schon bei kürzester Lichtunterbrechung (praktisch nur durch die Schaltträgheit des verwendeten Lichtempfängerorgans bestimmt). Ist extrem schnelles Ansprechen nicht erwünscht, so erreicht man mit $R3$ und $C1$ eine Verzögerung, die in sehr weiten Grenzen wählbar ist. Richtwerte sind in Bild 3.57 angegeben (vergleiche auch Bild 3.26). Die relativ hochohmige Zuleitung zum Fototransistor bzw. Fotowiderstand sollte, wenn es sich um längere Leitungen handelt, abgeschirmt sein, damit Ansprechen der Anordnung z. B. durch Netzfrequenz-Störstrahlung vermieden wird. Diese Gefahr besteht um so eher, je hochohmiger $R1$ und $R2$ sind.

3.2.8. Licht- und Strahlungsindikatoren

Solche Hilfsmittel eignen sich u. a. gut zum Einrichten von Lichtschranken mit Umlenkspiegeln usw. [71]. Sie ergeben bei Vorhandensein einer entsprechenden Strahlung einen Ton. Derartige Indikatoren sind mit MOS-Gattern relativ einfach aufzubauen (Bild 3.58). Statt des Fotowiderstands ist auch ein Fototransistor verwendbar (Fotowiderstände sind für solche Zwecke wegen ihrer größeren lichtempfindlichen Fläche oft vorteilhafter). Die Gatter D1...D3 bilden einen Tongenerator (Schaltung nach Bild 3.17), dessen Frequenz mit $C1$ und $R1$ wählbar ist

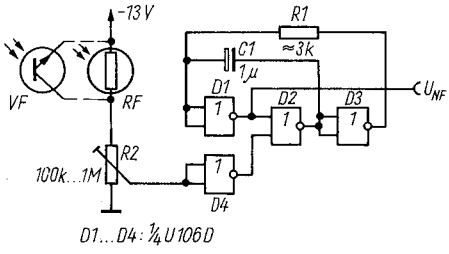


Bild 3.58
Einfache Lichtindikatorschaltung mit NOR-Gattern

und mit den angegebenen Werten bei etwa 400 Hz liegt. Mit L-Potential am zweiten Eingang von D2 ist dieser Generator gesperrt. Sobald Licht auf *R*F fällt, geht der Eingang von D4 nach L und damit der Eingang von D2 nach H, der Generator beginnt zu schwingen. Das NF-Signal ist bei U_{NF} abnehmbar. Die Lichtempfindlichkeit (Ansprechschwelle) legt man mit *R*2 fest. Eine ähnliche Schaltung kann auch mit AND-Gattern aufgebaut werden (Bild 3.15).

Bild 3.59 zeigt diese Ausführung, für die sinngemäß alles zu Bild 3.58 Gesagte gilt. Beide Schaltungen erzeugen also bei Lichteinfall einen Ton. Mit einer Verstärkerstufe für Ohrhörer nach Bild 3.60, für die ein *SMY 52* bereits ausreicht, wenn ein hochohmiger Ohrhörer (Gleichstromwiderstand mindestens etwa 300 Ω) benutzt wird, ist dieser Ton hörbar. Die erzeugte Lautstärke ist so kräftig, daß man sie über einige Meter Entfernung deutlich wahrnimmt. Deshalb läßt sich notfalls auch der für Taschenempfänger übliche, meist sehr niederohmige Ohrhörer verwenden, wenn ihm ein Widerstand von 330 Ω in Serie gelegt wird. Der in Bild 3.60 angegebene Elektrolytkondensator ist nur erforderlich, wenn es sich um ein kleines batteriegespeistes Handgerät handelt. Dazu noch ein Hinweis für die Praxis. Die erforderlichen −27 V gewinnt man für derartige einfache MOS-Aufbauten aus einer Serienschaltung von 3 Transistorempfängerbatterien je 9 V, was einen verhältnismäßig geringen Platzbedarf für die Speisung gestattet (MOS-IS sind für Batteriebetrieb wegen des hohen Spannungsbedarfs ohnehin nicht günstig). Es ist dann ausnahmsweise vertretbar, die zweite Betriebsspannung −13 V direkt hinter der zweiten 9-V-Batterie (nominell also mit −18 V!) abzugreifen und auf zusätzlichen Schaltungsaufwand für Spannungsteiler o. ä. zu verzichten. Die MOS-IS wird dabei noch nicht überlastet. Falls dem Amateur dies zu riskant erscheint, sollte er dieser Zuleitung eine Z-Diode (z. B. *SZX 19/5,6*) mit $U_Z = 5...6$ V in Serie legen und die vorhandenen 18 V so auf den exakten Wert reduzieren. Die Batterie wird dabei nicht durch zusätzliche Spannungsteilerquerströme belastet. Die Ohrhörerstufe nach Bild 3.60 schließt man bei einer derartigen Batteriekombination aus 3 9-V-Batterien zweckmäßig hinter der ersten (−9 V für Bild 3.60) an, womit sich noch ausreichende Lautstärke ergibt.

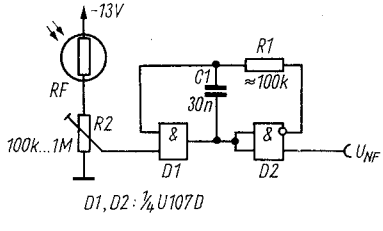


Bild 3.59
Einfache Lichtindikatorschaltung mit AND/NAND-Gattern

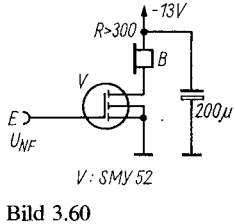


Bild 3.60
Einfache Ton-Abhörstufe für die Lichtindikatoren nach Bild 3.58, Bild 3.59 oder den Feuchteindikator nach Bild 3.62

3.2.9. Feuchtemelder

Feuchtemelder sind ebenfalls vielseitig einsetzbar (Überlaufschutz für Badewannen, Füllstandsanzeiger, Kontrolle von Treibhausbeeten, Hydrotöpfen, der Feuchtigkeit von Blumentopferde usw.). Mit den hochohmigen MOS-Schaltkreisen lassen sie sich einfach realisieren. Bild 3.61 zeigt eine universell verwendbare Eingangsschaltung hierfür, die im wesentlichen aus einem Trigger mit vorgeschaltetem *RC*-Glied (es verhindert das Eindringen von netzfrequenten Störungen auf der meist recht langen Zuleitung von den Feuchteelektroden) besteht. Bei FE sind die Feuchtefühlerelektroden anzuschließen. Sie können je nach Verwendungszweck verschieden ausgebildet sein, einige Hinweise dazu sind z. B. in [1] enthalten. Oft genügen dafür schon Graphitminen von Bleistiften, die in das zu kontrollierende Medium eingeführt (bei Blumentöpfen einfach 10...20 mm tief in die Erde gesteckt) werden. Mit $R1$ stellt man die Ansprechschwelle ein. Ist ein bestimmter Feuchtegrad unterschritten, so wird die Verbindung zwischen FE so hochohmig, daß der Triggereingang D1 L-Pegel liest und entsprechend umschaltet. Beim Zustand »trocken« ist am Ausgang A demzufolge H-Pegel, an $\overline{A}$ L-Pegel vorhanden. Der Verwendungszweck bestimmt den zu benutzenden Ausgang. Man kann beliebige Ausgabeorgane nachschalten, z. B. die in Bild 3.57b gezeigte Relaisstufe oder einen Tongenerator. Falls ein akustisches Signal gewünscht wird, läßt sich die Schaltung weiter vereinfachen (Bild 3.62). Einen besonderen Trigger benötigt man nicht, allerdings beginnt der Toneinsatz in Nähe der Ansprechgrenze dann zunächst mit stark abweichender Frequenz, was das Signal akustisch aber noch auffälliger macht. MOS-Schaltkreise sind allerdings für derartige Aufgabenstellungen nicht unbedingt die günstigste Lösung. Für einfache Überwachungsschaltungen dieser Art (z. B. für Blumentöpfe) lassen sich mit geringerem Aufwand und erheblich geringerem Ruhestromverbrauch (was für solche Zwecke wichtig ist) Schaltungen mit herkömmlichen bipolaren Transistoren in Komplementärtechnik aufbauen. Sie kommen bei erheblich größeren Signallautstärken außerdem noch mit weit geringeren Betriebsspannungen aus, so daß Batteriebetrieb dann (im Gegensatz zu MOS-Schaltungen) auch ökonomisch sinnvoll wird. Der Amateur sei deshalb für derartige Anwendungen besonders auf [1] und [34] verwiesen. Dagegen ist eine Schaltung nach Bild 3.61 durchaus sehr gut als Eingabestufe in mehrfacher Ausführung z. B. für großräumigere oder betriebswichtige Klimaüberwachungen mit Mehrheitslogik geeignet. Die Ausgänge A von 3 Schaltungen nach Bild 3.61 bilden dann die Eingangssignale für die Mehrheitslogik. In diesem Fall ist mit den Feuchtefühlern

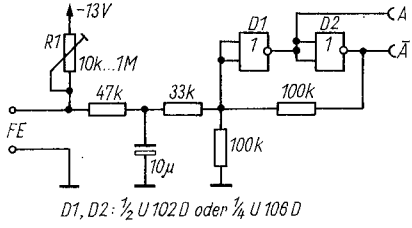


Bild 3.61
Schaltung für einen Feuchtemelder. Dem Ausgang kann eine Relaisstufe nach Bild 3.57b oder Bild 3.32 nachgesetzt werden

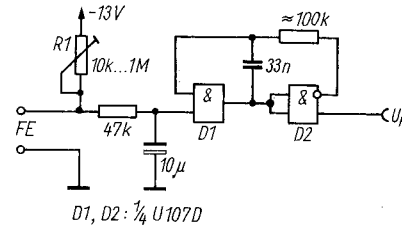


Bild 3.62
Einfacher Feuchteindikator. Ihm kann die Tonabhörstufe nach Bild 3.60 nachgesetzt werden

beispielsweise das Überwachen von trokken zu lagernden Gütern an vielen verteilten Orten der Lagerstätte mit verhältnismäßig geringem Aufwand und betriebssicher möglich. Soll das Unterschreiten einer Mindestfeuchte gemeldet werden, so benutzt man in Bild 3.61 die Ausgänge $\overline{A}$. Die Schaltung nach Bild 3.62 ergibt im Zustand »trocken« ein Tonsignal. Soll sie den Zustand »feucht« melden, so sind FE und $R1$ zu vertauschen.

Nachteil der angedeuteten Varianten sind der ständige Ruhestromverbrauch der IS und ihre hohe Speisespannung; beides zwingt meist zu netzgespeistem Betrieb. Sie werden also nur dann lohnen, wenn entsprechende Speisespannungsquellen bereits für anderweitige Zwecke vorhanden sind. Dagegen lassen sich mit CMOS-IS (vgl. Abschnitt 7.) die gezeigten und ähnliche Schaltungen für Batteriebetrieb nahezu ideal auslegen, da der Ruhestromverbrauch bei CMOS-IS näherungsweise Null ist und häufig schon eine Speisespannung von 4,5...6 V, maximal etwa 9 V genügt, die nicht stabilisiert zu sein braucht. Ergänzend sei an dieser Stelle erwähnt, daß bei CMOS-Bestückung – die CMOS-Typenreihen enthalten ebenfalls Grundgatter der wirkungsmäßig gleichen Art wie die entsprechenden *U 10*-Typen – die vorstehend gezeigten Schaltungen unverändert benutzt werden können. Die Bauelementewerte brauchen im allgemeinen nicht auf die für CMOS-IS geringere Betriebsspannung umdimensioniert zu werden. Die Betriebsspannung für die Schaltungen in Bild 3.58 bis Bild 3.62 kann dann – je nach verwendeten Ausgabeorganen – anstelle der angegebenen −13 V zu +9 V oder ggf. weniger gewählt werden. Da die Betriebsspannung von CMOS-IS positiv gegen Masse ist, verwendet man für die ausgangsseitige Laststeuerung statt der in Bild 3.32 und Bild 3.57b gezeigten Varianten einen npn-Siliziumtransistor, der ggf. sogar ohne Vorwiderstand direkt vom CMOS-Ausgang ansteuerbar ist (CMOS-Ausgänge sind kurzschlußfest!). Wegen der gegebenen Speisespannungspolung und niedrigen Betriebsspannung sollte man *SMY*-Typen nicht verwenden.

4. Schaltbeispiele mit TTL-Schaltkreisen

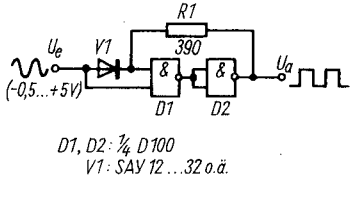
Die TTL-Technik hat für den Amateur gegenüber der *U 10*-MOS-Technik verschiedene Vorzüge, die sie für ihn vielseitiger verwendbar macht. Bei den Grundgattern der TTL-Technik hat es der Amateur fast ausschließlich mit NAND-Gattern (Bild 1.2) zu tun. Da nur eine Betriebsspannung von +5 V benötigt wird, ergeben sich auch günstigere Verhältnisse für Batteriespeisung. Ein TTL-IS »liest« an einem offenen Gattereingang stets das Potential H. Ein offengelassener Eingang ist somit (außer bei einigen höherintegrierten IS) wirkungslos, kann als »nicht vorhanden« angesehen werden. Nach den gegebenen Regeln kann der Amateur solche Eingänge wahlweise den übrigen Eingängen des gleichen Gatters parallelschalten oder sie unbeschaltet lassen. Die Zahl der jeweils dargestellten Eingänge eines Gatters sagt somit nichts über den IS-Typ aus, auch nicht über die Zuordnung eines Gatters zu einer bestimmten vorhandenen IS. Ein »Übersprechen«, d. h. eine Beeinflussung der auf einem IS-Chip vorhandenen Gatter durch ein auf dem gleichen Chip vorhandenes, aber einer anderen Funktionsgruppe der Schaltung zugehöriges Gatter, ist, soweit nicht anders angegeben, nicht zu befürchten (was einwandfreie Masseleitungsverhältnisse für alle IS voraussetzt). Wenn bei vielen Schaltungen für die betreffenden Gatter Angaben wie $^1/_4$ *D 100* o. ä. zu finden sind, so bedeutet dies, daß man TTL-Standardgatter mit der Dimensionierung entsprechend Bild 1.2a verwenden kann, also z. B. auch *D 120, D 130, D 110* (Bild 1.5). Damit wird dem Amateur die Möglichkeit gegeben, vorhandene IS zweckentsprechend einzusetzen. Dabei sei an 2 Dinge erinnert: Erstens benötigt eine IS um so weniger Betriebsstrom, je weniger Gatter sie enthält. Wenn also z. B. eine Schaltung mit nur 2 Gattern realisiert ist und diese mit $^1/_4$ *D 100* o. ä. bezeichnet sind, so wird damit angedeutet, daß weitere 2 Gatter für beliebige andere Zwecke im gleichen Gerät zur Verfügung stehen. Werden sie nicht benötigt, so kann man mit einer *D 120* statt *D 100* rund 50% Speisestrom einsparen! Umfangreichere Schaltungen wurden in diesem Buch jedoch so konzipiert, daß sie mit einem Minimum an »voll ausgenutzten« IS auskommen, wenn das ohne wesentliche Abstriche an den Gebrauchseigenschaften der Schaltung möglich war. Zweitens nehmen unbenutzte Gatter dann den geringsten Speisestrom auf (und vergeuden in diesem Fall den wenigsten Strom), wenn man sie eingangsseitig an Masse legt (Bild 1.23). Für den in der allgemeinen Halbleitertechnik bereits erfahrenen Amateur kann als zusammenfassende Darstellung aller interessierenden Grundfragen zur TTL-Technik [2] empfohlen werden.

4.1. Impuls-Grundschaltungen

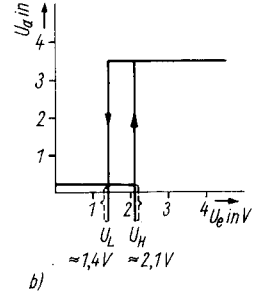
4.1.1. Trigger (Impulsformer)

Wegen der sonst im Übergangsbereich auftretenden Schwingneigung von TTL-Standardgattern (Bild 2.2 und Bild 2.3) ist für die Ansteuerung von TTL-Schalt-

kreisen ein steiler Flankenverlauf der Eingangssignale von besonderer Bedeutung. Die Schwingneigung tritt übrigens nur bei Gegentaktausgängen, jedoch nicht bei Gattern mit offenem Kollektorausgang (*D 103*, Bild 1.5) auf. Falls einmal das »schleichende« Ansteuern eines Gatters mit zu langsam wechselndem Eingangssignal nicht zu umgehen ist und das Gatter nicht mehr als 2 Eingänge benötigt, kann eventuell auf das Vorschalten eines Triggers verzichtet werden, wenn man die *D 103* benutzt (Ausgang mit Kollektorwiderstand 2...5 kΩ gegen $+U_s$ beschalten!). Das Gatter verbessert die Flankensteilheit (verkürzt die Anstiegszeit bzw. Abfallzeit der Signalflanke) um etwa den Faktor 10, so daß u. U. vom *D 103*-Ausgang bereits nachfolgende Standardgatter komplikationslos ansteuerbar sind. Die exakte Lösung ist jedoch eine Triggerschaltung. Die TTL-Technik bietet dafür mehrere Varianten, von denen für den Amateur nur wenige zweckmäßig sind. Bild 4.1a zeigt eine verbreitete Triggerschaltung mit einer Diode V1. Die Eingangsspannung darf den Bereich −0,5...+5,5 V nicht überschreiten, wenn nicht zusätzliche Schutzmaßnahmen (Eingangsbegrenzung, z. B. Bild 1.30a) getroffen werden. Bei $U_e = 2{,}1$ V nimmt die Ausgangsspannung U_a H-Pegel an, bei $U_e = 1{,}4$ V wird auf L-Pegel umgeschaltet. Die Differenz zwischen Einschalt- und Ausschaltspannung (Hysterese) ist mit 0,6 V (der Durchlaßspannung der Diode) fest vorgegeben. *R*1 ist mit 390 Ω optimal bemessen, sein möglicher Grenzwert (der auf das Triggerverhalten nur wenig Einfluß hat) liegt aus Stabilitätsgründen bei maximal 680 Ω (Polung von V1 beachten!). Diese Schaltung ist in der Dimensionierung unkritisch, hat aber 2 Nachteile, die gelegentlich stören. Erstens ist dieser Trigger bei offenem (unbeschaltetem oder z. B. über Kondensator angekoppeltem) Eingang in beiden Lagen stabil, die Ausgangsspannung U_a kann also je nach zuletzt vorhandenem Wert von U_e sowohl auf H-Pegel als auch auf L-Pegel verharren! Die Schaltung erfordert außerdem einen relativ niederohmigen Strompfad über die eingangsseitig vorhandene Quelle. Zweitens wird in Nähe der Umschaltschwelle U_H (Bild 4.1b) die Quelle über *R*1 und V1 stark belastet (näherungsweise mit dem Wert *R*1), weil zu diesem Zeitpunkt noch U_a auf L-Pegel und *R*1 somit näherungsweise an Masse geschaltet ist. Die Schaltung eignet sich daher nicht immer zur Kombination mit vorgegebenen Quellen. Günstiger, und deshalb in diesem Buch vorzugsweise verwendet, ist die Triggerschaltung nach Bild 4.2a, die eine freizügigere Dimensionierung bei geringerer Belastung der Quelle erlaubt und nur einen Gattereingang benötigt (der zweite kann z. B. zum Sperren des Triggers anderweitig genutzt werden). Für das Umschaltverhalten gilt das gleiche wie bei der Schaltung nach Bild 4.1, jedoch lassen sich die Schwellwerte U_H und (vorzugsweise)



a)



b)

Bild 4.1
a – Triggerschaltung mit Diode, b – Kennlinie

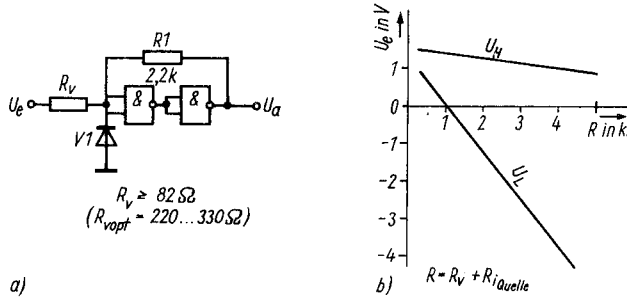


Bild 4.2
a – Triggerschaltung mit Vorwiderstand, b – Abhängigkeit der Einschalt- und Ausschaltspannung vom Vorwiderstand

U_L mit R_v festlegen. Richtwerte kann man aus dem Diagramm Bild 4.2b entnehmen. In R dieses Diagramms geht der Innenwiderstand der Quelle, der sich zu R_v addiert, mit ein! $R1$ ist fest vorgegeben und mit 2,2 kΩ optimal bemessen. R_v beeinflußt, wie Bild 4.2b zeigt, vorwiegend den Ausschaltpegel U_L. Mit entsprechend groß gewähltem R_v wird erreicht, daß der Triggerausgang erst mit negativen Eingangsspannungen nach L schaltet. Nur in diesem Fall oder wenn mit unvorhergesehenem Auftreten negativer Eingangsspannungen zu rechnen ist, wird V1 in Bild 4.2a erforderlich (Schutzdiode gemäß Bild 1.30a). Für die prinzipielle Triggerfunktion ist sie entbehrlich, kann also u. a. stets entfallen, wenn bei U_e ein TTL-gerechtes Signal (Ausgang vorhergehender TTL-Gatter) anliegt. Aus Stabilitätsgründen soll R_v mindestens 82 Ω sein. Ein für alle allgemeinen Anwendungen günstiger Wert für R_v ist 200...330 Ω. Man erhält damit näherungsweise den gleichen Verlauf der Hysteresekurve wie bei Bild 4.1, aber mit $U_L = 0{,}8$ V und $U_H = 1{,}5$ V. Diese Triggerschaltung hat (wie alle übrigen direkt auf Gattereingänge bezogenen) lediglich noch den Nachteil eines relativ niedrigen Eingangswiderstands. Häufig ist jedoch ein hochohmiger Eingang gefordert, den man mit einem Transistor realisiert. Eine einfache Möglichkeit zeigt Bild 4.3. Die Diode V1 ist zum Schutz der Basis des Transistors V2 gegen negative Überspannungen (größer als −5 V) vorzusehen. R_v wird nach der vorhandenen Eingangsspannung bemessen und kann zum Einstellen der Triggerschwelle (Ansprechpegel) benutzt werden. $R1$ und $R2$ sind Mindestwerte, für die eine Exemplarauswahl von V2 überflüssig ist. Wird für V2 ein Exemplar mit hoher Stromverstärkung (β = 250...300) benutzt, so können sämtliche Widerstände den 10fachen Wert haben, und es ergibt sich ein entsprechend hochohmigerer Eingangswiderstand (näherungsweise gleich R_v). Die Grenzfrequenz des Transistors ist dabei zu beachten. Mit dem *SS 218* ist die Schaltung bis etwa 20 MHz verwendbar. Günstiger im Frequenzverhalten ist die Schaltung nach Bild 4.4, die universell ist. Für den Transistor V3 ist ein großer β-Wert von Vorteil. Mit $R1$ kann man die Triggerschwelle in einem relativ weiten Bereich beeinflussen. Günstige Mittelwerte für $R1$, $R2$ sind angegeben. $R3$ hat im wesentlichen die Aufgabe, den Basis-

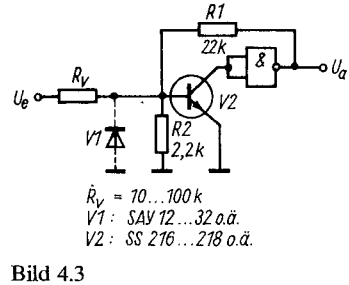


Bild 4.3
Triggerschaltung mit Transistor als Inverter

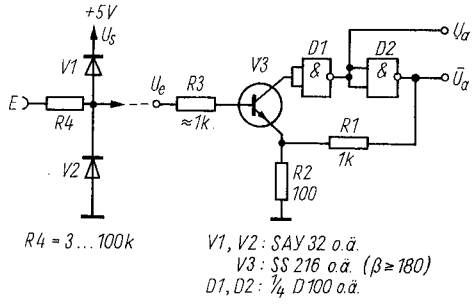


Bild 4.4
Triggerschaltung mit emitterrückgekoppeltem Transistor

strom zu begrenzen und den Eingangswiderstand zu erhöhen. Überlastung von V3 wird durch $R3$ weitgehend verhindert. Zusätzlich ist vor dem eigentlichen Triggereingang U_e noch eine Eingangsbegrenzerschaltung angegeben (V1, V2, $R4$). Mit entsprechend bemessenem $R4$ (maßgebend dafür die Dioden-Strombelastbarkeit bei der höchsten zu erwartenden Eingangsspannung) ist der Eingang E für Spannungen bis ±300 V (bei Triggerpegeln um 1...1,5 V!) überlastsicher. Der Eingangswiderstand des Triggers liegt bei hohem β des Transistors weit über 500 kΩ. Diese Schaltung bietet außerdem die Möglichkeit, das Ausgangssignal mit TTL-gerecht geformten Flanken sowohl gleichphasig zur Eingangsspannung (Ausgang U_a wie bei den vorangehenden Schaltungen) als auch gegenphasig bei $\bar{U}_a$ abzunehmen, so daß man u. U. in nachfolgenden Schaltungen eine Negation spart. Mit geeigneten Transistoren *(SS 218)* und $R3 = 5$ kΩ ist diese Schaltung bis etwa 25 MHz verwendbar. Die Trigger nach Bild 4.2, Bild 4.3 und Bild 4.4 haben bei offenem Eingang stets einen definierten Schaltzustand U_a = H (Bild 4.2) bzw. U_a = L (Bild 4.3 und Bild 4.4). Wenn der Transistor dicht am Anschluß des Gattereingangs montiert wird, kann man auf einen zusätzlichen Widerstand vom Kollektor nach $+U_s$ verzichten.

Für hochohmige Triggereingänge eignet sich sehr gut auch der *A 902 D*. Die Anwendung zusammen mit TTL-Folgeschaltungen ist in Abschnitt 5.2.7.2. beschrieben. Mit dem *A 902 D* ergibt sich eine dem Bild 4.3 vergleichbare Eingangstriggerstufe, jedoch mit sehr hochohmigem Eingang (Größenordnung 10 MΩ; Eingangsstrombedarf unter 1 μA!). Ein Schutz gegen Überspannungen und falsche Polarität am Eingang kann auch beim *A 902 D* mit Dioden (V1, V2, $R4$, vgl. Bild 4.4 bis Punkt U_e) erfolgen.

4.1.2. Monoflop

Monoflop werden zur Impulsverlängerung und als Zeitglieder verwendet, sie sind eine in der TTL-Technik häufig benötigte Schaltungsfunktion. Bild 4.5 zeigt die Grundschaltung. Die Diode V1 sei zunächst nicht vorhanden. Im Ruhezustand liegt der Eingang des Gatters D2 über R auf L-Pegel. Dabei fließt über R der Gattereingangsstrom (Bild 1.2a). Er verursacht über R einen Spannungsabfall, der etwa 0,8 V nicht übersteigen darf, damit der Gattereingang noch L-Pegel »liest«. Deshalb ist der Höchstwert für R mit 680 Ω vorgegeben. Der für sichere Kippfunktion notwendige Mindestwert liegt bei 220 Ω, innerhalb dieser Grenzen ist R variabel. Ausgang A von Gatter D2 hat somit im Ruhezustand H-Pegel. Liegt auch am Eingang E H-Pegel, so ist Ausgang D1 dem-

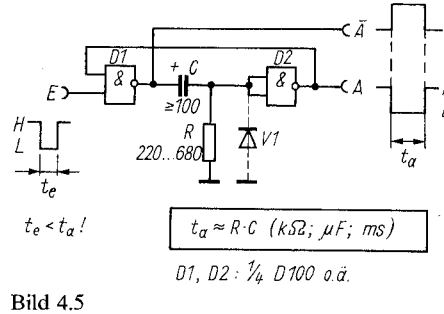


Bild 4.5
Monoflop für kurze Zeiten

zufolge auf L. Der Monoflop wird ausgelöst durch eine HL-Flanke am Eingang E. Hierbei geht Ausgang D1 auf H. Dieser Spannungssprung wird über *C* zu den Eingängen des Gatters D2 übertragen, womit Ausgang A sofort auf L schaltet. Die Rückkopplung vom Ausgang A zum Eingang D1 hält dessen Ausgang auch dann noch weiter auf H, wenn das Eingangssignal an E zwischenzeitlich wieder auf H-Pegel zurückkehrt. Sobald C vom Ausgang D1 in der angegebenen Polarität über *R* aufgeladen ist (die Zeitdauer wird daher von *C* und *R* bestimmt), geht der Spannungsabfall über *R* wieder zurück, so daß das Eingangspotential von D2 absinkt. (Die Eingänge des Gatters D2 nehmen im H-Zustand näherungsweise keinen Strom auf, da seine Eingangsemitter sperren.) Sobald dort wieder Eingangsstrom zu fließen beginnt (Eingänge D2 L-Pegel lesen), geht das Ausgangspotential bei A nach H, womit (da der Eingangsimpuls bei E inzwischen wieder auf H-Pegel ist) der Ausgang D1 sofort nach L umschaltet. Dieser Spannungssprung, wieder über *C* nach D2 übertragen, schaltet beide Gatter um. Am Ausgang A läßt sich daher ein L-Signal mit steilen Flanken abnehmen, dessen Zeit mit *R* und *C* festzulegen ist. Nach der in Bild 4.5 mit angegebenen Beziehung kann man t_a näherungsweise berechnen. Am Ausgang $\overline{A}$ liegt der Ausgangsimpuls in negierter Form. Zwar ist in Nähe des Impulsdaches keine ganz exakte Flankensteilheit gegeben (Diagramme dazu sind u. a. in [2] zu finden), weil am Ausgang von D1 der Einfluß des Kondensatorladestroms noch merklich ist. Die Verrundung der Impulskanten betrifft jedoch nur den oberhalb etwa 1,9...2,0 V liegenden Bereich (also ausreichend weit oberhalb der Umschaltschwelle von TTL-Gattern), so daß dieser Einfluß für Amateurzwecke zu vernachlässigen ist und auch Ausgang $\overline{A}$ ohne weiteres zur Ansteuerung nachfolgender Stufen verwendet werden kann. Für *C* eignen sich auch Elektrolytkondensatoren (einzusetzen mit der in Bild 4.5 angegebenen Polarität), trotzdem erlaubt diese Schaltung wegen des mit 680 Ω sehr niedrigen Grenzwertes für *R* noch keine sehr langen Zeiten! Dagegen ist bei *C*-Werten oberhalb etwa 10 nF die Diode V1 ratsam und ab etwa 0,1 µF notwendig. Im instabilen Zustand (während t_a) wurde *C* mit der angegebenen Polarität auf H-Pegel (etwa +3,5 V) aufgeladen. Sobald nun mit Impulsende Ausgang D1 gegen L geht, tritt diese Spannung kurzzeitig mit negativer Polarität an *R* und damit an den Eingängen von D2 auf. Die Substratdiode des Eingangstransistors in Gatter D2 wird leitend, wenn am Eingang negative Spannungen von −0,7 V anliegen. Dies ist laut Herstellerangaben nur für sehr kurze Zeit zulässig. Bei längerdauerndem Entladevorgang für *C* (also bei größeren *C*-Werten) muß V1 diese negative Spannung auf unschädliche Werte begrenzen. Die Diode hat zugleich den Vorteil, daß sie die Entladung von *C* (die sonst nur über *R* möglich wäre) beschleunigt und damit die Wiederbereitschaftszeit (Erholzeit) des Monoflop merklich verkürzt. Für V1 ist jede beliebige Germanium- oder Siliziumdiode (vorzugsweise aber niederohmige Schaltdioden) geeignet. Die TTL-IS der *D 10*-Grundgatter sind jedoch diesbezüglich relativ unempfindlich. Vom Verfasser wurde eine große Zahl dieser IS in derartigen Schaltungen über z. T. länger als 1 Jahr Dauerbetrieb bei sehr hoher Schalthäufigkeit und mit *C*-Werten betrieben, die weit über den vom Hersteller ohne Diodenschutz zugelassenen lagen, wobei kein Ausfall beobachtet wurde. Nur wenige Diodentypen ergaben (und diese noch exemplarabhängig) eine oszillografisch nachweisbare Reduzierung der negativen Spannungsspitze am Eingang.

Deshalb ist auch der Einfluß der Diode auf die Erholzeit nur gering, wenn nicht ausgesucht niederohmige Schaltdioden mit geringer Flußspannung (bei Strömen um 20...30 mA maximal 0,7 V) verwendet werden. Trotzdem sollte der Amateur die

Diode vorsorglich vorsehen, wenn er größere *C*-Werte benutzt. Übrigens ist V1 nur bei den Gattern der *D 10*-Serie und datengleichen Äquivalenten erforderlich. Die »schnelle« TTL-Serie *D 20* (*D 200...D 240* usw.) enthält bereits integrierte Schutzdioden an allen Gattereingängen.

Bezüglich des Eingangsimpulses ist zu beachten, daß dessen Zeitdauer $t_e < t_a$ sein muß. Ist $t_e > t_a$, so wird zwar nicht die Monoflopfunktion verhindert, jedoch die Rückkopplung vom Ausgang A nach Eingang D1 unwirksam. Dadurch verlieren die Ausgangssignale bei A und $\bar{A}$ die Steilheit der Rückflanke. Diese verläuft dann entsprechend der Kondensatorentladung flacher, was für die Ansteuerung nachfolgender Gatter nicht mehr die erforderliche Mindestflankensteilheit garantiert. Außerdem kann es, wenn t_a groß ist, dann schon zu Störschwingungen ähnlich Bild 2.3 auf der Rückflanke des Ausgangsimpulses kommen. Nach jedem Kippvorgang mit der Zeitdauer t_a ist eine Ruhezeit (Erholzeit oder Wiederbereitschaftszeit) erforderlich, bevor der nächste Eingangsauslöseimpuls bei E eintrifft. In der Literatur findet man verschiedentlich die Näherung $t_w \geqq 3 \cdot t_a$ (mit t_w = Wiederbereitschaftszeit). Trifft der nächste Auslöseimpuls früher ein, so ist *C* noch nicht wieder völlig entladen. Dadurch wird die nächste Kipperiode t_a verkürzt. Die

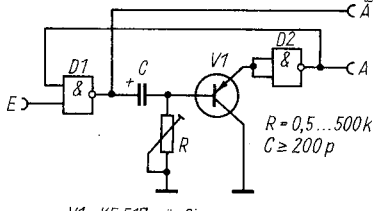


Bild 4.6
Durch Verwendung eines Transistors kann der Monoflop für längere Zeiten dimensioniert werden

praktische Erfahrung zeigt jedoch, daß man im allgemeinen mit $t_w \geqq 1 \cdot t_a$ rechnen darf, ohne daß sich t_a merklich ändert. Um lange Zeit für t_a (einige Millisekunden bis einige zehn Sekunden) zu erreichen, ergeben sich für *C* untragbar große Werte. In diesem Fall ist die Schaltung nach Bild 4.6 zu benutzen. Die Eingänge von Gatter D2 werden dabei über einen zusätzlichen Transistor V1 auf L-Potential gelegt. V1 arbeitet als Emitterfolger. Damit kann *R* um den β-Faktor von V1 größer sein als bei Bild 4.5. Um den entsprechenden Faktor verkleinert sich für gegebene Impulsdauer t_a der Wert für *C*, so daß nunmehr mit üblichen Elektrolytkondensatoren Werte im Bereich einiger zehn Sekunden realisierbar sind. *R* ist dabei in weiten Grenzen variabel, so daß sich ein t_a-Abgleich im Verhältnis um 10:1 und mehr erreichen läßt. Schließlich erfüllt die Basis-Kollektor-Strecke des V1 noch zusätzlich die Schutzdiodenfunktion für die Diode V1 in Bild 4.5. Der einzige Mangel dieser insgesamt also äußerst vorteilhaften Monoflopschaltung liegt in der gegenüber reiner TTL-Technik geringeren Schaltgeschwindigkeit, die vom Schaltzeitverhalten des Transistors V1 bestimmt wird. V1 soll daher möglichst ein HF-Typ sein. Spielt die Schaltgeschwindigkeit keine wesentliche Rolle (was für den Amateur meistens zutrifft), so genügen bereits Germaniumtransistoren *GC 100, GF 105* u. ä. Mit einem *GF 140* wurde sichere Funktion der Schaltung bis herab zu Mindestimpulsbreiten des Eingangsimpulses um 0,5 µs ermittelt. Die Frage der Transistorschaltgeschwindigkeit hängt ausschließlich mit der verfügbaren Eingangsimpulsdauer zusammen und wird nur bei sehr kurzen Eingangsimpulsen kritisch. Man kann die Schaltgeschwindigkeit der Anordnung bei vorgegebenem V1 merklich steigern, wenn in die Kollektorleitung des Transistors V1 gegen Masse ein kleiner Widerstand (100...120 Ω) eingefügt und zwischen Ausgang des Gatters D1 und Emitter V1

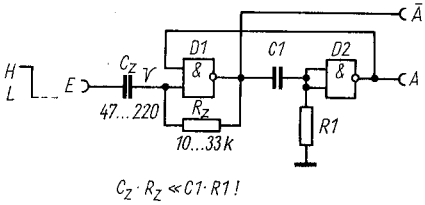


Bild 4.7
Differenzierglied am Eingang des Monoflop. Die Zeitdauer des Eingangsimpulses bleibt hier ohne Einfluß auf das Kippverhalten

ein keramischer Kondensator von wenigen hundert Pikofarad zusätzlich gelegt wird, der zum schnellen Einleiten des Startvorgangs V1 »umgeht«. Die Zeit t_a ist bei Bild 4.6 ebenso wie bei Bild 4.5 und der dort angegebenen Beziehung zu berechnen. Mit $\beta_{V1} = 200$ darf man R bis etwa 100 kΩ ansetzen. Sehr oft ist der Fall gegeben, daß der Eingangsimpuls für diese Monoflop länger dauert als die vorgegebene Zeit t_a und trotzdem einwandfreies Schaltverhalten verlangt wird. Dann ist die HL-Flanke des Eingangsimpulses zu differenzieren (Bild 4.7). Es kommen lediglich die Bauelemente C_z und R_z hinzu, die übrigen Elemente des Bildes 4.7 sind mit denen von Bild 4.5 und Bild 4.6 identisch. Der Wert für R_z ist in den angegebenen Grenzen unkritisch. C_z hängt von der bei E vorhandenen Flankensteilheit des HL-Übergangs ab. Zu beachten ist lediglich, daß die Zeitkonstante $C_z \cdot R_z \ll C1 \cdot R1$ sein muß. Diese Bedingung ist leicht zu erfüllen, sofern nicht t_a sehr kleine Werte annimmt. Die Dauer des L-Zustands am Eingang E spielt jetzt für die Monoflopfunktion keine Rolle mehr.

4.1.3. Impulserzeuger und Generatoren

4.1.3.1. Astabile Multivibratoren für kleine Periodendauer

Multivibratoren lassen sich mit TTL-Gattern einfach und nach gleichen Prinzipien wie bei herkömmlichen Transistorschaltungen aufbauen. Auch für TTL-Gatter gibt es zahlreiche Varianten, die u. a. [2] eingehend behandelt, aber nur zum Teil für den Amateur zweckmäßig sind. Die einfachste und für fast alle Anwendungen schon ausreichende Schaltung zeigt Bild 4.8. Sie erzeugt am Ausgang Rechteckschwingungen mit einem Tastverhältnis von annähernd 1:1. Widerstand R ist vorgegeben und nur in sehr engen Grenzen variabel, so daß ein Frequenzfeinabgleich nur begrenzt möglich wäre. Praktisch wird man R stets als Festwert einsetzen und die Frequenz mit C festlegen. Diese Schaltung eignet sich also nicht zum Erzeugen einer über einen nennenswerten Bereich kontinuierlich einstellbaren Frequenz. Ein weiterer Nachteil besteht darin, daß wegen des geringen R-Werts große C-Werte erforderlich sind (mit 1 µF erreicht man etwa 1 kHz). Die Näherungsgleichung zur Bestimmung der Frequenz ist in Bild 4.8 mit angegeben. Diese Schaltung ist daher vorzugsweise gut geeignet, um NF- oder HF-Schwingungen zu erzeugen, jedoch nicht für sehr niedrige Frequenzen. C kann in weiten Grenzen geändert werden. Mit entsprechend kleinem C-Wert ist diese Schaltung bis nahe 25 MHz (mit schnellen IS-Typen der *D20*-Serie noch weit höher) schwingfähig. Aus den bereits im vorigen

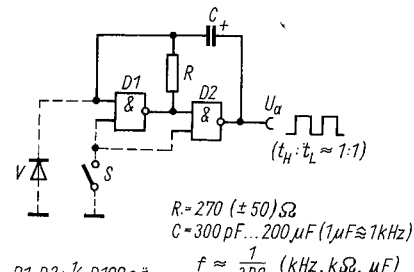


Bild 4.8
Einfacher Schwingungsgenerator mit 2 Gattern

Abschnitt genannten Gründen wäre bei der Serie *D 10* am Eingang von D1 eine Schutzdiode gegen die beim Umpolen von *C* kurzzeitig auftretende negative Spannung erforderlich.

Die praktische Erfahrung hat jedoch gezeigt, daß sie im Amateurbereich ohne Nachteil entfallen kann, wenn der Wert für *C* nicht über 10 µF liegt. Mit Werten um 10 µF wurden vom Verfasser eine große Zahl von *D 10*-Grundgattern z. T. schon seit Jahren im Dauerbetrieb ohne Diode betrieben, wobei u. a. auch »Bastlerware«-*D 100* benutzt wurde und bisher noch kein Ausfall auftrat. Die Frequenzstabilität dieses Generators ist wie bei fast allen »freilaufenden« *RC*-Generatoren nicht besonders gut und hängt u. a. von der Speisespannungskonstanz und (in geringem Maße) der IS-Umgebungstemperatur ab. Diagramme dazu sind ebenfalls in [2] zu finden. Die Schaltung ist eine für den Amateur bezüglich des Aufwands optimale Variante, wenn es auf die Erzeugung von HF- oder NF-Schwingungen, Taktimpulsen usw. ankommt, an deren Frequenzkonstanz keine besonderen Forderungen gestellt werden. Ihr Einsatzbereich entspricht damit vergleichsweise dem der bekannten einfachen Transistormultivibratoren ([1] u. ä.). Gatter D1 wird in einem vom üblichen abweichenden Arbeitspunkt innerhalb des Übergangsbereichs ($U_e = U_a$, Bild 2.2) betrieben, diesen »schwimmenden« Arbeitspunkt erzeugt die Gegenkopplung über *R*. Durch die Beschaltung mit *R* und *C* treten dabei, solange der Generator arbeitet, keine Störschwingungen im Gatter auf, jedoch nimmt D1 einen relativ hohen Betriebsstrom auf, was nach Bild 1.23 und Bild 2.2 verständlich wird. Wenn stets nur ein Gatter in einer IS gleichzeitig in diesem Arbeitspunkt betrieben wird und der Generator im Schwingzustand ist, besteht dabei auch im Dauerbetrieb keine Gefahr der Gatterüberlastung. Der Generator kann durch L-Pegel am zweiten Eingang von D1 gestoppt werden (durch Schalter S angedeutet), womit man zugleich den Arbeitspunkt aus dem Übergangsbereich heraus verlagert. Ausgang D1 ist im »Stoppzustand« H, womit *R* und *C* unwirksam sind, d. h., am Ausgang tritt keine Belastung durch diese Bauelemente im »Stoppzustand« auf, was für einige spezielle Anwendungen wichtig ist. Wird nur der Eingang von D1 mit S an Masse gelegt, so haben die Eingänge von D2 H-Pegel, der Ausgang somit L-Pegel, was gelegentlich erwünscht ist. Ist der Ausgangspegel im »Stoppzustand« gleichgültig oder H erforderlich, so legt man die zweiten Eingänge von D1, D2 gemeinsam an Masse. Der Vorteil ist dabei, daß im Stoppzustand nunmehr auch D2 einen geringeren Ruhestrom aufnimmt. Es sollte jedoch niemals nur D2 eingangsseitig blockiert sein, weil dann die Schwingung zwar auch aussetzt, aber D1 nun über *R* permanent im »verbotenen« Übergangsbereich verharrt, was neben der erhöhten thermischen Belastung und Betriebsstromvergeudung auch die Gefahr von Störschwingungen (entsprechend Bild 2.3) im Gatter D1 mit sich bringt. Sie können u. U. durch Verdrahtungsstreukapazitäten auf andere Baugruppen übertragen werden. Diese Schaltung ist für Frequenzen oberhalb etwa 100 Hz für den Amateur als optimal anzusehen. Die Steilheit der Ausgangsimpulsflanken genügt den Bedingungen zur Ansteuerung weiterer TTL-Gatter ([2] enthält Oszillogramme dazu).

4.1.3.2. Astabile Multivibratoren für große Periodendauer

Die Schaltung nach Bild 4.8 erfordert große *C*-Werte, wenn eine große Periodendauer verlangt wird, außerdem läßt sich die Frequenz schwer abgleichen. In solchen Fällen benutzt man die Schaltung nach Bild 4.9, die man von etwa 100 kHz bis herab zu Periodendauern von einigen zehn Sekunden verwenden kann. Sie ist im Speisespannungsbereich zwischen

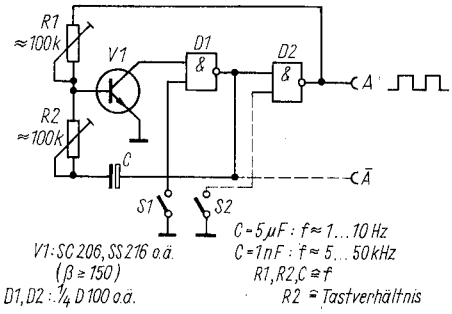
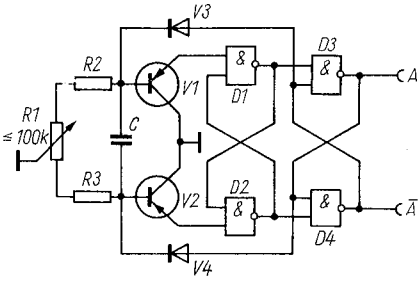


Bild 4.9
Generator mit Transistor für einstellbare Frequenzen und Tastverhältnisse bei kleinen C-Werten. Diese Schaltung ist sehr variabel verwendbar

3,8...3,9 V (!) und maximal 6,5 V betriebsfähig und eignet sich damit u. a. gut für batteriebetriebene Geräte (Blinklichtgeber u. ä.). Im Bereich um +5 V zeichnet sich diese Schaltung durch eine für freilaufende Generatoren ungewöhnlich gute Frequenzstabilität aus. Die Frequenz wird grob mit $C1$, fein mit $R1$ (Pausendauer) und $R2$ (Impulsdauer) festgelegt. Während der Pausenzeit liegt am Ausgang A H-Pegel, während der Impulsdauer L-Pegel. Die umgekehrte Polarität kann bedarfsweise bei $\bar{A}$ abgegriffen werden. Benutzt man diesen Ausgang und muß das dort abgenommene Signal TTL-gerecht steile Flanken haben, dann darf $R2$ nicht wesentlich unter 1 kΩ liegen. Mit $R1$, $R2$ läßt sich ein Impulstastverhältnis von 1:1 erreichen. Mit stark unterschiedlichen R-Werten (kleinem $R2$) ist es bis etwa 20:1 und mehr regelbar. Die Zeiten für Impuls- und Pausendauer hängen außer von $R1$, $R2$ und C noch merklich vom β-Wert des Transistors V1 ab. Für lange Zeiten ist ein großer β-Wert zu bevorzugen, weil damit ein höherer möglicher Grenzwert für $R1$ gegeben ist. Deshalb wird für die Frequenz keine Näherungsformel angegeben. Die nachfolgend genannten Richtwerte (für $\beta_{V1} = 100$ und $R_1 = R_2 = 50\,k\Omega$) eignen sich als Schätzwerte bei anderen Dimensionierungen. Allein mit $R1$ ist die Frequenz mindestens im Verhältnis 10:1 regelbar. Mit $C = 500\,\mu F$ lassen sich Schaltzeiten um 10 s erzielen. Für den NF-Bereich ist C mit 10 nF am besten bemessen. Beim Abgleich wird zunächst $R2$ eingestellt (falls man ihn nicht als Festwert vorsieht; Mindestwert 160 Ω bzw. wird $\bar{A}$ benutzt 1 kΩ), danach $R1$. Auch wechselseitiger Abgleich ist möglich, wenn die Schaltung z. B. als Blinktaktgeber u. ä. angewendet wird. Über S1 oder S2 kann man den Generator stoppen. Liegt S1 an L-Pegel oder Masse, stoppt der Generator in A = L, L-Pegel an S2 stoppt den Generator in A = H (wobei auch $\bar{A}$ H ist!). Zur Beschreibung der Funktionsweise dieser Schaltung Bild 4.9 sei angenommen, daß Ausgang A auf L, Ausgang des Gatters D1 auf H liegt. Über D1, C, $R2$, V1, Masse lädt sich C auf den H-Pegel auf. Sobald C geladen ist, erhält V1 keinen Basisstrom mehr ($R1$ ist wegen L an A abgeschaltet). V1 sperrt also, womit ein Eingang des Gatters D1 H, ein Eingang von D2 L werden und A nach H geht. Damit liegt nun $R1$ an etwa +3,5 V, C mit seinem Pluspol über Ausgang D1 (L-Pegel) an Masse, so daß die an C stehende Spannung mit negativem Potential an der Basis von V1 auftritt. V1 bleibt somit gesperrt (Bedingung ist hierfür $R2 = R1$!). Über Ausgang D1, C, $R2$, $R1$, Ausgang D2 wird C nunmehr gegen die (in bezug auf C) umgepolte Betriebsspannung umgeladen. Die Schaltung ist deshalb weitgehend unabhängig von Betriebsspannungsschwankungen (dazu Näheres in [31]) und damit frequenzstabiler. Sobald C so weit entladen ist, daß das Basispotential V1 +0,6...+0,7 V erreicht, öffnet der Transistor, legt D1 eingangsseitig an L, womit Ausgang D1 = H und A = L wird. D1 lädt C über $R2$ und V1 erneut, der einsetzende starke Basisstrom öffnet V1 sofort völlig, so daß beide Gatter gleich voll umschalten und der Anfangszustand wieder erreicht ist. Die Aufladezeit für C (Impulsdauer) bestimmt also nur $R2$; $R1$ und $R2$ beein-



V1, V2 : KF 517 o.ä. (Ge-pnp-HF-Typ)($\beta \geq 80$)
V3, V4 : SAY 12...32
D1...D4 : ¼ D100

$R2 = R3 \approx 0{,}05 \cdot R1$
$R1 \leq 100\,K\Omega$

$$f \approx \frac{1}{0{,}45 \cdot C\,(R1+R2+R3)}$$

Bild 4.10
Generatorschaltung mit sehr guter Flankensteilheit des Ausgangssignals

flussen die Entladezeit (Pausendauer). Da $R1$ periodisch abschaltet, ist der Aufbau auch sehr anschwingsicher, solange der Wert von $R1$ noch ausreichend gering ist, um V1 bis zu einem (für L am Gattereingang erforderlichen) Kollektorstrom von etwa 1 mA durchzusteuern.

Eine weitere geeignete Schaltung mit höherem Aufwand zeigt Bild 4.10. Sie gibt an beiden Ausgängen A bzw. $\bar{A}$ Rechtecksignale mit bestmöglicher Kurvenform ab und arbeitet ebenfalls sehr frequenzstabil. Man benutzt 2 RS-FF, die aus kreuzgekoppelten Gattern (D1, D2 sowie D3, D4) gebildet sind. Die Rückkopplung erfolgt über die Dioden V3, V4. Die Flip-Flop formen exakte Ausgangsimpulse.

Hauptvorzug dieser Schaltung (deren Aufwand für Amateurzwecke sonst nur selten lohnt) ist die Möglichkeit, bei nahezu konstantbleibender Frequenz das Tastverhältnis der Ausgangsimpulse mit einem Potentiometer $R1$ im Bereich zwischen 20:1...1:20 regeln zu können, wobei sich in Mittelstellung von $R1$ das Tastverhältnis 1:1 einstellt. $R2$ und $R3$ sind »Anschlagbegrenzungen« für $R1$ (Mindestwert etwa 220 Ω), um Aussetzen des Generators in der Endstellung des Potentiometers zu vermeiden. Mit den Werten für $R1$, $R2$, $R3$ läßt sich die Frequenz nach der in Bild 4.10 angegebenen Näherung ermitteln. Sie wird mit C grob festgelegt. Sind $R2$ und $R3$ einstellbar, ist ein Feinabgleich möglich. Diese Schaltung wird deshalb vorzugsweise als Generator mit fester Frequenz und einstellbarem Tastverhältnis angewendet.

4.1.3.3. Astabile Multivibratoren als Taktgeber für schmale Impulse und großes Impulstastverhältnis

Für die Ansteuerung umfangreicherer TTL-Systeme mit Ringzählern, Schieberegistern o.ä. Schaltungen, bei denen viele Kippstufen gleichzeitig und möglichst störsicher zu triggern sind, werden gelegentlich sehr kurze (schmale) Taktimpulse gefordert. Man kann sie mit 2 aus dem Prinzip nach Bild 4.9 abgeleiteten Schaltungen erzeugen, die Bild 4.11 zeigt. Die Variante mit npn-Transistor ist der nach Bild 4.9 sehr ähnlich. Der Ausgangspegel während der Impulspausenzeit t_p ist H. Die Impulszeit t_i beträgt mit $C1 = 16\,nF$ etwa 20 µs, die Pausenzeit t_p (und damit die Taktfrequenz) läßt sich mit R einstellen. Der Transistor V1 soll, wenn R groß bemessen ist, einen hohen β-Wert haben (Stromverstärkungsgruppe E oder F). Wird die umgekehrte Impulspolarität gefordert, so kann man das Ausgangssignal hinter A in Bild 4.11a selbstverständlich mit einem weiteren (in der nachfolgenden Schaltung vielleicht noch freien) Gatter invertieren. Ist kein Gatter mehr verfügbar, so baut man den Taktgeber nach Bild 4.11b auf. Für diese Schaltung gilt sinngemäß alles zur Variante a bereits Gesagte. Die Ausgangsimpulsformen sind bei beiden Schaltungen mit angegeben. Eine näherungsweise Berechnung von t_p und t_i ist für beide Schaltungen nach den bei Bild 4.11b

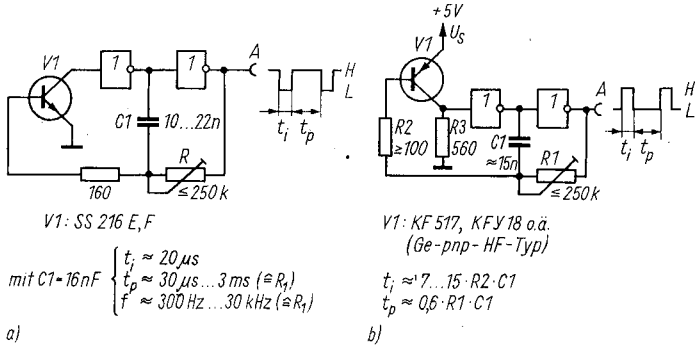


Bild 4.11
a — Schaltung mit npn-Transistor für negative Impulse, b — mit pnp-Transistor für positive Impulse

angegebenen Beziehungen möglich. $R3$ in Bild 4.11b ist mit 560 Ω optimal bemessen und sollte nicht wesentlich geändert werden. Auf t_p, t_i und die Impulsform hat er keinen merklichen Einfluß. Mit dem Basiswiderstand $R2$ ist (auch bei Variante a) die Impulszeit t_i zu beeinflussen, jedoch sollte man die angegebenen Mindestwerte nicht unterschreiten.

4.1.3.4. Quarzgeneratoren

Um hochstabile Frequenzen (Zeitbasis für Uhren und digitale Meßgeräte) zu erzeugen, benötigt man Quarzoszillatoren. Da TTL-Schaltkreise relativ niederohmig sind, aber hohe Frequenzen ermöglichen, eignen sich besonders Quarzfrequenzen im MHz-Bereich. Die Standardfrequenz für Zeitbasisgeneratoren ist in der TTL-Technik meist 1 MHz. Entsprechende Quarze (selbstverständlich nur Grundwellenquarze) sind außerdem in ihren Abmessungen klein und können daher leicht unmittelbar mit den IS zusammen auf der Leiterplatte untergebracht werden. Die Schaltung (Bild 4.12a) entspricht etwa dem *RC*-Generator nach Bild 4.8. Alles dort zu Gatterarbeitspunkt (D1), $R1$ und zur eventuellen Abschaltung (hier mit Schalter S dargestellt) Gesagte gilt auch für diesen Quarzoszillator. Es ist möglich, einen solchen Quarzoszillator mit einer NF-Rechteckspannung (TTL-gerecht geformtes Signal ist Bedingung!) zu modulieren. Man läßt dazu den Stoppeingang von D2 frei und benutzt nur den zweiten Eingang des Gatters D1 zur Modulation. Diese Möglichkeit wird vor allem für Funkamateure interessant sein. Wenn ein nachgeschaltetes Gatter (hier D3) zur Impulsformung benutzt wird, ist es allerdings günstiger, den Oszillator ständig durchlaufen zu lassen und am zweiten Eingang dieses Gatter zu modulieren. Der Quarzoszillator gibt am Ausgang A ein

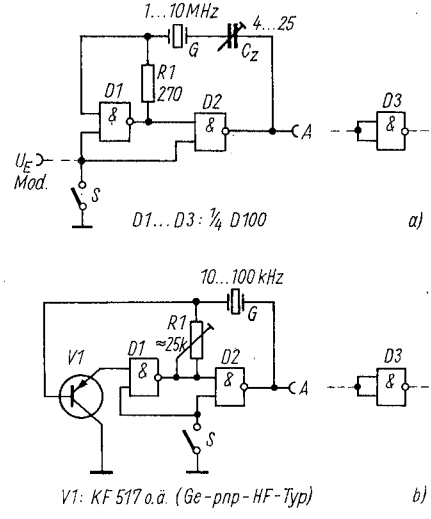


Bild 4.12
a — Normalschaltung des Quarzoszillators mit TTL-IS für 1...10 MHz, b — erweiterte Schaltung für niedrigere Quarzfrequenzen

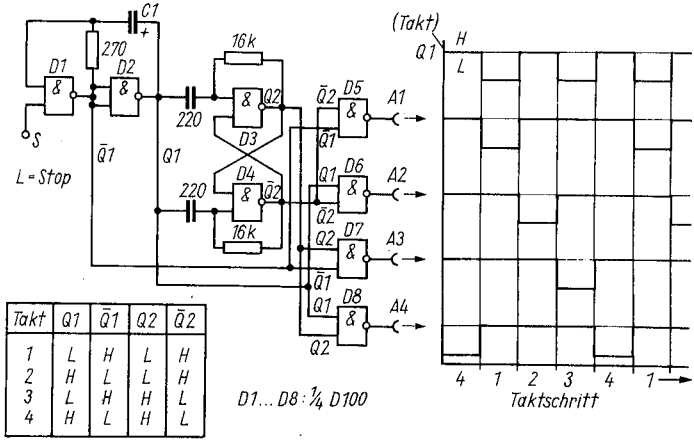
stark verformtes Kurvensignal ab. Falls es Zähl- oder Teilerstufen ansteuert, ist deshalb eine nachfolgende Impulsformung ratsam, die mit einem nachgeschalteten Gatter D3 am einfachsten realisiert wird. Der Trimmkondensator C_z (ggf. weitere 20...30 pF parallellegen) ermöglicht als »Ziehkondensator« den Feinabgleich der Quarzfrequenz, die mit C_z um einige zehn Hertz verändert werden kann. Mit Grundgattern der *D 10*-Serie ist dieser Oszillator für Quarze zwischen 1...10 MHz geeignet, mit *D 20*-Gattern ($^1/_2$ *D 200* o. ä.) bis mindestens 30 MHz. Übrigens ergaben Versuche des Verfassers, daß von einer größeren Zahl vorhandener *D 100* aus dem Amateursortiment fast alle Exemplare mit einem 27 120-kHz-Fernsteuerquarz noch einwandfrei arbeiteten. Mit einem 1 000-kHz-Quarz arbeiteten sämtliche vorhandenen Exemplare. Die Möglichkeit eines solchen sehr einfachen 27,12-MHz-Oszillators dürfte als Prüfsignalgeber für Fernsteueramateure sehr interessant sein. Übrigens kann man für derartige Anwendungen eine NF-Modulation sehr einfach mit 2 Gattern einer *D 100* (für den Quarzoszillator) realisieren und die restlichen 2 Gatter für den NF-Generator nach Bild 4.9 verwenden. Für diesen Spezialfall ist in Bild 4.9 $C = 10$ nF und $R2 = 10$ kΩ fest einzusetzen. Mit $R1$ lassen sich dann alle üblichen NF-Modulationsfrequenzen für Tonschaltstufen in Fernsteuerempfängern überstreichen. Eine Kombination des Quarzoszillators Bild 4.12a mit der Schaltung Bild 4.8 ist innerhalb einer IS aus den bei Bild 4.8 genannten Gründen nicht möglich, da hierbei 2 Gatter im Übergangsbereich betrieben würden. Erwartungsgemäß ergaben entsprechende Versuche ein thermisch bedingtes extrem starkes »Weglaufen« der NF-Modulationsfrequenz für den Aufbau nach Bild 4.8 selbst bei nur sekundenkurzer Betriebszeit. Die IS *D 100* ist dabei bereits überlastungsgefährdet. Bei Kombination mit Bild 4.9 traten keine Komplikationen auf.

In Bild 4.12a soll $R1 = 270\,\Omega$ sein. Lediglich bei ungünstigen Quarzeigenschaften oder wenig schwingfreudigen Exemplaren kann durch Variation von $R1$ im Bereich 220 Ω...1,2 kΩ ein Anschwingen versucht werden.

Quarze mit Frequenzen unterhalb etwa 1 MHz benötigen meist einen hochohmigeren Abschluß, als TTL-Schaltungen ihn ermöglichen. Das gilt insbesondere für 100-kHz-Quarze, die der Amateur mitunter preiswert erhält. Sie schwingen in der Schaltung nach Bild 4.12a oft nur schwer an. Es empfiehlt sich, dann die Schaltung nach Bild 4.12b einzusetzen, die einen Transistor als Impedanzwandler verwendet. $R1$ hängt hierbei außer von den Quarzeigenschaften auch vom V1 ab, man gleicht ihn nach Versuch auf einen Mittelwert, bei dem sich sicheres Anschwingen ergibt, ab. Ansonsten gilt alles bei Variante a Gesagte.

4.1.3.5. Mehrtaktsystem mit D 100

Für bestimmte, zeitlich gestaffelte Funktionsabläufe in umfangreicheren Logikschaltungen sind oft mehrere, untereinander fest verknüpfte Taktsignale erforderlich. Für die zahlreichen dafür möglichen Varianten von Taktsystemen und ihre Realisierung (die mitunter erheblichen Aufwand bedingt) sei auf [2] verwiesen. Da auch der Amateur gelegentlich mit derartigen Mehrtaktsystemen bestimmte Aufgabenstellungen lösen kann, wird ein einfaches Beispiel für ein Viertaktsystem gezeigt, das zum einen das Prinzip der Mehrtakterzeugung verdeutlicht (und sich bedarfsweise abwandeln oder für höhere Taktzahlen erweitern läßt), zum anderen wird gerade diese Zeitfolge für viele Amateurzwecke geeignet sein. Bild 4.13 zeigt die Schaltung, die man mit nur 2 IS realisiert. Zunächst ist ein Grundtakt erforderlich, der z. B. aus einem Quarzoszillator abgeleitet oder beliebiger Herkunft sein kann (z. B. aus beliebigen



Takt	Q1	$\bar{Q}1$	Q2	$\bar{Q}2$
1	L	H	L	H
2	H	L	L	H
3	L	H	H	L
4	H	L	H	L

Bild 4.13
Gesamtschaltung, Impulsdiagramm und Funktionstabelle des Viertaktgeneratorsystems

Quellen mit Trigger nach Bild 4.4 o. ä.). In Bild 4.13 wird ein freilaufender Taktgenerator nach Bild 4.8 benutzt, der mit den Gattern D1, D2 gebildet ist. Das eigentliche Viertaktsystem benötigt eingangsseitig den Grundtakt bei Q1 und zugleich dessen negiertes Signal bei $\overline{Q1}$. An diesen Punkten wäre demgemäß ein fremder Grundtakt (statt D1, D2 z. B. von U_a, $\overline{U}_a$ aus Bild 4.12, im letzteren Fall steht hinter D3 [in Bild 4.12] die Negation $\overline{Q1}$ zur Verfügung) einzuspeisen. In Bild 4.13 wird die Taktfrequenz nach Bedarf mit C1 festgelegt. Über Eingang S kann man das Taktsystem entweder in Taktschritt 1 oder 3 stoppen. Vorweggenommen sei, daß es möglich ist, den Taktstopp in einer dieser beiden Stellungen zu erzwingen, wenn Stoppeingang S über eine Diode (*SAY 12...32* o. ä., Katode nach S) gleichzeitig mit dem Gattereingang (Verbindungspunkt 16 kΩ/220 pF) entweder von D3 oder D4 verbunden wird, so daß der gebildete FF beim Stoppen ebenfalls eine definierte Lage einnimmt. Diese Möglichkeit wurde in Bild 4.13 zur besseren Übersicht nicht eingezeichnet. Am Punkt Q1 ist ein Frequenzteiler 2:1 angeschlossen, der durch einen flankengetriggerten FF mit äußerer *RC*-Beschaltung D3, D4 gebildet ist. Diese Schaltung wird in Abschnitt 4.1.4.2. behandelt. Deshalb sei nur erwähnt, daß der Ausgang dieses FF stets entweder Q2 = H (und $\overline{Q2}$ = L) oder umgekehrt ist. Mit jeder an Q1 auftretenden HL-Flanke ändert der FF seinen Zustand. Damit stehen außer dem Grundtakt Q1 und seiner Negation noch ein zweiter Takt Q2 (und dessen Negation) mit der halben Frequenz des Grundtakts zur Verfügung. Diese 4 Signale werden über eine Decodierschaltung (D5...D8) so verknüpft, daß stets nur an einem der 4 Gatter beide Eingänge zugleich H-Pegel führen. Die Funktionstabelle in Bild 4.13 zeigt, welche Pegel die 4 Q-Ausgänge beim jeweiligen Taktschritt einnehmen und wie damit die Eingänge der Gatter D5...D8 belegt sind.

An den 4 Ausgängen A1...A4 stehen daher 4 zeitlich aufeinanderfolgende L-Signale zur Verfügung. Im Impulsdiagramm ist oben der als Zeitbasis wirkende Grundtakt Q1 dargestellt. Jeweils mit seiner HL- und LH-Flanke wird der Ausgangstakt weitergeschaltet. Es ist zunächst A1, danach A2, A3, A4 und danach wieder A1 auf L-Pegel usw. Jeder Ausgang ist somit während eines Takts auf L, während der folgenden 3 Takte auf H. Mit diesen 4 Ausgangssignalen lassen sich entsprechend zeitlich nacheinander ab-

laufende Vorgänge steuern. Für langsam ablaufende Taktschritte kann der Taktgenerator aus den Gattern D1, D2 entsprechend Bild 4.9 abgewandelt werden ($A = Q1$, $\overline{A} = \overline{Q1}$).

4.1.3.6. Mehrtaktsysteme mit dem 4-bit-Universalschieberegister D 195

Das Schieberegister *D 195* (Basteltyp: *P 195*) ist auch für den Amateur vielseitig brauchbar; Beispiele sind in [68] und Abschnitt 4.8.3.8. angegeben. Bild 4.14 zeigt die Innenschaltung dieses IS, Bild 4.15a die Anschlußbelegung, Bild 4.15b das logische Schaltzeichen. Die Erläuterung der Funktionsweise kann man in [69] nachlesen. Vorhanden sind 4 Ausgänge Q_A bis Q_D, deren Daten denen des TTL-Standardgatterausgangs (z. B. *D 100*) entsprechen. Die Dateneingänge A, B, C, D und die Takteingänge T1, T2 sowie der Eingang E_S entsprechen TTL-Standardgattereingängen, lediglich MC ist ein Eingang mit doppeltem Lastfaktor ($N_I = 2$). Die 4 in den IS vorhandenen Flip-Flop FF1 bis FF4 sind funktionell etwa mit dem *D 172* zu vergleichen.

Der Betriebszustand des Registers wird vom Steuereingang MC bestimmt. Es möge zunächst MC = H sein. Dann sind alle mit II gekennzeichneten Gatter geöffnet, alle Gatter I verriegelt. Über Takteingang T2 werden jetzt FF1 bis FF4 parallel synchron getaktet (Takttreibergatter IV). Über die geöffneten Gatter II und III sind die Dateneingänge A bis D auf die FF-Setzeingänge S und R (funktionell vergleichbar J und K beim *D 172*) durchgeschaltet. Ein an A bis D beispielsweise im BCD-Kode anliegendes Signal kann nun mit dem T2-Takt in die FF1 bis FF4 parallel eingeschrieben werden und erscheint mit Taktende an Q_A bis Q_D.

Es möge nunmehr MC = L werden. Damit sind alle Gatter II gesperrt, T1 ist abgeschaltet, und die Dateneingänge A bis

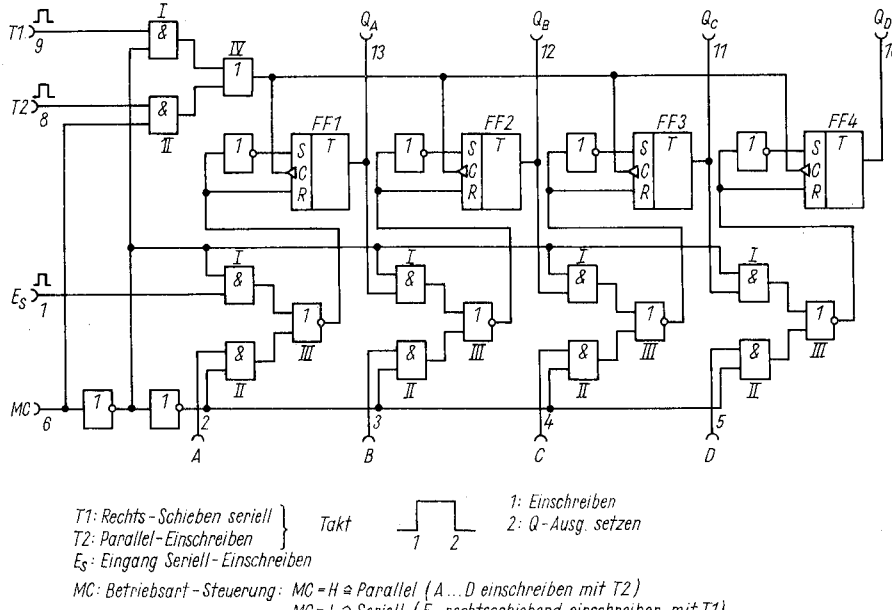


Bild 4.14 Logische Innenschaltung des IS *D 195 (P 195)*

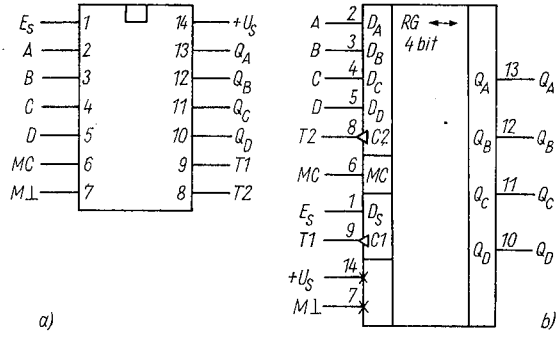


Bild 4.15
a – Anschlußbelegung des *D 195*,
b – logisches Schaltsymbol des *D 195*

D sind ebenfalls abgetrennt. Jetzt sind alle Gatter I geöffnet. Die FF können nun über den Takteingang T1 getaktet werden. Da jetzt jeder FF-Q-Ausgang über ein Gatter I und III mit den Voreinstelleingängen R, S des nachfolgenden FF verbunden ist, kommt in dieser Betriebsweise ein Schieberegister zustande. Sobald die FF getaktet werden, übernimmt jedes FF den Zustand des vorhergehenden, d. h., alle in den FF gespeicherten H- oder L-Informationen rücken mit jedem TTL-Takt um eine FF-Stelle nach rechts. Die jeweils im FF4 gespeichert gewesene Information geht dabei zunächst verloren. FF1 ist jedoch mit Eingang E_s verbunden und übernimmt daher die im Taktzeitpunkt bei E_s anliegende Information. Die Information bei E_s wird daher mit jedem Takt um eine FF-Stelle nach rechts verschoben. Verbindet man extern Q_D mit E_s, so entsteht ein Ring, in dem eine aus 4 bit bestehende Information (die zuvor als »Bitmuster« parallel über die Dateneingänge A bis D eingeschrieben worden sein kann) zyklisch im Rhythmus des T1-Takts umläuft. Es läßt sich auch Q_D eines *D 195* mit E_s eines folgenden *D 195* verbinden usw. und so der Speicherumfang praktisch beliebig vergrößern (auf die für den Amateur wenig interessante Möglichkeit des Linksschiebens wird hier nicht näher eingegangen; [69]). Eine Kette aus 10 IS *D 195*, jeweils Q_D mit E_S des folgenden, Q_D des letzten mit E_S des ersten *D 195* verbunden, alle MC-Eingänge und T-Eingänge parallelgeschaltet, ergäbe einen Ringzähler bzw. ein geschlossenes Schieberegister mit 40 Speicherplätzen. Falls beispielsweise über jeden Q-Ausgang eine Lampe (in Lichteffektanlagen) geschaltet wird und zu Beginn über alle Dateneingänge A bis D ein gewünschtes Lampenbild (Hell-Dunkel-Folgemuster) eingeschrieben wurde, kann man mit dem T1-Takt dieses Muster in der Lampenkette umlaufen lassen. Diese und ähnliche nicht nur für Dekorationszwecke nützlichen Anordnungen lassen sich vom Amateur realisieren, wobei die Aufwandfrage weniger die benötigten 10 *D 195* (oder preisgünstig: *P 195*) betrifft, sondern den »Folgebedarf« für die erforderlichen Lampenschaltorgane an den Q-Ausgängen. Die Betriebsstromaufnahme eines *D 195* entspricht etwa der eines Zähler-IS vom Typ *D 192/D 193*, ist also auch nicht unbeträchtlich.

Auf die Einzelheiten der Ansteuerung eines *D 195* für Parallel-Einschreiben und anschließendes Rechtsschieben wird nicht näher eingegangen; sie sind aus [69] und aus der in Abschnitt 4.8.3.8. erläuterten Gesamtschaltung ersichtlich, die man sinngemäß auch für andere Anwendungsfälle übernehmen kann. Erwähnt sei lediglich, daß im allgemeinen eine Parallelschaltung von T1 und T2 (Verwenden eines gemeinsamen Takts) zulässig ist, dagegen muß beachtet werden, daß das

MC-Signal bereits kurz vor Beginn des Takts anliegt und erst kurz nach Taktende wechseln soll, anderenfalls kann es zu Fehlsteuerungen mit Verfälschen der gespeicherten Informationsfolge kommen.

Neben diesen »klassischen« Anwendungen des *D 195* sind vereinfachte Schaltungen möglich, bei denen sich mit nur einem *D 195* und nur einem einfachen Taktsignal (z. B. aus TTL-Impulsgenerator) verschiedenartige, vielseitig verwendbare Mehrtakt-Impulsfolgen herstellen lassen. Die folgenden Beispiele werden lediglich mit Anschlußbeschaltung und zugehörigem Impulsdiagramm dargestellt; auf eine nähere Beschreibung des Zustandekommens dieser Taktfolgen sei aus Umfangsgründen verzichtet. Bild 4.16 bis Bild 4.22 zeigen jeweils im Bildteil a die Anschlußbeschaltung des *D 195* (wobei zur besseren Übersichtlichkeit auf die vollständige Darstellung des Logikschaltsymbols verzichtet wurde, es sind nur die jeweils benutzten Anschlußstiftziffern angegeben, dazu die vorhandenen Q-Ausgänge, die sich zur Abnahme der Signalfolgen eignen); aus Bildteil b sind die an Q_A bis Q_D verfügbaren Impulsfolgen zu ersehen. Der Eingangstakt cp, dessen Frequenz je nach Anwendung beliebig sein kann (maximal etwa 1 MHz; eine untere Grenze besteht nicht, jedoch sollen die cp-Impulsflanken TTL-gerechte Signalsteilheit aufweisen), wirkt sinngemäß wie ein »Schrittschalter«. Die Besonderheit dieser Schaltungen besteht in der Rückführung mindestens eines Q-Ausgangs auf den MC-Eingang (!), daneben werden zum Teil weitere Q-Ausgänge zum Einschreiben für die Dateneingänge benutzt. Das führt je nach Beschaltung zu einer periodischen selbsttätigen »Umprogrammierung« des Betriebs- und Speicherzustands und damit zum Wechsel der Signalfolge.

Die einfachste derartige Kombination zeigt Bild 4.16a, sie ergibt nach Bild 4.16b vier zueinander komplementäre 1:1-Taktfolgen mit der halben cp-Frequenz; diese Ausgangssignalkombination ist noch relativ unattraktiv. Dagegen ergibt Bild 4.17a,b eine für Lichteffekt- und ähnliche Zwecke interessante Überlappung der Q-Ausgangssignale (man stelle sich vor, daß mit H-Pegel an Q jeweils eine Lampe eingeschaltet wird); eine weitere in diesem Sinne attraktive Signalkombination ergibt Bild 4.18a, b. Anschaulich zeigt auch Bild 4.19 die mit solchen Impulskombinationen erreichbaren (im Beispiel: Licht-) Effekte: Mit Taktschritt 1 würde 1 Lampe (Q_A) aufleuchten, im nächsten Schritt 2 Lampen ($Q_A + Q_B$), im dritten Schritt 3 ($Q_A + Q_B + Q_C$), im vierten Taktschritt alle 4 Lampen, im fünften Schritt verlöschen alle Lampen, mit dem sechsten Schritt beginnt der Ablauf von vorn. Damit ließe

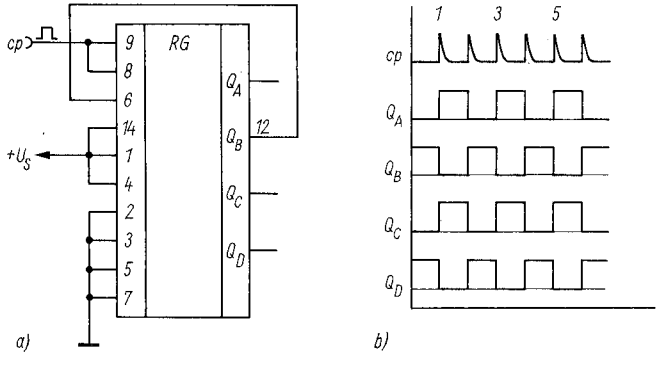


Bild 4.16
a – Anschlußbeschaltung, b – Impulsdiagramm für ein Mehrtaktsystem mit *D 195*

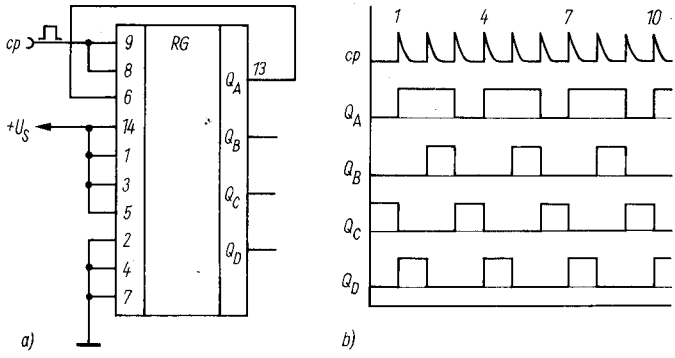


Bild 4.17
Wie Bild 4.16, für andere Ausgangssignalfolge

sich z.B. eine periodisch ansteigende »Lichtsäule« realisieren. Weitere Möglichkeiten mit andersartigen Abläufen zeigen Bild 4.20 bis Bild 4.22. Die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten derartiger Taktfolgen (keineswegs nur für dekorative Lichteffekte) ergeben sich unmittelbar aus den Diagrammen. Da

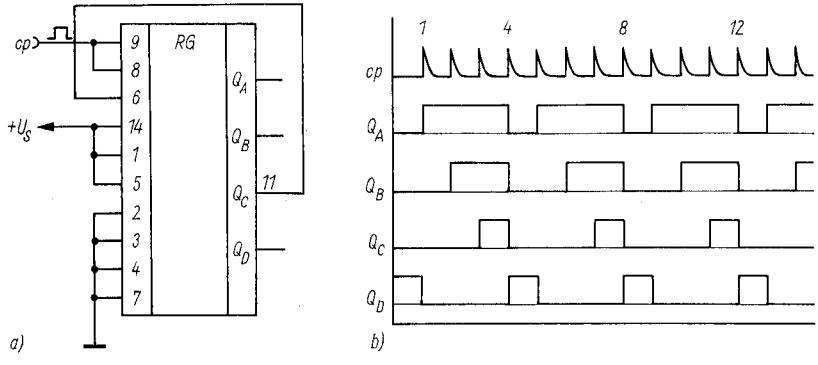


Bild 4.18 Wie Bild 4.16, für andere Ausgangssignalfolge

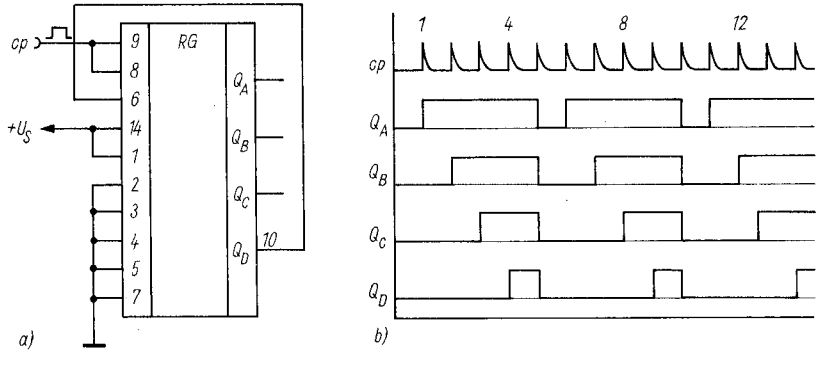


Bild 4.19 Wie Bild 4.16, für andere Ausgangssignalfolge

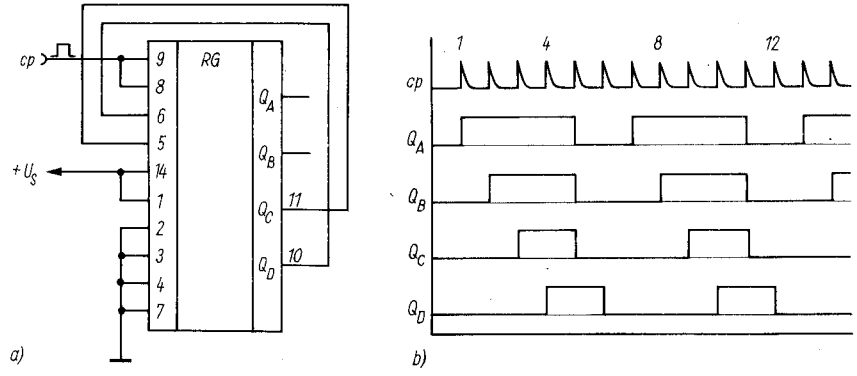


Bild 4.20 Wie Bild 4.16, für andere Ausgangssignal folge

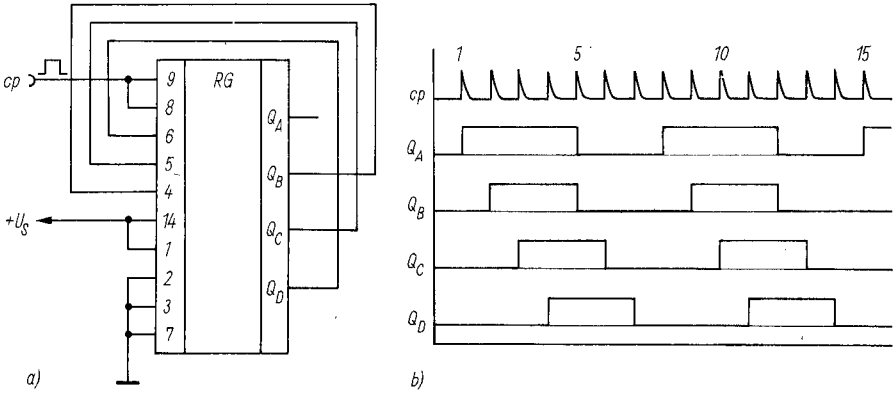


Bild 4.21 Wie Bild 4.16, für andere Ausgangssignalfolge

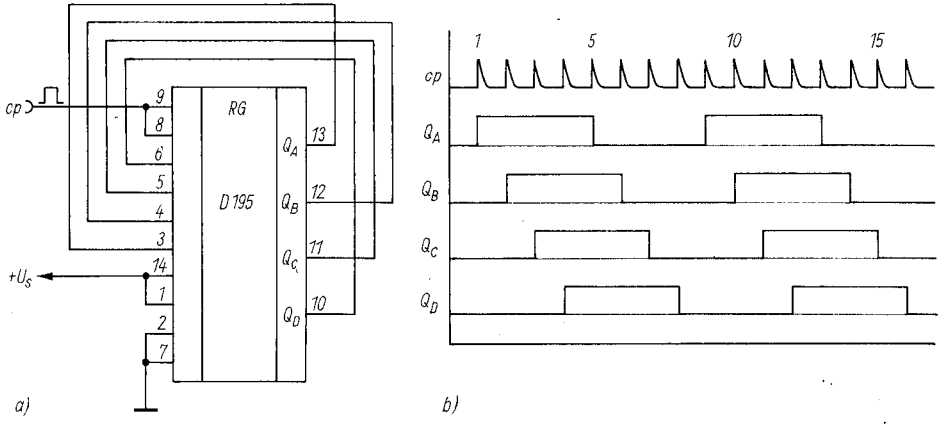


Bild 4.22 Wie Bild 4.16, für andere Ausgangssignalfolge

sämtliche »Bitmuster«-Folgen mit nur einem *D 195* und – abgesehen vom Taktgenerator – ohne zusätzliche Bauelemente realisierbar sind, erhält man zahllose, weitaus komplexer zusammengesetzte Impulsfolgen, wenn mehrere der gezeigten Schaltungen kombiniert werden. Man kann dabei entweder den Takt cp gemeinsam für alle (verschieden beschalteten) *D 195* verwenden oder auch zu Ablauffolgen höherer Stufenzahl kommen, indem die Taktfolgen eines beliebigen Q-Ausgangs eines vorangehenden *D 195* als cp-Eingangstakt für einen folgenden *D 195* benutzt werden. Das ist ohne weiteres möglich, da ein *D 195* nur auf die Taktflanke reagiert (die Q-Ausgänge werden mit der HL-Flanke des cp-Takts umgeschaltet). Der Eingangstakt muß also keineswegs die in den Diagrammen bei cp angedeutete regelmäßige Impulsfolge aufweisen! Durch geschicktes Ableiten der Taktsignale lassen sich daher praktisch alle gezeigten Impulsformen von Bild 4.16b bis Bild 4.22b nahezu beliebig ineinander und mit verschiedensten Zeitverhältnissen zueinander »verschachteln« und auf diese Weise mit relativ geringem Bauelementeaufwand auch komplizierte »Bitmuster« und Steuerungsprogramme für beliebige Folgeeinrichtungen ableiten. Der Amateur kann die jeweils gewünschte Gesamtablauffolge, von den gezeigten Diagrammen ausgehend, zunächst rein zeichnerisch »konstruieren« und aus dem so erhaltenen Gesamtablaufdiagramm die einzelnen Zeitschritte und damit die Anschlußpunkte für Steuerausgänge und die cp-Takt-Abgriffe für Folgestufen direkt ersehen.

4.1.4. Flip-Flop mit TTL-IS

Flip-Flop (FF) sind bistabile Kippstufen, die als Speicherelemente benutzt werden. Sie haben ihre Parallele in der herkömmlichen Transistorschaltungstechnik als bistabile Multivibratoren ([1]).

4.1.4.1. Statisches RS-Flip-Flop mit Grundgattern

Bild 4.23a zeigt die einfachste Grundform des RS-FF mit TTL-Grundgattern. Ist Ausgang Q = L, so muß zwangsläufig $\overline{Q}$ = H sein. Legt man an Eingang S kurzzeitig L-Pegel, so wird Q = H und damit (wenn R = H) Ausgang $\overline{Q}$ = L. Der FF ist in die umgekehrte Lage rückzuschalten, indem kurzzeitig L-Pegel an R liegt. Wegen der kreuzweisen Verkopplung wird der zuletzt angelegte Signalpegel demzufolge gespeichert. Die Bezeichnung der Eingänge ist vom engl. »set« (Setzen) und »reset« (Rücksetzen) abgeleitet. Es ist üblich, in Stromlaufplänen funktionell den Eingang S dem Ausgang Q zuzuordnen. Dann gilt die einfache Regel: L an S setzt Q nach H; L an R setzt Q nach L. Führen beide Eingänge H-Pegel, so bleibt der zuletzt »gesetzte« (in anderer üblicher Ausdrucksweise: der zuletzt »eingeschriebene«) Zustand erhalten. Als »verboten« gilt die Eingangsbelegung S = R = L, da in diesem Fall zunächst beide Ausgänge Q = $\overline{Q}$ = H sind (womit die Negation für Q nicht mehr gegeben ist) und beim (gleichzeitigen) Verschwinden der Eingangssignale (wenn gleichzeitig R = S = H wird) der FF in eine der beiden möglichen Lagen zurückfällt, die sich nicht vorherbestimmen läßt. Die »verbotene« Belegung beider Eingänge mit L-Signal verhindert also eine sinnvolle FF-Funktion, was aber nicht bedeutet, daß sie im Hinblick auf IS-Schäden oder aus technischen Gründen nicht zulässig wäre. In speziellen Schal-

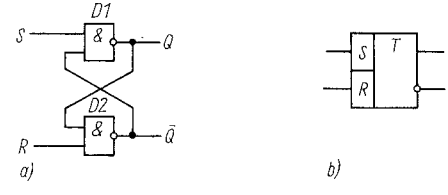
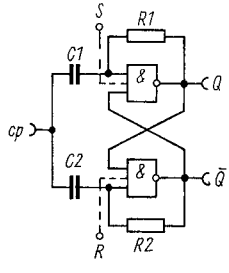


Bild 4.23
a – RS-FF aus NAND-Grundgattern; b – Schaltsymbol

tungen kann von dieser Möglichkeit (wenn man dabei die Auswirkung von $Q = \overline{Q}$ auf Folgestufen beachtet) durchaus Gebrauch gemacht werden. Ist dafür gesorgt, daß die Eingangssignale nicht gleichzeitig nach H gehen, so nimmt der FF anschließend eine durch das zuletzt auf L gewesene Signal definierte Lage ein. Die einfache FF-Grundfunktion wird vereinfacht mit dem in Bild 4.23b mit angegebenen Schaltsymbol dargestellt. Für aus einzelnen Grundgattern zusammengeschaltete FF wird in diesem Buch davon kein Gebrauch gemacht, um die Darstellung der außerhalb der IS notwendigen Verbindungen und der Zuordnung der Gatter zu den IS zu ermöglichen. Benutzt man bei Bild 4.23 für D1 und D2 Gatter mit mehr als 2 Eingängen, so stehen jeweils mehrere S- und R-Eingänge zur Verfügung.

4.1.4.2. Flankengetriggertes RS-Flip-Flop

Eine der wichtigsten Grundschaltungen für Amateurzwecke ist das flankengetriggerte RS-FF, das im allgemeinen mit gemeinsamem Eingang als Frequenzteilerstufe (2:1) benutzt wird. Bild 4.24a zeigt die Grundschaltung. Bei dem RS-FF (Bild 4.23; dessen Eingänge R und S in Bild 4.24a zunächst nicht vorhanden seien) sind die Eingänge über Kondensatoren zu einem gemeinsamen Takteingang cp (Abk. vom engl. »clock-pulse« = Taktimpuls) zusammengefaßt. Außerdem werden die Kondensatoren über $R1$ und $R2$ von den Ausgängen her auf (dem Ausgangszustand entsprechend) unterschiedliche Potentiale aufgeladen. $R1$ und $R2$ müssen so groß sein, daß die Gattereingänge hierüber nicht mehr ausreichend Strom zum auf L liegenden Ausgang abgeben können, um L-Pegel zu »lesen«. Die Gattereingänge liegen daher zunächst beide auf H-Pegel, wobei $R1$ und $R2$ dafür sorgen, daß dieser gering unterschiedlich ist (völlig offene Gattereingänge haben eine »Leerlaufspannung« von etwa 1,4 V). Liegt z. B. Q auf L-Pegel, so ist die Spannung am Verbindungspunkt $C1$, $R1$ nur wenig unter 1,4 V (aber noch hoch genug, daß der daran angeschlossene Gattereingang H-Pegel liest). $\overline{Q}$ liegt auf H (3,5 V), so daß am Verbindungspunkt $C2$, $R2$ mindestens etwa 3 V vorhanden sind. Geht ein bei cp anliegendes Signal von L nach H, so wird dies lediglich als vorübergehender H-Pegelsprung an beiden Gattereingängen



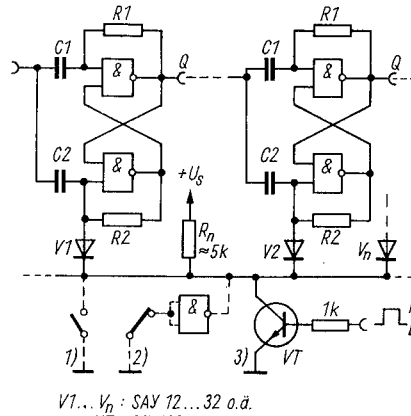


Bild 4.24
a – dynamisch flankengetriggerter RS-FF als Frequenzteiler 2:1, b – mehrere derartige FF können gemeinsam rückgestellt werden, ohne daß die Gatter einen dritten Eingang benötigen

wirksam, die ohnehin H haben. Ein LH-Übergang an cp wirkt sich also nicht aus. Sehr bald sind wieder die genannten Spannungsverhältnisse gegeben. Tritt nun an cp ein HL-Übergang auf, so wird dieser Spannungssprung auf beide Gattereingänge übertragen, beide erhalten kurzzeitig L-Pegel, wobei der zuvor auf L gelegte Ausgang (Q oder auch $\overline{Q}$) sofort H annimmt, während der auf H gewesene Ausgang diesen Zustand noch beibehält. Über $R1$ und $R2$ werden die beiden Kondensatoren umgeladen, wobei es aber (wegen unterschiedlicher Ladungen beider Kondensatoren) unterschiedlich lange dauert, bis diese Umladungen abgeschlossen sind. Praktisch spielt hierbei noch jeweils bei dem Gatter, dessen Ausgang zuvor auf H-Pegel lag, die eingangsseitige Substratdiode eine Rolle, die ebenfalls dafür sorgt, daß der Gattereingang, dessen Ausgang zuvor auf H-Pegel lag, zeitlich zuerst wieder H-Potential am Verbindungspunkt R, C erreicht. Für das Gatter, welches zuvor ausgangsseitig H-Pegel hatte, ergibt sich daher an beiden Eingängen zuerst wieder »H H«, so daß dieser Ausgang sofort auf L schaltet. Damit muß der andere Gatterausgang zwangsläufig auf H bleiben. Die ursprünglichen Verhältnisse haben sich umgekehrt. Dies bewirkt nunmehr auch umgekehrte Ladungsverhältnisse auf $C1$ bzw. $C2$. Sobald an cp ein erneuter HL-Pegelsprung auftritt, wird der FF demzufolge erneut die Lage wechseln, d. h., er schaltet mit jedem HL-Übergang an cp um. Wie diese vereinfachte Funktionserläuterung zeigt, sind die unterschiedlichen Ladungszustände der Kondensatoren und die Bedingungen $C1 = C2$ und $R1 = R2$ Voraussetzungen für die Funktion! Der Mindestwert für R beträgt 5,6 kΩ (der Amateur sollte 6,8 kΩ nicht unterschreiten). Der Mindestwert für C liegt bei 47 pF. Je kleiner R und C sind, desto schneller sind die Umladevorgänge abgeschlossen und um so höhere Frequenzen kann der FF verarbeiten. Kleine C-Werte erfordern aber eine entsprechend große Flankensteilheit des HL-Übergangs am Takteingang cp. Ist keine hohe Schaltfolgefrequenz gefordert, sollte der Amateur daher $C1$ und $C2$ mit etwa 220 pF (in Einzelfällen auch noch höher) bemessen. Einer der Ausgänge Q oder $\overline{Q}$ kann unmittelbar das Taktsignal cp für einen nachfolgenden FF abgeben. Über dritte Gattereingänge R bzw. S läßt sich der FF jederzeit auch statisch (gemäß Bild 4.23) in eine beliebige Lage bringen. Für bestimmte Anwendungen bei Frequenzteilern und Zählern ist dies erforderlich, um alle FF in gleiche Lage zu stellen (»Nullstellen«). Man kann zu diesem Zweck die R-Eingänge aller FF verbinden, benötigt nach Bild 4.24a dann aber Gatter mit 3 Eingängen und demzufolge eine höhere Zahl von IS (Bild 1.5). Da der Amateur derartige FF (Frequenzteilerketten) zur IS-Ersparnis lieber mit *D 100* (Bild 1.2) aufbauen wird, zeigt Bild 4.24b zusätzlich eine Möglichkeit, wie alle FF ohne Vorhandensein von 3 Gattereingängen rücksetzbar sind. Dazu eignen sich die vorhandenen, mit R und C belegten Eingänge, die über Dioden V1...Vn entkoppelt und auf eine gemeinsame Sammelleitung (Rücksetzleitung) geschaltet werden. Legt man diese Leitung auf L-Pegel bzw. Masse, so sind alle Dioden leitend und alle unteren Gatter eingangsseitig auf L gelegt. Demzufolge werden alle oberen Gatterausgänge Q auf L gesetzt. Im Ruhezustand ist die gemeinsame Rücksetzleitung über R_n an $+U_s$ gelegt, die Dioden sind in Sperrichtung gepolt und damit wirkungslos. Zu beachten ist bei dieser Lösung allerdings der mögliche Einfluß der Diodenkapazität. Sie addiert sich zu $C2$, und wenn $C2$ sehr klein ist, kann damit bereits eine merkliche Unsymmetrie entstehen, die u. U. das Kippen des FF verhindert. Sollte bei C-Werten unter etwa 100...120 pF dieser Effekt auftreten, so ist er durch Vergrößern von $C1$ der jeweiligen Stufe (um etwa 10 pF bzw. je nach Diodenkapazität) auszugleichen. Für die Rücksetzleitung ist zu beachten, daß sie

eine Last darstellt, die der Zahl der damit rückgesetzten FF entspricht (dazu das zum Lastfaktor Gesagte beachten). Deshalb sind in Bild 4.24b noch 3 prinzipiell mögliche Lösungen für das Rücksetzen angegeben. Die einfachste Möglichkeit (für handbetätigtes Rückstellen) ist die bei 1 dargestellte Taste. Sie benötigt keinen Prellschutz, weil alle FF beim ersten Schließen des Kontakts bereits rücksetzen und weitere Pegeländerungen auf der Rücksetzleitung ohne Auswirkung bleiben. Wird das Rückstellen durch einen anderweitigen Schaltvorgang, d. h. vom Ausgang eines TTL-Gatters bewirkt, so schließt man es an die Rücksetzleitung an, wie bei 2 dargestellt. Der Kontakt ist nur symbolisch zu verstehen. Zum Rückstellen muß H-Pegel am Gattereingang auftreten. Jetzt ist für dieses Gatter der Ausgangslastfaktor zu beachten. Mit einem Standardgatter kann man (entsprechend $N_O = 10$) maximal 10 FF-Stufen rücksetzen, mit Hilfe eines Leistungsgatters *(D 140)* bis 30 solcher FF, und bei ein- und ausgangsseitiger Parallelschaltung zweier in einer *D 140* enthaltenen Leistungsgatter bis zu 60 FF-Stufen. Sollte für größere Gesamtschaltungen auch dies noch nicht genügen (häufiger aber, um Gatterfunktionen zu sparen), so kann man einen Transistor, wie bei 3 angedeutet, einsetzen, der aber ein Epitaxialplanartyp (Kollektorsättigungsspannung unter 0,2 V!) sein muß, um an den FF-Gattereingängen den L-Pegel (< 1,0 V!) mit Sicherheit zu erreichen. Über den Dioden fallen immerhin bereits 0,7 V ab. Mit einem *SF 126* für VT ist es möglich, mehr als 200 FF-Stufen gemeinsam rückzusetzen (mit kurzzeitigem H-Potential an dessen Basisvorwiderstand). Man spart damit aber vor allem Gatterfunktionen und Betriebsstrom ein.

4.1.4.3. Das D-Flip-Flop D 174

Für den Amateur gelegentlich von Bedeutung ist das D-FF (D vom engl. »delay« ≙ Verzögerung). Es ist als Typ *D 174* erhältlich. Beim D-FF handelt es sich um ein flankengetriggertes FF mit einem Takteingang und einem Vorbereitungseingang. Der Takteingang wird mit cp bezeichnet, der Vorbereitungseingang mit D. Außerdem sind die bereits bekannten Setz- und Rückstelleingänge R und S sowie die Ausgänge Q und $\overline{Q}$ vorhanden. Bild 4.25a zeigt die innere logische Schaltung dieses FF, das aus mehreren intern verkoppelten RS-FF besteht und dessen Eigenschaften auf der Ausnutzung innerer Schaltverzögerungszeiten der einzelnen Gatter dieser IS beruhen. Im *D 174* befinden sich 2 D-FF, die man unabhängig voneinander benutzen kann. Eine eingehende Funktionserläuterung ist für die Verwendung dieser IS nicht erforderlich. Deshalb wird im folgenden nur das Verhalten des D-FF beschrieben. Es handelt sich um ein flankengesteuertes FF, d. h., maßgebend ist nicht der Zustand des Signalpegels am Eingang cp, sondern die inneren Schaltvorgänge werden durch den Signalpegelwechsel am Eingang ausgelöst. Ein Übergang von H nach L an R setzt Q sofort nach L. Ein HL-Übergang an S setzt Q nach H. Ein am Vorbereitungseingang D (der oft auch als »Informationseingang« bezeichnet wird) liegender Signalpegel oder Pegelwechsel bewirkt (solange cp konstant auf L oder H bleibt) nichts. Die an D liegende Information übernimmt der FF also zunächst nicht. Um dies zu bewirken, ist bei cp ein Taktimpuls erforderlich, wie in Bild 4.25 dargestellt. Mit der LH-Vorderflanke des Impulses wird die zu diesem Zeitpunkt gerade an D anliegende Information (H oder L) in den FF übernommen und erscheint sofort (also noch während der cp-Impulsdauer!) an den Ausgängen. Sobald der Taktimpuls an cp den H-Pegel erreicht hat, ist D wieder abgetrennt und wirkungslos, weitere Pegelwechsel an D sind daher bis zum Eintreffen der nächsten cp-Vorderflanke bedeutungslos. Die Zuordnung des Signals an D zum Ausgangssignal bei Q zeigt die Funktions-

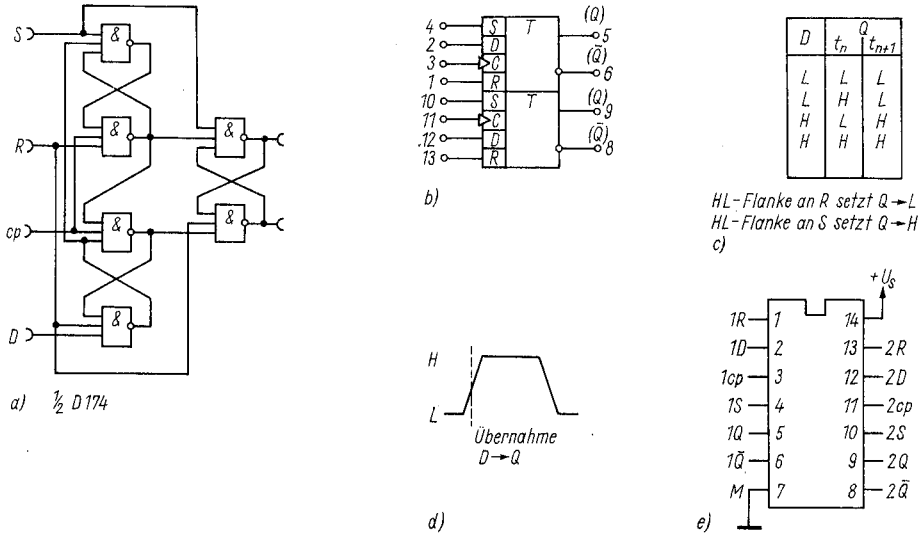


Bild 4.25 D-FF *D 174*. a – Logische Schaltung (ist im *D 174* zweimal vorhanden), b – Schaltsymbol für 2 D-FF, c – Funktionstabelle, d – Wirkungsweise des Taktimpulses cp, e – Anschlußbelegung

tabelle (Bild 4.25c). Dabei ist t_n der Zeitpunkt unmittelbar vor Beginn der cp-LH-Vorderflanke, t_{n+1} ist der Zustand nach dem Taktimpuls (bzw. bereits ab dessen H-Pegel). Die Taktimpuls-LH-Flanke überträgt demzufolge das an D liegende Signal unmittelbar nach Q. Hier sei auf eine für den Amateur interessante (in Bild 4.28a dargestellte) Anwendung hingewiesen, die sich direkt aus der Funktionstabelle ersehen läßt: Wird Ausgang $\overline{Q}$ des D-FF direkt mit dem eigenen Eingang D verbunden, so ist das D-FF, bei cp angesteuert und mit Q als Ausgang, unmittelbar als 2:1-Frequenzteiler zu verwenden. Es liegt nämlich nach jedem Taktablauf dann bei D ein Signal an, das dem zuvor vorhandenen entgegengesetzt ist, d. h., der D-FF schaltet mit jedem cp-Impuls einmal um, wenn äußerlich $\overline{Q}$ mit D verbunden wird. Da man den Q-Ausgang eines D-FF unmittelbar zum Ansteuern des cp-Eingangs eines weiteren D-FF verwenden kann, läßt sich mit einer *D 174* und wenigen äußeren Verbindungen bereits eine 4:1-Frequenzteilung realisieren. Das gleiche gelingt allerdings auch bereits (Prinzip nach Bild 4.24b) mit einer erheblich billigeren *D 100*. Der Nachteil der notwendigen je 4 äußeren *R* und *C* ist für den Amateur nicht schwerwiegend. Das D-FF *D 174* (dessen innere Schaltung übrigens insgesamt 56 Transistor-, 14 Diodenfunktionen und 24 Widerstände enthält!) muß mit sehr flankensteilen Impulsen angesteuert werden, um den Kippvorgang zu ermöglichen. Die Anstiegszeit der LH-Flanke nach Bild 4.25d muß kürzer als 0,2 µs sein, für die gesamte cp-Impulsdauer genügen 1...2 µs oder weniger. Der D-FF ist also nur mit TTL-gerecht aufbereiteten Signalen ansteuerbar, eventuell müssen zuvor die Impulse des Taktes mit einem Trigger geformt werden. Die Bezeichnung D-FF (Verzögerungs-FF) ist auf den ursprünglichen Verwendungszweck zurückzuführen. Sind mehrere derartige D-FF cp-seitig parallelgeschaltet und demzufolge synchron getaktet, so erscheinen die an den D-Eingängen mit

unterschiedlicher Verzögerung eintreffenden Signale an den Q-Ausgängen gleichzeitig, man kann daher in größeren Anlagen die unterschiedlichen Laufzeiten von Signalen durch Synchronisation über D-FF ausgleichen. Alle Signale werden bis zum Eintreffen des nächsten Taktes verzögert. Der Amateur hat die Möglichkeit, ein dynamisch flankengesteuertes RS-FF, das im Verhalten dem echten D-FF sehr ähnlich ist, experimentell mit einer *D 100* nachzubilden. Bild 4.26 zeigt die Schaltung hierfür. Der flankengetriggerte FF wird durch die Gatter D3, D4 gebildet (Setz- und Rücksetzeingänge – die statisch wirken – sind über die Dioden V1, V2 ankoppelbar, ebenso wie bei Bild 4.24b), jedoch ist die unterschiedliche Ladung für *C*1, *C*2 jetzt nicht vom eigenen Ausgang des FF, sondern von 2 vorhergehenden Vorbereitungsgattern D1, D2 bestimmt. Takteingang cp liegt normalerweise auf L-Pegel, wodurch D1, D2 gesperrt, ihre Ausgänge auf H und der D-Eingang somit wirkungslos sind. Mit der cp-Vorderflanke werden D1 und D2 freigegeben. Es hängt nun von dem während dieser Zeit (der gesamten H-Zeit des Taktimpulses!) an D vorhandenen Signal ab, ob Ausgang D1 H und demzufolge Ausgang D2 L führt oder ob Ausgang D1 auf L geht und Ausgang D2 auf H bleibt. Während der H-Dauer des Taktimpulses sorgen die zueinander komplementären Ausgangssignale an D1 und D2 für die unterschiedliche Ladung auf *C*1 und *C*2. Entsprechend dem so bewirkten »Programmieren« schaltet die Rückflanke (HL-Übergang) des Taktsignals den FF (D3, D4) um, oder er behält die gleiche Lage, in der er bereits ist. Das an D vorhandene Signal wird also mit der LH-Flanke des Taktes »eingeschrieben« und mit der HL-Flanke erscheint es an den Ausgängen (sinngemäß gilt die Funktionstabelle aus Bild 4.25c auch für Bild 4.26). Daß diese einfache Schaltung kein echter »Ersatz« für ein D-FF ist, geht aus dieser Beschreibung schon hervor (vgl. die bei Bild 4.25d und Bild 4.26 angegebenen Taktsignaldarstellungen!). Der Amateur sollte beim Einsatz dieser Schaltung folgendes beachten: Die Taktsignaldauer (H-Zeit des bei cp anliegenden Taktes) muß größer sein als die für die vollständige Aufladung von *C*1 und *C*2 benötigte Zeit, d. h., um einigermaßen hohe Taktfrequenzen anwenden zu können, muß man *R*1, *R*2 und *C*1, *C*2 sehr klein wählen (Mindestwerte für sichere Funktion nicht unterschreiten!). Dies erfordert wiederum zumindest für die HL-Flanke des Taktes (die den FF aus den Gattern D3, D4 setzt) ausreichende Flankensteilheit. Signalwechsel bei D während der H-Periode des Taktes können u. U. die Kondensatoren vollständig umladen, womit keine einwandfreie Übernahme des zuletzt bei D vorhandenen Signals nach Q mehr möglich

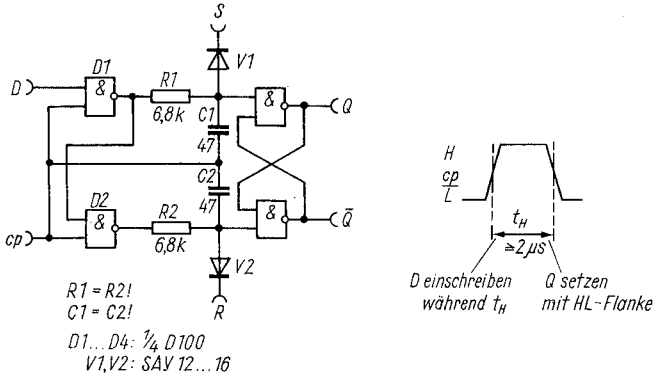
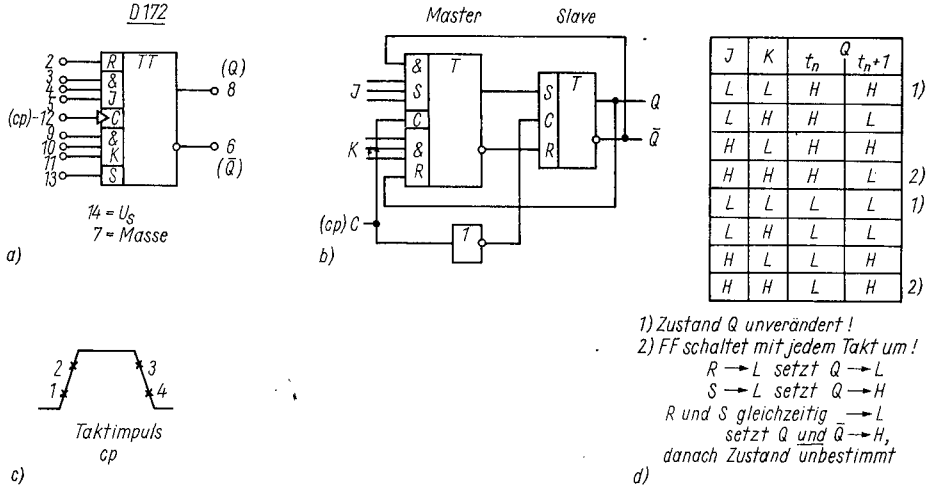


Bild 4.26
Dynamisch flankengesteuertes Speicher-FF

ist. Im Hinblick auf die Takterzeugung ist weiter zu beachten, daß der Eingang cp für den Taktgenerator eine Last mit $N_I = 4$ (während der Flanken- bzw. Taktpegelwechsel) bzw. $N_I = 2$ (im statischen Zustand) darstellt. Um sicheres Einschreiben zu garantieren, soll die Taktimpulsdauer für die in Bild 4.26 angegebene Dimensionierung wenigstens 2 µs betragen. Die maximale Taktfrequenz wurde für diese Dimensionierung und den *D 100* experimentell mit 250...270 kHz ermittelt. Immerhin kann diese Schaltung für den Amateur durchaus als Zwischenspeicher oder für Schieberegister von Interesse sein, wenn *D 174* nicht greifbar oder zu kostenaufwendig sind. Einige mit dem Schaltkreis *D 200* ($R1 = R2 = 6{,}8\,k\Omega$, $C1 = C2 = 16\,pF$) erprobte Versuchsmuster ließen Taktfrequenzen bis ≈ 1 MHz zu.

4.1.4.4. Das JK-Flip-Flop D 172

Im Unterschied zum D-FF *D 174* ist das JK-master-slave-FF *D 172* ein in allen Funktionen statisch arbeitendes, sehr vielseitig verwendbares und auch für den Amateur sehr interessantes FF. Schaltung und Anschlußlage wurden bereits in Bild 1.6 gezeigt. Wegen der beschränkten Anschlußstiftzahl und zugunsten einer möglichst hohen Zahl von Vorbereitungseingängen J, K enthält eine IS dieses Typs nur ein solches FF. Für den Amateur sind die folgenden Betriebsdaten von Interesse: Stromaufnahme $I_S \approx 10$ mA (max. 20 mA), maximale Taktfrequenz: 18 MHz. Die Eingänge J1...J3 und K1...K3 entsprechen je einem normalen Standardgattereingang. Die Eingänge R, S und cp stellen doppelte Lasten ($N_I = 2$) dar. Alle anderen Daten (auch der Ausgänge mit $N_O = 10$) entsprechen den typischen Werten eines TTL-Standardgatters. Vom Hersteller werden für den Taktimpuls zwar Mindestflankensteilheiten usw. empfohlen, jedoch arbeitet dieses FF auch mit sehr flachen Impulsflanken noch sicher. Trotzdem sollte man selbstverständlich einen »schleichenden« Betrieb insbesondere des Takteingangs mit nicht systemgerechten Signalformen vermeiden, wenn auf Betriebssicherheit Wert gelegt wird. Nichtbenutzte Eingänge (auch bei J und K) kann der Amateur ohne Bedenken unbeschaltet lassen; ein Verbinden mit H-Pegel ist nicht nötig. Sind R und S ungenutzt, bleiben sie ebenfalls offen. Mit diesen Setz- und Rücksetzeingängen kann das FF unmittelbar als statisches FF gemäß Bild 4.23 verwendet werden. Es sind also Anwendungen möglich, bei denen der cp-Eingang oder J, K nicht arbeiten. Man läßt diese Eingänge offen, lediglich cp sollte, wenn es die Funktions-»Reste« einer teilgeschädigten *D 172* erlauben, an Masse gelegt werden. Die Eingänge R und S haben Vorrang vor allen anderen Funktionen, ist also R oder S auf L-Potential gelegt, so wird Q nach L bzw. H (siehe Hinweis in Bild 4.27d) geschaltet, wobei cp und J, K wirkungslos sind. $R = S = L$ ergibt $Q = \overline{Q} = H$ und nachfolgend unbestimmten Zustand und ist daher ebenso wie beim einfachen RS-FF zu vermeiden. Der Innenaufbau setzt sich aus einem »master« (Meister) und einem ihm nachgeschalteten »slave« (Sklave, Knecht), die gemeinsam mit R oder S setzbar sind, zusammen. Das Taktsignal cp »öffnet« zunächst den master, wobei der slave infolge der in seiner cp-Zuleitung intern vorhandenen Negation verriegelt wird, und die intern ANDverknüpften J-K-Eingänge können nunmehr (mit cp = H) als Setzeingänge für den master wirken (ebenso wie R, S in Bild 4.23; hier wird jedoch zunächst nur der master gesetzt). Mit der Taktrückflanke sperrt der master (J und K sind wirkungslos), und der slave wird freigegeben, der jetzt die im master gespeicherte Information übernimmt und zum Ausgang schaltet. Wiederholt man diesen Vorgang, so wird der im slave zuletzt gespeicherte Zustand am Ausgang also



J	K	t_n	t_{n+1}	
L	L	H	H	1)
L	H	H	L	
H	L	H	H	
H	H	H	L	2)
L	L	L	L	1)
L	H	L	L	
H	L	L	H	
H	H	L	H	2)

Bild 4.27 JK-FF *D 172*. a – Schaltsymbol, b – Prinzip der master-slave-Funktion, c – Funktionen des Taktimpulses, d – Funktionstabelle

auch während der LH-Flanke des Taktes (die den slave verriegelt und den master öffnet) noch beibehalten, während der master zugleich bereits die neu an J und K liegende Information »einschreibt«. Bild 4.27c verdeutlicht das an der Taktimpulsform genauer: Im Ruhezustand ist cp = L. Mit der LH-Flanke des Taktes wird zunächst der slave vom master getrennt und verriegelt (–1–), sein jeweiliger Zustand bleibt erhalten. Bei –2– öffnen die J- und K-Eingänge des masters. Ab diesem Zeitpunkt und für die gesamte H-Dauer des Taktimpulses erfolgt die Übernahme der an J und K anliegenden Signale in den master, die (nachdem sie einmal im master eingeschrieben sind) in diesem nicht wieder gelöscht werden können, solange cp auf H bleibt. Deshalb setzen Signalwechsel an J oder K während der H-Zeit des Taktes oder nach Taktbeginn verspätet eintreffende Signale den master unter Umständen falsch! Mit abfallender Taktflanke sperren bei –3– zunächst die J-K-Eingänge, bei –4– schließlich überträgt der master die in ihm gespeicherten Informationen in den slave. Zum Zeitpunkt –4– schalten also die Ausgänge Q und $\bar{Q}$ um, falls dies dem vorher eingeschriebenen Signal entspricht. Die Zeitdauer der H-Periode des Taktes ist gleichgültig und kann beliebig lang sein, wenn man beachtet, daß ein in dieser Periode (zwischen –2– und –3–) an J oder K nach H gehendes Signal als H in den master übernommen wird und dort gespeichert bleibt. Während der H-Periode des Taktes ist also dieses FF für H-Störimpulse bei auf L liegenden J-K-Eingängen sehr empfindlich. Ein solcher Störimpuls würde nach –4– ein bleibendes H am zugeordneten Ausgang bewirken. Übrigens ist wegen der besonderen Innenschaltung der Takteingang cp gegen negative Störspannungen $\geqq$ 0,7 V nicht nur (wie alle anderen Ein- und Ausgänge) in bezug auf mögliche Überlastung empfindlich, sondern negative Spannungen an cp können für den slave-Teil einen scheinbaren cp-Takt simulieren und ihn zum Umschalten bringen. Die in Bild 4.27b als einzelnes Invertergatter dargestellte Negation für den slave-cp-Eingang wird tatsächlich durch 2 sowohl an Basis als auch

am Emitter gesteuerte Transistoren (Bild 1.6) verwirklicht. Deshalb sind längere Zuleitungen zu cp ($\geqq 30$ cm) zu vermeiden, weil auf ihnen sonst eventuell negatives Überschwingen auftritt (siehe dazu Bild 2.11 und Bild 2.12). Auch die Ausgänge des FF sind gegen Störimpulse empfindlich (das gilt übrigens auch für die FF nach Bild 4.23, Bild 4.24 und Bild 4.25!), was mit den von diesen Ausgängen führenden internen Rückführungen zu den Eingängen J, K (Bild 1.6a, b) zusammenhängt. Störspitzen auf den Ausgangsleitungen, die »rückwärts« in den FF geraten, können ihn ebenfalls zum Kippen bringen. Deshalb sind FF nicht als Leitungstreiber (z. B. nicht für Schaltungen gemäß Bild 2.11 und Bild 2.12) zu empfehlen. Der Amateur kann derartige Leitungsfragen erproben, jedoch sind dabei ungewollte Kippvorgänge nicht ausgeschlossen, so daß es eine Frage der gewünschten Zuverlässigkeit ist, ob man dem FF-Ausgang Entkopplungsgatter nachsetzt, um längere Leitungen treiben zu können, oder ob darauf verzichtet wird. Die Zuordnung der J- und K-Funktion zum Ausgangssignal zeigt Bild 4.27d. Hierbei ist wieder t_n der Zustand des Ausgangs Q vor dem Taktimpuls (vor –1– in Bild 4.27c), t_{n+1} der Ausgangszustand nach dem Taktimpuls (Zeitpunkt –4–). Wie die Tabelle zeigt, setzt J = L und K = H stets Q = H usw. Dabei sind 2 Zustände besonders interessant: Mit J = K = L bleibt der FF-Zustand unverändert, d. h., der JK-FF ist mit L an beiden Eingängen in der gerade vorhandenen Lage verriegelt und reagiert auf cp nicht mehr. Ist dagegen J = K = H (z. B. sämtliche J- und K-Eingänge unbeschaltet), dann schaltet der FF mit jedem cp-Takt um und arbeitet ohne äußere Beschaltung als 2:1-Frequenzteiler. Für $\overline{Q}$ wird in der Tabelle nichts angegeben, da dieser Ausgang stets (außer wenn »unzulässigerweise« R = S = L ist) das zu Q komplementäre Signal hat. Wenn J ≠ K ist, so wird der JK-FF mit dem nächsten eintreffenden Taktimpuls in die für diese J-K-Kombination gültige Lage gesetzt und bleibt bei weiteren Takten in dieser, solange sich die Signale an J oder K nicht ändern.

4.1.5. Frequenzteiler mit Flip-Flop

FF sind die Grundfunktionselemente für Frequenzteiler. Im folgenden werden einige Prinzipschaltungen dargestellt. Auf mögliche Erweiterungen, Herstellen besonderer Teilerverhältnisse und weitere Einzelheiten geht Abschnitt 4.6.3. näher ein. Auch [2] und [67] enthalten viele Hinweise dazu.

4.1.5.1. Frequenzteiler mit flankengetriggerten RS-Flip-Flop D 100

Bild 4.28 zeigt für 3 unterschiedliche FF-Typen die mögliche grundsätzliche Schaltung eines 2:1-Frequenzteilers. Bei Bild 4.28a wird entweder ein *D 172* benutzt, dessen Eingang für die zu teilende, mit f_e bezeichnete Frequenz der Taktein-

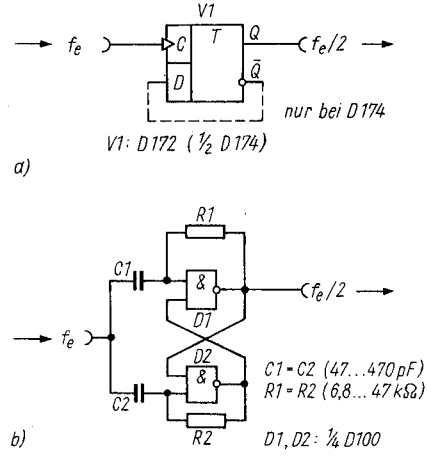
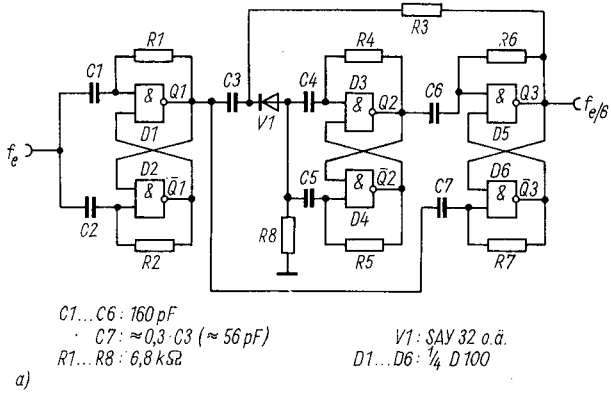


Bild 4.28
Grundschaltung von 2:1-Teilerstufen (Binärteilern) a – für *D 172* und *D 174*, b – flankengetriggertes RS-FF

gang ist, wobei alle J- und K-Eingänge offenbleiben, oder man setzt je Teilerstufe $^1/_2$ *D 174* ein, dessen Ausgang $\overline{Q}$ mit seinem D-Eingang verbunden ist. Auch in diesem Fall ist f_e dem Takteingang des FF zuzuführen (siehe auch Abschnitt 4.1.4.3.). Die für den Amateur preislich günstigste Lösung (zugleich aber die mit dem höchsten Aufwand an zusätzlichen Bauelementen) ist der Aufbau mit flankengetriggerten RS-FF. Da die äußeren Bauelemente *R* und *C* (Bild 4.28b gibt dafür Richtwerte an) bei geschickter Montage (evtl. stehend!) unmittelbar an die IS-Anschlüsse gesetzt werden können und der arbeitsmäßige Mehraufwand für den Amateur (ganz im Gegensatz zur Industrie!) vertretbar ist, bringt diese zusätzliche äußere Beschaltung für ihn keinen nennenswerten Nachteil. Mit einer *D 100* lassen sich 2 Teilerstufen realisieren. Die am Eingang mit f_e eingespeiste Impulsfrequenz erscheint also mit $^{f_e}/_2$ am Ausgang. Sie steuert die nächste Teilerstufe bei f_e an, an deren Ausgang dann $^{f_e}/_4$ vorhanden ist usw. Hiermit sind also nur Teilerverhältnisse von 2^n:1 (mit n = Zahl der vorhandenen FF) zu erzielen. Bei anderen Teilerverhältnissen arbeitet man mit Rückführungen, oder es wird mit Impulstorschaltungen (Dioden) und getrennt angesteuerten FF-Eingängen das gewünschte Teilerverhältnis erreicht. Bild 4.29 zeigt das am Beispiel eines 6:1-Teilers. Auf eingehende Erläuterung der Funktionsweise (sie ist u. a. in [33] zu finden) sei verzichtet. Der erste FF (D1, D2) ist als 2:1-Teiler geschaltet. Wird er weggelassen und f_e bei Q1 zugeführt, so arbeitet die restliche Schaltung demzufolge als 3:1-Teiler. Das gilt sinngemäß ebenso beim 10:1-Teiler nach Bild 4.30, der durch Entfernen der Gatter D1, D2 als 5:1-Teiler einsetzbar ist. Zwischen dem ersten und dem zweiten FF ist das Impulstor mit *C*3, V1, *R*3 und *R*8 angeordnet. Im Ausgangszustand sind Q1, Q2 und Q3 auf L-Pegel. Ein bei einigen Anwendungen, z. B. Zählstufen, erforderliches »Nullstellen« auf diesen Zustand läßt sich bei diesen Schaltungen über zusätzliche Dioden gemäß Bild 4.24b für alle FF bewirken. Demzufolge ist Diode V1 spannungslos und von negativen Triggerimpulsen (HL-Flanken) passierbar. Bild 4.29b zeigt, daß mit dem ersten Eingangsimpuls bei f_e Q1 = H wird und mit dem zweiten Impuls wieder L, und diese HL-Flanke kann über *C*3 V1 passieren und den nächsten FF schalten, so daß zugleich Q2 = H wird. (Die über *C*7 nach Gatter D6 gelangende HL-Flanke bleibt ohne Wirkung, da dieser FF zu diesem Zeitpunkt bereits auf Q3 = L steht). Der dritte Eingangstakt



C1...C6: 160 pF
C7: ≈ 0,3 C3 (≈ 56 pF)
R1...R8: 6,8 kΩ
V1: SAY 32 o. ä.
D1...D6: ¼ D 100

a)

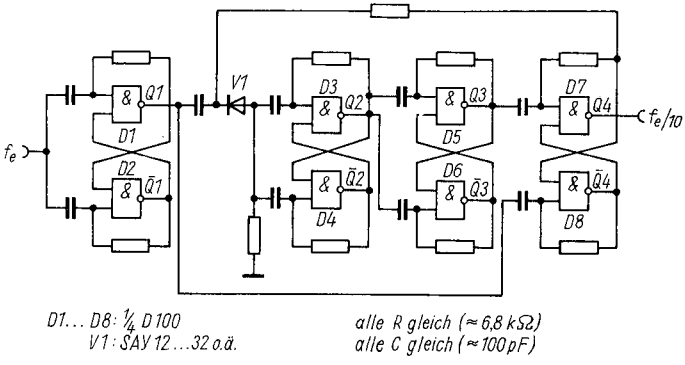
Eingangs-impuls	(Q_A) Q1	(Q_B) Q2	(Q_C) Q3
0	L	L	L
1	H	L	L
2	L	H	L
3	H	H	L
4	L	L	H
5	H	L	H
6 ≙ 0	L	L	L

b)

Bild 4.29 a — Frequenzteiler 6:1, b — Wertetabelle

schaltet Q1 wieder nach H, und der vierte Eingangstakt (Q1 = L) bewirkt, daß auch Q2 = L wird. Dieser HL-Übergang an Q2 schaltet über *C*6 Q3 = H. Nunmehr erhält die Diode V1 über *R*3 katodenseitig positives Potential, folgende Impulse können dieses »Tor« daher nicht mehr passieren, weil V1 jetzt gesperrt ist. Der fünfte Takt setzt erneut Q1 = H, der sechste Impuls Q1 = L (was wegen der jetzt gesperrten Diode V1 auf den zweiten FF und Q2 keine Auswirkung hat!) und zugleich setzt der beim sechsten Impuls an Q1 auftretende Übergang HL über *C*7 auch Q3 = L, womit wieder der Ausgangszustand (alle Q = L) erreicht ist. Zu beachten ist dabei, daß mit dem vierten Eingangsimpuls Q2 von H nach L geht und dies über *C*6 das Umschalten des dritten FF mit Q3 nach H bewirkt. Gleichzeitig tritt aber auch bei Q1 ein HL-Übergang auf, der über *C*7 den gerade umgekehrten Zustand für Q3 bewirken würde. Aus diesem Grund wird *C*7 bei dieser Schaltung kleiner als die übrigen *C*-Werte gemacht (Hinweis in Bild 4.29a beachten!), so daß der über ihn eintreffende »falsche« Setzimpuls eher abklingt als der über *C*6 wirksame. Letzterer bestimmt daher die von Q3 eingenommene Lage.

Die Ausgänge Q1, Q2, Q3 sowie bei Bedarf ihre Negationen $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$, $\overline{Q3}$ lassen sich bei den später beschriebenen Zähldekaden als Zählerausgänge benutzen, da



D1... D8: ¼ D100
V1: SAY 12...32 o.ä.

alle R gleich (≈ 6,8 kΩ)
alle C gleich (≈ 100 pF)

a)

Werte entsprechen dem „BCD-Kode"!

Eingangs-impuls	(Q_A) Q1	(Q_B) Q2	(Q_C) Q3	(Q_D) Q4
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
10 ≙ 0	L	L	L	L

b)

Bild 4.30
a – Frequenzteiler 10:1, b – Wertetabelle. Auch als 5:1-Teiler oder als Zähldekade verwendbar

die Signalzuordnungen der Wertetabelle dem üblichen (hier »verkürzten«) sogenannten BCD-Kode entsprechen. Das gilt auch für den dekadischen Teiler (10:1) nach Bild 4.30, der sich gegenüber Bild 4.29 nur dadurch unterscheidet, daß zwischen dem zweiten und (in Bild 4.29) dritten FF ein weiterer FF (in Bild 4.30 mit D5, D6) eingefügt ist. Für die R und C gilt alles zuvor Gesagte. Beim 10:1-Teiler braucht man den in Bild 4.29 mit $C7$ bezeichneten Kondensator nicht unbedingt kleiner als die anderen zu machen, weil der erforderliche Effekt (am Eingang Gatter D7 zuletzt wirksam werdende HL-Flanke) hier durch die Laufzeitverzögerung über die FF mit Gatter D3 und D5 ausreichend zustande kommt. Es können dann also sämtliche R-Werte und alle C-Werte gleich sein. Richtwerte sind in beiden Bildern genannt. Sie sind untere Grenzwerte, mit denen diese Teiler bis zu Eingangsfrequenzen f_e um mindestens 1 MHz arbeiten. Ist f_e wesentlich kleiner als 1 MHz, so sollte man $R = 10...33\,k\Omega$ und $C = 220...470\,pF$ wählen. Höhere Werte sind nicht erforderlich, da die R- und C-Werte vor allem von der (immer ausreichenden) Flankensteilheit der Impulsflanken bestimmt werden, diese ist aber auch bei niedrigen Frequenzen unabhängig von der Impulsperiodendauer! Zu Bild 4.30 sind somit keine näheren Erläuterungen erforderlich. Das Impulstor mit der Diode V1 arbeitet ebenso, wie bei Bild 4.29 beschrieben. Wie die zugehörige Wertetabelle zeigt, wird V1 ab dem achten Eingangsimpuls gesperrt, so daß der HL-Übergang an Q1 beim 10. Eingangsimpuls wieder die Ausgangsstellung L L L L ergibt. Auch diese Wertetabelle entspricht dem für Anzeige- und Dekodierstufen üblichen BCD-Kode, so daß sich die Schaltung nach Bild 4.30 unmittelbar auch als dekadischer Zähler verwenden läßt.

4.1.5.2. Frequenzteiler mit D 172 und D 174

Das JK-FF *D 172* läßt sich unmittelbar als 2:1-Teiler verwenden. Bild 4.31 zeigt eine Teilerkette dieser Art, die bedarfsweise beliebig erweitert werden kann. Der Q-Ausgang steuert die folgende FF-Stufe über deren cp-Eingang. Die Eingangsfrequenz f ist mit $f/2$, $f/4$, $f/8$ usw. gleichzeitig abnehmbar. Die Eingänge J und K bleiben offen. Das gilt auch für die Eingänge R und S. Falls ein definiertes Nullstellen der ganzen Teilerkette erforderlich ist, z. B. bei digitalen Quarzuhren u. ä. Anwendungen zum zeitlich definierten Starten, sind die R-Eingänge aller FF zu verbinden und zum Nullstellen kurzzeitig an Masse zu legen. In dieser Anwendung sollte die gemeinsame Rücksetzleitung aller R-Eingänge ständig über 2...5 kΩ an $+U_s$ liegen.

Die IS *D 174* ist ebenso einsetzbar, bei ihr sind jedoch außen $\overline{Q}$ und D zu verbinden (in Bild 4.32 dargestellt für 2 Teilerstufen). Da eine IS *D 174* zwei FF enthält, kommt man gegenüber Bild 4.31 mit der halben Anzahl von IS aus, jedoch

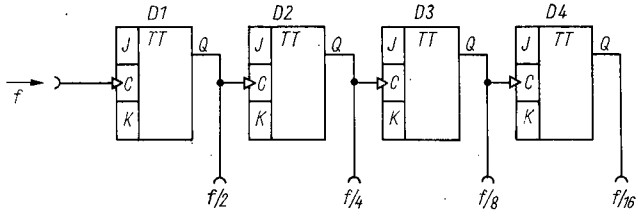


Bild 4.31
Binäre Teilerkette mit *D 172*

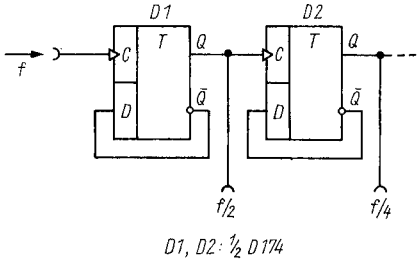


Bild 4.32
D 174 für binäre Teilerketten

sind nur die einfachen Teilerstufen im Verhältnis 2^n:1 möglich, da sich mit der *D 174* Rückführungen für abweichende Teilfaktoren nicht ohne weiteres realisieren lassen. Mit der IS *D 172* sind dagegen beliebige Teilerverhältnisse erreichbar, indem man die vorhandenen J- und K-Eingänge für Rückführungen benutzt. Zum Entwurf derartiger Schaltungen enthalten [2] und [67] zahlreiche Hinweise und Beispiele für alle Teilerfaktoren von 3:1...13:1 mit zugehörigen Impulsdiagrammen. Bild 4.33 zeigt ein Beispiel für einen 10:1-Teiler. Die nicht gezeichneten Eingänge bleiben unbeschaltet. Rückstellen aller FF über die gemeinsame R-Leitung ist selbstverständlich auch möglich. Asynchrone Teiler, bei denen die einzelnen FF nacheinander umschalten, haben den Vorteil des geringeren Verdrahtungsaufwandes und geringerer Anzahl an den FF notwendiger Eingänge für J und K. Gegenüber den synchronen Frequenzteilern haben sie den Nachteil, langsamer (geringere maximale Eingangsfrequenz) zu arbeiten. Wenn die maximale Arbeitsgeschwindigkeit der IS ausgenutzt werden soll, benutzt man demzufolge synchrone Teiler. Man erkennt sie daran, daß alle Takteingänge parallelgeschaltet sind und daher alle FF stets zugleich schalten. Die entsprechenden Teilerverhältnisse stellt man ausschließlich durch Verriegeln einzelner FF über ihre J- und K-Eingänge her. Bild 4.34 zeigt einen synchronen 10:1-Teiler. Der höhere Verdrahtungsaufwand ist deutlich. Der asynchrone Teiler nach Bild 4.33 ist bis etwa 3...4 MHz, der synchrone nach Bild 4.34 bis mindestens 18 MHz, je nach IS-Eigenschaften meist bis etwa 20...25 MHz einsetzbar. Ein Nachteil des synchronen Teilers ist der hohe, am Eingang (bei f) auftretende Lastfaktor, da alle cp-Eingänge der FF (beim *D 172* ist für den cp-Eingang $N_I = 2$!) parallelliegen. Das den Eingang f treibende Gatter wird deshalb bereits bei diesem einfachen 10:1-Teiler mit $N_O = 8$ belastet. Wenn die bei f angeschlossene Quelle anderer Art ist (z. B. Eingangsverstärker mit bipolaren Transistoren), wird sie im L-Zustand mit immerhin 12...13 mA beansprucht! Für den Amateur haben synchrone Teiler auch deshalb nur selten Bedeutung. Eine ausführliche Darstellung dieser Thematik findet man in [67].

4.1.6. Impulsverkürzung

Gelegentlich ist es notwendig, Impulse mit vorgegebener Dauer zu verkürzen. So ist

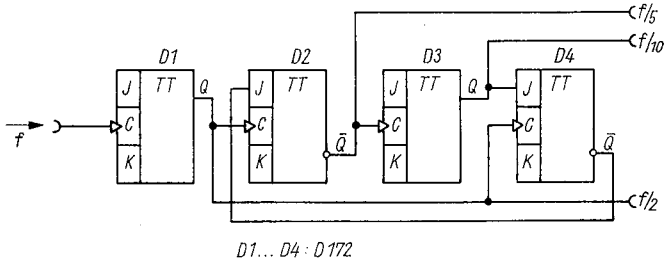


Bild 4.33
Asynchroner 10:1-Frequenzteiler mit *D 172*. Gleichzeitige Abnahme von *f*/2 und *f*/5 ist möglich

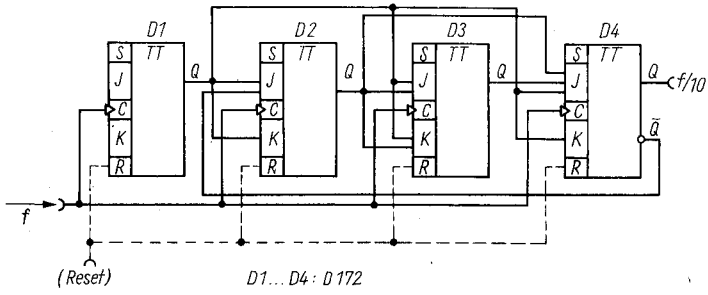


Bild 4.34
Synchroner Frequenzteiler 10:1 mit *D 172*

z. B. zum Ansteuern des *D 172* ein möglichst kurzer Impuls erwünscht. In diesem Fall läßt sich eine Schaltung nach Bild 4.35 anwenden. Ein am Eingang E2 erscheinender LH-Sprung führt am Ausgang A1 zu einem kurzen negativen Impuls, dessen Beginn mit der LH-Flanke des Eingangsimpulses zusammenfällt (siehe Impulsdiagramm). Sollen positiv gerichtete Ausgangsimpulse erzeugt werden, so muß bei A1 ein weiteres Gatter als Negator nachgesetzt sein (Ausgang A2). Soll eingangsseitig die HL-Flanke eines Impulses auslösend wirken, ist auch dort eine Negation (Eingang E1) erforderlich. Bei Eingang E2 = L liegt am Ausgang des Gatters D1 H, jedoch am zweiten Eingang von D2 ebenfalls L, so daß A1 = H ist. Geht E2 nach H, so ist am Eingang des Gatters D2 zunächst (wegen der Schaltzeit von D2 und der Verzögerungswirkung von *C*) H H vorhanden, daher wird A1 = L. Da (mit E2 = H) Ausgang D1 sofort nach L geht und dabei *C* sehr schnell entladen wird, ist sehr kurze Zeit später am (diesmal unteren) Eingang das Gatter D2 wieder L vorhanden und A1 somit wieder H. Der für *C* maximal zulässige Wert liegt bei 1 nF, er ergibt eine Verzögerungszeit (und damit Pulsbreite t_p am Ausgang) von etwa 60 ns. Diese Impulslänge ist für die gegebenen Aufgabenstellungen meist gerade günstig, z. B. ist die Mindestimpulsbreite für FF der Art *D 172, D 174* sowie höher integrierter Zähler wie *MH 7490, D 192, D 193* vom Hersteller mit 20...30 ns vorgegeben. Da das Gatter D2 als Impulsformer wirkt und mit $C = 1$ nF noch keine störende Signalflankenverrundung eintritt, ist der Ausgangsimpuls sehr flankensteil (Anstiegzeit und Abfallzeit erheblich unter 10 ns).

Oft werden an die Impulsverkürzung keine so extremen Forderungen gestellt. Die exakte Übertragung von Impulsen im Nanosekundenbereich ist für weniger erfahrene Amateure bezüglich der Verdrahtung bzw. Leitungsführungen nicht ganz problemlos. Meist wird es nur darauf ankommen, ein verhältnismäßig langes Eingangssignal so weit abzukürzen, daß z. B. nachgeschaltete Monoflop u. ä. einwandfrei rückkippen. Man kommt dann

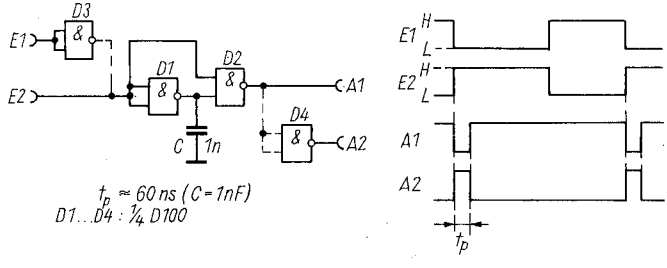


Bild 4.35
Impulsverkürzung

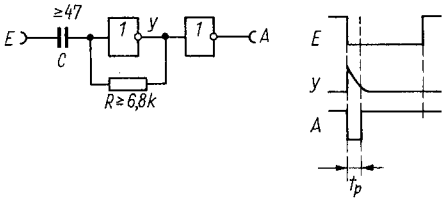


Bild 4.36
Impulsverkürzung für längere Impulsdauer

mit einem Differenzierglied nach Bild 4.36 aus. Die Mindestwerte für R und C sind in Bild 4.36 angegeben. Die Ausgangsimpulslänge t_p (das Diagramm zeigt wieder die Zusammenhänge) kann daher mit C nach Bedarf festgelegt werden. Realisierbar sind Zeiten im Mikrosekunden- und unteren Millisekundenbereich. Da am Ausgang Y ein relativ stark verformtes Signal auftritt (was im Diagramm der Anschaulichkeit wegen übertrieben dargestellt ist), wirkt das nachfolgende Gatter als Impulsformer und zugleich als Inverter, so daß die Polarität des Ausgangssignals dem Eingangssignal entspricht. Die Schaltung reagiert nur auf HL-Übergänge am Eingang. Eine Anwendung dieser Maßnahme ohne das zweite Gatter zeigte bereits Bild 4.7.

4.1.7. Impulsverzögerung

Geringe Impulsverzögerungen sind z. B. erforderlich, wenn bei einigen speziellen IS-Typen gefordert wird, daß ein zu speicherndes oder einzuschreibendes Signal eher an der IS anliegen muß als das einschreibende Taktsignal, und Takt sowie einzuschreibendes Signal identisch sind. Das dem Takteingang zuzuleitende Signal ist dann um mindestens 20...30 ns zu verzögern. Derart kurze Zeiten lassen sich mit der Schaltung nach Bild 4.37 realisieren. Wechselt E von H nach L, so wird der entsprechende Pegelwechsel am Gatterausgang durch C verzögert. Das zweite Gatter regeneriert die Impulsform und stellt deren ursprüngliche Polarität wieder her. Mit dem für C zulässigen Maximalwert 1 nF ergeben sich für die Verzögerungszeit t_{vz} etwa 60 ns. Die Zeiten für t_{vz1} und t_{vz2} (Impulsdiagramm) sind nicht exakt gleichgroß, so daß die Impulslänge geringfügig verändert wird, die Differenz beträgt jedoch nur wenige Nanosekunden. Damit t_{vz} in dem durch C festgelegten Wert erhalten bleibt, müssen die Impulslängen t_L und $t_H \geqq 3 \cdot t_{vz}$ sein. Benötigt man größere Verzögerungszeiten als etwa 60 ns, so ist es möglich, mehrere derartige Verzögerungsglieder in Serie zu schalten (Bild 4.38). Die Gesamtverzögerungszeit entspricht etwa der Summe der Einzelzeiten. Für wesentlich längere Zeiten ist dieses Verfahren wegen der dann unvertretbaren großen Zahl von Gattern nicht geeignet. Für diesen Fall empfiehlt sich eine Serienschaltung zweier *Miller*-Integratoren mit anschließendem Trigger zur Impulsformung. Diese Lösung ist mit 4 Gattern (1 *D 100*) realisierbar und erlaubt erheblich größere Verzögerungen (Abschnitt 4.1.9.). Eine andere sehr günstige Lösung für Impulsverzögerungsstufen mit sehr großem Dimensionierungsspielraum ist mit der IS *A 902 D* (Abschnitt 5.) möglich. Bild 4.39 zeigt die Schaltung. Die *A 902 D* hat einen sehr hochohmigen Eingang und arbeitet als Trigger, womit an ihrem Ausgang ohne weitere Maßnahmen wieder flankensteile Impulse bereitstehen, was eine nachfolgende Impulsformung erübrigt. Da die *A 902* einen offenen

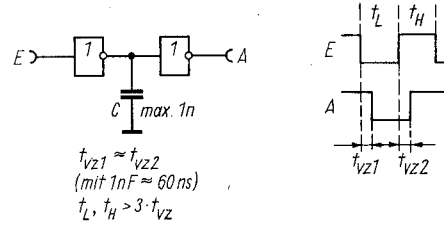


Bild 4.37
Impulsverzögerung

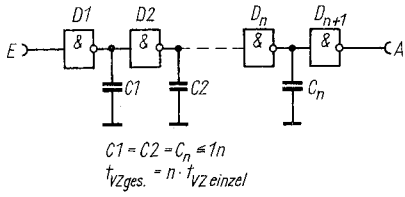


Bild 4.38
Bei Serienschaltung mehrerer Impulsverzögerungsstufen addieren sich die Einzelverzögerungszeiten

Kollektorausgang hat, kann bedarfsweise der H-Pegel an A mit einem Widerstand von einigen Kiloohm erreicht werden. Das Zeitverzögerungsglied wird durch R und C gebildet; beide Werte sind in den angegebenen weiten Grenzen variabel. Wird die Diode weggelassen, so lädt und entlädt sich C langsam, wobei die *A 902 D* beim Erreichen ihrer Umschaltschwellenspannung (vgl. Abschnitt 5.) schlagartig umschaltet. Es gilt dann sinngemäß das in Bild 4.37 gezeigte Impulsdiagramm. Daraus ergibt sich gleichzeitig, daß Eingangsimpulse, deren Dauer kürzer als die mit R und C festgelegte Verzögerungszeit t_{vz} ist, unterdrückt werden, weil C dann nicht bis zum Erreichen der Schwellenspannung der *A 902 D* auf- oder entladen wird. Die Schaltung kann daher auch vorteilhaft für Leitungseingänge oder zum Unterdrücken von Störimpulsen auf längeren Steuerleitungen verwendet werden. Die erreichbaren Verzögerungszeiten liegen zwischen einigen Mikrosekunden und einigen zehn Sekunden; für sehr lange Zeiten sollte C ein Foliekondensator oder ausgesucht reststromarmer Elektrolytkondensator (Tantalkondensator) sein. Wird die Diode zusätzlich parallel zu R vorgesehen, so wird C je nach ihrer Polung entweder sehr schnell auf- oder entladen (hierfür wird statt R lediglich der sehr niedrige Innenwiderstand des treibenden TTL-Gatterausgangs wirksam), so daß die mit R und C gegebene Verzögerungszeit nur für die HL-Flanke (t_{vz1} im Bild 4.37) oder nur für die LH-Flanke (t_{vz2}) wirksam wird. Wie sich leicht ableiten läßt, ist damit je nach Diodenpolung und Polarität des Eingangsimpulses eine Impulsverlängerung oder auch Impulsverkürzung in weiten Grenzen möglich. Diese Schaltung ist deshalb bei Impulsfrequenzen unterhalb etwa 100 kHz (t_L, t_H in Bild 4.37 größer als 3...5 µs) sehr vielseitig verwendbar. Mit ihr läßt sich in vielen Fällen der in Abschnitt 4.1.9. beschriebene *Miller*-Integrator vorteilhaft ersetzen, z. B. für Zeitschalter, Einschalt- oder Ausschaltverzögerungen und einstellbare Zeitglieder. R in Bild 4.39 kann in den angegebenen Grenzen einstellbar gemacht werden. Wird R doppelt vorgesehen und je einer der beiden gezeichneten Dioden in Serie gelegt (beide Kombinationen liegen parallel), so können t_{vz1} und t_{vz2} getrennt auf unterschiedliche Werte eingestellt werden. In Bild 4.39 wurden zur Verdeutlichung ausnahmsweise die Speisespannungsanschlüsse für die *A 902 D* und das vorgeschaltete TTL-Gatter mit eingezeichnet. Für den Einsatz als Störimpulsfilter hinter längeren Signalleitungen sei erwähnt, daß das in Bild 4.39 gezeichnete treibende TTL-Gatter bereits das am Leitungsanfang vorhandene Gatter sein kann; die zu entstörende Leitung ist in diesem Fall identisch mit der Verbindung zwischen TTL-Gatterausgang und (am Leitungsende) R.

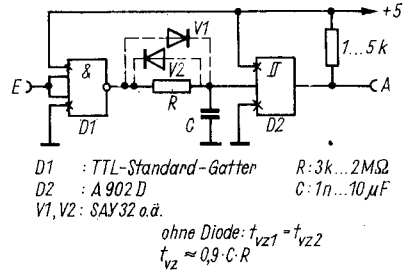


Bild 4.39
Vielseitig verwendbare Impulsverzögerungsschaltung mit IS *A 902 D*

4.1.8. Impulsverdopplung

Eine Schaltung, die eine Impulsverdopplung für eine feste oder nur in geringen Grenzen variable Frequenz ermöglicht, zeigt Bild 4.40a. Ähnliche Aufbauten für beliebig variierbare Frequenzen lassen sich leider mit TTL-Schaltungen und für den Amateur vertretbarem Aufwand nicht realisieren. Die Schaltung besteht aus einem Trigger (Bild 4.2) und einem Monoflop (Bild 4.5). Sie benötigt außer dem bei E anzulegenden Eingangssignal noch dessen Negation. Da gewisse Mindestforderungen an die Impulsflankensteilheit gestellt sind, wurde eingangsseitig der Trigger mit den Gattern D1, D2 vorgesehen, der bei y1 ein einwandfreies Rechtecksignal mit der Eingangsfrequenz, bei y2 dessen Negation liefert (Bild 4.40b). Es steht damit sowohl beim LH-Übergang als auch beim HL-Übergang der Eingangsspannung E je eine HL-Flanke (bei V2 oder V1) zur Verfügung. Beide werden über die Dioden V1, V2 zusammengeführt, nachdem die Y-Signale über Kondensatoren differenziert wurden. Bei y3 treten daher negative Impulsspitzen mit der doppelten Eingangsfrequenz auf. Sie lösen den Monoflop (D3, D4, $C1$, $R1$) aus. Dessen Zeitkonstante wird mit $R1$, $C1$ (siehe auch Angaben in Bild 4.5) so festgelegt, daß t_a der halben Eingangsimpulslänge t_e entspricht. Wie das Diagramm zeigt, liegt am Ausgang A eine Rechteckspannung mit der doppelten Frequenz der Eingangsspannung. Ändert sich die Eingangsfrequenz, so führt das (weil t_a konstant bleibt) zunächst zu einer Änderung des Impulstastverhältnisses bei A. Für nachfolgende TTL-Schaltungen ist das ohne Bedeutung, wenn dort z. B. nur der HL-Übergang des Ausgangssignals von A ausgenutzt wird. Hiervon abgesehen bleibt die Verdopplerfunktion also noch erhalten. Sie versagt erst, wenn t_e in die Nähe des für t_a festgelegten Wertes kommt. Praktisch verkürzt sich dabei die Erholzeit des Monoflop und über deren Einfluß auch t_a, so daß bei sorgfältigem Abgleich von t_a der mögliche Bereich der Eingangsfrequenzschwankungen bei etwa $0{,}4 \ldots 1{,}5 \cdot t_e$ liegt. Weitere Einzelheiten zu diesem Verfahren siehe [49].

4.1.9. Der Miller-Integrator

Für größere Verzögerungszeiten, zum Unterdrücken kurzzeitiger Spannungssprünge u. ä. eignet sich gut der mit einem TTL-Grundgatter realisierbare *Miller*-Integrator. Er ist die funktionelle Parallele zur gleichnamigen Schaltung mit Einzeltransistoren. Bild 4.41a zeigt die Prinzipschaltung, Bild 4.41b die zugehörigen Impulsverläufe. Zum Verständnis der Wirkungsweise sei an die innere Schaltung

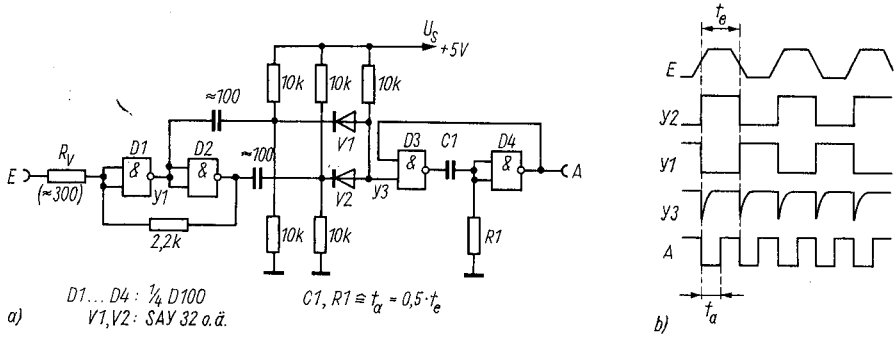


Bild 4.40 a – Impulsverdopplerschaltung, b – Impulsdiagramm. y2 ist der Ausgang von D2

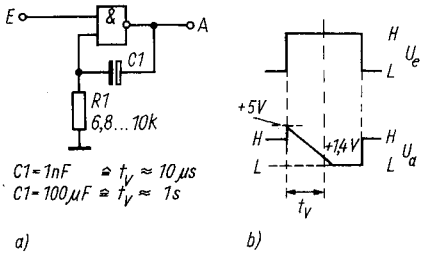
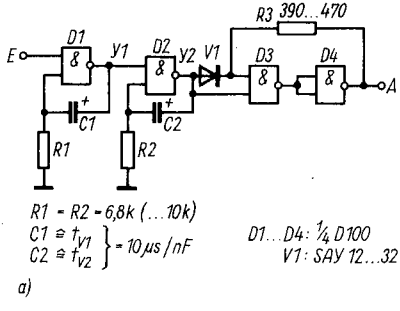


Bild 4.41
a – *Miller*-Integrator, b – Impulsdiagramm

des TTL-Grundgatters erinnert (Bild 1.2a). Der Mindestwert für $R1$ beträgt 6,8 kΩ; da er auf die Zeitkonstante des Integrators kaum Einfluß hat (dazu vgl. [35]), wird man ihn jedoch auch nicht wesentlich höher festlegen. Wegen des großen Wertes von $R1$ »liest« der dort angeschlossene Gattereingang H, denn der über $R1$ mögliche Strom reicht nicht mehr zum Öffnen des Transistors V1 im Gatter (Bild 1.2a) aus. A ist also L. Sobald man E an L legt, geht Ausgang A sofort nach H, weil der an $R1$ liegende Gattereingang wirkungslos ist, wenn E = L ist. Von A wird $C1$ über $R1$ auf etwa +3,5 V aufgeladen. Über $R1$ steht danach keine Spannung mehr, weil der Emitterstrom des Transistors V1 im Gatter jetzt vollständig über E abfließt und die weiteren Emitter (hier der an $R1$ liegende) damit stromlos sind. Sobald die Eingangsspannung U_e nach H wechselt (Bild 4.41b), wäre U_a bestrebt, nach L zu »gehen«. Tatsächlich tritt an A jedoch erst einmal eine kleine, für die praktische Verwendung uninteressante Spannungsspitze über H-Pegel (+5 V) auf. Sie kommt dadurch zustande, daß (wegen E = H) nunmehr der zweite Emitter des Gattereingangstransistors wieder über $R1$ einen geringen Stromfluß und damit positiven Spannungsabfall (≈ 1,5 V) bewirkt. Danach sinkt die Spannung an A ab. Über $C1$ wird dies als negativer werdendes Potential an $R1$ wirksam. Diese Gegenkopplung über $C1$ hindert damit den Gatterausgang an schnellem Pegelwechsel, denn der Eingang des Gatters wird der Ausgangsspannung nachgeführt. Der dabei aus dem Gattereingang fließende Strom entlädt C, womit die Spannung am Punkt $C1$, $R1$ allmählich positiver wird, was U_a wiederum verkleinert usw. Der Vorgang ist abgeschlossen, wenn U_a den L-Pegel erreicht hat. Über $C1$ ist dann kein weiterer Stromfluß mehr möglich, und wegen des hohen Wertes von $R1$ liest der Gattereingang wieder H. Legt man E erneut auf L, so geht A sofort nach H, weil für diesen Vorgang der mit $C1$ verbundene Eingang wie erläutert unwirksam ist. Der *Miller*-Integrator verzögert also, wie das Diagramm zeigt, nur die LH-Flanke der Eingangsspannung! Auf den Verzögerungsablauf hat $R1$ kaum Einfluß. Die Verzögerungszeit t_v ergibt sich nur aus Gattereingangsstrom (der typisch 1 mA und somit eine von der IS fest vorgegebene Größe ist) und $C1$-Wert. Dagegen hat $R1$ im Moment des HL-Wechsels der U_e einen Einfluß auf die Wiederbereitschaftszeit des Integrators, da $C1$ in dieser Periode über $R1$ geladen wird. Deshalb ist es günstig, $R1$ nicht größer als 10 kΩ festzulegen. Die verflachte HL-Flanke von U_a hat einen fast linearen Verlauf. Weitere Diagramme für andere Punkte der Schaltung sind in [35] zu finden. Als Verzögerungszeit t_v ist die Zeit definiert, die bis zum Erreichen des Umschaltspannungswertes nachfolgender TTL-Gatter (typisch ≈ +1,4 V, Bild 2.2) vergeht. Der Zusammenhang zwischen t_v und $C1$ ist linear. Aus den in Bild 4.31 dafür angegebenen Werten kann man daher unmittelbar auf den C-Wert für andere Verzögerungszeiten umrechnen. Selbsterregung im integrierenden Gatter (Bild 2.3) wird bei dieser Betriebsweise durch $C1$ zuverlässig unterbunden, die »schleichende« U_a-Änderung kann aber derartige Effekte in nachfolgenden Gattern auslösen, so daß dem *Miller*-Integrator ein Trigger nachzuschalten ist. Da der Integrator nur eine Eingangsspannungsflanke verzögert, kombiniert man vorteil-

haft 2 derartige Stufen mit einem Trigger, die insgesamt dafür benötigten 4 Gatter sind in einer IS *D 100* enthalten. Bild 4.42 zeigt diese Erweiterung. Die Gatter D1 und D2 bilden je einen *Miller*-Integrator, zur Impulsformung ist der Trigger D3, D4 (Bild 4.1) nachgesetzt. Bild 4.42b verdeutlicht die Funktion. Die Verläufe an den Punkten Y1 und Y2 entsprechen den in Bild 4.41b dargestellten, wobei U_a des ersten Integrators zugleich U_e des zweiten ist. Die an Y2 entstehende flache Flanke wird durch den Trigger geformt, so daß bei A wieder ein einwandfreies Rechtecksignal vorliegt. Die Verzögerungszeiten der Ausgangsspannung an A gegenüber der entsprechenden Eingangsflanke an E lassen sich mit $C1$ (für t_{v1}) und $C2$ (für t_{v2}) getrennt und bei Bedarf unterschiedlich festlegen. Interessant ist das Verhalten dieser Schaltung, wenn Eingangsimpulse auftreten, deren Dauer kürzer als t_{v1} bzw. t_{v2} sind. In diesem Fall wird bei einem der Integratoren die Umschaltschwelle 1,4 V nicht erreicht, und das nachfolgende Gatter reagiert nicht. Eingangsimpulse, deren Dauer kürzer als t_{v1} oder t_{v2} sind, werden daher am Ausgang unterdrückt. Deshalb eignet sich diese Schaltung auch vorzüglich zum Beseitigen kurzer Störimpulse auf Eingangs- oder Verbindungsleitungen, die sonst die häufigste Ursache von Fehlschaltungen bei Monoflop oder FF-Kippstufen sind. Insbesondere ist dieses Verfahren daher zur Realisierung von Monoflop (Zeitschaltern) mit störfestem Eingang zu empfehlen. In diesem Sonderfall benötigt man den Trigger nicht, denn der Monoflop übernimmt diese Funktion selbst mit. Bild 4.43 zeigt die Gesamtschaltung eines solchen Monoflop mit störsicherem *Miller*-Integratoreingang. Einzelheiten zu ihrer Funktion sind [35] zu entnehmen. Der Ausgang des Monoflop führt im Ruhezustand H- und der Eingang E L-Pegel. Die Haltezeit t_H des Monoflop kann nach der angegebenen Näherungsgleichung festgelegt werden. Mit handelsüblichen Werten für $C3$ und $R3 = 250\,k\Omega$ sind Zeiten bis etwa 6 Minuten sicher zu beherrschen. $R3$ sollte einstellbar sein (in Bild 4.43 nicht gezeichnet); er darf im Bereich 10...250 kΩ variieren. Mit ihm läßt sich t_H in weiten Grenzen einstellen. Die minimal vorkommende Haltezeit t_H muß erheblich größer als die für die Integratoren mit $C1$ und $C2$ (wobei $C1 = C2$ gesetzt ist) festgelegte Verzögerungszeit t_{vz} sein. Nachdem der Mindestwert für t_H festgelegt ist, wird man t_{vz} entsprechend niedriger wählen und danach $C1$, $C2$ bemessen (ebenso wie bei Bild 4.41 und Bild 4.42 ergeben sich etwa 10 µs je nF Kapazität). »Gestartet« wird der Monoflop mit H-Pegel am Eingang E, wobei nach dem zuvor Gesagten selbstverständlich die Dauer t_E des Startsignals größer als t_{vz} sein muß. Auf t_H hat die Dauer von t_E keinen Einfluß. Demzufolge ist t_{vz} einerseits niedrig anzusetzen, zum anderen ergibt ein geringerer Wert von t_{vz} natürlich auch



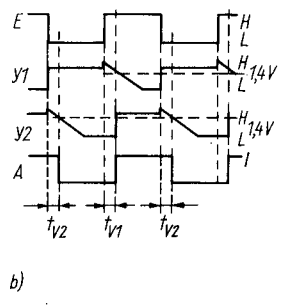


Bild 4.42
a – Impulsverzögerungsschaltung für größere Verzögerung beider Impulsflanken, b – Verlauf der Spannung an einzelnen Punkten der Schaltung

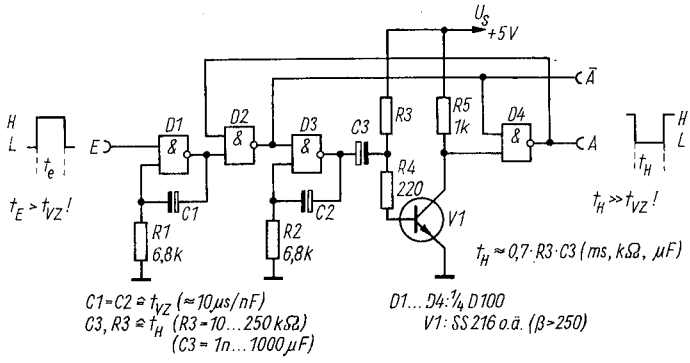


Bild 4.43
Störfester Monoflop. Gut geeignet als Zeitschalter

verringerte Störimpulssicherheit. Man wählt t_{VZ} deshalb so, daß sie nur wenig kleiner ist als die für t_E verfügbare Impulsdauer. Ist z. B. Auslösen mit Handtaste vorgesehen, so liegt t_E nicht wesentlich unter 0,1 s. Die Verzögerungszeit t_{VZ} soll hierfür nicht niedriger als 0,05...0,08 s gewählt werden, womit die Haltezeit t_H entsprechend höher (0,3 s oder mehr in diesem Beispiel) liegt. Einen möglichen Einsatz als Zeitschalter, den man universell verwenden kann, zeigt Bild 4.44 (Belichtungsuhr, Treppenlichtautomat usw.). In das in Bild 4.44 mit »Zeitschalter« bezeichnete Detail ist die vollständige Schaltung nach Bild 4.43 einzusetzen. Dargestellt wird nur noch die Ein- und Ausgabe der Signale. Um mit einer einfachen Auslösetaste mit Arbeitskontakt auszukommen, benutzt man einen Hilfstransistor V2, der bei offener Taste durchgesteuert ist und somit Eingang E (der Schaltung nach Bild 4.44) auf L-Pegel hält. Beim Schließen von S sperrt V2, geht nach H, und der Zeitschalter ist gestartet, wobei die Schließzeit von S länger als t_H sein darf. Die Basisbeschaltung mit 1 kΩ und 0,1 µF an V2 schützt nur noch den Transistor selbst gegen stärkere Störspannungsspitzen auf der Schalterzuleitung, wie sie z. B. bei längeren, in Nähe von Netzleitungen verlaufenden Zuleitungen vorkommen können (z. B. im Treppenlichtschalter). Für die Haltezeitdauer geht Ausgang A nach L-Pegel, womit Transistor V3 öffnet und damit das Relais anzieht. Da das Relais mit aus der TTL-Betriebsspannung +5 V gespeist wird, ist ein Typ für 4...5 V (z. B. 4 V, 88 Ω) zu verwenden. Stärkere Relais lassen sich über einen weiteren (punktiert angedeutet) Transistor V4 schalten (Typ *SF 126...SF 128* oder stärkere npn-Silizium-Typen). Hiermit sind dann auch

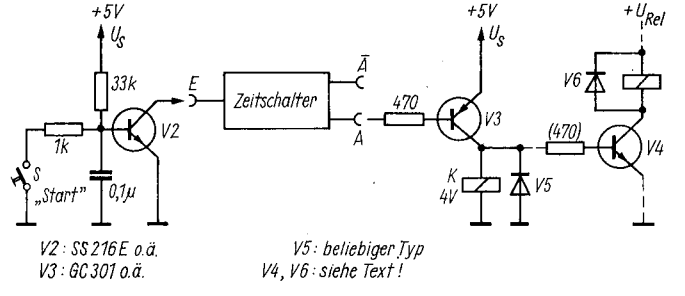


Bild 4.44
Ergänzende Eingangs- und Ausgangsbeschaltung zu Bild 4.33 für allgemeine Zeitschalteranwendungen

kräftige Schaltschütze ansteuerbar, deren Betriebsspannung $+U_{Rel}$ und Betriebsstrom im Rahmen der Grenzdaten von V4 frei zu wählen sind. Für den Zeitschalter nach Bild 4.44 sollten bei derartigen Anwendungen $C1 = C2 = 5\,\mu F$ und $C3$ (eventuell mit Stufenschalter umschaltbar) = 50...1000 µF sein. Für $R3$ kann man ein 250-kΩ-Potentiometer mit in Serie gelegtem Festwiderstand von 10 kΩ verwenden. Mit dieser Dimensionierung ist es möglich, den Zeitbereich zwischen etwa 1 Sekunde und etwa 6 Minuten zu überstreichen.

4.1.10. Prellfreies Schalten

Wie schon in Abschnitt 3.1.7. (dort für MOS-Technik) erläutert, haben mechanische Schalter die Eigenschaft zu prellen, also kurzzeitig mehrmals Kontakt zu geben. Es ist daher auch bei TTL-Schaltungen nicht möglich, ohne besondere Vorkehrungen mit Taste, Schalter oder Relais einen definierten Schaltimpuls zu erzeugen. Bei Schaltungen, die auf einen solchen Impuls hin eine definierte Stellung einnehmen und auf weitere Impulse dann nicht mehr reagieren, etwa Setz- und Rücksetzeingänge von FF oder Starteingänge von Monoflop (die allerdings bei Öffnen des Startkontakts, wenn inzwischen die Haltezeit abgelaufen ist, zu erneutem Auslösen neigen!), ist ein Prellschutz nicht unbedingt erforderlich, jedoch in allen anderen Fällen. Einige Möglichkeiten zum prellfreien Schalten, zwischen denen man je nach Anwendungszweck (und Schaltfrequenz) wählen kann, zeigt Bild 4.45. Am einfachsten gelingt dies mit einem RS-FF (Bild 4.45a und Abschnitt 4.1.4.1.). Er erfordert jedoch als mechanischen Kontakt S einen Umschalter. Allerdings kann, wenn die Zuleitungen zu S lang und nicht abgeschirmt sind, auch diese Schaltung noch störempfindlich sein. Der jeweils auf H liegende Eingang des FF kann durch (z. B. kapazitiv eingestreute) kurze Störimpulse kurzzeitig L-Potential annehmen, womit für die Störimpulsdauer zumindest der zugehörige Ausgang H-Pegel annimmt, d. h., es ist dann $A = \overline{A} = H$. Völlig vermeiden lassen sich derartige Störungen wenn die Eingänge mit *RC*-Gliedern geschützt und positiv vorgespannt werden (Bild 4.45b). Schalter S läßt sich so über lange, unkritische Zuleitungen anschließen. Ist S ein Relaiskontakt mit hoher Schaltfrequenz, können die Kondensatoren auf 5 µF verringert werden, die maximale Schaltfrequenz für S beträgt dann 100 Hz. Mit je 50 µF werden auch mäßige, netzfrequente Störungen noch eliminiert, die dabei mögliche Schaltfrequenz von mindestens 10 Hz reicht für Handbetätigung noch völlig aus. An den Ausgängen steht ein TTL-gerechtes Signal.

Oft wird S nur als einfacher Arbeitskontakt vorgegeben sein, so daß der Einsatz eines RS-FF nicht möglich ist. Man verwendet dann eine Verzögerungsschaltung, die, um TTL-gerechte steile Schaltsignalflanken zu erhalten, mit einem Trigger (nach Bild 4.2) kombiniert ist. Bild 4.45c zeigt diese Ausführung. Ist S geschlossen, so geht A nach L-Pegel. Auch der *Miller*-Integrator (Bild 4.41) läßt sich verwenden. Ihm muß jedoch mindestens ein zweites Gatter als Impulsformer nachgeschaltet sein (Bild 4.45d). Wird C mit 1...5 µF (jedoch nicht größer als zur Unterdrückung des Kontaktprellens im jeweiligen Fall nötig!) gewählt, so genügt das nachgeschaltete Gatter, um am Ausgang A noch ausreichend steile Flanken für nachfolgende TTL-Gatter (LH-Flankenanstiegszeit bei A immerhin etwa 0,5 ms!) zu erzielen. Da auch der zu S führende Gattereingang relativ störempfindlich ist, ist diese einfache Integratorstufe alles in allem ungünstiger als die Triggervariante nach Bild 4.45c. Eine sehr gute Lösung, die jeder Gegebenheit exakt angepaßt werden kann, ergibt sich aber bei der Kombination zweier Integratoren mit einem Trigger nach Bild 4.42. Ist E in Bild 4.42 vor-

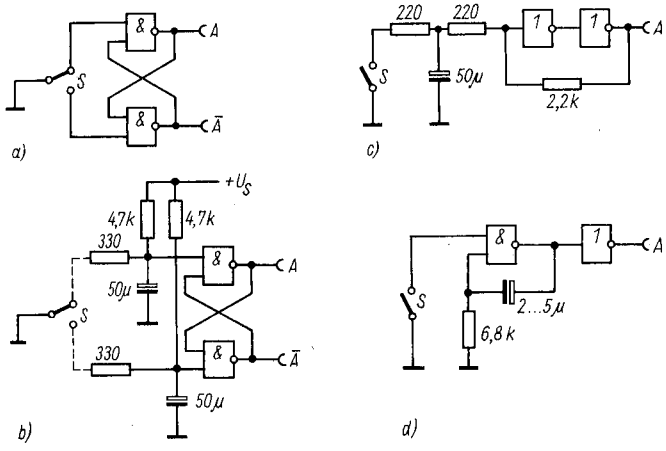


Bild 4.45
Verschiedene Kontakt-Entprellschaltungen. a, b – für Umschaltkontakte, c, d – für Einschaltkontakte

sorglich noch mit einer Eingangsschutzbeschaltung nach Bild 1.30a versehen, so erhält man einen mit Kontakt über lange Leitung steuerbaren und weitgehend überlast- und störsicheren Eingang. Der Amateur wird im allgemeinen entweder Bild 4.45a oder (wenn vorhandene Kontakte dazu zwingen) Bild 4.45c anwenden.

4.1.11. Pegelanpassung zwischen TTL- und MOS-Systemen oder Operationsverstärkern

In Abschnitt 3.1.10. wurde bereits umrissen, in welchen Fällen eine Pegelanpassung zwischen TTL- und MOS-Schaltungen notwendig sein kann und worauf es dabei ankommt (Bild 3.34). Gelegentlich wird auch der Übergang vom Ausgang eines integrierten Operationsverstärkers (OPV, im allgemeinen der *A 109C*) auf einen TTL- oder MOS-Gattereingang notwendig. Im folgenden ist gezeigt, wie man die Pegelwandlungen realisiert. Den Gegebenheiten des Amateurs entsprechend, sind dabei nur solche Varianten angegeben, die für beide Systeme gemeinsame Masse (bzw. Gemeinsamkeit des für das jeweilige System als Spannungs-Nullbezugspunkt üblichen Anschlusses) benutzen. Die Industrie verwendet gelegentlich Schaltungen, bei denen z. B. die MOS-Betriebsspannung −13 V mit dem TTL-Potential 0 V zusammengelegt ist, womit die MOS-Schaltung, auf TTL bezogen, mit +13 V (= MOS-Nullpunkt) und −13 V (= −27 V bezogen auf MOS-IS-Anschluß B = TTL-Nullpunkt) betrieben wird. Der Amateur sollte dies nicht tun.

Eine fast ideale Kopplung ohne jede galvanische Verbindung ermöglichen Optokoppler, die inzwischen (zum Beispiel Typ *MB 101*) auch dem Amateur zugänglich sind. Sie bestehen aus der Kombination einer (Infrarot-)Lumineszenzdiode mit einem Fototransistor in gemeinsamem lichtdichtem Gehäuse. Näheres zu diesem Bauelement und einigen Möglichkeiten der Selbstanfertigung ähnlicher Optokoppler ist in [14] zu finden. Allerdings ist dabei eine ausreichend hohe obere Grenzfrequenz sehr wichtig, da sonst nicht nur die maximal übertragbare Impulsfrequenz sinkt, sondern auch die Impulsflankensteilheit zu gering ist, so daß am Ausgang des Optokopplers u. U. ein Impulsformer notwendig wird. Industriell gefertigte Optokoppler wie der *MB 101* erfordern zumindest im Amateurbereich diese Maßnahme noch nicht. Bild 4.46

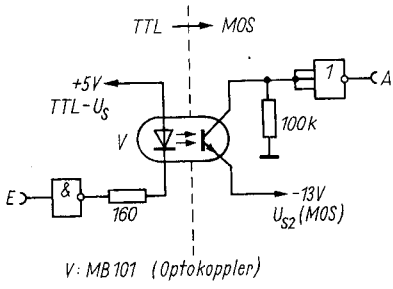


Bild 4.46
Pegelübergang von TTL-Ausgängen auf MOS-Eingänge mit Optokoppler

zeigt, wie mit dem Optokoppler *MB 101* der TTL-Ausgang einem MOS-Eingang angepaßt wird. Das treibende TTL-Gatter ist mit $N_O = 10$ belastet, kann also nur den Optokoppler, keine zusätzlichen weiteren Gatter treiben (bzw. dann wäre ein Leistungsgatter einer *D 140* erforderlich). Mit L-Pegel am Gatterausgang wird die Lumineszenzdiode im Optokoppler angeregt. Ihre Strahlung trifft auf den Fototransistor, womit der Eingang des MOS-Gatters von −13 V ebenfalls L-Potential erhält. Diese Anordnung läßt sich mit dem *MB 101* bis mindestens etwa 200 kHz einsetzen. Den umgekehrten Fall zeigt Bild 4.47. Die Leuchtdiode im Optokoppler treibt der Hilfstransistor V1. Liegt am Eingang E L-Pegel (der MOS-Logik), so strahlt die Leuchtdiode im Koppler. Der Fototransistor öffnet demzufolge V2, womit der Eingang des TTL-Gatters ebenfalls an L-Pegel (der TTL-Logik) gelegt wird. Auch hier sind mindestens 200 kHz erreichbar. Wenn der *MB 101* nicht erhältlich ist, kann der Amateur eventuell einen ähnlichen Koppler selbst anfertigen. Er beginnt nach der in [32] beschriebenen Methode zunächst mit dem Fototransistor (dabei ein Exemplar mit sehr hohem β-Wert bevorzugen!), als Leuchtdiode verwendet er eine rotleuchtende *VQA 13* o. ä. (weitaus geeigneter sind Infrarot-LED-Typen!), die vor Vergießen des Fototransistors vorsichtig dicht an den Transistorkristall gesetzt, sorgfältig zentriert und dann erst mit der Vergußmasse fixiert, in das geöffnete Transistorgehäuse eingegossen wird. Die Daten industrieller Optokoppler sind damit jedoch nicht zu erreichen und die entsprechenden Arbeitsgänge nicht ohne Risiko. Schaltungen zur direkten galvanischen Kopplung zum Übergang von TTL auf MOS zeigt Bild 4.48. Die Masseleitung ist beiden Systemen gemeinsam. Der Ausgang des TTL-Gatters treibt den Transistor V1, der bei der Schaltung nach Bild 4.48a ein npn-Typ ist und eine (in den Systemen zunächst nicht vorhandene) Hilfsspannung von +12 V benötigt. Diese Hilfsspannung U_H kann in geeigneter Weise aus der TTL-Speiseschaltung (dort oft am Eingang der 5-V-Stabilisierschaltung vorhanden) oder einem vorhandenen Netzteil gewonnen werden, sie darf jedoch nur um maximal ±0,5 V vom angegebenen Wert abweichen! Außerdem benötigt man die MOS-Betriebsspannung $-U_1$ (−27 V). Wenn die Anpaßstufe mit dem Transistor V1, der Diode V2 und den Widerständen im MOS-bestückten Gerät untergebracht ist, wird U_H mit +12 V aus deren Netzteil abzuleiten sein. Die Z-Spannung für die Diode muß bei 12...13 V liegen. L-Pegel am Eingang des TTL-Gatters er-

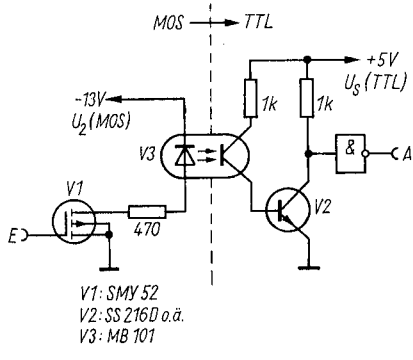
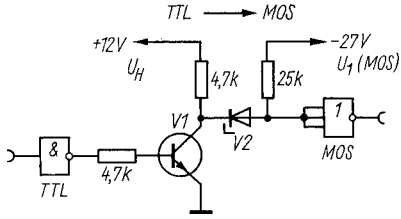
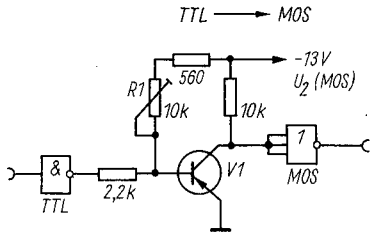


Bild 4.47
Pegelübergang von MOS-Ausgängen auf TTL-Eingänge mit Optokoppler



a)

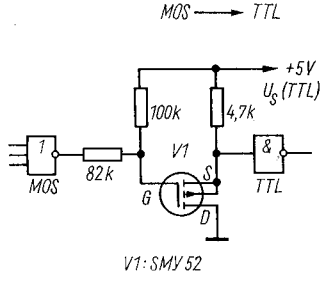


b)

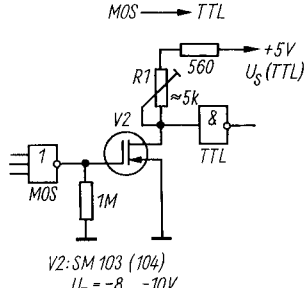
Bild 4.48
Schaltungen für Pegelübergang von TTL auf MOS

gibt H-Pegel am Ausgang des MOS-Gatters und umgekehrt. Die Pegelbezeichnungen sind dem jeweiligen Logiksystem entsprechend gewählt. Ohne Hilfsspannung kommt die Schaltung nach Bild 4.48b aus. Sie verwendet einen pnp-Silizium-Transistor. $R1$ ist so abzugleichen, daß der MOS-Gatterausgang auf H-Pegel ($\leqq -2$ V) liegt, wenn am TTL-Gattereingang L-Pegel (Masseverbindung) vorhanden ist. Mit TTL-H-Pegel an diesem Gattereingang muß am MOS-Gatterausgang L-Pegel ($\geqq -9$ V) auftreten. Den für $R1$ gefundenen Wert kann man später als Festwert einsetzen (Achtung: $R1$ darf nicht Null werden! Mit hohem Wert beginnen!). Bei dieser Schaltung sollten die Betriebsspannungen beider Systeme stabilisiert sein.

Der Übergang von MOS-Ausgängen auf TTL-Eingänge läßt sich nach Bild 4.49 realisieren. Bei Variante Bild 4.49a wird ein MOSFET V1 benutzt. Falls er erhebliche Datenstreuung (Treshold-Spannung des Exemplars) aufweist, ist es ratsam, den 100-kΩ-Widerstand etwas abzuändern. Eine andere Möglichkeit bietet der Einsatz eines (»systemfremden«!) MOSFET *SM 103* oder *SM 104* (dazu [9]) nach Bild 4.49b, für den allerdings eine Exemplarauswahl kaum zu umgehen ist. Die Abschnürspannung U_p vom Transistor V2 soll bei $-8 \ldots -10$ V liegen und der Drainruhestrom I_{DSS} zwischen 3...5 mA. Beide Werte können nach den in [1] und [9] dazu angegebenen Verfahren ermittelt werden. $R1$ ist so abzugleichen, daß sich bei Pegelumschaltung am MOS-Gattereingang auch am TTL-Gatterausgang die vorschriftsmäßigen Werte für L und H ($\leqq 0{,}2$ V bzw. $\geqq 3{,}0$ V) einstellen, das TTL-Gatter also nicht im »verbotenen Pegelbereich« verharrt. Die korrekten Pegelwerte liegen innerhalb eines gewis-



a)



b)

Bild 4.49
Schaltungen für den Pegelübergang von MOS auf TTL

sen Drehbereichs für $R1$. Man läßt $R1$ in der Mitte des so gefundenen Bereichs stehen bzw. ersetzt ihn danach durch einen gleichgroßen Festwiderstand.

Der Amateur benutzt zunehmend analoge IS als OPV (fast immer den Typ *A 109* oder datengleiche Äquivalenttypen). Der für den Übergang auf TTL vorgesehene OPV bzw. Komparator *A 110* benötigt keine Pegelanpassung, sein Ausgang kann unmittelbar mit TTL-Eingängen verbunden werden. Für direkten Übergang auf MOS-Gatter ist der *A 110* ungeeignet! Bild 4.50 zeigt Möglichkeiten des Übergangs vom Ausgang des *A 109* auf TTL- bzw. MOS-Gatter. Um die nachfolgenden Gatter pegelrichtig zu treiben, muß der Ausgang des OPV bei Bild 4.50a den Ausgangsspannungsbereich zwischen 0...+10 V, bei Bild 4.50b den Bereich −2...−9 V überstreichen. Überspannungen oder falsche Polaritäten fängt die angegebene Diode ab. Eventuelle Rückführungen vom OPV-Ausgang auf einen seiner Eingänge, Frequenzkompensationen usw. sind direkt am OPV-Ausgang, also vor dem Serienwiderstand 470 Ω bzw. 10 kΩ abzugreifen. Da die Ausgangsspannung des OPV auch Zwischenwerte annehmen bzw. sich langsam ändern kann, ist am Eingang der nachfolgenden Digitalschaltung meistens ein Trigger erforderlich. Er ist für die TTL-Version bereits mit dargestellt (Bild 4.2), gegebenenfalls aber auch bei MOS-Eingängen (bei Bild 4.50b nicht gezeichnet) notwendig. Geeignet dafür ist z. B. die Schaltung nach Bild 3.8a (dort mit $R1 = R2 = 100\,k\Omega$), deren Eingang E mit dem MOS-Gattereingang in Bild 4.50 gleichzusetzen ist. Muß man vom Ausgang eines (für TTL bestimmten) *A 110* auf MOS-Eingänge übergehen, bietet sich die Schaltung nach Bild 4.48 an, wobei der Ausgang des *A 110* an die Stelle des dort gezeichneten TTL-Gatterausgangs tritt.

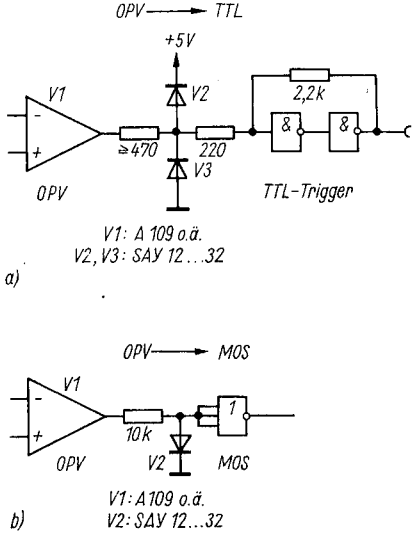


Bild 4.50
Pegelübergang von OPV-Ausgängen. a – auf TTL-Eingänge, b – oder MOS-Eingänge

4.1.12. Ansteuerung systemfremder Lasten von TTL-Ausgängen

Vom Ausgang einer TTL-Schaltung muß man fast immer in geeigneter Weise auf »systemfremde« Ausgabeorgane (Relais, Lampen u. ä.) übergehen. Wieweit die TTL-Gatterausgänge belastbar sind, zeigen die Ausgangskennlinien (Bild 2.9). Am Ausgang des Standardgatters ist im H-Zustand eine Leerlaufspannung von etwa 3,5...4,0 V vorhanden, die bei Belastung entsprechend zurückgeht. Falls dem Ausgang weitere TTL-Eingänge folgen, darf der Ausgang, wie Bild 2.9 zeigt, mit höchstens 10 mA (einschließlich der Eingangsemitter-Sperrströme nachfolgender Gattereingänge, sie betragen aber selten mehr als 2...10 μA je Gattereingang) belastet werden, um den Mindestwert von 2,4 V für H-Pegel noch zu halten. Die Leistungsgatter der *D 140* erlauben etwa den doppelten Strom. Man beachte aber, daß Bild 2.9 lediglich typische Mittelwerte angibt, die beim einzelnen IS-Exemplar relativ stark streuen, und zwar besonders

bei Bastlerware manchmal nach niedrigeren Stromwerten hin. Getypte IS sind dagegen oft merklich »besser«, als die Kennlinie ausweist. Außerdem gilt Bild 2.9a (H-Pegel) selbstverständlich nur für Standardgatter mit Gegentaktausgang, während IS mit »offenem Kollektorausgang« (*D 103* u. a., Bild 1.5) im H-Zustand selbstverständlich keine Spannung abgeben. Die Ausgangskennlinie für L-Pegel (Bild 1.9b) gilt dagegen auch für Gatter mit offenem Kollektor, soweit sie Paralleltypen zu Standardtypen darstellen. Bei fehlenden Daten kann für offene Kollektorausgänge stets 20 mA (vorsorglich nicht mehr) als zulässig angesehen werden. Braucht man den H-Pegel nicht einzuhalten (wenn diesem Ausgang keine weiteren TTL-Gattereingänge folgen), ist auch eine höhere Strombelastung möglich, wobei die Ausgangsspannung entsprechend Bild 2.9a absinkt. Die im Kurzschluß nach Masse, der allerdings nur für die Standard-Grundgatter *D 100...D 130* und datengleiche im Dauerbetrieb (und je IS nur für 1 Gatter gleichzeitig) zulässig ist, fließenden Ströme ergeben sich ebenfalls aus der Ausgangskennlinie. Leistungsgatter *D 140* sowie Ausgänge höher integrierter IS dürfen im H-Zustand maximal 1 s gegen Masse kurzgeschlossen werden. Bei Ausgängen von FF (*D 172, D 174, D 192/193* u. ä.) führt Ausgangskurzschluß zum Umschalten der FF-Stufen. Derartige Ausgänge sollen daher nur so weit belastet werden, daß der H-Pegel nicht unter 2,4 V absinkt.

Im L-Zustand ist der untere Transistor des Gatterausgangs durchgesteuert. Übersteigt der von ihm aufgenommene Kollektorstrom den Kollektorsättigungsstrom, so steigt die Kollektorspannung steil an (Bild 2.9b). Zum Beginn des steilen Kurvenanstiegs soll ausreichender Sicherheitsabstand gehalten werden, weil mit ansteigender U_{aL} im Ausgangstransistor der IS eine entsprechend zunehmende Verlustleistung entsteht, die die IS sehr schnell thermisch zerstört. Das ist besonders leicht möglich, wenn durch Kurzschluß die Betriebsspannung U_s direkt an einen auf L liegenden Ausgang gelangt. Im L-Zustand kann der normale Gatterausgang (einschließlich offener Kollektorausgänge wie bei *D 103* u. a.) etwa 20...25 mA aufnehmen, ohne den zulässigen Grenzwert von 0,8 V zu überschreiten. Das Leistungsgatter der *D 140* vermag wenig mehr als 50 mA aufzunehmen. Die in Bild 2.9 gezeigten Kennlinien gestatten dem Amateur, mögliche Belastungen bei Ankopplung anderer Bauelemente in eigenen Entwürfen abzuschätzen. Nachfolgend einige Beispiele. Bild 4.51 zeigt Ankopplungsmöglichkeiten für Leuchtdioden, die sich als Anzeigeorgane für TTL-Schaltungen sehr gut eignen. Die Betriebsweise nach Bild 4.51a ist stets vorzuziehen. Die Leuchtdiode leuchtet, wenn der Gatterausgang auf L liegt. Da rotleuchtende Lichtemitteranzeigen (*VQA 13* u. ä.) etwa 1,5...1,6 V Durchlaßspannung haben und maximal etwa 20 mA Strom benötigen, muß der zur Strom-

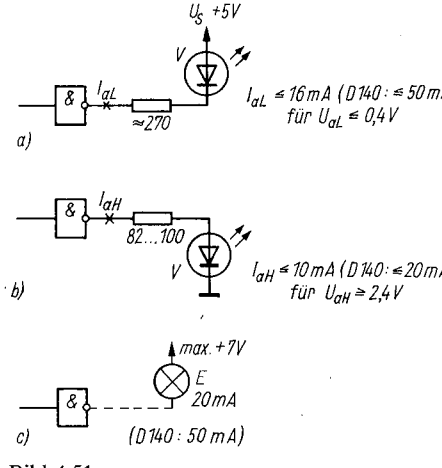


Bild 4.51
Anschluß von Lichtquellen an TTL-Ausgänge. a – Leuchtdiode leuchtet auf bei L-Pegel am Ausgang, b – Leuchtdiode leuchtet bei H-Pegel am Ausgang, c – Anschluß einer Glühlampe ist nur bedingt möglich

begrenzung notwendige Vorwiderstand (zu Leuchtdioden siehe [14]) mindestens etwa 160...180 Ω haben. Im allgemeinen genügt für die Leuchtdiode bereits geringerer Strom, so daß man zur Stromersparnis und verringerter Gatterbelastung den Vorwiderstand zu 220...270 Ω wählt. Bei H-Pegel am Gatterausgang ist V erloschen, und es fließt kein Strom, weil über die Leuchtdiode nunmehr die Emitterdiode V5 im Gatterausgang (Bild 1.2a) gesperrt wird und V3 ebenfalls sperrt. Soll die Leuchtdiode den H-Zustand des Gatters anzeigen und ist der Aufwand für ein weiteres invertierendes Gatter oder einen nachgesetzten Schalttransistor nach Bild 4.52b nicht erwünscht, kann die Leuchtdiode nach Bild 4.51b angeschlossen werden, wobei für V allerdings nur etwa 10 mA zur Verfügung stehen. Muß am Gatterausgang nicht der korrekte H-Mindestpegel eingehalten werden, so kann V auch direkt zwischen Gatterausgang und Masse (ohne Vorwiderstand) liegen. Es stellt sich dabei ein für die Flußspannung der Leuchtdiode (1,6 V) gemäß der Ausgangskennlinie Bild 2.9a gegebener Strom ein. Dieses Weglassen des Vorwiderstands ist allerdings nur bei den für Dauerkurzschluß gegen Masse zugelassenen IS-Typen (Grundgatter *D 100...D 130*) ratsam und sollte auch dann nicht mehr als 1 Gatter je IS betreffen. Ein Direktanschluß von Glühlampen wäre, wie Bild 2.9 verdeutlicht, nur für den L-Pegel (Lampe gegen $+U_s$) sinnvoll. Bild 4.51c zeigt diese Variante. Sie erfordert aber Glühlampen mit höchstens 25 mA Stromaufnahme und einer Lampennennspannung von 5...7 V. Derartige Typen stehen dem Amateur kaum zur Verfügung. Der Einfluß des Einschaltstoßes (Kaltwiderstand der Lampe) ist zu vernachlässigen, wenn man nur in größeren Abständen (mindestens einige Sekunden Pause) einschaltet. Der bei diesen Lampen nur wenige Millisekunden andauernde Einschaltstromstoß wird (für diesen Zeitraum noch ungefährlich) durch die aus Bild 2.9b ersichtliche Strombegrenzung abgefangen. Bei schnellem periodischem Einschalten ist diese Variante allerdings nicht mehr vertretbar. Ein mögliches Vorheizen der Glühlampe mit einem Widerstand gegen Masse (gelegentlich in der Literatur empfohlen, u. a. [2], [33]) nützt wenig und ist wegen des hohen Ruhestromverbrauchs im Aus-Zustand sehr unökonomisch. Der Amateur sollte Lampen dann besser über Transistoren ansteuern. Dies ist nach Bild 4.52 grundsätzlich möglich. Bei der Variante Bild 4.52a wird V1 geöffnet, sobald der Gatterausgang L hat. Der Transistor V1 schaltet die TTL-Betriebsspannung U_s zum Relais K, das also für maximal 5 V ausgelegt ist, durch (das Relais zieht an). V3 ist die bekannte Freilaufdiode zum Schutz des Transistors gegen induktive Abschaltspannung. Statt des Relais kann man auch eine Glühlampe steuern. Der maximal mögliche Strom ist durch die Grenzdaten

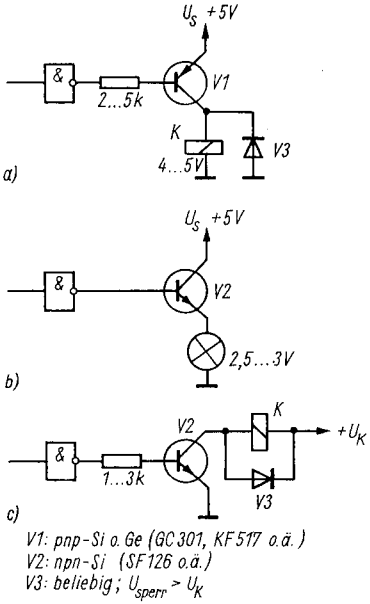


Bild 4.52
Beispiele für Lastschaltung mit Transistoren

von V1 bestimmt. Dessen Basiswiderstand darf (je nach β des V1 und erforderlichem Laststrom am Relais) auch niedriger gewählt werden als angegeben (Mindestwert 270 Ω!). Für V1 läßt sich auch ein Leistungstransistor einsetzen. Nachteil der Variante Bild 4.52a ist, daß die Betriebsspannung für den Verbraucher mit $U_s = +5\,V$ unveränderlich feststeht. Höhere Spannungen als U_s dürfen am Emitter von V1 nicht auftreten, weil sie sonst (wenn der Gatterausgang auf H liegt und V1 sperrt) am Gatterausgang und damit als Sperrspannung für die Diode V5 und den Transistor V3 in der IS (Bild 1.2a) wirksam sind. Für Glühlampen mit Nennspannungen um 2,5...3 V bietet sich eine einfache Möglichkeit nach Bild 4.52b an. Der Transistor V2 arbeitet als Impedanzwandler (Emitterfolger) und benötigt deshalb keinen Vorwiderstand. Die Spannung am Emitter liegt stets um etwa 0,7 V unter der H-Ausgangsspannung. Der Gatterausgang wird dabei (je nach β von V2) mit höchstens 2...3 mA belastet.

Eine weitgehend freie Wahl der Lastbetriebsspannung ermöglicht die Variante Bild 4.52c, bei der der Verbraucher allerdings nicht mit Masse verbunden ist. Bei H-Pegel am Gatterausgang zieht das Relais K an. U_K kann nach den für K erforderlichen Daten gewählt werden (Grenzwerte von V2 beachten!) und demzufolge erheblich über 5 V liegen. Der Basisvorwiderstand für V2 sollte, wenn der Gatterausgang H-Pegel einhalten muß, nicht weniger als 2 kΩ betragen. Ist kein exakter H-Pegel erforderlich, wäre sein Mindestwert 330 Ω und der für V2 verfügbare Basisstrom maximal etwa 2,5 mA. Müssen hohe Ströme geschaltet werden, so kann man V2 bei Bild 4.52c mit einem zweiten npn-Leistungstransistor in bekannter Weise zu einem *Darlington*-Paar kombinieren. Für die Ansteuerung größerer Lasten sind oft Thyristoren sehr vorteilhaft (dazu [1]). Sie lassen sich ebenfalls unmittelbar von TTL-Gatterausgängen steuern. Bild 4.53a zeigt die einfachste, für Kleinthyristoren mit etwa 10 mA Zündstrombedarf (1...3-A-Typen wie *KT501...KT504, ST103* und, wenn auf geringen Zündstrom ausgesucht, *ST111* u. ä.) geeignete Möglichkeit. Der Thyristor V wird unmittelbar vom Gatterstrom im H-Zustand gezündet. R_L symbolisiert die zu schaltende Last. Bei U_L mit Gleichspannung betriebene Thyristoren schalten nicht selbst wieder ab! Die Last bleibt eingeschaltet, auch wenn der Gatterausgang wieder nach L geht. Man benutzt für U_L entweder eine pulsierende Gleichspannung oder eine Wechselspannung (dann mit R_L eine Diode in Serie legen). Oft wird es sich aber bei R_L um Gleichstromwecker, Hupen o. ä. Signalorgane mit eigenem mechanischem Unterbrecher handeln. Dann ist die

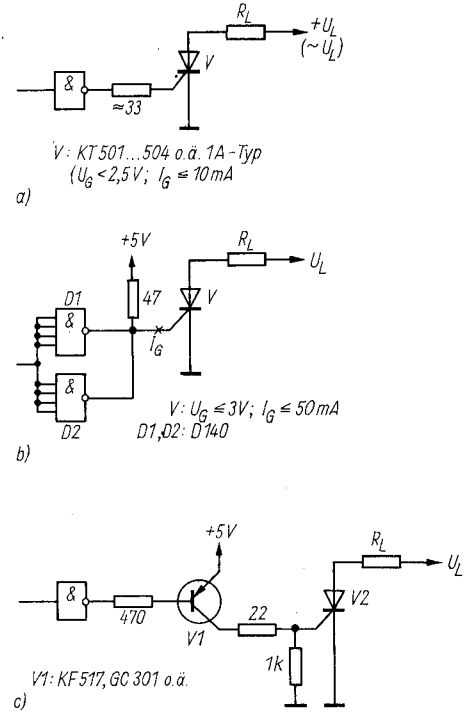


Bild 4.53
Beispiele zur Ansteuerung von Thyristoren

Schaltung nach Bild 4.53a vorteilhaft anzuwenden, weil der vorhandene Unterbrecher dafür sorgt, daß V abschaltet, sobald dessen Zündstrom wegfällt. Für Thyristoren mit stärkerem Zündstrombedarf lassen sich entweder ein Leistungsgatter *D 140* oder (gemäß Bild 4.53b) 2 in der gleichen IS *D 140* enthaltene Leistungsgatter parallelgeschaltet verwenden. Die ein- und ausgangsseitige Parallelschaltung ist in diesem Fall zulässig. Der Zündstrom wird jetzt von einem äußeren Widerstand aufgebracht und beträgt (wenn der Gatterausgang H ist) für den Thyristor V etwa 50 mA, was zum Zünden auch stärkerer Thyristoren (10-A-Typenreihen) fast immer genügt. Die gleiche Ansteuerungsart ist (wenn keine Leistungsgatter vorhanden sind) mit Hilfstransistoren nach Bild 4.53c möglich. Der Thyristor V2 zündet, wenn der Gatterausgang (Standardgatter genügt) auf L ist. Der Thyristor wird bei dieser Variante mit mindestens 3 V und 0,1 A am Gate angesteuert, was auch für stark belastbare Thyristoren mit hohem Steuerleistungsbedarf ausreicht.

Bild 4.54 verdeutlicht die Möglichkeit des Halbwellenbetriebs zur Löschung des Thyristors. Als Last ist ein Relais angenommen. Sein Parallelelektrolytkondensator wird so bemessen, daß das Relais K in den Sperrhalbwellen noch nicht abfällt. Die Thyristorzündweise entspricht Bild 4.53. K, *C*, V3, V2 und die Daten des Netztransformators richten sich nach der

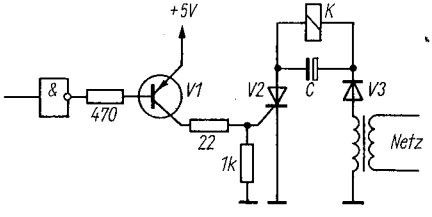


Bild 4.54
Zur Ansteuerung von Lasten mit Thyristoren im Halbwellenbetrieb

am Relais zu schaltenden Last. Benutzt man statt des Relais eine Glühlampe, so kann *C* entfallen, die Nennspannung der Glühlampe ist dann gleich der halben Transformatornennspannung zu wählen. Derartige Möglichkeiten sind zum Schalten größerer Beleuchtungen durch TTL-Signale von Interesse. Bild 4.55 zeigt, wie ein Lastschaltthyristor durch TTL-Steuerung auch bei Gleichspannungsbetrieb wieder ausgeschaltet werden kann. Dazu ist ein zweiter Löschthyristor erforderlich (der eine zweite Last schalten kann). E1, E2 stellen symbolisch die Lasten dar, die wechselseitig eingeschaltet sind. Zur Ansteuerung wird ein RS-FF (D3, D2) benutzt. Gatter D1 leitet aus dem Eingangssignal E dessen für D2 benötigte Negation ab; ist sie aus der vorangehenden Schaltung bereits zu entnehmen (z. B. als Q und $\overline{Q}$ bei FF), so entfällt das Gatter D1. Demzufolge ist stets entweder der Transistor V1 oder V2 geöffnet und entweder der Thyristor V3 oder V4 gezündet. Falls V3 gezündet ist, lädt sich der Löschkondensator *C* (der entsprechend U_L spannungsfest sein muß und kein Elektrolytkondensator sein darf, da er in beiden Polaritäten geladen wird) zunächst über E2, *C*, V3. Sobald V4 zündet, liegt der rechte (positiv geladene) *C*-Anschluß über den Thyristor V4 an Masse, womit an der Anode des Thyristors V3 die Ladespannung des Kondensators mit negativer Polarität wirksam ist. V4 schaltet daher sofort ab. *C* wird anschließend über E1, *C*, V4 umgekehrt geladen und damit der Löschvorgang für V4 vorbereitet. Der Wert für *C* (Richtwerte siehe Bild) ist relativ unkritisch und richtet sich nach den Last-Daten und den Exemplardaten der verwendeten Thyristoren. Diese Variante schaltet also 2 Lasten. Ist nur eine Last zu schalten, so ersetzt man die Last der anderen Seite durch einen ohmschen Widerstand, der so groß bemessen wird, daß der mit gegebener U_L durch ihn fließende Strom unter dem Wert des Thyristorhaltestroms liegt (typ- und ex-

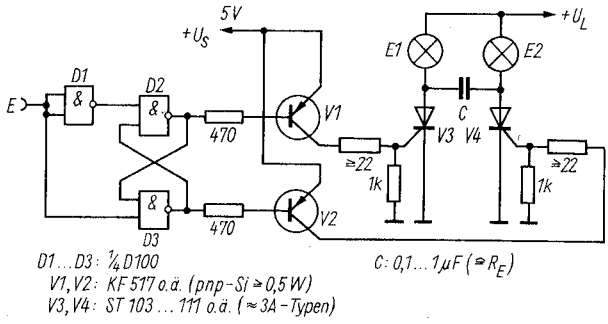


Bild 4.55
Gegenseitige Ausschaltung von Thyristoren

emplarabhängig). Sobald dieser Thyristor zündet, bewirkt er lediglich das Löschen des anderen, nach Entladung von *C* schaltet der Thyristor durch Haltestromunterschreitung wieder ab, so daß dann beide Thyristoren gesperrt sind. Der für diese Funktion statt zweiter Last notwendige R-Wert kann bei 1...500 kΩ liegen und wird zweckmäßig erprobt (dazu [1]). Die so ausgelegte Schaltung hat dann im Aus-Zustand beim U_L-Anschluß praktisch keinen Ruhestrombedarf. V3, V4, *C* sowie U_L sind nach den von E1 und E2 vorgegebenen Anforderungen festzulegen.

4.1.13. Sensorschaltungen für TTL-Eingänge

Zweck und Prinzip sowie Vor- und Nachteile von Sensorschaltern wurden in Abschnitt 3.1.8. bereits erwähnt. Für die praktische Ausführung der im folgenden für TTL-Eingänge gezeigten Sensorschaltflächen sind die dort gemachten Aussagen ebenfalls gültig.

Bild 4.56 zeigt ein Beispiel mit einer Transistor-*Darlington*-Stufe. Bei allen derartigen Sensorschaltungen ist eine nachfolgende Impulsformung notwendig, wofür man in der Schaltung Trigger (D1, D2) benutzt. Läßt man die punktiert gezeichneten Teile weg, so wird der Sensor S1 bereits durch die meistens vorhandenen Störfelder fremder Herkunft (Netzspannungsleitungen der Umgebung) ausgelöst. Dabei erscheinen am Ausgang dementsprechende 50-Hz- oder 100-Hz-Impulsserien während der Berührungszeit. Sie sind am einfachsten mit einem Elektrolytkondensator zwischen dem Kollektor des Transistors V2 und Masse (etwa 20...50 µF oder weniger) zu unterbinden. Sicherer ist die übliche galvanische Auslösung mit 2teiliger Sensorfläche. Der punktiert gezeichnete *C*-Wert verhindert dann Netzspannungseinflüsse. Falls die Empfindlichkeit bereits zu hoch ist oder sich gelegentlich der

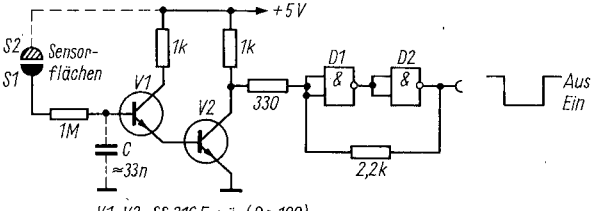
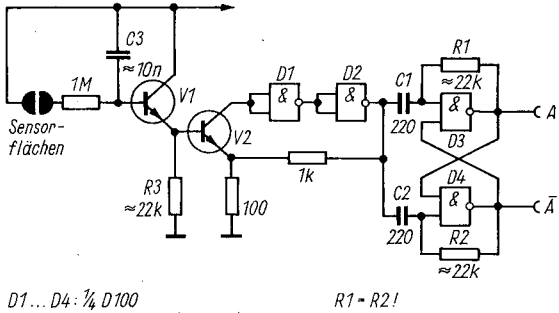


Bild 4.56
Sensorschaltereingang für TTL-Gatter

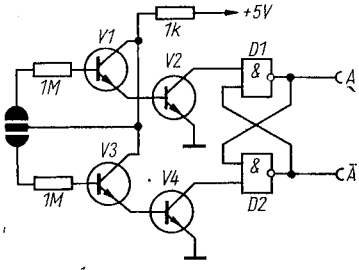
Reststromeinfluß von V1 störend auswirkt, kann ein Widerstand zwischen Basis V2 und Masse (10...200 kΩ nach Bedarf) helfen. Bild 4.57 zeigt, wie sich diese Schaltung zu einem Ein/Aus-»Tipp«-Sensor erweitern läßt. Der Eingang entspricht Bild 4.56 (*C*3 unterbindet bedarfsweise den Einfluß von Netzfrequenzstörungen), jedoch wird eine etwas andere Triggerausführung benutzt (Bild 4.4), zu der V2, D1, D2 gehören. Dem Triggerausgang ist ein flankengetriggerter RS-FF (D3, D4) gemäß Bild 4.15a nachgesetzt. Beim Berühren der Sensorfläche leitet V1, somit öffnet V2, und am Ausgang des Gatters D2 tritt eine HL-Flanke auf, die den FF umschaltet. Erneute Berührung des Sensors setzt den FF wieder zurück. Um sichere Funktion zu gewährleisten, darf *C*3 nicht zu klein sein. Mit *R*3 läßt sich bedarfsweise die Empfindlichkeit des Sensorkontaktes einstellen. Die übrigen Werte sind unkritisch. Die Ausgänge A bzw. $\overline{A}$ können entweder beliebige nachfolgende TTL-Schaltungen oder direkt Lastschaltorgane (Abschnitt 4.1.12.) ansteuern. Mit der Schaltung nach Bild 4.58 ergibt sich ein Sensorschalter (»Wischkontakt«), dessen Schaltzustand von der Richtung abhängt, in der man die 3teilige Sensorfläche mit dem Finger überstreicht (das Parallelbeispiel in MOS-Technik zeigte Bild 3.30). Mit 2 *Darlington*-Eingangsstufen V1, V2 bzw. V3, V4 wird ein statischer RS-FF gesetzt. Bedienungstechnisch lassen sich damit in gewisser Weise Kipp- und Schiebeumschalter simulieren bzw. solche ersetzen. Ist der Sensor in 2 getrennte Schaltstellen (wie bei Bild 4.56) aufgeteilt, so erhält man einen Ein/Aus-Schalter mit getrennten Betätigungspunkten. Vorkehrungen gegen Netzstörspannungen sind bei Bild 4.58 vom Prinzip her nicht notwendig. Bei längeren Zuleitungen der Basisanschlüsse V1, V3 können aber eingestreute Störimpulse eine bleibende Umschaltung bewirken. Schutz dagegen bieten Kondensatoren von den Basisanschlüssen nach Masse. Es ist möglich, Schaltungen nach Bild 4.58 mehrfach vorzusehen und sie dann wie mechanische Tastenschaltersätze untereinander zu koppeln, gegenseitige Verriegelungen zu schaffen usw. Eine derartige, für den Amateur auch vom Aufwand her interessante Lösung (Anwendung als Programmwähler bzw. Kanalumschalter für Rundfunk- und Fernsehempfänger u. ä. Zwecke), nach dem Grundprinzip Bild 4.58 mit RS-FF arbeitend und auf maximal 12 Schaltplätze (Kanäle) erweiterbar, ist in [36] zu finden. Bild 4.59 zeigt eine Möglichkeit mit einem MOSFET ([19]) im Eingang. Dieser Sensorkontakt wird ausschließlich mit den über die Fingerkuppe eingekoppelten Fremdstörspannungen betrieben und ist daher vorzugsweise in Gebäuden und Wohnräumen geeignet. Der Transistor V3 soll ein Exemplar mit Drainruhestrom $I_{DSS} \geqq 3$ mA sein. Die eingekop-



D1...D4: ¼ D100
T1, T2: SS216E o.ä. (β ≈ 250)

R1 = R2!
C1 = C2!

Bild 4.57
Ein/Aus-»Tipp«-Sensorschalter

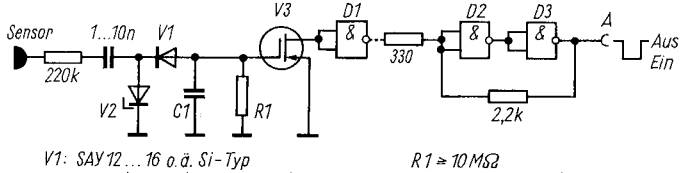


D1, D2: ¼ D100
V1 ... V4: SS 216 E o.ä. ($\beta \approx 100$)

Bild 4.58
Sensorschalter mit von der Betätigungsrichtung abhängiger Schaltlage

pelte Fremdspannung wird von der Diode V2 gleichgerichtet und begrenzt. Sie wirkt über die Diode V1 als Sperrspannung für den MOSFET, womit der Eingang des Gatters D1 (in Ruhe auf L) H-Pegel erhält. Um schleichendes Schalten zu verhindern, ist der TTL-Eingang als Trigger ausgeführt bzw. dem Gatter D1 ein Trigger nachgesetzt. Wird die Schaltung 2fach benutzt, so können bei D1 auch die Eingänge von D2 bzw. D1 aus Bild 4.58 (RS-FF) vorhanden sein. Mit $C1$ und $R1$ läßt sich das Verhalten des Sensoreingangs in Bild 4.59 weitgehend ändern. Große Werte für beide Bauelemente ergeben eine Ausschaltverzögerung, die z. B. mit $C1 = 0{,}1\ \mu F$ und $R1 = \infty$ beim Versuchsmuster annähernd 30 s betrug. Da sich (wenn $R1$ entfällt) $C1$ nur über den Sperrwiderstand der Dioden V1 und V2 entlädt, ist die Verzögerungszeit entsprechend stark von deren Exemplarwerten und der Umgebungstemperatur abhängig. Immerhin läßt sich bereits ein »Tipp-Zeitschalter« für einfache Ansprüche, bei dem es nicht auf besondere Zeitgenauigkeit ankommt, realisieren. Eine andere Möglichkeit für einen Verzögerungsschalter dieser Art zeigt Bild 4.60. Verwendet wird ein MOSFET *SMY 51* (Bild 1.17b, Daten in [9]) mit nachfolgendem TTL-Trigger gemäß Bild 4.4. Für den MOSFET V1 ist ein Exemplar mit einer Treshold-Spannung $U_T \leqq 4{,}5$ V erforderlich. Im Ruhezustand ist $C1$ geladen und das rechte MOS-System geöffnet, so daß V2 durchgesteuert ist und am Ausgang A L-Pegel liegt. Bei Berühren der Sensorflächen öffnet das linke MOS-System, und damit wird $C1$ sehr schnell entladen. Das rechte MOS-System sperrt, der Triggerausgang A nimmt H-Pegel an. Sobald man die Sensorflächen losläßt, schließt das linke MOS-System, und $C1$ wird über den 1-MΩ-Widerstand langsam geladen. Das rechte System öffnet daher verzögert, und der Trigger schaltet entsprechend später um. $C1$ ist nach gewünschter Verzögerungszeit zu wählen und soll möglichst ein Foliekondensator (sonst ein auf geringsten Reststrom ausgesuchter Elektrolytkondensator) sein. Mit $C1 = 1\ \mu F$ ergab sich beim Versuchsmuster eine Ausschaltverzögerung von etwa 2 s, wobei die Einschaltverzögerung bei etwa 15 s lag. Mit dem 10-MΩ-Widerstand am linken MOS-Gate kann bedarfsweise die Empfindlichkeit des Sensoreingangs verändert werden.

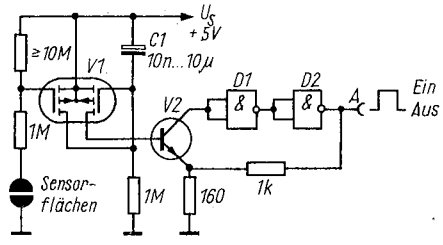
Eine für die IS-Technik typische interessante Lösung für einen Sensor mit MOS-Eingang zeigt Bild 4.61. Sie ist vor



V1: SAY 12 ... 16 o.ä. Si-Typ
V2: SZX 19/18 o.ä. (U_Z = 15 ... 19 V)
V3: SM 103, SM 104 ($J_{DSS} \geqq 3$ mA)
D1...D3: ¼ D100

$R1 \geqq 10$ MΩ
$C1 \geqq 330$ pF (... 1nF)

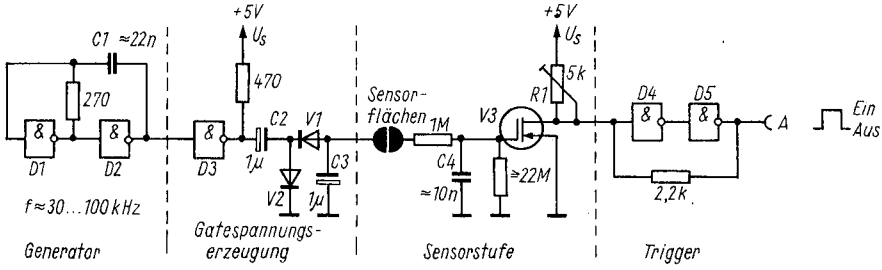
Bild 4.59
Sensoreingang mit MOSFET. Auslösung erfolgt durch vorhandene fremde Störspannungsfelder



V1: SMY 51
V2: SS 216 o.ä. ($\beta \geq 250$)
D1, D2: ¼ D 100

Bild 4.60
Sensorschalter mit Ausschaltverzögerung

allem dann von Interesse, wenn einige der benötigten Funktionsstufen (z. B. Generator, Trigger) in dem anzusteuernden TTL-Komplex bereits vorhanden sind oder wenn sich vorhandene ungenutzte Gatter verwenden lassen. Diese Schaltung erzeugt mit dem Impulsgenerator (nach Bild 4.8 geschaltet) eine negative Spannung (dazu Abschnitt 2.4.6., Bild 2.34), die Gatesteuerspannung für einen MOSFET V3. $C4$ verhindert den Einfluß von Fremdstörspannungen. Wird er wesentlich größer ausgelegt, so ergibt sich (ähnlich wie bei Bild 4.59 beschrieben) eine merkliche Ausschaltverzögerung. Beim Überbrücken der Sensorfläche wird durch die negative Spannung der Transistor V3 gesperrt (für V3 ein Exemplar mit möglichst niedriger Abschnürspannung U_p und mit $I_{DSS} \geqq 2\,mA$ verwenden!), so daß der nachfolgende Triggereingang (D4, D5) H-Pegel liest. Mit $R1$ wird auf die Exemplardaten des V3 einmal abgeglichen (danach $R1$ fest einsetzen!). Dabei muß der Triggerausgang A bei offenem Sensor gerade L-Pegel annehmen. Diese Schaltung ist ein Beispiel für die mögliche Kombination bereits erläuterter Einzelstufen. Nach einem völlig andersartigen Prinzip als die bisher beschriebenen Aufbauten arbeitet der Sensorschalter nach Bild 4.62a. Ein (beliebiger, hier sehr einfach gehaltener) HF-Generator erzeugt eine Frequenz von etwa 100 kHz...1 MHz. Ihr Wert ist unkritisch und hängt u. a. von Größe und Gestalt der Sensorfläche ab. Sie ist in Bild 4.62a als elektrische Reihenschaltung zweier Kondensatoren $C1$, $C2$ dargestellt. Die Serienschaltung $C1$, $C2$ einerseits und $C3$ andererseits bilden mit $R1$ eine Brückenschaltung. $C3$ soll genau gleich der Kapazität der Serienschaltung C1, C2 sein und ist zu diesem Zweck abgleichbar, mit $R1$ lassen sich restliche Unsymmetrien der Brückenschaltung neutralisieren. Mit $C4$ wird (gemäß Bild 4.8) die Arbeitsfrequenz festgelegt. Solange die Brücke im Gleichgewicht ist, befindet sich demzufolge an beiden Enden von $R1$ stets gleicher Pegel. Die Gatter D3...D7 bilden eine Äquivalenzschaltung, wie sie in Abschnitt 4.1.14.3. beschrieben wurde (siehe



V1, V2: vorzugsweise GA 100 o.ä. Ge-Typ; ersatzweise SAY 12...16
V3: SM 103 (104) ($I_{DSS} \geq 2\,mA$)

Bild 4.61 Spezielle Variante eines Sensorschalters mit MOSFET für TTL-Systeme

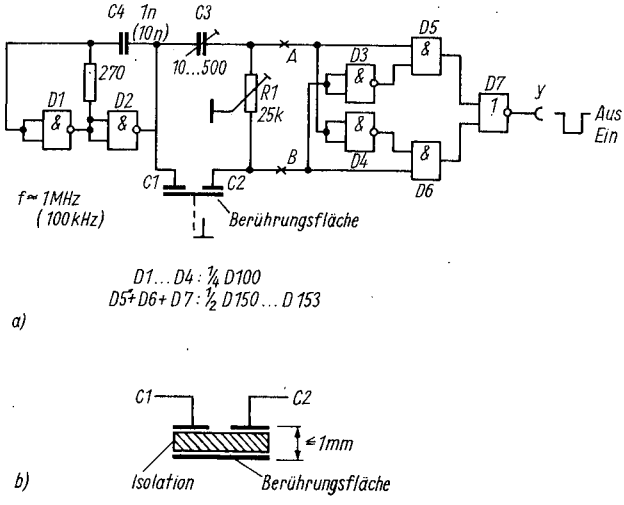


Bild 4.62
a — Hochfrequenzverfahren für einen kapazitiv beeinflußten Sensor- und Annäherungsschalter, b — Ausführung der Sensorfläche für den Schalter nach Bild 4.66a

auch Funktionstabelle in Bild 4.67). Demzufolge ist Ausgang Y = H, wenn die Pegel an den Punkten A und B gleich (L, L oder H, H) sind. Im Ruhezustand der Schaltung ist somit Y = H. Sobald man nun die Sensorfläche berührt oder ihr ein Objekt kapazitiv annähert, ergibt sich zwischen $C1$ und Erde bzw. Masse eine kapazitive Spannungsteilung, oder die HF-Spannung wird für diesen Zweig völlig kurzgeschlossen. Damit steht an Punkt B ständig L, so daß stets dann, wenn am Ausgang des Gatters D2 die Halbschwingung mit Pegel H vorliegt, A ≠ B ist. Auf ungleiches Potential an A und B reagiert die Äquivalenzschaltung (Bild 4.67) mit L-Pegel an Y. Bei verstimmter Brücke tritt somit an Y die Oszillatorfrequenz auf! Das Vorhandensein der Schwingfrequenz an Y ist das Schaltkriterium. Zur »Weiterverarbeitung« dieses Signals gibt es je nach Einsatz verschiedene Möglichkeiten. Da das Ruhepotential an Y = H ist, kann man bei Y einen einfachen *Miller*-Integrator nach Bild 4.41 nachsetzen, dessen Zeitkonstante bzw. Verzögerungszeit gleich dem 10fachen der Schwingfrequenz oder größer eingestellt wird. Er wirkt dann gleichrichtend, d. h., am Integratorausgang tritt konstanter H-Pegel auf, solange bei Y in Bild 4.62a die Schwingung vorhanden ist. Dies mag als Beispiel genügen. Die Anordnung nach Bild 4.62a kann so empfindlich gestaltet werden, daß sie bereits auf Annäherung von Objekten an die Berührungsfläche reagiert, sie ist also auch als Annäherungsschalter für berührungsloses Schalten verwendbar. Beim Einsatz als Sensorschalter kann man sie im Gegensatz zu anderen mit Handschuh betätigen. An der Berührungsfläche treten somit auch keine Isolationsprobleme auf. Bild 4.62b zeigt eine mögliche Ausführung der Sensorfläche, auf einer isolierenden Fläche befinden sich rückseitig Elektroden, die die Anschlüsse für $C1$, $C2$ in Bild 4.62 darstellen. Frontseitig ist eine vollständig leitende Fläche vorhanden. Am einfachsten ist eine solche Fläche zu realisieren, wenn man doppelseitig kupferkaschiertes Leiterplattenmaterial verwendet. Piacrylglas- oder Glasscheiben u. a. isolierende Stoffe mit aufgeklebten Metallfolien sind ebenso möglich. Die Kapazitätswerte für $C1$ und $C2$ sollen nicht größer als etwa 500 pF sein. Wenn das Ganze schon auf Annäherung reagieren soll, sind Werte unter 100 pF anzustreben. Die sich für die Gegenelektroden ergebenden Maße richten sich dem-

zufolge sehr nach Materialart und Isolationsstärke, der geometrischen Form der Anordnung usw. Am günstigsten sind runde oder quadratische Berührungsflächen mit streifenförmigen rückseitigen Elektroden (die direkte Kapazität zwischen $C1$ und $C2$ muß natürlich möglichst klein gehalten werden!) in Größen um etwa 10...200 cm^2. Der Amateur mißt zweckmäßig die Kapazität von $C1$ und $C2$ vor dem Einbau bzw. ermittelt die günstigsten Größen der rückseitigen Elektroden durch vorheriges Ausmessen der Kapazität an einigen Mustern. Endgültig gleicht man mit $C3$ ab. Bei sehr kleinen Kapazitäten wählt man die Schwingfrequenz nahe 1 MHz, bei größeren Flächen sollte die Frequenz niedriger sein. Diese Schaltung hat allerdings einen für die Praxis u. U. schwerwiegenden Nachteil: Bei ungünstigem Aufbau des Ganzen (die Schaltung muß selbstverständlich unmittelbar mit der Sensorfläche zusammengebaut werden, längere Zuleitungen zu $C1$, $C2$ scheiden aus!) kann die Sensorfläche die Schwingfrequenz und ihre Oberwellen in erheblichem Maße abstrahlen und merkliche Rundfunkstörungen verursachen, was unzulässig ist. Deshalb müssen die Störstrahlungsbestimmungen sorgsam beachtet und eingehalten werden. Der Geräteaufbau ist ausreichend störstrahlungsfrei, wenn das Gerät in einem höchstens 1 m entfernt aufgestellten, mit dem Netz verbundenen (!) Rundfunkgerät auf allen Wellenbereichen auch dann keine hörbaren Störungen erzeugt, wenn der Empfänger mit ausgezogener Stabantenne betrieben und auf eine Senderlücke eingestellt wird. Das Versuchsmuster wurde in ein Metallgehäuse mit für die Sensorfläche (10 cm × 10 cm) ausgesparter Öffnung (wobei die Sensorfläche bündig mit der Metallwandung abschloß) eingebaut. Mit vorsorglicher HF-Entstörung der Speiseleitung (nach Bild 2.38) an einem handelsüblichen Netzspeisegerät für Kofferempfänger (auf 5 V umgeändert) betrieben, ließ sich die Störstrahlung nur noch in 30 cm Entfernung von der Sensorfläche nachweisen. Dieses Ergebnis zeigt zumindest, daß das Problem geringer Störabstrahlung zu beherrschen ist, trotzdem macht sich eine sehr sorgfältige Kontrolle immer notwendig. Im Zweifelsfall sollte unbedingt zumindest die zuständige Funkentstörungsstelle der Deutschen Post konsultiert und um Überprüfung gebeten werden. Wendet man eine Anordnung nach diesem Prinzip innerhalb geschlossener metallischer Anlagen, Maschinen o. ä. (etwa als Endlagemelder an Werkzeugmaschinen) an, besteht kaum die Möglichkeit ungewollter Störabstrahlung.

4.1.14. Spezielle Schaltungsfunktionen

4.1.14.1. Lastfaktor-Erweiterung

Wenn der Ausgang eines vorhandenen Standardgatters mit einer größeren Zahl nachfolgender Gattereingänge zu verbinden ist, so reicht sein Ausgangslastfaktor oft nicht aus. Dieser Fall kommt auch beim Amateur häufig vor. Sollen z. B. alle FF einer Zähldekade mit 4 *D 172* (nach Bild 4.33 oder Bild 4.34) über ihre R-Eingänge (mit $N_I = 2$!) zurückgestellt werden, so ergibt dies auf der Rücksetzleitung bereits $N_I = 8$ für eine Dekade. Das Rückstellen eines 6stelligen Zählers würde dann bereits $N_O = 48$ für das die Rücksetzleitung treibende Gatter erfordern, wofür nicht einmal ein Leistungsgatter der *D 140* ($N_O = 30$) genügt. Außerdem ist oft ein normales Gatter mit $N_O = 10$ bereits vorgegeben, und der Amateur will nicht weitere Gatter einsetzen. Man kann in derartigen Fällen mit einem Transistor sehr ökonomisch (und speisestromsparend!) höhere Lastfaktoren realisieren. Bild 4.63a zeigt eine einfache Möglichkeit dafür. Das treibende Gatter D1 wird hierbei nur mit $N_O \approx 3$ belastet, es kann also (punktiert angedeutet) unmittelbar noch weitere Gattereingänge mit seinem

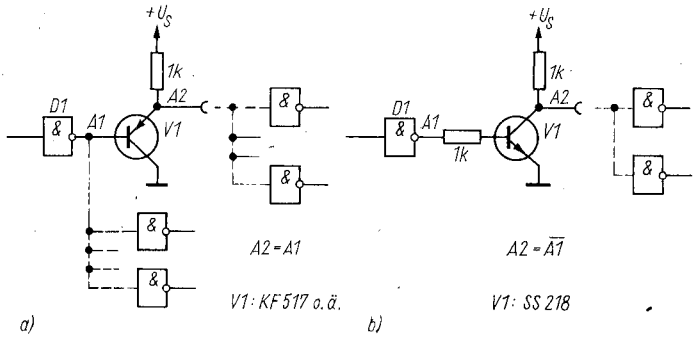


Bild 4.63
Erweiterung des Ausgangslastfaktors mit Transistor. a – nichtinvertierend, b – invertierend

Ausgang A1 ansteuern. Am Ausgang A2 des als Emitterfolger arbeitenden Transistors V1 sind weitere Gatter anschließbar, wobei A2 (je nach Transistortyp) $N_O = 150...300$ gestattet. Die gleichen Eigenschaften hat die Variante nach Bild 4.63b, die jedoch »nur« bis $N_O \approx 100$ belastbar ist. Sie hat die zusätzliche Eigenschaft, das Signal zu invertieren, kann also ein Negator-Gatter einsparen. Soweit die Schaltgeschwindigkeit eine Rolle spielt, müssen jedoch schnelle Schalttransistoren (für den pnp-Typ bei Bild 4.63a vorzugsweise auch *GS*-Typen geeignet, für die npn-Ausführung – Bild 4.63b – ist der *SS 218* am günstigsten) verwendet werden. Sie bewirken eine größere Signalverzögerung (50...300 ns je nach Transistor) als ein TTL-Gatter (typisch unter 20 ns). Hierin liegt, für schnelle Logikschaltungen, der einzige Nachteil dieser sehr ökonomischen Variante. Da es sich bei A2 um Eintaktausgänge handelt, sollte man außerdem höhere Leitungskapazitäten vermeiden, die die Anstiegszeit der LH-Flanke sonst zusätzlich vergrößern. Innerhalb der Abmessungen von Amateurgeräten ist dieser Gesichtspunkt jedoch von geringer Bedeutung. Transistoren ermöglichen auch eine unkomplizierte Wired-OR-Schaltung (Bild 2.6 und Bild 2.7). Normale Standard-Gegentaktausgänge von Gattern müssen für diese Funktion über entsprechende Dioden zusammengeschaltet werden (Bild 2.7). Ihre Aufgabe übernimmt der Transistor bei der Schaltung nach Bild 4.63a mit (Bild 4.64a). Die Transistoren wirken für das jeweilige treibende Gatter lastfaktorerweiternd, ihre Emitter-Basis-Dioden übernehmen für die jeweils auf H liegenden Gatterausgänge die Ent-

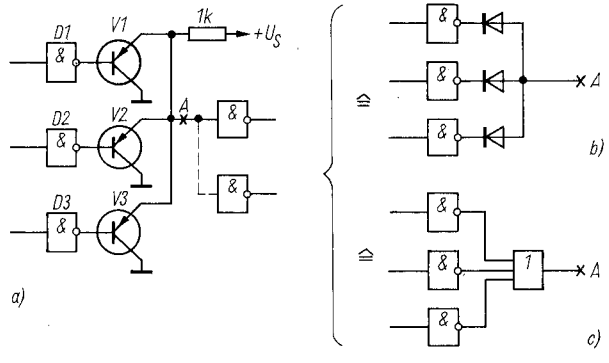
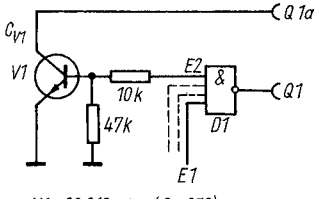


Bild 4.64
Wired-OR-Schaltung mit gleichzeitiger Erweiterung des Ausgangslastfaktors. a – Schaltung, b – äquivalente Schaltung mit Dioden ohne Lastfaktorerweiterung, c – logische Funktionsdarstellung

kopplungsfunktion. Eine Schaltung nach Bild 4.64a ist daher der nach Bild 4.64b äquivalent, hat jedoch erheblich größeren Ausgangslastfaktor an A. Sie entspricht (mit Logiksymbolen dargestellt) der gezeigten Kombination entsprechend vieler NAND-Gatter mit einem OR der entsprechenden Eingangszahl. Bezüglich der Schaltgeschwindigkeit der Transistoren gilt das vorstehend Gesagte auch hier.

4.1.14.2. Freier Gattereingang als Wired-Or-Ausgang

Eine etwas ungewöhnliche Schaltungsvariante, mit der sich ebenfalls gelegentlich Gatterfunktionen einsparen lassen, zeigt Bild 4.65. Bei einem Gatter D1 sei E1 (und evtl. vorhandene weitere, punktiert angedeutet) und Ausgang Q1 in üblicher Weise mit anderen Gattern verbunden. Ein Eingang E2 ist unbenutzt und noch frei zu verwenden. Zum Verständnis sei auf die Innenschaltung des Gattereingangs (Bild 1.2a) verwiesen. Wenn E1 in Bild 4.65 auf L-Pegel liegt, so fließt hierüber der Emitterstrom des Eingangstransistors des Gatters ab, so daß E2, falls dessen Spannung auch nur geringfügig höher als das an E1 vorhandene L-Potential wird, stromlos ist. Der Transistor V1 bleibt somit gesperrt. Sein Kollektor (Ausgang Q1a) hat also H-Potential. Sobald E1 H wird (bzw. alle Eingänge außer E2 H sind), steht an E2 die Basisschwellenspannung der Eingangsstufe des Gatters mit etwa +1,4 V an. Über den 10-kΩ-Widerstand öffnet nunmehr V1, wobei der von E2 nach V1 eingespeiste Basisstrom so gering ist, daß E2 unverändert H liest (TTL-Eingänge lesen H, wenn sie über mehr als etwa 2...3 kΩ nach Masse geschaltet sind). Demzufolge ist Q1a = L, wenn alle Eingänge des Gatters D1 = H sind und Q1 = L ist. Die Funktionstabelle in Bild 4.65 gibt neben diesem Zusammenhang noch den tatsächlich aus E2 fließenden Strom an, hieraus kann über β_{V1} auf die Strombelastbarkeit bzw. vergleichsweise N_O des Q1a überschlägig umgerechnet werden. Man gewinnt nach Bild 4.65 also neben dem vorhandenen Standardausgang Q1 einen zusätzlichen Ausgang mit »offenem Kollektor«, der gegen Q1 entkoppelt und rückwirkungsfrei ist. Eine mögliche Anwendung verdeutlicht Bild 4.66. Die Stufe nach Bild 4.65 sei in Bild 4.66 n-mal vorhanden, alle Transistorkollektoren (alle Q1a) liegen parallel (in derartigen Schaltungen empfiehlt sich ein gemeinsamer Kollektorwiderstand von etwa 5 kΩ gegen $+U_S$) und enden auf einem weiteren Gatter, dessen Ausgang mit Q_O bezeichnet sei. Es handelt sich daher um eine Wired-Or-Schaltung mit Negation, d. h. ein Wired-NOR. Die Zahl der parallelgeschalteten Stufen kann n = 30 und mehr sein. Da von den einzelnen Eingängen E1...En zum jeweils zugehörigen Q1a (V1-Kollektor) bereits negiert wird, ergibt sich in der Darstellung mit Logiksymbolen die in Bild 4.66 rechts gezeigte Gesamtfunktion. Sie wäre bei TTL-Gattern nur mit höherem Aufwand realisierbar. Insoweit ist die Lösung nach Bild 4.65, die wiederum den Nachteil einer



V1: SS 218 o.ä. ($\beta \geq 250$)
D1: TTL-Standard-Gatter D100... 130 u.ä.

E1	Q1	Q1a	I_{E2}
H	L	L	$\geq 30\mu A$
L	H	H	$\leq 5\mu A$

Bild 4.65
Bildung eines 2. Q-Ausgangs mit offenem Kollektor mit Hilfstransistor und freiem Eingang E2

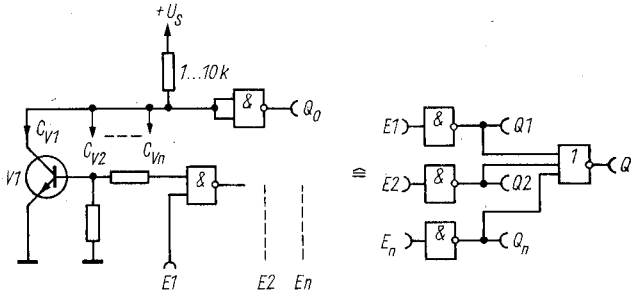
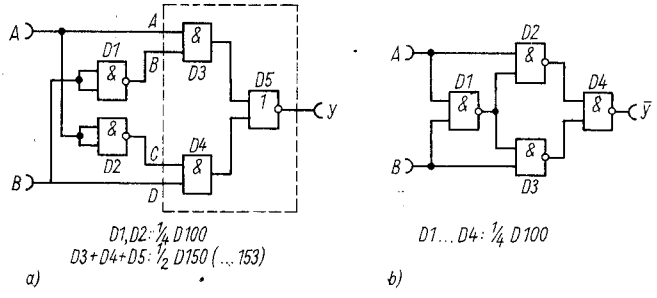


Bild 4.66
Mehrere Schaltungen nach Bild 4.65 können zu einem rückwirkungsfreien Wired-NOR gekoppelt werden

durch den Transistor bedingten größeren Schaltzeit und außerdem auch etwas geringerer statischer Störsicherheitsabstände hat, für den Amateur u. U. sehr lohnend.

4.1.14.3. Äquivalenzschaltungen

Gelegentlich ist es erforderlich, 2 Signale A und B auf Übereinstimmung zu prüfen, wobei lediglich A = B interessiert, jedoch nicht, ob H- oder L-Pegel vorliegt. Im Gegensatz zur MOS-Technik sind einfache Äquivalenz/Antivalenzgatter in der TTL-Grundtypenreihe nicht vorhanden. Der Amateur kann die entsprechenden Funktionen im Bedarfsfall auf 2 möglichen Wegen bilden, die Bild 4.67 zeigt. Bei Variante Bild 4.67a benötigt man $^1/_2$ *D 150* (Bild 1.5) sowie 2 Grundgatter ($^1/_2$ *D 100*). Mit 2 IS läßt sich diese Variante daher doppelt aufbauen. Die Gatter D3...D5 (im punktierten Feld) sind in der *D 150* enthalten. Der mit den Regeln der Schaltalgebra nicht vertraute Amateur kann die Funktionsweise auf dem ihm gewohnten Weg unmittelbar aus der Schaltung herleiten. Gleiches gilt für die Variante Bild 4.67b. Die Funktionstabelle gibt für beide Varianten das Verhalten an. Wenn A = B (= H oder L), ist Y = H. Die Schaltung nach Bild 4.67a stellt somit eine Äquivalenzfunktion her. Welche der beiden Schaltungen benutzt wird, hängt von den gerade vorhandenen IS-Typen ab. Selbstverständlich kann in beiden Fällen durch ein dem Ausgang nachgeschaltetes weiteres Gatter (oder einen Transistor, siehe auch den folgenden Abschnitt und Bild 4.68) Y in $\overline{Y}$ und umgekehrt überführt werden. Wie die Tabelle zeigt, ist bei A = B stets Y = H, bei A ≠ B ist Y = L. Benötigt man diese Funktion mehrmals, ist



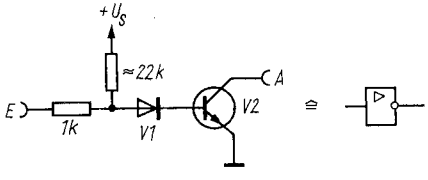
A	B	y	$\overline{y}$
L	L	H	L
L	H	L	H
H	L	L	H
H	H	H	L

Bild 4.67 Zwei Möglichkeiten für Äquivalenz- und Antivalenzschaltungen und ihre Funktionstabelle

die Variante nach Bild 4.67b günstiger. Bei ihr läßt sich der Grundgattertyp der IS *D 100* einheitlich verwenden, und außerdem ergibt sich eine Speisestromersparnis gegenüber Bild 4.67a.

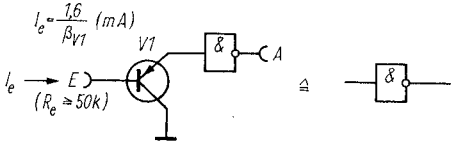
4.1.14.4. Einsparung von Gatterfunktionen mit Transistoren

Bereits in Abschnitt 4.1.14.1. und Abschnitt 4.1.14.2. wurden Möglichkeiten gezeigt, wie man mit Einzeltransistoren Gatter (und deren Betriebsstrom, falls dadurch eine ganze IS erübrigt wird) einsparen kann. Ergänzend seien noch 2 weitere Möglichkeiten gezeigt, die (so selbstverständlich sie erscheinen mögen) vom Amateur doch oft übersehen werden, wenn er eigene Schaltungen mit TTL-IS entwirft. Es sei nochmals auf den grundsätzlichen Nachteil des Transistors verwiesen, langsamer zu schalten als ein TTL-Gatter. Dieser Umstand dürfte für den Amateur jedoch oft belanglos sein. Er ist aber zu beachten, wenn z. B. mehrere Signale gleichzeitig an einer Funktionseinheit eintreffen sollen. Zu Schaltzeiten findet man im einzelnen einiges in [2] sowie einschlägigen Transistor-Datenblättern. Dort, wo die Schaltgeschwindigkeit von Bedeutung ist, bevorzugt man den *SS 218*, der die relativ kürzesten Schaltzeiten in dem verfügbaren Standardtypenangebot hat. Bei pnp-Transistoren kommen Germanium-Typen der *GS*-Typenreihe in Betracht. Bild 4.68 zeigt, wie



V1: SAY 12...32
V2: SS 218 o. ä.

Bild 4.68
Transistor als Negator (Inverter) statt Gatter



V1: GS 111 (vorzugsw. HF- o. Schalttransistor; Ge-Typ)

Bild 4.69
pnp-Transistor zur Erhöhung des Eingangswiderstandes eines Gatters. Diese Aufgabe kann vorteilhaft auch mit dem IS *A 902 D* gelöst werden; vgl. Abschnitt 5.2.7.2.

man einen Transistor nutzt, um eine Negatorfunktion nachzubilden. Da eine solche Funktion recht oft benötigt wird und für sie meist *D 100*-Gatter eingesetzt sind, kann man u. U. mehrere *D 100* einsparen oder zumindest die in einer nicht vollständig ausgenutzten *D 100* als Negator verwendeten Gatter auf diese Weise »wegrationalisieren«. Die Funktion ist einfach: Erhält E H-Pegel, so wird der Transistor V2 über den (im Wert unkritischen) Basiswiderstand 1 kΩ und die Diode V1 geöffnet. Der Widerstand 22 kΩ ist nicht nötig, wenn bei E ein Standardgatterausgang anliegt, er sorgt nur dafür, daß diese Schaltung ähnlich wie ein echtes TTL-Gatter auch bei offenem Eingang E H-Pegel »liest«. A ist demzufolge auf L-Pegel. Folgt hinter A eine längere Leitung bis zum nächsten Gattereingang (was wohl meist vermeidbar ist), läßt sich zwischen A und $+U_S$ ein Widerstand von etwa 5...10 kΩ legen. Die Diode V1 erhöht die Schwellenspannung für Eingang E (Umschaltpunkt dieses »Ersatzgatters«) auf etwa 1,4 V und damit auf den für Gattereingänge typischen Wert. Wenn dafür gesorgt wird, daß der L-Pegel bei E niemals 0,4 V übersteigt (z. B. bei diodenentkoppelten Wired-Or-Ausgängen kann der L-Pegel bis zu 0,9 V betragen!), kann V1 entfallen. Bild 4.69 zeigt die Anwendung eines pnp-Transistors als Emitterfolger vor einem Gattereingang. Damit wird eine Impedanzwandlung möglich, d. h., Eingang E ist erheblich

hochohmiger als der Gattereingang (was auch einer Lastfaktorverringerung entspricht, in diesem Fall ist $N_I \ll 1$). Der im L-Zustand von E aufgenommene Strom I_e kann mit der angegebenen Beziehung berechnet werden, wenn β des Transistors bekannt ist. Eingangswiderstände von 50 kΩ und mehr im L-Zustand sind leicht erreichbar. Zu beachten ist bei dieser Schaltung allerdings, daß sich jetzt (auf E bezogen) der Umschaltpunkt des Gatters (typisch bei etwa 1,4...1,5 V) um den Wert der Basis-Emitter-Schwellenspannung nach niedrigerem Pegel verschiebt. Wird für V1 ein pnp-Silizium-Typ benutzt (was nicht günstig ist!), so würde das Gatter bereits bei etwa 0,7 V (also noch innerhalb des für L zulässigen Bereichs!) umschalten, da die siliziumtypische Schleusenspannung bei 0,7 V liegt. Günstiger sind deshalb Germanium-pnp-Transistoren, deren typische Schleusenspannung mit 0,15...0,2 V anzusetzen ist, so daß das Gatter erst bei einer Eingangsspannung von etwa 1,2 V in den kritischen Übergangsbereich gelangt. Anwendungen dieser Schaltung (wobei es auf den vergrößerten Eingangswiderstand ankam) zeigen Bild 4.6 und Bild 4.12b usw. Im Zusammenhang mit dem bei Bild 4.69 zum Einfluß der Basis-Emitter-Schwellenspannung Gesagten sei auf Bild 2.8 verwiesen. Die Basis-Emitter-Strecke des Transistors V1 in Bild 4.69 entspricht einer Eingangsdiode! Bild 4.70 zeigt ein weiteres Beispiel, wie mit Transistor gleich mehrere Gatterfunktionen einzusparen sind. Angenommen sei die Aufgabenstellung, daß ein Eingangsimpuls negativer Polarität bei E2 und ein zweiter Eingangsimpuls bei E1 in einem Gatter D1 zusammengefaßt werden. Dabei soll E1 zeitweilig abzuschalten sein, ohne daß man die Übertragung für E2 behindert. Das ist symbolisch durch den geöffneten Schalter S dargestellt, der also durch eine logische Schaltung nachzubilden ist (weil z. B. Schalterzuleitungen nicht möglich sind oder Kontaktprellen stört oder S mit einem

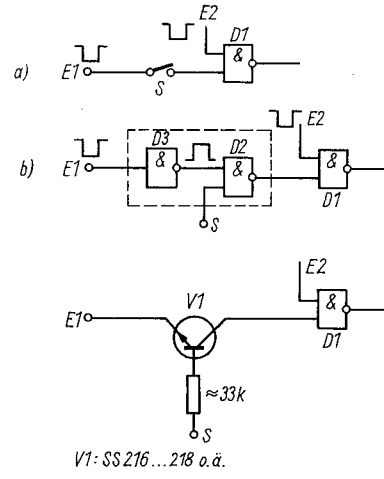


Bild 4.70
Transistor als Torschaltung. a – ein bei S erforderlicher Schalter als Tor, b – S würde 2 zusätzliche Gatter zur Realisierung erfordern, c – einfachere Möglichkeit gleicher Funktion mit Transistor

Logiksignal zu betätigen ist). Mit Gattern wäre das nur nach der in Bild 4.70b gezeigten Weise zu realisieren. Man müßte zunächst die Impulspolarität umkehren (D2), so daß am Eingang des Gatters D3 L-Pegel liegt und der Impuls als H-Signal übertragen wird. Anderenfalls würde beim Ändern des Schaltpegels am Eingang S jedesmal ein zusätzlicher Impuls hinter D2 auftreten. Außerdem wäre 2malige Negation (D2, D3) erforderlich, damit der Impuls wieder mit der ursprünglichen Polarität am Eingang des Gatters D1 auftritt. Mit L am Eingang S ist D3 gesperrt und somit E1 abgetrennt. Die Gatter D2 und D3 kann man nach Bild 4.70c durch einen Transistor V1 einsparen, wobei die gegenüber Gattern längere Umschaltzeit von V1 zu beachten ist. Mit L am Eingang S hat V1 keine Basisspannung, ist also gesperrt, E1 somit abgetrennt. Führt S H-Pegel, so wird dieser als Basisspannung für V1 wirksam, und sofern E1 auf L liegt, ist der Transistor V1 geöffnet, und das L-Potential von E1 »greift« zum Eingang des

Gatters D1 durch. V1 wird vom Eingangssignal emitterseitig gesteuert, damit bleibt die Impulspolarität erhalten, und das Kollektorpotential folgt dem Emitterpotential, wenn E1 nach H geht. Daß gelegentlich sehr einfache Schaltungskniffe Gatter einsparen, mag abschließend Bild 4.71 (recht häufig auftretender Betriebsfall) zeigen. Gegeben sind 4 Eingangsimpulse 1...4, von denen (Prinzip des Stufenschalters) jeweils einer auszuwählen und nach Ausgang 5 zu übertragen ist. Sind alle 4 Schaltkontakte S1...S4 geschlossen, so liegen alle Ausgänge der Gatter D1...D4 auf H und somit Ausgang D5 auf L (es wird kein Impuls übertragen). Für den jeweils zu übertragenden »Kanal« wird S geöffnet und damit das Gatter aktiviert. Geht infolge des Impulses auch sein Signaleingang nach H, so wird der Ausgang des »Schaltergatters« L und damit Ausgang D5 = H. Eine Funktion nach Bild 4.71a erforderte also Ruhekontakte, die gleichzeitig geschlossen sind. Das ist mit einem mehrteiligen Tastenschalter, nicht aber mit einem einfachen Drehstufenschalter realisierbar. Gerade dies dürfte jedoch oft erwünscht sein. Scheinbar wäre eine Version nach Bild 4.71b notwendig. Sie benötigt 4 Gatter, um das Schaltersignal, das über Stufenschalterstellung S jetzt den gewählten Kanal mit L-Pegel markiert, zu invertieren. Tatsächlich sind weder diese zusätzlichen Gatter D6...D9 noch Transistoren o. ä. erforderlich. Es müssen lediglich die Schalteingänge der Gatter D1...D4 nicht wie bei Bild 4.71a direkt, sondern über Widerstände R1...R4 (Bild 4.71c) an Masse gelegt werden. Diese Widerstände sind mit 330 Ω so bemessen, daß die Gattereingänge noch sicher L »lesen«. Durch zusätzliches Einspeisen auf den gewünschten Widerstand über $R5$ und S legt man nun dessen Potential in den H-Bereich, und das betreffende Gatter ist freigegeben. Da $R1...R4$ mit einem Höchstwert vorgegeben sind und das geöffnete Gatter auf etwa +3 V liegen soll, ist auch $R5$ gegeben. Über $R5$ werden zusätzlich etwa 9 mA Strom verbraucht. Die Schalterzuleitungen sind nicht kritisch, da sie nur Steuerspannung führen, so daß sich mit dieser Version (Bild 4.71c ermöglicht Arbeitskontakte und damit Einebenen-Stufenschalter!) auch Übertragungsleitungen mit sehr schnellen oder kurzen Impulsen umschalten lassen.

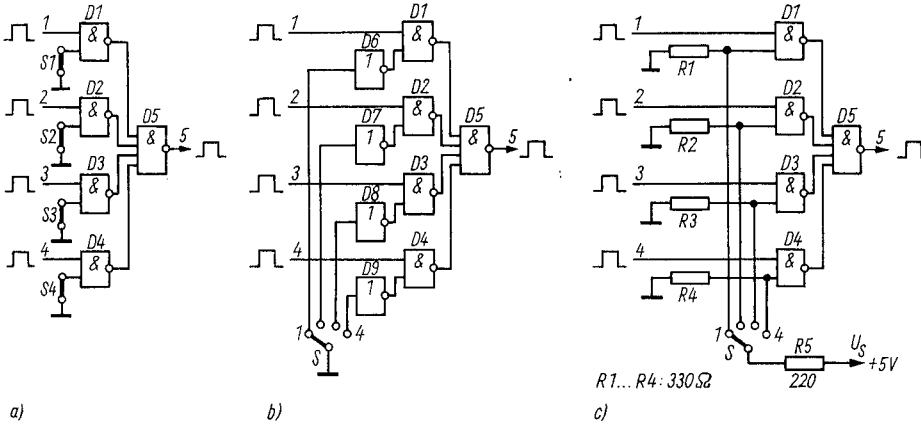


Bild 4.71 Möglichkeiten zur Freigabe einzelner Gatter mit mechanischen Schaltkontakten

4.1.14.5. Einzelimpuls-Torschaltung

Zum Ausblenden einer Impulsperiode aus einer Impulsfolge eignet sich die Schaltung nach Bild 4.72. Sie kann unter anderem auch als einfache Torschaltung für Zähleinrichtungen benutzt werden (Periodendauermessungen und ähnliche Anwendungen). Bild 4.73 verdeutlicht die Wirkungsweise. Zunächst sind (mit L-Pegel am Reset-Eingang R) beide FF V1a, V1b zurückgesetzt. Q = L von V1a sperrt Gatter D1, so daß A = H ist. Sobald bei E1 eine Impulsfolge auftritt, setzt deren erste LH-Flanke V1a nach Q = H um (zur Wirkungsweise des *D 174* siehe Abschnitt 4.1.4.3.). V1b schaltet noch nicht, da zum Taktzeitpunkt sein R-Eingang noch auf L-Pegel liegt. An D1 haben nun beide Eingänge H-Pegel, es gilt A = L. Falls E2 vorhanden ist, wird dieser Eingang aktiviert, eine bei E2 anliegende Impulsfolge (z. B. Zeitbasistakte) kann Gatter D1 passieren (unterste Zeile im Bild 4.73). Die nächste LH-Flanke an E1 setzt jetzt auch V1b (dessen R-Eingang mit H-Pegel entriegelt ist) nach Q = H um; $\overline{Q}$ = L bei V1b verriegelt D1, womit wieder A = H und E2 abgetrennt wird. Weitere Impulse bei E1 bleiben ohne Wirkung, da jetzt beide FF gesetzt sind. Das Rückstellen ist nur über Eingang R möglich, womit an V1a Q = L und damit auch bei

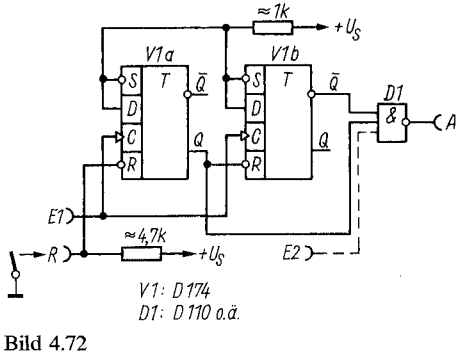


Bild 4.72
Einzelimpuls-Torschaltung

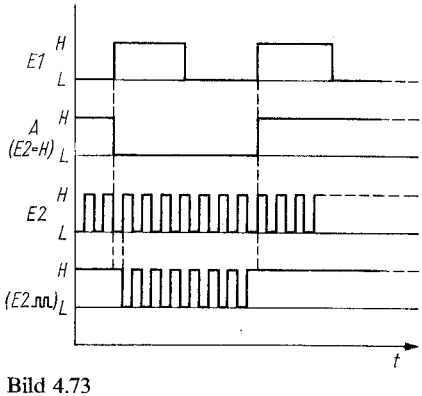


Bild 4.73
Funktionsdiagramm zu Bild 4.72

V1b (R-Eingang) Q = L wird. Damit liegt wieder der Ausgangszustand vor. Sobald der Reset-Eingang R = H ist, wird der dann an E1 auftretende Impuls (jedoch nicht die nachfolgenden) gemäß Bild 4.73 an A wirksam. Falls (unter Verzicht auf die Toranwendung mit E2) gefordert wird, daß der Impuls an A der Eingangsimpulslänge (ohne nachfolgende Impulspause) entspricht, sind lediglich E2 und E1 miteinander zu verbinden. Es erscheint dann ein einzelner E1-Impuls mit gleicher Länge, jedoch negiert, an A.

4.2. Optoelektronische Anwendungen

4.2.1. Blinklichtgeber

Bild 4.74 zeigt einen einfachen Blinklichtgeber (nach dem Prinzip des Bildes 4.9), den auch der ungeübte Amateur ohne Schwierigkeiten aufbauen kann. Er wird unmittelbar aus einer Taschenlampenbatterie 4,5 V betrieben. Die Speisespannungsanschlüsse der IS *D 140* (Bild 1.5) wurden mit dargestellt. Ein Stützkondensator parallel zu ihnen entfällt bei dieser und der folgenden Schaltung. Beim Anschluß der Batterie muß man eine falsche Polung vermeiden (die IS würde sofort

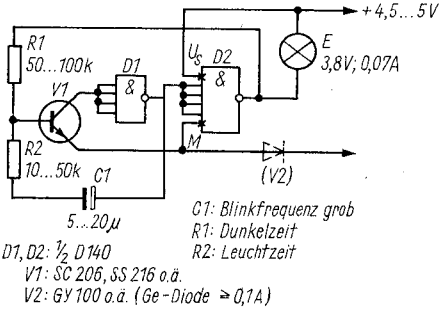


Bild 4.74
Einfache Lampenblinkschaltung geringsten Aufwands

zerstört!). Deshalb sollte sicherheitshalber eine Germaniumdiode (*GY 100, GY 110* o.ä.) in Serie mit der Batteriezuleitung gelegt werden (bei V2 punktiert dargestellt). Die Blinkzeit legt $C1$ grob fest, sie kann mit $R1$ und $R2$ dem jeweiligen Zweck angepaßt werden. Mit $C1 = 10\,\mu F$, $R1 \approx 47\,k\Omega$, $R2 \approx 27\,k\Omega$ ergibt sich etwa 1 Hz. Die Lampe E wird ausnahmsweise unmittelbar vom Ausgang des Leistungsgatters geschaltet. Dessen Grenzdaten sind dabei zwar bereits erreicht, jedoch ergeben fast alle *D 140*-Gatter (einschließlich Bastelware) eine höhere Kollektorstromsättigung, als der bei Bild 2.9b gezeigten Kurve 2 nach anzunehmen wäre. Stärkere Lampen als 3,8 V/0,07 A darf man allerdings nicht benutzen. Als V2 ist ein Siliziumtyp (*SY 200* o.ä.) günstiger, wenn die Schaltung an einer 6-V-Batterie mit Lampe 6 V/0,05 A betrieben werden soll. Eine größere Anzahl entsprechend aufgebauter Testmuster ergab auch bei monatelangem Dauerbetrieb mit Blinkfrequenzen um 2...3 Hz (kürzere Blinkperioden sollte man nicht wählen) keinen IS-Ausfall. Bei IS der Bastlerware (der *D 140* entspricht dabei die »IS 5«, blauer Farbpunkt) sollte man jedoch darauf achten, daß die Lampe E mit voller Helligkeit aufleuchtet (Vergleich durch kurzzeitiges Kurzschließen des Ausgangs von Gatter D2 gegen Masse M), da sonst das IS-Exemplar für diesen Zweck ungeeignet ist und u. U. thermisch überlastet werden kann. Eine Erweiterung dieser Schaltung, bei der die IS lediglich Schalttransistoren ansteuert und dadurch kein Leistungsgatter mehr notwendig ist, zeigt Bild 4.75. Für $R1$, $R2$, $C1$ gilt das bei Bild 4.74 Gesagte. Wenn die Grenzdaten für die Transistoren V2, V3 es zulassen, darf man für E1 und E2 auch stromstärkere Typen benutzen. Die Diode V4 schützt wieder gegen falsch gepolte Batterie. Die Lampen E1, E2 leuchten im Wechsel auf. Für derartige »Wechselblinker« ([1]) sind dem Amateur viele Anwendungen bekannt. Hingewiesen sei auf den Leitstrahlblinker in [31]. Die Schaltung arbeitet auch ohne Lampen. Je nach Anwendungszweck kann eine der Lampen mit dem zugehörigen Schalttransistor auch ganz entfallen. Bei Blinklicht mit langer Hell- und kurzer Dunkelzeit ist E2 mit V2 zu verwenden. Mit S1, S2 sind 2 Blockiermöglichkeiten angedeutet: Schließt man S1, so stoppt der Blinker in Stellung E1 ein, E2 aus. Wird S2 geschlossen, so sind beide Lampen erloschen. Weil die IS dabei trotzdem unnötig Betriebsstrom aufnimmt, sollte man die letztere Abschaltmöglichkeit nur verwenden, wenn nicht mit Kontakt in der Speisespannungszuleitung, sondern z. B. von anderen TTL-Baugruppen mit L-Si-

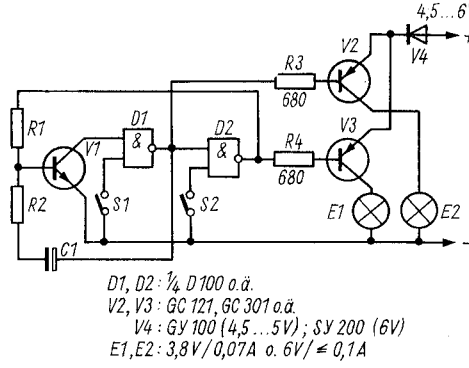


Bild 4.75
Erweiterte Schaltung für Wechselblinker

gnal am zweiten Eingang des Gatters D2 ausgeschaltet werden muß.

Aus ökonomischer Sicht betrachtet, bringt allerdings die Blinkschaltung nach Bild 4.75 gegenüber konventionell mit Einzeltransistoren (z. B. [1]; [34]) aufgebauten Blinkern keine Vorteile mehr!

4.2.2. 8-Richtungs-Orientierungsblinker (Leitstrahlboje)

Bereits in [31] wurde für die beschriebene Leitstrahlboje ein relaisgesteuertes Modell für Versuchszwecke vorgestellt. Der Amateur konnte sie, dem technischen Stand entsprechend, seinerzeit jedoch nicht vollelektronisch realisieren. Mit TTL-IS ist eine derartige Ausführung nunmehr relativ einfach möglich (Bild 4.76). Aufgabe dieser Gelände-»Navigationshilfe« ist es, auf größeren Binnengewässern u. ä. die relative Standortbestimmung eines Wasserfahrzeugs in bezug auf den Bojenstandort bei Nacht und ohne Bordhilfsmittel zu ermöglichen. Die Himmelsrichtung, aus der der Betrachter die Boje sieht, wird durch einfaches Auszählen ihrer Lichtsignale ermittelt. Dabei sind 8 Richtungssektoren zu unterscheiden. Mit 2 Bojen ist an Hand einer Gewässerkarte eine relativ genaue Bestimmung des eigenen Standorts möglich. Andere Anwendungsmöglichkeiten dieses für Sportboote auf Binnengewässern erfolgreich erprobten Verfahrens bleiben dem Einfallsreichtum des Amateurs überlassen.

Wie Bild 4.76 andeutet, sind 4 Lampen E1...E4 vorhanden, die durch 2 gekreuzte Trennwände (Kreisradius bei den Mustergeräten: 35 cm) gegeneinander abgedeckt sind. E1 wird nach Norden ausgerichtet. Die im Gewässer (ähnlich einem kleinen »Leuchtturm«) verankerte, in Bild 4.76 in Draufsicht gezeigte Boje erblickt der Betrachter seitlich. Zunächst sei vereinfacht angenommen, daß jeweils nur eine Lampe aufleuchtet, und zwar

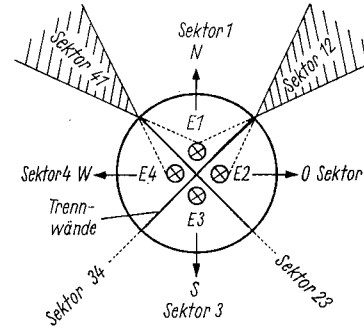


Bild 4.76
Zum Prinzip und optischen Teil der 8-Richtungs-Orientierungsboje

(beginnend mit E1, dann E2, E3, E4 und wieder E1 usw.) für jeweils eine Sekunde. Ein im Sektor 1 befindlicher Betrachter sieht somit 1 s Licht, 3 s Dunkelheit, wieder 1 s Licht usw. Blickt man aus einer Zwischenrichtung z. B. aus Nordost auf die Kante der Trennwand, so ist in einem gewissen, durch die Lampenabstände von der Trennwand einstellbaren Sektor sowohl E1 als auch E2 erkennbar. Aus einiger Entfernung sind die Lampen nicht zu unterscheiden. Ein Beobachter sieht im Zwischensektor (bei NO und NW schraffiert angedeutet) jeweils 2 s Licht, 2 s Dunkelheit. Damit sind zunächst 8 Sektoren erreichbar. Es ist nun erforderlich, diese Sektoren unterscheiden zu können. Das ermöglicht ein eingefügter Kennimpuls, der aus 3maligem kurzem Aufleuchten (für 0,5 s Dauer) aller 4 Lampen zugleich besteht. Er ist demzufolge gleichzeitig aus allen Richtungen zu erkennen. Eine Hell-Dunkel-Periode entspricht 1 s. Der Rhythmus übermittelt dem Beobachter auch den »Takt« für das folgende Auszählen. Nach dem dritten Kennimpuls setzt der beschriebene Umlauf, beginnend mit E1, ein. Hiernach folgen wieder 3 Kennimpulse, dann erneuter Umlauf mit 1 s Leuchtzeit je Sektor usw. Der Beobachter wartet lediglich die Kennimpulse ab und zählt ab diesen die Sekunden aus,

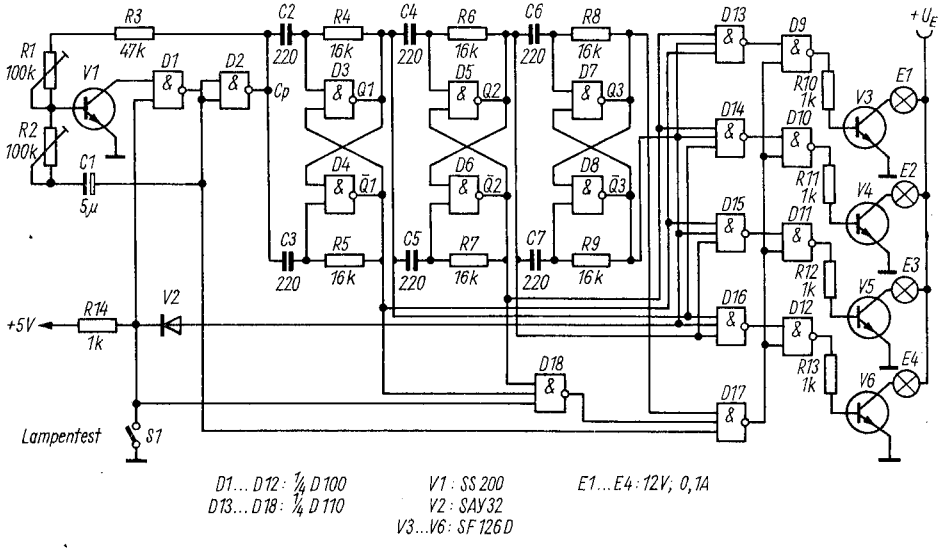


Bild 4.77 8-Richtungs-Orientierungsboje mit taktflankengesteuerten RS-FF

bis er den (längeren) Sektorenlichtimpuls wahrnimmt. Ist das sofort nach der Kennung der Fall, so kann es sich nur um E1 handeln, d. h., der Beobachter befindet sich nördlich der Boje. Sieht der Beobachter nach den 3 Kennimpulsen zunächst 2 s Dunkelheit, dann 1 s Licht und wieder 1 s Dunkelheit (danach folgen die nächsten 3 Kennimpulse), so sieht er E3 und steht somit südlich der Boje. Falls er 2 s Dunkelheit, danach jedoch 2 s Licht sieht, befindet er sich im Sektor 34, d. h. südwestlich. Diese Signalisierungsform hat sich als sehr einprägsam und leicht »lesbar« erwiesen, da sich ein Sekundenintervall ohne Hilfsmittel gut durch Mitzählen erfassen läßt und der 3fache Kennimpulstakt eine zusätzliche Rhythmushilfe ergibt. Zur optischen Wirkung sei erwähnt, daß Versuchsmuster bereits mit Lampen 12 V/0,1 A oder 6,3 V/0,3 A (und mit Silberbronze aufgehellten Trennwänden, wobei nur die inneren $^2/_3$ der Trennwandlänge reflektierend, das äußerste Drittel dunkel gefärbt wird) selbst in leicht diesigen Nächten über mindestens 1...2 km ausreichend zu erkennen sind.

Die Steuerelektronik muß abwechselnd den »Lampen-Umlauf« und die für alle 4 Lampen gleichzeitige Kennungstastung (mit doppelter Umlauffrequenz) erzeugen. Es gibt dafür 2 Möglichkeiten. Die erste veranschaulicht Bild 4.77. Das zugehörige Impulsdiagramm (Bild 4.78) verdeutlicht die Funktion. Vorhanden ist ein Taktgeber

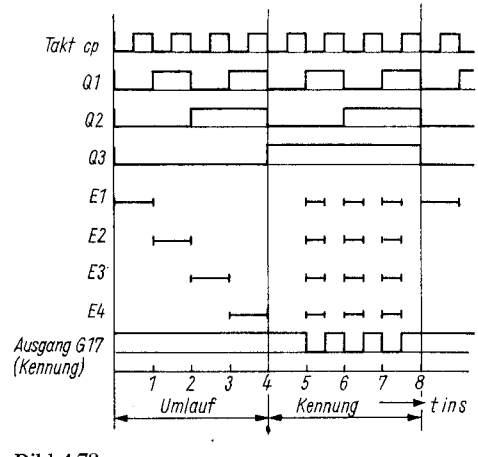


Bild 4.78
Impulsdiagramm zu Bild 4.77

für 1 Hz (V1, D1, D2) gemäß Bild 4.9. Mit $R1$ und $R2$ stellt man auf 1 Hz und Tastverhältnis 1:1 ein. Am Ausgang des Gatters D2 steht der Takt cp (Bild 4.78) zur Verfügung. 3 FF (D3, D4; D5, D6; D7, D8) teilen die Frequenz, so daß an Q1...Q3 die Impulse nach Bild 4.78 bereit stehen. Sie und ihre Negationen $\overline{Q1}$...$\overline{Q3}$ werden mit D13...D16 so verknüpft, daß jeweils nur eines dieser Gatter ausgangsseitig L-Pegel führt. Ausgang D17 hat zunächst H-Pegel. Demzufolge erhält nacheinander Ausgang D9, D10, D11, D12 H-Pegel, womit die zugehörigen Lampenschalttransistoren V3...V6 entsprechend angesteuert werden. Es leuchten somit die Lampen E1...E4 nacheinander in der aus Bild 4.78 ersichtlichen Zuordnung auf. Da in dieser Umlaufperiode Q3 = L ist, sperrt D17. Mit dem vierten Umlauftakt geht Q3 nach H und $\overline{Q3}$ nach L, womit D13...D16 sperren und D17 öffnet. Vom Ausgang D1 wird D17 nunmehr mit dem negierten Takt $\overline{cp}$ angesteuert. D17 tastet D9...D12 und damit alle Lampen gleichzeitig hell. Nach weiteren 4 Takten schaltet Q3 wieder auf L-Pegel, so daß der Umlaufzustand wieder hergestellt ist. D13...D17 haben demzufolge die Funktion eines Zählerzustanddecoders für den mit den FF gebildeten Umlaufzähler. Besonders wichtig ist dabei D18. Wäre dieses Gatter nicht vorhanden, so würde der Kennimpuls (Bild 4.78) 4mal auftreten, wobei das erste Aufleuchten der Lampen unmittelbar an E4 anschließen würde. Aus Westrichtung wäre der Kennungsbeginn daher nicht eindeutig ersichtlich. Deshalb muß der erste der von cp gesteuerten 4 Kennimpulse ausgeblendet werden. Dieser Schritt ist durch die Zählerstandkombination $\overline{Q1} = \overline{Q2} = H$ gekennzeichnet. Der Ausgang D18 geht somit während des ersten Kennimpulses nach L und sperrt damit D17, so daß $\overline{cp}$ für diesen Schritt an D17 nicht wirksam werden kann. Der Schalter S1 ist im Betriebszustand geöffnet. Er gestattet für Reparatur- und Wartungszwecke, alle 4 Lampen auf Dauerlicht zu schalten. Hierbei ist über D1 der Taktgeber gestoppt und Ausgang D1 = H. Ausgang D18 geht ebenfalls nach H, und über die Diode V2 werden D13...D16 eingangsseitig an L gelegt und damit gesperrt. Gleichzeitig liegt jetzt der Ausgang $\overline{Q3}$ über V2 an L. Dieser Ausgangskurzschluß an D8 schaltet den dritten Flip-Flop sofort um (Eingang D7 = L und $\overline{Q3}$ = L). Es tritt also kein ständiger Ausgangskurzschluß des Gatters D8 auf! Bei D17 ist danach an allen Eingängen H vorhanden, so daß Ausgang D17 nach L geht und alle Lampen für die Schließdauer von S1 leuchten.

Die Schaltung nach Bild 4.77 kommt mit 5 IS aus, benötigt dafür aber etwas größeren Aufwand an passiven Bauelementen für die FF. Mit weniger Aufwand, aber 6 IS vom Typ *D 100* ist die funktionell gleichwertige Schaltung nach Bild 4.79 realisierbar. Ihr zugehöriges Impulsdiagramm zeigt Bild 4.80. Der Taktgeber mit V1 und D1, D2 ist der gleiche wie bei Bild 4.77. Hier wird jedoch ein etwas andersartiges, statisch arbeitendes Viertaktsystem benutzt, dessen Funktionsweise [2] näher erläutert. Es hat den Vorteil, an den Taktausgängen $t1$ bis $t4$ bereits aufeinanderfolgende L-Signale abzugeben (Bild 4.80). Ein ähnliches System zeigte bereits Bild 4.13. Das mit D5...D12 aufgebaute Viertaktsystem schaltet mit jeder LH- und jeder HL-Flanke einen Schritt weiter und wird mit der halbierten Taktfrequenz angesteuert (Eingang D5, D6). Sie wird aus dem Takt cp durch 2:1-Teilung mit einem flankengetriggerten RS-FF (FF1) gewonnen. Für FF1 und FF2 wurden flankengetriggerte FF benutzt. Der damit verbundene äußere Bauelementeaufwand läßt sich einsparen, wenn FF1 und FF2 durch je eine *D 172* (Bild 1.6) ersetzt werden (dafür entfällt eine IS *D 100*). Wählt man diese Ausführung, so ist bei FF1 cp dem Takteingang des *D 172* zuzuleiten, cp/2 liefert dessen Ausgang Q, V2 entfällt, die zu ihrer Katode führende Leitung wird mit dem R-Eingang der *D 172* verbunden, S sowie J und K bleiben frei.

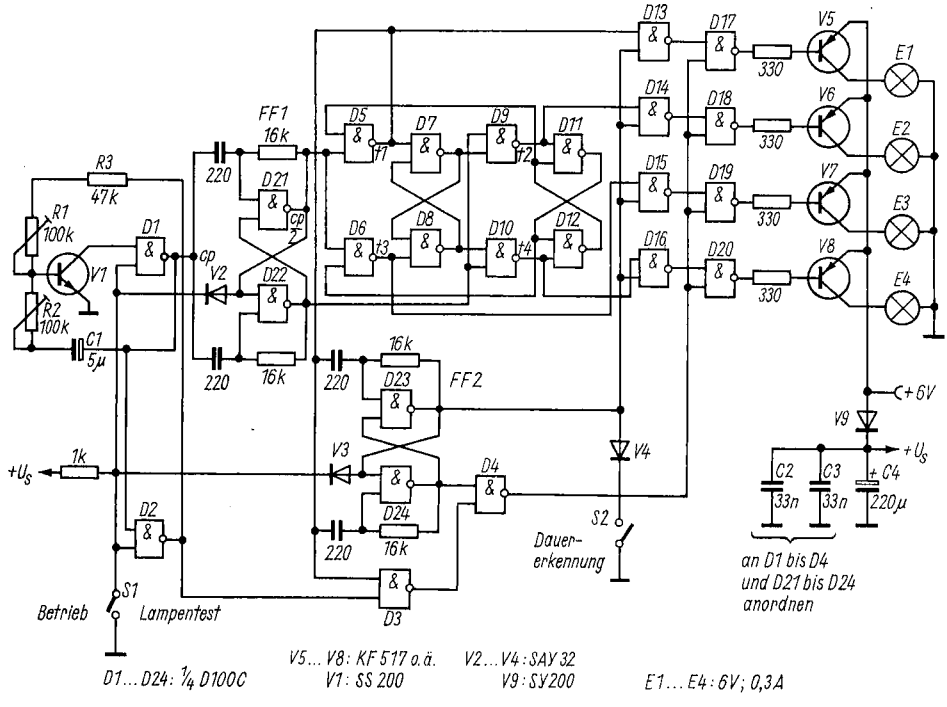


Bild 4.79 Orientierungsboje mit statisch arbeitendem Viertaktsystem. Ausgang D24 ist $t5$

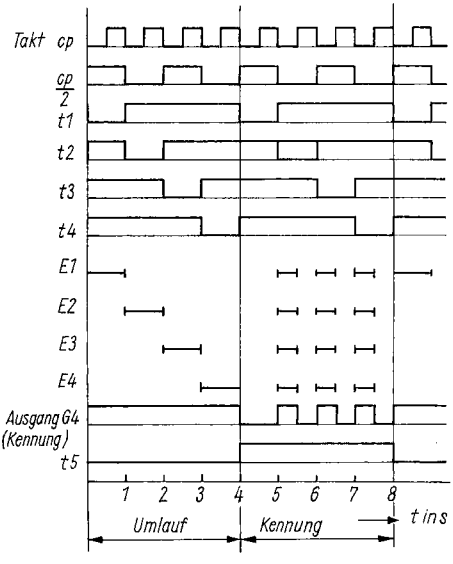


Bild 4.80
Impulsdiagramm zu Bild 4.79

Bei Ersatz des FF2 durch *D 172* ist dessen Ausgang $t5 = \overline{Q}$ (V3 wird beibehalten, ihre Anode an R geführt, S, J, K bleiben frei). Der Q-Ausgang des *D 172* führt zu D13...D16. S2 wird direkt an R des *D 172* bei FF2 (hinter der Anode V3, die aus diesem Grunde bleibt) angeschlossen, wobei V4 entfallen kann. Man benötigt auf diese Weise insgesamt 1 IS mehr, kommt aber mit einem Minimum an zusätzlichen Bauelementen aus.

Bild 4.80 verdeutlicht die Funktion. Während des Umlaufs ist FF2 in Stellung $t5$ = L und damit Ausgang D4 = H. In der Umlaufreihenfolge tritt mit jedem Taktschritt an $t1$, $t2$, $t3$, $t4$ L-Pegel auf, D13...D16 nehmen nacheinander ausgangsseitig H an, und über D17...D20 werden die Lampen entsprechend gesteuert. Mit der nachfolgenden HL-Flanke bei $t1$ schaltet FF2 um, Ausgang D23 geht

nach L (D13...D16 sperren), $t5$ wird H und gibt D4 frei. Zu diesem Zeitpunkt hält $t1$ noch den Eingang von D3 auf L, so daß Ausgang D4 ebenfalls L ist und D17...D20 ausgangsseitig H sind (alle Lampen erloschen). Während der Zeit $t1$ wird also über D3 der erste Kennimpuls ausgeblendet. Für die folgenden 3 cp-Takte ist $t1$ = H, so daß Ausgang D2 des Taktgebers über D3 und D4 sowie D17...D20 alle 4 Lampen gemeinsam helltastet. Mit der nächsten HL-Flanke des $t1$ sperrt wieder D4, und die Kenntastung ist abgeschaltet, D13...D16 sind für den Umlauftakt freigegeben. Die Schaltung ermöglicht neben dem Dauerlichtschalter S1 für Wartungs- und Kontrollzwecke eine weitere, für die Praxis wichtige Funktion: Wird S2 geschlossen, so bleiben D13...D16 immer gesperrt und $t5$ auf H. Dadurch erreicht man eine ständige Kenntastung (3 Hellimpulse, eine Pause – entsprechend ausgeblendetem vierten Kennimpuls –, wieder 3 Hellimpulse usw.) ohne Einzelumlauf. Eine funktionsgestörte oder aus ihrer Verankerung gerissene und demzufolge nicht mehr korrekt auf Norden orientierte Boje läßt sich dadurch als eindeutig gestört ausweisen. Durch ihre Kennung ist sie aber noch als Boje sichtbar (bei Dauerlicht im Störungsfall besteht Verwechslungsgefahr mit anderen Lichtquellen!). Statt S2 ist z. B. eine Kompaßnadel denkbar, die lichtelektrisch (Lampe oder Leuchtdiode mit Lichtempfänger nach Bild 4.84, sehr vorteilhaft auch die stromsparende Variante nach Abschnitt 4.2.6.!) abgetastet wird und, wenn sie von der Nordrichtung abweicht, ein L-Signal ergibt, das (bei S2 zugeführt) die Boje vollautomatisch als gestört kennzeichnet. Mit S1 in Bild 4.79 wird der Taktgeber gestoppt und FF2 so gesetzt, daß $t5$ = H und damit an D13...D16 eingangsseitig L vorhanden ist. Über D2 und D3 nimmt Ausgang D4 ebenfalls H an, D17...D20 gehen nach L und schalten die Lampen ständig ein. D3 muß zu diesem Zweck auf beiden Eingängen H erhalten. Da bei Taktstop das Viertaktsystem in einer zufälligen Stellung stehenbliebe, setzt man FF1 über die Diode V2 so, daß bei cp/2 = L-Pegel $t1$ = H ist und D3 öffnet. Bei der Lampensteuerung ist zu beachten, daß (bei Bild 4.77) H-Pegel an den Ausgängen der Gatter D9...D12 die Lampen einschaltet, bei Bild 4.79 dagegen mit L-Pegel an D17...D20. In Bild 4.77 sind demzufolge npn-Transistoren verwendbar, was eine freizügigere Wahl der Lampenbetriebsspannung gestattet. Im Mustergerät wurden dafür 12 V benutzt. Bei Bild 4.79 ist wegen der jetzt erforderlichen pnp-Transistoren die Lampenspannung mit der maximal zulässigen Gatterausgangs-Sperrspannung (+6 V) vorgegeben. Andernfalls muß man für D17...D20 in Bild 4.79 Gatter mit offenem Kollektorausgang und (je nach Typ) entsprechend höherer maximal zulässiger Kollektorsperrspannung verwenden! Dann ist eine entsprechend höhere Lampenspannung möglich. In Bild 4.79 wurde deshalb die Speiseschaltung auszugsweise mit angegeben. Benutzt werden +6 V; die Diode V9 reduziert die Speisespannung auf etwa 5,3 V für U_s. $C2$...$C4$ sind die

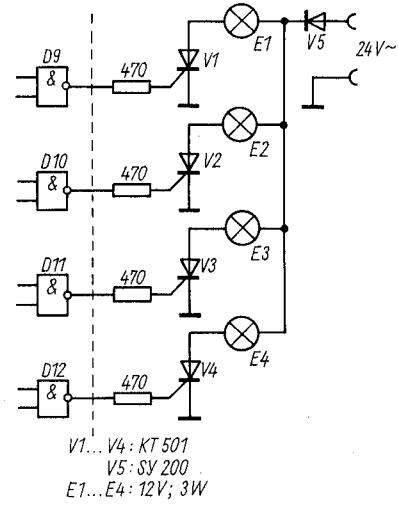


Bild 4.81
Thyristoren als Lampenschalter für Bild 4.77

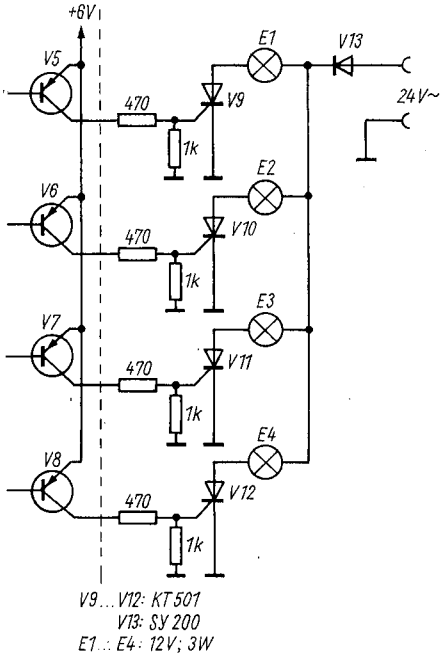


Bild 4.82
Thyristoren als Lampenschalter für Bild 4.79

üblichen (selbstverständlich auch bei Bild 4.77 erforderlichen!) Stützkondensatoren. Die Decoder- und Ausgangsgatter bzw. deren IS (D9...D17 in Bild 4.77, D13...D20 in Bild 4.79) benötigen keine Stützkondensatoren. Für große Sichtreichweiten sind stärkere Lampen erwünscht, was allerdings entsprechende

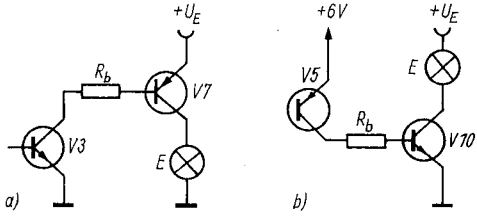


Bild 4.83
Ansteuerschaltungen für stärkere Lampen bei Gleichspannungsbetrieb. a – für Bild 4.77, b – für Bild 4.79

Stromquellen oder Kabelspeisung am Einsatzort der Boje voraussetzt. Steht Wechselspannung zur Verfügung, so können die Lampen unmittelbar über Thyristoren im Halbwellenbetrieb geschaltet werden (Bild 4.81). Die Lampennennspannung ist gleich der halben Speisewechselspannung. Für die Schaltung nach Bild 4.79 zeigt Bild 4.82 die Ausführung. Falls nur Batteriebetrieb möglich ist, kommen Niedervoltlampen mit entsprechend kräftigen Leistungsschalttransistoren in Frage. Ansteuermöglichkeiten zeigt Bild 4.83. Die Dimensionierung richtet sich nach den vorgegebenen Lampen und der (frei wählbaren) Spannung U_E. Der Transistor V7 muß für U_E und den Lampenstrom ausgelegt sein (dabei Lampenkaltwiderstand beachten!), R_b ergibt sich aus dem Stromverstärkungsfaktor B von V7 (V10) und ($U_E = 1$ V) entsprechend dem Basisstrombedarf für V7 (bei Bild 4.83a) bzw. für V10 aus diesem und $U_{Rb} \approx 5$ V (bei Bild 4.83b).

4.2.3. Lichtschranken für Zähl-, Kontroll- und Sicherungszwecke

Zu den nachfolgenden Lichtschranken sind nur die Empfangsteile beschrieben. Als Lampe eignet sich eine übliche Ausführung mit Hohlspiegel, auch empfängerseitig ist in bekannter Weise Lichtbündelung (Sammellinse) möglich. Die Lampe sollte mit Gleichspannung betrieben werden, da eine bei Wechselspannung vorhandene 100-Hz-Lichtmodulation sonst u. U. zu entsprechender Modulation am Empfängerausgang führt. Zu den (für Lichtschranken ausschlaggebend wichtigen!) optischen Details sei auf [71] verwiesen. Als Lichtempfänger sind dem Amateur Silizium-Fototransistoren zu empfehlen. Bei entsprechend hoher Lichtstärke eignen sich auch Silizium-Fotodioden (von Germanium-Halbleitern ist abzuraten). Fotowiderstände auf *CdS*-Basis ([1]) lassen sich zwar ebenfalls verwenden,

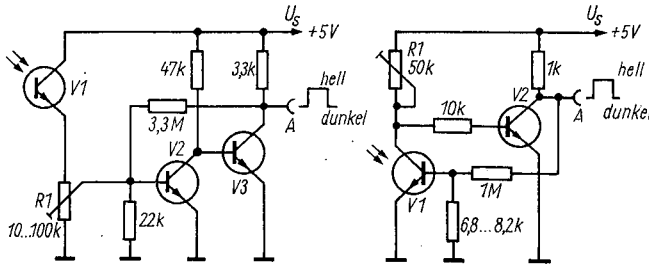


Bild 4.84
Eingangsschaltungen für Lichtschrankenempfänger. a – für Fototransistoren ohne Basisanschluß oder Fotowiderstände, b – für Fototransistoren mit Basisanschluß

sprechen jedoch auf schnelle Lichtwechsel oft zu träg an. Silizium-Fototransistoren erhält der Amateur im Handel. Bild 4.84 zeigt 2 universell verwendbare Lichtschranken-Empfangsteile. Der Fototransistor (Bild 4.84a) steuert über $R1$ (je nach Lichtstärke ist mit $R1$ die Ansprechschwelle einstellbar) einen Stromtrigger ([1]) an. Am Ausgang A steht bei vorhandenem Licht H-Pegel. Hinter A können TTL-Gattereingänge angeschlossen werden. Wenn der verwendete Fototransistor einen Basisanschluß hat, ist Bild 4.84b vorteilhafter. Diese Schaltung ist nicht ganz so lichtempfindlich wie die nach Bild 4.84a, erlaubt jedoch höhere Schaltfrequenzen (über 100 kHz). Mit $R1$ stellt man auf die vorhandene Lichtstärke bzw. gewünschte Schaltschwelle ein. Bei Variante Bild 4.84a kann auch ein *CdS*-Fotowiderstand verwendet werden, der jedoch bei Lichtunterbrechungen, die kürzer als etwa 10...20 ms sind, u. U. nicht mehr reagiert (stark typabhängig). Für Zählzwecke mit elektronischen Zähldekaden ist es möglich, Zähler-TTL-Eingänge bei A direkt nachzuschalten. Ist die Impulsdauer bei A lang genug, kann man mechanische Zählwerke über Schalttransistoren direkt anschließen. Die Lichtunterbrechungen sind oft zu kurz, um ein mechanisches Zählwerk ansprechen zu lassen. Ein Monoflop nach Bild 4.85 verlängert den Impuls, dessen Dauer die in Bild 4.5 angegebene Beziehung festlegt, entsprechend der für sicheres Anziehen des Relais erforderlichen Zeit. Bei einer IS *D 100* lassen sich mit den Gattern D1 und D2 in der gezeigten Weise vorteilhaft Eingangsimpulse formen. Eingang E1 kann jedoch (ohne D1 und D2) auch direkt an D3 gelegt werden. E1 oder E2 werden

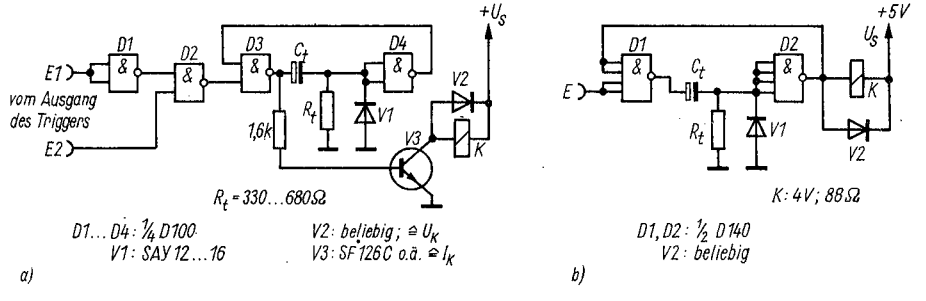
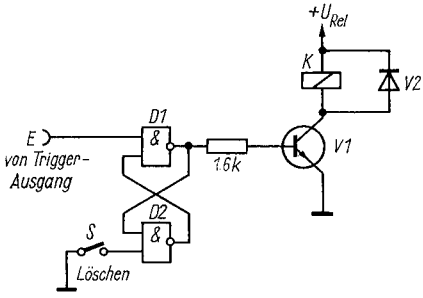


Bild 4.85 a – Impulsverlängerung zum Registrieren schneller Lichtschrankenunterbrechungen mit Relais oder mechanischem Zählwerk, b – vereinfachte Variante



D1, D2: ¼ D100 (½ D120 oder D140)

Bild 4.86
Selbsthalteschaltung für Alarm- und Sicherungslichtschranken, geeignet für Bild 4.84

einem Empfänger nach Bild 4.84 nachgesetzt. Benutzt man E1, so zieht das Relais K bei Abschalten des Fototransistors (Lichtausfall) an. Wird E2 verwendet, so zieht K (jeweils mindestens für die mit C_t, R_t festgelegte Zeitdauer) mit Lichteinfall an. E2 »zählt« also auch kurze Lichtblitze. K, V3 und U_s bestimmt der jeweilige Anwendungsfall. Ein Leistungsgatter *D 140* erübrigt den Transistor, wenn ein Relais (4...5 V, ≧88 Ω) benutzt wird (Bild 4.85). C_t und R_t sind wieder nach der gewünschten Relaisanzugzeit (Bild 4.5) zu bemessen. Für Sicherungs- und Schutzzwecke sowie Alarmschranken ist häufig eine Signalselbsthaltung gefordert, d. h., ein Relais soll bei kürzester Lichtunterbrechung anziehen und auch nach Lichtwiederkehr angezogen bleiben. Für diesen Fall kann man den in Bild 4.84 gezeigten Triggerschaltungen einen RS-FF (Bild 4.86) nachsetzen. Durch Schließen des Schalters S wird der FF rückgesetzt, und das Relais fällt wieder ab. Für die zuletzt genannte Anwendung läßt sich die Gesamtschaltung vereinfachen. Bild 4.87 zeigt dazu einige Beispiele. Bei der Schaltung nach Bild 4.87a ist der RS-FF mit dem Trigger kombiniert. Bei Lichteinfall auf den Fototransistor V1 öffnet V2, und der Eingang des Gatters D1 führt L, V3 ist angesteuert, und das Relais K zieht. K fällt beim Betätigen des Kontaktes S wieder ab. Die gezeigte Schaltung spricht daher auf Lichtimpulse an, nicht auf Abdunkelung! Wird letzteres gewünscht (übliche Schrankenanwendung), so sind $R1$ (der die Lichtempfindlichkeit einstellt) und V1 zu vertauschen (Bild 4.87b). Falls die Helligkeit des Lichtes ausreicht und damit der vorhandene Fototransistor (bei Selbstbau Exemplar mit sehr großem β verwenden!) bereits bis zu einem Kollektorstrom von 1...2 mA ansteuerbar ist, kann man eine sehr ein-

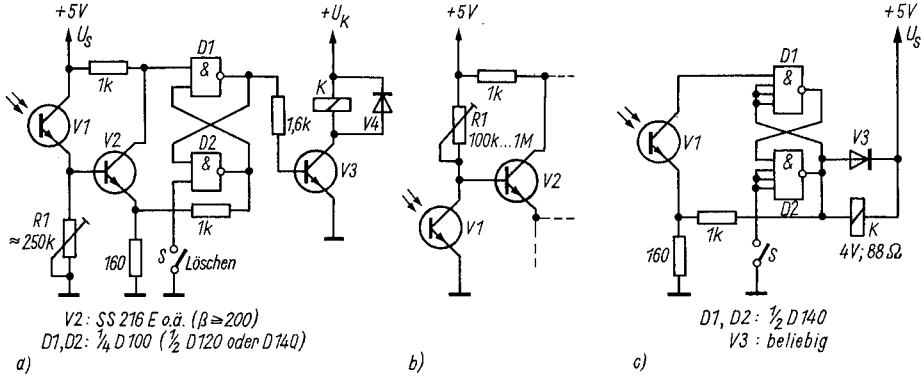


Bild 4.87 Vereinfachte Ausführungsmöglichkeiten für Lichtschranken bei günstigen Lichtverhältnissen

fache Schaltung nach Bild 4.87c realisieren, bei der ein Leistungsgatter *D 140* unmittelbar ein Relais ansteuert. Diese Schaltung reagiert ebenso wie Bild 4.87a auf Lichteinfall mit Anziehen des Relais, das danach von Hand mit S rückgestellt werden muß. Sie ist gut geeignet als »Wegnahmesicherung«, wobei ein von seinem Platz entferntes Objekt den Lichteinfall für V1 freigibt. Für derartige Anwendungen ist statt des Fototransistors auch ein möglichst großflächiger *CdS*-Fotowiderstand (Typen *CdS 19, FO-K 5, WK 650 36* u. ä.) gut geeignet. Wie diese Schaltbeispiele zeigen, ist für einfache Lichtschranken der IS-Einsatz (verglichen mit konventionellen Schaltungen [1] u. ä.) noch nicht von besonderem Vorteil. Die Möglichkeiten der IS zeigen sich erst bei komplexeren logischen Funktionen. Die folgenden Abschnitte liefern dazu einige Beispiele. Hingewiesen sei auch auf die vorzügliche Eignung der IS *A 902 D* für Lichtempfänger, deren Ausgang unmittelbar TTL-Eingänge ansteuern kann. Einzelheiten dazu enthält Abschnitt 5.2.4.

4.2.4. Richtungsabhängige Lichtschranke

Für Aufgabenstellungen, bei denen die einen Lichtstrahl durchquerenden Objekte entweder nur in einer Richtung, jedoch nicht in der Gegenrichtung registriert werden sollen oder bei denen beide Richtungen getrennt zu zählen sind, eignet sich eine Schaltung nach Bild 4.88. Die 2 Lichtempfänger V1 und V2 müssen ohne Vorsatzoptik unmittelbar dicht nebeneinander gesetzt sein. Wichtig ist, daß sie (von einer gemeinsamen Lichtquelle beleuchtet) vom Objekt vorübergehend gleichzeitig abgeschattet werden. Ihr Abstand voneinander bestimmt also die erfaßbare Mindestgröße des Objekts! Da spezielle Fototransistoren (*SP 201, KP 101* u. ä.) nur etwa 3 mm Durchmesser haben, kann man damit auch kleine Objekte (Insektenzählung für Forschungszwecke, z. B. an Bienenstock-Einfluglöchern!) noch erfassen. Mit R_a und R_b wird auf die vorhandene Beleuchtungsstärke (die möglichst groß sein soll) und auf genau gleiche Empfindlichkeit beider Empfängerteile abgeglichen. V1 mit R_a, V3, D1 und V2 mit R_b; V4, D2 bilden je einen Triggereingang. Im Ruhezustand (Lichteinfall) steht somit an den Ausgängen von D1 und D2 H-Pegel, Ausgang D3 hat L. Die Lage des mit D5, D6 gebildeten RS-FF entspricht der zuletzt registrierten Bewegungsrichtung (nach A oder nach B), sein Ausgangssignal bleibt jedoch zunächst wirkungslos, weil V5 gesperrt ist und D4 in Ruhe am Ausgang L-Pegel hat, so daß die Zählausgänge A und B beide H führen. Ein dritter Ausgang für schnelles Zählen (mit elektronischen Zähldekaden) Zä hat ebenfalls im Ruhezustand H-Pegel. D4 und V5 bilden einen Monoflop, der gegenüber den bisher gezeigten Beispielen abweichend geschaltet ist. Ein npn-Transistor bei V5 ermöglicht neben kleinem C_t-Wert für vorgegebene Zeit außerdem Invertierung und Einsparung eines Gatters und damit einer dritten IS!

Es sei nun angenommen, ein Objekt durchquert die Schranke von A nach B. Es wird somit zunächst V1 abgeschattet, etwas später (die Zeitdifferenz darf im µs-Bereich liegen!) auch V2. Somit geht zunächst Ausgang D1, danach auch D2 nach L, und D3 ist ausgangsseitig H, was auf den Monoflop (D4) noch keine Wirkung hat. Zugleich werden beide Eingänge des RS-FF (D5, D6) auf L gesetzt. Bei der angenommenen Bewegungsrichtung nach B erhält V1 zeitlich etwas vor V2 Licht, somit geht Ausgang D1 zuerst wieder nach H. Damit bleibt am Eingang D6 kurzzeitig L, während der Eingang des Gatters D5 bereits wieder H hat. Der FF wird damit in die Stellung Ausgang D6 = H gesetzt. Kurz darauf ist auch Ausgang D2 wieder H, womit an beiden Eingängen des D3 H auftritt. Im Moment, in dem das Objekt auch den zweiten Fototransistor wieder

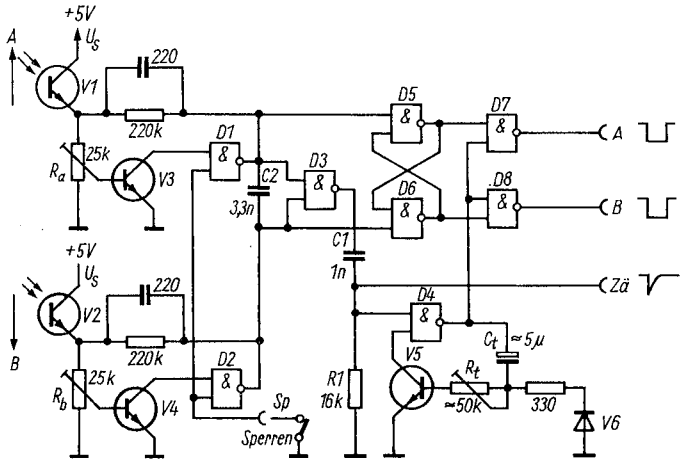


Bild 4.88
Richtungsabhängig registrierende Lichtschranke

freigibt, geht Ausgang D3 nach L (unmittelbar vorher wurde der FF gesetzt) und löst über das Differenzierglied $C1, R1$ den Monoflop D4, V5 aus. Für eine mit C_t, R_t nach Bedarf festlegbare Zeit geht Ausgang D4 nach H, womit die entsprechende FF-Stellung (im Beispiel war Ausgang D6 = H angenommen) am Ausgang (hier nur über D8 mit Ausgang B) wirksam wird. Der Objektdurchgang ist also mit L-Signal, dessen Länge C_t und R_t bestimmen, an dem zur Durchgangsrichtung gehörenden Ausgang markiert. Bei umgekehrter Richtung laufen die Vorgänge wie beschrieben ab, wobei lediglich der FF in die umgekehrte Stellung gesetzt wird und das Signal des Monoflop daher an A erscheint. Bei A oder B können also getrennte mechanische Zählwerke (über Transistorschaltstufen z. B. nach Bild 4.52a) nachgesetzt sein, aber auch Selbsthalteschaltungen nach Bild 4.86 u. ä. Die mit C_t, R_t gewählte Zeitkonstante paßt man den Erfordernissen des Zählwerks an. Sie bestimmt natürlich zugleich die maximale Zählfrequenz! Mit $C_t = 5\,\mu F$ und $R_t = 0\,\Omega$ ergibt sich als kürzeste Impulsdauer etwa 0,1 s; mit Rücksicht auf die notwendige Erholzeit des Monoflop lassen sich maximal etwa 5...6 Objektdurchgänge je Sekunde zählen. Mehr gestatten mechanische Zähler oft auch nicht. Sonst ist C_t entsprechend zu verkleinern (für elektronische Zähldekaden bis etwa 10 nF). Bei Ausgang Zä ist ein sehr kurzer ($\approx 1\,\mu s$) negativer Zählimpuls abnehmbar, der unabhängig von der Bewegungsrichtung auftritt. Er kann bedarfsweise für schnelles Zählen mit elektronischen Zähldekaden weiterverarbeitet werden oder z. B. einen weiteren Monoflop (nach Bild 4.5 oder Bild 4.6) auslösen, der eine Summenzählung (A + B) ermöglicht. Bei Zählern mit elektronischer Zählrichtungsumschaltung lassen sich die Ausgänge A und B zur Zählrichtungsumschaltung und Zä als Zählsignal verwenden, so daß z. B. an der Tür eines Ausstellungsraumes eintretende Personen addiert, hinausgehende subtrahiert werden und der Zählerstand die im Raum befindliche Personenzahl unmittelbar anzeigt. Über den Sperreingang Sp läßt sich die Einrichtung bedarfsweise blockieren. $C2$ ist als Schutz gegen HF-Störschwingungen erforderlich, die bei ungünstigen Betriebsfällen auftreten und zu Fehlzählungen führen können. Für den Abgleich bei R_a, R_b sei ein Hinweis

gegeben: Man schließt hierfür Ausgang Zä gegen Masse kurz. Damit ist der Monoflop mit H am Ausgang D4 blockiert. Nunmehr sind R_a und R_b wechselweise abzugleichen, wobei ein Objekt möglichst langsam die Schranke durchqueren sollte, so daß abwechselnd V1 und V2 zuerst (und möglichst langsam) abgeschattet werden. Dabei muß jeweils entweder Ausgang A oder B ständig L-Signal führen (mit Logiktester prüfen!). Zeigt sich dabei, daß der FF bei langsamem Objektdurchgang vorzugsweise in einer (für die Gegenrichtung falschen) Lage stehenbleibt, so sind R_a und R_b nicht exakt abgeglichen.

4.2.5. Stromsparende Intervallkontrollschranke

Der mit Abstand größte Stromverbraucher bei Lichtschranken ist gewöhnlich die Schrankenglühlampe. Mitunter reicht es jedoch, den mit Lichtstrahl kontrollierten Bereich nur in größeren Abständen auf seinen Zustand (im folgenden Beispiel auf Hindernisse im Lichtweg) »abzufragen«. Dies genügt, wenn mit nur langsamen Objektbewegungen und entsprechend langen Unterbrechungszeiten des Lichtwegs zu rechnen ist. Die Lichtschranke braucht dabei nur in Abständen von einigen Sekunden (oder länger) kurzzeitig in Betrieb zu sein. Die übrige Zeit bleibt die Lampe aus, ihr Strom wird eingespart (in diesen Pausen werden Objektbewegungen natürlich nicht erfaßt). Nach diesem Prinzip lassen sich mindestens 90% des Lampenstromverbrauchs einsparen. Bild 4.89 zeigt eine entsprechende Schaltung. E ist die Schrankenlampe, die (z. B. mit Hohlspiegel gebündelt) auf den Fototransistor V2 strahlt. Als Alarm gilt der unterbrochene Lichtstrahlweg. In diesem

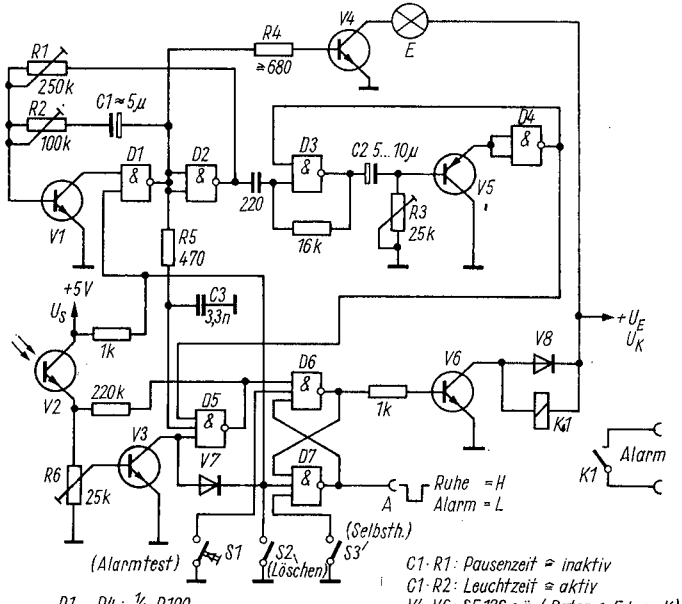


Bild 4.89
Stromsparende Intervallkontrollschranke

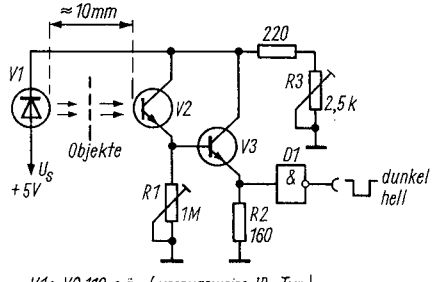
Fall soll Relais K1 anziehen und sich selbst halten (Daueralarm). Die Schaltung enthält einen Taktgeber (V1, D1, D2). Die »Abfrage«-Intervallzeit legt $C1$ grob fest. Mit $R1$ wird die Pausenzeit (Schranke inaktiv, E aus) eingestellt, mit $R2$ die Leuchtzeit von E (Aktivzeit der Schranke). Die kürzeste mit $R2$ eingestellte Leuchtzeit soll mindestens das 4fache der im Monoflop D3, V5, D4 mit $C2$, $R3$ eingestellten Verzögerungszeit sein. Im Pausenzustand liegt am Ausgang D1 L-Pegel, so daß V4 sperrt und E erloschen ist. D5 ist von D1 gesperrt. Ausgang D5 somit H. Beim RS-FF (D6, D7) ist im Ruhezustand D6 = L (V6 gesperrt, K abgefallen) und der beliebig verwendbare Ausgang A = H (L an A bedeutet Alarm). Mit Prüftaste S1 kann man Probealarm auslösen. Durch Schließen der Löschtaste S2 ist ein Alarm wieder aufzuheben. Wird S3 eingeschaltet, so ist im Alarmfall die Selbsthaltung außer Betrieb, K zieht dann nur intervallweise während der Lampenleuchtzeit an (Lichtstrahl unterbrochen). Ausgang A ist bei geschlossenem S3 wirkungslos.

Nach dem Ablauf einer Pausenzeit gibt der Taktgeber H-Pegel am Ausgang D1 ab, V4 öffnet, und E leuchtet auf. Zugleich tritt hinter D2 eine HL-Flanke auf, die den Monoflop D3, V5, D4 auslöst. Er ist entsprechend Bild 4.6 und Bild 4.7 geschaltet. Ausgang D4 nimmt für die Haltezeit L-Pegel an. Der Eingang D5 war in der Pausenzeit mit L-Pegel von D1 gesperrt, mit Beginn der Lampenleuchtzeit wird er vom L-Pegel des Gatters D4 vorerst weiter in dieser Stellung gehalten. Damit dieses Sperren einsetzt, bevor D1 das Gatter D5 freigibt, verzögert man den von D1 kommenden Impuls über $R5$, $C3$ so weit, daß er die Startverzögerungszeit des Monoflop ausgleicht. D1 gibt D5 erst frei, wenn D4 ausgangsseitig bereits L ist. Der Monoflop hat die Aufgabe, D5 noch so lange gesperrt zu halten, bis die eingeschaltete Lampe (mit nicht unerheblicher Wärmeträgheit) die volle Helligkeit erreicht und somit (wenn der Lichtweg frei ist) V2 über $R6$ und V3 den dritten Eingang von D5 auf L legt. Im Normalfall sperrt daher, sobald die Lampe aufgeheizt ist und der Monoflop in die Ruhelage rückkippt (Ausgang D4 = H) der Eingang D5 (jetzt von V2 her) weiterhin. Sobald die Aktivzeit abgelaufen ist, schaltet der Taktgeber die Lampe E wieder ab und sperrt, noch bevor die träge Lampe dunkler wird, über $R5$, $C3$ Gatter D5. Hinter D5 bleibt stets H-Pegel, und der FF ändert seine Lage nicht. Ist der Lichtweg jedoch unterbrochen, bleiben V2, V3 gesperrt. Sobald die Haltezeit des Monoflop abgelaufen ist und Ausgang D4 nach H geht, tritt an allen 3 Eingängen von D5 H-Signal auf, so daß Ausgang D5 nach L geht, Ausgang D6 = H wird. In dieser Lage bleibt der FF, K zieht an und gibt so lange Alarm, bis man mit der Löschtaste S2 den FF rücksetzt. Schließt S2, so wird gleichzeitig Eingang D5 über die Diode V8 gesperrt und der Taktgeber über D1 in Stellung Ausgang D1 = H blockiert. E leuchtet also, wenn die Löschtaste gedrückt ist. Die Pausen- und Aktivzeiten bemißt man mit $C1$, $R1$, $R2$ je nach Anwendung. Die mit $C2$, $R3$ festgelegte Zeit sollte nicht länger sein, als bis zum Erreichen der vollen Lampenhelligkeit notwendig (Größenordnung 0,1...0,3 s); dies hängt also von Lampentyp und Lichtweglänge (Beleuchtungsstärke auf V2) ab. Beim Erstabgleich ist S3 geschlossen und $R6$ wird so eingestellt, daß ein Intervallalarm gerade nicht mehr auftritt (dann ist V3 von V2 ausreichend angesteuert). Danach verringert man $R3$ so weit, daß es noch nicht zu erneutem Alarm kommt. Für $R3$ ist stets ein möglichst kleiner Wert anzustreben, wenn die Lampenleuchtzeit insgesamt kurz (1 s und weniger) gehalten wird. E und K erhalten ihre Spannung getrennt oder gemeinsam aus den ihnen entsprechend festgelegten Speisequellen U_E, U_K. Für Lampenströme über 0,1 A muß V4 einen großen β-Wert (mindestens 300...350) haben. In den Pausenzeiten nimmt die Einrichtung nur den Spei-

sestrom der vorhandenen IS auf. Die IS-Stützkondensatoren (Bild 1.24) sind besonders an den Speisespannungsanschlüssen der IS mit den D1, D2 und D3, D4 sowie D6 und D7 wichtig. V2 kann mit Sammellinse versehen werden, statt des Fototransistors ist hier auch ein *CdS*-Fotowiderstand geeignet. Mit geschlossenem Löschschalter S2 läßt sich die Anordnung optisch justieren.

4.2.6. Optisch rückgekoppelte Lichtschranke zum Erfassen kleiner Objekte

Für Zähl- und Abtastlichtschranken sind oft nur sehr kurze Lichtweglängen notwendig (Beispiel: Lochkartenabtastung!), Bild 4.90 zeigt dazu eine sehr stromsparend arbeitende und ausfallsichere Lichtschranke mit einer Leuchtdiode V1 als Lichtquelle ([14]). Hierfür sollte vorzugsweise eine Infrarotleuchtdiode verwendet werden, für die Silizium-Fototransistoren ihr Empfindlichkeitsmaximum haben. Ohne alle optischen Hilfsmittel sind so Lichtweglängen von mindestens 10...20 mm zwischen V1 und V2 möglich. Muß der Amateur rotleuchtende Anzeigeleuchtdioden verwenden, so kann



V1: VQ 110 o.ä. (vorzugsweise IR-Typ)
V2: SP 201 o.ä.
V3: SS 216...218 D, E o.ä.
D1: TTL-Standardgatter

Bild 4.90
Optisch rückgekoppelte Abtastlichtschranke mit Leuchtdiode

die mögliche Entfernung (je nach Empfindlichkeit des Fototransistors) bis auf wenige Millimeter schrumpfen, was aber in vielen Fällen noch ausreicht. Die zwischen V1 und V2 angedeuteten kleinen Objekte sind zu zählende kleine Einzelteile, Löcher in Lochkarten usw. Ist der Lichtweg unterbrochen, so sperrt V2, ebenso V3. Über $R1$ liest das nachfolgende (symbolisch für beliebige TTL-Folgeeinrichtungen angedeutete) Gatter D1 L-Potential, es hat an seinem Ausgang also im Zustand »dunkel« H-Pegel. Über $+U_S$, V1 und $R3$ fließt ein nur geringer Strom, der mit $R3$ so eingestellt wird, daß bei freigegebenem Lichtweg V2 gerade noch sicher anspricht. V2 öffnet V3, und die Leuchtdiode V1 wird über $R2$ nach Masse geschaltet. Dadurch wird erstens V1 heller, was sofort zum weiteren Öffnen von V2 und V3 führt. Die Anordnung zeigt dadurch Triggerverhalten, das durch optische Rückkopplung zustande kommt. Zweitens fällt über $R2$ nunmehr so viel Spannung ab (maximal etwa 3,5 V), daß der Gattereingang H-Pegel liest. Sobald V2 wieder abgedunkelt wird, beginnt V3 zu schließen, der LED-Strom sinkt ab, V2 schließt weiter usw. Die Anordnung schaltet auf geringere Helligkeit zurück, was bei Leuchtdioden entsprechend Strom spart. Der ganze Aufbau läßt sich entsprechend V1 und V2 sehr klein halten und daher »zeilenweise« mehrfach nebeneinander anordnen. Übrigens sei für derart gedrängte Licht-»Zeilen«, wie sie z. B. für Lochkarten- und Lochstreifenabtastung erforderlich ist, auch auf den Einsatz kurzer Stücke Lichtleitkabel hingewiesen, die extrem dichtes Aneinanderreihen solcher Abtaststellen gestatten (Näheres zu Lichtleitkabeln in [14]). Mit $R1$ gleicht man bedarfsweise eine zu hohe Empfindlichkeit des Fototransistors V2 auf Umgebungslicht aus, jedoch soll $R1$ einen möglichst hohen Wert haben. Erst nach ihm wird $R3$ abgeglichen! Mit $R3$ ist die Grundhelligkeit der Leuchtdiode V1 bei abgedecktem V2 so einzustellen, daß die

Anordnung bei freigegebenem Lichtweg gerade noch sicher anspricht.

Infolge der hohen Grenzfrequenz aller verwendeten Bauelemente (insbesondere von V1 und V2) ist das Ausgangssignal hinter dem Gatter von ausreichender Flankensteilheit (durch das optische Triggerverhalten). Nachgesetzte Trigger sind nicht erforderlich. Dies ist ein weiterer Vorteil der Schaltung. Die maximale Zählfrequenz liegt bei mindestens etwa 100 kHz und damit weit höher, als selbst für sehr schnell durchlaufende Objekte notwendig. Mit entsprechend eingestelltem $R1$ und $R3$ läßt sich auch die Hysterese der Anordnung beeinflussen, was z. B. beim Zählen transparenter Objekte (durchschimmernder Lochkarten o. ä.) von Vorteil ist. Das erprobte Versuchsmuster gestattete, mit $R3$ den LED-Strom im Dunkelzustand auf weniger als 20% des Hellstroms zu reduzieren.

4.2.7. Lichtschranke für Kontrolle einer Höchstgeschwindigkeit

Oft soll die Geschwindigkeit eines Objektes kontrolliert werden. Wenn es dabei nicht auf den Absolutwert, sondern nur auf Anzeige des Überschreitens einer Höchstgeschwindigkeit ankommt, kann eine Geschwindigkeits-Kontrollschranke nach Bild 4.91 helfen. Eine ähnliche Schaltung wurde in [1] beschrieben. Das gleiche Prinzip wird hier angewendet, wobei der Aufbau mit IS erheblich einfacher und problemloser ist. Anwendungen für solche Geräte findet man außer im Motorsport oder in der Verkehrsüberwachung auch im Sport allgemein. Das bewegliche Objekt kann ein Fahrzeug oder z. B. auch ein Gegenstand auf einem Fließband sein. Quer über den Objektweg sind 2 Lichtschranken zu legen, deren Abstand (entspricht Meßstrecke) etwa 1 m sein kann. Sind die Lichtschranken mit Tripelspiegel (dazu [71]) aufgebaut, können Schrankenlampen und Lichtempfänger auf einer Seite der Rennstrecke, Straße o. ä. nebeneinander angeordnet werden, so daß der Objektweg nicht mit Kabeln überquert werden muß. Bild 4.91 zeigt lediglich den Lichtempfänger. Zu den beiden Lichtschranken gehören die Fototransistoren V1, V2. Das Objekt bewegt sich von V1 nach V2, wobei in dieser Reihenfolge die Lichtstrahlen unterbrochen werden. V1 steuert einen Trigger an (V3, D1, D2), dem ein Monoflop nach Bild 4.6 und Bild 4.7 folgt (V7, D5, D6, $C1$, $R3$). Die gleiche Anordnung folgt hinter V2 (Trigger mit V4, D3, D4, Monoflop mit D7, D8). Weiterhin ist ein RS-FF mit D9, D10 vorhanden, für den man auch andere Gattertypen bzw. IS-Typen verwenden kann, wenn das nachfolgende Signalrelais über Schalttransistor angekoppelt wird. Im Ruhezustand liegt der Ausgang des Gatters D5 auf L-Pegel, damit ist D8 gesperrt und K1 abgefallen. Eine Lichtunterbrechung bei V1 bewirkt, daß der Monoflop D5, D6 für eine mit $C1$ und $R3$ einstellbare Zeit in den instabilen Zustand kippt. Während dieser Zeit ist Ausgang D5 = H und so der untere Monoflop aktiviert. Erreicht das Objekt nun V2, während die Haltezeit des oberen Monoflop noch nicht abgelaufen ist, so wird auch der untere Monoflop ausgelöst und setzt seinen Ausgang D8 kurzzeitig auf L. Der RS-FF kippt, und K1 zieht an. Dies gilt als Signal für zu hohe Geschwindigkeit. Das Signal läßt sich nur mit der Löschtaste S2 von Hand abschalten. Statt des Flip-Flop kann man mit D9, D10 auch einen dritten Monoflop bilden, der für die an ihm eingestellte Haltezeit ein Signal gibt, das von selbst wieder aufhört.

Bewegt sich das Objekt langsamer, so ist die Haltezeit des oberen Monoflop abgelaufen und Ausgang D5 wieder L, bevor V2 erreicht wird. D8 des unteren Monoflop löst nicht aus, und der nachfolgende Flip-Flop kippt nicht. Diese Anordnung reagiert nicht auf Objekte, die die Meßstrecke in falscher Richtung von V2 nach V1 durchqueren. Die Haltezeit des oberen

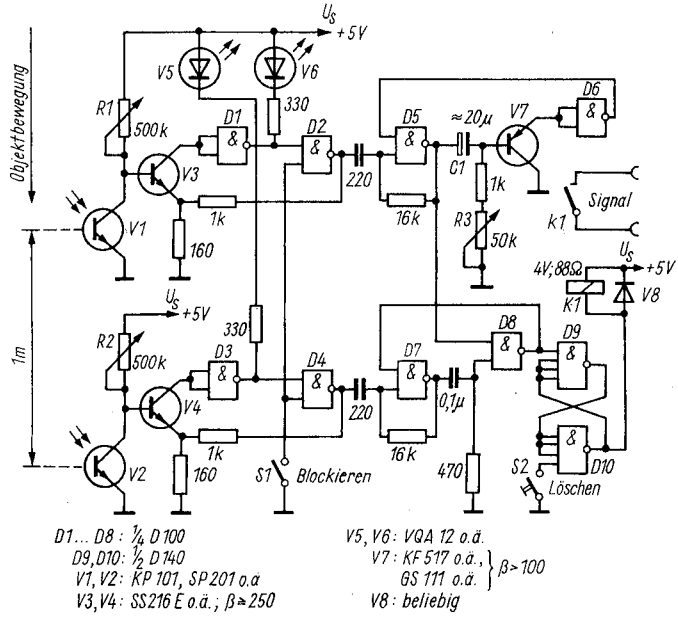


Bild 4.91
Lichtschranke, die beim Überschreiten einer Höchstgeschwindigkeit ein Signal gibt

Monoflop ist mit $R3$ so einzustellen, daß sie der maximal zulässigen Objektgeschwindigkeit in der Meßstrecke entspricht. Mit den in Bild 4.91 angegebenen Werten für $C1$ und $R3$ ist die Anordnung bei einer Meßstreckenlänge von 1 m für den Geschwindigkeitsbereich zwischen 20 und 180 km/h geeignet. Wird $C1$ verringert, so kann für den gleichen Bereich auch die Meßstrecke verkürzt werden. Dann können sich V1 und V2 in einem gemeinsamen Gehäuse befinden, womit eine gemeinsame Schrankenlichtquelle möglich wird. Die Mindestlänge der Meßstrecke wird von der vorhandenen Trägheit (Ansprechverzögerung) von V1, V2 bestimmt (insbesondere, wenn beide Exemplare etwas differieren). $R3$ kann unmittelbar in km/h kalibriert werden, wenn die Meßweglänge stets konstant bleibt. Mit $R1$ und $R2$ stellt man die Empfängerempfindlichkeit auf die jeweils vorhandene Schrankenlampe und deren Stärke ein. Für normale Straßenbreiten genügen Lampen um 1 W Leistung, wenn ein 10 cm großer Taschenlampen-Hohlspiegel deren Licht gut bündelt. V1 und V2 sollten mit Sammellinsen versehen sein. Ein Lamellentubus, der das Nebenlicht abschattet ([71]), ermöglicht auch den Einsatz auf sonnenbeleuchteten Straßen. In der Praxis sind zum optischen Einrichten und Abgleich von $R1$, $R2$ nach dem Aufstellen der Anlage Einstellhilfen sehr zweckmäßig. Hierfür sind die Leuchtdioden V5 und V6. Sie leuchten auf, wenn das Schrankenlicht auf V1 und V2 einfällt, und müssen verlöschen, sobald es abgeschattet wird ($R1$, $R2$ entsprechend einstellen). Die Leuchtdioden fungieren zugleich als Bereitschaftsanzeige. K1 kann die Geschwindigkeitsüberschreitung in beliebiger Weise (z. B. akustisch mit Signalhorn o. ä.) signalisieren. Kontakt K1 ist hierfür symbolisch angegeben.

4.2.8. Die Lichtblitzpistole

Bei diesem beliebten und bereits aus der herkömmlichen Transistortechnik be-

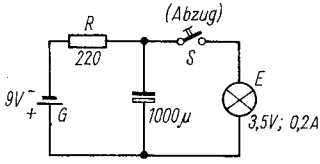


Bild 4.92
Lichtblitzpistole

kannten Sport- und Übungsgerät ([1] u. a.) wird aus einer Pistole, einem Gewehr o. ä. ein kurzer Lichtblitz »geschossen«, mit dem der Schütze das Ziel zu treffen hat. Im Ziel befindet sich ein Lichtempfänger, der bei einem »Treffer« ein geeignetes Signal abgibt. Bild 4.92 zeigt die Schaltung des Lichtblitzgebers. Die Batterie G (hierfür genügt schon eine kleine 9-V-Batterie) lädt den Elektrolytkondensator auf. Wird S (mit dem Abzug kombiniert) geschlossen, so entlädt sich der Kondensator über E und erzeugt einen kurzen Lichtblitz. Dauerlicht, mit dem der Schütze das Ziel »suchen« könnte, ist durch den Vorwiderstand ausgeschlossen. Alle in Bild 4.92 angegebenen Werte für Batteriespannung, Kapazität und Lampendaten sind optimal aufeinander abgestimmt. Verwendet man einen anderen Lampentyp, so sind also auch Batteriespannung und Kapazität abzuändern. Mit größerem *R* ergibt sich eine längere Ladezeit bis zum nächsten möglichen »Schuß« (für Wettkampfzwecke zweckmäßig). Das abgegebene Licht der Lampe E muß sehr gut gebündelt werden, so daß ein möglichst engbegrenzter heller Lichtfleck auf der Zielfläche zustande kommt. Hierfür eignen sich kleine Taschenlampenhohlspiegel am besten, wobei E ein Exemplar mit gut zentriertem Glühfaden sein sollte.

Bild 4.93 zeigt den Lichtblitzempfänger. Als lichtempfindliches Organ eignet sich ein Fotowiderstand auf *CdS*-Basis wegen seiner größeren empfindlichen Fläche sehr gut, aber auch Silizium-Fototransistoren sind geeignet. Es ist nicht möglich, empfängerseitig eine Sammellinse zu verwenden, denn dies würde voraussetzen, daß der Schütze genau von vorn auf die Scheibe zielt (nicht leicht seitlich stehen

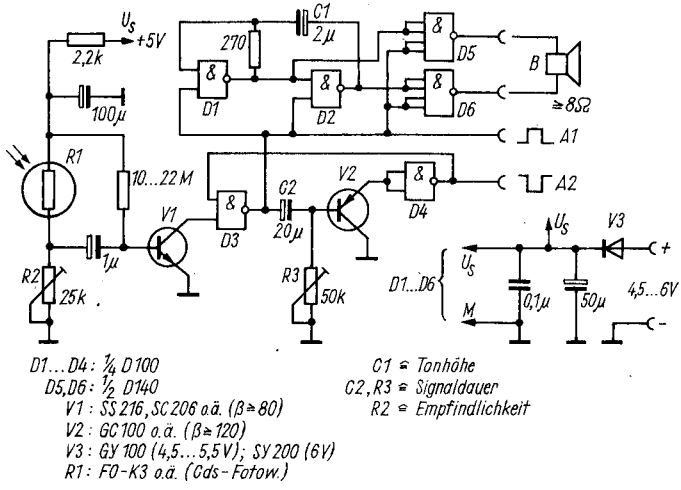


Bild 4.93 Empfängerteil (Ziel-Trefferanzeige) für die Lichtblitzpistole mit akustischer Treffermeldung. Zusammen mit einer Schaltung nach Bild 4.92 erreicht man, wenn die Lampe optimal gebündelt abstrahlt, bei Tageslicht eine Schußentfernung von etwa 15 m

dürfte). Den Fotowiderstand *R*1 setzt man in einen sehr kurzen Lichtschutztubus etwa 10 mm hinter der Zielscheibe vertieft ein. Mit *R*2 wird die Empfindlichkeit eingestellt. Sie ist abhängig von Schußentfernung und Umgebungslichtstärke (letztere darf nicht übermäßig stark sein; gedämpftes Tageslicht auf *R*1 ist noch vertretbar). Der Basiswiderstand für V1 (10...22 MΩ) bzw. je nach vorhandenem β_{V1} erhöht die Empfängerempfindlichkeit merklich, er kann auf optimalen Wert erprobt werden. *R*1 muß gegen die Speisespannung in der gezeigten Weise entkoppelt sein. Die vollständige Speisespannungszuführung ist mit angedeutet. Der 0,1-µF-Stützkondensator (Keramik) ist an der IS *D 100* anzuordnen. *D 140* benötigt keinen eigenen Stützkondensator. Die ganze Einrichtung ist für Batteriebetrieb bestimmt, wobei bereits eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie ausreicht, wenn die Diode V3 ein Germaniumtyp ist. Der Ruhestrom des ganzen Geräts beträgt etwa 25 mA. Sobald ein Lichtblitz *R*1 trifft, wird V1 kurz angesteuert (Dauerlicht der Umgebung bleibt an V1 wegen der Basiskoppelkapazität ohne Auswirkung), der Monoflop (D3, D4, V2) »startet«. *R*3 gestattet das Einstellen der gewünschten Signal- bzw. Trefferanzeigedauer. Mit den Ausgängen A1 (H bei Treffer) oder A2 (L bei Treffer) lassen sich über Schaltstufen (Bild 4.52) mechanische Zählwerke für die Trefferzählung betätigen. Ausgang D3 (A1) gibt bei einem Treffer für die mit *R*3 gewählte Zeit den Tongenerator D1, D2 (nach Bild 4.8) frei, der einen Signalton von etwa 500 Hz erzeugt. Er wird mit einer als Endstufe »zweckentfremdeten« *D 140* und einem daran direkt anschließbaren Kleinstlautsprecher hörbar gemacht. Die Betriebsdaten der *D 140* werden dabei nicht überschritten. Im Ruhezustand haben beide Ausgänge D5 und D6 H-Pegel, so daß der Lautsprecher B stromlos ist. An B können auch bis zu 5...6 derartige Kleinstlautsprecher in Serie gelegt sein. Die ganze Schaltung nach Bild 4.93 benötigt nur wenige Quadratzentimeter Raum. Mit einer handelsüblichen Zielscheibe, der Batterie und Kleinstlautsprecher läßt sie sich zu einem handlichen Trefferanzeiger ohne äußere Zuleitungen aufbauen.

4.3. Signal-, Warn- und Kontrollschaltungen

4.3.1. Brandmelder

Für Brandmelder eignen sich als Fühlerorgane vorzugsweise *PTC*-Kaltleiter. Sie ergeben eine verhältnismäßig scharf ausgeprägte Ansprechtemperatur ohne besondere Abgleichmaßnahmen, außerdem ermöglicht ihr Verhalten (was für Brandmelder besonders wichtig ist) eine ständige »Eigenkontrolle« auf Ausfall. Für besonders betriebssichere Anlagen sei auf die mit TTL-IS ebenfalls realisierbare Mehrheitslogik (2-aus-3-Verfahren, Abschnitt 4.3.4.) hingewiesen. Bild 4.94 zeigt eine einfache Brandmelderschaltung, die in dieser Form auch als Heißwassermelder (z. B. für automatisches Abschalten von Elektrokochtöpfen, Tauchsiedern u. ä.) verwendbar ist. Mit den angegebenen oder datenähnlichen *PTC*-Typen dürfen am Eingang bis zu 10 *PTC* in Serie gelegt werden. Der Kaltwiderstand je *PTC*-Melder liegt bei 25...50 Ω. Bei der typenabhängig vorgegebenen und daher durch die *PTC*-Typenauswahl festzulegenden Schalttemperatur erhöht der *PTC* seinen Widerstand im Bereich weniger °C um etwa 2 Größenordnungen. Der Eingang des mit D1, D2 gebildeten Triggers liest dann H-Pegel, d. h., der Triggerausgang A wechselt bei Alarm von L nach H. Für die angegebenen *PTC*-Typen liegt die Ansprechtemperatur bei 70...80 °C. Ein Abgleich entfällt. Das Signal am Ausgang A kann auf mehrere Arten ausgewertet werden. 2 Varianten sind in Bild 4.94b angegeben. Man benutzt in beiden Fällen die restlichen 2 in einer IS *D 100* noch

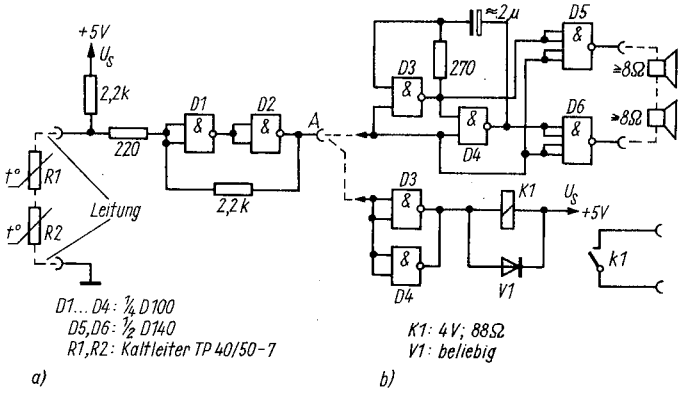


Bild 4.94
a — Brandmelderschaltung mit PTC-Kaltleiter, b — 2 Signalisiermöglichkeiten dafür

freien Gatter D3, D4. Ein akustisches Signal mit für Wohn- und Büroraumzwecke ausreichender Lautstärke liefert der in Bild 4.94b oben angedeutete Tongenerator mit *D 140*-»Endstufe«. Dabei sind in Serie etwa 6 Lautsprecher möglich. Mit den in Bild 4.94b unten angegebenen Relaisdaten läßt sich durch unmittelbares Schalten des Relais K1 mit den parallelgeschalteten D3, D4 (Relaisstrom maximal 60 mA!) ebenfalls ein Signal erzeugen. Man kommt dabei mit nur einer IS für den gesamten Brandmelder aus. K zieht bei Alarm an. Stärkere Relais sind über Schalttransistor direkt bei A anzuschließen. Zusätzlich bietet sich der angegebene Tongenerator an. Für Einrichtungen dieser Art ist Dauerbetrieb erforderlich, so daß Netzspeisung vorteilhaft ist. Bild 4.95 zeigt dafür eine ausreichende einfache Schaltung. Als Netztransformator verwendet man einen handelsüblichen Klingeltransformator für 6 V, mit dem zugleich die gesetzlichen Schutzbestimmungen erfüllt sind. Bei Netzausfall ist die damit betriebene Warneinrichtung natürlich unwirksam! Die Z-Diode V6 legt mit ihrer Nennspannung den Wert für $+U_s$ (der um 0,7 V geringer als U_z ist) fest.

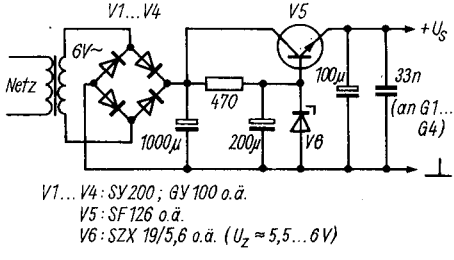


Bild 4.95
Netzteil für die Schaltungen Bild 4.94 und Bild 4.96

4.3.2. Feuchtemelder

Der Feuchtemelder (Bild 4.96) ist zur Kontrolle von Blumentöpfen, Treibhausbeeten, als Überlaufmelder an Badewannen usw. geeignet. Die Ausführung der Feuchtefühlerelektroden ist in Abschnitt 3.2.9. beschrieben (siehe auch [1]). Für die gezeigte TTL-Ausführung gilt, daß derartige Anwendungen im Amateurbereich mit komplementären Transistorschaltungen mit geringerem Aufwand (nur 2 Transistoren ohne IS!) und vor allem ruhestromsparender auszuführen sind, so daß die IS-Ausführung in TTL-Technik nur ausnahmsweise vorzuziehen sein wird. Besteht zwischen den Feuchtefühlerelektroden in Bild 4.96 hochohmiger Durchgang, so sind V1 und der (mit V2 beginnende) Trigger angesteuert, am Ausgang A ist im Zustand »feucht« demzufolge H-Pegel, bei $\overline{A}$ L-Pegel vorhanden. Die umgekehrte Zuordnung liegt bei »trok-

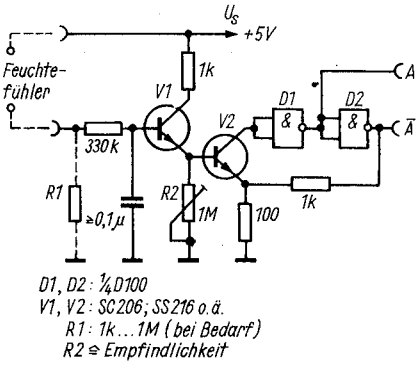


Bild 4.96
Feuchtemelder

ken« vor. Je nach Verwendungszweck kann man einem Ausgang entweder eine Transistor-Relais-Schaltstufe oder einen Tongenerator (Bild 4.94b) nachsetzen. Der Tongenerator wäre, wenn der Zustand »trocken« akustisch signalisiert werden soll, bei $\overline{A}$ in Bild 4.96 anzuschließen. Die Bauelemente 330 kΩ, 0,1 µF an der Basis von V1 verhindern das Eindringen von Netzbrummstörungen (ggf. den Kondensator vergrößern!). Mit *R*2 ist es möglich, die Ansprechempfindlichkeit einzustellen. Ergibt sich dabei (bei ungünstigen V1-Exemplarwerten) kein geeigneter Einstellbereich, läßt sich bedarfsweise *R*1 (punktiert gezeichnet) einsetzen. Er verringert die Empfindlichkeit. Auch die Schaltung nach Bild 4.96 kann bei Dauerbetrieb aus einem Netzteil nach Bild 4.95 versorgt werden.

Wie in Abschnitt 3.2.9. bereits begründet, ist auch hier im Hinblick auf die Stromversorgung die CMOS-Technik (Abschnitt 7.) weitaus vorteilhafter und für ständigen Batteriebetrieb die einzig sinnvolle IS-Lösung.

4.3.3. Akustische Signale und Sirenen

Nach dem Grundprinzip von Bild 4.8 sind nicht nur einfache, sondern durch geeignete Kombination auch mit geringem Aufwand »anspruchsvollere« Signale zu erzielen. Bild 4.97 zeigt einen Generator für 3 wählbare Tonfrequenzen. Er kommt durch Kombination zweier Schaltungen nach Bild 4.8 mit insgesamt 3 Gattern aus. Welche Tonfrequenz bei A abgegeben wird, hängt davon ab, welcher der Steuereingänge S1...S3 an L bzw. gegen Masse liegt. Sind alle 3 S-Eingänge oder nur S1 an Masse gelegt, so sperren alle Gatter, und der Generator wird abgeschaltet. Liegt nur S2 an Masse, so ist D1 blockiert, sein Ausgang ist H, so daß *C*1 nicht merklich als Ballast für Ausgang A wirksam werden kann. D3 und D2 bilden jetzt die Schwingschaltung nach Bild 4.8, wobei sich mit $C2 = 1\,\mu F$ etwa 1 kHz ergibt. Liegt S3 an Masse, so ist D2 gesperrt, und D3 arbeitet jetzt mit D1 zusammen, wobei $C1 = 5\,\mu F$ eine Frequenz um etwa 200 Hz ergibt. Interessant ist das Verhalten, wenn alle Eingänge S1...S3 offen sind. Dann arbeiten beide Generatoren, wobei sich wegen der Zwangskoppelung über das gemeinsame Gatter D3 eine mittlere Frequenz um 500 Hz einstellt. Diese dritte Frequenz ist allerdings nicht gesondert einstellbar und auch nicht besonders stabil. Der Generator schwingt jedoch auch in dieser ungewöhnlichen Betriebsweise zuverlässig und betriebssicher. Man hat damit die Möglichkeit, durch unterschied-

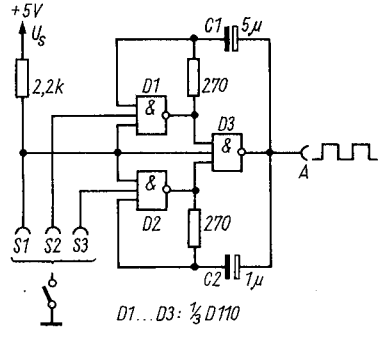
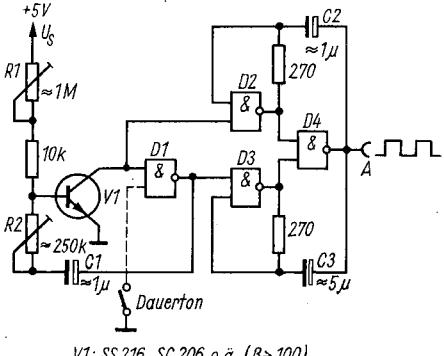


Bild 4.97
NF-Generator mit 3 verschiedenen Tonhöhen

liche Belegung der S-Eingänge verschiedene Betriebsfälle mit hohem, mittlerem und tiefem Ton sowie »Aus« zu signalisieren. Wird auf die Aus-Stellung verzichtet oder ermöglicht man gleichzeitig L-Pegel an S2, S3, so kann S1 und damit bei allen Gattern der dritte Eingang entfallen.

Bild 4.98 zeigt einen Tongenerator für eine 2-Ton-Intervallsirene, der man bei A z. B. eine beliebige NF-Endstufe oder auch eine IS-Schaltung nachsetzt. Diese Sirene besteht aus einem Zweitongenerator nach Bild 4.97, der zwischen 2 Frequenzen umgeschaltet wird. Dieses Schalten bewirkt ein Taktgeber mit V1 und D1. Die Werte für $R1$ und $R2$ sind von β des Transistors V1 abhängig und deshalb eventuell etwas abzuändern, so daß sich ein genügender Einstellbereich ergibt. Mit $R1$ und $R2$ legt man die Taktzeiten (der beiden abwechselnd erzeugten Tonhöhen) fest. Mit dem je nach Bedarf variierbaren $C1$ wird die Taktfrequenz grob festgelegt. Mit den angegebenen Werten ergaben sich beim Mustergerät etwa 2 Tonwechsel je Sekunde. Bei falsch bemessenem $R1$ schwingt der Taktgeber nicht, der Generator erzeugt einen konstanten Ton. Der Taktgeber blockiert abwechselnd D2 oder D3, so daß abwechselnd 2 Tonhöhen entstehen (mit den in Bild 4.98 angegebenen Werten für $C2$ und $C3$ etwa 1 kHz und etwa 200 Hz). Derartige Generatoren sind extrem klein aufzubauen und eignen sich daher u. a. gut für den Einbau in Spielzeugmodelle (imitiertes Signal für Einsatz- und Rettungsfahrzeuge usw.), wobei eine 4,5-V-Batterie zum Speisen ausreicht. Bei einem Kleinstlautsprecher mit mindestens 15 Ω Widerstand, ersatzweise einem Ohrhörer oder 2 in Serie gelegten 8-Ω-Lautsprechern stellt auch Bild 4.52 eine sehr einfache Lösung für die »Endstufe« dar. Man verwendet einen Transistor *SF126* o. ä. mit mindestens 0,3 A zulässigem Kollektorstrom und möglichst hohem β-Wert, der direkt bei A in Bild 4.98 anzuschließen ist. Der Lautsprecher wird bei Bild 4.52b anstelle der Lampe eingeschaltet.



V1: SS 216, SC 206 o. ä. (β ≥ 100)
D1... D4: ¼ D100

Bild 4.98
2-Ton-Intervallsirene mit Taktgeber

Eine Erweiterung zu einer 3-Ton-Umlaufsirene (mit der Tonfolge hoch-tief-mittel-aus) zeigt Bild 4.99. Gegenüber Bild 4.98 benötigt man zusätzlich noch ein flankengetriggertes RS-FF (D1, D2). Da der Ausgang des Gatters D2 nach jedem zweiten Taktwechsel umschaltet, ergeben sich für die Eingänge an D3 und D4 nacheinander alle 4 bei Bild 4.97 bereits erläuterten Betriebszustände. Die Schaltung Bild 4.99 setzt insgesamt 2 IS *D 100* voraus. Die dabei noch verfügbaren 2 Gatter werden als Endstufe (D7, D8 im Parallelbetrieb) verwendet, diese Betriebsweise ist zulässig, ohne die IS-Grenzwerte zu überschreiten. D3, D4 müssen in einer, D7, D8 in der zweiten IS angeordnet sein. Die Beispiele ermöglichen bei Bedarf zusätzliche Funktionen. Wird in Bild 4.98 der am zweiten Eingang von D1 angedeutete Schalter geschlossen, so setzt der Taktgeber aus (Dauerton). Die gleiche Funktion hat S1 in Bild 4.99, es hängt dabei allerdings von der zufällig letzten Stellung des FF ab, welche der dann möglichen 2 Frequenzen als Dauerton entsteht. Ist dieser Effekt unerwünscht, so kann S1 die gewünschte FF-Stellung erzwingen, indem man eine Diode V2 (punktiert eingezeichnet) zwischen S1-Anschluß und

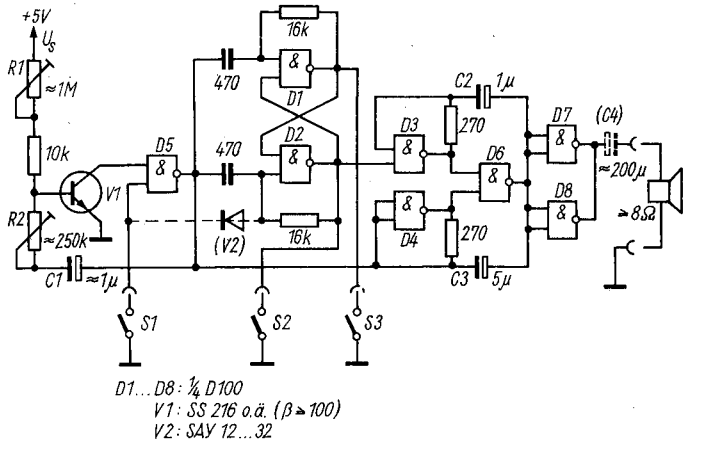
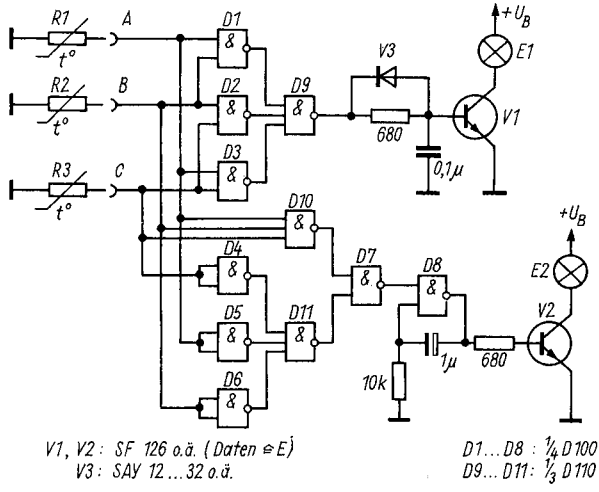


Bild 4.99
3-Ton-Umlaufsirene
mit Taktgeber

einem der mit *R* und *C* belegten Eingänge der FF (D1 oder D2) schaltet (Prinzip bei Bild 4.24b; Diodenkatode nach S1). Ist in Bild 4.99 S2 geschlossen, so fixiert er den FF in einer Stellung, D3 bleibt gesperrt, und es entsteht ein 1-Ton-Pause-Intervallsignal (Tonhöhe ≙ *C*3). Wird S3 geschlossen, so entsteht ein 2-Ton-Intervall ohne Pause, da D3 jetzt ständig in Betrieb ist. Mit L-Signalen an den entsprechenden S-Eingängen lassen sich also verschiedene Signale erzeugen, die leicht zu unterscheiden sind und verschiedene Bedeutung haben können. *C*4 ist nicht unbedingt erforderlich, ergibt aber eine etwas größere Lautstärke. Derartige Schaltungen eignen sich sehr gut als Ergänzungen zu vorhandenen TTL-Schaltungen, um bei diesen verschiedene Betriebszustände akustisch zu signalisieren.

4.3.4. Die Mehrheitslogik »2-aus-3« in TTL-Technik

In Abschnitt 3.2.6.1. wurde bereits auf Zweck und Prinzip sowie Anwendungsmöglichkeiten der Mehrheitslogik eingegangen. Das dort Gesagte gilt grundsätzlich auch für die Ausführung eines derartigen Systems in TTL-Technik. Bei der TTL-Technik muß man das Signal im allgemeinen an jedem Eingang mit Trigger formen (was den Aufwand an IS erhöht), wenn es sich um Eingangssignale mit nicht ausreichender Flankensteilheit handelt. Bild 4.100 zeigt die Schaltung der Mehrheitslogik. Im Ruhezustand sind A, B und C auf L-Pegel. Als Eingangssignalgeber wurden *PTC*-Kaltleiter verwendet. Sie lassen sich direkt anschließen. In Nähe des Schaltpunktes sind allerdings wegen des »schleichenden« Betriebs der Gatter D1...D6 Störschwingungen (Bild 2.3) nicht zu vermeiden, die aber die eigentliche Logikfunktion nicht stören. Ausgangsseitig werden sie durch ein *RC*-Glied mit der Diode V3 bzw. eine *Miller*-Integratorstufe mit dem ohnehin als Inverter benötigten Gatter D8 unwirksam gemacht. Wie das Versuchsmuster zeigt, ist so ein einwandfreier Betrieb als Brandmelderlogik möglich. Für die Lampen E1 (Alarmsignal) und E2 (Störungsmeldung) eignen sich auch Relais o. a. Ausgabeorgane. Eine andere Ausgabemöglichkeit ist abschließend gezeigt. Die Funktion der Logik geht aus der in Bild 4.100 vorhandenen Funktionstabelle hervor. Wenn mindestens 2 der 3 Eingänge auf H-Pegel gehen, nimmt einer der Gatterausgänge D1...D3 L-Pegel an, dadurch steuert Ausgang D9 (= H) V1 durch. Sind alle 3 Eingänge H, so ist Ausgang D10 L, somit Ausgang D7 H und



A	B	C	E1	E2	Bedeutung
L	L	L	o	o	in Ordnung
L	L	H	×	o	1 System
L	H	L	×	o	Störung
H	L	L	×	o	
H	H	L	×	×	Alarm!
L	H	H	×	×	1 System
H	L	H	×	×	gestört
H	H	H	o	×	Vollalarm

× Lampe ein
o Lampe aus

Bild 4.100 Schaltung und Funktionstabelle der Mehrheitslogik »2-aus-3« in TTL-Technik

D8 L, E2 bleibt erloschen. Haben D1...D3 L-Pegel (Ruhezustand), so sind die Ausgänge D4...D6 H, D11 L und D7 wiederum auf H-Pegel. Nur wenn einer der 3 Eingänge vom Zustand der übrigen abweicht, liegt sowohl an D10 als auch an D11 am Ausgang H, womit Ausgang D7 L, D8 H werden und V2 die Störungsmeldung einschaltet.

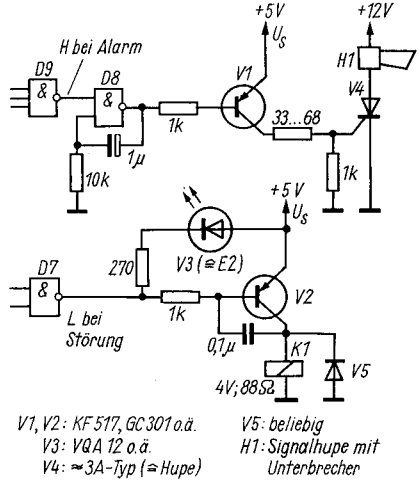


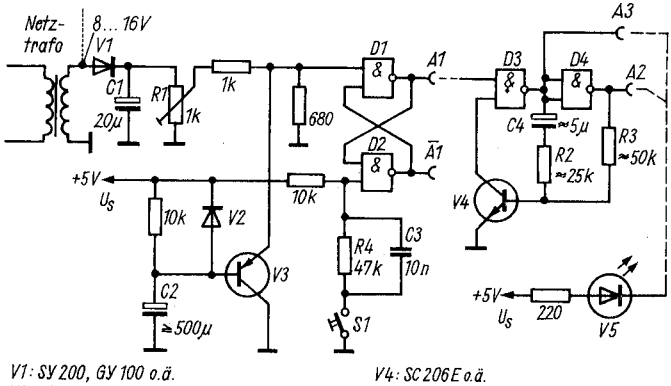
Bild 4.101
Eine andere Möglichkeit der Signalausgänge zu Bild 4.100

Bild 4.101 zeigt eine andere mögliche Signalausgabe für die Schaltung nach Bild 4.100. Die Bezifferung der nur auszugsweise gezeichneten Gatter der Mehrheitslogik stimmt mit Bild 4.100 überein. Wie erläutert, tritt am Ausgang des Gatters D9 bei Alarm H-Pegel auf. Am Ausgang des Gatters D7 ist im Störungsfall L-Pegel vorhanden. Für die Alarmierung wird in Bild 4.101 ein Thyristor verwendet, der eine Signalhupe mit eingebautem mechanischem Unterbrecher (Autohupe z. B.!) betätigt. Der Thyristor V4 zündet, wenn die Basis des Transistors V1 L-Pegel erhält. Der notwendige Negator D8 ist gleichzeitig auch als *Miller*-Integrator (Bild 4.41) beschaltet. Damit werden sowohl Störschwingungen im Übergangsbereich der Eingangssignale als auch kurze Störspannungsspitzen auf den Signaleingängen (die eventuell über die Kaltleiterzuleitungen in die Logik gelangen) unterdrückt. Die Störung am Ausgang des Gatters D7 wird mit dem Relais K1 über V2 gemeldet (K1 zieht an), wobei der

0,1-µF-Kondensator an V2 dieser Stufe das Verhalten eines *Miller*-Integrators gibt. Im Bedarfsfall kann auch mit einer zusätzlichen Leuchtdiode V3 (sie entspricht funktionell E2 in Bild 4.100) eine Störung optisch angezeigt werden.

4.3.5. Netzausfall-Meldeschaltung

Bei ständig laufenden Geräten (z. B. Digitaluhren) führt ein vorübergehender Netzausfall eventuell zu Funktionsstörungen, wenn nach Netzwiederkehr z. B. vorhandene FF zufällige, im regulären Betrieb nicht vorgesehene Stellungen einnehmen. Damit dies nicht unbemerkt bleibt, ist eine Anzeigeschaltung notwendig, die einen Netzausfall mit bleibendem Signal ausweist und später von Hand zurückgestellt werden muß. Bild 4.102 zeigt eine Möglichkeit dafür. Den RS-FF D1, D2 bringt die Quittungstaste S1 in seine Ruhelage (A1 ≙ L). Über die Diode V1 ist aus dem Netztransformator eine Spannung abzuleiten und mit dem absichtlich knapp bemessenen Ladekondensator $C1$ so zu glätten, daß (wenn $R1$ entsprechend bei der minimal zulässigen Netzspannung abgeglichen wurde) die restliche Welligkeit der dem Gattereingang D1 zugeführten Spannung von $R1$ gerade noch ausreicht, um am 680-Ω-Widerstand H-Pegel zu halten. V3 ist von $+U_s$ im Normalfall gesperrt. Unterschreitet jetzt die Netzspannung auch nur kurzzeitig den zulässigen Wert, so sinkt die Spannung über $R1$ binnen 1...2 Wechselspannungshalbwellen so weit ab, daß der Gattereingang D1 über 680 Ω L-Pegel liest. Der FF schaltet somit um (A1 ≙ H) und bleibt nach Netzwiederkehr in dieser Lage. Fällt das Netz längere Zeit aus, so geht (wenn kein Pufferbatteriebetrieb vorliegt) auch $+U_s$ nach Null. In diesem Fall wäre bei Netzwiederkehr die FF-Stellung vom Zufall abhängig. Jetzt sorgt der Elektrolytkondensator $C2$ (der bei Ausfall von $+U_s$ über die Diode V2 sehr schnell nach $+U_s$ hin entladen wird) dafür, daß nach Wiederkehr von $+U_s$ das Basispotential von V3 für eine gewisse Zeit so niedrig ist, um über V3 den Gattereingang D1 auf L-Pegel zu schalten. Für diesen FF ist daher $+U_s$ wieder vorhanden, bevor V3 sperrt und Gatter D1 freigibt. Auch dabei wird daher A1 nach H gesetzt. Die Ausgangssignale A1 oder $\overline{A1}$ können sowohl die Störung melden als auch die TTL-Schaltung blockieren. Da $\overline{A1}$ nach Netzstörung auf L liegt, läßt er sich z. B. zum Nullstellen vorhandener Zähldekaden (womit eine nach diesem Zwischenfall falsch anzeigende Uhr z. B.



V1: SY 200, GY 100 o.ä.
V2: SAY 12...32
V3: Ge- oder Si-Typ 0,1... 0,5 W ($\beta \geq 50$)
V4: SC 206 E o.ä.
V5: VQA 12 o.ä.
D1...D4: ¼ D 100

Bild 4.102
Netzausfallmeldung

auf »00.00.00« gestellt wird) verwenden. Verwendet man für den FF in Bild 4.102 eine *D 100*, stehen deren freie 2 Gatter vorteilhaft für eine Störungsmelde-Blinkschaltung (D3, D4, V4 in der Schaltungsweise nach Bild 4.9) zur Verfügung. Das bei Störung an A1 vorhandene H-Potential gibt D3 frei, womit der Blinker arbeitet. Im Ruhezustand (A1 ≙ L, A2 ≙ L, A3 ≙ H) kann man eine Anzeige-LED z. B. bei A3 (sie ist normal erloschen und blinkt nach Netzstörung) oder bei A2 anschließen (sie leuchtet normal mit Dauerlicht als Einschaltkontrolle des Gesamtgeräts und blinkt nach Netzstörung). Ausgang A3 eignet sich außerdem auch zum Ansteuern vorhandener Decoderbausteine (z. B. *D 146, D 147*), die z. B. vorhandene Zifferanzeigen im Blinkrhythmus tasten, sobald Störung vorliegt. Die Anzeige nach Bild 4.102 mit den Flip-Flop D1, D2 ist auch für batteriegepufferte Geräte verwendbar, bei denen $+U_s$ nicht sofort ausfällt. Damit die fehlende Netzspannung zwangsgemeldet wird, ist mit *C*3, *R*4 dafür gesorgt, daß sich der FF nur dann mit S1 bleibend rückstellen läßt, wenn Netzspannung vorhanden ist.

4.3.6. Taktumlaufanzeige mit VQB 73

Das folgende Beispiel veranschaulicht, wie sich durch Ausnutzen spezifischer Bauelementeeigenschaften (hier der Anschlußlage der Lichtemitteranzeige *VQB 73*) zusätzliche Anwendungen erschließen lassen. Die praktische Verwendung dieser Taktumlaufanzeige sei dem Einfallsreichtum des Lesers überlassen; die Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich aus der Funktionsbeschreibung. Denkbar sind sinnfällige Symbolisierungen des Arbeitens von Takt- oder Schieberegisterketten, taktgesteuerten Antrieben usw.

Die Lichtemitteranzeige *VQB 73* ([14] enthält die Daten) ist eine aus 4 Leuchtdiodenbalken bestehende Vorzeichenanzeige, die z. B. zusammen mit den (in Gehäuseform und Abmessungen gleichen) 7-Segment-Lichtemitteranzeigen *VQB 71* in Zählern benutzt wird. Eine herstellungstechnologisch bedingte Besonderheit der *VQB 73* ist die Tatsache, daß je 2 Balken anodenseitig gemeinsam (beide Gruppen aber getrennt) auf Anschlüsse herausgeführt sind; bei normalem Einsatz muß man diese beiden Anodenanschlüsse extern verbinden.

Bild 4.103a zeigt die Anschlußlage der *VQB 73*. Wenn jeweils nur eine Anode a1 oder a2 angeschlossen wird, kann jeder der 4 Balken einzeln eingeschaltet werden, wofür bereits eine besonders einfache Ansteuerschaltung ausreicht. Es ist möglich, die 4 Balken so nacheinander anzusteuern, daß sich der visuelle Eindruck eines um den Mittelpunkt umlaufenden »Zeigers« ergibt, für den 4 Stellungen entsprechend 4 Taktphasen möglich sind (Bild 4.103b). Damit kann man entweder 4 Schaltstellungen markieren oder bei mittleren Taktfrequenzen (3 bis 15 Hz) den Eindruck eines rotierenden Zeigers erzeugen, dessen auffällige »Drehbewe-

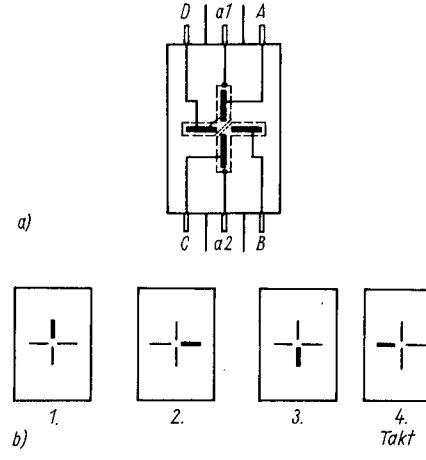


Bild 4.103
a – Anschlußlage der Vorzeichen-Lichtemitteranzeige *VQB 73*; b – Anzeigebild bei Verwendung als Taktumlaufanzeige

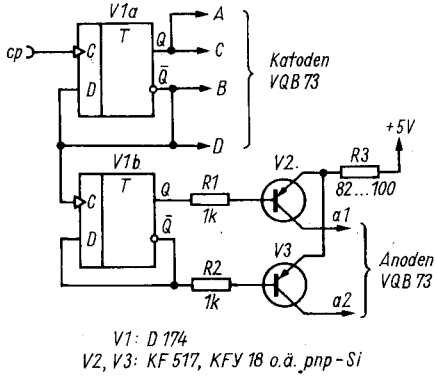


Bild 4.104
Stromlaufplan der Ansteuerschaltung für die Taktumlaufanzeige mit *VQB 73*

gung« einen vorhandenen Takt kennzeichnet. Für die Ansteuerschaltung benötigt man lediglich 1 IS *D 174* (Bild 4.104). Bei cp wird der darzustellende Takt angelegt, jede LH-Flanke an cp schaltet den Leuchtbalken (Bild 4.103b) um einen Schritt weiter. Flip-Flop V1a bewirkt zunächst eine 2:1-Frequenzteilung, seine Q-Ausgänge schalten abwechselnd die Segmentgruppen AC und BD (Katoden) an Masse. Da jeweils AD und BC einer gemeinsamen Anode a1 bzw. a2 zugeordnet sind, teilt V1b die Frequenz ein weiteres Mal im Verhältnis 2:1. Die Ausgänge von V1b schalten über V2, V3 die Anoden a1 oder a2 wechselseitig an +5 V. Es erhält also jeweils nur ein Balken gleichzeitig Anoden- und Katodenpotential, woraus sich die im Bild 4.103b angedeutete Betriebsweise ergibt.

Der gleiche Effekt ließe sich in herkömmlicher Schaltungsweise mit einem 4-bit-Schieberegister ($2 \times D\,174$ oder $4 \times D\,172$), einem Taktsystem nach Bild 4.13 oder auch mit *D 195* erreichen. Die im Bild 4.104 gezeigte Lösung ist dagegen für den Amateur ökonomischer, außerdem können für V1a und V1b eventuell schon im cp-Signalweg vorhandene Frequenzteilerstufen mitbenutzt werden. Wenn cp einem zu kontrollierenden Frequenzteiler entstammt, der mit Flip-Flop bestückt ist, dann besteht der zusätzliche Aufwand nur noch aus V2 und V3.

4.4. Steuer- und Regelanwendungen

Für die Industrie sind die BMSR-Technik und die EDV die Hauptanwendungsgebiete von TTL-Schaltungen. Auf diesen Gebieten sind sehr umfangreiche Schaltungen üblich. Im Gegensatz dazu bietet sich dem Amateur (meist aus Aufwandsgründen) relativ wenig Betätigungsmöglichkeit für digitale Steuer- und Regelanwendungen in seinem privaten Interessenkreis. Deshalb werden nur 2 Beispiele vorgestellt, von denen das erste Modellcharakter hat und dem Amateur vorwiegend Anregungen für ähnliche eigene Entwürfe geben soll, falls sich dazu Anlaß bietet.

Ein sehr instruktives Beispiel für den praktischen Einsatz solcher Ablaufsteuerungen auch im Amateurbereich bietet [63]. Dort ist eine vollständige Antriebssteuerung für Magnetbandgeräte (einschließlich Verriegelungslogik gegen Fehlbedienung und falsche Funktionsabläufe, Bandriß- und Bandende-Stoppschaltung mit Lichtschranke und wahlweiser Aufbaumöglichkeit für 1polige Drucktaste oder Sensorschalter) beschrieben. Sie ist mit TTL-Grundgattern *D 100* und Transistoren realisiert und auch gut zum Modernisieren älterer Magnetbandgeräte geeignet und bietet viele Anregungen für die Lösung ähnlicher Aufgaben und Anwendungen.

4.4.1. Modellablaufsteuerung für einen Getränkeautomaten

Die Aufgabenstellung für die beschriebene Ablaufsteuerung erscheint zunächst einfach: Ein Getränkeautomat mit den

2 Wahlmöglichkeiten Kaffee oder Tee soll auf Knopfdruck das gewünschte Getränk in einen Pappbecher abfüllen. Eine Fehlbedienung muß ausgeschlossen sein. Die jeweils gewählte Getränkeart soll eine Signallampe während des Einfüllvorgangs anzeigen. Ist der Automat betriebsbereit, so muß dies eine dritte Lampe signalisieren. Bild 4.105 zeigt zunächst (vereinfacht) den mechanischen Aufbau eines solchen Automaten. Der Trinkbechervorrat befindet sich z. B. in einem Fallschacht. Ein Betätigungsmagnet Y_B gibt, sobald er anzieht, einen Becher frei, der in das Einfüll- und Entnahmefach gleitet und dann unter dem Auslauf steht. Eine Lichtschranke mit E1 und *R*1 prüft, ob sich tatsächlich ein Becher im Fach befindet. Ohne diese Kontrolle führt ein Einfüllvorgang (falls der Becher z. B. im Fallschacht klemmt oder ein schon gefüllter Becher nicht entnommen wurde) zum Überschwemmen des Entnahmefachs. Meldet die Lichtschranke, daß ein Becher vorhanden ist, so wird, je nach gewählter Taste, das Magnetventil Y_T (vorhandener Tee-Extrakt) oder Y_K (Kaffee-Extrakt) für eine bestimmte, genau bemessene Zeit (Dosierzeit) freigegeben. Danach gibt Magnetventil Y_W den Heißwasserzufluß für eine bestimmte, auf Bechervolumen und Auslaufgeschwindigkeit abgestimmte Zeit frei. Ein Thermostat mit Heizung hält ständig den Heißwasservorrat bereit. Diese einfache Automatik berücksichtigt noch nicht den automatischen Wassernachfluß für den Heißwasserbereiter und die (in der Praxis notwendige) automatische Blockierung der Funktion, wenn Tee- oder Kaffee-Extrakt verbraucht ist und die Vorratsbehälter leer sind. Hierauf sei im folgenden verzichtet, auch auf Fragen des Münzeinwurfs wird nicht eingegangen. Die Getränke seien im Beispiel kostenlos abzugeben. Die Automatik muß, sobald ein Wahlknopf (aber nicht, wenn versehentlich oder absichtlich beide) betätigt wird, folgende Ablaufschritte ausführen:

1. Prüfen, ob Füll- und Entnahmefach frei ist. Wenn nein, Stopp. Wenn ja:
2. Becher auswerfen,
3. Kontrolle, ob Becher im Füllschacht steht. Wenn nein, Stopp. Wenn ja:
4. Kaffee- oder Tee-Extrakt für eine dosierte Zeit einlaufen lassen,
5. Heißwasser für eine dosierte Zeit zulaufen lassen,
6. Rückstellen aller Funktionsgruppen,
7. Bereitmeldung mit Lampe und Wiederfreigabe der Wahltasten, nachdem der Becher entnommen wurde.

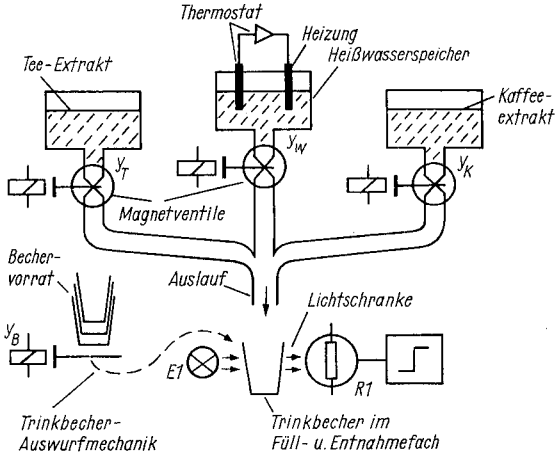


Bild 4.105
Prinzipielle Funktionsdarstellung für den mechanischen Aufbau eines Getränkeautomaten

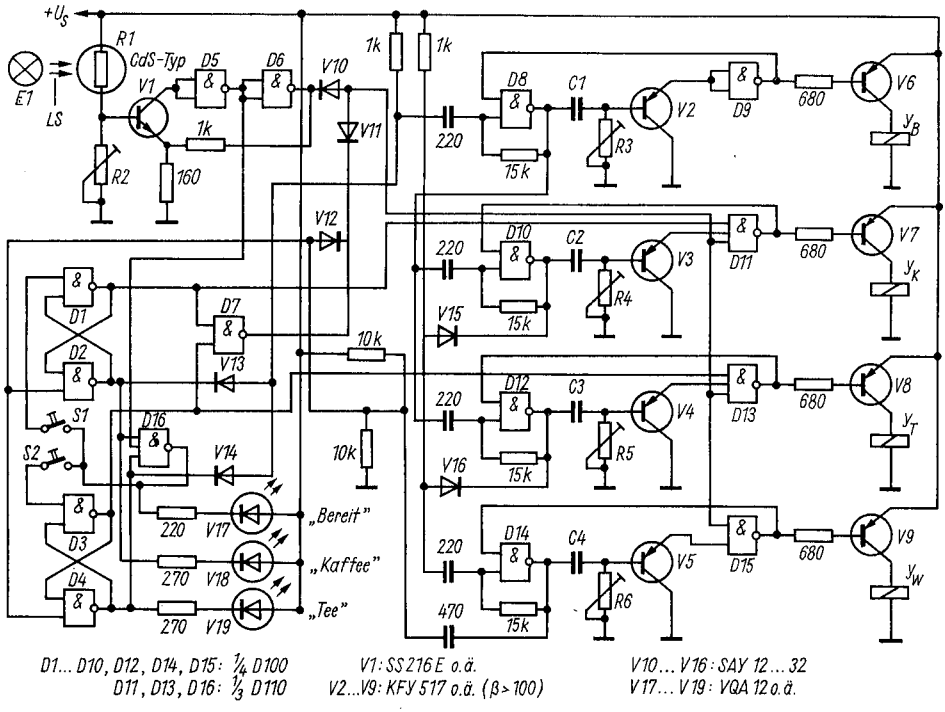


Bild 4.106
Ablaufsteuerung für einen Getränkeautomaten nach Bild 4.105

Dieser Ablauf wird mit einer Schaltung nach Bild 4.106 realisiert. Lampe E1 und Fotowiderstand $R1$ bilden die Lichtschranke LS, die der ordnungsgemäß im Füllfach stehende Becher unterbricht. Ist kein Becher vorhanden, wird $R1$ beleuchtet, V1 geöffnet, und der Trigger (D5, D6) führt am Ausgang L-Pegel. Dieser verriegelt über die Diode V10 die Gatter D11, D13, D15, womit alle Magnetventile geschlossen sind (sie öffnen über V7...V9 bei L am jeweiligen Gatterausgang, Bedeutung Bild 4.105). Beim praktisch ausgeführten Modell steuert man die Ventile zweckmäßig nicht direkt vom Transistorkollektor, sondern z. B. über Thyristoren nach Bild 4.53c oder Bild 4.54 an. Die FF D1, D2 (für Kaffee) und D3, D4 (für Tee) sind in Ruhe so gesetzt, daß die Ausgänge D1 und D3 L-Pegel haben. Ausgang D7 hat somit H-Pegel. Hinter D5 ist, wenn kein Becher im Fach steht, ebenfalls H-Pegel, so daß D16 an allen Eingängen H-Signal und demnach ausgangsseitig L-Pegel hat. Hiermit sind die Wahltasten S1 und S2 aktiviert, und die Bereitschaftsanzeige V17 leuchtet. Steht noch ein Becher im Fach, ist hinter D5 L-Pegel, D16 führt H-Pegel und S1, S2 sind demzufolge wirkungslos. V17 ist erloschen und ein Auslösen der Funktion mit den Tasten nicht möglich. Liegt am Ausgang D16 L-Pegel, so kann S1 oder S2 geschlossen werden. Damit wird der zugehörige FF gesetzt und speichert den gewünschten Zustand. Gleichzeitig geht dabei entweder D2 oder D4 ausgangsseitig nach L, die Lichtemitterdioden V18 oder V19 leuchten auf, und das gewählte Getränk ist gekennzeichnet. D16 erhält an

einem Eingang L, sein Ausgang geht nach H, und beide Tasten sind abgeschaltet. Das Drücken der zweiten Taste bleibt wirkungslos, weil die Wahl bereits getroffen ist. Über die Diode V13 oder V14 löst der bei Tastenbetätigung entstandene HL-Übergang den ersten Monoflop (D8, V2, D9) aus, dessen Ausgang geht auf L. Damit öffnet V6, und der Magnet Y_B gibt einen Becher frei, der in das Vorratsfach gleitet. Mit *R*3, *C*1 wird die für diesen Vorgang notwendige Zeit, bis der Becher sicher im Füllfach steht, festgelegt. Sobald diese Zeit abgelaufen ist, schaltet der Monoflop zurück, womit Ausgang D9 H wird und Ausgang D8 nach L geht. Dieser HL-Übergang hinter D8 löst 2 weitere Monoflop aus (D10, D11 oder D12, D13). Voraussetzung dafür ist, daß inzwischen der Becher tatsächlich im Füllfach angekommen ist und die Lichtschranke abgedeckt hat (V1 sperrt, Ausgang D6 hat H, wenn der Becher ordnungsgemäß steht). Nur unter diesen Bedingungen sind D11, D13 und D15 nicht mehr über die Diode V10 verriegelt, und nur dann können die Monoflop ansprechen. Einer der beiden (D11 oder D13) ist jedoch noch vom FF (D1 oder D3) her verriegelt, so daß tatsächlich nur der Monoflop D11 oder D13 anspricht, je nachdem, welche Wahltaste gedrückt (welcher FF gesetzt) ist und wenn der Becher im Füllfach steht. Über Y_T oder Y_K wird jetzt für eine dem Mischungsverhältnis entsprechende Zeitspanne (diese »Dosierung« erfolgt mit *R*4, *C*2 bzw. *R*5, *C*3) Extrakt in den Becher gefüllt. Hiernach schaltet der Monoflop zurück, schließt das Extraktventil, wobei am Ausgang D10 oder D12 ein HL-Übergang entsteht, der über Diode V15 oder V16 sofort danach den dritten Monoflop (D14, V5, D15) startet. Sofort nach dem Extrakt folgt also Wasser, für die mit *C*4, *R*6 bemessene Zeitspanne, die das Bechervolumen korrekt füllt. Sobald auch dieser Vorgang beendet ist, schaltet D15 Y_W wieder ab, wobei am Ausgang von D14 ein HL-Übergang auftritt, der (über 470 pF differenziert) einen kurzen Rückstellimpuls für die FF D2 und D4 liefert, so daß diese wieder in die Ruhelage gesetzt werden. Damit erlischt V18 bzw. V19. Weil der gefüllte Becher zunächst noch im Fach steht, ist hinter D5 noch L-Pegel vorhanden, und Ausgang D16 bleibt noch H. Ein erneutes Auslösen über S1 oder S2 ist nicht möglich. Die Leuchtdiode V17 ist noch erloschen. Dieser Zustand wird erst aufgehoben, und die Tasten werden wieder aktiviert, wenn man den Becher entnimmt und somit V1 wieder durchsteuert.

Wird absichtlich von außen ein Becher oder ein anderes Gefäß in das Füllfach gestellt, um es anschließend zu füllen, so würde (weil der Ablauf mit einem Auswurf beginnt) der Becher verklemmen. Da ein vor Tastendruck in das Füllfach gestelltes Gefäß wiederum durch Abschatten von *R*1 L-Pegel am Ausgang D5 und damit H-Pegel am Ausgang D16 bewirkt und damit auch die Tasten wirkungslos sind, ist dies jedoch nicht möglich. Setzen infolge einer Störung beliebiger Herkunft beide FF zugleich, so würde das gleichzeitiges Öffnen der Ventile Y_K und Y_T mit falscher Mischung und Überlaufen des Bechers bedeuten. Falls beide FF gesetzt wären, hätten beide Eingänge des D7 H und sein Ausgang L, über die Diode V11 würden D11, D13, D15 sofort gesperrt und damit alle Ventile sofort geschlossen. Über die Diode V12 werden beide FF rückgesetzt, weil sonst durch den fehlenden Funktionsablauf u. U. der vom Ausgang D14 kommende Rückstellimpuls ausbleiben kann! Falls man den Becher vorzeitig entnimmt, während noch Flüssigkeit einläuft (bevor alle Monoflop rückgekippt sind), wird die Lichtschranke frei, damit sofort Ausgang D6 L und durch Sperren aller Ventile über D11, D13, D15 der Ablauf sofort abgebrochen. Die verhältnismäßig einfache (immerhin schon 5 IS *D 100* erfordernde) Schaltung berücksichtigt also bereits die wichtigsten Funktionen und Störungsfälle. Sie ist für Modellaufbauten ausreichend, wenn der Amateur über ge-

eignete Magnetventile verfügt und einen mechanischen Aufbau sinngemäß nach Bild 4.105 realisieren kann.

4.4.2. Drehzahlsteuerung für Modellmotoren

Für die Drehzahlsteuerung von Motoren über längere Leitungen oder andere (auch drahtlose) Übertragungswege ist u. a. das Proportionalimpulsverfahren bekannt, das insbesondere in der Modellfernsteuertechnik oft benutzt wird. Die im folgenden zwischen Geber und Empfänger angenommene »Leitung« muß nicht unbedingt eine drahtgebundene Verbindung sein. Da man auf ihr Impulsfolgen überträgt, ist dies auch über andersartige modulierbare Sende- und Empfangsanlagen (Funkfernsteuersender, Induktionsschleifenverfahren, mit modulierter Lichtstrahlverbindung usw.) möglich. Das Prinzip beruht darauf, daß eine Impulsfolge mit konstanter Frequenz, aber veränderlicher Impulsbreite (veränderlichem Impuls/Pausen-Tastverhältnis) erzeugt wird, wobei die Impulsbreite das Maß für die Motordrehzahl ist, welches man im Empfängerteil entsprechend auswertet. Die folgenden Beispiele sind für die Drehzahlfernsteuerung eines Modellmotors üblicher Art (Spielzeugmotoren) bestimmt.

Bild 4.107 zeigt die Schaltung des Gebers. Ein Impulsgenerator (nach Bild 4.8) erzeugt eine Taktfrequenz, deren Absolutwert relativ unkritisch ist und für Modellmotoren bei etwa 500...800 Hz liegen kann. Mit Schalter S läßt sich der Geber stillsetzen. Der Ausgang des Impulsgenerators (D2) löst in regelmäßigem Abstand den Monoflop (D3, V1, D4) aus. Die Breite des Ausgangsimpulses t am Leitungsausgang stellt man mit $R1$ zwischen 0,1...2 ms ein. Die längste Zeit entspricht damit gerade der Periodendauer der Generatorfrequenz, so daß theoretisch am Leitungsausgang ständiger L-Pegel auftreten würde. Dieser L-Zustand ist der maximalen Drehzahl des Motors zugeordnet. H-Pegel am Leitungsausgang entspricht Drehzahl Null (S schließen). Praktisch ist die Maximaldrehzahl nicht ganz zu erreichen, weil der Monoflop durch seine Erholzeit (Wiederbereitschaftszeit, Abschnitt 4.1.2.) mit verkürzter Haltezeit t reagiert. An seinem Ausgang treten also noch kurze H-Impulse auf. In der Praxis lassen sich etwa 90% der mit ständigem L-Pegel möglichen Motordrehzahl erreichen. Die Haltezeit des Monoflop bei maximalem Wert von $R1$ muß natürlich entsprechend auf die Periodendauer des Taktgebers abgestimmt sein, was man (bei anderen Werten als die in Bild 4.107 angegebenen) durch entsprechend aufeinander abgestimmte Werte für die Kondensatoren in Generator und Monoflop erreicht. $R1$ in Bild 4.107 ermöglicht es demzufolge, bei gleichbleibender Frequenz die Pulsbreite t zu regeln und mit ihr die Motordrehzahl. In welcher Weise man die Ausgangsimpulse zur Empfänger- bzw. Auswerteschaltung überträgt, ist gleichgültig, sofern am Ende des Übertragungskanals wieder die ursprüngliche Impulsform gewonnen wird.

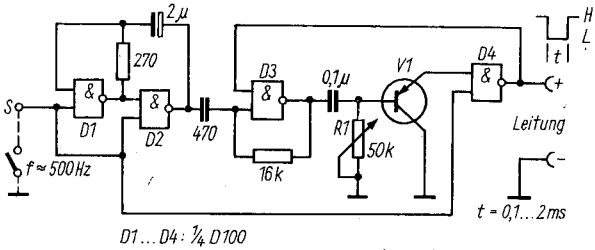


Bild 4.107
Impulsbreiten-Drehzahlsteuerung für Modellmotoren (Geberteil)

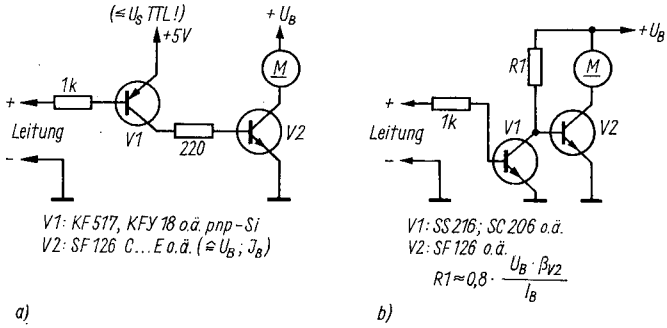


Bild 4.108
Empfängerteile (Motorsteuerung) für den Drehzahl-Geberteil nach Bild 4.107. a – mit npn-Transistor, b – mit pnp-Transistor

Bild 4.108 zeigt 2 einfache Auswerteschaltungen für die Empfängerseite. Beide sind für die Drehzahlsteuerung in einer Drehrichtung vorgesehen. In Variante Bild 4.108a ist V1 ein pnp-Transistor, der emitterseitig jedoch (falls der Eingang »Ltg« unmittelbar über Kabel mit dem Geberausgang Bild 4.107 verbunden ist) nicht mehr als die Speisespannung der IS im Geber erhalten darf, da bei dieser Schaltung das Emitterpotential von V1 am Ausgang des Gatters D4 im Geber als Sperrspannung wirksam wird. V2 und die Motorbetriebsspannung $+U_B$ wählt man nach den Motordaten. Dabei ist zu beachten, daß V2 für eine Strombelastbarkeit ausgelegt sein muß, die der Motorstromaufnahme im blockierten Motorzustand (meßbar bei von Hand angehaltenem Motor) entspricht. Für den als V2 angegebenen *SF 126* darf der blockierte Motor maximal 0,5 A aufnehmen. Das gleiche gilt für die npn-Variante (Bild 4.108b) bezüglich V2. Diese Variante ist im Ruhestromverbrauch (gestoppter oder sehr langsam laufender Motor) etwas ungünstiger als bei Bild 4.108a (Stromverbrauch von $R1$). $R1$ wird nach der angegebenen Beziehung je nach $+U_B$ und Motordaten bemessen. Für I_B ist wiederum der Motorstrom im blockierten Zustand einzusetzen! Für V2 sind hohe β-Werte vorteilhaft. Verringert man die Impulsfrequenz im Geber auf etwa 25 Hz (alle *C*-Werte in Bild 4.107 auf das 20fache erhöhen), so ergibt sich für den Motor ein deutlich hörbares »Rütteln« des Ankers, was für extrem niedrige Drehzahlen zur Überwindung der Ruhereibung nachgesetzter Getriebe sehr vorteilhaft sein kann.

Bild 4.109 zeigt eine Schaltung für die Drehzahlsteuerung in beiden Richtungen. Die Motorstromaufnahme (bei $+U_B$) entspricht ständig dem Maximalwert, weil der Motor in den Impulspausen nicht abgeschaltet, sondern ständig umgepolt wird. Je nach Motoreigenschaften und Verwendungszweck kann eine niedrigere Impulsfrequenz (bis 25 Hz reduziert) mit entsprechend »rüttelndem« Motoranker vorteilhafter sein. Bei Bild 4.108 steht der Motor, wenn auf der Leitung H-Pegel liegt, was mit $R1 = 0\,\Omega$ (Bild 4.107) ebenfalls erreicht wird. S ist dann nicht notwendig. Das bedeutet allerdings bei Variante Bild 4.94b bei einer Leitungsunterbrechung (V1 sperrt), daß der Motor sofort auf volle Drehzahl geht. Bei Bild 4.108a bleibt er in diesem Fall stehen. Für Bild 4.109 ist die Drehzahl Null, wenn Impuls- und Pausenlänge gleich sind (Tastverhältnis 1:1), also in Mittelstellung von $R1$ (Bild 4.107). Fällt die Impulsfolge aus, dreht der Motor mit maximaler Drehzahl in einer Richtung. Um dies zu vermeiden, ist bei Bild 4.109 eine Impulsausfallkontrolle mit V5 vorgesehen, deren Wirkung zunächst betrachtet sei. Solange am Eingang »Ltg.« eine Impulsfolge anliegt, öffnet die

LH-Flanke des Impulses über $C1$ V5 (die HL-Flanke entlädt $C1$ sofort wieder über die Diode). Der Emitterstrom von V5 hält $C2$ ständig geladen. Der H-Pegel an $C2$ hält D1 und D2 geöffnet. Fallen die Impulse aus, so wird $C2$ sehr schnell entladen. $C2$ ist so zu bemessen, daß er auch bei der kürzesten im Geber einstellbaren Impulszeit noch auf H-Pegel geladen wird. Über den 330-Ω-Widerstand erhalten D1, D2 L-Pegel. Beide Gatter haben dann ausgangsseitig H, so daß an den Ausgängen D3 und D4 zugleich L-Pegel steht, womit V1, V2 gesperrt und der Motor abgeschaltet ist. Eine vorhandene Impulsfolge öffnet über D1, D3 und wegen der Negation mit D2, im Gegentakt dazu D4. Es liegt also stets für die Impulsdauer t am Ausgang D4 H-Pegel und hinter D3 L-Pegel vor (V1 sperrt, V2 öffnet). In der Impulspause sind die Verhältnisse umgekehrt. Über $R1$ und $R2$ werden im Gegentakt die Transistoren V3, V4 gesteuert. Mit V1 öffnet stets zugleich V4 (der Motor erhält am rechten Anschluß $+U_B$), mit V2 öffnet V3 (der Motor erhält am linken Anschluß $+U_B$). Der Motor wird also ständig umgepolt, wobei Drehzahl und Drehrichtung davon abhängen, welche Polarität für welche Zeitdauer überwiegt. Für V1...V4 gilt bezüglich ihrer Strombelastbarkeit das schon bei Bild 4.108 Gesagte. $R1$ und $R2$ hängen von U_B ab, wenn der Motorstrom 0,5 A nicht überschreitet (im Blockierzustand gemessen!) und die in Bild 4.109 angegebenen oder datenähnliche Transistoren benutzt werden. Der Kollektor von V5 ist mit an die Betriebsspannung der IS (+5 V) zu legen. Die Schaltung nach Bild 4.109 ermöglicht mit $R1$ im Geber (Bild 4.107) eine Drehzahlsteuerung von Null nach beiden Drehrichtungen bis zu etwa 90% der vollen Motordrehzahl und eignet sich insbesondere gut, um niedrige Drehzahlen einzustellen.

4.5. Periodische Schalter, Zeitschalter und Taktgeber

4.5.1. Universell verwendbare Taktgeberschaltungen

Für universelle bzw. dem jeweiligen Zweck angepaßte Taktgeberschaltungen sei auf Abschnitt 4.1.3. verwiesen. Für Blinklichtgeber und ähnliche Zwecke siehe auch Abschnitt 4.2.1. Je nach Verwendungszweck lassen sich derartige Taktgeber (bei entsprechend langen Taktzeiten) auch mit Ausgabeorganen nach Abschnitt 4.1.12. kombinieren.

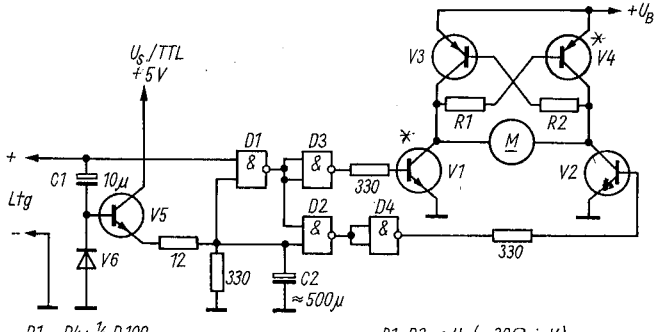


Bild 4.109
Empfängerteil und Motorsteuerung für beide Drehrichtungen. Zugehöriger Geberteil nach Bild 4.107

4.5.2. Taktgeber für Film-Zeitraffergeräte

Zeitschalter für Einzelbildschaltung bei Schmalfilmkameras sind bei den Amateuren sehr beliebt. Grundsätzlich bieten derartige Zeitablaufsteuerungen keine Besonderheiten, sie erfordern jedoch meist einen sehr großen möglichen Einstellbereich für die Zeit sowie (je nach Aufgabenstellung, vorzugsweise für wissenschaftliche und dokumentarische Zeitrafferstudien) oft eine genaue Zeitbasis bzw. gute Langzeitkonstanz. Außerdem wird fast immer ein Zeitablauf in mehreren Funktionsstufen gefordert, der gewöhnlich nach dem Schema abläuft:

1. Einschalten vorhandener Objektbeleuchtung (Fotolampen oder Aufladeschaltung eines Elektronenblitzgeräts).
2. Nach einer gewissen, für die Aufheizung der Fotolampen oder Ladung des Elektronenblitzgeräts erforderlichen Verzögerungszeit Auslösen der Filmkamera (Einzelbildschaltung über Elektromagnetauslöser).
3. Abschalten von Filmauslöser und Beleuchtung.
4. Ablauf der vorgewählten Pausenzeit bis zur nächsten Einzelaufnahme.

Auf die Wiedergabe vollständiger Schaltungen für diesen Zweck sei verzichtet, da sie vom Amateur aus den in diesem Buch angegebenen Einzelschaltungen zu kombinieren sind. Für hohe Genauigkeiten bei langen Abständen zwischen den Einzelaufnahmen ist oft ein Impulszähler (Prinzip der Digitaluhr oder des später beschriebenen Zählfrequenzmessers) mit genauer Zeitbasis erforderlich. Dazu läßt sich ein geeigneter Langzeitschalter mit einem Monoflop kombinieren. Der Zeitschalter löst zunächst wie oben (Funktionsschritt 1) aus und startet zugleich den Monoflop. Der nach Ablauf seiner Haltezeit rückkippende Monoflop »veranlaßt« Schritt 2. Er kann zugleich einen weiteren Monoflop starten, der nach Ablauf den Schritt 3 bewirkt. Die bei derartigen Entwürfen auftretenden Probleme sind weniger schaltungstechnischer Art, sondern vorwiegend von der film- und aufnahmetechnischen Seite her gegeben und demzufolge auch abhängig von der entsprechenden Aufgabenstellung. Der interessierte Amateur erhält durch [50] einen recht guten Überblick über die grundsätzlichen Besonderheiten derartiger Geräte. Die dort gezeigten Schaltbeispiele lassen sich z. T. mit äquivalenten IS aus der RGW-Produktion realisieren, im übrigen kann man sie sinngemäß übernehmen und auf anderem Wege mit Schaltungen dieses Buches realisieren. Eine entsprechende Kombination besteht beispielsweise aus einem Sekundentaktgeber (Abschnitt 4.5.3.), einer Impulszählerschaltung, die mit der in Abschnitt 4.6. beschriebenen Programmierschaltung versehen wird (die Zahl der »programmierten« Sekundenschritte entspricht dem gewünschten Aufnahmeintervall), und einer Ablaufsteuerung mit mehreren Monoflop. Wie solche Mehrschrittabläufe herzustellen sind, wurde schon in Abschnitt 4.4.1. gezeigt. Der Aufwand für derartige Zeitraffergeräte ist also u. U. erheblich, ihre Präzision aber meist entsprechend hoch. Einfachste Zeitraffer bestehen stets aus einem Zeitschalter und mindestens einem Monoflop, da praktisch immer vor Auslösen der Kamera eine Beleuchtung einzuschalten ist, was der Zeitschalter übernimmt. Der zugleich gestartete Monoflop kann mit seiner Rückflanke z. B. den Zeitschalter erneut starten und auch die Kamera auslösen. Falls die Einschaltzeit für deren Auslöser gesondert zu begrenzen ist, übernimmt dies ein weiterer Monoflop. Diese Hinweise mögen dem Amateur als Anhaltspunkte für eigene Entwürfe mit den in diesem Buch gezeigten Grundschaltungen genügen. Die Schaltungsbeschreibung eines mit etwa 20 TTL-IS der DDR-Produktion bestückten Programmablaufsteuergeräts, das vollständig digital arbei-

tet und alle Anforderungen auch für professionelle Anwendungen erfüllt, enthält [70]. Ferner ist inzwischen mit [71] eine umfassende Schaltungssammlung für das Gesamtgebiet der Foto- und Filmtechnik erschienen, die alle erforderlichen Unterlagen bietet. Auf film- und fototechnische Anwendungen wird deshalb hier nicht mehr besonders eingegangen.

4.5.3. Sekundentaktgeber

Für viele Zwecke, insbesondere für Langzeitgeber großer Genauigkeit, benötigt man Sekundentaktgeber. Nicht immer wird dabei der Aufwand für einen Quarzgenerator (Quarzfrequenz 1 MHz oder 100 kHz) mit anschließender Frequenzteilung 10^6:1 oder 10^5:1 lohnen. Für geringere Genauigkeiten bestehen prinzipiell 2 einfachere Möglichkeiten. Ein Multivibrator mit 1 Hz Schwingfrequenz läßt sich so konzipieren, daß er sehr frequenzstabil arbeitet. Wie bei allen freilaufenden *RC*-Generatoren hat auch dies natürlich Grenzen. Bei optimalem Aufbau sind bei Langzeitbetrieb und 1 Hz Genauigkeiten um $1...2 \cdot 10^{-3}$ erreichbar. Die andere Möglichkeit ist, die Netzfrequenz als Zeitnormal zu benutzen (maximale Genauigkeit $\approx 1 \cdot 10^{-2}$!). Dabei kommt man mit einer 50:1-Frequenzteilung und entsprechend geringerem Aufwand an IS aus. Experimentierfreudige Amateure können statt der Netzfrequenz die 50-Hz-Vertikalkippfrequenz eines Fernsehgeräts in geeigneter Weise auskoppeln. Sie ist studioseitig mit sehr hoher Genauigkeit stabil gehalten. Freilich ist dieses Verfahren nur anwendbar, sofern der Empfänger auf einen Fernsehsender eingestellt ist und dieser sendet! Immerhin ist das über große Zeiträume des Tages der Fall, zumindest während der Sendezeiten steht dadurch dem Amateur eine 50-Hz-Frequenz extrem guter Genauigkeit zur Verfügung und damit auch ein entsprechend genauer 1-s-Takt. Bild 4.110 zeigt zunächst eine sehr einfache Multivibratorschaltung, die bei einigermaßen konstanter Umgebungstemperatur und selbstverständlich sehr gut stabilisierter Betriebsspannung (dazu Abschnitt 2.4.1. und insbesondere Abschnitt 2.4.4.!) eine Langzeitgenauigkeit von etwa $1 \cdot 10^{-3}$ ermöglicht. Hauptfehlerfaktor sowohl bezüglich des Einflusses der Umgebungstemperatur als auch der Alterung sind dabei die Kapazitäten. Dafür eignen sich nur hochwertige Elektrolytkondensatoren, die man vor dem Einbau einige Tage an Nennbetriebsspannung nachformiert. Beide Kondensatoren sollten gleiche Kapazität haben (vorher ausmessen). Mit je 10 µF erreicht man mit dieser Schaltung 50 Hz. Die Frequenz ist mit *R*1 fein abzugleichen. Der 1-Hz-Takt muß dabei mit einer genau gehenden Stoppuhr über längere Zeit kontrolliert werden. Statt dieses recht langwierigen Verfahrens sei der fortgeschrittene Amateur auf eine andere Möglichkeit verwiesen. Ausgang Q oder $\overline{Q}$ des Taktgebers Bild 4.110 läßt sich über einen Kondensator auf einen geeigneten Schaltungspunkt im Videoteil eines Fernsehempfängers einkoppeln (u. U. direkt an der Bildröhrenkatode). Ist der (unbedingt bis ≧ 1 kV spannungsfeste) Kondensator je nach Empfängertyp und Einkoppelpunkt geeignet bemessen (Größenordnung einige Nanofarad), so erhält man im

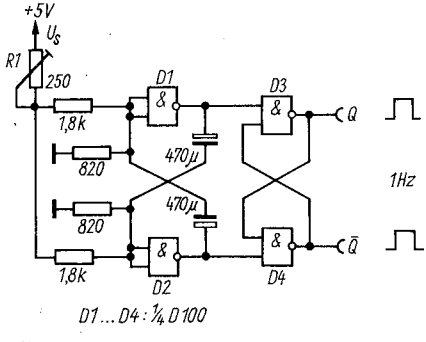


Bild 4.110
Sekundentaktgeber

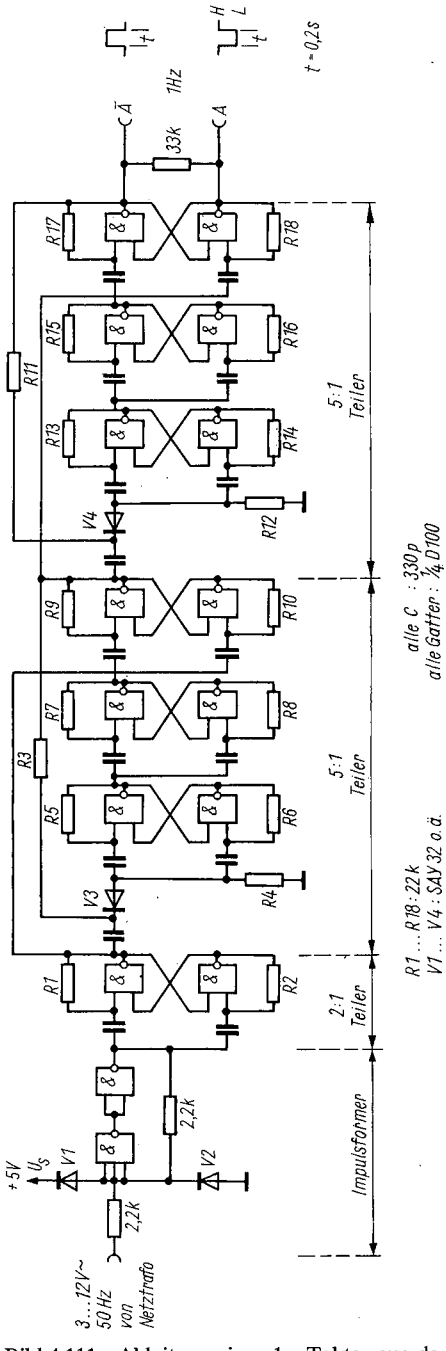
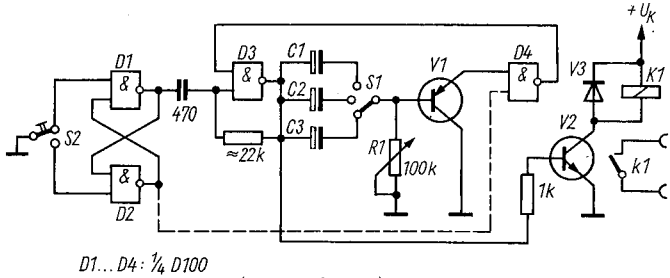


Bild 4.111 Ableitung eines 1-s-Taktes aus der 50-Hz-Netzfrequenz

Fernsehbild eine gut erkennbare dunkle oder helle horizontale Linie (ähnlich einem »Brummbalken«), die jedoch nur im 1-s-Abstand auftritt. *R* 1 im Taktgeber wird nun so abgeglichen, daß diese Linie über mindestens einige Minuten hinweg ihre Lage auf dem Bildschirm nicht ändert. Die Funktion des Taktgebers ([2]) entspricht der des herkömmlichen symmetrisch gekoppelten Transistormultivibrators. Eine Schaltung zur Ableitung eines 1-Hz-Takts aus der 50-Hz-Netzfrequenz zeigt Bild 4.111. Am Eingang des Impulsformers (Trigger nach Bild 4.2a, der für gegen Masse symmetrische Wechselspannung, also negative Halbwellen ausgelegt ist, Bild 4.2b!) ist eine Überspannungsbegrenzung vorhanden. Auch die Wechselspannung eines Transformators darf man also im angegebenen Bereich unmittelbar verwenden. Für höhere Spannungen muß der 2,2-kΩ-Eingangswiderstand vergrößert werden. Dem Trigger folgt eine 10:1-Frequenzteilung nach Bild 4.30, die als Serienschaltung eines 2:1- mit einem 5:1-Teiler dargestellt ist. Am Ausgang des 5:1-Teilers sind 5 Hz vorhanden. Es folgt ein weiterer 5:1-Teiler, dessen Ausgang 1 Hz liefert. Um den Aufwand zu verringern, werden für alle Teilerstufen flankengetriggerte RS-FF verwendet, so daß insgesamt 4 IS *D 100* ausreichen. Da diese spezielle FF-Ausführung auf ihrem Ausgangsimpuls bei A bzw. $\overline{A}$ leichte »Überschwing«-Spannungsspitzen über den H-Pegel (Impulsdach) hinaus aufweist, ist ausgangsseitig ein mit 33 kΩ bemessener Widerstand vorhanden, der vorsorglich diese Pegelspitzen (die von den Umschaltflanken der vorangehenden Teilerstufe herrühren) beseitigt. Die Zuordnung der Gatter zu den IS ist beliebig. Sie sollte der günstigsten Leitungsführung entsprechen. Jede IS benötigt einen Stützkondensator (Bild 1.24)!

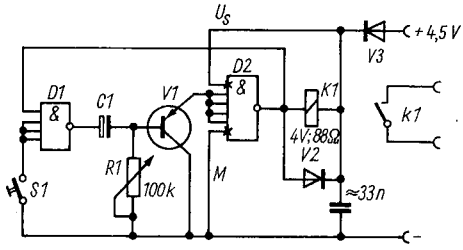
4.5.4. Zeitschalter für Belichtungsuhren und allgemeine Zwecke

Für Dunkelkammer-Belichtungsuhren und vergleichbare Zwecke ermöglicht die TTL-Technik Zeitschalter nach ähnlichen Prinzipien wie mit Einzeltransistoren ([1]). Bild 4.112 zeigt einen derartigen Aufbau. Er ist jedoch nur in Verbindung mit anderen TTL-Baugruppen ökonomisch sinnvoll, weil z. B. eine vergleichbare Schaltung nur mit Transistoren weniger Aufwand für die Speisestromversorgung und weniger Bauelemente benötigt. Die Schaltung nach Bild 4.112 eignet sich auch nicht für extrem lange Zeiten (mit 1000 µF für den zeitbestimmenden Kondensator für maximal etwa 100 s). Deshalb sollte der Amateur prüfen, ob die Schaltung mit MOS-IS (Abschnitt 3.2.2.) oder Varianten mit diskreten MOSFET ([1], [9]) günstiger sind. Der Zeitschalter nach Bild 4.112 ist ein Monoflop (siehe auch Bild 4.6 und Bild 4.7). Ein HL-Übergang am Ausgang D1 startet ihn. Das Differenzierglied 470 pF, 22 kΩ bewirkt, daß der Monoflop bei kurz eingestellter Zeit auch dann zurückschaltet, wenn die Starttaste S2 noch gedrückt ist. Ein Kontaktprellschutz wäre nicht unbedingt erforderlich. Man könnte D1, D2 weglassen, den Kondensator 470 pF über etwa 5 kΩ nach $+U_s$ legen und zwischen den Kondensator und Masse S2 direkt anschließen. Die in einer IS *D 100* ohnehin vorhandenen restlichen 2 Gatter wurden aber für diesen Zweck mitbenutzt. Wenn die punktiert gezeichnete Verbindung D2, D4 vorgesehen ist, läßt sich bei Bedarf eine zusätzliche Funktion erreichen. In diesem Fall wird beim Loslassen von S2 der Zeitablauf sofort beendet, Relais K1 (das nach Schließen von S2 anzieht und nach der mit S1 und *R*1 gewählten Zeit wieder abfällt) bleibt mit dieser Ergänzung nur angezogen, solange S2 noch gedrückt ist. Auch eine gesonderte Taste für vorzeitigen Zeitabbruch ist möglich. Sie wäre zwischen den zweiten Eingang des Gatters D4 und Masse zu schalten. Die Relaisbetriebsspannung entspricht dem jeweils vorhandenen Relais (Daten von V2 auch danach wählen!). V1 soll ein Germanium-pnp-Typ mit $\beta \geqq 200$ sein. Sonst läßt sich *R*1 nur mit 50 kΩ bemessen, und es ergeben sich für alle Zeiten doppelt große *C*-Werte. Mit *R*1 = 100 kΩ sind für *C*1...*C*3 etwa 10 µF je Sekunde anzusetzen. Mit S1 stellt man den Zeitbereich grob und mit *R*1 fein ein. *R*1 kann mit Stoppuhr in Sekunden kalibriert werden. Bild 4.113 zeigt eine vereinfachte Ausführung nach diesem Prinzip, die speziell für Batteriebetrieb (z. B. an Taschenlampenbatterie) geeignet ist. Sie ist auf minimalen Aufwand ausgelegt. Der Ausgang der IS *D 140* steuert direkt das Relais. Für Starttaste S1 sind keine besonderen Vorkehrungen erforderlich. Für *C*1 und *R*1 sowie V1 gilt das bei Bild 4.112 Gesagte. Mit *C*1 = 5000 µF lassen sich



D1...D4: ¼ D100
V1: GC 100 o.ä. (Ge-pnp; β ≥ 200)
V2: SF 126 o.ä. (β ≈ 50; Daten ≙ U_K, I_K)
V3: beliebig (≈ U_K)
C1...C3: nach Bedarf; ≈ 1s je 10 µF mit R1 = 100 k

Bild 4.112
Zeitschalter für allgemeine Anwendungen

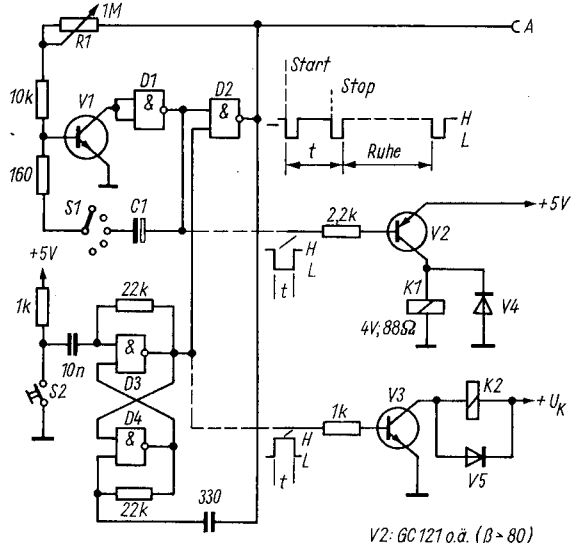


D1, D2: ½ D140
V1: GC100 o.ä. Ge-pnp ($\beta \geq 200$)
V2, V3: GY100 o.ä. Ge ≥ 0,1 A
C1: 100...500 µF

Bild 4.113
Vereinfachter Zeitschalter für Batteriebetrieb

maximal etwa 6...8 Minuten Relaisanzugzeit erreichen. Die Diode V3 schützt bei Batteriebetrieb gegen Verpolung. Für 6-V-Batteriebetrieb ist bei V3 eine Siliziumdiode (*SY200* o.ä.) zu verwenden.

Hauptproblem bei der praktischen Realisierung derartiger Schaltungen für lange Zeiten sind die erforderlichen großen *C*-Werte. Daß man auf Umwegen auch mit kleineren *C*-Werten auskommen kann, zeigt das Beispiel in Bild 4.114. Für die Ankopplung eines Schaltrelais bestehen dabei 2 Möglichkeiten, beide wurden angedeutet. Während des einstellbaren Zeitintervalls *t* ist am Ausgang des Gatters D1 L-Pegel vorhanden, hier läßt sich ein Relais über pnp-Transistor V2 anschließen, das aus der TTL-Betriebsspannung gespeist wird und daher die angegebenen Daten haben soll. Am Ausgang D3 ist während der Zeit *t* H-Pegel vorhanden. Die mögliche Anschlußweise mit einem npn-Transistor V3 ist im allgemeinen günstiger, da sie für Relais K2 mehr Spielraum in der Wahl seiner Daten und der Relaisbetriebsspannung U_K läßt. Besonders interessant wird diese Schaltung im Zusammenhang mit der Ansteuerung folgender TTL-Baugruppen, insbesondere von FF (flankengetriggerte RS-FF nach Bild 4.24a oder *D172* nach Bild 4.27, auch *D174* oder Zähldekaden usw.). Für derartige Zwecke ist dieser Zeitschalter gut als Start-Stopp-Generator geeignet, da er am Ausgang A sowohl im Startmoment als auch im Stopp-



D1... D4: ¼ D100
V1: SS216E,F
V2: GC121 o.ä. ($\beta > 80$)
V3: SF126 o.ä. ($\beta > 60$; Daf. ≥ K)
V4, V5: beliebig (> U_K)

Bild 4.114
Zeitschalter für längere Zeiten mit kleinerem *C*-Wert gegenüber Bild 4.112 und Bild 4.113

moment jeweils einen kurzen und flankensteilen, nach L gehenden Impuls (Dauer $\approx 0{,}2 \ldots 10$ ms je nach Größe von $C1$) abgibt. Während des Zeitablaufs t wie auch in der Ruhelage ist Ausgang A H! Die zeitbestimmenden Glieder für das Zeitintervall t sind $R1$ und $C1$. Der Kondensator kann über S1 (ähnlich wie in Bild 4.112 dargestellt) für die Zeitbereichswahl umschaltbar sein. Man erreicht bei dieser Schaltung $t \approx 1$ s je Mikrofarad Kapazität bei $C1$, was für gleichen C-Wert etwa 10fach längere Zeit gegenüber der Variante in Bild 4.112 bedeutet. Der RS-FF (D3, D4) ist im Ruhezustand, wenn am Ausgang D3 L liegt. Damit ist am Ausgang D2 H-Pegel vorhanden, über $R1$ ist V1 geöffnet (Voraussetzung ist $\beta_{V1} \geqq 350$, falls $R1 = 1\,\text{M}\Omega$) und damit Ausgang D1 ebenfalls auf H-Pegel. Der Schaltungsteil mit V1, D1, D2 stellt einen Taktgeber nach Bild 4.9 dar, der im beschriebenen Zustand blockiert ist. Zum Starten schließt man S2, so daß Ausgang D3 H wird. D2 wird freigegeben, der Taktgeber beginnt mit einem L-Impuls am Ausgang A zu arbeiten. Da in Serie mit $C1$ nur 160 Ω liegen, ist dieser Impuls sehr kurz. Der beim Start entstehende HL-Übergang an D2 (A) würde den FF (D4) über $C = 330$ pF zurückstellen, jedoch ist zu diesem Zeitpunkt S2 noch geschlossen. Die Zeitkonstante am Eingang D3 ist mit 22 kΩ und 10 nF wesentlich größer als bei D4 (22 kΩ und 330 pF), so daß der von S2 bewirkte Setzimpuls noch anhält, wenn der von A kommende Rücksetzimpuls im Startmoment bereits abgeklungen ist. Der FF bleibt am Ausgang von Gatter D2 auf H, und der Taktgeber arbeitet mit der von $C1$ und $R1$ bestimmten Zeitkonstante. Nach Zeitablauf gibt der Taktgeber die nächste HL-Flanke am Ausgang D2 bzw. A ab. Inzwischen ist der von S2 auf Eingang D3 eingekoppelte Startimpuls abgeklungen (10-nF-Kondensator geladen) und an diesem Punkt wieder H-Pegel vorhanden, so daß jetzt der FF vom zweiten Ausgangsimpuls in den Ruhezustand (Ausgang D3 ≙ H) rückgesetzt wird. Der L-Pegel an D3 blockiert danach den Taktgeber an D2. Die Schaltung ist insgesamt kaum aufwendiger als Bild 4.112, jedoch gegenüber äußeren Störimpulsen etwas empfindlicher (insbesondere an der Zuleitung des Schalters S2 und am Basisanschluß V1 mit Zuleitung nach $R1$). Sie läßt sich innerhalb komplexerer TTL-Schaltungen auch für Impulsverdopplungen einsetzen, da bei S2 statt des Kontakts auch mit einer HL-Signalflanke eines TTL-Ausgangs ausgelöst werden kann. Auf einen solchen Auslöseimpuls »antwortet« die Schaltung mit den vor V2 und V3 angegebenen Potentialwechseln während der Zeit t und mit 2 L-Impulsen am Ausgang A im einstellbaren Abstand t. Derartige Schaltungen ermöglichen als Start-Stopp-Generator bei Ablaufsteuerungen erheblich einfachere Aufbauten.

Besonders vorteilhaft lassen sich Zeitschalter mit der IS *A 902 D* aufbauen, die für diesen Zweck sehr gut geeignet ist. Abschnitt 5.2.2. gibt dafür ein Beispiel. Weitere Schaltungen dieser und ähnlicher Art mit IS-Bestückung sind in [71] zu finden. Auch die IS *A 301 D* eignet sich zum Aufbau von Zeitschaltern, hierfür gibt Abschnitt 6.8.2.4. ein Beispiel.

4.5.5. Störimpulsfester Monoflop als Zeitschalter

Die beschriebenen Zeitschalter reagieren wie alle FF und Monoflop bereits auf kurze (als Störung eindringende) Auslöseimpulse, was oft unerwünscht ist und längere Zuleitungen z. B. zu den Auslösetasten problematisch macht. In solchen Fällen kombiniert man den Monoflop mit *Miller*-Integratorstufen oder Impulsverzögerungsschaltungen (Bild 4.39). Impulse, die kürzer als eine vorgegebene Mindestdauer sind, lösen dadurch nicht aus. Für Belichtungsuhren u. ä. handausgelöste Zeitschalter, Treppenlichtautoma-

ten usw. ist eine solche Variante zu bevorzugen. Sie wurde bereits in Abschnitt 4.1.7. erwähnt und in Abschnitt 4.1.9. eingehend beschrieben (siehe auch Bild 4.43 und Bild 4.44).

4.6. Digitale Zähl- und Meßgeräte

4.6.1. Frequenzteiler mit Monoflop

Frequenzteiler wurden bereits in Abschnitt 4.1.5. beschrieben. Der Amateur baut sie fast immer mit FF auf. Mit Monoflop lassen sich, bei einem für Amateurzwecke diskutablen Aufwand für Speisespannungs- und Temperaturstabilisierung, Konstanz zeitbestimmender Bauelemente usw. Teilerverhältnisse bis etwa 5:1 je Teilerstufe betriebssicher realisieren. Die Haltezeit ist durch geeignete *R*- und *C*-Werte festzusetzen. Sie soll im Beispiel etwas weniger als die Dauer von 5 Perioden der (den Monoflop auslösenden) Eingangsimpulsfrequenz sein. Der Monoflop wird vom ersten Impuls ausgelöst, bleibt während des zweiten, dritten und vierten Eingangsimpulses noch im Haltezustand und kippt kurz nach dem Eintreffen des vierten Eingangsimpulses zurück. Der fünfte Impuls löst ihn erneut aus. Am Ausgang des Monoflop erscheint daher mit jedem fünften Impuls (bei 5:1-Teilung) ein Ausgangsimpuls. Nachteile dieses Verfahrens sind: Weil die Haltezeit des Monoflop durch seine *R*- und *C*-Dimensionierung vorgegeben ist und in einem bestimmten, dem Teilerfaktor angemessenen Verhältnis zur Eingangsfrequenz stehen muß, kann eine derartige Teilerstufe nur für eine feste Eingangsfrequenz exakt bemessen werden. Damit ergeben sich für einander folgende Teilerstufen auch unterschiedliche Bemessungen je Stufe und für niedrige Impulsfrequenzen unangenehm große *C*-Werte. Da diese nur noch mit Elektrolytkondensatoren realisiert werden können (deren Kapazität relativ stark von Alterung und Umgebungstemperatur abhängt), entstehen zusätzliche Fehlerquellen. Ändern sich *R*, *C*, die Speisespannung oder die Eingangsfrequenz, so springt ein derartiger Teiler auf das benachbarte Teilverhältnis um. FF-Teiler nach Abschnitt 4.1.5. sind von der Eingangsfrequenz weitestgehend unabhängig, sie untersetzen entweder 2:1 oder gar nicht. Man sollte zugunsten größerer Langzeit-Betriebssicherheit und entfallender Abgleicharbeiten (beim Monoflop muß jede Teilerstufe einzeln exakt abgeglichen werden!) deshalb lieber einen etwas höheren Aufwand an IS in Kauf nehmen. Ein interessantes Beispiel für einen Monoflop, bei dem durch eine Hilfsschaltung (Nachführen des Kondensatorladestroms mit der Eingangsfrequenz) innerhalb eines gewissen Bereichs die Eingangsfrequenz schwanken darf, ist in [38] zu finden. Der Aufwand für diese Schaltung liegt erheblich über dem für flankengetriggerte FF mit vergleichbarem Gesamtteilerverhältnis.

4.6.2. Frequenzverdoppler

Das Prinzip eines Frequenzverdopplers wurde bei Bild 4.40 (Abschnitt 4.1.8.) schon erläutert. Ergänzend dazu zeigt Bild 4.115 zwei weitere, nur gering unterschiedliche Varianten. Das Impulstastverhältnis bei f_a ist annähernd 1:1. *R*1 kann zweckmäßig auch oszillografisch auf Tastverhältnis 1:1 (Mäanderschwingung) bei f_e mit der für f_a entsprechend vorgegebenen Eingangsfrequenz abgeglichen werden. Alles übrige ist der Erläuterung bei Bild 4.40 zu entnehmen. Auch die Schaltung nach Bild 4.114 eignet sich bedingt zur Frequenzverdopplung. In [38] ist ebenfalls eine Frequenzverdopplerschaltung nach ähnlichem Prinzip wie Bild 4.115 beschrieben, die aber in gewissen Grenzen eine variable Eingangsfrequenz gestattet.

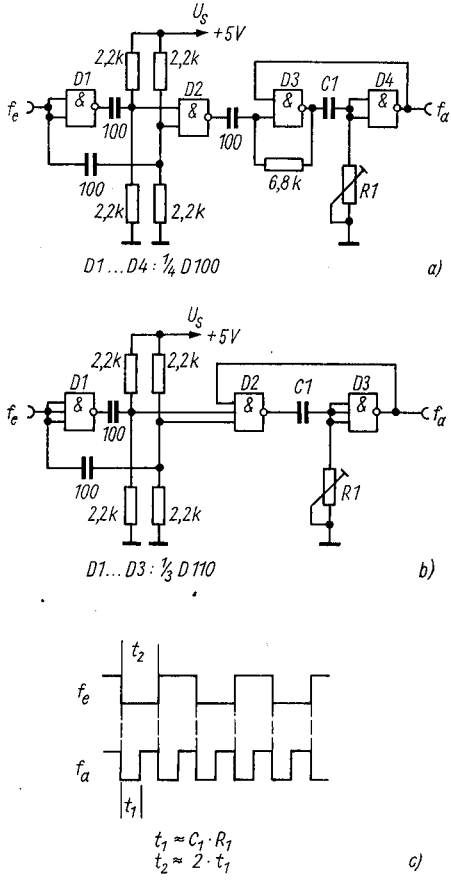


Bild 4.115
Schaltungen für Frequenzverdoppler. a – mit IS *D 100*, b – mit IS *D 110*, c – Impulsdiagramm

4.6.3. Zählschaltungen und Ringzähler mit TTL-Grundgattern und D 172

Zählschaltungen bestehen stets aus FF-Teilerstufen (Abschnitt 4.1.5.). Je nach Zahl der FF-Stufen zählt eine derartige Teilerkette daher bis m = 2, 4, 8. usw., mit dem darauffolgenden Impuls hat sie wieder den Ausgangszustand. Durch zusätzlich verwendete Rückführungen in der Teilerkette kann der Faktor m auch von 2^n (mit n = Zahl der FF) abweichen. Entsprechend dem Teilfaktor m werden solche Zähleranwendungen als »Modulo-m-Zähler« bezeichnet, in dieser Ausdrucksweise stellt z. B. Bild 4.29 einen »Modulo-6-Zähler« und Bild 4.30 einen »Modulo-10-Zähler« (für m = 10 ist der Ausdruck dekadischer Zähler oder Zähldekade gebräuchlicher) dar. Es ist üblich, derartigen Zählschaltungen die Ausgangsbezeichnungen Q_A (für den ersten Teiler), Q_B (für den zweiten) usw. zuzuordnen. Weiterhin ist festgelegt, daß als »Zählerstand Null« der Zustand angesehen wird, in dem alle Ausgänge Q = L sind (gilt für positive Logik bei TTL; für negative Logik bei MOS-Schaltungen gilt sinngemäß Q = H als Null). Die eventuell vorhandenen invertierten Ausgänge ($\overline{Q_A}$, $\overline{Q_B}$ usw.) haben bei Zählerstand Null (in TTL) demzufolge sämtlich H-Pegel. Es ergibt sich für jeden Zählschritt eine fest zugeordnete Signalkombination für die Q-Ausgänge. Um dekadisch zu zählen, sind 4 FF erforderlich, die Zahlendarstellungen zwischen 0...15 ermöglichen. Die Zahlen können je nach Zählerschaltung auf verschiedene Weise zugeordnet werden. Im Buch wurde ausschließlich der sogenannte BCD-Code (auch als 1-2-4-8-Code bekannt) verwendet. Eine Übersicht über andere Codes ist in [2] zu finden, sie haben für den Amateur kaum Bedeutung. Bild 4.116 zeigt die vollständige BCD-Code-Tabelle für Zähler bis m = 15. Für die normalerweise interessierende Zahlendarstellung sind an den Zählerausgängen Decodierschaltungen erforderlich. Sie leiten entweder aus der Verknüpfung der an Q_A...Q_D anliegenden Signalpegelkombination jeweils ein Ausgangssignal ab, das z. B. eine Katode einer Ziffernanzeigeglimmröhre ansteuert (hierbei handelt es sich um eine »1-aus-10-Decodierung«), oder es werden je nach verwendetem Anzeige- oder sonstigem Auswerteorgan andere Decodierungsarten benutzt (Abschnitt 4.7.). Bei dekadischen Zählern werden die nach Bild 4.116 zu den Zahlen 10...15 gehören-

Zählschritt dezimal	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0 (= 16)	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
10	L	H	L	H
11	H	H	L	H
12	L	L	H	H
13	H	L	H	H
14	L	H	H	H
15	H	H	H	H

Bild 4.116
BCD-Code (1-2-4-8-Code) für Zählerausgänge. Pegelangaben für CMOS- und TTL-Technik. Bei U1... MOS-Logik ist diese Tabelle gültig, wenn alle H und L vertauscht werden

den Signalkombinationen (der dekadische Zähler umfaßt nur 0...9!) als »Pseudotetraden« bezeichnet. Eine Tetrade ist die Kombination der 4 Q-Ausgangssignale des Codes. Allgemein gelten solche Signalkombinationen, die an den Ausgängen eines Modulo-m-Zählers normalerweise nicht auftreten, als Pseudotetraden. Sie müssen (falls sie bei unvorhergesehenem Betrieb auftreten) in der Decodierschaltung berücksichtigt sein, weil eine in der Decodierung nicht vorgesehene Pseudotetrade sonst zu falscher Anzeige bzw. Falschauswertung führt. Die in Abschnitt 4.1.5. angegebenen Teilerschaltungen (soweit sie als Zähler benutzbar sind, wurden ihre Ausgänge entsprechend mit Q_A...Q_D bezeichnet) haben bereits für einige Teilfaktoren m die entsprechenden, einfach an den FF-Stufen selbst auszuführenden Rückführungen, die den Zähler nach Erreichen des vorgegebenen Zählumfangs m wieder auf Nullstellung rücksetzen. Bild 4.117 zeigt mit 4 FF *D 172* eine Möglichkeit, um mit Hilfe einer »Erkennungslogik« beliebige Zähler (und damit auch Frequenzteilerfaktoren) zu realisieren. Man benötigt lediglich Takteingang, Ausgang Q und Rückstelleingang R, so daß jeder FF V1...V4 durch einen flankengetriggerten RS-FF gemäß

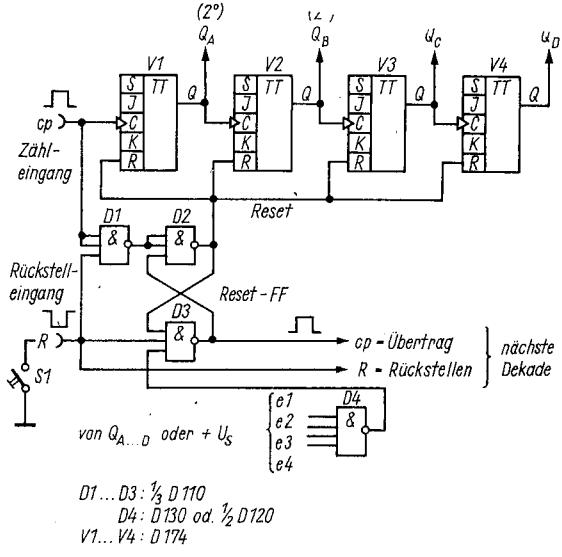


Bild 4.117
Erkennungs- und Rücksetzlogik für beliebige Zähler- und Teilerumfänge m

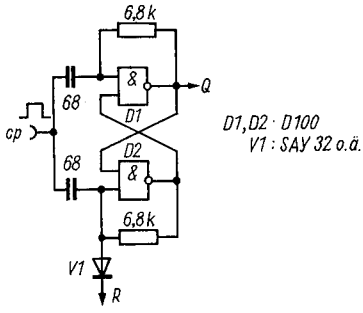


Bild 4.118
Die Flip-Flop in Bild 4.117 sind durch flankengetriggerte RS-FF (z. B. mit *D 100*) ersetzbar

Bild 4.118 ersetzbar ist (Bild 4.24b). Die gemeinsame Rücksetzleitung wird bei derartigen Zähleinheiten allgemein als Resetleitung (engl. reset = rücksetzen) bezeichnet. Um einen Modulo-m-Zähler mit beliebig festlegbarem Faktor m aufzubauen, ist es erforderlich, daß der Zähler zunächst einmal bis Ziffer m normal (entsprechend der BCD-Tabelle Bild 4.116) durchzählt. Die auf m folgende Ziffer muß eine Auswertelogik »erkennen« und danach den Zähler über die Resetleitung sofort auf Null rücksetzen. Dies bewirkt das Erkennungsgatter D4 in Bild 4.117 und das Reset-FF (D1...D3). D4 benötigt maximal so viel Eingänge, wie Q-Ausgänge vorhanden sind (bei allen üblichen Anwendungen maximal 4 Eingänge). Solange an mindestens einem der 4 Eingänge e1...e4 (die direkt mit den Q-Ausgängen des Zählers verbunden werden) noch L-Pegel liegt, ist Ausgang D4 H. In diesem Fall setzt die LH-Vorderflanke des nächsten bei cp eintreffenden Zählimpulses den Ausgang D1 nach L (Rückstelleingang R ist normal H, Rückstellhandtaste S1 offen!), womit der Reset-FF in die Lage Ausgang D2 ≙ H gestellt wird. Die Flip-Flop V1...V4 sind zählbereit. Die HL-Flanke des gleichen cp-Taktimpulses setzt auch V1. Damit ist Q_A H. Q_B...Q_D entspricht L (Zeile »1« in Bild 4.116). Wie die BCD-Tabelle zeigt, ist bis m = 14 mindestens ein Q-Ausgang L. Sind e1...e4 des Gatters D4 mit diesen Ausgängen verbunden, so geht Ausgang D4 erst bei m = 15 (wenn alle Q H sind) nach L. Der Reset-FF gelangt in die Lage Ausgang D2 ≙ L, Ausgang D3 ≙ H. Damit werden zugleich alle Flip-Flop an Q auf L rückgesetzt. Der zugleich am Ausgang D3 auftretende H-Impuls ist der cp-Takt für die nachfolgende Dekade. Die Kombination für m = 15 laut Tabelle tritt nur extrem kurz (für die Dauer der Umschaltzeiten der Schaltkreise maximal etwa 10...20 ns) auf, wird also praktisch übersprungen.

Der Zähler wechselt von 14 sofort nach 0, ohne daß er dazu einen weiteren cp-Takt benötigt. Sobald der nächste cp-Takt eintrifft, wird der Reset-FF wieder nach Ausgang D2 ≙ H rückgesetzt (von cp über D1). Der L-Impuls am Ausgang D4 tritt also ebenfalls nur für wenige Nanosekunden auf, da beim Rücksetzen der Zustand H H H H an den Q-Ausgängen sofort wieder verschwindet. Ein Nullstellen von Hand ist mit Taste S1 über den Rückstelleingang in jeder Zählerstellung möglich und für alle Dekaden gemeinsam durchführbar. Da man V1...V4 über den Reset-FF rückstellt, ergibt sich je Dekade bei Eingang R auch ein verringerter Lastfaktor ($N_I = 2$ entsprechend D1, D3). Bei direktem Rückstellen der Resetleitung (R-Eingänge der *D 172* jeweils $N_I = 2$!) tritt immerhin schon $N_I = 8$ auf. Dazu kommt Eingang D3, so daß Ausgang D2 in Bild 4.117 tatsächlich bereits mit $N_0 = 9$ fast voll ausgelastet ist. Soll der Zähler bei niedrigeren m-Faktoren auf 0 rücksetzen, so sind entsprechend weniger Eingänge e bei D4 erforderlich. Bild 4.119 zeigt Kombinationen für einige m-Faktoren, was praktisch bedeutet, daß für m < 15 außer der *D 120* und *D 130* auch andere Gattertypen verwendbar sind! Die Zuordnung ist unmittelbar aus der BCD-Tabelle Bild 4.117 abzuleiten. Für m = 3 ist z. B. erstmalig beim Zählschritt »3« $Q_A = Q_B = H$, es wird also die 3 »erkannt«,

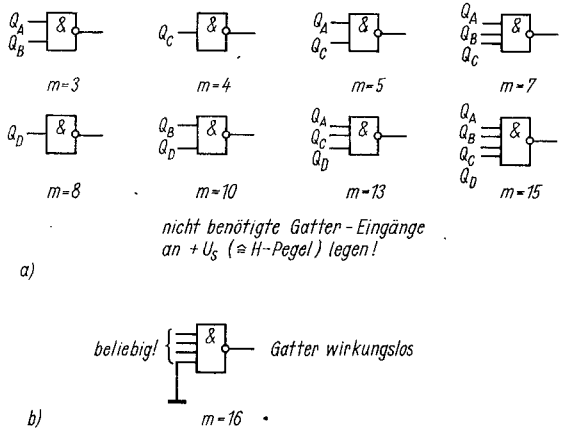


Bild 4.119
Einige Beispiele für verschiedene m. Beschaltung des Erkennungsgatters D4 in Bild 4.117 mit den dafür zu benutzenden Zählerausgängen Q

womit der Zähler sofort auf 0 springt. Mit m = 3 zählt die Schaltung also ständig im Zyklus 1, 2, 0, 1, 2, 0 usw. Für m = 4 ist erstmalig $Q_C = H$, so daß Kontrolle nur dieses Ausgangs genügt (Zählfolge dann 0, 1, 2, 3, 0 usw.). Praktisch wichtig ist der für dekadische Zähler gültige Fall m = 10. Erst im zehnten Schritt sind Q_B und Q_D gleichzeitig H, so daß der Zähler nach 9 sofort auf 0 übergeht. Der gewünschte Faktor m und die dafür erforderliche Eingangszahl an D4 sowie die damit zu verbindenden Q-Ausgänge entnimmt man also der BCD-Tabelle. Dazu wird die Signalkombination herausgelesen, bei der in der »Sprungzeile« (der zu erkennenden und nach 0 zu überspringenden Ziffer) erstmalig für alle bis dahin in Betracht kommenden Q-Ausgänge gleichzeitig H-Pegel auftritt. Wie die Tabelle zeigt, kommt man bis m = 6 noch mit maximal 2 Gattereingängen des Erkennungsgatters aus, für m = 7 sind 3 Eingänge nötig. Ab m = 8 ist auch Ausgang Q_D (bis dahin ständig L) von Bedeutung. Sein LH-Wechsel ist unmittelbar als Kriterium für m = 8 anzusehen (Bild 4.119), so daß hierfür wieder nur ein Gattereingang genügt. Alle in Bild 4.119a dargestellten Gatter sind mit D4 in Bild 4.117 identisch. Bild 4.119b zeigt, daß die Erkennungslogik wirkungslos ist (oder gemacht werden kann), indem ein Eingang des Gatters an L-Pegel gelegt wird. Der Zähler zählt dann stets bis m = 16 und einem mit der Belegung der restlichen Gattereingänge gegebenen Faktor m durch einfaches Umschalten des in Bild 4.119b an Masse liegenden Gattereingangs wechseln zu können. Sind alle Eingänge des D4 umschaltbar, was den Aufwand eines Stufenschalters mit 4 Ebenen (falls m ≦ 14 genügt, mit 3 Ebenen) erfordert, so läßt sich jedes Teilverhältnis (für Frequenzteiler, die geteilte Frequenz ist bei »cp-Übertrag«

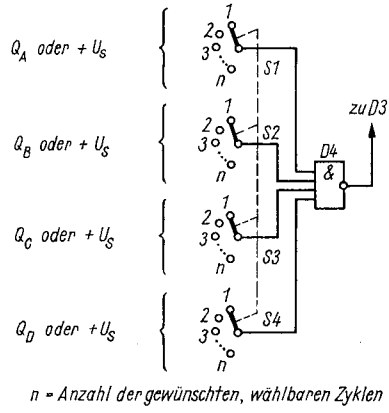


Bild 4.120
Mehrebenen-Wahlschalter zum Einstellen des Teilerverhältnisses und Zählumfangs

Ausgang D3 abzunehmen!) bzw. jeder gewünschte Zählumfang m einstellen. Bild 4.120 zeigt dies schematisch. Für jede Schalterstellung wird der dem zugehörigen Faktor m entsprechende Kontakt von S1...S4 entweder an seinen Q-Ausgang oder fest an H ($\triangleq +U_s$) gelegt, so daß sich die aus der Tabelle (für einige Beispiele auch aus Bild 4.119) entnehmbare Zuordnung ergibt. S1...S4 ermöglicht die Wahl jedes m-Faktors. Diese Schaltung ist außer für flankengetriggerte RS-FF mit *D 100* und für JK-FF mit *D 172* selbstverständlich auch für Zähler und Teiler mit dem *D 174* verwendbar. Bild 4.121 zeigt die Schaltung hierfür, die, bis auf die zusätzlichen Rückführungen von $\overline{Q}$ nach D (Bild 4.28 und Abschnitt 4.1.4.3.) funktionell dem Bild 4.117 entspricht. Das gilt auch für die Beschaltung der Eingänge des Erkennungsgatters D4. Ein Unterschied besteht lediglich im Resetprinzip, da der *D 174* flankengesteuerte R-Eingänge hat. Ihn stellt deshalb ein Monoflop D1, D2 durch einen kurzzeitigen L-Impuls (Impulsdauer für Resetleitung $< 0{,}1\ \mu s$) zurück. Gleichzeitig wird der im Rücksetzmoment vom Erkennungsgatter D4 abgegebene Impuls (über D3 invertiert, um die für den cp-Eingang des *D 174* richtige Polarität zu erhalten) direkt als Zählübertragimpuls für die folgende Dekade benutzt. Das Rückstellen von Hand (über R-Eingang ebenso wie bei Bild 4.117) erfolgt ebenfalls mit dem Monoflop D1, D2.

Weitere Hinweise und Schaltbeispiele zu dieser Thematik sind in [2], [39], [40] und [67] zu finden. [2] und [67] enthalten auch Hinweise zu anderen Zählerarten (Ringzähler, *Johnson*-Zähler, Schieberegister), vorzugsweise für die Typen *D 172* und *D 174* (Äquivalenttypen *7472, 7474*) sowie entsprechende Decodierschaltungen mit *D-10*-Grundgattern.

Von den sonstigen bekannten Zählschaltungsarten ist für den Amateur in Sonderfällen der Ringzähler von Interesse. Er wird mit *D 172* realisiert und hat den Vorteil, daß er am Ausgang keine besondere Decodierung benötigt, was allerdings einen höheren IS-Aufwand im Zähler erfordert. Die Zahl der benötigten *D 172* entspricht beim Ringzähler den gewünschten Zählschritten m (praktisch beliebig groß). Eine Grenze ist dabei nur durch den auf der gemeinsamen Taktleitung cp entstandenen Lastfaktor N_I (2 Einheiten je FF) gesetzt, da der Ringzähler synchron arbeitet (alle cp-Eingänge

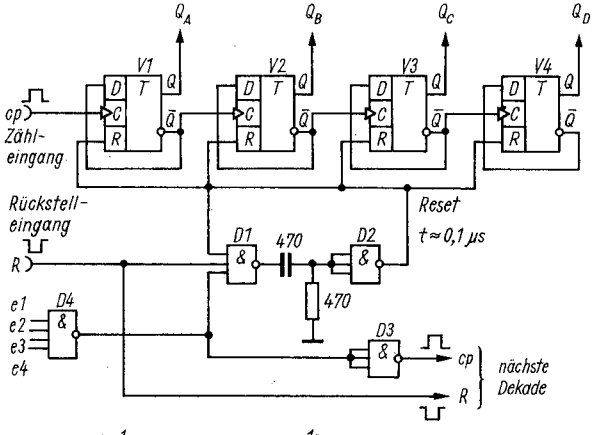


Bild 4.121
Erkennungs- und Rücksetzlogik mit dem *D 174*

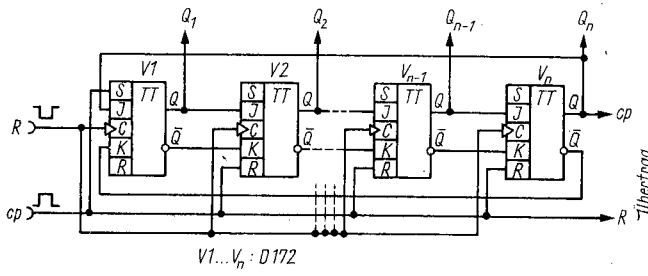


Bild 4.122
Ringzähler mit *D 172*. Es liegt stets nur an einem Q-Ausgang H-Pegel (siehe auch Bild 4.123)

der FF parallel). Bei umfangreicheren Zählschaltungen dieser Art sollten je 15 *D 172* cp-eingangsseitig zusammengefaßt und mit einem Gatterausgang *D 140* ($N_0 = 30$) getrieben werden. Mehrere Eingänge solcher Leistungsgatter lassen sich parallelschalten. Bei niedrigen Zählgeschwindigkeiten ist die notwendige Lastfaktorerweiterung auch nach Bild 4.63 (Abschnitt 4.1.14.1.) recht ökonomisch möglich. Bild 4.122 zeigt den Aufbau des Ringzählers. Wie in Bildmitte punktiert angedeutet, können beliebig viele Flip-Flop benutzt werden. Mit n FF erhält man n Ausgänge Q1...Qn. Jeder Ausgang Q ist mit einem J-Eingang des folgenden FF, jeder Ausgang $\overline{Q}$ mit K des folgenden verbunden. Der letzte FF der Kette (Q_n) ist mit dem J-Eingang des ersten FF verbunden, ebenso $\overline{Q_n}$ des letzten FF mit K des ersten FF. Damit entsteht ein geschlossener Ring. Zu beachten und für die Funktionsweise entscheidend ist lediglich die Beschaltung der R- und S-Eingänge. Alle R-Eingänge sind parallelgelegt (Resetleitung R wird mit 2 Einheiten je FF belastet!), lediglich der erste Flip-Flop im Zählring ist an diese Leitung mit dem Setzeingang S statt R angeschlossen. Beim Anlegen der Betriebsspannung nimmt dieser Zähler in allen FF zufällige Lage ein, wobei u. U. mehrere Q-Ausgänge zugleich aktiv werden, was im Normalbetrieb nicht auftritt. Deshalb ist zunächst durch kurzzeitiges L-Potential an der R-Leitung für definiertes Nullstellen zu sorgen. Dabei setzt man sämtliche FF mit Ausnahme des ersten auf Q = L. Bei V1 ist als Ausgangszustand eine logische »1« eingeschrieben. Diese »1« (H-Pegel an Q) wird nun mit jedem Zähltakt um einen Flip-Flop weiter »durchgeschoben« (siehe auch Funktionstabelle des *D 172* in Bild 4.27!), weil der Flip-Flop, dessen Ausgang Q auf H liegt, die Vorbereitungseingänge des jeweils folgenden so belegen, daß dieser mit dem nächsten Takt an Q H einnimmt. Bild 4.123 verdeutlicht das für 4 FF mit Impulsdiagramm. Der Zustand Q = H tritt somit jeweils nur an einem Q-Ausgang auf und wandert mit jedem Takt um einen FF weiter. Für dekadisches Zählen wären also immerhin 10 FF erforderlich. Einen Übertragimpuls für folgende Dekaden kann prinzipiell jeder Q-Ausgang liefern. Derartige Ringzähler interessieren weniger für Zähldekaden, sondern vorwiegend für solche Anwendungen, bei denen

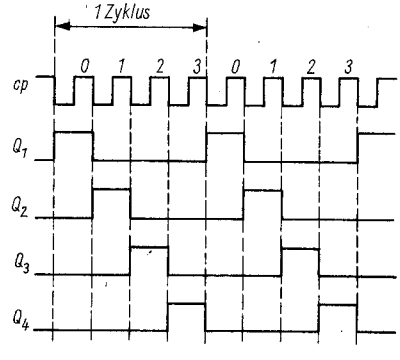
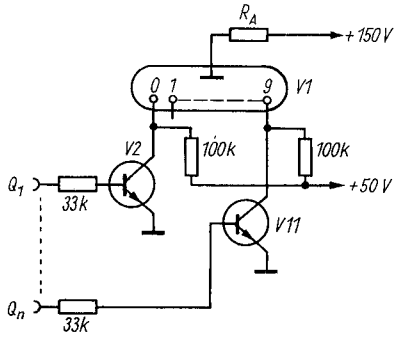


Bild 4.123
Impulsdiagramm zum Ringzähler nach Bild 4.122

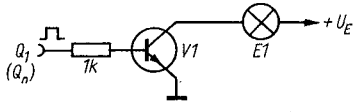


V1	R_A (kΩ)
Z 570 M	20
Z 566 M	10
Z 568 M	7,5
Z 590 M	27

V2...V11: SS201

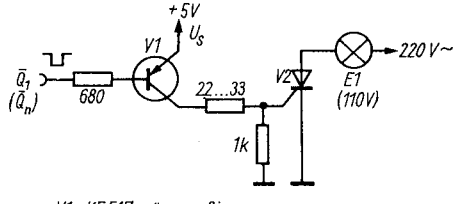
Bild 4.124
Dekadische Ziffernanzeige mit Glimmzifferröhre für einen Ringzähler nach Bild 4.122

man eine umlaufende Schaltfolge mit beliebiger Stellenzahl (etwa umlaufender Lichtpunkt in einer Dekorationslampenkette) benötigt. Auch für mehr als einen FF läßt sich mit dem Resetimpuls eine »1« einschreiben, bzw. man kann beliebige »Bitmuster« (H-L-Folgen) im Ring umlaufen lassen, wenn nicht nur der erste, sondern mehrere FF entsprechend dem gewünschten »Muster« mit S statt R angeschlossen sind. Für den normalen Umlauf gemäß Bild 4.123 zeigt Bild 4.124 eine mögliche Ziffernanzeigeschaltung zum Ablesen von maximal 10 Zählschritten



V1: SF126... 129 o.ä. (Daten ≈ E1)

a)



V1: KF517 o.ä. pnp-Si
V2: ST103/4 o.ä (1...3A-Typ)

b)

Bild 4.125
Zwei Möglichkeiten für Lastankopplung (im Beispiel Lampen) an den Ringzähler nach Bild 4.122

(Anwendung entspricht einer Zähldekade). Bild 4.125 zeigt mögliche (für jeden Ausgang vorzusehende) Lastansteuerschaltungen, z. B. für die erwähnte Lampenkette. Bei Variante Bild 4.125a leuchtet E1, wenn Q = H, bei Bild 4.125b ist E1 erloschen, wenn Q = H. Selbstverständlich kann man bei dem Ringzähler nach Bild 4.122 auch statt einer »1« (mit Q = H am jeweiligen Ausgang) eine »0« (mit Q = L an einem Ausgang) umlaufen lassen, indem entweder alle S-Eingänge (und nur bei V1 der R-Eingang) benutzt oder die negierten Ausgänge $\bar{Q}$ zur Lastankopplung nach Bild 4.125 benutzt werden. In Bild 4.125 sind demzufolge beide Varianten auch für die umgekehrte Betriebsweise verwendbar. Bild 4,124 ermöglicht es, eine Ziffernanzeigeröhre anzusteuern. Für verschiedene Röhrentypen ist R_A für jeweils 150 V Anodenspannung angegeben (ähnlich Bild 3.50). Leuchtdioden lassen sich übrigens über Vorwiderstände (220 Ω für Typ *VQA 13* und datenähnliche; dazu [14]) direkt von $+U_s$ zu den Q-Ausgängen des Ringzählers schalten. Bei Thyristoren (ähnlich Bild 4.125, jedoch mit Gleichspannungsspeisung) kann der Ringzähler mit IS ganz entfallen. Ringzähler dieser Art können auch ausschließlich mit Thyristoren und Dioden, also wesentlich ökonomischer als eine Kombination aus Bild 4.122 und Bild 4.125b aufgebaut werden; dazu siehe ein Beispiel in [1].

4.6.4. Zählschaltungen mit IS höheren Integrationsgrades

Für mehrstellige Zähler ist eine große Zahl von FF-Funktionen erforderlich. Deshalb wurden mehrere IS-Typen geschaffen, die die für eine Dekade erforderlichen 4 FF sowie eine mehr oder weniger umfangreiche Steuerelektronik auf einem Chip vereinigen. Der Amateur sollte Zähler und Frequenzteiler nur dann mit Grundgattern *(D 100...D 174)* aufbauen, wenn wenige FF-Stufen nötig sind oder wenn ihm die im folgenden genannten Zählerbausteine nicht zur Verfügung stehen. Mit zunehmendem Einsatz derartiger spezieller Zähler- und Teiler-IS verlieren die aus Einzel-FF aufgebauten entsprechenden Schaltungen nicht nur in der Industrie, sondern auch beim Amateur immer mehr an Bedeutung. Obwohl diese höher integrierten IS ohne nähere Kenntnis ihrer Innenschaltung nur an Hand ihrer Anschlußfunktionen und zugehörigen (bei diesen Typen kaum zu entbehrenden) Funktionstabellen gewissermaßen »nach Kochbuch« gehandhabt werden können, ist die grundsätzliche Kenntnis von FF-Teiler- und Zählerschaltungen mit *D 172* zum Verständnis der Funktionsweise dieser IS wichtig. Dem Amateur stehen entsprechende Typen entweder aus DDR-Produktion *(D 192, D 193)* oder aus RGW-Importen (*MH 7490* von TESLA) zur Verfügung. Schwieriger ist es für ihn oft, zugehörige Datenunterlagen zu beschaffen, diese Lücke sollen die folgenden Abschnitte schließen.

4.6.4.1. Die dekadische Zähl- und Teiler-IS MH 7490

Die IS *MH 7490* (deren Äquivalenttypen in Bild 4.126 mit angegeben sind) enthält 4 FF, wovon 3 FF intern zu einem 5:1-Teiler verbunden sind, der erste FF ist als 2:1-Teiler verwendbar. Man kann mit der *MH 7490* demzufolge unmittelbar Frequenzen in den genannten Verhältnissen und durch Hintereinanderschalten beider inneren Funktionseinheiten somit auch im Verhältnis 10:1 teilen. Da die herausgeführten Ausgänge Q_A...Q_D den Zählerstand im BCD-Code (Bild 4.116, dort bis einschließlich Zählschritt 9) ergeben, arbeitet eine *MH 7490* auch unmittelbar als dekadischer Zähler. Diese IS darf man ebenso wie die Grundtypen auch noch bei 4,5 V Speisespannung betreiben, maximal sind 5,8 V nicht zu überschreiten. Wie Bild 4.126a zeigt, entsteht die von den bereits beschriebenen *D 172*-Schaltungen her bekannte Zählerschaltung, wenn Ausgang Q_A mit Eingang E_B verbunden wird. Eingang E_A ist dann der Takteingang (in Zählschaltungen mit cp bezeichnet). Diese IS enthält 4 JK-FF D1...D4, deren Wirkungsweise je einer *D 172* entspricht. D1 ist (ohne J- und K-Eingänge und ohne herausgeführtes invertiertes Signal $\overline{Q}$) frei verwendbar, zwischen D2...D4 sind entsprechende Rückführungen intern vorhanden, um das Verhältnis 5:1 zu erreichen. Deren Funktion ist für den Anwender bedeutungslos. Interessant sind jedoch die Rückstellmöglichkeiten für die Flip-Flop D1...D4 (die stets gemeinsam rückgestellt werden). Hierfür sind in der *MH 7490* zusätzliche Gatter D5, D6 vorhanden. Bekanntlich setzt jeder FF seinen Ausgang Q nach L, sobald R = L wird. Dies ist der Fall (mit $Q_A = Q_B = Q_D = L$), wenn Ausgang D6 nach L geht. Dazu müssen die Reseteingänge 2 und 3 H-Pegel erhalten. Mit H an 2 und 3 erreicht man also die Nullstellung des Zählers. Wegen der negierenden Wirkung des Gatters D6 geschieht das im Gegensatz zur *D 172* und der anderen FF-Typen mit H-Pegel am Reseteingang. Im Betrieb müssen also 2 und (oder) 3 und ebenso 6 und (oder) 7 an L-Pegel oder (falls nicht rückgestellt wird) an Masse liegen, damit die IS arbeiten kann! Warum die Resetgatter mit je 2 Eingängen ausgestattet sind, zeigen spätere Schaltbeispiele. Man erspart dadurch u. U. äußeren Schaltungsaufwand, wenn ver-

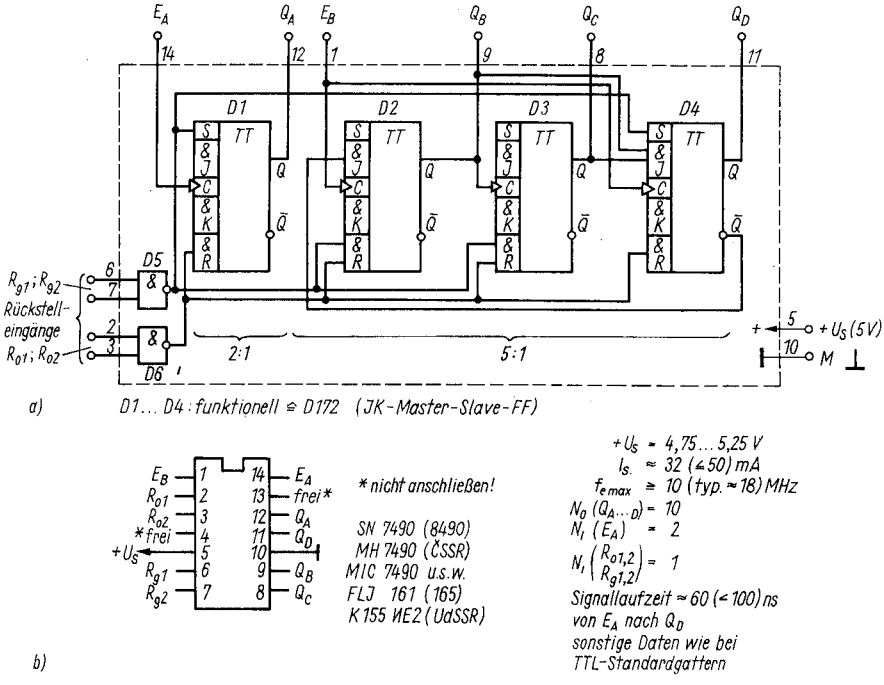


Bild 4.126 Teiler- und Zähler-IS *MH 7490*. a – Innere Logikschaltung, b – Anschlußbild und Daten

schiedene Resetmöglichkeiten abwechselnd benutzt werden. Die *MH 7490* bietet nämlich neben der Nullstellmöglichkeit noch eine zweite Rücksetzmöglichkeit über D5 und Eingänge 6 und 7. Sind diese Eingänge H, so gehen, wie aus Bild 4.126 gut zu ersehen ist, nur die Q-Ausgänge von D2 und D3 auf L, dagegen liegen die Q-Ausgänge der Flip-Flop D1 und D4 über deren S-Eingang auf H. In diesem Fall steht nach Reset die Ausgangssignalkombination (an $Q_A...Q_D$) in der Folge H L L H zur Verfügung, und dies entspricht nach dem BCD-Code (Bild 4.116) dem Zählerstand »9«. Wird über die Eingänge 6 und 7 rückgestellt, so beginnt der Zähler mit dem nächsten Eingangsimpuls an E mit Zählerstand »0« zu arbeiten, was für bestimmte Anwendungen, z. B. Zählfrequenzmesser oder Frequenzteiler für Digitaluhren, erforderlich ist. Bei Digitaluhren liegen entsprechend viele *MH 7490* (mit 1 MHz Quarzfrequenz und 1-s-Takt für die Uhr z. B. 6 derartige IS im Frequenzteiler) als 10:1-Teiler in Kette. Nach Stoppen der Uhr existiert in der Teilerkette die Stellung 999999. Sobald die Uhr freigegeben ist (z. B. durch Freigeben des Oszillators), wird mit dem ersten vom Oszillator abgegebenen Impuls sofort der Stand 000000 erreicht, d. h., der erste Oszillatortakt erscheint sofort am Ausgang der Teilerkette als Sekundentakt. Wäre der Teiler auf 000000 rückgesetzt, so würde der erste Sekundentakt erst 1 s nach Freigabe des Oszillators eintreffen und der eigentliche Uhrzeitzähler somit grundsätzlich mit 1 s »Verspätung« anlaufen.

Bild 4.127 gibt die Wirkung der Rückstelleingänge auf die Q-Ausgänge als Funktionstabelle wieder.

Bild 4.128 zeigt die grundsätzliche

Rückstelleingänge				Ausgänge			
R_{01}	R_{02}	R_{g1}	R_{g2}	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
H	H	L	×	L	L	L	L
H	H	×	L	L	L	L	L
L	×	H	H	H	L	L	H
×	L	H	H	H	L	L	H
×	L	×	L	} Zählen			
L	×	L	×				
L	×	×	L				
×	L	L	×				

× : beliebig H oder L

Bild 4.127
Funktionstabelle für die Rückstelleingänge der IS *MH 7490*

Außenbelegung dieser IS, die künftig nur noch in der hier angewendeten vereinfachten Form mit Angabe der zu beschaltenden Anschlußstiftnummern dargestellt wird. Dabei ist es üblich, unbenutzte Anschlüsse nicht zu zeichnen. Fehlende Anschlußziffern sind freizulassen oder mit H-Pegel ($+U_s$) zu verbinden. Es ist jedoch erforderlich, die an L zu legenden Anschlüsse (Masse) darzustellen. In Bild 4.128 ist die *MH 7490* als einfacher Frequenzteiler ohne Rückstellung angewendet. Die IS in Bild 4.128a läßt sich getrennt als 2:1-Teiler ($f1$ bei E_A anlegen, $^{f1}/_{2}$ bei Q_A abnehmbar) und als 5:1-Teiler ($f2$ bzw. $^{f2}/_{5}$) einsetzen. Für eine 10:1-Teilung (Bild 4.128b) ist demzufolge die äußere Brücke zwischen den Stiften 12–1 erforderlich. 3 derartige Teiler können zu einem 10^3:1-Frequenzteiler in Kette gelegt sein (Bild 4.128c). Die Eingangsfrequenz f_e ist im Beispiel mit 1 kHz angenommen. S1 sei in der gezeichneten Stellung. An den angegebenen Punkten lassen sich alle angeschriebenen Frequenzen (bei Bedarf auch gleichzeitig) entnehmen. Die erheblich vereinfachte äußere Beschaltung, die derartige IS ermöglichen, ist schon zu erkennen. Mit S1 ist in Bild 4.128c eine weitere Möglichkeit angedeutet: Führt man über S1, der in der Praxis durch Torschaltungen mit Grundgattern gebildet wird, f_e bei Stift 1 zu, so wird (Bild 4.126a) der erste 2:1-Teiler umgangen, womit sich für alle angeschriebenen Frequenzen der doppelte Wert ergibt. Es stehen so 200 Hz, 100 Hz, 20 Hz usw. zur Verfügung. Derartige Teiler- oder Zählketten stellt man gemäß Bild 4.129 (Darstellung für 2 Zähldekaden mit den entsprechenden BCD-Ausgängen) nach Null zurück. Dazu werden die Reseteingänge benutzt. Damit der Reset im L-Signal am gemeinsamen Rücksetzeingang R erfolgen kann, ist ein zusätzliches invertierendes Gatter ($^1/_4$ *D 100* o. ä.) in Bild 4.129 erforderlich. Dies wird je IS *7490* mit $N_0 = 1$ belastet. Wie beim einfachen Flip-Flop (*D 172* u. ä.) dominiert auch beim *MH 7490* der Rücksetzeingang R0 bzw. R9 über die Takteingänge. Solange Widerstand R0 oder R9 H-Pegel führen, bleiben also Taktimpulse an cp wirkungslos. Das geht auch aus der Funktionstabelle Bild 4.127 hervor. Auch die *MH 7490* ermöglicht den Aufbau eines Modulo-m-Zählers mit beliebig wählbarem m. Hierfür wird eine Erkennungs-

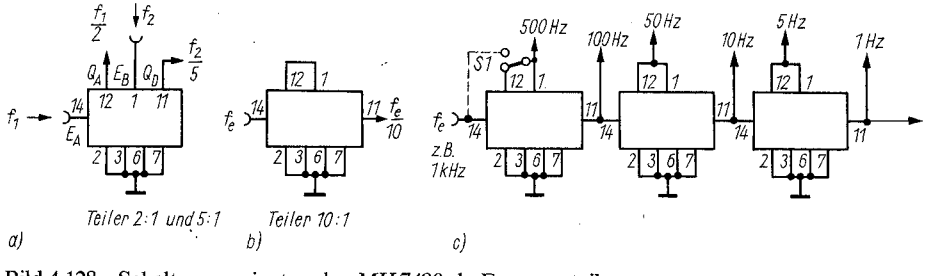


Bild 4.128 Schaltungsvarianten der *MH 7490* als Frequenzteiler

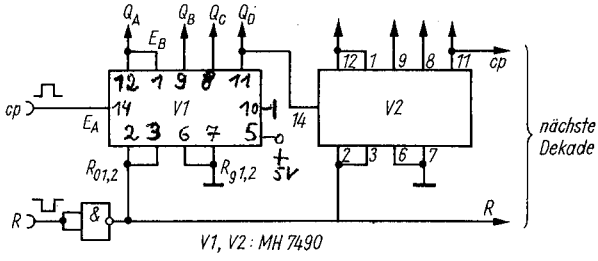


Bild 4.129
Zwei Zähldekaden mit *MH 7490*

logik nach Bild 4.130 benutzt. D1 und D4 sorgen als Inverter für die jeweils richtige Impulspolarität, D2, D3 bilden den Reset-FF und D5 die Erkennungslogik (Bild 4.119 und Bild 4.120). Die Eingänge des Gatters D5 sind in Bild 4.130 entsprechend dem gewünschten Faktor m mit den Q-Ausgängen der *MH 7490* zu verbinden. Die IS *MH 7490* ist insgesamt gerade für den Amateur ein sehr guter Kompromiß zwischen Einfachheit und Vielseitigkeit beim Aufbau von Frequenzteilern aller Art (bis 18 MHz) und bei einfachen Zählschaltungen.

Für eine vereinfachte Rückführung benötigt man in der Praxis keine zusätzlichen Erkennungsgatter, wenn man die schaltkreisinternen Verzögerungszeiten ausnutzt. Es gibt dafür 2 Möglichkeiten. Bild 4.131a zeigt eine Variante für

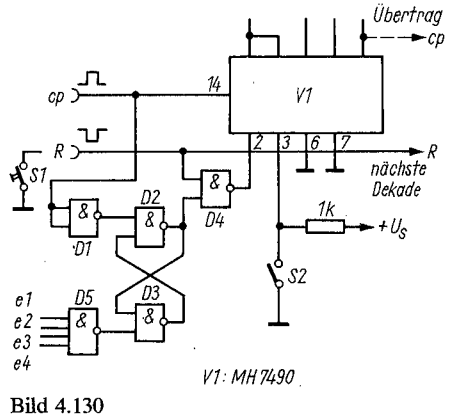
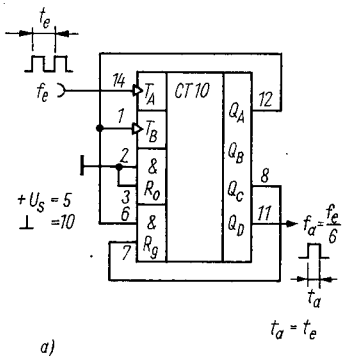


Bild 4.130
Erkennungs- und Sprunglogik zum Aufbau von Modulo-m-Zählern mit der IS *MH 7490*

6:1-Frequenzteiler, Bild 4.131b die zugehörige Funktionstabelle. Die IS zählt dabei zunächst normal bis zum fünften Takt (Zählerstand 4). Im sechsten Takt werden die Ausgänge Q_A und Q_C zunächst gemeinsam H, was dem Zählerstand 5 entspräche (siehe dazu auch die BCD-Kode-Tabelle in Bild 4.116). Dadurch erhalten jedoch beide R_9-Eingänge des *MH 7490* H-Pegel, womit der Zähler sofort auf den Zählerstand 9 springt. Mit dem nächsten Eingangstakt wird dann wieder normal von 9 nach 0 gezählt. Die Zählfolge ist somit 0, 1, 2, 3, 4, 9, 0, ..., und deshalb eignet sich diese Variante *nicht* für anzeigende Zählstufen mit Decoder. Vorteilhaft ist in manchen Fällen, daß die Ausgangsimpulsbreite t_a der Ausgangsfrequenz f_a ($= {}^1/_6 f_e$) nur einer Impulsperiodendauer von f_e ($= t_e$) entspricht.

Für anzeigende Zählstufen eignet sich die Variante nach Bild 4.132, da sie die Zählfolge 0, 1, 2, 3, 4, 5, 0, ... aufweist und deren Ausgangssignale dem BCD-Kode entsprechen. Die Ausgänge Q_B und Q_C sind auf den Reseteingang R_0 zurückgeführt. Sobald die *MH 7490* von Zählerstand 5 nach (zunächst) 6 zählt, wird $Q_B = Q_C = H$, damit $R_0 = H$, was ein sofortiges Rückstellen nach 0 bewirkt. Für Frequenzteileranwendungen benutzt man Ausgang Q_B. Der Ausgangsimpuls hat bei dieser Variante die doppelte Breite wie bei der Variante nach Bild 4.131, die insbesondere für Frequenzteiler bei hohen Frequenzen günstiger und betriebssicherer ist. Für Zählstufen in Digitaluhren weist die Variante nach Bild 4.132 eine



f_e-Takt	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	Zählerstand
1.	L	L	L	L	0
2.	H	L	L	L	1
3.	L	H	L	L	2
4.	H	H	L	L	3
5.	L	L	H	L	4
6.	(H→H	L L	H L	L) H	(5)→9*)
7.	L	L	L	L	0

*) Sprung von „5" nach „9";
„5" tritt nur kurzzeitig auf!

b)

Bild 4.131
a – Vereinfachte Beschaltung der IS *MH 7490* für Frequenzteiler 6:1, b – Funktionstabelle zu a

völlig ausreichende Zuverlässigkeit auf, so daß man für diesen Zweck auf zusätzliche Erkennungs- und Resetgatter verzichten kann. f_a ist in dieser Anwendung der Übertragstakt.

Auch für andere Teilerverhältnisse ist ein entsprechendes Beschalten der *MH 7490* ohne zusätzliche Erkennungsgatter möglich, wobei eine für Frequenzteiler- und Zähleranwendungen im Amateurbereich völlig ausreichende Betriebssicherheit erreicht wird. Die Verbindungen außerhalb des Schaltkreises für verschiedene Teilerverhältnisse m:1 werden nachfolgend tabellarisch angegeben, ebenso die jeweils zu benutzenden Anschlüsse für Eingang und Ausgang der Stufe. In allen Fällen werden die Resetanschlüsse R_{91} und R_{92} fest an Masse

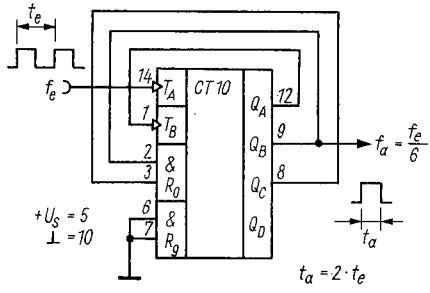


Bild 4.132
Vereinfachte Beschaltung der IS *MH 7490* für Zähl- und Teilerschaltung 6:1 (Zählumfang 0 bis 5)

Zählumfang bzw. Teilerfaktor m	Äußere Verbindungen an *MH 7490*	Eingang f_e	Ausgang f_a
2	$R_{01,2} = L$	E_A	Q_A
3	Q_C an R_{01}; Q_B an R_{02}	E_B	Q_C
4	Q_D an R_{01} und R_{02}	E_B	Q_C
5	$R_{01,2} = L$	E_B	Q_D
6	Q_A an E_B; Q_B an R_{01}; Q_C an R_{02}	E_A	Q_C
7	Q_D an E_A; Q_A an R_{01}; Q_B an R_{02}	E_B	Q_A
8	Q_A an E_B; Q_D an R_{01} und R_{02}	E_A	Q_C
9	Q_D an R_{02}; Q_A an E_B und R_{01}	E_A	Q_D
10	Q_A an E_B; $R_{01,2} = L$	E_A	Q_D

(L-Pegel) gelegt oder stehen bedarfsweise für Rückstellzwecke (auf Zählerstand »9«, was zu beachten ist!) zur Verfügung. Für Anwendungen in Digitaluhren sind hierbei insbesondere m = 2, m = 5, m = 6 von Interesse. Die Tabelle enthält zur vollständigen Übersicht auch die bereits erläuterten Normalfälle für m = 2, m = 5 und m = 10.

4.6.4.2. Die synchronen Vor- und Rückwärtszähler D 192 und D 193

Die in der DDR gefertigten *D 192 C* und *D 193 C* enthalten ebenfalls jeweils 4 JK-Master-Slave-Flip-Flop (funktionell ähnlich *D 172*), jedoch eine sehr umfangreiche innere Steuerlogik, die dieser IS einen relativ großen »Komfort« und damit sehr ausgedehnte Anwendungsmöglichkeiten eröffnet. Die Typen *D 192* und *D 193* unterscheiden sich lediglich in ihrem Zählumfang. *D 193* ist ein binärer BCD-Zähler (Zählumfang also 0...15 entsprechend der vollständigen Tabelle Bild 4.116), während der *D 192* zusätzliche innere Rückführungen enthält, die den Zählumfang auf 0...9 begrenzen. Der *D 192* ist also ein dekadischer Zähler und deshalb für den Amateur interessanter. Auch der *D 193* kann mit einer zusätzlich außen mit Grundgattern zu realisierenden Erkennungslogik ähnlich den vorangegangenen Beispielen für dekadisches Zählen verwendet werden, wie später (Bild 4.140, Bild 4.141) gezeigt wird. Eine Vorstellung vom »Inhalt« dieser IS vermittelte bereits die einleitende Erläuterung (Bild 1.7). Eine eingehende Beschreibung der *D 192* (Bild 4.133a) und *D 193* sowie ihre Daten und Anwendung enthält [41]. Kernstück sind wieder 4 Flip-Flop D1...D4, deren Ausgänge Q_A...Q_D den Zählerstand gemäß BCD-Code angeben. Vorhanden ist weiterhin ein Rückstelleingang für Rücksetzen auf Zählerstand L L L L = »0«. Ein Rücksetzen auf »9« ist bei dieser IS nur mit zusätzlichen äußeren Maßnahmen möglich. Der Rückstelleingang wird intern über ein Invertergatter geführt (Bild 4.133a, Anschluß-Nr. 14). Zum Rücksetzen aller 4 FF über deren internen R-Anschluß (siehe auch bei Flip-Flop D1) muß also am Rückstelleingang 14 H-Pegel anliegen. Im Zählbetrieb muß dieser Eingang L bzw. Masse haben. Im Gegensatz dazu liegt am »Ladeeingang« Anschluß 11 im normalen Zählbetrieb H-Pegel. Wird er nicht benutzt, so bleibt er offen. Die in Bild 4.133a bei diesen und einigen anderen Ein- und Ausgängen angegebenen Impulssymbole verdeutlichen das. *D 192* und *D 193* zählen sowohl vorwärts (0...9;0 bzw. 0...15;0) als auch rückwärts (15...0;15 bzw. 9...0;9). Die getrennten Eingänge für Vor- oder Rückwärtszählen ersparen das Umschalten der Zählrichtung. Mit einem L-Impuls am betreffenden Eingang schaltet der Zähler jeweils einen Schritt vorwärts oder rückwärts. Das neue Zählerstandergebnis wird dabei erst mit der LH-Rückflanke des Zähltakts an Q_A...Q_D ausgegeben; jedoch schon mit der HL-Vorderflanke in den Zähler übernommen. Insoweit verhält sich dieser Zähler also bis auf die umgekehrte Zähltaktpolarität (!) ebenso wie der einfache JK-FF *D 172* (siehe auch dessen Beschreibung Abschnitt 4.1.4.4.). Die umgekehrte Zähltaktpolarität ergibt sich, wenn für D1...D4 in Bild 4.133a jeweils ein *D 172* angenommen wird, wegen der Invertergatter hinter den Zähleingängen Anschluß 4 bzw. 5. Die Zählimpulse legen in der Vorbereitungsphase (HL-Vorderflanke) gleichzeitig über die inneren Gatterverknüpfungen (die hier zwischen den Q- und internen $\overline{Q}$-Ausgängen und dem Takteingang des nachfolgenden FF liegen) die Zählrichtung fest. Außerdem wird beim Vorwärtszählen nur in Zählerstellung 9 (*D 192* bzw. *D 193*) das Ausgangsgatter für »Übertrag vorwärts« (Stift 12) freigegeben. Der nächste am Eingang »Vorwärtszählen« eintreffende Zählimpuls gelangt deshalb unmittelbar vom Zähleingangsgatter zum Übertragsaus-

gangsgatter. Er wird dabei 2fach invertiert, so daß der Zähltakt gleichzeitig in Originalform als Übertragsimpuls am Ausgang erscheint. Mit ihm läßt sich der Zähleingang der nachfolgenden Dekade unmittelbar ansteuern. Beim Rückwärtszählen wird das jetzt für den Rückwärtsübertrag zuständige Gatter (Stift 13) stets dann aktiviert, wenn der Zähler den Stand 0 erreicht. Der nächste am Eingang für Rückwärtszählen eintreffende Taktimpuls, der den eigenen Zähler von 0 nach 9 *(D 192)* oder 15 *(D 193)* setzt, erscheint daher wieder zugleich am Ausgang für Übertrag Rückwärts. Mit der jeweiligen LH-Rückflanke des Zähltakts schalten alle 4 Flip-Flop zugleich die Ausgangssignale um; $Q_A \ldots Q_D$ wechseln also stets zugleich. Es handelt sich somit um einen synchron arbeitenden Zähler (Ab-

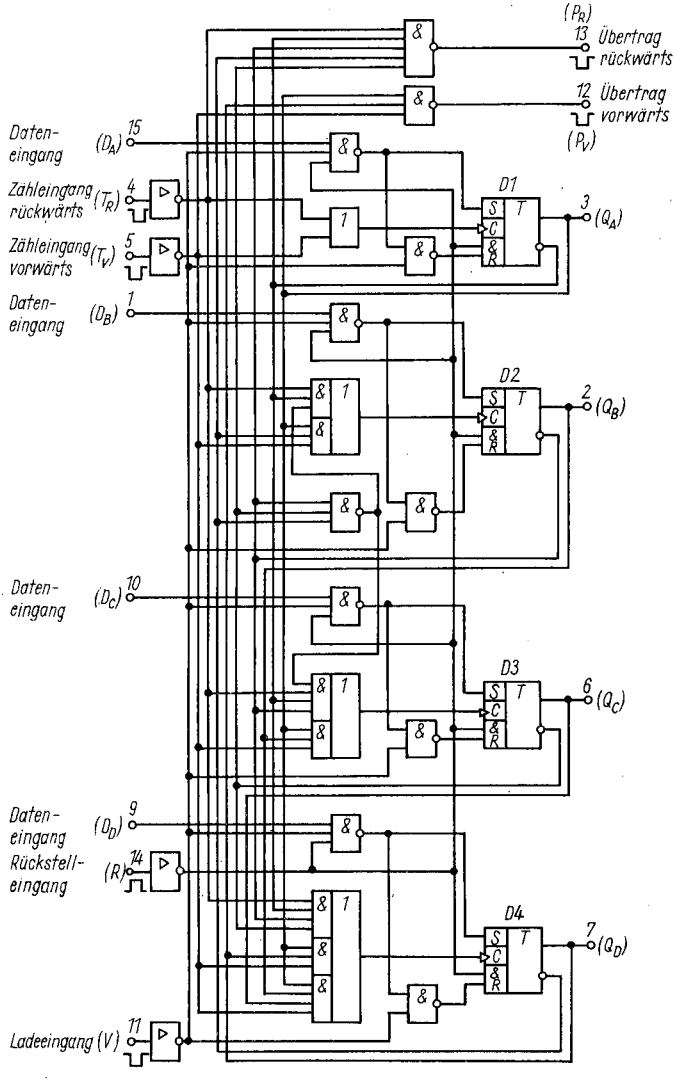
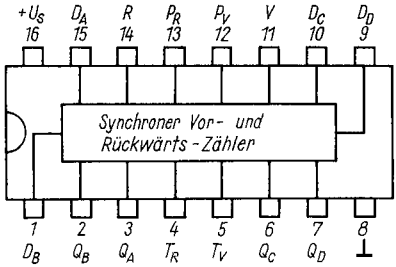
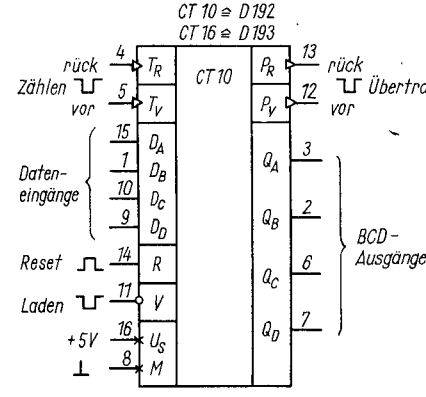


Bild 4.133a
Innere Logikschaltung des synchronen Vor- und Rückwärtszählers *D 192 C* für dekadische Zählung



$D_A \ldots D_D$: Dateneingänge für Zähler-Voreinstellung („Laden")

D 192 C	D 193 C	(DDR)
MH 74192	MH 74193	(ČSSR)
K 155 IE 6	K 155 IE 7	(UdSSR)
IL 74 192	IL 74 193	(Jugosl.)
SN 74 192	SN 74193	NSW
MIC 74192	MIC 74193	NSW
FLJ 241	FLJ 251	NSW



$+U_S$ = 4,75 ... 5,25 V ($U_{S\,max}$ = 7V)
$I_S \leq$ 100 mA (typ. ≈ 80 mA)
$f_{e\,max} \geq$ 25 MHz
N_O = 10 ($Q_A \ldots Q_D$)
N_I = 1 (alle Eingänge)

Sonstige Daten wie bei TTL-Standardgattern

Signallaufzeiten:
Zählen → Übertrag : ≤ 26 ns
Zählen → $Q_{A \ldots D}$: ≤ 47 ns
Laden → $Q_{A \ldots D}$: ≤ 40 ns
Rücksetzen : ≤ 40 ns

Bild 4.133b Anschlußbild und Daten der IS *D 192 C* und *D 193 C*

schnitt 4.1.5.2.). Zusätzlich bieten beide Zählertypen noch eine Voreinstellmöglichkeit, hierzu gehören die Dateneingänge $D_A \ldots D_D$ und der Ladeeingang (Stift 11). Für normalen Zählbetrieb ist der Ladeeingang auf H-Pegel zu halten. Ist er auf L gelegt, so sind die Zähltakteingänge verriegelt, und die Dateneingänge $D_A \ldots D_D$ werden aktiviert. Über die intern an den FF vorhandenen R- und S-Eingänge erreicht man, daß jeder Dateneingang »seinen« zugehörigen FF-Ausgang sofort auf den am Dateneingang liegenden Pegel stellt. Ist z. B. D_A = H, so bleibt dies ohne Auswirkung (ebenso für andere Dateneingänge), solange der Ladeeingang H ist. Geht der Ladeeingang nach L, so wird das H-Signal an D_A nach Q_A übernommen. Liegt L an D_A, wird Q_A auch L. Eine an $D_A \ldots D_D$ liegende BCD-Signalkombination nach Bild 4.116 kann man also, solange der Ladeeingang H ist, ohne Auswirkung auf den Zähler beliebig ändern. Geht der Ladeeingang nach L, so wird die in diesem Augenblick (und weiterhin) an $D_A \ldots D_D$ stehende Signalkombination sofort nach $Q_A \ldots Q_D$ übertragen. In diesem Zustand arbeiten die Flip-Flop D1...D4 voneinander getrennt als einfache statisch gesetzte RS-FF. Die Zähltakteingänge sind in dieser Zeit gesperrt und wirkungslos. Über die Dateneingänge D läßt sich daher der Zähler durch kurzzeitiges L-Potential am Ladeeingang jederzeit auf jeden gewünschten V-Zählerstand voreinstellen. Damit bieten sich zahlreiche interessante Anwendungsmöglichkeiten an. Bild 4.134 faßt die wichtigsten Funktionen dieser Zähler-IS und die dafür an den Eingängen geforderten Pegel zusammen. Die letzte Spalte markiert die für den entsprechenden Effekt notwendige Impulspolarität. Unter »wirksamer Impulsflanke« ist dabei der Zeitpunkt zu verstehen, zu dem die Q-Ausgänge umschalten. Bei Zählbetrieb ist jedoch intern bereits die vordere Impulsflanke wirksam. Da die Zähler in allen Funktionen statisch arbeiten, darf die

Betriebsart	Eingänge: Zählen vorw.	Zählen rückw.	Rückstellen	Laden	an Ausgängen $Q_{A...D}$ wirksame Impulsflanke
Zählen vorw. 3)	(H)→L→(H)	H	L	H	L → H
Zählen rückw. 3)	H	(H)→L→(H)	L	H	L → H
Rückstellen 1)	×	×	H	×	L → H
Laden 2)	×	×	L	×	H → L

× = beliebig L oder H

1): dominiert über alle anderen Eingänge; L-H-Flanke setzt $Q_{A...D}$ → L

2): Mit H-L-Flanke wird Signal von den Dateneingängen nach Ausgängen Q übernommen

3): Ausgänge $Q_{A...D}$ schalten mit L-H-Flanke des Zählimpulses

Bild 4.134
Funktionstabelle und Darstellung der Impulspolaritäten für die Zähl-, Rückstell- und Ladeeingänge der *D 192 C* und *D 193 C*

Zeitdauer des Zähl-, Rückstell- oder Ladeimpulses beliebig lang sein, jedoch sind wie für alle TTL-Schaltungen Impulsflankensteilheiten von ≦ 1 µs einzuhalten, sonst können Zählfehler auftreten. Bei den Daten (Bild 4.133b) sind informatorisch die entsprechenden Äquivalenttypen mit angegeben, um dem Amateur u. a. das Studium ausländischer Fachveröffentlichungen, in denen diese weitverbreiteten Universalzähler oft vorkommen, zu erleichtern. Die Zähler sind bis mindestens 25 MHz Zählfrequenz einsetzbar (!), alle Ein- und Ausgänge entsprechen den Daten der TTL-Standardgatter (wie *D 100* u. ä.). Informatorisch sind die wichtigsten Signallaufzeiten (Verzögerungszeiten vom Beginn eines am angegebenen Eingang anliegenden Signals bis zum Auftreten der Wirkung am angegebenen Ausgang) mit angegeben.

Im folgenden werden Anwendungsbeispiele dieser Zähler in der vereinfachten Prinzipdarstellung gezeigt. Die Anschlüsse der Bauelemente sind dabei nur so weit dargestellt und gekennzeichnet (Bild 4.133a, b) wie es für die Funktionsübersicht erforderlich ist. Nach den folgenden Bildern kann man unmittelbar verdrahten. Die wie üblich nicht eingetragenen Stützkondensatoren (Bild 1.24) sollten bei diesen IS-Typen vorsorglich mit 0,1 µF, mindestens mit 33 nF (Keramik!) bemessen sein, da diese IS immerhin einen Speisestrom von (maximal) etwa 100 mA aufnehmen. Die damit verbundene innere Verlustleistung von rund 500 mW je IS macht die Ein- und Ausgänge sowie den Speiseleitungsanschluß gegen Überlastungen besonders empfindlich. »Thermische Reserven« bestehen bei diesen IS, die sich im Betrieb schon merklich erwärmen, nicht mehr!

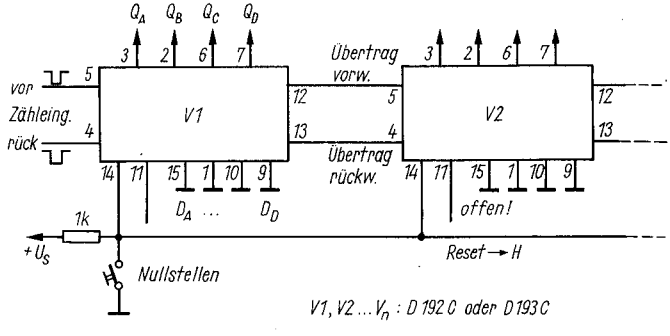


Bild 4.135
Prinzipschaltung von Zähldekaden mit *D 192* oder *D 193*. Nullstelltaste für Zählbetrieb geschlossen

Die Schaltung für einfache Zähldekaden (Umfang 0...9 oder 0...15 je nach IS-Typ) zeigt Bild 4.135. Die nicht verwendeten Dateneingänge werden zweckmäßig an Masse gelegt, können aber auch offenbleiben. Ladeeingang 11 bleibt entweder offen oder ist (sicherer gegen Störeinflüsse) auf H-Pegel ($+U_s$) zu legen. Zum Nullstellen wird die Nullstelltaste geöffnet, sie kann für derartigen Einsatz ein mechanischer Kontakt sein, der keinen Prellschutz benötigt.

Bild 4.136 zeigt die IS als Frequenzteiler (10:1 bei *D 192*, 16:1 bei *D 193*). Alle Lade- und Reseteingänge sowie Ein- und Ausgänge für Rückwärtszählen und alle Q-Ausgänge bleiben unbenutzt (offen bzw. an Masse).

Eine interessante Anwendung ermöglichen die Dateneingänge. Mit ihnen ist diese IS (ohne eigene Zählfunktion) als 4-bit-Zwischenspeicher verwendbar (Bild 4.137). Man kann den Dateneingängen $D_A...D_D$ die von einem beliebigen Zählerausgang abgenommene BCD-codierte Zahlendarstellung als zu speicherndes Signal zuführen. Die Ziffern (oder andersartige Signale) werden hinter den Ausgängen $Q_A...Q_D$ des Speichers angezeigt bzw. ausgewertet. Sobald Taste S2 geschlossen wird, übernimmt Q das bei D anliegende Signal zur Anzeigeeinheit. Bleibt S2 geschlossen, wirkt das Ganze wie direkt von D nach Q durchgehende Leitungen. Öffnet S2, so bleibt das zuletzt vorhandene Signal in der IS gespeichert und die Anzeige bestehen, auch wenn sich zwischenzeitlich das Signal bei D beliebig ändert. S1 ermöglicht das Löschen der Anzeige (Nullstellen), jedoch kann auch sofort S2 erneut geschlossen werden, womit wieder das dann an den Dateneingängen D vorhandene Signal übernommen wird. Derartige Zwischenspeicher eignen sich gut zum Unterdrükken von Pausenzeiten oder ungültigen Zwischenwerten während ablaufenden Meßvorgängen, bei denen erst der Endstand interessiert. Für Amateurzwecke ist

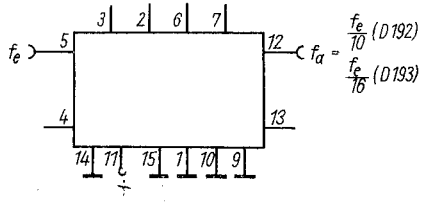


Bild 4.136
Grundschaltung der *D 192, D 193* als Frequenzteiler

der Aufwand für solche Zwischenspeicher meist zu hoch.

Bild 4.138 zeigt eine Torumschaltung, mit der sich ein vorhandener Zähltakt cp sowohl für Vor- wie für Rückwärtszählen verwenden läßt. cp muß aber ein H-Impuls sein (invertiert durch D1 oder D2!). Es ist stets entweder D1 oder D2 ausgangsseitig H und der nachfolgende Zähleingang somit in Ruhelage. Der Zähltakt gelangt über das Gatter, das eingangsseitig am zweiten Eingang H hat, als L-Impuls zu dem gewünschten Zähleingang. Mit H am Eingang D3 (D1, S1 offen) zählt die Schaltung vorwärts, mit L an diesen Eingängen (S1 geschlossen) wird rückwärts gezählt. S1 ist nur symbolisch dargestellt und kann auch ein TTL-Signal sein. Bei einem mechanischen Kontakt ist ein Prellschutz nach Abschnitt 4.1.10. erfor-

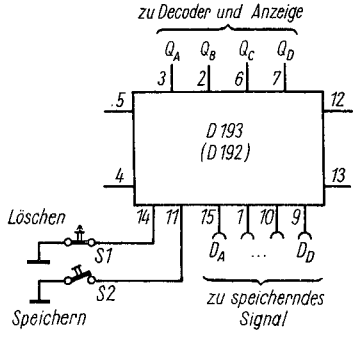


Bild 4.137
Anwendung der *D 193* (ersatzweise für BCD-Wertigkeiten bis 9 auch der *D 192*) als Zwischenspeicher

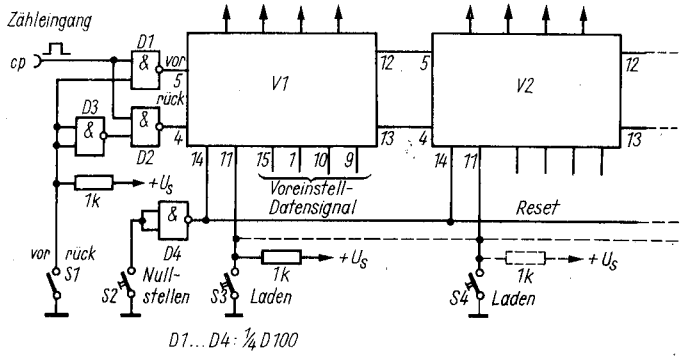


Bild 4.138
Zählrichtungsumschaltung für *D 192* und *D 193* am Eingang einer Zählkette

derlich. Da die Übertragsleitungen für Vor- und Rückwärtsbetrieb (ab Anschluß 12 und 13) getrennt durch alle Dekaden führen, ist diese Richtungsumschaltlogik nur am Eingang der ersten Zähldekade bei V1 erforderlich. Zusätzlich angedeutet sind in Bild 4.138 die Anschlußweise für Ladetasten zur Zählervoreinstellung (entweder je Zähldekade S3, S4 usw. einzeln oder eine gemeinsame Ladetaste für alle Stufen möglich) und eine Resetmöglichkeit mit S2-Arbeitskontakt, die das in der Zählrichtungsumschaltlogik *(D 100)* noch vorhandene vierte Gatter ausnutzt. Bild 4.139 zeigt einen Modulo-m-Vorwärtszähler oder Modulo-m-Frequenzteiler. Gatter D1 ist eine Erkennungslogik nach Bild 4.117, Bild 4.119 oder Bild 4.120. Bei der »Sprungzahl« m tritt an Ausgang D1 L-Signal auf, das (über Reseteingang 14) auf Null setzt. Das Prinzip ist für mehrere Dekaden angedeutet. Der Übertragsimpuls für die Folgedekaden kann dabei nicht mehr von V abgenommen werden (der ja seinen Endstand nicht mehr erreicht). Man verwendet dafür unmittelbar den Ausgangs-L-Impuls des Gatters D1. Über die zweiten Eingänge der Gatter D2 lassen sich alle Stufen gemeinsam auf Null stellen. Ist diese Schaltung als Frequenzteiler eingesetzt, so muß die um den Faktor m untersetzte Ausgangsfrequenz ebenfalls am Ausgang des Gatters D1 abgenommen werden. Hier treten jedoch nur extrem kurze L-Impulse auf (Dauer entsprechend der Umschaltzeit des Zählers, maximal etwa 40 ns!), so daß eventuell eine Impulsverlängerung mit Monoflop (Bild 4.5) erforderlich wird. Eine derartige Erkennungslogik nach Bild 4.139 ist für den Amateur aktuell, wenn er einen dekadischen Zähler benötigt, aber nur über *D 193* verfügt. Wie Bild 4.140 zeigt, muß

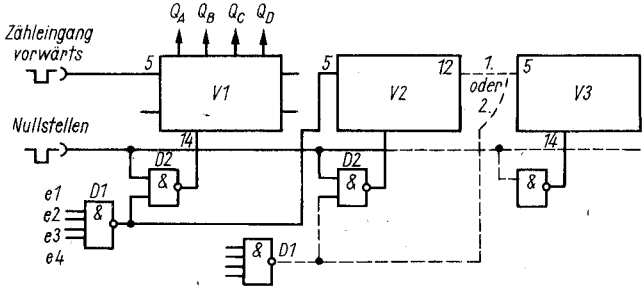


Bild 4.139
Modulo-m-Zähler oder Modulo-m-Teiler für Vorwärtszählen mit *D 192* oder *D 193*

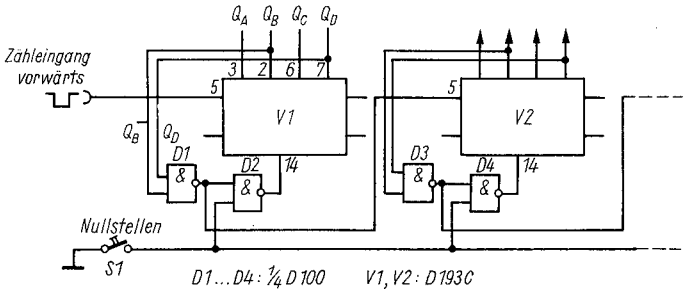


Bild 4.140
Mit Hilfe einer einfachen Erkennungslogik kann auch die *D193C* für dekadisches Vorwärtszählen verwendet werden

diese dann äußerlich für »Modul-10-Betrieb« geschaltet sein. Nach Bild 4.116 und Bild 4.119 tritt bei m = 10 an Q_B und Q_D zugleich H auf. Mit diesen Ausgängen ist das Erkennungsgatter zu belegen. Der Zählzustand »10« tritt ausgangsseitig nur für wenige zehn Nanosekunden auf, danach wird der Zähler sofort nach 0 rückgesetzt. Der Rücksetzimpuls ist (in Bild 4.140 für 2 Dekaden angedeutet) zugleich der Zähleingangspuls der nächsten Dekade. Für diese reicht eine Zählimpulsbreite von 20 ns, die sicher gewährleistet ist, aus. Mit dem zusätzlichen Aufwand von einer *D100* für je 2 Dekaden zählt auch die *D193* zunächst dekadisch vorwärts. Damit bietet sich dem Amateur sehr oft eine Alternativlösung für solche Schaltungsvorschläge, die mit *D192* bestückt sind. Ähnlich einfach läßt sich auch die *D193* für dekadisches Rückwärtszählen benutzen. Hierbei muß der Zähler, der normal von 0 nach 15 schaltet, die 15 »erkennen« und darauf sofort nach 9 setzen. Der Rückstelleingang ist dafür also nicht verwendbar. Wie Bild 4.141 zeigt, benutzt man in diesem Fall die Dateneingänge und den Ladeeingang. An die Dateneingänge $D_A...D_D$ wird fest verdrahtet die Kombination H L L H = 9 angelegt. Sobald der Ladeeingang 11 L-Pegel erhält, springt der Zähler somit sofort auf »9«. Zu erkennen ist am Zählerausgang die 15. Dies entspricht der Kombination H H H H an den Q-Ausgängen. Sobald der rückwärts arbeitende Zähler von 0 auf 15 schaltet, geht demzufolge Ausgang D1 nach L und aktiviert den Ladeeingang. Der Zähler übernimmt die 9. Der Ausgangsimpuls des Gatters D1 ist zugleich der Zählpuls für die folgende Dekade (Übertrag; die Übertragsausgänge von V sind naturgemäß jetzt nicht mehr verwendbar). Mit Erscheinen der 9 an den Q-Ausgängen wird Ausgang D1 sofort wieder H, so daß die »falsche« 15 an den

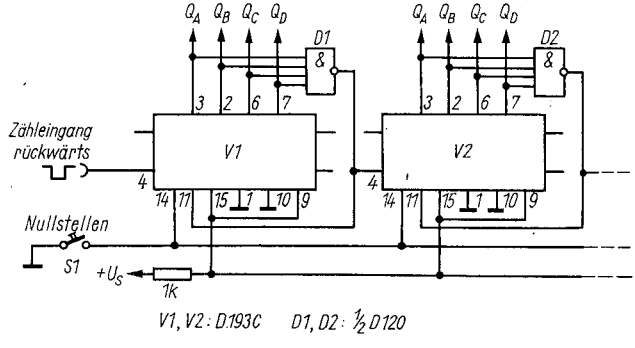


Bild 4.141
Erkennungs- und Sprunglogik für dekadisches Rückwärtszählen mit *D193C*

Ausgängen nur für etwa 25...40 ns auftritt. Beschaltet man die Dateneingänge D mit einer anderen Ziffernkombination gemäß Bild 4.116, so ist es möglich, im Rückwärtsbetrieb auch jeden anderen Faktor m zu realisieren. Durch m wird die Belegung der Dateneingänge bestimmt, während die Anschlußweise für D1 stets die gleiche ist. Wird für das Gatter $^1/_2$ *D 120* benutzt, so kommt man auch beim Rückwärtsbetrieb mit einer IS für 2 Dekaden aus. Einige weitere Beispiele, die auch der Amateur gelegentlich gut verwenden kann, verdeutlichen die Vielseitigkeit dieser Zählertypen. Bild 4.142 zeigt einen nichtzyklischen Zähler. Üblicherweise arbeiten *D 192* und *D 193* zyklisch, d. h., nach Endstand (9 oder 15) folgt wieder 0 usw. Nichtzyklische Zähler zählen nur einmal über ihren Umfang durch und bleiben bei Erreichen des Endstands stehen (weitere Zähltakte bleiben wirkungslos). Soll der nichtzyklische Zähler bei seinem vom IS-Typ her gegebenen Endstand (9 bei *D 192*, 15 bei *D 193*) stehenbleiben, so sind lediglich D1, D2 erforderlich. Der Übertragausgang 12 ist normalerweise auf H-Pegel, D1 somit offen, und die Zähltakte gelangen zum Zählereingang. Mit Erreichen des Endstands steht die Vorderflanke (HL-Flanke) des nächstfolgenden Zähltakts sofort bei Anschluß 12 als Übertrag, dieser HL-Übergang setzt Eingang D1 nach L, so daß dieser Zustand bestehenbleibt. Der Zähler verharrt daher mit L am Übertragsausgang im Endstand, bis er über die

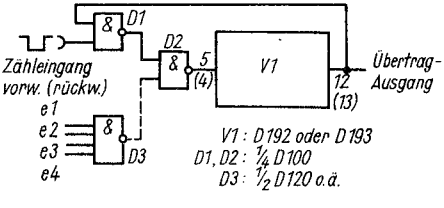


Bild 4.142
Nichtzyklischer Zähler mit *D 192* oder *D 193*, der nach Erreichen des Zählerendstands blokkiert bleibt

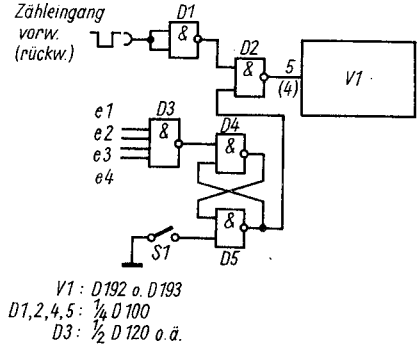


Bild 4.143
Nichtzyklischer Modulo-m-Zähler

Resetleitung nullgestellt wird. Für Rückwärtszählen ist nichtzyklischer Betrieb in gleicher Weise möglich, man benutzt dann lediglich die Ein- und Ausgänge für Rückwärtsbetrieb (Anschlüsse 4 und 13). Bei einem nichtzyklischen Modulo-m-Zähler, der bei Erreichen einer vorgegebenen Zahl m stehenbleibt, ist das mit D3 (punktiert gezeichnet) möglich. Das Prinzip der eingangsseitigen Zähltaktsperrung mit D1, D2 ist das gleiche, jedoch wird nicht der Übertragsausgang benutzt, sondern ein Erkennungsgatter D3 (wie beschrieben zu beschalten) liefert jetzt den Eingangssperrimpuls. Mit Erreichen der an e1...e4 belegten Zahl m geht Ausgang D3 nach L, womit D2 für den nachfolgenden Zähltakt gesperrt ist. Die Verbindung vom Übertragsausgang zum Eingang D1 entfällt. Bild 4.143 zeigt das erweiterte Prinzip. Ist S1 geschlossen, so wird die Erkennungslogik wirkungslos, und V1 zählt zyklisch mit seinem vollen Zählumfang. Öffnet S1, so kommt die Schaltung nach Bild 4.142 (mit D3) zustande, und der Zähler bleibt bei der am Eingang D3 belegten Zahl m stehen.

Bild 4.144 zeigt eine Möglichkeit, alternierend vor- und rückwärts zu zählen. Diese Schaltung zählt also fortlaufend 0...8, 9, 0, 9, 8...2, 1, 0, 1, 2 usw. in ständigem Vor- und Rückwechsel (bei *D 192*) bzw. ebenso zwischen 0 und 15 hin- und

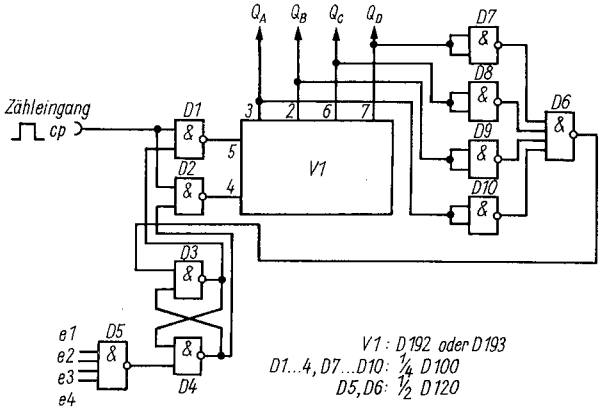


Bild 4.144
Alternierende Vorwärts-Rückwärts-Zählung mit selbsttätiger Zählrichtungsumschaltung (alternierende Modulo-m-Zählung)

rücklaufend mit *D 193*. Soll nicht der volle Zählumfang ausgenutzt, sondern alternierend zwischen 0 und einer Zahl m gezählt werden, so beschaltet man die Eingänge e1...e4 der Erkennungslogik D5 für m in der Schaltung nach Bild 4.119 oder Bild 4.120. Die Torschaltung D1, D2 (Bild 4.138) schaltet die Richtung um. Ihren Zustand bestimmt der RS-FF D3, D4. Dieser wiederum wird jeweils bei 0 mit dem Ausgangs-L-Signal von D6, bei Zählende mit dem Ausgangssignal des Erkennungsgatters D5 gesetzt.

Abschließend sei noch ein Beispiel für einen »Übersprungzähler« mit verkürztem Zählbereich angegeben. Derartige Zähler benötigt man u. a., um andere Codes darzustellen. Sie zählen vorwärts von 0 bis zu einer Zahl m, springen von diesem Zählerstand m sofort auf eine zweite Zahl n und zählen ab n normal weiter bis Zählende. Bild 4.145 zeigt eine derartige Schaltung. Das Erkennungsgatter D4 wird für die gewünschte Zahl m (wie zuvor schon mehrfach beschrieben) mit den Ausgängen Q_A...Q_D belegt. Sobald m erreicht ist, geht Ausgang D4 nach L, der RS-FF (D2, D3) schaltet also auf Ausgang D2 nach L um. Damit ist der Ladeeingang Anschluß 11 aktiviert. An den Dateneingängen D_A...D_D legt man die nach Bild 4.116 BCD-codierte Zahl n an. Dem-

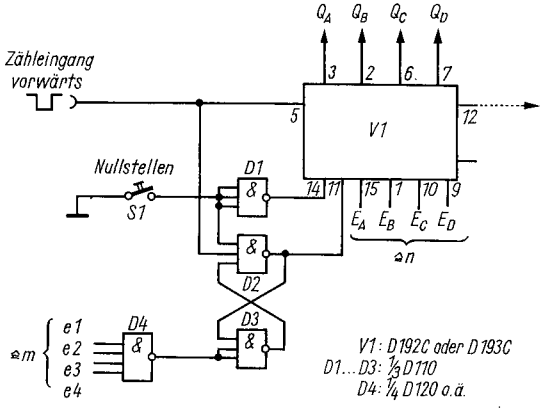


Bild 4.145
Übersprungzähler mit verkürztem Zählbereich. Der Zähler springt von Zahl m nach Zahl n

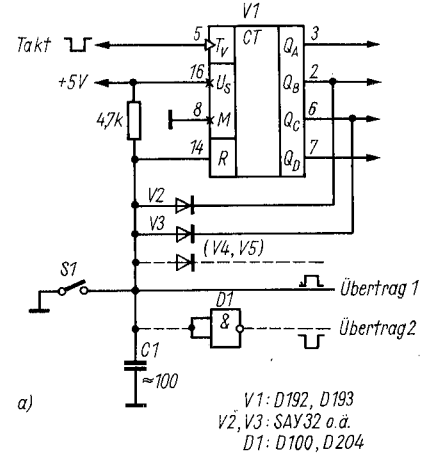
zufolge springt der Zähler, wenn m erreicht ist, sofort auf die dann »geladene« Zahl n über und zählt von da normal weiter. Zu diesem Zweck setzt die HL-Vorderflanke des nächsten Zähleingangstakts den RS-FF Ausgang D2 nach H zurück; die Dateneingänge D sind wieder verriegelt und der Zählbetrieb freigegeben. Weil die Zähltakte in größerem Abstand folgen können, muß der Nullstellvorgang (S1) auch das Rückstellen des RS-FF (der sonst zufällig den Ladeeingang 11 ständig aktiviert halten könnte) mit einbeziehen. Sonst wäre bleibendes Nullstellen nicht möglich, wenn der Ladeeingang aktiviert ist.

4.6.4.3. Vereinfachte Zählumfangsverkürzung (Teilerfaktoreinstellung) für die Zähler-IS D 192 und D 193

Der Zählumfang der universellen Zähler-IS *D 192* (m = 10) und *D 193* (m = 16) kann mit »Erkennungslogiken« verkürzt werden. Statt der zusätzlichen Grundgatterfunktionen lassen sich vereinfachte Schaltungen mit Diodengattern anwenden. Die Vorteile (Einsparung von Gatterfunktionen und deren Betriebsstrom, einfachere Leiterbahnführung) überwiegen im Amateurbereich die Nachteile (durch Dioden etwas verringerter statischer Störabstand, gegebenenfalls etwas niedrigere Arbeitsfrequenz). Bild 4.146 zeigt die Anwendung eines Diodengatters zur Zählumfangsverkürzung; das Prinzip eignet sich für *D 192* und *D 193* gleichermaßen. Solange S1 geschlossen ist, arbeitet der Zähler mit vollem Zählumfang. Bei geöffnetem Schalter S1 wird der Rückstelleingang R so lange über mindestens eine Diode auf L-Pegel gehalten, bis der gewünschte Zählerstand erreicht ist. Die Schaltung nach Bild 4.146a mit V2, V3 gilt für n = 5 (entspricht Teilerfaktor 6:1). Sobald der Zähler den Stand »6« einnimmt, erhalten Q_B und Q_C H-Pegel, so daß auch R H-Pegel führt; der Zähler setzt sofort nach 0 zurück.

Für andere Zählumfänge läßt sich die erforderliche Diodenbeschaltung aus Bild 4.146b ersehen. Die Zählstufe kann dabei nicht mehr über den R-Eingang nullgestellt werden. Man benutzt dafür erforderlichenfalls die Dateneingänge D_A bis D_D (die sämtlich an Masse gelegt werden) und den Voreinstelleingang; mit L-Pegel am Voreinstelleingang (siehe Bild 4.133a, b) setzt hierbei der Zähler nach 0. In Bild 4.146a wurde diese Möglichkeit nicht mit eingezeichnet.

Für die Dauer des Rückstellvorgangs über R steht an diesem Anschluß ein



Zählumfang 0...n; n=	D192; 2	3	4	5	D193 6	7	8	nur D193 9	10	11	12	13	14
Diode nach Ausgang Q_A	×		×		×		×		×		×		×
Diode nach Ausgang Q_B	×			×	×			×	×			×	×
Diodes nach Ausgang Q_C		×	×	×	×					×	×	×	×
Diode nach Ausgang Q_D						×	×	×	×	×	×	×	×

b)

Bild 4.146
a – Diodengatter zur Zählumfangsverkürzung bei *D 192*, *D 193*, b – je nach gewünschtem Zählumfang sind die mit X angegebenen Q-Ausgänge über Dioden mit *R* zu verbinden

H-Impuls »Übertrag 1« zur Verfügung, der unmittelbar für den Takteingang einer nachfolgenden Zählstufe benutzt werden kann. Die dafür scheinbar »falsche« Impulspolarität stört nicht, sie bewirkt lediglich, daß die folgende Zählstufe (*D 192* oder *D 193*) bereits mit der Vorderflanke des Impulses schaltet, was für alle üblichen Anwendungen bedeutungslos ist. Anderenfalls kann der Übertragsimpuls mit einem zusätzlichen Gatter D1 zum »Übertrag 2« invertiert werden. Die Breite des Übertragsimpulses wird durch die innere Schaltzeit der Zähler-IS bestimmt; sie liegt somit bei 20 bis 30 ns und mit diesem Wert bereits nahe der für den Takteingangsimpuls vom IS-Hersteller vorgeschriebenen Mindestimpulsbreite. Falls die mit diesen IS mögliche Zählgeschwindigkeit (20 MHz) nicht voll ausgenutzt werden muß, kann man (ratsam insbesondere bei Verwendung der Basteltypen *P 192, P 193*) eine Impulsverlängerung mit *C*1 vorsehen, womit die Betriebssicherheit der Zählstufen verbessert wird. Der Maximalwert für *C*1 liegt bei 1 nF. Mit $C1 = 100\,pF$ sind noch Zählgeschwindigkeiten bis etwa 2 MHz möglich.

4.6.4.4. Programmierbare Frequenzteiler mit D 192/D 193

Häufig werden Frequenzteiler mit umschaltbarem Teilerverhältnis benötigt (z. B. Frequenzsynthesizer). Eine Zählerstandsanzeige ist dabei nicht erforderlich, so daß die Zähler nicht unbedingt bei Zählerstand 0 beginnend schalten müssen. In diesem Fall ergibt sich eine besonders günstige Lösung mit der Schaltung nach Bild 4.147, die gleichermaßen für *D 192* und *D 193* geeignet ist. Dabei wird stets bis zum vollen Zählumfang der IS (9 oder 15) gezählt, dann werden jedoch die ab 0 bis zum gewünschten Zählumfang (Teilerfaktor) folgenden Zählschritte übersprungen. Man benutzt in diesem Fall den Übertragsausgang P_v der in Vorwärtszählrichtung betriebenen IS. Hat die IS ihren maximalen Zählstand (9 bei *D 192*, 15 bei *D 193*) erreicht, so ist intern eine Verbindung T_v nach P_v geöffnet. Der folgende Zähltakt (der die IS auf 0 rücksetzt) erscheint somit gleichzeitig originalgetreu an P_v mit der in Bild 4.147 angegebenen Polarität. Mit der HL-Flanke des entsprechenden Übertragsimpulses wird somit Ausgang D1 = H, D2 bleibt jedoch verriegelt, da zu diesem Zeitpunkt an seinem zweiten Eingang der Zähleingangstakt mit L-Pegel anliegt. Mit der LH-Flanke des Zähleingangstakts wird dieser zweite D2-Eingang ebenfalls H, während Eingang D1 H-Pegel erhält. Infolge der inneren Signallaufzeit der Zähler-IS erscheint die LH-Flanke am Eingang D1 gegenüber der LH-Flanke am oberen D2-Eingang um etwa 20 bis 30 ns verzögert; hinzu kommt noch die Schaltzeit von D1 (etwa 10 bis 15 ns). Daher haben für eine Zeit von wenigstens 25 ns beide Eingänge von D2 H-Pegel, Ausgang D2 geht nach L, und über den Ladeeingang V des Zählers wird die an den Dateneingängen $D_A \ldots D_D$ angelegte Zahl in den Zähler übernommen, der dadurch sofort die Stellungen 0 bis zu dieser Zahl überspringt. Dadurch ist der Zählübertragsimpuls an P_v unterbrochen; P_v nimmt H-Pegel ein. Die Dauer des an V liegenden Ladeimpulses und des Ausgangsimpulses (Übertrag bzw. f_a) wird somit nur durch die innere Zählerschaltzeit und durch D1 bestimmt, sie liegt demgemäß bei 30...45 ns. Gegebenenfalls (insbesondere bei Verwendung von P-Typen für die Zähler und bei nicht erforderlicher maximaler Zählgeschwindigkeit) kann dieser Impuls mit dem Wert von *C*1 verlängert werden. Mit $C1 = 0$ F ist eine maximale Betriebsfrequenz für f_e um etwa 10 bis 12 MHz möglich; mit dem Maximalwert $C1 = 1$ nF sind bei f_e noch etwa 1 bis 2 MHz möglich. Die Eingangsfrequenz f_e erscheint, mit dem Faktor $(10 - m)$ bei *D 192* bzw. dem Faktor $(16 - m)$ bei *D 193* untersetzt, als Aus-

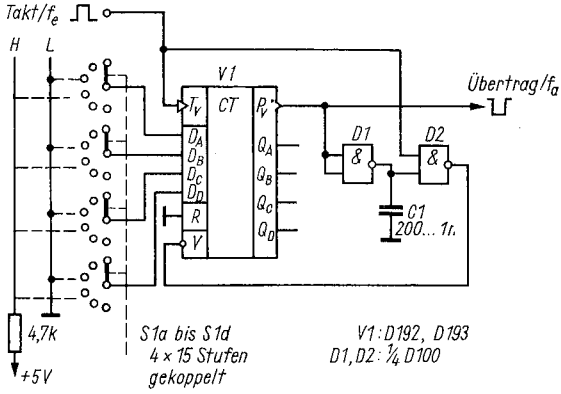


Bild 4.147
Programmierbarer (umschaltbarer) Frequenzteiler. Geeignet unter anderem für Frequenzsynthesizer, jedoch nicht für anzeigende Zählstufen

gangsfrequenz f_a, wobei m die an den Dateneingängen $D_A...D_D$ BCD-codiert (Bild 4.116) eingestellte Zahl ist. Der gewünschte Teilerfaktor kann daher, wie im Bild 4.147 gezeigt, mit einem 4poligen Stufenschalter programmiert werden; mit S1a...S1d läßt sich das Teilerverhältnis jederzeit umschalten. Für anzeigende Zählstufen eignet sich diese Schaltung nicht, da sie den Zählumfang am Anfang (bei 0 beginnend) verkürzt und die an den Q-Ausgängen auftretenden BCD-codierten Zahlen daher nicht mit der Zahl der Zählschritte identisch sind. Nachteilig ist unter Umständen auch, daß der Zählerstand 0 (alle Q-Ausgänge L) kurzzeitig (20...60 ns, je nach *C1* und den IS-Exemplardaten) an den Q-Ausgängen auftritt – auch wegen dieser »Spikes« können die Q-Ausgangssignale nicht ohne weiteres weiterverarbeitet werden; ein weiterer Nachteil ist die Reduzierung der maximalen Zählfrequenz unter die (sonst mit *D 192, D 193* möglichen) etwa 25 MHz. Dagegen hat die Schaltung nach Bild 4.147 den entscheidenden Vorteil, daß auf den Zuleitungen zum Programmierschalter S1a...S1d nur Gleichstrom fließt, so daß Montage und Leitungsführung auch über eine größere Entfernung problemlos sind. Deshalb und wegen des relativ geringen Aufwands an zusätzlichen Gattern eignet sich diese Schaltung insbesondere auch für längere Teilerketten mit beliebig wählbaren Teilverhältnissen z. B. in Frequenzsynthesizern aller Art sehr gut. Der Reset-Eingang R sollte dabei nicht für Steuerungszwecke benutzt werden, da ein Nullstellen über R zu einem – bei fehlendem f_e-Takt bleibenden – »verbotenen« Zustand »0« führt und demzufolge beim Anlaufen der Teilerkette zunächst einen falschen Teilerfaktor ergeben würde. Der Teiler kann bei Bedarf mit dem zweiten Eingang von D1 in definierter Anfangsstellung (Bild 4.147) gehalten werden, womit der Zähler die mit S1 vorgegebene Stellung einnimmt und, solange L-Pegel am zweiten Eingang von D1 anliegt, diese Stellung beibehält (f_a-Impulse treten dabei nicht auf).

4.6.5. Universeller Zählfrequenzmesser und Impulszähler

4.6.5.1. Aufgabe und Meßverfahren

Neben Oszillografen gehören Zählfrequenzmesser zu den universellsten Meßgeräten. Sie lassen sich mit IS nunmehr auch vom fortgeschrittenen Amateur bei tragbarem Aufwand realisieren. Einen Überblick über Aufbau und Funktionsweise sowie Anwendungsmöglichkeiten

vermitteln [51] sowie die in diesem Beitrag angegebenen weiteren Literaturstellen. Im folgenden werden die einzelnen Baugruppen eines solchen Geräts, das möglichst universell ausgelegt wurde, beschrieben. Der Amateur kann den Aufbau je nach seinen Erfordernissen vereinfachen oder erweitern. Als Netzteil eignen sich Schaltungen nach Bild 2.18, Bild 2.30 und ähnliche. Zunächst seien grundsätzlicher Aufbau und mögliche Meßverfahren umrissen.

Bild 4.148 zeigt die wesentlichen Baugruppen eines Zählfrequenzmessers. Ein Normalfrequenzgenerator (Quarzoszillator) mit 1 MHz stellt für alle Meßvorgänge die Zeitbasis bereit. Die kleinste Zeiteinheit ist damit 1 µs. Durch Frequenzteilung 10^6:1 wird die Normalfrequenz f_n bis auf 1 Hz herabgesetzt. Vorhanden ist weiterhin ein bei dem beschriebenen Gerät 6stellig ausgelegter Impulszähler mit den Zähldekaden Z1...Z6, dessen BCD-Ausgängen Decoder nachgeschaltet sind, die für die betreffende Anzeigeeinheit das BCD-Signal in die für die Anzeige notwendige Form umsetzen. Es bleibt dem Amateur überlassen, ob er für die Anzeige Glimmziffernanzeigeröhren mit dazu passender Decodierschaltung verwendet oder 7-Segment-LED-Anzeigeelemente. Dem Stand der Technik entsprechend sollte der Amateur jedoch die (auch schaltungs- und betriebstechnisch günstigere) moderne Form der LED-7-Segment-Ziffernanzeige vorziehen, zumal das Netzteil einfacher wird (nur +5 V) und die entsprechenden Anzeigeeinheiten *(VQB 71)* ebenso inzwischen verfügbar sind wie die dazu geeignete Decoder-IS *(D 146, D 147)*. Die zu registrierende Eingangsspannung U_e (Bild 4.148) ist in einer Eingangsschaltung, die u. a. Impulsformer enthält, so aufzubereiten, daß sie die zum Ansteuern von TTL-Zählstufen erforderlichen Eigenschaften (bezüglich Pegel und Impulsflanken) hat. Über eine Torschaltung gelangt U_e zum Zählereingang. Eine Steuerlogik beeinflußt die Torschaltung und die

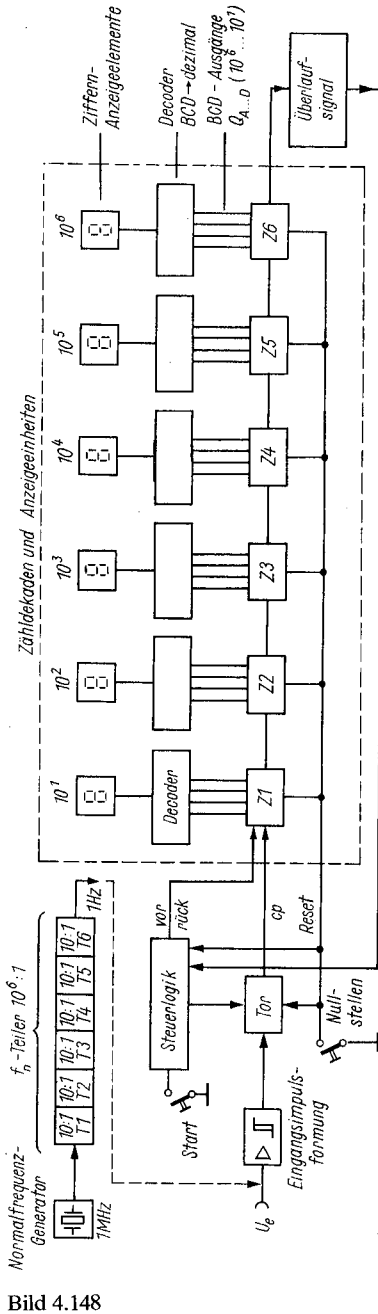


Bild 4.148
Zählfrequenzmesser. Übersichtsdarstellung der vorhandenen Funktionsgruppen in der Betriebsart Einzelimpulszählung

Zähldekade. Sie sorgt je nach gewählter Meßart für den sinnrichtigen Ablauf aller Vorgänge. Der Meßvorgang beginnt entweder automatisch durch die Steuerlogik selbst (in Abhängigkeit von U_e), oder man benutzt die Starttaste. Ist die Meßaufgabe erledigt, können mit einer Nullstelltaste die Anzeige gelöscht und sämtliche Funktionsgruppen wieder in Ausgangsstellung gebracht werden. Je nach Zuordnung der einzelnen Funktionsblocks zueinander lassen sich verschiedene Meßaufgaben lösen. Bild 4.148 zeigt die Grundfunktion für Einzelimpulszählung. Für diesen Zweck sind der Normalfrequenzgenerator und der f_n-Teiler nicht erforderlich. Wenn das Impulstor geöffnet ist, wird jeder bei U_e angelegte Impuls (z. B. Schließen eines Kontakts, Unterbrechung einer Lichtschranke usw.) einzeln gezählt. Für innere Funktionskontrollen des Gesamtgeräts ist es z. B. auch möglich, den vom f_n-Teiler abgegebenen 1-Hz-Impuls zu zählen, wobei sich die Anzeige in jeder Sekunde um 1 vergrößert (oder bei Rückwärtszählen verkleinert). Die Zählrichtung vorwärts-rückwärts wird ebenfalls von der Steuerlogik aus umgeschaltet. Bild 4.148 gilt also zugleich für die Meßart »Einzel-Impulszählen«. Die maximale Zählgeschwindigkeit hängt dabei außer von den möglichen Betriebsfrequenzen für Zähler und den in Torschaltung und Eingangsimpulsformung usw. verwendeten TTL-Gattern vor allem vom sorgfältigen Aufbau des Geräts ab. Sie liegt über 5 MHz bzw. $5 \cdot 10^6$ Impulse je Sekunde.

Die für den Amateur wichtigste Meßart ist die digitale Frequenzmessung. Dabei werden die Schwingungen der unbekannten Frequenz f_x während eines genau definierten Zeitraums (0,1 s oder 1 s) ausgezählt. Bild 4.149 zeigt die prinzipielle Schaltung dafür. Vor Meßbeginn stellt man die Anzeige auf Null, wobei die Steuerlogik (von der Resetleitung mitbetätigt) den f_n-Teiler 10^6:1 in die Stellung »9« sämtlicher Teilerstufen (also nicht auf »0«) setzt. Ferner hält die Steuerlogik das

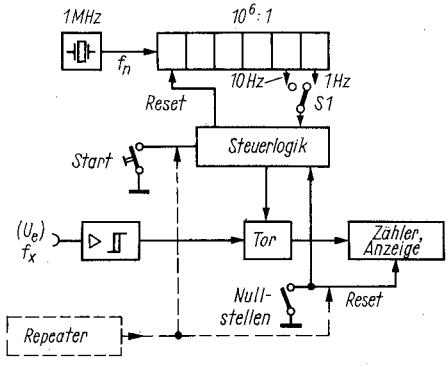


Bild 4.149
Funktionsschaltbild des Zählfrequenzmessers für die Betriebsart Frequenzmessung

Tor geschlossen, so daß die bei f_x anliegende zu messende Frequenz nicht in den Zähler gelangt. Sobald die Starttaste betätigt wird, gibt die Steuerlogik zunächst den Frequenzteiler frei. Da dieser in allen Stufen auf »9« gesetzt war, erscheint sofort am Ausgang (10 Hz oder wie im Beispiel 1 Hz je nach der mit S1 gewählten Meßzeit) ein Impuls. Der mit Meßstart sofort über S1 in die Steuerlogik einlaufende erste Impuls öffnet das Tor, womit f_x an den Zählereingang gelangt und der Zähler jetzt die Schwingungen einzeln auszählt. Nach genau 1 s trifft über S1 der nächste 1-Hz-Takt ein, der das Tor sofort wieder schließt. Damit war das Tor für (mit Quarzgenauigkeit) exakt 1 s Dauer geöffnet. Die in dieser Zeit gezählten Schwingungen, vom Zähler angezeigt, geben damit unmittelbar die Frequenz in Hz wieder. Für hohe Frequenzen oder wenn nicht die volle Anzeigegenauigkeit der vorhandenen 6 Stellen benötigt wird, läßt sich die Meßzeit auf 0,1 s verkürzen, indem man über S1 vom f_n-Teiler 10 Hz abgreift. Das angezeigte Zählergebnis ist dann mit 10 zu multiplizieren. Nachdem der Wert abgelesen ist, stellt man von Hand auf Null und gibt einen weiteren Meßvorgang frei. Da dies bei längerdauernden Messungen (Abgleich eines

Oszillators u. ä.) mit sehr unbequemen dauernden Bedienungsgriffen verbunden wäre, übernimmt eine eventuell eingebaute zusätzliche Baugruppe, der Repeater (Wiederholer), diese Aufgabe. Der Repeater (punktiert dargestellt) löscht nach einer wählbaren Zeit (die zwischen 0,5...30 s liegt) die Anzeige, bewirkt also automatischen Reset und startet sofort anschließend den Meßvorgang neu.

Für niedrige Frequenzen ist das Verfahren nach Bild 4.149 zu ungenau. Die Netzfrequenz 50 Hz z. B. würde am Zähler die Anzeige 000050 ergeben (mit 1 s Meßzeit) bzw. gar nur 000005 (mit 0,1 s Meßzeit). Da die letzte Ergebnisstelle jeweils grundsätzlich um ± 1 differieren kann, liegt die tatsächliche Frequenz zwischen 49 und 51 Hz. Das Ergebnis wäre also schon bei 1 s Meßzeit sehr ungenau. Man geht deshalb bei niedrigen Frequenzen den umgekehrten Weg und wendet die Periodendauermessung an. Bild 4.150 zeigt ihr Prinzip. Dabei ist die Quarzfrequenz die Zeitbasis. Mit S1 sind entsprechend den angeschriebenen Frequenzen die Zeitmaßstäbe 1 µs, 1 ms oder 1 s wählbar. Diese Normalfrequenz f_n gelangt über das Tor in den Zähler. Geöffnet wird das Tor über die Steuerlogik von der Eingangsspannung U_e, und zwar für eine Periodendauer der bei U_e angelegten zu messenden Frequenz f_x. Die Steuerlogik registriert dabei die Nulldurchgänge von U_e. Sobald der Meßvorgang gestartet wurde, bewirkt der erste Nulldurchgang von U_e in positiver Anstiegsrichtung das Öffnen des Tores, der nächste Nulldurchgang nach positiver Richtung (also nach genau einer Periode von f_x) schließt das Tor wieder, wonach es bis zum Löschen der Anzeige (Reset) geschlossen bleibt. Die Zahl der von S1 kommenden, über das Tor in den Zähler eingezählten Impulse ist damit (weil ihre Zeitdauer bekannt ist) ein direktes Maß für die Periodendauer T, von der aus auf den Kehrwert $f = {}^1/_T$ umgerechnet werden kann. Für das genannte Beispiel der Netzfrequenz 50 Hz (entspricht 20 ms Periodendauer) ergibt sich (wenn man 1 MHz = 1 µs bei S1 wählt) die Anzeige 020000, also ein 5stelliger und entsprechend genau ablesbarer Wert. Anschließend wird gelöscht (Nullstellen) und erneut gestartet. Auch bei der Periodendauermessung kann das ein Repeater übernehmen. Mit der gleichen Schaltungsweise (nach Bild 4.150) sind weitere Meßverfahren durchführbar. Zunächst ist eine einfache Zeitmessung beliebiger Vorgänge möglich. Zu diesem Zweck ist das Tor so lange zu öffnen, wie U_e anliegt. Wird U_e

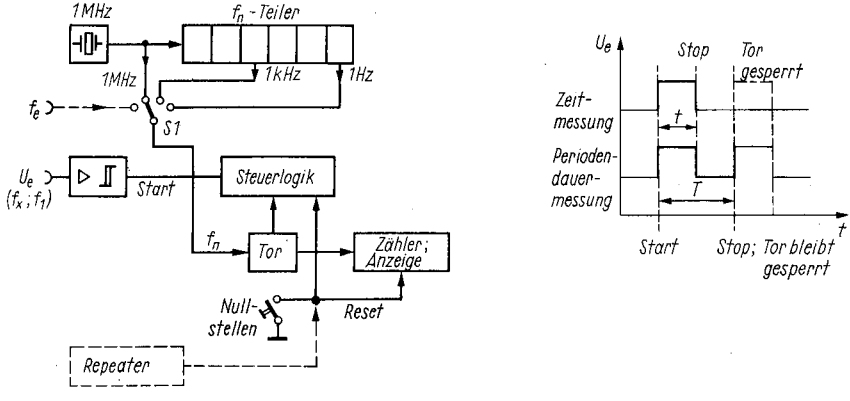


Bild 4.150 Funktionsschaltbild des Zählfrequenzmessers für die Betriebsarten Zeitmessung, Periodendauermessung und Frequenzverhältnismessung. Statt f_e lies f_z

über Handschalter eingegeben, so hätte man eine »Stoppuhr«. Praktisch überführt man den zu messenden zeitlichen Ablauf unmittelbar in ein für U_e geeignetes Eingangssignal (z. B. bei bewegten Objekten mit Lichtschranken usw.). Die Meßart »Zeitmessung« (mit der bei S1 gewählten Zeiteinheit) bedarf einer Zusatzeinrichtung, wenn der zu messende Zeitvorgang in kurzen Abständen mehrmals hintereinander auftritt. Das wäre z. B. der Fall, wenn die Leuchtzeit (Hellperiode) einer Blinklampe zu messen ist. Bevor dann das Ergebnis abgelesen wäre, würde der nächste bei U_e eintreffende Auslöseimpuls das Tor erneut öffnen, womit die Zählung vom vorhandenen Ergebnis aus weiter fortschreiten würde. Eine derartige additive Zeitmessung kann gelegentlich auch erforderlich sein. Normalerweise ist sie unerwünscht. Man wendet dann Einzelzeitmessung mit Wiederholsperre an. In diesem Fall sorgt die Steuerlogik dafür, daß das Tor, sobald es einmal geöffnet und wieder geschlossen wurde, verriegelt bleibt (und nicht mehr durch U_e erneut zu öffnen ist), bis man von Hand nullstellt. Diese Meßarten sind in Bild 4.150 als vereinfachtes Impulsdiagramm veranschaulicht. Bei Zeitmessung öffnet das Tor (über den dick ausgezogenen Zeitraum der U_e-Kurve) nur während des ersten U_e-Impulses und für dessen Dauer, danach jedoch nicht mehr. Bei der Periodendauermessung muß natürlich die zweite Halbwelle der zu messenden Frequenz f_x (im Diagramm die Impulspause) mit erfaßt werden, nur dann ist auch bei unsymmetrischen Kurvenformen eine einwandfreie Periodendauermessung möglich. Das Tor öffnet während der Zeit T, nach Ablauf einer Periode bleibt das Tor gesperrt. Die LH-Impulsflanke ist in beiden Fällen das Schaltkriterium.

Schließlich erlaubt die Schaltung nach Bild 4.150 noch einen unmittelbaren Vergleich zweier Frequenzen in der Meßart Frequenzverhältnismessung. Dies ist punktiert angedeutet. Über S1 wird jetzt nicht eine Normalfrequenz, sondern eine zweite von außen zuzuführende Frequenz f_2 in den Zähler eingezählt, und zwar so lange, wie die Frequenz $f1$ (bei U_e) das Tor öffnet. Bei $f2$ ist stets die höhere der beiden Frequenzen anzulegen. Ist z. B. $f2 = 700\,\text{kHz}$ und $f1 = 350\,\text{Hz}$, so können während einer Periodendauer von $f1$ (Toröffnungszeit) 2000 Perioden von $f2$ das Tor passieren. Diese Zahl zeigt der Zähler an und weist das Frequenzverhältnis unmittelbar als $F2{:}1 = 2000{:}1$ aus. Nach diesem Verfahren lassen sich insbesondere höhere Frequenzverhältnisse exakt bestimmen. Dies ist gerade in der Digitaltechnik oft sehr vorteilhaft. Man kann z. B. die ordnungsgemäße Arbeitsweise einer Frequenzteilerkette mit großem Teilverhältnis kontrollieren, indem bei $f2$ die Teilereingangsfrequenz, bei $f1$ die Teilerausgangsfrequenz der zu prüfenden Teilerkette eingespeist wird. Das angezeigte Zählergebnis muß genau dem Teilerfaktor der Kette entsprechen. Beim Zähler selbst (Dekaden in Bild 4.148) ist noch eine Vorrichtung, die den »Zähler-Überlauf« erfaßt und auswertet, vorhanden. Sie spricht an, wenn der maximale Zählstand 999999 überschritten wird. Um falsches Ablesen zu vermeiden, wird das Zählen über diesen Endstand hinaus entweder mit Signal gemeldet oder dieses stoppt wahlweise auch den Zähler im Endstand (»Überlaufsperre«). Die Schaltungstechnik aller genannten Funktionen ist Thema der folgenden Abschnitte. Dabei sind die Schaltungen zur besseren Übersicht funktionsgruppenweise aufgeteilt. Diese Funktionsgruppen sind beim Aufbau des Geräts entsprechend den in den Schaltungen angegebenen Verbindungspunkten zu kombinieren, wobei Bild 4.148 bis Bild 4.150 den Überblick über die Gesamtfunktion und das Zusammenspiel der Baugruppen erleichtern. In allen Teilschaltungen werden die in den vorangegangenen Abschnitten bereits behandelten Schaltungsprinzipien verwendet, Decodier- und Anzeigeeinheiten

sind in Abschnitt 4.7. beschrieben. Das Mustergerät des Verfassers ist aus den nachfolgend beschriebenen Baugruppen zusammengesetzt und verwendet für Decoder und Anzeigeeinheiten das Verfahren nach Abschnitt 4.7.2.3. (*D 147* mit LED-Anzeigen *VQB 71*). Es wurde zusätzlich noch mit den in Abschnitt 4.6.5.6., 4.6.5.7. und 4.6.7.3. beschriebenen Ergänzungsmöglichkeiten ausgestattet und vollständig auf Lochrasterplatten konventionell verdrahtet.

4.6.5.2. Zähldekaden

Die Zähldekaden des Zählfrequenzmessers sind nach Bild 4.151 in der üblichen Schaltbild-»Leserichtung« (Signalfluß von links nach rechts) geschaltet. Natürlich erfolgt die Zuordnung zum Anzeigefeld in räumlich umgekehrter Richtung. Um den Zähler voll ausnutzen zu können, wurde eine Voreinstellmöglichkeit für die Zähldekaden mit den Daten- und Ladeeingängen vorgesehen. Der Aufwand und die Frontplattengröße des gesamten Geräts bleiben durch nur einen gemeinsamen »Ladeschalter« gering, S1...S4 sind gekoppelt (4 Schaltebenen je 10 Stellungen). Die Stufen dieses Schalters sind dezimal beschriftet. Für jede dezimale Zahl werden die entsprechenden Kontakte an S1...S4 mit $+U_s$ (über 1 kΩ, allen Anschlüssen gemeinsam, H-Pegel) oder mit Masse (L-Pegel) entsprechend der zugehörigen BCD-Kombination (Bild 4.116) beschaltet. In jeder Stellung der Ladeschalter liegt aus diesem Grund bei allen Zählstufen gemeinsam an den Dateneingängen $E_A...E_D$ (Anschlußzahlen Bild 4.133b) das der dezimalen Ziffer entsprechende BCD-Signal an. Für die Zähler sind einzelne Ladetasten »Laden« vorhanden. Sie wurden beim Mustergerät als Mikrotaster unmittelbar unter dem jeweiligen Ziffernanzeigeelement angeordnet. Wird die Ladetaste gedrückt, so wird die mit dem Ladeschalter gewählte Ziffer in den Zähler eingeschrieben. Man kann

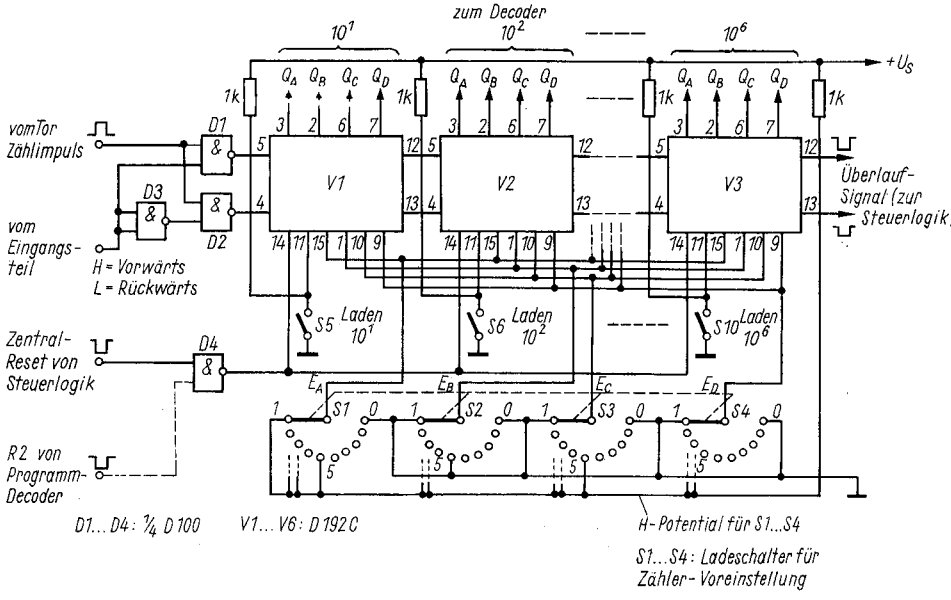


Bild 4.151 Schaltung der Zähldekaden des Zählfrequenzmessers. Statt V3 lies V6

mit dem Ladeschalter daher nacheinander alle Dekaden auf die gewünschten Ziffern voreinstellen. Die Ausgänge »Übertrag« (12 und 13) der letzten Dekade V6 werden als Überlaufsignal benutzt und führen zur Steuerlogik (Bild 4.154). Ebenfalls von der Steuerlogik kommen die Eingangsleitungen für Zählimpuls, Zählrichtungssignal (D1, D3) und der Nullstellimpuls (vom Zentralreset der Steuerlogik). Wird der später beschriebene Programmdecoder benutzt, der ein Nullstellen für den Zähler erfordert, ohne daß die übrigen sonst vom zentralen Reset mitgeschalteten Funktionsgruppen betätigt werden, so ist der zweite punktiert angedeutete Eingang an G4 notwendig.

Der Ladeschalter und die Ladetasten sind nicht unbedingt erforderlich. An S1...S4 ist in Bild 4.151 als Beispiel die Anschlußbelegung für Ziffer »5« eingezeichnet. Falls man für den Ladeschalter einen Stufenschalter mit mehr als 10 Stellungen verwendet, sei auf eine weitere Ergänzung verwiesen. Über eine 11. Stellung ist es möglich, alle 4 Dateneingänge der Zähler auf Buchsenanschlüsse herauszuführen. Äußere, in BCD-codierter Form vorliegende Signale lassen sich so (1stellig) mit einer Ladetaste in den Zähler und damit zum Decoder und zur Anzeige übernehmen. Der im Gerät vorhandene Decodier- und Anzeigeteil kann dann auch fremde BCD-Signale darstellen. An den Ausgängen Q_A...Q_D der Zähler folgen Decodier- und Anzeigeschaltung gemäß Abschnitt 4.7. Wenn der Aufwand vertretbar erscheint, darf der Zähler ohne weiteres auch für höhere Stellenzahl (üblich sind z. B. 8stellige Anzeigen) ausgelegt sein.

4.6.5.3. Normalfrequenzgenerator und Normalfrequenzteiler

Die Schaltung von Quarzoszillator und f_n-Teiler (Bild 4.148) zeigt vollständig Bild 4.152. Der Quarzoszillator 1 MHz entspricht Bild 4.12a. Der Umschalter S1 kann den Oszillator (sobald Gatter D1 sperrt) stillsetzen, womit zugleich D2 öffnet. Damit läßt sich am Eingang *f*2 (mit Überspannungsschutzbeschaltung) eine fremde Frequenz (statt der Quarzfrequenz) zur Frequenzverhältnismessung

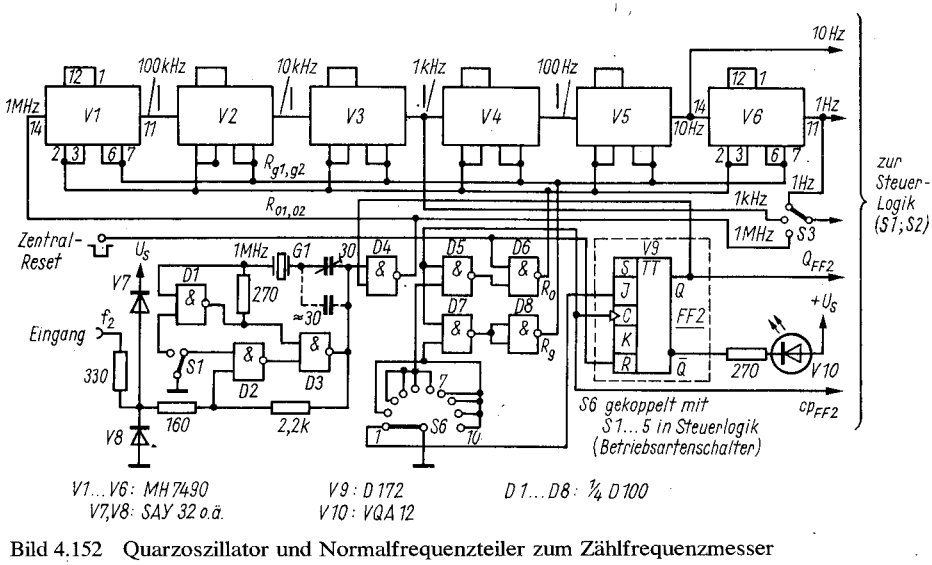


Bild 4.152 Quarzoszillator und Normalfrequenzteiler zum Zählfrequenzmesser

(Abschnitt 4.6.5.1.) einspeisen. Wahlschalter S3 ist dabei in Stellung »1 MHz« zu bringen, womit $f2$ (über Trigger D2, D3 und D4 impulsgeformt) an S3 für die Steuerlogik bereit steht. Bei normalem Quarzbetrieb wird mit S3 für Periodendauer- und Zeitmessungen die Zeitbasis (1 µs, 1 ms oder 1 s, entsprechend 1 MHz, 1 kHz, 1 Hz) gewählt. Alle Frequenzen greift man an den entsprechenden Punkten der Teilerkette V1...V6 ab. Außerdem stehen (unabhängig von S3) noch die Frequenzen 1 Hz und 10 Hz ständig für die Steuerlogik zur Verfügung (für Betriebsart Frequenzmessung). Diese Leitungen laufen in der Steuerlogik (Bild 4.154) zu dem Betriebsartenschalter (Ebenen S1, S2). Für die Teiler V1...V6 eignen sich dekadische Teiler *MH 7490* am besten. Notfalls sind auch andere dekadische Teilerschaltungen (*D 172* oder flankengesteuerte RS-FF mit *D 100*) möglich, was freilich den Aufwand erheblich vergrößert.

Die vom Quarzgenerator kommende 1 MHz-Schwingung kann bei D4 gesperrt und damit f_n abgeschaltet werden, wenn der (funktionell schon zur Steuerlogik gehörende) Flip-Flop FF2 (V9) in der Lage Q = L ist. Da beim Nullstellen des Geräts immer die Zentralresetleitung L-Pegel annimmt, wird FF2 daher über seinen R-Eingang stets mit auf Q = L gesetzt und f_n abgeschaltet. Über Gatter D6 werden außerdem alle f_n-Teilerstufen auf Null gesetzt. Mit jedem Meßbeginn erhält FF2 von der Steuerlogik aus über seinen Takteingang cp ein kurzes H-Signal und gibt damit f_n und den Teiler frei (Q = H), diesen Zustand »f_n vorhanden« zeigt die Leuchtdiode V10 unmittelbar an ($\overline{Q}$ = L, wenn D4 geöffnet!). Eine besondere Funktion hat Schaltebene S6 des Betriebsartenschalters. Sie ist im Zusammenhang mit der Funktionsbeschreibung der Steuerlogik verständlich. In Betriebsart »Einzelimpulszählung« benötigt man f_n nicht, S6 legt in der hierzu gehörigen Stufe 1 einen J-Eingang des Flip-Flop V9 an L, so daß FF2 nicht öffnen kann, wenn der cp-Startimpuls eintrifft. In den Stellungen 2 und 7...10 von S6 sperrt Gatter D7. Der mit Meßbeginn eintreffende Impuls bei cp setzt somit Eingang D5 kurzzeitig auf H, womit der Ausgang von Gatter D6 nach H geht. Damit wird, gleichgültig welche Stellungen die Teilerstufen zuvor einnahmen, unmittelbar vor Meßbeginn die Stellung Null aller Teilerstufen erreicht. Mit der HL-Rückflanke des cp wird FF2 nach Q = H gesetzt (R_0 für alle Teiler ist zugleich wieder L). Der Teiler beginnt zu arbeiten, und der erste 1-Hz-Ausgangsimpuls tritt exakt 1 s nach Meßbeginn (cp-Rückflanke) am Ausgang V6 auf.

Eine Ausnahme, die bei Teilern, die kein wahlweises Rückstellen auf 9 erlauben, entfallen muß, besteht in den für Frequenzmessung vorgesehenen 4 Schalterstellungen (Stufen 3...6) an S6. Der erste 1-Hz- (oder 10-Hz-) Impuls am Ausgang von V6 (V5) ist der Toröffnungsimpuls (Meßbeginn). Bei zuvor auf Null gestelltem Teiler würde die Messung daher erst 1 s (bzw. 0,1 s) nach Meßstart beginnen. Um die »Totzeit« nach dem Starten zu vermeiden und zügiger arbeiten zu können, wird für diese 4 Betriebsarten »Frequenzmessung« der Teiler V1...V6 auf 9 statt auf 0 gesetzt. Dazu blockiert S6 in den entsprechenden Stellungen D6 und gibt D7 frei. Der Startimpuls auf Leitung cp setzt jetzt mit seiner LH-Vorderflanke nicht R_0, sondern R_9 aller Teiler auf H-Pegel, so daß V1...V6 sämtlich Stellung »9« annehmen. Unmittelbar danach schaltet die cp-HL-Flanke FF2 ein, damit ist der Meßvorgang eingeleitet. Der erste von D4 kommende Impuls (maximal 1 µs nach cp) setzt also V1 von 9 nach 0, und weil damit V1 den Übertrag nach V2 abgibt usw., werden sofort auch alle anderen Stufen auf 0 geschaltet. Jetzt erscheint sowohl am Ausgang V5 als auch V6 sofort der erste, das Meßtor öffnende Impuls. Da diese Betriebsweise des Teilers wiederum für andere Messungen ungeeignet ist (bei

Zeitmessungen soll natürlich der erste 1-Hz-Impuls erst 1 s nach Meßbeginn und nicht sofort erscheinen!), muß mit S6 und D5...D8 die unterschiedliche Vorauswahl der Resetleitung für V1...V6 je nach Betriebsart erfolgen. Die endgültige Teilerausgangsstellung wird erst durch den cp-Impuls im Startmoment bestimmt.

4.6.5.4. Eingangsimpulsaufbereitung und Meßeingänge

Bild 4.153 zeigt eine Schaltung für die Meßeingänge, die der Amateur je nach Anforderungen an sein Gerät wieder vereinfachen kann. Ein möglichst vielseitiges Auslegen gerade der Eingänge ist jedoch besonders für den Amateur, der ein solches, für ihn recht aufwendiges Meßgerät universell verwenden will, wichtig. Das Mustergerät hat sich als guter Kompromiß bewährt. Es sind insgesamt 7 Eingänge vorhanden, zwischen denen kein besonderes Umschalten erforderlich ist. Universell (auch im Sinne eines Meßvorverstärkers für geringe Eingangsspannungen) ist der Komparatoreingang E1, für den ein *A 110* verwendet wird. Gegenüber herkömmlichen Transistorverstärkern hat die Schaltung erhebliche Vorteile. Sie ist für TTL-Schaltungen dieser Art geschaffen worden. Bei der Netzteilauslegung die für die *A 110* erforderlichen besonderen Betriebsspannungen −6 V und +12 V (Bild 2.22) beachten; Strombedarf maximal etwa 10 mA! In der gezeigten Anwendung läßt sie sich mindestens bis 10 MHz einsetzen. Die an einem E1-Eingang gegen Masse notwendige Mindesteingangsspannung beträgt nur maximal 50 mV, die Eingänge E1 und E2 sind bis ±30 V überlastungsfest (kurzzeitig ≦ 1 s bis ±100 V). Die Eingänge lassen sich symmetrisch (+ und − bei E1) und unsymmetrisch verwenden, wobei Eingang »+« ein gegen Masse positives Signal, Eingang »−« auch gegen Masse negative Signale verarbeiten kann. Es ist also möglich, von allen üblichen Transistorschaltungen (positive und negative Betriebsspannungen) auf diesen Eingang überzugehen. Symmetrischer Anschluß ist auch für HF-Auskoppelspulen (Grid-Dipper-Prinzip) möglich. Die für viele Zwecke schon zu hohe Empfindlichkeit (wenn z. B. dem zu messenden Eingangssignal Störungen, Rauschen u. ä. überlagert sind) kann man durch Wahl einer Triggerschwelle mit $R1$ zwischen ±5 V reduzieren, das angelegte Signal muß dann die bei $R1$ eingestellte Triggerschwelle überschreiten, ehe es wirksam wird. Der *A 110* ist ein Operationsverstärker (OPV), der als hochempfindlicher Spannungsvergleicher zwischen seinen Eingängen »+« und »−« arbeitet und unmittelbar ein TTL-gerechtes Ausgangssignal liefert. Der OPV *A 110* gibt mit der an E1 angegebenen Signalpolarität an seinem Ausgang (Stift 9) ein L-Signal ab. Der Ruhepegel ist H (R1 in Ruhelage in Nähe Anschlag $+U_s$ stellen, bei fehlendem Eingangssignal kann mit $R1$ nach negativer Spannung ein Eingangssignal vorgetäuscht werden!). Das E1-Signal erscheint als L-Signal, wie auch alle anderen Signale der weiteren Eingänge, am Eingang des Gatters D1.

Eingang E2 ist speziell für den Anschluß veränderlicher Widerstände (Fotowiderstände, Fototransistoren, Fotodioden oder hochohmige Kontakte aller Art) bestimmt. Sie schaltet man direkt zwischen »+« und den H-Pulseingang bei E2 (Anwendung für Drehzahlmessungen mit Lichtschranken usw.). E2 läßt sich am unteren Anschluß mit positiven Spannungen (> 0,8 V) hochohmig direkt ansteuern (Eingangsstrombedarf nur etwa 1 µA oder weniger). Er ist bis ±300 V überlastungsfest. Bei H-Signal an E2 legt der Transistor V8 den Gattereingang von D1 an L-Pegel. E3 ist geeignet, um mit in MOS-Technik realisierten Schaltungen zu koppeln. Er spricht bei etwa −5 V an und ist bis ±250 V ausreichend überlastungsfest (Eingangswiderstand > 22 MΩ).

Ein weiterer Eingang E4 ist insbesondere für den Anschluß mechanischer Kontaktvorrichtungen und niedrige Zählfrequenzen (bis etwa 200 Hz) bestimmt und zum Unterdrücken von Kontaktprellen mit 2fachem *Miller*-Integrator (Prinzip nach Bild 4.45d) versehen. E5 ist schließlich ein direkter Eingang für TTL-gerechte Signale und insoweit das »System-Gegenstück« zum Eingang E3. Die Überlastungsfestigkeit beträgt ±6 V. Als nützlich erwies sich die beim Eingang E4 vorgesehene Handtakttaste (S1). Mit ihr kann man (für Zählerprüfungen usw.) Einzelimpulse von Hand eingeben, ohne äußere Hilfsmittel anschließen zu müssen. Ebenso wie S1 sind äußere Kontakte (Relais, Handdrucktasten usw.) möglich. Auch E7 ist vorzugsweise für Kontakte bestimmt. Dieser einfache RS-FF kann (außer unmittelbar mit TTL-Signalen) z. B. über Umschaltkontakte (Bild 4.45a), aber auch über 2 getrennte, zwischen »Aus« und Masse bzw. »Ein« und Masse geschaltete Kontakte (getrennter Start- und Stoppkontakt, bei Anwendungen als Zeitmesser, z. B. für Reaktionszeitmessungen usw.) betätigt werden. Da dieser FF in der »Ein«-Stellung verharrt, wird er beim Nullstellen des Gesamtgeräts über die zentrale Resetleitung mit ausgeschaltet. Das gleiche gilt für Eingang E6, der eben-

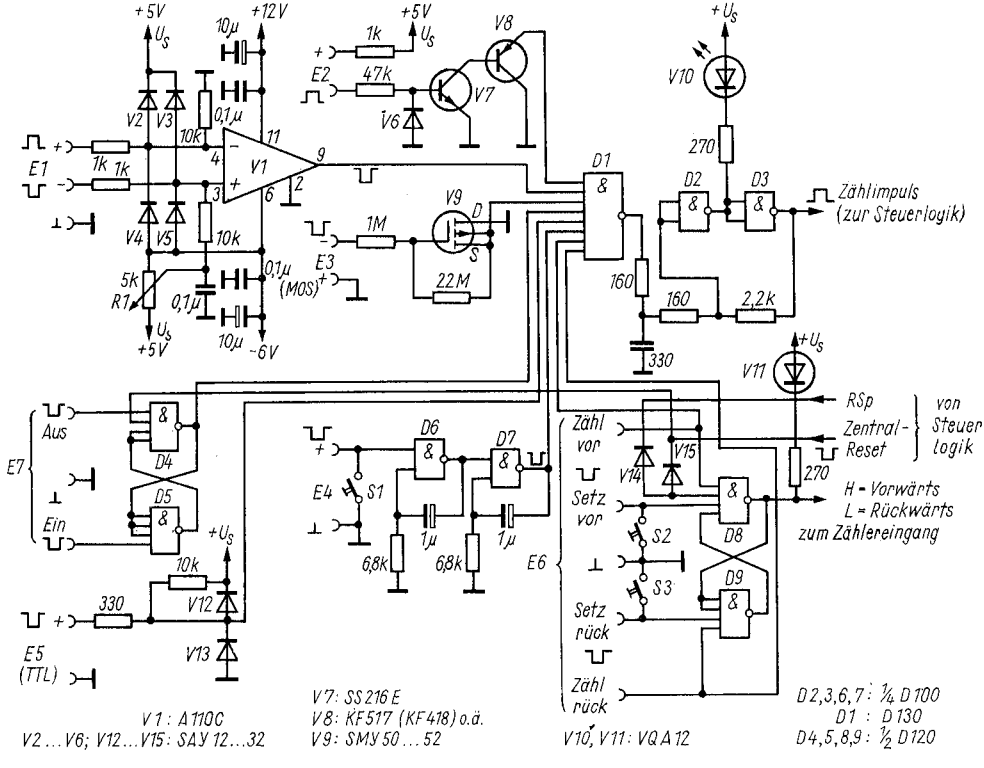


Bild 4.153 Eingangsteil und Eingangssignalaufbereitung. Der Schaltungsteil E2 bis Emitter V8 kann sehr vorteilhaft durch einen Eingangstrigger mit IS *A 902 D* nach Abschnitt 5.2.7.2. ersetzt werden. Die Diode und Vorwiderstand 47 kΩ an E2 werden auch für den Eingang des *A 902* beibehalten. V8: statt *KF418* lies *KFY 18*

falls als RS-FF arbeitet und die Vorwärts-Rückwärts-Zählrichtung umschaltet. Mit Tasten S2 (vorwärts) und S3 (rückwärts) kann man die Zählrichtung von Hand wählen. Der Ausgang des Gatters D8 schaltet das Tor am Zähleingang um (Bild 4.151, dort D1, D3). Die Leuchtdiode V11 leuchtet auf, wenn Rückwärtszählen vorbereitet ist. Beim Nullstellen wird über die Diode V15 stets zugleich wieder auf die Normalrichtung »Vorwärts« geschaltet. Da für einige Betriebsarten Rückwärtszählen nicht sinnvoll ist, sperrt in diesen Fällen die Steuerlogik überV14 den FF (D8, D9), so daß bei L-Pegel auf der Leitung RSp zwangsweise immer vorwärts gezählt wird. Mit E6 ist es möglich, die Zählrichtung auch von außen mit TTL-Signalen (an »setz vor« oder »setz rück«) umzuschalten. Benutzt man statt dessen für TTL-Signale die Eingänge »zähl vor« und »zähl rück«, so bestimmt der am jeweiligen Eingang eintreffende erste Zähltakt selbst die ihm zugeordnete Zählrichtung. Als Anwendungsbeispiel für derartige Eingänge wie E6 sei auf Abschnitt 4.2.4. verwiesen (Bild 4.88: Die Ausgänge A und B können unmittelbar mit »zähl vor« und »zähl rück« verbunden werden!).

Alle Eingänge liefern mit ihrem Eingangssignal einen nach L gehenden Impuls an den Eingang von D1. Da eventuell einige Eingänge schleichende Signalformen ergeben (Ausgang des Gatters D7), werden hinter D1 mit Trigger D2, D3 noch die Impulse geformt. Ein vorhandenes Eingangssignal zeigt die Leuchtdiode V10 an. Dies ist beim Einrichten von Versuchsanordnungen, beim Einstellen von $R1$ (bei E1), zum Erkennen des Schaltzustands bei E7 sowie (vor Meßbeginn) des ordnungsgemäßen Ansprechens des gewählten Eingangs (ausreichender Signalpegel vom Meßobjekt her) sehr günstig. Mißt man an Netzspannung und Netzfrequenz führenden Objekten, ist es möglich, den Eingang E3 unmittelbar zu verwenden, wenn auch die Massebuchsenzuleitung über 1 MΩ (außerhalb des Geräts) angeschlossen wird. Über diese 1-MΩ-Vorwiderstände darf dann die Netzspannung unmittelbar an E3 stehen. Beim Mustergerät haben sich schon nach kurzer Zeit mindestens die Eingänge E1...E6 als unentbehrlich erwiesen.

Das Triggerausgangssignal (Gatter D3) führt über die in der Steuerlogik enthaltene Torschaltung zum Zählereingang. Beim Mustergerät ergab sich die maximale Zählfrequenz (für E1, E5...E7, bei E2 und E3 hängt sie von den Transistoreigenschaften ab) zu etwa 13 MHz, obwohl das Muster ursprünglich nur bis etwa 5 MHz konzipiert war. Maßgebend dafür ist eine exakte, überlegte Verdrahtung mit kürzesten Leitungsführungen insbesondere von den Eingängen über die Steuerlogik bis zur ersten Zähldekade. Diesbezüglich kritische Stellen sind die Verdrahtungsebenen des Betriebsartenschalters in der Steuerlogik und die Zuleitungen zu diesem Schalter.

4.6.5.5. Steuerlogik

»Herzstück« des Geräts ist die Ablaufsteuerlogik mit dem Betriebsartumschalter. Bild 4.154 zeigt die Schaltung der Logik, zu der funktionell auch FF2 und S6 (in Bild 4.152) gehören. Die Stellungen der Betriebsartenschalter haben die aus Bild 4.155 ersichtliche Funktion. Für Einzelimpulszählung ist die Normalfrequenz abgeschaltet (FF2, Bild 4.152, über den J-Eingang blockiert). An FF1 und FF3 (Bild 4.154) ist zunächst Q = L. Die Leuchtdioden V3 (Bedeutung »Tor ein«) und V4 (Bedeutung »Wiederholsperre ein/Überlauf erfolgt«) sind erloschen. FF3 kann nicht schalten, da sein cp-Eingang über Stellung 1 des Betriebsartschalters S3 an Masse liegt. Zunächst wird mit der Taste S9 nullgestellt. Der FF (D7, D8) ist der Kontaktprellschutz. Für die Tastendruckzeit ist der Ausgang des Gat-

ters D7 = L und der des Gatters D10 auch, womit über die zentrale Resetleitung u. a. alle FF in Ruhelage gesetzt und die Zähler- und Teilerdekaden ebenfalls in Nullstellung gebracht sind. Da Q von FF1 L-Pegel hat, ist das Tor D5 geschlossen. Um einzelne Impulse zählen zu können, muß man den FF1 mit der Taste S7 über die Diode V6 in Stellung Q = H bringen. Das Tor D5 öffnet, und die vom Eingangstrigger (Bild 4.153, D3) kommenden Impulse erreichen den Zählereingang (Bild 4.151). Bis von Hand mit S6 der FF1 nach Q = L gesetzt und damit das Tor geschlossen wird, zählt das Gerät fortlaufend. FF3 wirkt in dieser Betriebsart nicht. In ande-

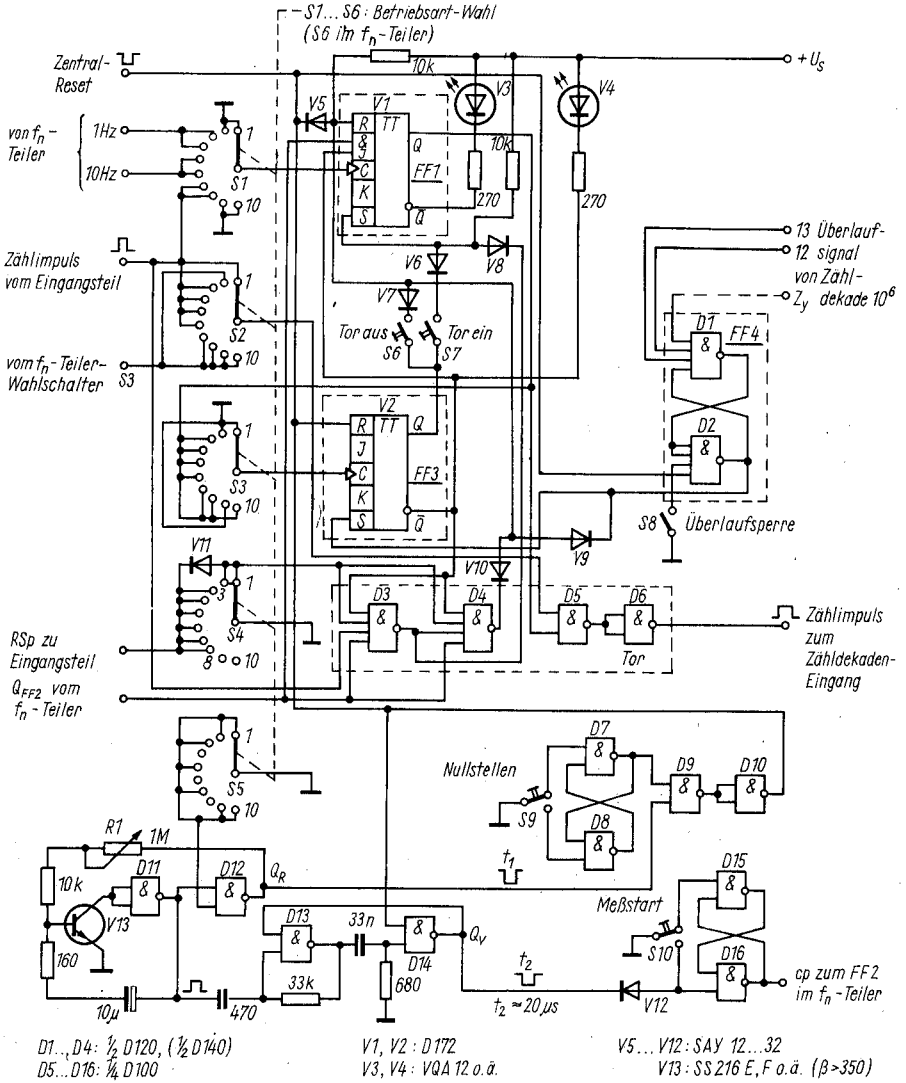


Bild 4.154 Steuerlogik des Zählfrequenzmessers

S1...S6 Stellung	Betriebsart		Bemerkung
1	Zählen U_e-Pulse einzeln extern	R	Tor ein/aus: S6, S7
2	Zählen f_n-Pulse intern	R	f_n-Wahl mit S3, S10
3	f_x-Messung 1s einmalig Handstart		Start: S10 (× 1Hz)
4	f_x-Messung 1s automat. Repeater		— (× 1Hz)
5	f_x-Messung 0,1s einmalig Handstart		Start: S10 (× 10Hz)
6	f_x-Messung 0,1s automat. Repeater		— (× 10Hz)
7	Periodendauer einmalig Handstart		Zeitbasis-Wahl: S3, S10
8	Periodendauer automat. Repeater		Zeitbasis-Wahl: S3, S10
9	Zeitmessung fortlaufend ohne Sperre	R	Zeitbasis-Wahl: S3, S10
10	Zeitmessung einmalig Wiederholsperre	R	Zeitbasis-Wahl: S3, S10

R: Rückwärtszählen möglich
S3: Zeitbasis-Wahlschalter (1s; 1ms; 1µs)
S10: f_n-Teiler ein/aus (in Steuerlogik)

Bild 4.155
Betriebsarten und Meßvorgang in den einzelnen Stellungen des Betriebsartenschalters S3 siehe Bild 4.152

ren Betriebsfällen ist Schalten des Tores von Hand über S7 oder S6 nicht möglich, sobald bei FF3, der als Wiederhol- und Überlaufsperre arbeitet, Q = H ist. Stellung 2 des Betriebsartenschalters entspricht der Impulszählung wie in Stellung 1, jedoch wird jetzt nicht das Eingangssignal (Bild 4.154), sondern die vom Wahlschalter S3 (Bild 4.152) abnehmbare eigene Normalfrequenz gezählt, was für interne Funktionskontrollen oder für beliebiges Vor- oder Rückwärtslaufen des Zählers günstig ist. Hierzu muß natürlich die Normalfrequenz (FF2 in Bild 4.152) eingeschaltet sein. FF2 wird mit der Meßstarttaste S10 (Bild 4.154) geöffnet. Die Gatter D15, D16 wirken wieder als Kontaktprellschutz. Bei gedrückter Taste S10 ist Ausgang D16 (der cp für FF2 in Bild 4.152 liefert) H. Läßt man S10 wieder los, geht cp an FF2 nach L, womit der Meßvorgang beginnt.

Der Repeater besteht aus einem Taktgeber mit dem Transistor V13 und den Gattern D11, D12, der in Zeitabständen, die mit $R1$ wählbar sind (Ablesezeit mit $R1$ und den angegebenen Werten etwa 0,5...30 s), am Ausgang D11 kurze H-Impulse von etwa 50 ms Dauer abgibt. Hinter D12 erscheinen demzufolge L-Impulse mit $t1 \approx 50$ ms am Punkt Q_R, dem Resetausgang des Repeaters. Diese Impulse bewirken mit ihrer HL-Flanke über die Gatter D9, D10 den Zentralreset, d. h., die Anzeige wird Null, und alle FF werden rückgestellt, wie dies sonst von Hand vorgenommen wird. Nach Ablauf von $t1$ erscheint am Ausgang von Gatter D11 die HL-Flanke des (dort positiven) Rücksetzimpulses. Ist der Resetvorgang beendet, löst also der Monoflop (D13, D14) aus. Er hat eine Haltezeit $t2 \approx 20$ µs. Dieser Impuls, der unmittelbar auf den Resetvorgang folgt, schaltet über die Diode V12 und das Gatter D16 FF2 im Teiler ein (demzufolge ist beim Repeaterbetrieb der Impuls $t2$ = cp für FF2), und damit beginnt die jeweils nächste Messung. In den Betriebsarten, in denen ohne Repeater gearbeitet wird, ist der Taktgeber über S5 in der Stellung Q_R = H blockiert.

In der Stellung 3 des Betriebsartenschalters ist es möglich, die Frequenz f_x mit Handstart einmalig zu messen. Der Funktionsablauf ist dabei identisch mit dem für die Stellung 4 (wie 3, jedoch mit Repeater), 5 (wie 3, jedoch mit 0,1 s Meßzeit) und 6 (0,1 s Meßzeit und Repeater). Zum Meßbeginn wird Taste S10 geschlossen, cp an FF2 = H und damit der f_n-Teiler auf »9« rückgesetzt (Bild 4.152). Läßt man S10 los (oder bei Repeaterbetrieb nach Ende des $t2$-Impulses am Punkt $V12/Q_v$), öffnet FF2 mit Q = H das Gatter D4 (Bild 4.154).

Am Ausgang von V5 und V6 (Bild 4.152) tritt dann sofort der erste Impuls auf. Diese Takte (1 Hz und 10 Hz) liegen in Bild 4.154 an S1. Der erste Zeittakt öffnet somit FF1 über dessen Takteingang. Ist bei FF1 Q = H, öffnet Gatter D5. Die zu messende Frequenz wird dadurch in den Zähler eingezählt. Gleichzeitig wurde mit Q = H an FF1 der Takteingang des FF3 vorbereitet. Nach genau 1 s (Stellung 3 oder 4 des Betriebsartenschalters) bzw. 0,1 s (Stellung 5 oder 6 des Betriebsartenschalters) tritt am Takteingang FF1 der nächste Impuls auf. FF1 schaltet um, Q des FF1 geht nach L, und das Tor D5 schließt. Der gleiche HL-Übergang schaltet sofort auch Q des FF3 nach H. Mit $\overline{Q}$ dieses FF wird die Leuchtdiode V4 eingeschaltet (Wiederholsperranzeige ≙ hier Meßende) und ein J-Eingang des FF1 nach L gesetzt. Damit bleibt FF1 für die an seinem Takteingang folgenden Pulse in Stellung Q = L gesperrt. Dieser Zustand läßt sich nur durch Rücksetzen des FF3 aufheben, also erst beim Nullstellen (Taste S9; bei Repeater-Betrieb von Ausgang Q_R). Danach sind sämtliche FF in Ausgangsstellung. Jetzt ist auch ein neuer Meßvorgang (mit Taste S10; sonst vom Repeater sofort nach Nullstellen mit dem Monoflop-Startimpuls bei Q_V) möglich.

Für Periodendauermessung (Bild 4.150) steht der Betriebsartenschalter in Stellung 7 oder 8. Das Tor (D5 in Bild 4.154) erhält jetzt vom f_n-Teiler über den Zeitbasiswahlschalter S3 (Bild 4.152) die je nach Meßaufgabe gewählte Normalfrequenz. Die zu messende Eingangsfrequenz erreicht über S1 den Takteingang des FF1, der demzufolge mit dem ersten HL-Übergang des Eingangssignals das Tor D5 öffnet und FF3 vorbereitet. Mit dem zweiten HL-Übergang des Eingangssignals (also nach einer Periode der Eingangsspannung) schaltet FF1 erneut um. Gatter D5 schließt und beendet das Einzählen der Normalfrequenzimpulse in den Zähler. Mit der an Q vom FF1 auftretenden HL-Flanke wird Q des FF3 nach H gesetzt. Das damit an Q stehende L verriegelt den J-Eingang des FF1, so daß FF1 und D5 bei den folgenden Eingangsspannungsperioden nicht wieder öffnen können. Anschließend muß mit Taste S9 oder mit Repeaterbetrieb nach Null zurückgestellt werden. Da das Tor (FF1 und D5) in dieser Betriebsweise erst öffnen darf, wenn die Normalfrequenz tatsächlich vorhanden ist (was vorheriges Einschalten des FF2 mit dem cp-Starttakt für FF2 erfordert), ist der zweite J-Eingang des FF1 mit Q des FF2 verbunden. FF1 kann daher vom Eingangssignal erst über seinen Takteingang geöffnet werden, sobald FF2 und damit der Teiler eingeschaltet sind. In dieser Betriebsweise setzt man den Teiler über S6 (in Bild 4.152) auf Stellung Null zurück, da sonst stets ein Impuls zuviel gezählt würde. Wegen der funktionellen Abhängigkeit des FF1 vom Zustand des FF2 läßt sich auch beim Messen der Periodendauer die Starttaste S10 verwenden, so daß die Übersichtlichkeit der Bedienung gewahrt bleibt.

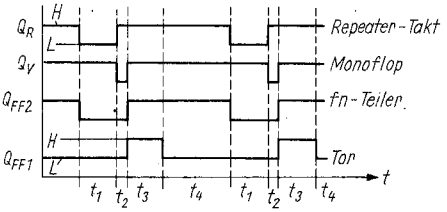
Für Zeitmessung sei zunächst Stellung 9 des Betriebsartenschalters betrachtet. Hierbei liegt der Takteingang des FF3 über S3 an Masse, so daß FF3 nicht wirksam ist. Das Eingangssignal muß jetzt während seiner Dauer (siehe auch Impulsdiagramm im Bild 4.150) das Tor D5 geöffnet halten, über das wiederum die Zeitbasisimpulse eingezählt werden. Bei Zeitmessung steuern die Gatter D3 und D4 das Tor. Diese Gatter waren bisher gesperrt (S4 direkt bzw. über V11). Gleichzeitig blokkiert S4 über die Leitung RSp das Rückwärtsumschalten (Bild 4.153) für die beim Rückwärtszählen nicht in Frage kommenden Betriebsarten. Die Stufen 9 und 10 des Betriebsartenschalters für Zeitmessen ermöglichen jedoch, auch rückwärts (»Countdown«) zu zählen. Da $\overline{Q}$ des FF3 H ist, sind jetzt die oberen 2 Eingänge der Gatter D3, D4 auch H. Sobald die Meßstarttaste S10 betätigt wurde, liegt auch die Zeitbasisfrequenz am Torgatter D5 vor, erst dann werden Q des FF2 H und damit

auch die unteren Gattereingänge bei D3, D4 freigegeben. Sobald das vom Eingangsteil kommende Signal ebenfalls H wird, öffnet D3 und sein Ausgang geht nach L. Über die Diode V8 schaltet dadurch FF1 ein, und mit Q = H an FF1 öffnet das Tor D5. Verschwindet das Eingangssignal wieder, geht Ausgang D3 nach H. Jetzt liegt an allen 4 Eingängen des Gatters D4 H, so daß dessen Ausgang L wird und über die Diode V10 FF1 wieder in Aus-Stellung bringt. Der FF1 wird in dieser Betriebsweise also über seine R- und S-Eingänge statisch gesetzt. Tritt die Eingangsspannung erneut auf, kehren sich die Verhältnisse wieder um, Ausgang D3 = L, D4 = H, FF1 und D5 ein. Der Zähler läuft also erneut an. Soll das vermieden werden, so arbeitet man mit Wiederholsperre in Stellung 10 des Betriebsartenschalters. Hierbei laufen zunächst (bei der ersten Toröffnung) alle Vorgänge wie beschrieben ab. Jetzt ist aber der Takteingang des FF3 an Q von FF1 gelegt. Sobald FF1 einmal geöffnet und wieder geschlossen hat, schaltet FF3 sofort um, wobei $\overline{Q}$ des FF3 nach L geht. Die Gatter D3, D4 werden verriegelt, so daß erneute Toröffnung nicht mehr möglich ist. Die Leuchtdiode V4 zeigt in allen entsprechenden Fällen diese Wiederholsperrung an. Abschließend ist noch die Funktionsweise der Überlaufsperre zu betrachten. Sie ist nicht in Betrieb, wenn der Überlaufsperrschalter S8 eingeschaltet ist. Dem RS-FF4 (D1, D2) werden die Übertragsausgänge der letzten Zähldekade (V6 in Bild 4.151) zugeführt. Sobald der Zähler von 999999 nach 000000 (bei Rückwärtsbetrieb umgekehrt) schaltet, tritt an einem der Übertragsausgänge ein L-Signal auf, das (falls S8 geöffnet ist) den FF4 am Ausgang des Gatters D2 nach L setzt. Damit geht Q von FF3 nach H und FF3 bewirkt die Wiederholsperre. Außerdem setzt Ausgang D2 mit L-Signal den R-Eingang des FF1 über die Diode V9 bleibend nach L, womit Q des FF1 nach L geht und das Tor sofort geschlossen wird. Der Zähler kann damit nicht über seinen Endstand hinauslaufen. Eventuell kann eine zusätzliche Leuchtdiode am Ausgang D2 des FF4 vorgesehen werden, um zwischen Überlauf und einfachem Wiederholsperren (V4) zu unterscheiden. Den Eingang Z_y am Gatter D1 benötigt man nur für die in Abschnitt 4.6.5.7. beschriebene Ergänzung des programmierbaren nichtzyklischen Zählens. Die in Bild 4.154 mit FF4 recht einfach gehaltene Überlaufsperre hat allerdings einen kleinen »Schönheitsfehler« bei Rückwärtsbetrieb. Mit der Nullstelltaste S9 läßt sich der Zählerstand 000000 erreichen. Bei Rückwärtsbetrieb folgt dann aber schon mit dem ersten gezählten Impuls die Stellung 999999 und damit ein Übertragsimpuls, der FF4 setzt und sofort die Überlaufsperre ansprechen läßt. Im Rückwärtsbetrieb muß also entweder ohne Überlaufsperre (S8 geschlossen) gearbeitet bzw. S8 darf erst nach Anlaufen des Zählers (wenn der Stand 999999 erreicht oder unterschritten ist) geöffnet werden. Sonst ist mit dem Zählerstand 999999 zu beginnen, was bei Bild 4.151 mit Ladeschalter und Ladetasten erreichbar ist (Zähldekaden vor Start sämtlich mit 9 »laden«). Dieser Nachteil wäre nur durch zusätzlichen Schaltungsaufwand zu beheben (zusätzliche von Zähltakt und Überlaufsignal gesteuerte FF hätten den ersten Übertragsimpuls auszublenden). Darauf wurde verzichtet, um die Schaltung nicht unübersichtlich zu machen.

Die impulsführenden Leitungen zu S1, S2 und S3 der Steuerlogik, muß man besonders aufmerksam verdrahten. Wie sich am Mustergerät zeigte, treten auch bei den unvermeidlich längeren Leitungen (die so kurz wie möglich zu halten sind) dann keine Störungen auf, wenn man die Taktzuleitungen für FF1 und FF2 mit einer Masseleitung verdrillt (Prinzip ähnlich Bild 2.11). Sie wird bei FF1 bzw. FF3 (direkt an deren IS-Anschluß Masse!) angeschlossen und führt zugleich die Masseanschlußpunkte für S1 bzw. S3

heran. Beim Mustergerät ergab sich damit noch über (experimentell eingefügte) Zuleitungslängen um 40 cm sicherer Betrieb. Praktisch sollte man jedoch 15...20 cm Leitungslänge zu den Ebenen des Betriebsartenschalters nicht überschreiten, d. h., die Steuerlogik (zweckmäßig mit Eingangsteil und Frequenzteiler auf gemeinsamer Lochrasterplatte vereint) sollte dicht am Betriebsartenschalter angeordnet sein. Eine Funktionskontrolle ist möglich, wenn man bei der Ersterprobung die 1-MHz-Eigennormalfrequenz hinter Gatter D4 (Bild 4.152) provisorisch abgreift und über einen geeigneten Meßeingang (Bild 4.153, z. B. E5) zuführt. In Stellung 3 des Betriebsartenschalters (Frequenzmessung einmalig mit Handstart) muß dann stets der gesamte Zählumfang exakt bis 000000 durchlaufen werden, in Stellung 5 muß sich stets 100000 ergeben. Weicht das Ergebnis hiervon um mehr als ±1 ab, so können Überschwingen oder Verkopplungen zwischen den Leitungen die Ursache sein. Derartige Störungen lassen sich nach Bild 2.10a oder 2.10c noch nachträglich beseitigen.

Bild 4.156 verdeutlicht den Funktionsablauf bei Repeaterbetrieb nochmals. Nach Ablauf der Repeaterpausenzeit wird zunächst mit dem Repeatertaktimpuls bei Q_R (Zeit $t1$) der Zentralreset aller Funktionsgruppen bewirkt. Daran folgt sofort



$t_1 \leq 0{,}1\,s$: Nullstellen / Zentralreset
$t_2 \approx 20\,\mu s$: fn-Teiler-Reset („9" oder „0")
t_3 : Meßzeit ($\triangleq 1 U_e$-Periode oder 0,1s oder 1s)
t_4 : Ablesezeit (Repeaterpause: 0,5...30s mit R1)
(Steuerlogik)

Bild 4.156
Impulsdiagramm zum Repeaterbetrieb

der Monoflopimpuls ($t2$) bei Q_V. Die Zeit $t3$ ist die Meßzeit (bei Frequenzmessung entweder 0,1 s oder 1 s, bei Periodendauermessung ist $t3$ = 1 Periode der Eingangsfrequenz). $t4$ ist die (mit $R1$ am Repeater wählbare) Standzeit der Anzeige (Ablesezeit). Mit eingezeichnet sind die Periodendauer für die Toröffnung (FF1) sowie die Einschaltperiodendauer für den f_n-Teiler (FF2).

4.6.5.6. Funktionen »nichtzyklisches Zählen« und »Modulo-m-Zählen/ Modulo-m-Frequenzteilung«

In Abschnitt 4.6.4.2. wurden bereits mehrere Möglichkeiten gezeigt, mit Hilfe von Erkennungslogiken die dekadischen Zähler *D 192* auch für »Modulo-m-Betrieb«, d. h. mit wählbarem Zählumfang, einzusetzen. Es ist durchaus nicht übertrieben, wenn der Amateur derartige Möglichkeiten in der Konzeption seines Zählfrequenzmessers mit berücksichtigt. Bedenkt man, daß in dem bisher beschriebenen Gerät sowohl alle Zählstufen als auch ein vollständiger Quarz-Normalfrequenzgenerator vorhanden sind, dann erscheint es sinnvoll, durch einige Ergänzungen, die den Gesamtaufwand nicht mehr wesentlich steigern, den Zählfrequenzmesser noch vielseitiger nutzbar zu machen. In Betracht kommen dabei die Ergänzungen zur Verwendung der Zähldekaden für Modulo-m-Betrieb, wobei der Zähler einmalig oder zyklisch von 0 bis zu einer beliebigen (hier maximal 6stelligen) Zahl m zählt und dann stoppt oder ab dieser Zahl wieder bei 0 beginnt. Wenn man dann das Übertragssignal (Zählschritt $m \rightarrow 0$) in geeigneter Weise entnimmt, ist die nach Bild 4.155 in Betriebsart »Zählen f_n intern« vorhandene Quarzfrequenz oder jede fremde Frequenz mit jedem beliebigen Faktor unterteilbar. Es lassen sich also z. B. auch Frequenzen wie $^1/_{2476}$ MHz oder (für elektroakustische Anwendungen oder zum Kali-

brieren elektronischer Klangerzeuger usw.) der Kammerton a^1 mit 440 Hz und jeder andere gewünschte Wert mit Quarzgenauigkeit ableiten. Wird nichtzyklischer Modulo-m-Betrieb gewählt und das Übertragssignal (Übergang von m nach 0) z. B. für eine Relais- oder sonstige Schaltstufe verwendet, so läßt sich der Zähler (mit 1-s-Takt arbeitend auch als Langzeitschaltuhr) beispielsweise dazu benutzen, nach einer vorprogrammierten Zahl von Impulsen einen Schaltvorgang auszulösen, wonach er stehenbleibt. Die gleiche Anwendung im zyklischen Betrieb kann dazu dienen, mit Lichtschranke eine bestimmte gleichbleibende (der Zahl nach frei programmierbare) Zahl von Gegenständen usw. abzuzählen und z. B. nach je 36 oder je 58 267 Durchläufen einen Schaltvorgang (Abfüllen einer Packung als Beispiel) auszulösen. Filmamateure werden einen so programmierbaren Zähler z. B. auch als Zeitrafferschalter für Filmaufnahmen verwenden. Die Universalität steigt also ganz erheblich, ohne daß zusätzliche Geräte mit weiteren kostspieligen Zähldekaden aufzubauen sind. Einige Ergänzungsmöglichkeiten dieser Art, auf die die vorstehend beschriebenen Schaltungsteile bereits vorbereitet sind, zeigt der folgende Abschnitt. Im Hinblick darauf ist vom Autor z. B. auch die Stellung 2 des Betriebsartenschalters vorgesehen worden (Bild 4.155).

Um alle genannten Möglichkeiten zu realisieren, ist ein 6stelliger Programmdecoder erforderlich, der für alle 6 Zähldekaden eine Erkennungslogik (ähnlich Bild 4.120 umschaltbar) haben muß. Für jede Dekade kann man so eine der Ziffern 0...9 vorwählen (programmieren). Die Ausgänge aller 6 Erkennungslogiken werden so zusammengefaßt, daß nur dann ein Ausgangssignal entsteht, wenn in allen 6 Zählern die programmierte Ziffer auftritt. In diesem Fall gibt der Programmdecoder ein Signal ab, das sich entweder für äußere Weiterverwendung (Schaltstufe; als Ausgang der mit dem programmierten Wert geteilten Frequenz usw.) oder gleichzeitig für interne Vorgänge im Zähler (Stillsetzen bei nichtzyklischem Zähler, Nullstellen bei Zykluszählen und Frequenzteilen usw.) eignet. Die Erkennungslogik erfordert dabei den meisten Aufwand, denn an den Zählerausgängen (parallel zu den Eingängen der Decoder- und Anzeigeeinheiten) sind immerhin 24 Q-Ausgänge zu »erkennen«. Es ist möglich, spezielle Decoder-IS einzusetzen. Beispiele für diesen kostenaufwendigen Weg sind im folgenden gezeigt. Für die vorliegende Anwendung zusammen mit dem Zählfrequenzmesser wurde vom Verfasser ein spezieller Programmdecoder entwickelt und mit bestem Erfolg eingesetzt. Er reduziert den Aufwand (bei einigen für den Amateur bedeutungslosen Kompromissen an äußerem Bedienungskomfort bezüglich des Programmiervorgangs) entscheidend. Damit werden die genannten Ergänzungen möglich, auch ohne daß das Gesamtgerät unnötig viele IS enthält. Da die genannten Anwendungsmöglichkeiten auch für industrielle Zwecke (etwa im Rahmen des betrieblichen Neuererwesens auch für den Amateur) interessant sind, werden außerdem Lösungen mit »vorschriftsmäßigen« Decoder-IS gezeigt. Wenn ausschließlich Anwendungen wie Frequenzteilung mit beliebigen Faktoren oder Modulo-m-zyklische Schaltvorgänge (Abpackmaschinen) vorgesehen sind, kann man auch auf die Baugruppen für Decoder- und Anzeigeeinheiten verzichten. Im folgenden wird nur das Programmieren betrachtet und dabei zwischen Programmdecoder und Programmauswertung unterschieden. Alle Beispiele gehen von vorhandenen BCD-Ausgängen eines 6stelligen Zählers entsprechend Bild 4.151 aus. Die gezeigten Lösungen sind sinngemäß auch mit anderen Schaltungen kombinierbar.

4.6.5.7. Zusatzeinrichtungen für Programmdecoder

Zweck und Anwendungsbereiche des Programmdecoders und der zugehörigen Auswerteschaltung wurden im vorangegangenen Abschnitt umrissen. Bild 4.157 zeigt einen optimal vereinfachten Aufbau, der den vorangehend beschriebenen Zählfrequenzmesser ergänzt. Am Eingang des Programmdecoders laufen die Ausgangsleitungen der Zähldekaden Q_A...Q_D von V1...V6 (Bild 4.151; parallel den analogen Leitungen zur Anzeigeeinheit und deren Decoder abzugreifen) auf die 1poligen Umschalter 1_A...1_D bis 6_A...6_D. Von den insgesamt 24 Umschaltern sind in Bild 4.157 nur einige dargestellt. Mit diesen Schaltern wird in der »BCD-Ebene« programmiert, also mit 4 Schaltern je Anzeigestelle. Die gewünschte Ziffer ist entsprechend dem BCD-Code (Bild 4.116) einzustellen, wobei die Schalterstellung nach oben dem Pegelwert H, nach unten dem Pegelwert L entspricht. Mit den zu V1 gehörenden Schaltern 1_A...1_D in Bild 4.157 ist in der gezeichneten Stellung z. B. die Ziffer H L L H = 9 programmiert. An diese Art der Zifferndarstellung gewöhnt man sich recht schnell und benötigt nach kurzer Zeit kaum noch die BCD-Tabelle. Alle von den Schaltern kommenden Leitungen laufen über Entkopplungsdioden für die Stellung H auf einem Sammelpunkt S_H, für Schalterstellung L auf dem Sammelpunkt S_L auf. Solange im betreffenden Zähler die gewählte Ziffer nicht erreicht ist, liegt an mindestens einem der Ausgänge Q ein »falsches« Signal. Es gelangt also entweder ein L-Potential über einen auf H stehenden Schalter nach S_H, womit Punkt S_H auf L-Pegel

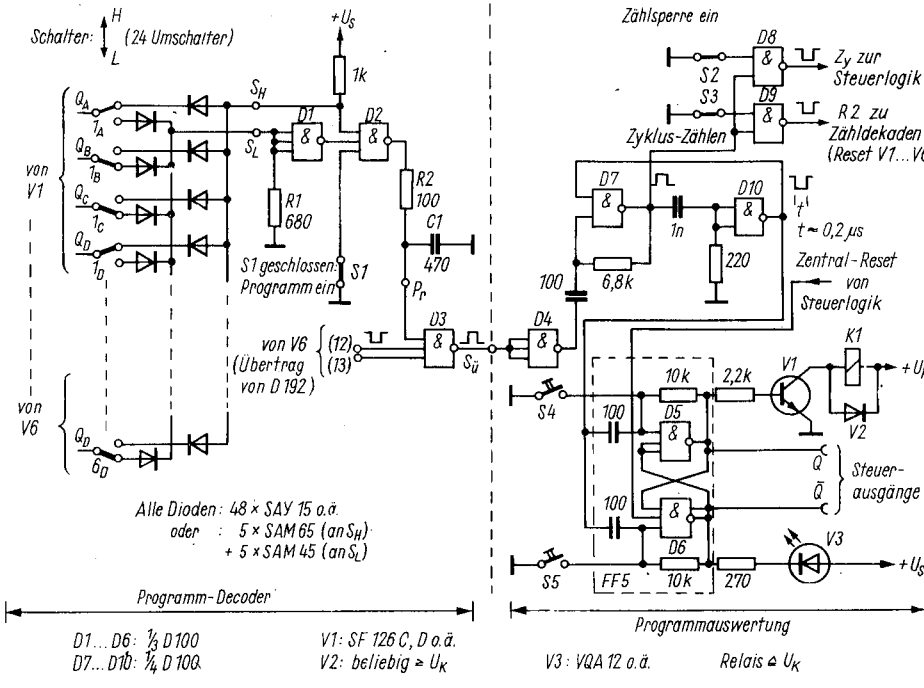


Bild 4.157 Programmdecoder mit Diodengattern und Programmauswerter zum Zählfrequenzmesser. Bei S1 lies: geschlossen = Programm aus

gehalten wird, oder an einem mit seinem Schalter nach S_L verbundenen Q-Ausgang ist noch H-Pegel vorhanden. Über den Schalter wird dann Punkt S_L auf H-Pegel gehalten. Die Folge ist ein Spannungsabfall über $R1$ durch den vom Q-Ausgang bei H abgegebenen Strom. $R1$ ist nicht variabel und mit 680 Ω optimal bemessen. Er verursacht allerdings im ungünstigsten Fall für den Zählerausgang eine Belastung mit dem Faktor $N = 8$. Da die Standardzählerausgänge $N_0 = 10$ aufweisen und der Lastfaktor des parallel angeschlossenen Anzeigedecoders nicht über $N_I = 2$ liegt, ist diese Betriebsweise noch mit Sicherheit möglich. Sofern also nicht sämtliche Q-Ausgänge das ihnen mit den Programmierschaltern »zugewiesene« Potential haben, ist entweder $S_H = L$ oder $S_L = H$ und damit am Ausgang des Gatters D1 ebenfalls L. Nur wenn alle 24 Q-Ausgänge den programmierten Zustand haben und der Programmfunktionsschalter S1 geöffnet ist (dies entspricht »Programm in Betrieb«), erhalten alle Eingänge des Gatters D2 H-Pegel. Mit Erreichen der programmierten Zahl wird also Ausgang D2 = L. Da die einzelnen Zähldekaden nacheinander schalten, können kurzzeitig scheinbar »richtige« Signalkombinationen auftreten, die maximal für die Dauer der Schaltzeit von 2 Zähldekaden (≦ 60 ns) vorhanden sind und eventuell am Ausgang D2 kurze L-gerichtete »Spikes« (Störspitzen) ergeben. Sie werden mit $R2$, $C1$ (Zeitkonstante ≈ 0,1 µs) unterdrückt. Eingang D1 liest, falls Punkt S_L von keinem Q-Eingang H-Pegel erhält, über $R1$ noch mit Sicherheit L-Pegel.

Am Programmsignalpunkt P_r tritt daher nur im Augenblick des programmierten Zählerstands ein L-Signal auf. Die Punkte S_H, S_L, P_r und $S_ü$ sind Anschlußpunkte für die später erwähnten Varianten. Das Signal an P_r wird ebenso wie die Zählerüberlaufsignale (Übertragsausgänge von V6 in Bild 4.151) dem Eingang des Gatters D3 zugeführt. Die Übertragsausgänge in Bild 4.151 laufen jetzt also nicht mehr direkt in der Steuerlogik Bild 4.154 zu FF4. Am Ausgang D3 tritt, wenn Schalter S1 geschlossen ist, erst bei Erreichen des Zählerendstands (Überlauf) ein H-Impuls auf (bei eingeschalteter Programmierung jedoch schon, sobald die programmierte Zahl erreicht ist). Mit Gatter D4 invertiert, löst er in der Auswerteschaltung einen Monoflop D7, D10 (Haltezeit ≈ 0,2 µs) aus. Dessen L-Signal am Ausgang D10 schaltet den Ausgabe-FF5, der stets zuvor von der zentralen Resetleitung der Steuerlogik in Stellung Q = L (Aus) gebracht wurde, auf Q = H um, womit Relais K1 zieht. Diese Relaisstufe ist symbolisch als Ausgabeorgan angegeben. Das Relais kann beliebig externe Vorgänge schalten. Seine Kontakte sind deshalb nicht dargestellt. Die Leuchtdiode V3 zeigt an, daß FF5 umgeschaltet hat und das Programm abgelaufen ist. Bei Bedarf kann man Setztasten S4 und S5 vorsehen. Mit ihnen läßt sich FF5 auch außerhalb der programmierten Zählerstellung von Hand schalten. Um mit geringerem IS-Aufwand auszukommen, wurde für FF5 ein flankengesteuerter RS-FF gewählt. Aber auch ein *D 172* eignet sich. Sein Takteingang ist am Ausgang des Gatters D7 anzuschließen (Resetleitung an R des *D 172*). Das bei Erreichen des programmierten Zählerstands hinter Gatter D7 auftretende H-Signal von 0,2 µs Dauer wird den Gattern D8, D9 zugeführt. Mit den Schaltern S2 und S3 lassen sich, nachdem die entsprechenden Gatter freigegeben sind, 2 Funktionen wählen. Wird S2 geöffnet, so wird nichtzyklisch gezählt, d. h., der Zähler bleibt auf der programmierten Zahl stehen. Das erreicht man, da der am Ausgang von D8 auftretende L-Impuls über die Leitung Z_y (Bild 4.154) den FF4 der Steuerlogik umschaltet, damit FF3 setzt und das Tor verriegelt, ebenso wie das im Normalfall der Zählerüberlaufimpuls bewirkt. In Bild 4.154 entfallen dann die Eingänge »12« und »13« am D1 sowie der Schalter S8, dessen Funktion jetzt S2 in Bild 4.157 mit übernimmt. Eine

normale Überlaufsperre liegt vor, wenn S1 geschlossen (Programm aus) und S2 geöffnet ist. Öffnet S3 statt S2 und aktiviert Gatter D9, so gelangt der bei Erreichen des Programmzählstands auftretende Impuls vom Ausgang D9 direkt zu den Zähldekaden (Bild 4.151, zweiter Eingang an D4). Ist die programmierte Zahl erreicht, werden also alle Dekaden nach 0 gesetzt, ohne daß für die übrigen Funktionseinheiten (Steuerlogik usw.) ein Reset erfolgt. Man hat dann einen zyklisch arbeitenden Modulo-m-Zähler. Für den Einsatz als Modulo-m-Frequenzteiler führt man entweder den Ausgangsimpuls hinter Gatter D10 in Bild 4.157 heraus, der allerdings mit 0,2 µs sehr schmal ist (außerdem muß man dann über ein Entkoppelungsgatter rückwirkungsfrei auskoppeln), oder benutzt den Ausgang Q oder $\overline{Q}$ des FF5. Hier steht allerdings die mit dem Faktor m geteilte Frequenz mit $f = 2 \cdot m$ zur Verfügung. Beim Einstellen der Programmzahl ist dies zu berücksichtigen, weil FF5 nochmals 2:1 untersetzt. Dafür steht jedoch an Q und $\overline{Q}$ des FF5 eine exakte 1:1-Rechteckschwingung. Der Monoflop mit D4, D7, D10 ist erforderlich, um sicheres Rückstellen aller Zähldekaden (die u. U. unterschiedlich schnell reagieren, mit Rücksetzen der ersten Zähldekade verschwindet aber bereits der Auslöseimpuls bei P_r!) zu gewährleisten. Durch die Monoflop-Haltezeit, die Diodenkapazitäten im Programmdecoder und die unvermeidlichen Gatterschaltzeiten sowie durch $R2$, $C1$ ist die maximale Arbeitsgeschwindigkeit dieser Programmauswerteschaltung geringer als die des eigentlichen Zählers. Sie wurde beim Mustergerät mit maximal 1,6 MHz ermittelt, was für die Praxis völlig ausreicht, da der Normalfrequenzgenerator selbst nur 1 MHz liefert. Auf Transistoren, die bei niedrigeren Arbeitsgeschwindigkeiten einige schaltungstechnische Vorteile bringen, wurde hier zugunsten der Arbeitsgeschwindigkeit verzichtet.

Der eigentliche Programmdecoder benötigt bei dieser Ausführung nur eine *D 110* und 48 Dioden. Obwohl sich diese preiswerten Bauelemente auf 2 selbsttragenden »Sammelschienen« gut montieren lassen, ist die Montage mit Mehrfachdioden (*SAM*-Typenreihen) noch einfacher. Problematisch wird das Programmierbedienfeld mit den 24 Umschaltern, falls dafür keine Miniaturausführungen greifbar sind. Normale Einbaukippschalter ergeben nicht nur unangenehm großen Platzbedarf auf der Frontplatte, sondern auch lange Leitungen für die Q-Ausgänge, auf denen es dann u. U. schon zu Reflexionen und (dadurch rückwirkend in den Zähler-IS veranlaßt) Zählfehlern kommen kann. Im Mustergerät, bei dem für das Programmierfeld nur sehr wenig Platz vorhanden war, wurde deshalb für die Umschalter $1_A \ldots 6_D$ die in Bild 4.158 gezeigte Lösung gewählt. Man fertigt sich diese Umschalter selbst, indem Miniatureinstellpotentiometer (übliche Bauformen für liegenden Einbau, 10 mm ∅) umgearbeitet werden. Zu bevorzugen sind Werte um 1 kΩ oder niedriger, vor allem solche Ausführungen, deren Widerstandsbahnenden so weit metallisiert sind, daß der Schleifer in Endstellung den R-Wert rund Null Ohm erreicht. In der Bahnmitte ist die Kohleschicht durch vorsichtiges Ausschleifen zu entfernen und anschließend zu prüfen, ob zwischen den

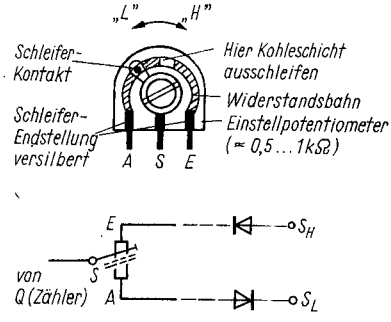
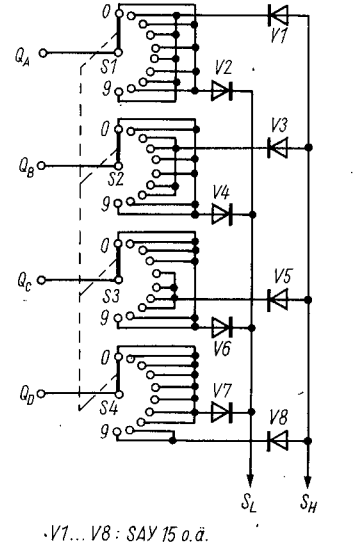


Bild 4.158
Eine einfache Realisierungsmöglichkeit für die Programmierumschalter in Bild 4.157

Endanschlägen kein Durchgang mehr besteht. Die so vorbereiteten Einstellregler ordnet man liegend in 6 Spalten zu 4 Zeilen an, so daß jeder Zähldekade und Anzeige eine Spalte (von oben nach unten entsprechend $Q_A...Q_D$) zugeordnet ist. Die Montagefläche dieser auf der Frontplatte anzubringenden Programmiereinheit kann eine Lochrasterplatte sein, auf deren Rückseite (mit den »Potentiometer«-Anschlüssen als Stützpunkten) sich dann das Diodennetzwerk sehr gut und mit kurzen Verbindungen verdrahten läßt. Beim Mustergerät wurden die 24 nach Bild 4.158 gestalteten »Umschalter« in einem 60 mm × 80 mm großen Frontplattenausschnitt direkt neben der Decoderanzeigeeinheit und den Zähldekaden angeordnet, so daß mit maximal 15 cm Leitungslänge auszukommen war. Der Nachteil, diese Programmiervorrichtung stets mit Schraubenzieher o. ä. Hilfsmittel einzustellen, läßt sich in Kauf nehmen. Rechtsanschlag des Schleifers bedeutet »H«, Linksanschlag »L«. Zwischenstellungen sind normalerweise nicht zu benutzen. Steht der Schleifer in Bild 4.141 jedoch auf Mitte (fehlende Kontaktbahn), so wird der entsprechende Q-Ausgang vom Decoder *immer* als »richtig« bewertet. Das hat den Vorteil, innerhalb eines Zählumfangs mehrfach schalten zu können. Stellt man z. B. für die Zähldekaden $10^6...10^4$ alle Schleifer auf Mitte, für die Dekade 10^3 die Codierung für »1« sowie für 10^2 und 10^1 jeweils »0« ein, so wird im Auswerteteil der FF5 stets bei Erreichen des Zählstands »xxx100« (mit x ≙ beliebige Ziffer), also nach jedem 100. Zählimpuls geschaltet, während der Zähler weiterzählt. Es ist also kein »Modulo-100-Betrieb« erforderlich. Auch das kann gelegentlich von Vorteil sein. Die Kohleschicht beim Schalter nach Bild 4.158 sollte mit feinem Schmirgelpapier oder einer in die elektrische Handbohrmaschine eingespannten möglichst kleinen Schleifscheibe, ausgeschliffen werden.

Wenn der Aufwand lohnend erscheint, kann man auch je Dekade einen 4-Ebenen-Stufenschalter (10stufig) für die Programmierung verwenden. Bild 4.159 zeigt diesen Schalter für eine Dekade. Die Beschaltung ergibt sich wiederum durch Vergleich mit der BCD-Tabelle Bild 4.116. $Q_A...Q_D$ sind die Zählerausgänge, S_L und S_H führen zu den gleichnamigen Punkten in Bild 4.157. Die 6 gleichartigen, bei S_H, S_L sämtlich parallelgeschalteten Programmierschalter nach Bild 4.159 werden dezimal beschriftet. Ein solcher Aufbau ist erforderlich, wenn das Gerät auch von Laien bedient werden soll.

Für professionelle Zwecke (und höhere Arbeitsgeschwindigkeiten) gibt es spezielle Decoder-IS, die 4 Eingänge für $Q_A...Q_D$ und 10 dezimale Ausgänge 0...9 aufweisen. Ein solcher »BCD-zu-Dezimal-Decoder« ist z. B. der Typ *MH 7442* (TESLA, ČSSR). Bild 4.160 zeigt die Anwendung. Entsprechend der Zahl der Zähldekaden sind z. B. 6 Decoder V1...V6 erforderlich. Es führt stets nur ein Ausgang des Decoders L-Signal, alle anderen



·V1... V8 : SAY 15 o.ä.

Bild 4.159
Schalter für die Programmierung

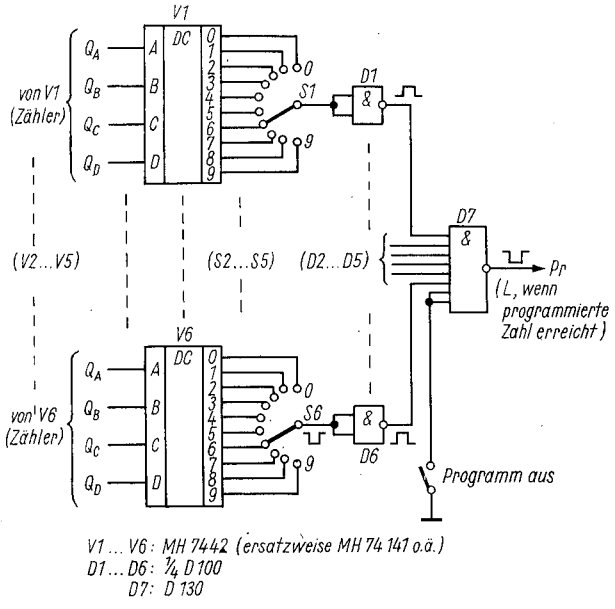


Bild 4.160
Programmierung mit 1poligen Stufenschaltern bei Verwendung von IS für BCD-zu-Dezimal-Decodierung

sind H. Entsprechend der anliegenden BCD-Ziffernkombination liegt am zugehörigen Dezimalausgang L-Pegel. Man kommt demzufolge ohne Diodennetzwerk und (Hauptvorteil) mit 1poligen 10-Stufen-Programmierschaltern (S1...S6 in Bild 4.160) aus. Am Programmierschalter tritt L-Pegel auf, wenn der zugehörige Zählerausgang den eingestellten Stand aufweist. Die L-Signale aller Programmierschalter müssen invertiert (D1...D6) und in einem Gatter D7 zusammengefaßt werden, das an seinem Ausgang L abgibt, wenn an allen Programmierschalterabgängen L vorhanden ist. Der Ausgang von D7 führt zu Punkt P_r in Bild 4.157 (dort entfallen D1...D2). Statt des *MH 7442* läßt sich ersatzweise (jedoch ungünstiger, weil ausgangsseitig nicht für TTL-signalgerechte Weiterverarbeitung ausgelegt) auch ein ein ähnlicher BCD-zu-Dezimal-Decoder verwenden, z. B. die international weitverbreitete IS Typ *74 141*. Aus Importen der UdSSR oder der Föderativen Sozialistischen Republik Jugoslawien ist auch gelegentlich die *IL 74 141* erhältlich. Anschlußskizze und wichtigste Daten der *MH 7442* zeigt Bild 4.161. Derartige Decoder-IS sind auch durch Grundgatter (mit hohem IS-Aufwand) realisierbar. Bild 4.162 zeigt die Schaltung eines BCD-zu-Dezimal-Decoders mit 5 IS der Typenreihe *D 100...D 120*. Der Aufbau nach Schaltung 4.160 würde für 6 Dekaden also bereits 27 IS bedeuten! Hinzu kommen die 3 in Bild 4.160 für die Einzelgatter notwendigen IS. Man kommt daher mit der Eigen-

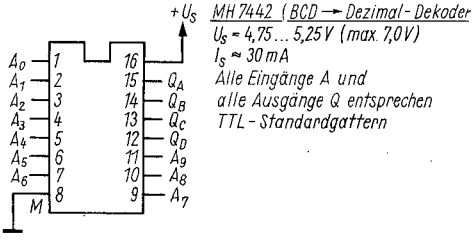


Bild 4.161
Daten und Anschlußskizze der IS *MH 7442*. Es handelt sich um einen BCD-zu-Dezimal-Decoder mit TTL-Standardausgängen entsprechend *D 10*-Grundgattern

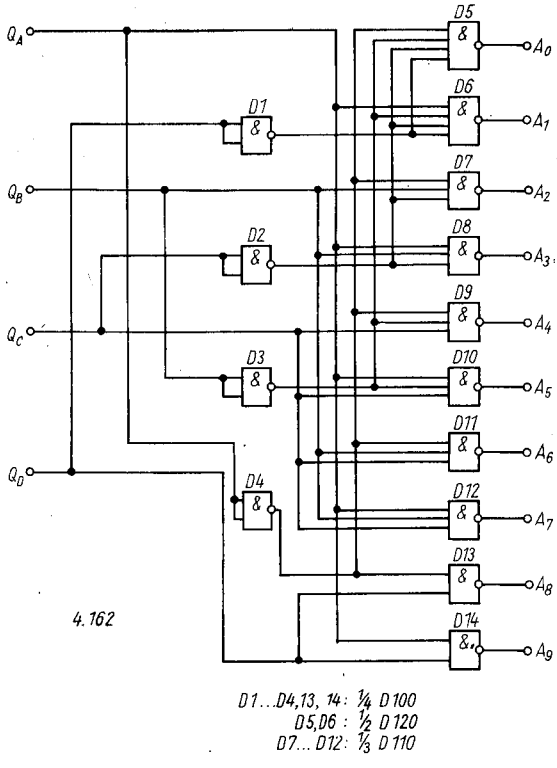


Bild 4.162
Realisierung eines BCD-zu-Dezimal-Decoders mit *D10*-Grundgattern

baulösung nach Bild 4.157 und Bild 4.158 sinnvoller zum Ziel. Die Schaltung nach Bild 4.162 kann übrigens auch prinzipiell als innere Logikschaltung der *MH 7442* (Bild 4.161) und ähnlicher IS angesehen werden. In [2] sind die verschiedensten Decodervarianten mit *D10*-Grundgattern beschrieben. Bild 4.162 stellt jedoch bereits den notwendigen Mindestaufwand dar. Er hat einen Nachteil: Treten am Eingang $Q_A...Q_D$ in Bild Bild 4.162 »Pseudotetraden« (d. h. BCD-Kombinationen der Ziffern 10...15 nach Bild 4.116) auf, so stehen an den dezimalen Ausgängen (u. U. an mehreren zugleich!) falsche Signale. Die Schaltung nach Bild 4.162 eignet sich daher nicht in Verbindung mit binären Zählern (*D193* u. ä.). Demgegenüber haben Decoder-IS wie die *MH 7442*, *IL 74141* u. ä. den Vorteil, daß sie beim Auftreten von Pseudotetraden ausgangsseitig gar kein Signal abgeben.

4.6.5.8. Vereinfachter Zeitbasisgeber

Die bisher gezeigten Schaltungen lassen sich so weit vereinfachen, daß nur die Grundfunktionen übrigbleiben (z. B. nur 3- oder 4stellige Zähldekaden usw.). Denkbar wäre auch der Ersatz der gesamten Eingangsschaltung durch einen einfachen Triggereingang sowie der Verzicht auf nicht benötigte Betriebsarten mit entsprechend vereinfachter Steuerlogik. Auch Überlaufsperre, Rückwärtsbetrieb und Zählerladung können entfallen. So läßt sich der Aufwand für einen einfachen

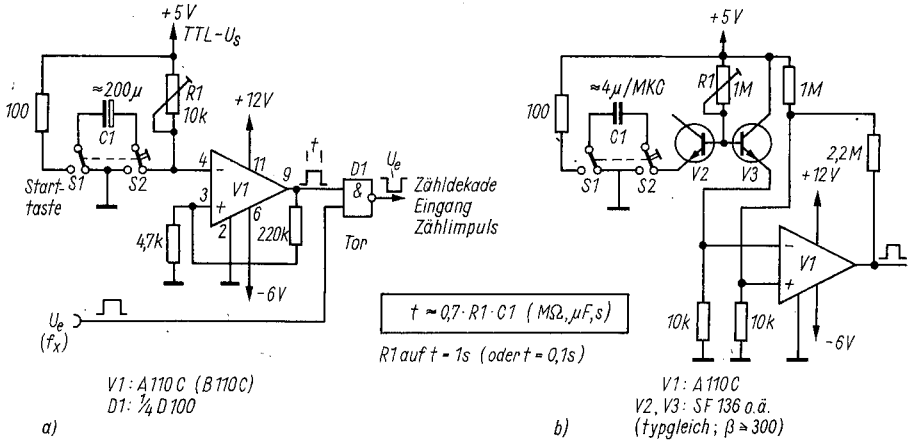


Bild 4.163 Vereinfachte Zeitbasisgeber für Zählfrequenzmesser

Zählfrequenzmesser mittlerer Genauigkeit ganz erheblich reduzieren. Es bleibt dann neben dem eigentlichen Zähler mit Decoder und Anzeige noch eine aufwendige Baugruppe: der Quarzgenerator mit Frequenzteilerkette. Ist es nur erforderlich, die Frequenz (Meßzeit 1 s oder 0,1 s) zu messen, so lohnt der Aufwand für den Quarz mit Teilern oft nicht. In diesem Fall läßt sich eine vereinfachte Schaltung für den Zeitbasisgeber nach Bild 4.163a anwenden. Man benutzt einen Operationsverstärker *A 110* (internationale Äquivalenttypen *710*) als Komparator. Für einfachste Frequenzmeßaufgaben besteht das von diesem Zeitgeber gesteuerte Tor nur noch aus einem Gatter, dem unmittelbar der Zählereingang folgt. Eingangsspannungsbegrenzung und Triggereingang für U_e bzw. f_x sind in Bild 4.163 fortgelassen (z. B. ist Schaltung nach Bild 4.3 oder Bild 4.4 möglich). Der OPV arbeitet als Nullspannungsdetektor.

$C1$ ist in Ruhe aufgeladen, der invertierende Eingang »—« des OPV somit auf H und der Ausgang (Stift 9) auf L, das Tor gesperrt. Beim Messen wird die 2polige Starttaste gedrückt, wobei sich $C1$ sofort mit umgekehrter Polarität auflädt. Für maximal 1 s darf der Elektrolytkondensator $C1$ falsch gepolt sein. Deshalb aber Starttaste stets nur kurz drücken! Mit Loslassen der Starttaste ($C1$ ist jetzt mit +5 V an seinem Minuspol geladen) erscheint die Spannung von $C1$ demzufolge mit −5 V am Komparatoreingang. Der OPV schaltet seinen Ausgang daher sofort auf H, womit das Tor öffnet. Über $R1$ wird $C1$ jetzt gegen die umgepolte Speisespannung *umgeladen*. Dieses Verfahren hat (in [31] begründet) den Vorteil, daß die Entladezeit, im Gegensatz zu einfacher Auf- oder Entladung eines C, nicht mehr von der Ladespannung (hier +5 V) abhängt, wenn das Schaltkriterium der Nulldurchgang der Spannung an $C1$ ist. Da dieser im steilsten Teil der Umladekennlinie liegt und weil der OPV *A 110* eine Umschaltschwelle von nur etwa 5 mV hat, ergibt sich insgesamt eine für einfache *RC*-Glieder dieser Art sehr gute Konstanz. Mit $R1$ gleicht man so ab, daß die Spannung an $C1$ nach genau 1 s durch 0 geht. Der Komparatorausgang steht also 1 s nach Loslassen der Starttaste wieder auf L-Pegel. $R1$ wird eingestellt, indem man bei f_x eine genau bekannte Frequenz anlegt und mit $R1$ auf den entsprechenden Zähleranzeigewert abgleicht. $C1 = 20\,\mu F$ ergibt etwa 0,1 s Meßzeit. Die Genauigkeit ist im we-

sentlichen vom Temperatur- und Alterungsverhalten der Kapazität abhängig. Deshalb ist es günstiger, für $C1$ einen Foliekondensator zu benutzen, was aber wegen deren geringeren Kapazitätswerte für $R1$ zu höheren Werten zwingt, womit der OPV nicht mehr direkt ansteuerbar ist. Man kann dann die Ausführung nach Bild 4.163b verwenden. V3 wirkt als Impedanzwandler. Der Temperaturgang seiner Basis-Emitter-Schwellenspannung würde die Genauigkeit merklich verschlechtern. Zur Kompensation benutzt man daher die Basis-Emitter-Strecke von V2, wobei V2 und V3 vom gleichen Typ und thermisch in gutem Kontakt sein sollen (Kollektor V2 bleibt offen). Ist als $C1$ ein Foliekondensator eingesetzt, so läßt sich mit $R1$ (maximal 1 MΩ) die erforderliche Meßzeit abgleichen. Die in Bild 4.163 angegebene Näherungsgleichung gilt für beide Varianten. Man kann mit dieser Schaltung für $t = 1$ s eine Langzeitkonstanz von etwa $1...5 \cdot 10^{-4}$ erreichen, was für viele Zwecke schon ausreichend ist. Alle Betriebsspannungen müssen natürlich gut stabilisiert sein. Neben dem wegen seiner Empfindlichkeit, Schaltschnelligkeit, seines Triggerverhaltens und der TTL-gerechten Ausgangsspannung am besten geeigneten *A 110* kann man auch andere OPV verwenden.

4.6.5.9. Universeller Analog/Digital-Wandler (AD-Wandler)

AD-Wandler haben die Aufgabe, eine analoge Eingangsgröße (Spannung, Strom) in eine der Eingangsgröße streng proportionale, digitale (oder mit digitalen Schaltungen auswertbare) Ausgangsgröße umzuwandeln. Auf die zahlreichen dafür bekannten Prinzipien und Schaltungslösungen kann hier nicht eingegangen werden. Aus den vielen Veröffentlichungen zu diesem Thema sei nur [66] erwähnt, in der eine Darstellung der wesentlichsten Varianten und ihrer Realisation zu finden ist; zahlreiche weitere Beiträge zu dieser Thematik findet der Amateur in den Jahrgängen der Fachzeitschriften *radio-fernsehen-elektronik* und FUNKAMATEUR sowie in ausländischen Fachzeitschriften. Für den Amateur eignet sich vorzugsweise das Prinzip des *Spannung/Frequenz-Wandlers* (*U/f*-Wandler), bei dem eine Eingangsspannung in eine ihr proportionale Frequenz überführt wird. Günstig sind AD-Wandler, die mit $U_e = 0$ am Ausgang $f = 0$ Hz ergeben und bei Eingangsspannungen von $U_e = 1$ V eine Ausgangsfrequenz von größenordnungsmäßig 10 kHz aufweisen. Der Zusammenhang zwischen Eingangsspannung und Ausgangsfrequenz wird als *Wandlerfaktor* bezeichnet; bei der nachfolgend beschriebenen Variante beträgt er 10 Hz/mV. Die Ausgangsfrequenz kann mit dem Zählfrequenzmesser bestimmt werden, wobei man die Meßzeit mit 0,1 s wählt. Die Anzeige des Zählfrequenzmessers entspricht dann unmittelbar der Wandlereingangsspannung in mV, so daß man die Eingangsspannung des Wandlers in mV ohne Umrechnung am Zähler ablesen kann. An die Genauigkeit (Linearität) und den Meßumfang (kleinste und größte verarbeitbare Eingangsspannung) – insbesondere auch an die Nullpunktkonstanz – müssen sehr hohe Anforderungen gestellt werden, wenn der Wandler für den praktischen Einsatz als Meßmittel in Werkstatt und Amateurlabor tauglich sein soll. Der Amateur wird diesbezüglich Kompromisse zwischen Aufwand und Genauigkeit schließen müssen. Bild 4.164 zeigt den Gesamtstromlaufplan eines unter diesen Gesichtspunkten optimierten AD-Wandlers, dessen Genauigkeit im wesentlichen von der Qualität der verwendeten Bauelemente und vom sorgfältigen Aufbau und Abgleich abhängt. Ein universeller Wandler für Werkstattzwecke soll außerdem einen hinreichend hochohmigen Eingangswiderstand aufweisen, für Spannungen beider Polaritäten (auf Masse bezogen) und für Wechsel-

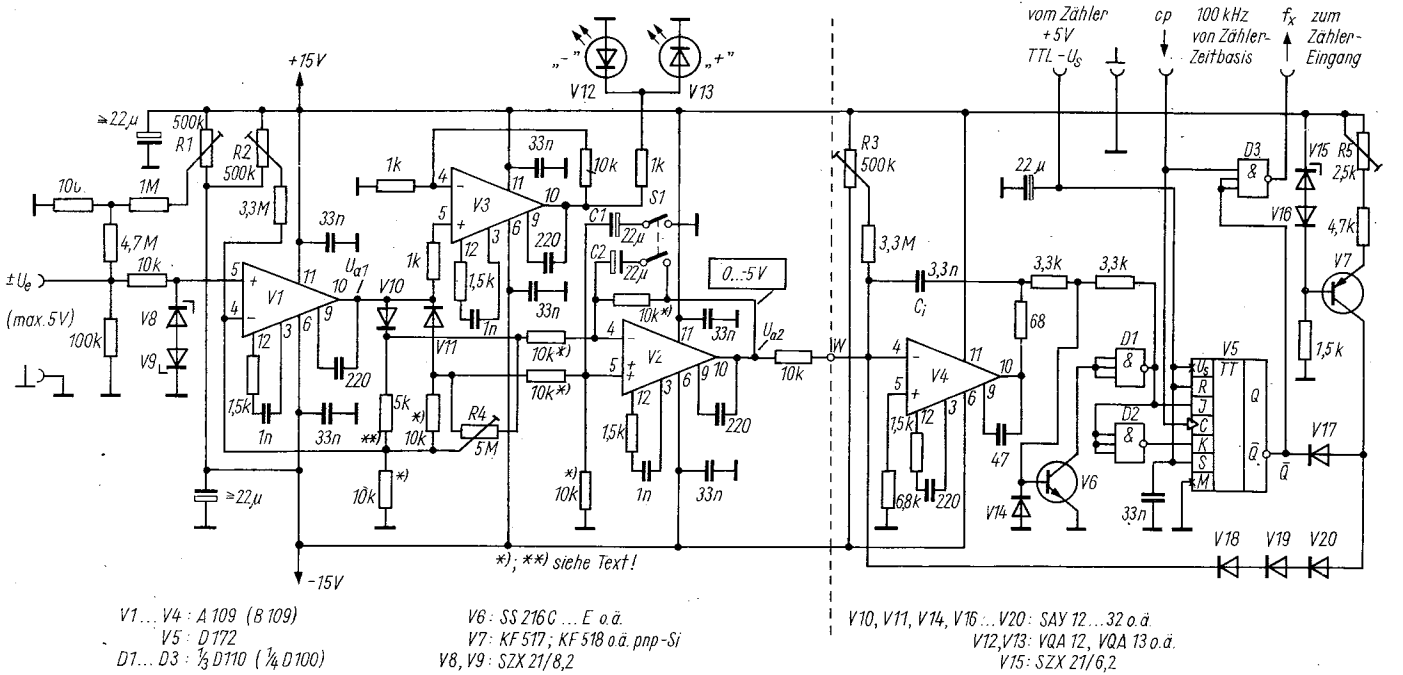


Bild 4.164 Universal-AD-Wandler. Der an Masse liegende Widerstand zwischen 1 MΩ (vor U_e) hat 100 kΩ

spannungsmessungen geeignet sein. Der Wandler nach Bild 4.164 wurde deshalb mit einem eingangsseitig hochohmig arbeitenden Präzisionsgleichrichter und einer Vorzeichenanzeige ausgestattet. Generell liegt die Problematik derartiger Gleichrichter darin, daß bereits sehr kleine Eingangswechselspannungen im Bereich weniger Millivolt – die noch etwa 2 Größenordnungen unter der Diodenschwellenspannung liegen, bei der Gleichrichterdioden erst öffnen, jedoch noch nicht linear arbeiten! – sehr genau linear gleichrichten müssen. Man benutzt deshalb hochverstärkende Differenzverstärker (V1), in deren Gegenkopplungszweig die Gleichrichter (V10, V11) liegen. Solange die Dioden nicht öffnen, tritt die Leerlaufverstärkung von V1 auf, die so groß ist, daß bereits bei Eingangsspannungen $U_e < 1$ mV die Diodenschwellenspannung überschritten wird. Durch die Gegenkopplung von V1 reduziert sich nunmehr die Verstärkung von V1 auf $V_u \approx 2$ bei weiter steigender Eingangsspannung. Die Nichtlinearität der Diodenkennlinien in Nähe der Schwellenspannung wird dadurch eliminiert, der Gleichrichter arbeitet bereits ab maximal 1 mV (der kleinsten mit dem nachfolgenden Zähler darstellbaren Spannung) aufwärts exakt linear. Beide Halbwellen der OPV-Ausgangsspannung werden mit den Dioden V10 und V11 getrennt gleichgerichtet, wobei die positive Halbwelle am invertierenden, die negative Halbwelle am nichtinvertierenden Eingang von V2 zur Wirkung kommt. V2 arbeitet somit für beide Halbwellen im Gleichtakt und gibt – unabhängig von der Eingangsspannungspolarität – von seinem Ausgang stets eine negative Spannung U_{a2} an den Eingang des eigentlichen Wandlers (beginnend mit Anschlußpunkt W) ab. Dagegen ist das Vorzeichen der Ausgangsspannung U_{a1} von V1 ($U_{a1} = 0$ bei $U_e = 0$) stets gleich dem Vorzeichen der Eingangsspannung U_e V3 steuert die Vorzeichenanzeige. Der Ausgang dieses OPV speist die antiparallel geschalteten Leuchtdioden V12 (leuchtet bei $-U_e \geqq 0{,}5$ mV) und V13 (leuchtet bei $+U_e \geqq 0{,}5$ mV). Wenn U_e eine Wechselspannung ist, leuchten demzufolge V12 und V13 (scheinbar) gleichzeitig auf.

Die Gesamtschaltung gliedert sich in die Funktionsgruppen Präzisionsgleichrichter mit hochohmigem Eingang (V1, V2), die dazugehörende Vorzeichenanzeige (V3, V12, V13) und den eigentlichen AD-Wandler, bestehend aus V4 und V5, mit den Transistoren V6, V7 den Dioden V14...V20 und den Gattern D1...D3. Die Eingangsdaten dieses Wandlers nach Bild 4.164 sind: Eingangsspannungsbereich 0...±5 V Gleichspannung bzw. $U_{eff} = 0...3{,}5$ V Wechselspannung; Eingangswiderstand etwa 100 kΩ; Frequenzbereich bei Wechselspannungsbetrieb (für einen Meßfehler von $\leqq 0{,}1\,\% \pm 1$ digit) 30 Hz...17 kHz (für höhere Eingangsfrequenzen sind die dem Amateur verfügbaren OPV-Typen nicht geeignet; mit ausgewählten Exemplaren des *B 109* konnten experimentell etwa 35 kHz erreicht werden). Die Übersteuerungsgrenze (Beginn der Nichtlinearität) liegt bei $U_e \approx 5{,}2$ V. Praktisch muß man also Meßwerte (Zähleranzeigen) von mehr als 5,0 V als Übersteuerung (und als mit starkem Fehler behaftete Anzeige) bewerten; die Eingangsspannung U_e muß dann mit genau bemessenem Spannungsteiler entsprechend reduziert werden. Die Dioden V8, V9 schützen den OPV-Eingang vor Beschädigung durch zu hohe U_e-Werte. Um Nullpunktkonstanz sowohl bei offenem U_e-Eingang bzw. hochohmigen Quellen als auch bei niederohmigen U_e-Quellen (Kurzschlußfall an U_e) zu erreichen, ist eine doppelte Offsetkompensation erforderlich, auf die später noch näher eingegangen wird ($R1$, $R2$). Einzelheiten zu Funktion und Betriebsarten, Kompensationen usw. für die hier verwendeten OPV *A 109* (vorteilhafter: *B 109*; für V3 genügt jedoch schon der äquivalente Basteltyp *R 109*) sind aus [61] zu ersehen. Bei der maximalen Eingangs-

spannung $U_e = 5\,V$ tritt am OPV-Ausgang bei U_{a1} eine Spannung von $\pm 10\,V$ auf; die OPV müssen daher mit $\pm 15\,V$ gespeist werden. Es sei bereits an dieser Stelle erwähnt, daß man sehr gut stabilisierte Speisespannungen benötigt, da ihre Änderungen erheblich in die Kalibrierung (Wandlerfaktor und insbesondere Nullpunkt) eingehen. Für die Gesamtschaltung ist (für den Wandlerteil) als dritte Speisespannung die TTL-Betriebsspannung +5 V notwendig. Man entnimmt alle 3 Speisespannungen vorteilhaft aus dem Netzteil des nachgeschalteten Zählfrequenzmessers, aus dem außerdem die aus dem Quarzfrequenzteiler der Zählerzeitbasis abzuleitende Taktfrequenz cp mit 100 kHz benötigt wird. Sie führt man den Eingängen von V5 und Gatter D3 zu. Der Ausgang D3 ist mit dem f_x-Eingang des – in der Betriebsart »f_x-Messung, Meßzeit 0,1 s« zu benutzenden – Zählfrequenzmessers verbunden. Da der Wandlerfaktor mit 10 Hz/mV festgelegt wurde, entspricht somit am Zähler jeder Ziffernschritt 1 mV; die maximale Zähleranzeige kann damit »5000« (mV = 5,0 V) lauten. Höhere Anzeigewerte bedeuten zu hohe U_e-Werte am Wandlereingang und sind damit als ungültig zu bewerten, wobei der Bereich 5000 bis etwa 5200 (mV) als Sicherheitsbereich anzusehen ist (eine Anzeige $\leqq 5200$ darf also eventuell noch ausnahmsweise verwertet werden).

Zunächst sei der (analog arbeitende) Komplex des Präzisionsgleichrichters (V1, V2) betrachtet. Wichtig ist beim Aufbau vor allem, daß alle mit Stern gekennzeichneten Widerstände untereinander bestmöglich wertgleich sind, wobei der Absolutwert ($\approx 10\,k\Omega \pm 1\,k\Omega$) weniger kritisch ist. Es empfiehlt sich, entweder Präzisionsmeßwiderstände oder – für den Amateurbereich – vorher genau ausgemessene und gegebenenfalls ausgewählte Exemplare zu verwenden. Der mit 2 Sternen markierte Wert ($\approx 5\,k\Omega \pm 0{,}5\,k\Omega$) muß exakt den 0,5fachen Wert der mit einem Stern markierten Widerstände haben, man bildet ihn daher am besten durch Parallelschaltung von 2 ausgemessenen 10-kΩ-Widerständen. Restliche geringe Differenzen können mit $R4$ ausgeglichen werden. Dieses Widerstandsnetzwerk ist maßgebend für die genaue Übereinstimmung gleichgroßer U_e-Werte mit einem unterschiedlichen Vorzeichen ($|+U_e| = |-U_e|$!) und damit für die Meßgenauigkeit. Für Gleichspannungsmessungen wird im allgemeinen S1 geöffnet; die Zähleranzeige folgt dann auch schnellen U_e-Änderungen sofort. Für Wechselspannungsmessungen ist S1 zu schließen, die Elektrolytkondensatoren $C1$, $C2$ ergeben dann eine Glättung und *Spitzenwertanzeige* der Wechselspannung. Bei einer Wechselspannungsmessung muß man also beachten, daß der Spitzenwert U_s angezeigt wird; für eine sinusförmige Eingangswechselspannung kann dann aus der Anzeige (U_s) auf den (z. B. vom herkömmlichen Vielfachmesser angezeigte) Effektivwert der Spannung U_{eff} nach der Beziehung

$$U_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_s \text{ bzw. } U_{eff} \approx 0{,}707 \cdot U_s$$

umgerechnet werden (deshalb ist für U_e maximal 3,5 V Effektivspannung zulässig). Für $C1$, $C2$ (es soll $C1 = C2 \pm 10\%$ eingehalten werden!) muß man einen Kompromiß schließen. 22 µF sind ein Mindestwert; höhere Werte ($\approx 100\,\mu F$) gestatten eine genaue Messung auch noch bei entsprechend tieferen Frequenzen, dann wird jedoch die Aufladezeit (bis zum Erreichen des Zählerendwerts) schon unangenehm lang, was sich bereits bei einer mäßig schnellen Änderung von U_e sehr störend auswirkt.

Das mit einem Stern gekennzeichnete Widerstandsnetzwerk bewirkt eine 2:1-Spannungsteilung, so daß am Ausgang V2 bei U_{a2} eine Spannung im Betrag der Eingangsspannung (bei Wechselspannung, S1 geschlossen, deren Spitzenwert), jedoch stets mit negativem Vorzeichen auftritt. Diese Spannung zwischen 0 und

$-5{,}0$ V wird dem Wandlereingang (W) zugeführt. Eine Funktionsbeschreibung dieses (integrierend nach dem Einschwellenverfahren mit Delta-Modulation arbeitenden) Wandlers ist in [66] zu finden. Ein Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß ihre Genauigkeit praktisch nur von der Genauigkeit der Konstantstromquelle (Transistor V7 mit Dioden V15...V20) abhängt (V16 bewirkt eine Kompensation des Temperaturgangs von V7), jedoch nicht vom Integrationskondensator C_i, dessen Wert und Konstanz daher relativ unkritisch sind. V4 folgt ein Trigger, der die JK-Eingänge des JK-FF V5 *(D 172)* periodisch mit einer von U_{a2} (und damit von U_e) linear abhängenden Frequenz umschaltet. An Eingang C von V5 liegt die Taktfrequenz cp (100 kHz) des Zählers, die aus dem gleichen Frequenzteiler entstammt wie die interne Zeitbasisfrequenz des Zählers; auf jede Meßperiode (0,1 s) entfallen somit genau 10000 cp-Takte. Zunächst neutralisiert der vom Transistor V7 über die Dioden V18...V20 fließende Konstantstrom von etwa 1 mA die Ladung auf C_i, die von U_{a2} bewirkt wird. Nach Umschalten des Triggers V6, D1, D2 setzt der nächste eintreffende cp-Takt den FF nach $\overline{Q}$ = L um, womit über Diode V17 der Konstantstrom abgeleitet wird (V18...V20 sperren). C_i wird mit U_{a2} erneut aufgeladen, bis der Trigger wieder umschaltet, d. h. $\overline{Q}$ = H wird, womit der Konstantstrom über V18...V20 erneut fließt usw. Dieses periodische Umschalten des Flip-Flop geht also um so schneller vor sich, je größer U_{a2} (= U_e) ist. Damit wird D3 periodisch geöffnet und geschlossen, so daß der Zählereingang bei f_x eine zeitweise unterbrochene Folge von 100-kHz-Impulsen erhält, deren Impulszahl im Meßzeitraum des Zählers (0,1 s) exakt dem Betrag von U_e in mV entspricht.

Bei gegebenem Wert von U_e hängt die Anzahl der D3 passierenden Zähltakte und damit der angezeigte Wert demzufolge von der Umladegeschwindigkeit von C_i und somit direkt vom Betrag des Konstantstroms ab. Sein Wert – und damit der Wandlerfaktor – läßt sich mit $R5$ abgleichen. Probleme der Nullpunktkonstanz usw. sind in den abschließend genannten Abgleichhinweisen mit erfaßt. Erwähnt sei, daß es grundsätzlich möglich ist, am Zähler entweder die Meßzeit für die f_x-Messung mit 1 s statt 0,1 s zu wählen – was sich im praktischen Gebrauch jedoch ungünstig auswirkt – oder die Taktfrequenz cp mit 1 MHz festzulegen. In beiden Fällen wird die Auflösung der Zähleranzeige verzehnfacht (U_e = 5,0 V ergibt Anzeige 50000), so daß theoretisch U_e noch auf $\pm 0{,}1$ mV genau ablesbar wäre. Praktisch hat das wegen der restlichen Ungenauigkeit des AD-Wandlers – die bei sorgfältigem Abgleich auf etwa $\pm 0{,}05\% \pm 1$ digit gebracht werden kann, was mit U_e = 5,0 V immerhin noch einem Meßfehler von $\pm 3 ... \pm 4$ mV entspricht, womit die letzte angezeigte Ziffer keine Aussagekraft mehr hat! – keinen Wert. Der Amateur sollte dabei auch bedenken, daß es mit seinen Mitteln ohnehin schwierig ist, für die Erstkalibrierung hinreichend genau bekannte U_e-Werte bereitzustellen. Eine übersteigerte Genauigkeitsforderung an derartige AD-Wandler hat für den Amateur auch deshalb wenig Sinn.

Der eigentliche Wandlerteil (ab Anschlußpunkt W) kann auch für andere Anwendungszwecke (Bild 4.165, Abschnitt 4.6.5.10.) genutzt werden. Will der Amateur beide Schaltungen (vollständigen AD-Wandler und Temperaturmesser nach Bild 4.165) aufbauen, so kann dafür gegebenenfalls bei W (Bild 4.164) ein 1poliger Umschalter eingefügt und dann auf den nochmaligen Aufbau eines zweiten Wandlerteils für die Schaltung nach Bild 4.165 verzichtet werden. Für die Stromversorgung des AD-Wandlers kann man auch einen eigenständigen Netzteil, der sehr gut stabilisiert sein muß, vorsehen.

Bei der Inbetriebnahme und beim Erstabgleich des AD-Wandlers nach Bild 4.164 geht man entsprechend der

nachstehenden Anweisung vor. Erforderlich ist in jedem Fall eine im Bereich einiger Millivolt bis 5,2 V einstellbare Spannungsquelle für U_e, wobei der eingestellte U_e-Wert sehr genau bekannt sein muß! Eventuell muß sich der Amateur zu diesem Zweck ein geeignetes Präzisionsvoltmeter (industrielles Digitalvoltmeter, mindestens aber einen einwandfreien Vielfachmesser mit großer, genau ablesbarer Skale!) ausleihen.

Vor Abgleichbeginn werden alle Einsteller $R1 \ldots R5$ in Mittelstellung gebracht, S1 ist geöffnet, der Zählfrequenzmesser auf »Frequenzmessung, 0,1 s« eingestellt, cp = 100 kHz.

1. $R1$, $R2$ wechselseitig auf $U_{al} = 0$ einstellen (Die Leuchtdioden V12 und V13 sind erloschen; Feinabgleich zuletzt mit Vielfachmesser im 100-mV-Bereich an U_{al} vornehmen). Dabei ist wechselseitig $R2$ bei kurzgeschlossenem Eingang (U_e an Masse), $R1$ bei offenem U_e-Eingang abzugleichen! Bei exaktem Abgleich darf sich U_{al} nicht ändern, wenn U_e abwechselnd offengelassen oder auf Masse gelegt wird.

2. $R3$ auf Zähleranzeige »0« einstellen (Nullpunktabgleich). Dieser Abgleich ist kritisch. Falls der Einstellbereich zu groß ist, kann man den 3,3-MΩ-Widerstand bei $R3$ vergrößern. $R3$ muß so eingestellt werden, daß die Zähleranzeige von zunächst hohen Werten abnimmt; $R3$ soll unverändert bleiben, wenn die Anzeige gerade von »1« nach »0« wechselt und konstant 0 bleibt. (Nicht weiter in Nullrichtung verstellen! Ein über den 1-0-Übergang hinausgehendes Verstellen von $R3$ bewirkt zwar weiterhin die Anzeige 0, sie führt aber zu Meßfehlern im unteren mV-Bereich.) Wenn später vielleicht Meßungenauigkeiten im U_e-Bereich 10...100 mV (zu geringe Anzeige) auftreten, kann $R3$ falsch eingestellt sein. $R3$ wird bei kurzgeschlossenem Eingang (U_e nach Masse gebrückt) abgeglichen.

3. $U_e = +5{,}000$ V anlegen. Mit $R5$ auf Zähleranzeige »5000« abgleichen (Kalibrierung Wandlerfaktor). Das Einstellen von $R5$ ist kritisch; bei zu geringem Drehbereich kann ein Feinabgleich mit einem parallel zu $R5$ gelegten 100-kΩ-Einsteller vorgenommen werden.

4. Den Feinabgleich von $R1$, $R2$, wie unter Erstens beschrieben, wiederholen; danach den Feinabgleich von $R3$ entsprechend Zweitens wiederholen; erforderlichenfalls auch den Feinabgleich von $R5$, wie bei Drittens beschrieben, wiederholen.

5. Abwechselnd $U_e = +3{,}0$ V und $U_e = -3{,}0$ V anlegen (dazu eine erdfreie Spannungsquelle benutzen, provisorisch Akkumulator oder Batterie verwenden; die genaue Spannung ist unkritisch). Mit $R4$ auf genau gleichen Anzeigewert $|-U_e| = |+U_e|$ abgleichen. Der Absolutwert von U_e ist hierbei uninteressant. In diesem Zusammenhang die richtige Zuordnung der Vorzeichenanzeige-LED überprüfen; bei $-U_e$ muß V12 aufleuchten, bei $+U_e$ V13.

6. Mit $R5$ Feinabgleich, wie bei Drittens beschrieben, wiederholen. Eine anschließende Kontrolle mit $U_e = +5{,}200$ V (Mindestforderung: +5,100 V) muß die Anzeige 5200 (5100) ergeben; U_e umpolen ($-U_e$ anlegen), es muß der gleiche Wert angezeigt werden. Die zulässige Differenz im Bereich $\pm U_e = 5{,}100$ V darf maximal etwa 0,01 V betragen. (Falls diese Werte nicht zu erreichen sind: Betriebsspannungen +15 V und −15 V auf Sollwert überprüfen. Liegt der Sollwert der Spannung an, dann kann eine Datenabweichung bei V1 oder V2 bestehen. Notfalls IS wechseln.)

Abschließend Kontrolle: Bei $U_e = 0$ müssen beide Leuchtdioden erloschen sein.

7. $U_e = 0{,}050$ V (50,0 mV) anlegen (umpolen, $+U_e$, $-U_e$ prüfen). Die Zähleranzeige muß 50 angeben. Ist ein Anzeigefehler bei +50 und −50 mV gleichgroß, so muß bei einer Abweichung eine Feinkorrektur mit $R3$ (!) wie bei Zweitens beschrieben, durchgeführt werden. Falls

der Anzeigefehler bei +50 und −50 mV unterschiedlich ist, wird der Feinabgleich von $R4$ entsprechend Fünftens wiederholt. Falls sich dabei für ±50 mV und ±2 bis ±3 V unterschiedliche Einstellungen für $R4$ ergeben, kann ein Diodenfehler (V10, V11) vorliegen. Dioden wechseln. Ursache ist meist ein zu hoher Diodensperrstrom.

8. Abgleichvorgänge: Erstens bis Siebentens, wenn erforderlich, kontrollieren und eventuell Feinkorrektur vornehmen. Abgleich stets mit $R3$ beenden!

9. Kontrolle: U_e-Werte +0,05 V; −0,05 V; +5,0 V; −5,0 V abwechselnd anlegen, S1 schließen; Zähleranzeige ablesen, sobald sich ihr Wert nach etwa 10 s nicht mehr ändert. Der angezeigte Wert muß genau mit dem Anzeigewert bei S1 offen übereinstimmen. Bei Abweichung haben $C1$, $C2$ Reststromfehler (auswechseln).

10. Kontrolle: Sinuswechselspannung bei U_e anlegen (500 Hz bis 1 kHz, behelfsmäßig 50 Hz); U_{eff} = 3,500 V, S1 ein. Wert ablesen, sobald sich der Zählerstand nicht mehr ändert. Sollanzeige: »4950« ± 1. Bei Abweichung: $C1$, $C2$ überprüfen (Kapazitätstoleranz oder Reststromfehler).

11. Kontrolle: Wie bei Zehntens mit U_{eff} = 350,0 mV, Anzeigesoll: »495« ± 1. Bei Abweichung: $C1$, $C2$ prüfen. Wenn eine Abweichung auftritt, jedoch nicht bei Punkt Zehntens, dann die Dioden V10 und V11 gemäß Siebentens prüfen. Zeigt sich kein Erfolg, muß man die Dioden V8, V9 abklemmen, gegebenenfalls wechseln (danach gesamten Abgleich erneut überprüfen).

12. Kontrollen nach Zehntens und Elftens durchführen mit Frequenzen im Bereich von 30 Hz bis 15 kHz. Die Genauigkeit an der unteren Frequenzgrenze kann durch Vergrößern von $C1$, $C2$ verbessert werden ($C1 = C2 \pm 10\%$ einhalten!). Der Nachteil besteht in der längeren Einlaufzeit bis zur stabilen Zähleranzeige; erst dann ablesen! Die Genauigkeit an der oberen Frequenzgrenze hängt vom jeweiligen Operationsverstärker ab; sie ist nach Versuch optimierbar mit den Frequenzkompensationskondensatoren an V1 und V2, Anschlüsse 3 und 9.

Abschließend sollen die Grenzfrequenzen für einen als zulässig angesehenen Meßfehler (Abweichung gegen die Bezugsfrequenz von etwa 1 kHz) als geräteeigene Kenngrößen notiert werden. Die Grenzfrequenz kann mit einem Sinusgenerator ermittelt werden, dessen Ausgangsspannung bei 1 kHz auf Zähleranzeige »1000« eingestellt wird. Bei Sinusgeneratoren unbekannter Qualität muß man zuvor die Konstanz der Ausgangsspannung über den gesamten Frequenzbereich kontrollieren.

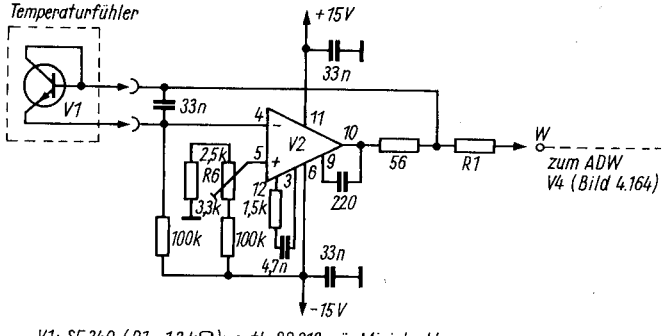
Mehrjährige Erfahrungen mit Versuchsmustern dieses AD-Wandlers haben ergeben, daß später im allgemeinen nur ein gelegentlicher Feinnachgleich des Nullpunkts ($R3$) ausreicht. Das ist entsprechend Zweitens ohne zusätzliche Meßmittel möglich (U_e nach Masse brükken). Die vorstehenden Hinweise kann man außer für den Abgleich auch als Anhaltspunkte für eine eventuelle Fehlersuche nutzen.

4.6.5.10. Linear digital anzeigender Temperaturmeßzusatz

Der AD-Wandlerteil nach Bild 4.164 läßt sich ab Anschlußpunkt W (Eingang V4) auch für ein digital anzeigendes Thermometer nutzen. Derartige Geräte sind in Werkstatt und Amateurlabor beispielsweise zur Messung von Bauelementetemperaturen (Transistorgehäuse, Kühlkörper) notwendig. Gemäß Bild 4.164 entfällt der Präzisionsgleichrichter mit V1...V3, an deren Stelle wird bei W die Schaltung nach Bild 4.165 angeschlossen. Als Temperaturfühler arbeitet ein Transistor V1, der als Diode geschaltet ist. Dieser Transistor soll einen exakt linearen Zusammenhang zwischen Kristalltemperatur und zugehöriger Basis-Emitter-Schwellen-

spannung haben. Typen mit am Gehäuse liegendem Kollektor sind ungeeignet! Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} eines Transistors ändert sich bei Temperaturanstieg um etwa $-2\,mV/K$. Dieser Wert ist allerdings typen- und (in geringerem Maße) exemplarabhängig, er beträgt z. B. beim *SF240* nur $-1{,}2\,mV/K$. Deshalb ist der Wert von *R*1 (Bild 4.165) gegebenenfalls je nach dem für V1 verwendeten Typ abzuändern.

Der Transistor V1 liegt im Gegenkopplungszweig des Operationsverstärkers V2, so daß dessen Ausgangsspannung stets um den Betrag $U_{BE\,V1}$ positiver ist als die Spannung am invertierenden Eingang 4, die wiederum gleich der am nichtinvertierenden Eingang 5 angelegten Referenzspannung von *R*6 ist. Der OPV sorgt gleichzeitig dafür, daß V1 im gesamten Meßbereich mit stets gleichbleibendem Basis- und Kollektorstrom und extrem geringer Verlustleistung betrieben wird, so daß alle Betriebsparameter von V1 konstant gehalten werden. Die einzige variable Größe ist die Temperatur von V1, die Änderung von $U_{BE\,V1}$ hängt daher nur von der Temperatur des Transistors ab. Es sei angenommen, daß U_{BE} für 0 °C z. B. 0,6 V betrage. *R*6 wird auf $-0{,}6$ V an Eingang 5 von V2 eingestellt. Die Ausgangsspannung des OPV an *R*1 ist in diesem Fall OV. Wird V1 erwärmt, so sinkt U_{BE} um z. B. $-1{,}2\,mV/K$. Durch *R*1 fließt daher ein negativer Eingangsstrom für den nachfolgenden Wandler, dessen Betrag direkt der Temperatur von V1 in °C proportional ist. *R*1 sorgt für die Grobfestlegung des richtigen Wandlerfaktors; sein Wert in kΩ entspricht direkt dem Temperaturkoeffizienten von $U_{BE\,V1}$ in mV/K. Damit wird erreicht, daß der nachfolgende Wandler und Zähler die Temperatur 100 °C von V1 mit der Anzeige 1000 wiedergeben, d. h., man erhält eine $^1/_{10}$-°C-Anzeige. Auf die Anzeige 0 bei der Temperatur 0 °C (schmelzendes Eiswasser verwenden) wird mit *R*6 abgeglichen. Den Bereichsendwert (100 °C oder ähnlicher Wert; Vergleichsthermometer!) gleicht man mit *R*5 (Bild 4.164) ab. Sollen die Schaltungen nach Bild 4.164 und Bild 4.165 kombiniert werden, so sieht man bei W (Bild 4.164) einen 1poligen Umschalter vor, der zwischen U_{a2} mit 10 kΩ (Bild 4.164) und *R*1 (Bild 4.165) umschaltet. Da sich der Amateur dann beim Kalibrieren von *R*5 nach den in Abschnitt 4.6.5.9. angegebenen Belangen richten muß, legt man in diesem Fall *R*1 (Bild 4.165) als Einstellwiderstand (zweckmäßig Festwert 1 bis 1,6 kΩ in Serie geschaltet mit dem Einstellwiderstand 1 kΩ) aus, mit dem dann nahe 100 °C kalibriert wird. *R*5 (Bild 4.164) muß dabei zuvor exakt abgeglichen worden sein. V2 (Bild 4.165)



V1: SF240 (R1 = 1,2 kΩ); evtl. SS216 o.ä. Miniplasttyp; (R1 nach V1-Exempl. 1,2...2,2 kΩ)
V2: A 109 (B 109; R 109)

Bild 4.165
Temperaturmeßzusatz zum AD-Wandler für digitale Anzeige

erfordert sehr gut stabilisierte Betriebsspannungen, da ihr Wert über *R*6 in die Kalibrierung eingeht. Die Temperaturmeßeinrichtung mit dem Transistor V1 kann im Bereich 0 °C bis maximal etwa 120 °C benutzt werden; Versuchsmuster arbeiteten exakt linear bis zu (vom Transistorhersteller für die Gehäuse schon nicht mehr zugelassenen) Temperaturen um 150 °C.

Wird die Einrichtung ausschließlich als Zählfrequenzmesserzusatz für Temperaturmessungen ausgelegt (ohne V1 bis V3; Bild 4.164), so kann auf *R*3 (Bild 4.164) verzichtet werden, dessen Funktion wird von *R*6 mit erfüllt. *R*1 (Bild 4.165) setzt man als Festwert ein. Die Gesamtschaltung wird dann relativ einfach und hat lediglich die Abgleichpunkte *R*6 (Bild 4.165) für den Abgleich bei 0 °C und *R*5 (Bild 4.164) für die Bereichskalibrierung bei etwa 100 °C. Der Nullpunkt läßt sich abgleichen, indem man den Temperaturfühler mit V1 in eine Eis-Wasser-Schmelze einbringt; *R*6 ist mit Sorgfalt so einzustellen, daß die Zähleranzeige gerade von 1 nach 0 wechselt (jedoch *R*6 nicht weiter in Nullrichtung verstellen, als notwendig, denn sonst wird der Meßbereich knapp oberhalb von 0 °C unterdrückt, und es ergeben sich Fehler bei der Kalibrierung). Danach kalibriert man *R*5 (Bild 4.164; bei der Kombination mit der Gesamtschaltung jedoch Kalibrierung mit *R*1; Bild 4.165), wozu der Temperaturfühler in siedendes Wasser eingebracht wird. Dafür ist ein Vergleichsthermometer erforderlich, da Wasser je nach Orts- und Wetterlage (Luftdruck – Barometerstand) bereits bei etwa 96 bis 99 °C siedet – es kann also nicht auf eine »angenommene« Temperatur von 100 °C kalibriert werden! Man stellt mit *R*5 bzw. *R*1 demzufolge auf die am Vergleichsthermometer abgelesene Anzeige (z. B. für 98 °C auf Zähleranzeige 980) ein. Abschließend ist nochmals die Kalibrierung bei 0 °C zu kontrollieren und gegebenenfalls zu korrigieren. Weitere Vergleichstemperaturen sind nicht erforderlich; die Anzeige ist im gesamten Bereich streng linear, wenn V1 einwandfrei ist. Linearitätsfehler, die z. B. zwischen 0 und 100 °C als Abweichung zwischen Zähleranzeige und Vergleichsthermometer auftreten, können ihre Ursache nur in einem ungeeigneten Exemplar für V1 (oder ungenauen Vergleichsthermometer) haben. Für genaue Kontrollen im Bereich um 40 °C eignen sich z. B. Fieberthermometer als verläßliche »Vergleichsnormalen« recht gut.

Die Zuleitung zu V1 ist unkritisch und darf einige Meter lang sein, sie muß aber zuverlässig isoliert sein. Dafür kann handelsübliches Abschirmkabel (Diodenkabel) empfohlen werden. Die Abschirmung läßt sich für den Basisanschluß von V1 verwenden, so daß ein 1adriges Kabel genügt.

Der Temperaturfühler soll, um möglichst punktförmig an kleinen Objekten messen zu können, sehr schlank und handlich ausgeführt werden. Bewährt hat sich das Aufsetzen von V1 auf die Stirnseite eines Glasröhrchens, dessen Außendurchmesser etwa V1 entspricht, wobei die Zuleitung an V1 angelötet und durch das Röhrchen (das als Tastgriffel dient) gezogen wird. V1 klebt man auf das Glasrohr mit etwas Epoxidharzkleber *EP11* wasserdicht auf (Teile zuvor sorgfältig mit einem geeigneten Lösungsmittel entfetten!), wobei der Kleber so weit in das Röhrchen einfließen soll, daß auch die freiliegenden Anschlußstellen von V1 und die Kabelenden mit umschlossen werden. Die Kabelaustrittsstelle kann man mit etwas Silikonkautschuk *Cenusil* elastisch versiegeln. Der so aufgebaute Temperaturfühlergriffel eignet sich auch für Messungen in Flüssigkeiten.

Das Gehäuse von V1 wird mit dem zu messenden Objekt stets in direkten thermischen Kontakt gebracht; bei Messungen z. B. an Bauelementoberflächen kann man mit einem Öl- oder Silikonfett-Tropfen als Wärmeleiter am Temperaturfühler den thermischen Kontakt herstellen. Die ther-

mische Trägheit der für V1 in Betracht kommenden Miniplasttransistoren ist so gering, daß sich bereits nach wenigen Sekunden Meßzeit eine stabile Anzeige ergibt. Die Eigenerwärmung von V1 kann bei der gewählten Dimensionierung vernachlässigt werden, da in V1 nur eine Verlustleistung von maximal etwa 0,1 mW entsteht, die außerdem im gesamten Meßbereich konstant bleibt und in die Kalibrierung eingeht.

Einrichtungen nach dem hier gezeigten Prinzip können auch ohne Zählfrequenzmesser aufgebaut werden (siehe Abschnitt 4.9.6.).

4.6.5.11. Linear digital anzeigender Kapazitätsmeßzusatz

Für Werkstattzwecke ist oft eine direktanzeigende Kapazitätsmeßeinrichtung mittlerer Genauigkeit erwünscht, mit der man Kapazitäten möglichst einfach messen kann. Die Schaltung nach Bild 4.166 eignet sich als Zusatzgerät zu einem Zählfrequenzmesser, der dabei in der Betriebsart »Periodendauermessung« mit der Meßzeitbasis 1 µs (1-MHz-Vergleichsfrequenz) zu verwenden ist. Der Vorteil der Schaltung nach Bild 4.166 besteht darin, daß die zu messende Kapazität C_x 1polig an Masse liegt und dadurch der Einfluß von Streu- und Erdkapazitäten kontrollierbar bleibt. Dadurch ist z. B. auch die Kapazitätsmessung an verlegten Abschirmkabeln u. ä. möglich, bzw. der zu messende Kondensator braucht nicht 2polig von der ihn umgebenden Schaltung abgetrennt zu werden.

Das Meßprinzip beruht auf einer Kippschaltung mit C_x als frequenzbestimmendem Kondensator, die so ausgelegt ist, daß zwischen erzeugter Frequenz und C_x Proportionalität besteht. Bei ZA hinter Gatter D3 wird der Eingang des Zählfrequenzmessers angeschlossen. Dieser mißt die Zeitdauer einer Schwingungsperiode t_i. Da t_i proportional mit der Kapazität C_x ansteigt, kann durch geeigneten Schaltungsabgleich dafür gesorgt werden, daß eine Zeitbasiseinheit einem ganzzahligen Betrag von C_x entspricht. Mit S1 läßt sich zwischen den Meßbereichen A ($C_x : t_i = 10$ pF/µs) und B ($C_x : t_i = 1$ nF/µs) umschalten. Mit einem 6stelligen Zähler

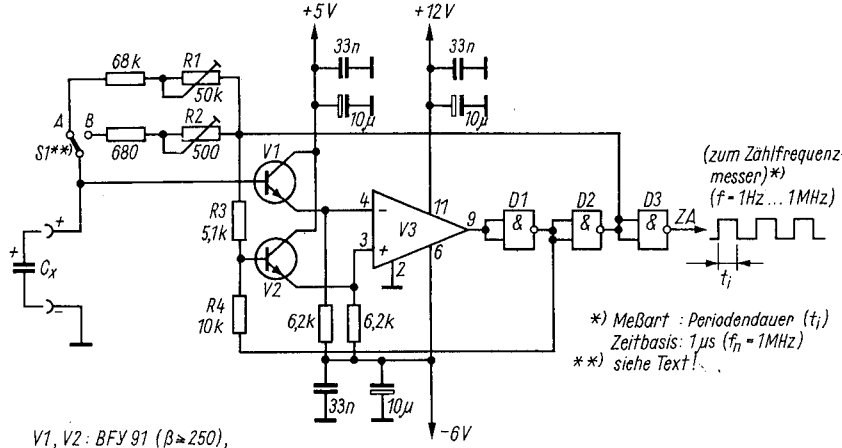


Bild 4.166 Kapazitätsmeßzusatz zum Zählfrequenzmesser

kann man dann C_x in den Bereichen $C_x \approx 100\,pF$ bis $10\,\mu F$ (A) und $\approx 10\,nF$ bis $1000\,\mu F$ (B) messen. Wird am Zählfrequenzmesser die Zeitbasis mit $10\,\mu s$ statt $1\,\mu s$ gewählt, so ergibt sich für die Anzeige der Faktor $C_x \cdot 0{,}1$ (entspricht $10000\,\mu F$ im Bereich B). Für V3 wird ein *A 110* verwendet, da die auftretende Schwingfrequenz 1 MHz erreichen kann. Der *A 110* ist außerdem ausgangsseitig TTL-kompatibel und für derartige Anwendungen besser geeignet als die dem Amateur sonst verfügbaren Operationsverstärker (*A 109* ist hier ungeeignet!). Ein Nachteil des *A 110* besteht in seinem verhältnismäßig niederohmigen Eingang, der zu Impedanzwandlerstufen (Emitterfolger V1, V2) zwingt. Für V1, V2 wäre vorzugsweise ein Zweifachtransistor (*BFY 91, B 340 D* o. ä.) geeignet; wie die Praxis zeigte, genügt es jedoch, 2 typ- und datengleiche Einzeltransistoren (Miniplasttypen) zu verwenden, wobei bestmöglicher thermischer Kontakt (Temperaturgleichheit) zwischen ihnen Bedingung ist. Man verklebt beide Transistoren mit Epoxidharzkleber *EP 11* Fläche an Fläche; zusätzlich wird die Kombination mit *EP 11* etwa 4 mm dick ummantelt.

Zur Funktionsweise: Sobald C_x angelegt wird, führen zunächst die Basis von V1 und damit auch der Emitter L-Pegel, somit haben der Ausgang von V3 H- und der Ausgang von Gatter D1 L-Pegel, womit $R4$ näherungsweise an 0 V liegt. Mit H-Pegel am Ausgang von D2 stehen am Verbindungspunkt $R1$, $R2$, $R3$ etwa +3 V, so daß sich am Punkt $R3$, $R4$, V2 eine Referenzspannung von etwa +2 V einstellt. Sobald C_x über $R1$ (oder $R2$) und S1 auf den Wert der Referenzspannung aufgeladen ist und die Basisspannung an V1 die Referenzspannung übersteigt, schalten V3 und die Gatter um. Dadurch erhält der Ausgang des Gatters D1 H- und D2 L-Pegel, womit nunmehr $R4$ an etwa +3 V und der Punkt $R1$, $R2$, $R3$ an etwa 0 V liegt. Der aus $R3$, $R4$ gebildete Referenzspannungsteiler wird daher »umgepolt«, am Punkt $R3$, $R4$, V2 stellt sich nun eine Referenzspannung von etwa +1 V ein. Gleichzeitig wird C_x über S1, $R1$ (oder $R2$) und Gatter D2 wieder entladen. Sobald die Spannung an C_x die Referenzspannung von etwa +1 V unterschreitet, schaltet die Anordnung wieder in den Ausgangszustand zurück. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch; die Spannung am Punkt $R3$, $R4$, V2 und die Spannung an C_x pendeln zwischen etwa +1 V und ungefähr +2 V. Da sowohl die Aufladung wie die Entladung von C_x und die Ableitung der Referenzspannung für V2 aus den Gatterausgängen erfolgen, kompensieren sich die (IS-temperaturabhängigen) Größen, insbesondere die H-Ausgangsspannungen gegenseitig weitgehend, so daß die Schwingfrequenz mit guter Näherung nur noch von C_x und dem Wert von $R1$ ($R2$) abhängt. Auf die rechnerische Ableitung sei hier verzichtet. Sie ergibt $t_i \approx 1{,}11 \cdot R \cdot C_x$ (R – Wert des entsprechenden über S1 eingeschalteten Widerstandszweigs mit $R1$ oder $R2$). Wird R mit $\approx 90\,k\Omega$ ($\approx 900\,\Omega$) bemessen, so erhält man für $t_i = 1\,\mu s$, wenn $C_x = 10\,pF$ (1 nF). Da der Zählfrequenzmesser in der hier gewählten Meßart t_i in μs anzeigt, läßt sich die Zähleranzeige je nach Stellung von S1 unmittelbar in 10 pF/digit (10 pF/μs, Bereich A) oder in 1 nF/digit (1 nF/μs, Bereich B) ablesen. $R1$ und $R2$ werden demzufolge einmalig mit einer bekannten Kapazität bei C_x (etwa $1\,\mu F \pm 1\%$, geeignet für beide Bereiche) abgeglichen. Die Meßgenauigkeit des Mustergeräts ist innerhalb der im Werkstattbereich vorkommenden Umgebungstemperaturschwankungen besser als 0,5%, was für Werkstattmessungen meist ausreicht. Als Ersatz für hochwertige Präzisionsmeßbrücken ist diese Anordnung allerdings nicht gedacht.

Zu beachten ist, daß auch ohne extern angeschlossenen Prüfling bei C_x die Schaltung bereits mit der unvermeidlichen Verdrahtungsstreukapazität (Verbindungen und Anschlüsse von C_x, S1 usw. gegen Masse) schwingt und diese Streukapazität

bei offenem C_x-Eingang angezeigt wird. Eine Kompensation diese Effekts wäre nur mit sehr großem Aufwand möglich; beim Messen kleiner Kapazitäten subtrahiert man daher einfacher den vor dem C_x-Anschluß am Zähler abgelesenen Wert vom C_x-Anzeigewert. Bei größeren C_x-Werten kann die Streukapazität (sie betrug beim Mustergerät etwa 20 pF) vernachlässigt werden. Das hier gewählte Schaltungsprinzip eignet sich aus diesem Grunde auch nicht zum Messen von Kapazitäten, die wesentlich kleiner als 100 pF sind.

Die Schaltung nach Bild 4.166 kann insgesamt als kleiner, handlicher Tastkopf aufgebaut werden, wobei der C_x-Eingang (S1, V1) und eine Masseklemme als Prüfspitzenanschlüsse auszubilden sind. Der Tastkopf kann über 5adriges Kabel mit aus dem Zählfrequenzmesser gespeist werden (Verbindungen +5 V, +12 V, −6 V, Masse, ZA) und wird in der Praxis unmittelbar am Meßobjekt C_x angelegt. Bezüglich des Verbindungskabels zum Zählfrequenzmesser muß man beachten, daß bei ZA ein TTL-Impulspegel mit Frequenzen bis 1 MHz einwandfrei zu übertragen ist; gegebenenfalls erfordert das eine impedanzangepaßte Leitung oder eine verdrillte (siehe Bild 2.11 und Bild 2.12). Für V1, V2 kann der Amateur auch das inzwischen erhältliche, in der DDR gefertigte Transistorarray *B 340 D* (enthält 4 datengleiche, beliebig verwendbare Einzeltransistoren) verwenden. *B 341 D* ist der rauscharme Paralleltyp zum *B 340 D*. Stifte 4 und 11 des *B 340 D* *(B 341 D)* sind an Masse zu legen!

4.6.6. Digitaler Langzeitschalter

Schalter für Zeiten ab etwa größer einer Stunde lassen sich als analoge Schaltungen nur schwer und mit geringer Genauigkeit realisieren. Wenn ein sekundengenaues Schalten in großen Abständen gefordert

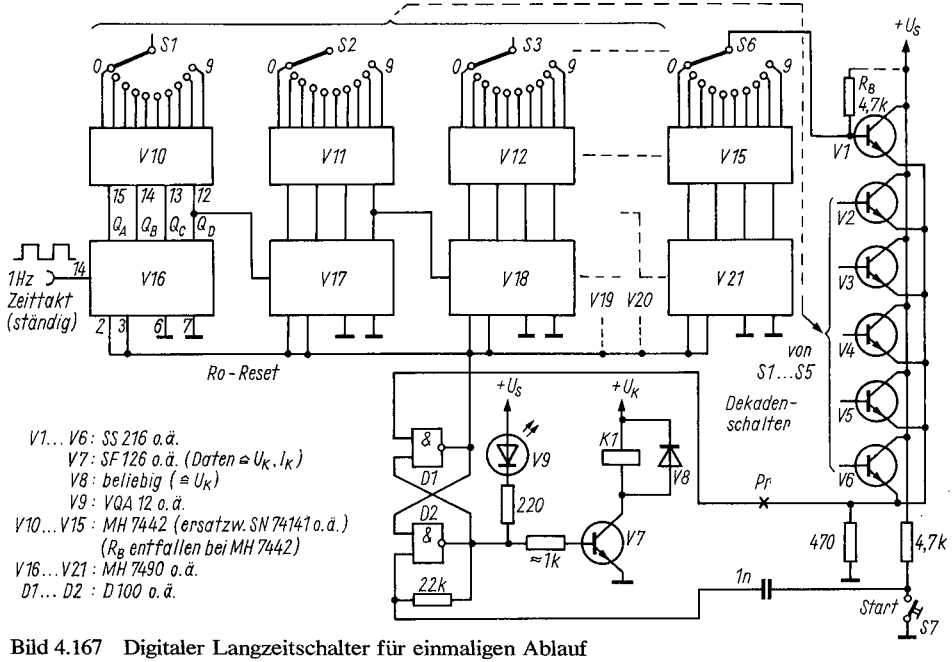


Bild 4.167 Digitaler Langzeitschalter für einmaligen Ablauf

wird (Filmzeitraffergerät; [71] und Abschnitt 4.5.2.), lohnt deshalb der Aufwand für einen nach dem Zählprinzip arbeitenden digitalen Langzeitschalter bzw. dies ist dann oft der einzige alle Anforderungen erfüllende Ausweg. Nach der im folgenden vorgestellten Grundschaltung kann der Amateur entsprechende Zeitschalter realisieren. Funktionell ist sie dem Prinzip der Digitaluhr und der vorstehend beim Zählfrequenzmesser schon beschriebenen Programmierung sehr ähnlich. Bild 4.167 zeigt die Schaltung. Man benötigt einen 1-Hz-Zeittakt (zur Erzeugung siehe Abschnitt 4.5.3., für extreme Genauigkeit Quarzgenerator nach Abschnitt 4.6.5.3.). Je nach maximal gefordertem Zeitbereich sind mehrere dekadische Zähler vorhanden (V16...V21 in Bild 4.167). Mit 3 Zähldekaden lassen sich maximal 999 s, mit 6 Dekaden demgemäß $10^6 - 1$ s erreichen. Dies entspricht etwa $11^1/_2$ Tagen Ablaufzeit. Als Zähler eignen sich alle bisher besprochenen dekadischen Zählschaltungen, u. a. auch (bei erheblichem IS-Aufwand) *D 172* oder flankengetriggerte RS-FF mit *D 100*. Gefordert ist lediglich eine gemeinsame Nullstelleitung (Reset) und bei allen Dekaden Ausgänge im BCD-Code. Wenn im gesamten Zählumfang jede beliebige Zeit in 1-s-Schritten gestaffelt wählbar sein soll (anderenfalls erübrigen sich bei V16 und V17 die Decoder), ist je Dekade ein *BCD*-zu-Dezimal-Decoder erforderlich (Bild 4.161 oder 4.162). Der einfachste Aufbau ergibt sich mit den Decodern *MH 7442* (Bild 4.161) sowie mit den dekadischen Zählern *MH 7490* (Bild 4.126), anstelle des *MH 7490* kann man auch den *D 192* verwenden. Mit den Zeitwahlschaltern S1...S6 wird das gewünschte Zeitintervall dekadisch eingestellt (S1: Sekunden, S2: 10 s, S3: 100 s usw.). Am Ausgang jedes Schalters S erscheint bei dem entsprechenden Zählerstand L-Pegel (Bild 4.160). Wegen der geringen Zählgeschwindigkeit sind alle L-Signale mit Transistoren in einer UND-Verknüpfung zusammengefaßt. Erst wenn alle Schalterabgänge L haben, sperren alle Transistoren V1...V6, so daß der an ihren Emittern liegende Eingang des Gatters D1 über 470 Ω L-Pegel liest. Damit wird der RS-FF (D1, D2) umgesetzt, Ausgang D1 = H, alle Zähler *MH 7490* setzen auf Null und bleiben blockiert. Achtung bei Zählertypen, die zum Nullstellen L-Pegel benötigen, dann muß man den Ausgang des Gatters D2 für den Reset benutzen! Ausgang D2 wird L, Ralais K1, das während der Zählzeit gezogen war, fällt ab. Einen neuen Start des Zeitablaufs ermöglicht die Starttaste S7, die den RS-FF umschaltet, womit K1 anzieht und die Zähldekaden freigegeben sind. Der Zeittakt kann also eingangsseitig ständig anliegen. Für den Aufbau eines einfachen 1 Hz-Taktgebers lassen sich die restlichen 2 Gatter der für D1, D2 verwendbaren IS *D 100* benutzen! Für die meisten Anwendungen dürfte als Zeittaktgeber die bei Bild 4.111 gezeigte Ableitung aus der 50-Hz-Netzfrequenz ausreichend sein. Die Leuchtdiode V9 zeigt den Bereitschaftszustand an (erloschen, wenn Zeit abläuft). Für umgekehrte Funktion muß sie am Ausgang des Gatters D1 angeschlossen werden. Ebenso ist das für den Transistor V7 möglich, wenn K1 während des Zeitablaufs abgefallen sein soll. Statt der Decoder V10...V15 in Bild 4.166 kann hier auch die *materialsparende* Variante nach Bild 4.157 sowie Bild 4.158 oder Bild 4.159 benutzt werden. In diesem Fall entfallen in Bild 4.167 V1...V6. Sind V16...V21 mit *D 100* (Bild 4.30) aufgebaut, so ist dann das gesamte Gerät mit preiswerten *D 10*-Grundgattern realisierbar.

Bild 4.168 zeigt eine Erweiterung zum zyklischen Langzeittaktgeber, der seinen eingestellten Zeitablauf periodisch wiederholt. Es wurde der vereinfachte Decoder nach Bild 4.157 (Punkte S_H und S_L bis Pr; vor S_H, S_L wie dort beschrieben) angenommen. Auch die Decodervariante mit dekadisch einstellbaren Schaltern

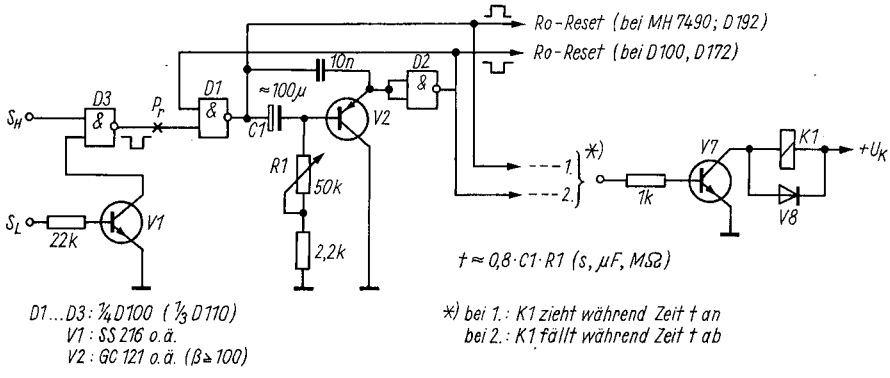


Bild 4.168 Erweiterung des Langzeitgebers nach Bild 4.147 für periodischen Ablauf (Taktgeber)

nach Bild 4.167 mit V10...V15 und V1...V6 ist bis Punkt Pr möglich. Der nach Zeitablauf bei Pr auftretende L-Impuls startet den Monoflop D1, D2 in Bild 4.168, dessen Haltezeit (mit $C1$ je nach Verwendungszweck grob festlegbar) mit $R1$ nach Bedarf eingestellt wird. Die in Bild 4.168 angegebenen Werte ergeben eine zwischen etwa 0,5...40 s wählbare Zeit. Der Ausgang des Monoflop (hinter D1 oder D2 je nach verwendeter Zählerbauart in Bild 4.167) bewirkt sofortiges Rückstellen und Stoppen des Zählers für die Monoflop-Haltezeit. Nach Ablauf des Monoflop beginnt der Zählvorgang erneut. Die Schaltung nach Bild 4.168 tritt also an die Stelle des RS-FF (D1, D2) in Bild 4.167, auch die Starttaste entfällt. Die Schaltung startet und setzt man still, indem man den Zeittakt am Zählereingang abschaltet. Das Ausgaberelais K1 in Bild 4.168 kann je nach Anschlußweise während der Monoflop-Haltezeit t angezogen oder abgefallen sein. Für Filmzeitraffergeräte nach Abschnitt 4.5.2. sind auch 2 derartige Monoflop möglich. Der zweite Monoflop, nach Bild 4.7 eingangsseitig mit RC-Differenzierglied versehen, ansonsten wie Bild 4.6 bzw. Bild 4.168 geschaltet, wird dann gestartet vom Ausgang des Gatters D1 des ersten (in Bild 4.168 dargestellten), der Zähler-Reset erfolgt jedoch vom ersten Monoflop wie bei Bild 4.168. Mit beiden Monoflop lassen sich also Relais mit unterschiedlich langer Einschaltzeit nacheinander betätigen. Kombiniert man die Relaiskontakte entsprechend (z. B. Parallelschaltung je eines Einschaltkontakts jedes Relais), so sind auch die in Abschnitt 4.5.2. geforderten Bedingungen erfüllbar. Auch andere Kombinationen sind je nach Aufgabenstellung möglich. Mit dem Monoflop nach Bild 4.168 arbeitet der Zeitschalter periodisch, solange ein Zähltakt am Eingang anliegt.

4.6.7. Treppenspannungsgeneratoren

4.6.7.1. Einfacher Treppenspannungsgenerator mit einer IS D 100

Mit der in Bild 4.169 gezeigten Schaltung läßt sich eine Treppenspannung mit 4 Stufen in der am Ausgang Q dargestellten Form erzeugen. $R1$ und $R2$ sind nur in geringen Grenzen variabel. Mit $C1$ und $C2$ wird die gewünschte Frequenz festgelegt. Da der Multivibrator (D1, D2) einen 1:1 Impuls erzeugen soll, muß $C1 = C2$ und $R1 = R2$ sein. Mit dem flankengetriggerten RS-FF (D3, D4) wird die Frequenz geteilt. Die am Ausgang der Gatter D1 und D3 verfügbaren Impulsspannungen addiert das R-Netzwerk $R3...R6$. Mit $R5$

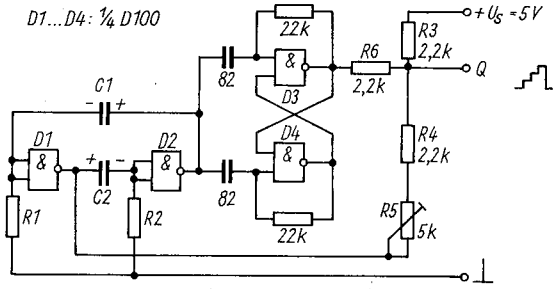


Bild 4.169
Einfacher Treppenspannungsgenerator

wird auf gleiche Stufenhöhe eingestellt. Die Frequenz ist nach der in Bild 4.169 angegebenen Beziehung festzulegen. Nachteile dieser einfachen Schaltung sind die Abhängigkeit der Treppenkurve von der Ausgangsbelastung sowie die fehlende Frequenzeinstellmöglichkeit. Auch die geringe Stufenzahl reicht oft nicht aus.

4.6.7.2. 8stufiger Treppenspannungsgenerator

Eine günstigere Schaltung für eine 8stufige Treppe zeigt Bild 4.170. Wenn S1 geschlossen ist, arbeitet der Trigger (V1, D1, D2) selbsterregt als freilaufender Multivibrator. Mit S2 kann der Frequenzbereich grob gewählt, mit $R1$ die Frequenz fein eingestellt werden. Je nach $C1$-Wert sind Frequenzen zwischen wenigen Hertz und maximal etwa 1 MHz (abhängig von den Eigenschaften des Transistors V1) erreichbar. Ist S1 geöffnet, so läßt sich bei U_e eine beliebige äußere Frequenz zuführen und zu einer Treppenspannung umformen, V1 arbeitet dann als normaler Eingangstrigger (Bild 4.4). Die 3 nachfolgenden flankengetriggerten RS-FF teilen

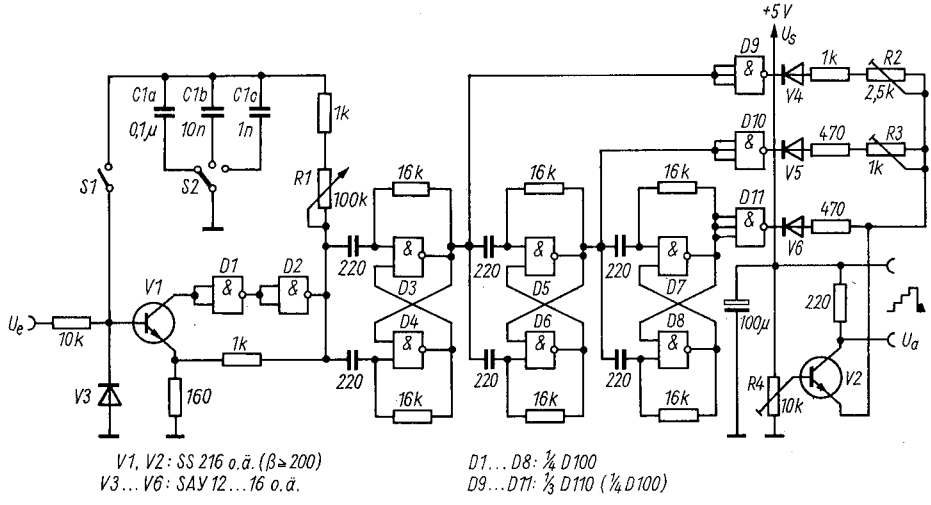


Bild 4.170 Treppenspannungsgenerator mit 8 Stufen. Verwendung als selbstschwingender Generator oder mit fremder Eingangsfrequenz (0 Hz bis etwa 1 MHz) möglich

die Frequenz mehrfach. Die an den FF-Ausgängen Q stehenden Spannungen werden über die Entkopplungsgatter D9...D11 additiv zusammengeführt. Die an den Gatterausgängen D9...D11 vorhandenen Widerstände sollten zueinander exakt im Wertverhältnis 1:2:4 stehen. Um das zu erreichen, sind 2 von ihnen abgleichbar ($R2$, $R3$). Man stellt damit auf genau gleiche Höhe aller Stufen ein. Da der Transistor V2 eine konstante Basisspannung erhält, ist sein Kollektorstrom vom Gesamtwert der Emitterwiderstände und damit von den Ausgangszuständen der Gatter D9...D11 (die hier wie »Schalter nach Masse« im L-Zustand wirken) abhängig. Zu beachten ist, daß die Ausgangsspannung U_a zwischen $+U_s$ und Kollektor V2 abzunehmen ist, also keine gemeinsame Masse mit U_e hat! Mit $R4$ wird auf $U_a = 1\,V$ (Spitze-Spitze-Wert) abgeglichen.

4.6.7.3. n-stufiger Treppenspannungsgenerator für symmetrische und unsymmetrische Treppenkurven als Zusatz zu Zähldekaden

Eine Schaltung, die sich sehr gut zur Kombination mit dekadischen Zählstufen (z. B. mit der ersten Dekade des Zählfrequenzmessers Bild 4.151) eignet, zeigt Bild 4.171. Generell wird zu ihrer Ansteuerung der normale BCD-Ausgang eines dekadischen Zählers benötigt. Dieser ist in Bild 4.171 mit V1 vereinfacht angedeutet und kann (außer Zählbausteinen wie *MH 7490, D 192*) z. B. eine Schaltung nach Bild 4.30 o. ä. sein. Die Eingangsfrequenz f_e, und damit auch die Treppenspannungsfrequenz, ist ebenfalls beliebig. Für die verwendeten Operationsverstärker liegt sie zwischen 0 Hz und etwa 150 kHz. Bei U_a ist eine 9stufige (bei Verwendung eines Binärzählers für V1, z. B. *D 193* oder 4 FF-Stufen ohne Rückführung, 16:1-Teiler, eine 15stufige) Treppenspannungen abnehmbar. Die Ausgangsspannung an $Q_A...Q_D$ des Zählers werden über R1...R4 (für Abgleich auf genau gleiche Stufenhöhe) addiert und dem als hochohmiger Spannungsfolger arbeitenden *A 109* zugeführt. Für den *A 109* (Paralleltyp *B 109*, internationale Äquivalenttypen »*709*«, dazu siehe [61]) sind die Anschlußstiftnummern für die Ausführung im DIL-Gehäuse angegeben. Im vorliegenden Fall genügt für diesen OPV, der normalerweise 2 Betriebsspannungen (+12 V und −12 V) benötigt, als negative Betriebsspannung −6 V, da er nur nach positiver Richtung ausgesteuert wird. Man

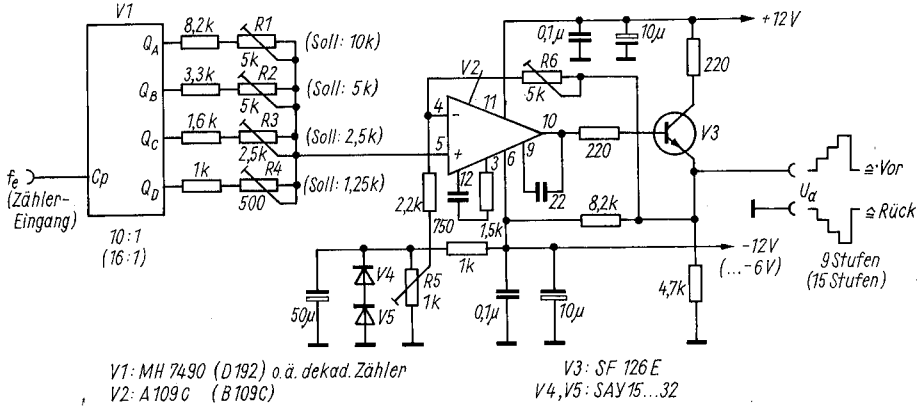
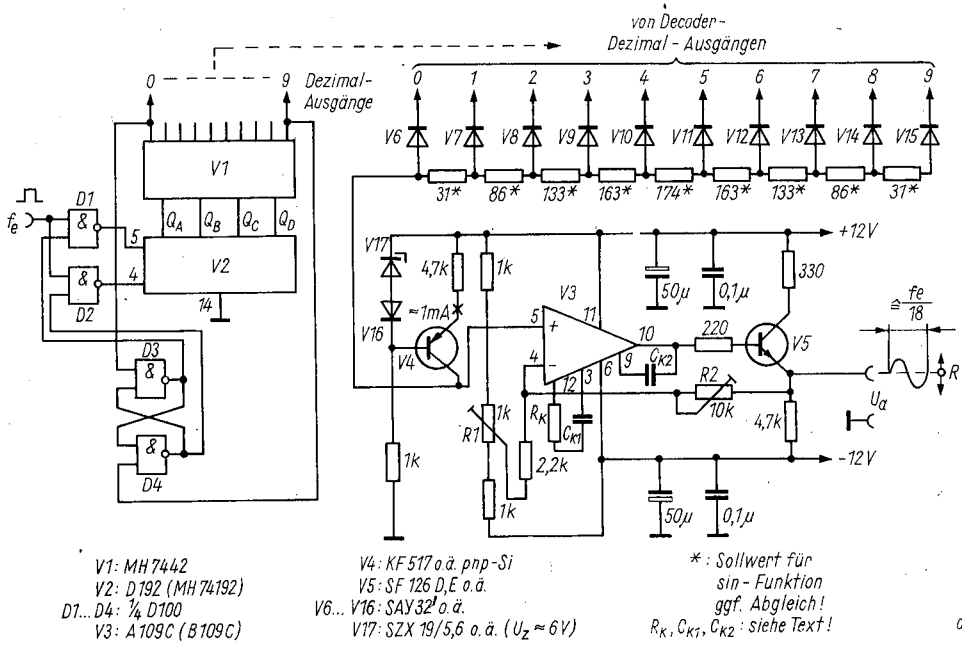


Bild 4.171 n-stufiger Treppengenerator als Zusatz zu Zähldekaden. Auch für symmetrische Treppenkurven

kann ihn daher bei Kombination mit anderen Geräten, die bereits z. B. den *A 110* enthalten (Bild 4.153), mit aus der dafür schon vorhandenen Speisespannung versorgen. Der *A 110* ist für die Anwendung Bild 4.171 nicht geeignet. Für OPV-Ausführungen im TO-Gehäuse (transistorähnlich) gilt die Anschlußbeziffe-rung nicht! Wenn man R1...R4 zuvor mit Meßbrücke auf exakte Wertstaffelung 8:4:2:1 (wobei die Absolutwerte laut Bild 4.171 nur ungefähr einzuhalten sind) ausmißt, dürfen *R*1...*R*4 Festwerte sein. Mit *R*5 ist die Ausgangsspannung auf $U_a = 0{,}5$ V abzugleichen, wenn Zählerstand Z = 0 (alle Q = L). Mit *R*6 wird U_a in Zählerstand 9 oder (für 15stufige Treppe) in Zählerstand 15 auf 5 V (alle Q = H) abgeglichen. Der Abgleich dieser Werte sowie aller Einzelstufen (zu je 0,5 V gestaffelt, mit R1...R4) ist mit einfachem Voltmeter möglich, wenn man den Zähler V1 von Hand um jeweils 1 Impuls weiterschaltet, denn der Treppenspannungsgenerator arbeitet auch statisch. Der Transistor V3 sorgt als Impedanzwandler für niederohmigen Ausgang und ist über *R*6 mit in die OPV-Gegenkopplungsschleife einbezogen, so daß diese Schaltung eine gute Konstanz aller Abgleichwerte erreicht. Beim normalen Vorwärtszählen ergibt sich bei U_a eine ansteigende Treppe. Falls der Zähler V1 Rückwärtszählen ermöglicht *(D 192, D 193)*, entsteht eine abfallende Treppenkurve. Eine interessante Anwendung ergibt sich, wenn zusammen mit *D 192* oder *D 193* die alternierende Vor-Rück-Betriebsweise nach Bild 4.144 angewendet wird. U_a ist dann eine Kombination beider Kurvenformen, die annähernd einer Dreieckspannung entspricht (symmetrische Treppenkurve).

4.6.8. Digitale Sinus- und Dreieckgeneratoren

Mit einem ähnlichen Prinzip, wie bei Bild 4.171 beschrieben, als alternierend vor- und rückwärts arbeitender, dekadischer oder Binärzähler (Prinzip nach Bild 4.144) lassen sich auch mit recht guter Näherung dreieck- oder sinusförmige Kurvenverläufe erzeugen. Je größer die Stufenzahl des Zählers ist, desto besser ist die Näherung an die exakte Kurvenform. Für den Dreieckgenerator wurde das schon bei Bild 4.171 angedeutet. Bei der Schaltung nach Bild 4.172a können die Dreiecke durch entsprechendes gleichartiges Bemessen der Werte in der Widerstandskette geformt werden. Im allgemeinen ist es jedoch interessant, eine digital erzeugte oder verarbeitete Frequenz, die am Ausgang einer TTL-Schaltung stets zunächst als Rechteckspannung vorhanden ist, in eine der Sinusform gut angenäherte Schwingung umzuwandeln. Bild 4.172a wurde entsprechend dimensioniert. Benutzt wird ein dekadischer Zähler V2, der ähnlich wie bereits beschrieben (Bild 4.144) alternierend vor- und rückwärts arbeitet. Die Gatter D1...D4 bewirken die Richtungsumschaltung. Die in Sinusform umzuwandelnde Frequenz wird bei f_e zugeführt, sie erscheint am Ausgang U_a des Wandlerteils um den Faktor $2n - 2$ (n = Teilerfaktor von V2) untersetzt, für n = 10 also bei U_a mit $f_e/18$. Die BCD-Ausgänge des Zählers setzt der Decoder V1 (Bild 4.161 und Bild 4.162) in ein 1-aus-10-Signal (dezimalcodiert) um. Bei V1 führen also nacheinander die Ausgänge 0→9→0→9→. usw. L-Pegel. Mit dem Transistor V4 und Diode V17 ist eine Konstantstromquelle vorhanden (V16 kompensiert den Temperaturgang der Basis-Emitter-Spannung von V4), so daß über den Kollektorwiderständen des Transistors V4 eine dem *R*-Wert proportionale Spannung abfällt. Über die Dioden V6...V15 werden die Widerstände nacheinander von den Decoderausgängen an Masse gelegt. Die Dioden verhindern den Einfluß des H-Pegels an den TTL-Standardausgängen des Decoders. Hat dieser offene Kollektorausgänge, so können die Dioden



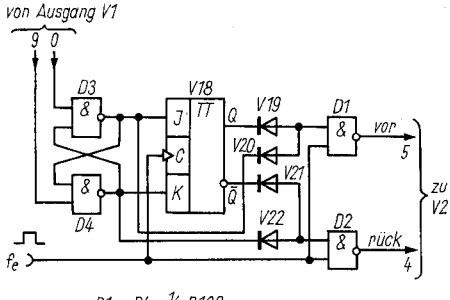


Bild 4.172
Digitaler Sinusspannungsgenerator. a – Grundschaltung für $f_a = f_e/18$, b – Ergänzung für $f_a = f_e/20$

entfallen! Die Widerstände der Kette werden entsprechend der Sinusfunktion gestaffelt. In Bild 4.172a sind die Sollwerte (genaues Ausmessen oder Abgleich ist bei hohen Anforderungen an die Sinusform erforderlich!) angegeben. Der OPV V3 arbeitet ebenso wie bei Bild 4.171 als Spannungsfolger. Mit $R1$ korrigiert man die Offsetspannung (Lage der Nullinie für die Ausgangsspannung bzw. Kompensation deren Gleichspannungsteils). Mit $R2$ läßt sich die Ausgangsamplitude einstellen ($U_{ss} \approx 1 \ldots 10$ V). Da die Sinuskurve mit Hilfe von 18 geraden Kurventeilen angenähert wird, ist noch ein geringer Klirrfaktor vorhanden. Durch einen nachgeschalteten Tiefpaß wäre eine weitere Verbesserung leicht zu erreichen, jedoch bietet hier (bei einer annähernd konstanten Frequenz) der OPV selbst eine Gelegen-

heit; die übrige Schaltung arbeitet bis $f_e \approx 500\,kHz$ frequenzunabhängig! Es ist möglich, die bei diesem OPV erforderliche äußere Frequenzgangkompensation entweder als Standardkompensation zu bemessen (die entsprechenden Werte für R_k, C_{k1}, C_{k2} sind aus Bild 4.171 zu übernehmen), oder man bemißt diese Kompensationsglieder für eine gegebene Festfrequenz so, daß die noch vorhandenen Sprungstellen in der Sinuskurve geglättet werden. Ein Tiefpaß am Ausgang U_a ist dann im allgemeinen nicht notwendig. Man erreicht mit diesem Verfahren Klirrfaktoren $\leqq 1\,\%$, wozu die Sollwerte der Widerstandskette allerdings genau einzuhalten sind. $R1$ und $R2$ lassen sich als Bedienungsorgane ausführen, was die Anwendungsmöglichkeiten derartiger Geräte z. B. für Laborzwecke erweitert.

Der Teilerfaktor $(2n - 2)$ erklärt sich daraus, daß die Ausgangsspannungskurve je Periode durch einen Vorwärts- und einen Rückwärts-Zählzyklus des Zählers V1 gebildet werden, wobei die Zählerendstellungen 0 und 9 jedoch nur einmal durchlaufen werden, so daß der mit 2n gegebene Zählumfang um 2 Schritte verkürzt wird. Wird für Meßzwecke ein dekadisch günstigerer Teilfaktor mit $f_a = f_{e/20}$ benötigt, so kann für die Eingangsschaltung statt der Gatter D1...D4 in Bild 4.172a die erweiterte Schaltung nach Bild 4.172b verwendet werden, die zusätzlich den JK-FF V18 enthält. In 4.172b bilden D3, D4 einen RS-FF, der mit Erreichen der Zählstellung 9 umschaltet, wobei Gatter D3 über V20 D1 mit L-Pegel sperrt, während Gatter D4 über V22 D2 freigibt. Da zu diesem Zeitpunkt V18 auf $Q = H$, $\overline{Q} = L$ geschaltet ist, bleiben sowohl D1 als auch D2 gesperrt, so daß der folgende f_e-Impuls den Zähler nicht umschalten kann. Der Zähler verharrt somit für 2 Takte in der Stellung 9. Der zweite f-Impuls setzt jedoch den über seine J-K-Eingänge der Gatter D3, D4 vorprogrammierten FF V18 um, so daß die folgenden f_e-Impulse – da nun an den Dioden V21 und V22 H-Pegel anliegt – den Zähler rückwärts zählen lassen. Wird Zählerstellung 0 erreicht, so setzt der Decoder V1 zunächst den RS-FF D3, D4 um, wonach L-Pegel an D2 und D1 liegt. Der folgende f_e-Impuls wird somit wieder vom Zähler übersprungen und dessen Stellung 0 damit verdoppelt. Die folgenden f_e-Impulse betreiben den Zähler dann wieder in Vorwärtsrichtung.

Die auf diese Weise verdoppelten Zählerendstellungen ergeben nicht nur ein »glattes« Teilerverhältnis (hier $f_e/20$), sondern sind auch zur korrekten Nachbildung des Scheitelpunktverlaufes der Sinusschwingung (deren beide Teilbereiche 90°...270° und 270°...0°...90° durch die Vorwärts- und Rückwärtszählung nachgebildet werden) erforderlich, wenn geringstmöglicher Klirrfaktor der Ausgangsspannung gefordert wird.

Einzelheiten zum *A 109* sind ausführlich in [61] zu finden.

4.7. Decodierschaltungen und Anzeigeorgane

4.7.1. Leuchtdioden (LED) und LED-7-Segment-Ziffernanzeigen

Der Amateur wird entsprechend dem Stand der Technik zusammen mit IS-bestückten Geräten vorzugsweise Lichtemitteranzeigen verwenden. Auf sie wird in [14] ausführlich eingegangen. Eine ältere Form von Ziffernanzeigeelementen sind die Glimmziffernanzeigeröhren (dazu in [1]). Daten und Anwendungshinweise für LED sind in [14] zu finden. Deshalb folgen hier nur einige spezielle Hinweise zum Betrieb von LED an IS.

Bild 4.173 zeigt die Anschlußweise einer LED an einen TTL-Standardgatterausgang. $+U_s$ ist die TTL-Speisespannung, ein höherer Wert ist nicht zulässig! R_v kann mit der bei Bild 4.173a angegebenen Gleichung bestimmt werden. Die LED-Flußspannung U_D beträgt bei üblichen

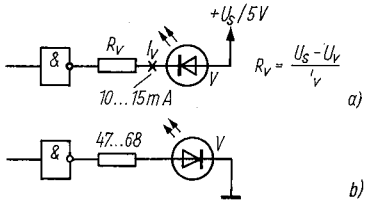


Bild 4.173
Anschlußarten von LED an TTL-Gatterausgänge

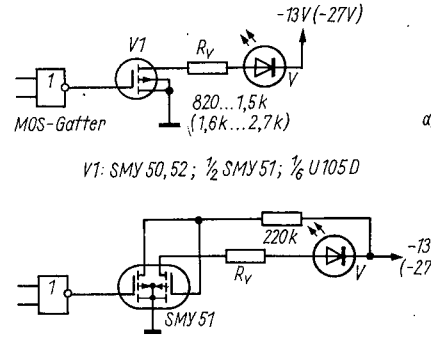


Bild 4.174
Anschlußarten an MOS-Gatterausgänge

rotleuchtenden Typen (*VQA 12; VQA 13* u.ä.) 1,5...1,6 V, bei andersfarbigen LED (grün-, gelbleuchtende) liegt sie meist höher ($U_D \approx 2{,}0...2{,}5$ V). Mit Rücksicht auf $N_0 = 10$ für TTL-Standardgatter ist ein LED-Strom von 15 mA nicht zu überschreiten. Hat der Gatterausgang außer der Leuchtdiode noch weitere Gattereingänge zu treiben, so muß man deren Lastfaktor beachten (praktische Näherung: 1 mA vom LED-Strom abziehen je $N_i = 1$ für nachfolgende Gatter). Die Diode in Bild 4.173a leuchtet, wenn der Gatterausgang auf L liegt. Ungünstiger ist Variante Bild 4.173b (LED leuchtet mit dem H-Ausgangsstrom des Gatters).

An MOS-IS lassen sich LED nicht unmittelbar betreiben. Dazu verwendet man einen MOSFET nach Bild 4.174a. Die Diode V leuchtet bei L am MOS-Gatterausgang. R_V wird je nach Betriebsspannung und LED-Strom (maximal 20 mA!) bemessen, Richtwerte für −13 V und −27 V gibt Bild 4.174 an. Soll die Diode mit H-Pegel am Gatterausgang leuchten, so kann man einen *SMY 51* verwenden, um das Signal zu invertieren (Bild 4.174b).

Die für den Amateur sehr interessanten LED-7-Segment-Displays (Ziffernanzeigen) bestehen aus einer streifenförmig angeordneten Kombination von 7 (bzw., wenn Dezimalpunktdarstellung vorgesehen ist, 8) LED. Bild 4.175a zeigt die Anordnung der 7 Leuchtsegmente a...g sowie die als Dezimalpunkt angeordnete 8. LED dp. Die Zuordnung der Anschlußbuchstaben a...g zu den einzelnen Segmenten ist in dieser Weise genormt. Je nachdem, welche Leuchtsegmente zugleich aufleuchten und welche erloschen sind, lassen sich hiermit alle Ziffern 0...9 und eine Anzahl von Buchstaben und Sonderzeichen darstellen. Anode A ist entsprechend der Anschlußlage in Bild 4.175c doppelt herausgeführt, beide Anschlüsse sind außen zu verbinden. Die wichtigsten Daten sind mit angegeben. Ein Strom von 20 mA je Segment darf nicht (auch nicht kurzzeitig) überschritten werden. Die hohe Segment-Betriebsspannung U_D resultiert aus technolo-

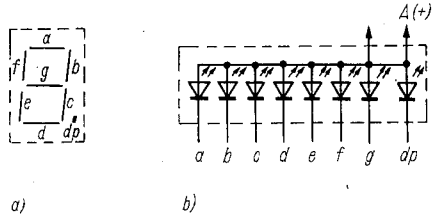


Bild 4.175
LED-7-Segment-Ziffernanzeige *VQB 71*.
a – Anordnung der Leuchtsegmente, b – Innenschaltung, c – Anschlußskizze und Daten

gischen Gründen und um längere Leuchtsegmente realisieren zu können, wozu je Segment 2 rotleuchtende LED innen in Serie geschaltet sind. Deshalb ergibt sich für eine Betriebsweise nach Bild 4.173 ein (für jedes Segment einzeln erforderlicher, katodenseitig einzuschaltender) Vorwiderstand R_V (bei $+U_s = 5\,V$) $\geqq 68\,\Omega$. Für dp, der aus LED besteht, gilt jedoch $R_V \geqq 220\Omega$! Bei Importtypen ist es möglich, ihn nach Bild 4.173a zu berechnen. Weitere Einzelheiten siehe [14]. Außer der Ziffernanzeige *VQB 71* ist noch eine Ausführung zur Vorzeichendarstellung »Plus und Minus« *(VQB 73)* vorhanden, die aber, ebenso wie die mehrstellige Ziffernanzeige *VQC 32*, für den Amateur wenig Bedeutung hat. Die *VQB 73* hat die gleiche Betriebsweise wie die *VQB 71*. Weil bei der *VQC 32* intern alle gleichnamigen Segmente verbunden sind und die Ziffern nicht gleichzeitig, sondern mit speziellen IS taktweise nacheinander angesteuert werden müssen (Multiplexbetrieb), ist ihr Einsatz für den Amateur mit zuviel Aufwand verbunden. Eine auch für den Amateur recht instruktive Beschreibung der Multiplexansteuerung derartiger Mehrfachanzeigelemente ist in [52] zu finden.

4.7.2. Decoder für LED-7-Segment-Anzeigen

4.7.2.1. Dezimal-zu-7-Segment-Decoder mit D 10-Grundgattern

Im Gegensatz zu Glimmziffernröhren u. ä. dezimalen Anzeigen, bei denen unmittelbar das gewünschte Ziffernbild aufleuchtet, wenn der zugehörige Anschluß mit Masse verbunden wird, sind bei der 7-Segment-Anzeige jeweils mehrere Segmente in unterschiedlicher Zuordnung einzuschalten, um die gewünschte Ziffer darzustellen. Da der Amateur gelegentlich die *VQB 71* (oder vergleichbare LED-Zifferndisplays) unabhängig von Zählern dezimal, über einen zugeordneten Anschluß je Ziffer, betreiben will, ist in Bild 4.176 ein entsprechender Decoder gezeigt (obwohl hier korrekter von einem »Coder« zu sprechen wäre). Wird einer der Dezimaleingänge 1...0 mit Masse verbunden, so leuchten die entsprechenden Segmente der LED auf. Für derartige Zwecke kann man auch Schaltungen ausschließlich mit Dioden realisieren (Beispiel in [14]). Um Dioden bzw. Gatterfunktionen zu sparen, geht man folgenden Weg: Ohne Eingangssignal leuchten sämtliche Segmente. Zum Darstellen einer Ziffer sind die nicht benötigten LED-Segmente zu löschen. Deshalb ist in Bild 4.176 der Eingang 8 »blind« vorhanden (nicht angeschlossen). Hieraus wird bereits ein Nachteil dieses Verfahrens erkennbar: Ist kein Anschluß mit Masse verbunden, so

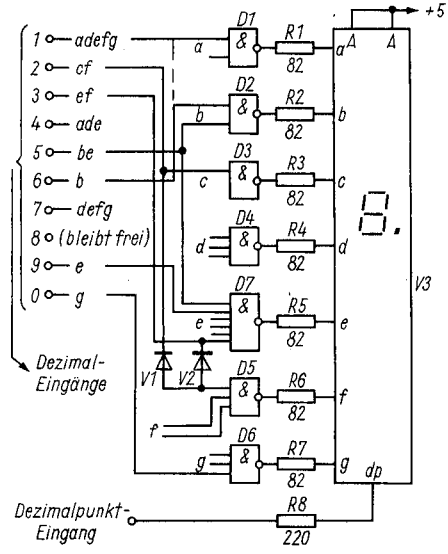


Bild 4.176
Dezimal-zu-7-Segment-Decoder mit Grundgattern der Serie *D10*

leuchten sämtliche Segmente, es erscheint stets die Anzeige »8«.

Um die »9« darzustellen, muß z. B. (Bild 4.175a) das Segment e verlöschen. Liegt Eingang 9 an Masse, so wird der Ausgang des Gatters D7 H und damit das Segment e abgeschaltet. Zur Darstellung der »5« müssen die Segmente b und e abschalten, vom Eingang 5 erhalten demzufolge die Gattereingänge D2 und D5 H-Pegel. In Bild 4.176 wurden zur besseren Übersichtlichkeit nur einige Eingangsverbindungen dargestellt. Alle Dezimaleingänge verbindet man mit den Gattereingängen, deren zugehörige Segmentbezeichnungen bei ihnen angegeben sind. Für Eingang 1 bedeutet das immerhin $N_i = 5$, was beim Ansteuern mit vorhergehenden Gatterausgängen zu beachten ist. Für das Darstellen der »7« gibt es 2 Möglichkeiten: Außer a, b, c kann eventuell Segment f mitleuchten (siehe auch Ziffernbild bei Bild 4.175a). Üblich ist die weniger leicht zu verwechselnde Darstellung mit nur 3 Segmenten a, b, c. Sie wurde bei Bild 4.176 angewendet. Bei den Gattern ist jeweils die tatsächlich benötigte Zahl von Eingängen gezeichnet. Um am Gatter D5 einen vierten Eingang zu erhalten und so mit insgesamt 3 IS auszukommen, wurden gemäß Bild 2.4 2 Dioden verwendet. Falls man die Ziffer »7« mit zusätzlichem Segment f darstellt, reichen bei D5 die 3 Eingänge, womit die Dioden entfallen. Der Dezimalpunkt läßt sich bei Bedarf unmittelbar schalten.

4.7.2.2. Volldecoder für Ziffern- und Zeichendarstellung mit LED-7-Segment-Anzeigen

Um auch verschiedene Zeichen, Buchstaben usw. darstellen zu können, werden Gatter mit mehr Eingängen benötigt. Bild 4.177 zeigt eine solche Schaltung, die gleichzeitig mit einer Ergänzung versehen wurde, die bei offenen Eingängen das ständige Aufleuchten der Ziffer 8 vermeidet und alle Segmente dunkel hält. Sie enthält 7 *D 130* (Bild 1.5), von deren 8 Eingängen je 6 bzw. 7 für die Eingangsbelegung mit den Dezimaleingängen benötigt werden. Diese Gattereingänge a...g sind sinngemäß nach Bild 4.176 geschaltet. Bild 4.178 gibt dazu die möglichen Darstellungsformen an. Es sind (sofern benötigt) bis zu 10 Zeicheneingänge sowie 10 Zifferneingänge vorhanden. Für letztere stimmt die Gattereingangsbelegung mit Bild 4.176 überein. Eine Ausnahme macht Zifferneingang 8, der in Bild 4.177 unmittelbar die Diode V8 über den Transistor V11 ansteuert. Außerdem lassen sich die in Bild 4.178 gezeigten Buchstaben- und Zeichenformen darstellen. Liegt an keinem der (maximal hier 20) vorhandenen Eingänge L-Pegel bzw. Masseverbindung an, so sind demzufolge alle Gatterausgänge D1...D7 = L. Der Transistor V11 ist von $+U_s$ über V9 geöffnet, so daß sein Kollektor ebenfalls L-Pegel führt. Damit liegt an der Verbindung aller Katoden der Dioden V1, V8 keine Spannung, und V12 ist geschlossen. Demzufolge sperrt auch V13, womit die Anodenleitung der Lichtemitteranzeige abgetrennt und die Anzeige dunkel ist. Wird nun eine beliebige Eingangsleitung an L gelegt, so nimmt mindestens ein Gatterausgang (bzw. beim Zifferneingang 8 der Kollektor des sperrenden Transistors V11) H-Pegel an. Über die Dioden V1...V8 erhält in jedem Fall der Transistor V12 Basisspannung, dessen Kollektorstrom öffnet V13, womit die Anzeige aufleuchtet.

Derartige Decoder kann der Amateur auch bei Schaltungen aller Art mit dezimalen Ausgängen (Beispiel in diesem Buch: Ringzähler nach Bild 4.122) verwenden. Für die nach Bild 4.176 und Bild 4.177 benötigten IS sind unbedenklich preisgünstige Bastler-IS-Typen möglich. Außerdem kommen diese Schaltungen ausnahmsweise mit einem zentral angeordneten Stützkondensator für alle IS aus. Die Transistoren V11...V13 und die

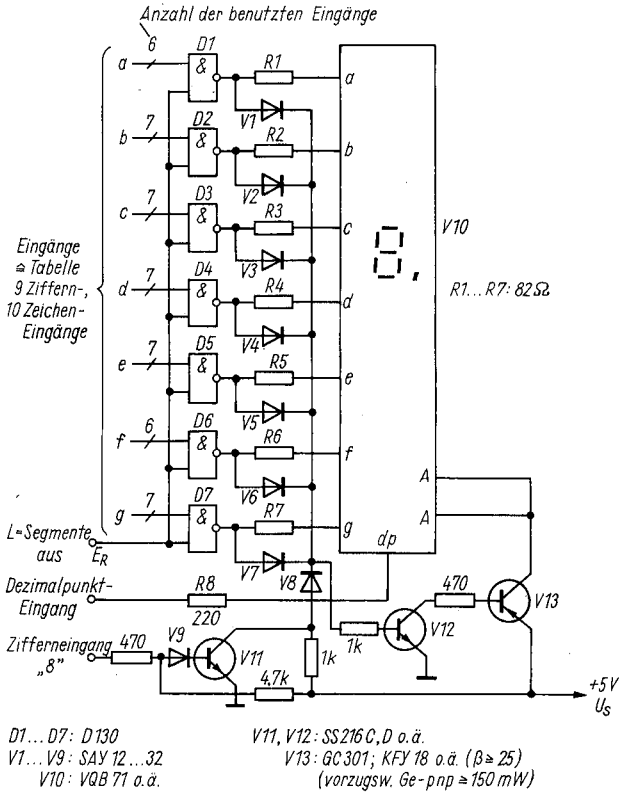


Bild 4.177
Dezimal-zu-7-Segment-LED-Decoder. Die Schaltung erlaubt Ziffern- und Zeichendarstellung sowie Austastung

Ziffern-Eingänge		Zeichen-Eingänge	
1	adefg	P	cd
2	cf	F	bcd
3	ef	R	d
4	ade	H	ad
5	be	L	abcg
6	b	E	bc
7	defg	C	bcg
8	(vergl. Schaltung!)	U	ag
9	e	J	afg
0	g	Ξ	bcef

Bild 4.178
Eingangsbeschaltung für den Decoder nach Bild 4.177

Dioden V1...V9 in Bild 4.177 können selbstverständlich auch entfallen, wenn es nicht erforderlich ist, daß die Anzeige verlischt, sobald sämtliche Eingänge offen sind. Ein zusätzlicher Eingang E_R gestattet mit L-Signal, die Anzeige trotz belegtem Eingang zu löschen. Es wird damit z. B. auch möglich, nur den Dezimalpunkt über seinen Eingang einzuschalten (wozu V13 geöffnet sein muß), wenn zugleich E_R an Masse liegt.

Für mehrstellige Ziffernanzeigen sind die in Bild 4.176 und Bild 4.177 gezeigten Schaltungen wegen ihres sehr hohen IS- und Verdrahtungsaufwands unökonomisch. Sie werden dann nicht billiger als die im folgenden beschriebenen speziellen Decoder-IS.

4.7.2.3. Die BCD-zu-7-Segment-Decoder-IS D 146, D 147

Im allgemeinen werden 7-Segment-Anzeigen zusammen mit Zählschaltungen benutzt, deren Ausgangssignale die Ziffern im BCD-Code (Bild 4.116) darstellen. Die Pegelzustände der 4 Zählerausgänge Q_A...Q_D müssen also direkt in die zugehörigen Schaltzustände der Segmentleitungen a...g umgesetzt werden. Hierfür wurden die IS-Typen *D 146 C* und *D 147 C* geschaffen, die die gesamte logische Verknüpfungsschaltung für eine Zähldekade enthalten. Daneben bieten sie noch einigen schaltungstechnischen Komfort. Bild 4.179 zeigt die logische Innenschaltung dieser beiden, in allen Werten mit

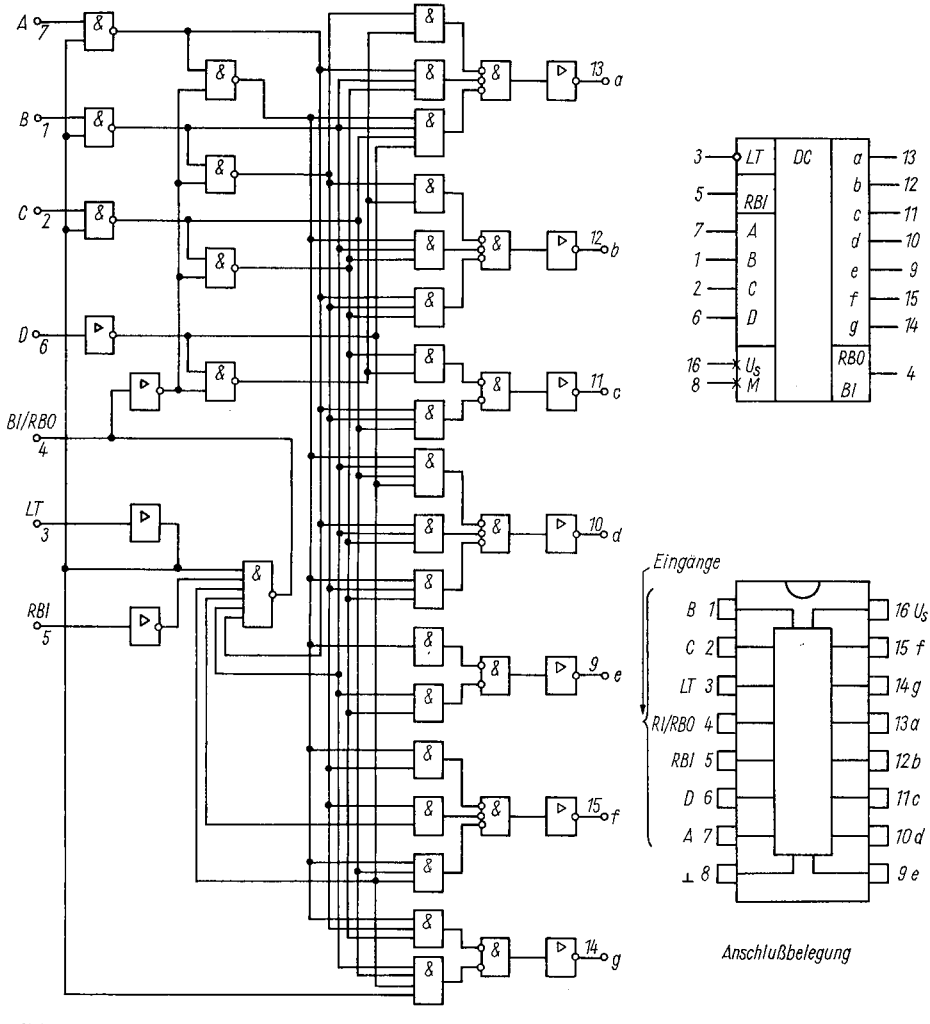


Bild 4.179 Innere Logikschaltung und Anschlußskizze der BCD-zu-7-Segment-Decoder *D 146 C*, *D 147 C*

Ausnahme der maximal zulässigen Ausgangssperrspannung identischen IS. Alle Segment-Steuerausgänge a...g sind »offene Kollektorausgänge«, also ähnlich dem Ausgang des Grundgatters der *D 103* (Bild 1.5) geschaltet. Die gleichen Ausgangsstufen werden hier verwendet. An diese Ausgänge können daher die LED-Segmente (über die in jedem Fall erforderlichen Vorwiderstände) ebenso wie bei Bild 4.176 angeschlossen werden. Die an diesen Ausgängen a...g maximal zulässige Kollektorsperrspannung (wenn der Ausgangstransistor sperrt) beträgt bei der *D 146 C* maximal 30 V, bei der *D 147 C* maximal 15 V. Dies ist somit gleichzeitig die höchste für die LED oder andere 7-Segment-Anzeigeorgane mögliche Betriebsspannung. Der Kollektorstrom der Ausgänge a...g darf 20 mA nicht überschreiten. Da auch alle weiteren Daten und Eigenschaften identisch sind, werden *D 146, D 147* im folgenden gemeinsam behandelt. Die Speisespannung für diese IS darf zwischen 4,5...5,5 V liegen, die Stromaufnahme der IS bei 5,0 V liegt bei typisch 65 mA, maximal bei 90 mA. Der Strombedarf für eine mehrstellige Decodierung ist also schon beachtlich. Wegen der offenen Kollektorausgänge ist bei der zu diesen IS gehörenden Funktionstabelle (Bild 4.180) die Pegelangabe H nicht im üblichen Sinn zu verstehen, was z. B. bei Funktionsüberprüfung mit Logiktestern zu beachten ist. Es wird an a...g bei H-Pegel keine Spannung abgegeben. Die Bedeutung der Anschlüsse LT, RBI und BI/RBO wird später erläutert. An die Eingänge A...D sind die zu decodierenden Zählerausgänge Q_A...Q_D direkt anzuschließen. Es handelt sich um normale TTL-Standardeingänge mit $N_I = 1$. Die

Zahl oder Funktion	LT	RBI	D	C	B	A	BI RBO	a	b	c	d	e	f	g
0	H	H	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	H
1	H	X	L	L	L	H	H	H	L	L	H	H	H	H
2	H	X	L	L	H	L	H	L	L	H	L	L	H	L
3	H	X	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L
4	H	X	L	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L
5	H	X	L	H	L	H	H	L	H	L	L	H	L	L
6	H	X	L	H	H	L	H	L	H	L	L	L	L	L
7	H	X	L	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	H
8	H	X	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L
9	H	X	H	L	L	H	H	L	L	L	L	H	L	L
10	H	X	H	L	H	L	H	H	H	H	L	L	H	L
11	H	X	H	L	H	H	H	H	H	L	L	H	H	L
12	H	X	H	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	L
13	H	X	H	H	L	H	H	L	H	H	L	H	L	L
14	H	X	H	H	H	L	H	H	H	H	L	L	L	L
15	H	X	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
BI	X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	H
RBI	H	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
LT	L	X	X	X	X	X	H	L	L	L	L	L	L	L

BI = Eingang Hell-Dunkeltastung (Intensitätssteuerung)
RBI = Eingang Dunkelsteuerung der Ziffer 0
LT = Eingang Lampentest
RBO = Ausgang Dunkelsteuerung der Ziffer 0
X = beliebiger Pegel H oder L

Bild 4.180
Funktionstabelle der Decoder *D 146 C, D 147 C*

Funktionsweise und die zur jeweiligen BCD-Signalkombination A...D gehörenden Zustände der Ausgänge a...g zeigt die Funktionstabelle Bild 4.168. Wie sich aus der Schaltungsweise ergibt, bedeutet L bei einem der Ausgänge a...g, daß das entsprechende Segment leuchtet. Die für A...D angegebenen Eingangspegel sind identisch mit der BCD-Tabelle Bild 4.116. Eine Darstellung der »Pseudotetraden« 10...14 ist durch Sonderzeichen möglich. Deren Form läßt sich ebenfalls der Tabelle entnehmen. Diese IS-Typen sind daher auch zusammen mit der Zähler-IS *D 193* (mit vollem Zählumfang) verwendbar!

Die zusätzlichen Anschlüsse haben folgende Funktion: Der Eingang LT (»Lampentest«) liegt im Betrieb stets auf H-Pegel oder ist nicht angeschlossen. Wird LT nach Masse verbunden (L-Pegel), so leuchten, unabhängig vom bei A...D anliegenden Signal, sämtliche Segmente der Lichtemitteranzeige auf (Darstellung der Ziffer »8«). Alle hinter dem Decoder vorhandenen Anzeigeorgane lassen sich also über diesen Anschluß prüfen. Über Eingang RBI (engl. »ripple blanking input«) ist eine Dunkeltastung der Ziffer 0 möglich. Wenn die Signaleingänge A, B, C und D = L sind (wobei normal die »0« dargestellt wird) *und zugleich* RBI = L ist, erlöschen alle Segmente (a...g = H). Damit kann man eine Null vor einem Ergebnis automatisch ausblenden.

Ein weiterer Anschluß BI/RBO (engl. »blanking input/ripple blanking output«) wirkt gleichzeitig als Eingang und Ausgang. Wird BI/RBO an L gelegt, so sind stets (bei allen Ziffern) alle Segmente erloschen. Über Eingang BI ist somit eine Hell/Dunkeltastung bzw. Helligkeitsregelung der Anzeige möglich. Außerdem ist an RBO stets dann L vorhanden, wenn RBI die Signaleingänge A...D = L sind, die Anzeige also die Ziffer »0« darstellt. Einzelheiten zeigt ebenfalls die Funktionstabelle Bild 4.180. Bild 4.181 verdeutlicht, wie diese Möglichkeiten schaltungstechnisch genutzt werden. An diesem Bild seien einige für den Anwender wichtige Überlegungen zur Stromversorgung erläutert. Jede Lichtemitteranzeige nimmt je Segment 20 mA auf, bei Darstellung der Ziffer »8« also immerhin 140 mA. Dazu kommen eventuell weitere 20 mA für einen eingeschalteten Dezimalpunkt dp. Bei einer 6stelligen Anzeige ist also fast 1 A nötig. Speist man die LEA mit aus der gemeinsamen Stromversorgung $+U_s$ (+5 V), so wird die (für die IS der vorangehenden Zähler u. a. Baugruppen nicht zu umgehende) Speisestabilisierungsschaltung erheblich belastet. Wenn alle R_v der Segmente und der dp so bemessen sind, daß man bei der höchsten Speisespannung 20 mA nicht überschreitet (für gut ablesbare Helligkeit reichen meist schon 10 mA aus!), dann kann die Anodenspannung aller LEA auch am Eingang der Speise- und Stabilisierschaltung mit entsprechend höherem Wert unstabilisiert abgegriffen werden und die Stabilisierschaltung entsprechend leistungsschwächer ausgelegt sein. Liegt die Speisespannung der LEA über 15 V, so ist die *D 146* notwendig. Jetzt sieht man auch, warum für die Ausgänge a...g offene Kollektoren mit entsprechender Sperrspannung vorgesehen sind. Bei Geräten, die ständig in Betrieb sein müssen, jedoch nur gelegentlich abgelesen werden, läßt sich außerdem die LEA-Anodenspannung abschaltbar machen und so in den Ablesepausen erheblich Betriebsstrom sparen (z. B. bei Digitaluhren!). Benutzt man zum Abschalten der LED-Speisespannung einen 2poligen Schalter, so kann dessen zweiter Kontakt außerdem zugleich die Betriebsspannung $+U_s$ (+5 V) aller Decoder-IS abschalten. In der gemeinsamen stabilisierten Spannungsversorgung +5 V werden so nochmals etwa 60...90 mA je Anzeigestelle eingespart. Für Geräte, die bei Netzausfall auf Reservebatterie umschalten, ist dies sehr wesentlich. Die bei Bild 4.102 und Abschnitt 4.3.5. beschriebene Netzausfallmeldeschaltung kann z. B. mit Relais die

Speisezuleitungen für die LEA und die Decoder-IS unterbrechen, um eine vorhandene Notstrombatterie so ganz erheblich zu entlasten. In Bild 4.181 wurde auf diesen Aspekt nicht Rücksicht genommen. Das bedarfsweise Einschalten der Dezimalpunkte dp hängt vom Anwendungszweck ab und bedarf keiner näheren Darstellung. Die Decoder V5...V8 erhalten ihre Eingangssignale von den Ausgängen der entsprechenden Zähldekaden. Dargestellt sind hier die bereits erwähnten Sonderfunktionen. Mit Lampentesttaste S2 lassen sich alle Anzeigen prüfen, beim Schließen von S2 müssen sämtliche vorhandenen Segmente (außer den Dezimalpunkten) aufleuchten, und zwar unabhängig vom jeweiligen Zählerstand.

Ausschalten aller LED ist möglich, wenn alle BI-Eingänge L-Pegel erhalten. Hierfür sind, da der Anschluß BI/RBO *nur mit offenen Kollektoren* beschaltet werden darf (Ansteuerung über TTL-Standardgatterausgänge ist nicht zugelassen!), die Transistoren V10...V13 vorgesehen. Anschluß »Hell-mod« muß an Masse liegen, dann sind V10...V13 gesperrt und damit wirkungslos. Es erfolgt in allen Stellen normale Anzeige. Wird Eingang »Hell-mod« = H (bzw. offengelassen), so öffnen über die Diode V14 die Transistoren V10...V13. Ihre Kollektoren legen die BI-Eingänge an L, und alle Anzeigen verlöschen. Liegt bei »Hell-mod« z. B. ein Taktgebersignal (Blinktaktgeber, von der Netzausfallmeldung Bild 4.102) an, so blinkt die Anzeige rhythmisch. Wie Abschnitt 4.7.4.1. zeigt, kann an diesem Anschluß außerdem die Helligkeit für die Anzeige eingestellt werden.

Schalter S1 war bisher als offen angenommen. Wird er geschlossen (Funktion »Nullausblendung ein«), so liegt in der

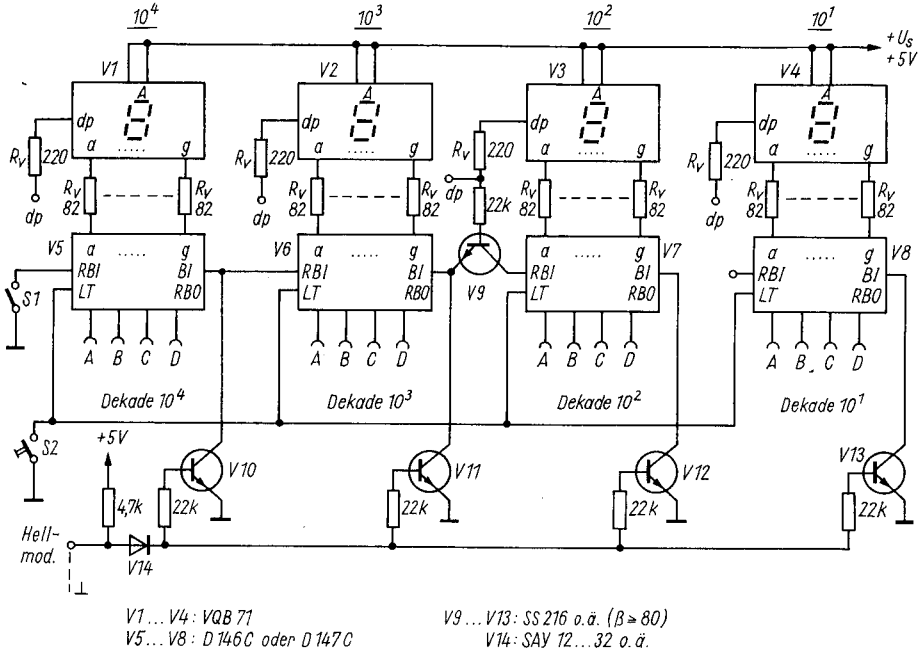


Bild 4.181 4stellige Anzeigeeinheit mit Decodern *D 146* oder *D 147* und LED-7-Segmentanzeigen

höchsten Dekade (in Ableserichtung links) an Eingang RBI ständig L. Wie die Funktionstabelle Bild 4.180 zeigt, tritt am Ausgang RBO/BI des Decoders V5 dann L auf, wenn die Anzeige »0« ist, außerdem löscht V5 seine Segmente, wenn »0«-Signal an den Eingängen A...D liegt. Eine Null vor der Zahlenfolge erscheint also nicht in der Anzeige. An BI/RBO tritt (mit »0« in V5) ebenfalls L-Signal auf und bei RBI des Decoders V6 wirkt dies so wie S1 bei V5. Wenn die zweite Stelle auch »0« ist, wird sie ausgeblendet usw. Man kann beliebig viele Decoder so hintereinanderschalten. Lediglich der RBI-Eingang der letzten Stelle ist nicht anzuschließen, weil der Zählerstand Null *aller Dekaden* mindestens mit einer »0« in der letzten Stelle gekennzeichnet sein muß. Die letzte Null darf also nicht ausgeblendet werden. Auch für Dezimalpunkte ist das notwendig. Es ist zwar sinnvoll, z.B. die Zahl »0003« durch Schließen von S1 als »...3« anzuzeigen, falls man jedoch den Dezimalpunkt dp der Lichtemitteranzeige V3 benutzt, müssen mindestens die hinter dem Komma liegenden Nullen dargestellt sein (im Beispiel also »...,03«). Zu diesem Zweck läßt sich in die RBO-RBI-Verbindung an den erforderlichen Stellen jeweils eine Torschaltung mit dem Transistor V9 einfügen und mit dem dp-Anschluß koppeln. Ist dp abgeschaltet, so bekommt V9 über R_V des dp-Anschlusses Basisspannung, wobei sein 22-kΩ-Widerstand dafür sorgt, daß der Dezimalpunkt nicht mehr sichtbar glimmt. Bei der Schaltung mit V9 darf die Anodenspannung der LEA nicht über $+U_s$ der IS liegen, da diese Spannung jetzt bei abgeschaltetem Dezimalpunkt über Basis-Emitter von V9 nach BI/RBO der IS »durchgreift«! An diesem Punkt darf aber maximal die Spannung $+U_s$ entsprechend der IS-Speisung auftreten! Man muß deshalb die LED von der 5-V-Speiseleitung mit versorgen. V9 ist bei abgeschaltetem Dezimalpunkt (Anschluß dp offen oder auf H-Pegel) somit ständig geöffnet und stellt die Verbindung für die Nullausblendung ebenso wie zwischen Decodern V5 und V6 her (Bild 4.70c). Wird dp = L (Dezimalpunkt ein), so sperrt V9. Das bei geschlossenem S1 und »0« in V5 und V6 an dessen RBO-Ausgang auftretende L-Signal ist an RBI des Decoders V7 nicht wirksam, so daß von hier ab die Nullen angezeigt werden.

Die Transistoren V10...V13 können durch eine IS mit offenen Kollektoren (*D 103*, Bild 1.5, u.ä. Typen) ersetzt werden. Alle Gattereingänge der *D 103* sind parallelzuschalten und bilden den »Hellmod«-Eingang; die Diode V14 entfällt hierbei.

4.7.3. Decoder für dezimale Anzeigen

4.7.3.1. BCD-zu-Dezimal-Decoder mit D 10-Grundgattern

Die Schaltung eines BCD-Decoders mit dezimalen Ausgängen (auch als »1-aus-10-Decodierung« bezeichnet) wurde bereits bei Bild 4.162 gezeigt. Diese Schaltung ist nur für Decodierung der BCD-Signale für die Ziffern 0...9 geeignet, bei 10...15 werden u.U. falsche Ausgangssignale abgegeben. Eine vollständige Decodierschaltung, die auch diese Pseudotetraden richtig auswertet (und demzufolge 16 Ausgänge hat), ist in [2] zu finden. Derartige Schaltungen sind recht aufwendig, da man dabei für jedes Ausgangsgatter 4 Eingänge benötigt und entsprechend mehr IS *(D 120)* aufwenden muß. BCD-zu-Dezimal-Decoder werden als komplette IS angeboten (z.B. *MH 7442*, Bild 4.161). Sie sind dem Aufbau mit Grundgattern in jedem Fall vorzuziehen. Um Anzeigeelemente mit dezimalen Ausgängen direkt ansteuern zu können, sind meist offene Kollektorausgänge erforderlich. Die *MH 7442* hat jedoch einen TTL-Standardausgang. Es gibt ähnliche IS mit offenen Kollektoren, ein Beispiel wird in Abschnitt 4.7.3.3. genannt.

4.7.3.2. BCD-zu-Dezimal-Decoderschaltung mit Transistoren für Glimmzifferanzeigeröhren

Glimmzifferröhren setzen Schalttransistoren mit ausreichend hoher Kollektorsperrspannung voraus. Man kann mit ihnen in Kombination mit Dioden zugleich decodieren. Bild 4.182 zeigt die Schaltung für eine Dekade. Für andere Röhrentypen oder andere Anodenspannung ist R_v entsprechend abzuändern, so daß sich der vom Hersteller vorgeschriebene Katodenstrom für V11 einstellt. Eventuell ist $R11$ so zu korrigieren, daß sich am Verbindungspunkt $R11$, $R12$ wieder etwa 65 V einstellen. Die BCD-Signaleingänge A...D sind für TTL-Signalpegel bestimmt und direkt mit den Ausgängen Q_A...Q_D der Zähldekade zu verbinden. Über Eingang A fließt der Röhrenkatodenstrom, so daß hier bei Röhren mit höherem Katodenstrom ein Lastfaktor bis $N_I \approx 4$ für den speisenden Zählerausgang Q_A auftreten kann. Von Bedeutung ist das nur, wenn die Zählerdekade parallel zum Decodereingang noch andere Einrichtungen zu speisen hat (Abschnitt 4.6.5.7.). Die hier gezeigte Decoderschaltung ergibt das mögliche Minimum an Bauelementen. Die Gatter D1...D4 invertieren das BCD-Signal, da diese Schaltung zugleich die negierten Signale $\overline{A}$...$\overline{D}$ benötigt. Mit Zähldekaden, die diese Signale gleichzeitig abgeben (z. B. nach Bild 4.30 oder mit *D 172* aufgebaute Zählschaltungen), entfallen die Gatter D1...D4, und die negierten Signale lassen sich direkt am Zähler entnehmen (was allerdings die doppelte Zahl von Verbindungen zwischen Zähler und Decoder erfordert). Die Transistoren werden vom Eingang A emitterseitig gesteuert. Basisseitig erfolgt die Ansteuerung vom

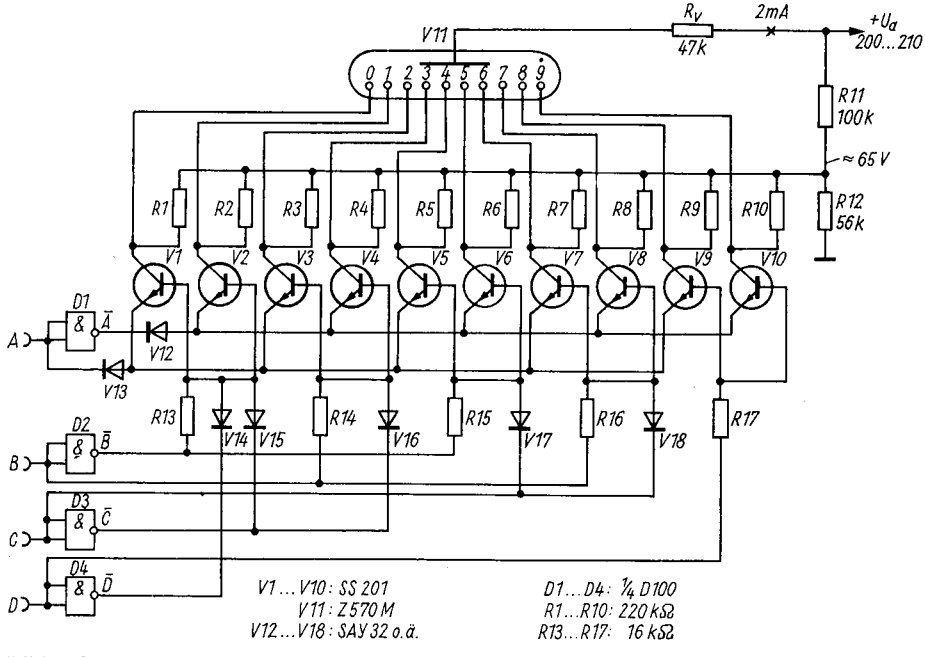
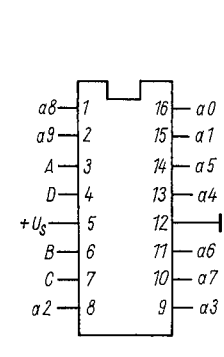


Bild 4.182 Decoderschaltung mit Transistoren für Ansteuerung einer Glimmziffernanzeigeröhre mit TTL-BCD-Signalen

jeweils vorhandenen H-Pegel über $R13 \ldots R17$, wobei man die nichtbenötigten Transistoren, soweit sie über den Basisvorwiderstand Spannung erhalten, über die Dioden V14...V18 nach L-Pegel kurzschließt. Es ist daher stets nur 1 Transistor geöffnet.

4.7.3.3. BCD-zu-Dezimal-Decoder für Glimmziffernröhren mit IS-Typ 74 141

Der international verbreitete Decodertyp *74 141* steht auch dem Amateur gelegentlich aus Importen (z. B. *IL 74 141* aus jugoslawischer Fertigung, datenähnliche Typen aus der UdSSR usw.) zur Verfügung. Es ist ein BCD-zu-Dezimal-Decoder mit offenen Kollektorausgängen, insbesondere für Direktbetrieb von Glimmziffernröhren. Im DDR-Fertigungsprogramm ist dieser Typ nicht enthalten, weil er gemäß dem technischen Trend (LED-Anzeigen) künftig an Bedeutung verlieren wird. Trotzdem werden die wichtigsten Anwendungshinweise gegeben (Bild 4.183). Bezüglich der Funktionstabelle entspricht die *74 141* der *MH 7442*, jedoch besteht ein entscheidender Unterschied in den Ausgängen. Es handelt sich um offene Kollektorausgänge, die im gesperrten Zustand immerhin mit +60 V belastet werden dürfen. Die maximale Strombelastbarkeit im durchgesteuerten Zustand der Ausgangstransistoren beträgt nur 2 mA. Dies würde z. B. in Anwendungen ähnlich Bild 4.160 und Bild 4.167 u. a. zwar scheinbar die Ansteuerung eines nachfolgenden TTL-Gatters zulassen, jedoch sind die Ausgangstransistoren nicht für diesen Zweck bestimmt und zugunsten der hohen Sperrspannung so ausgeführt, daß sie im durchgesteuerten Zustand bereits bei 1 mA relativ hohe Sättigungsspannungen (je nach Exemplar 0,7...1,2 V) haben. Daher wird auch im L-Zustand des Ausgangs der logische L-Pegelhöchstwert (0,8 V für Amateurzwecke) nicht immer eingehalten, so daß die *74 141* für derartige, mit der *MH 7442* vorgesehene Anwendungen nur am jeweiligen IS-Exemplar erprobt werden kann. Für Glimmröhrenbetrieb ist eine



SN 74141
JL 74141
MJC 74141
FLL 101
MH 74141

a)

Eingänge A	B	C	D	Ausgang a
L	L	L	L	0
H	L	L	L	1
L	H	L	L	2
H	H	L	L	3
L	L	H	L	4
H	L	H	L	5
L	H	H	L	6
H	H	H	L	7
L	L	L	H	8
H	L	L	H	9
L	H	L	H	—
H	H	L	H	—
L	L	H	H	—
H	L	H	H	—
L	H	H	H	—
H	H	H	H	—

b)

stets nur 1 Ausgang nach ⊥ durchgeschaltet (≙ L-Pegel)

Alle Ausgänge gesperrt

$+U_S = 4{,}75 \ldots 5{,}25$ V
$J_S \approx 15$ (<25) mA

Eingangslastfaktor N_i für A...D: je = 2

Ausgänge a0...a9: Transistor; offene Kollektoren

U_a (a gesperrt) ≤ 60 V
J_a (a geöffnet) ≤ 2 mA

Bild 4.183 Anschlußskizze und Funktionstabelle der IS *74 141* und seiner Äquivalenttypen

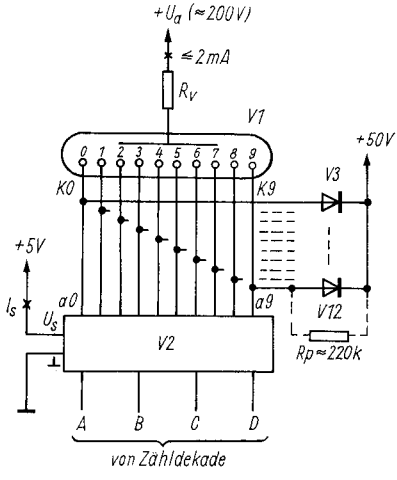
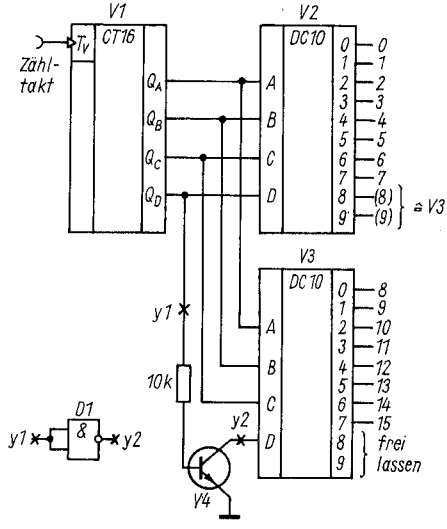


Bild 4.184
Decoder-IS *74141* mit einer Glimmziffernröhre

Sättigungsspannung von 1 V und mehr natürlich belanglos. Bild 4.184 zeigt die prinzipielle Schaltung der Ausgangsseite der *74141* mit einer Glimmziffernröhre. R_V wird entsprechend der vorhandenen Betriebsspannung (die möglichst niedrig sein soll), dem Röhrentyp und erforderlichem Katodenstrom (maximal 2 mA7) festgelegt. Die Dioden V3...V12 sind an eine Hilfsspannung von etwa +50 V (durch Spannungsteiler aus der Röhrenbetriebsspannung zu erzeugen) zu führen. Sie verhindern, daß die Spannung an gesperrten IS-Ausgängen die dafür zulässige Sperrspannung übersteigen kann. Sollte in Einzelfällen ein Mitglimmen nicht eingeschalteter Röhrenkatoden auftreten, so versieht man die Dioden mit Parallelwiderständen R_P (Wert ≈ 200 kΩ). Die Dioden V3...V12 entfallen, wenn die Betriebsspannung so gewählt wird, daß die Differenz zwischen ihr und der Röhrenbrennspannung (Röhrendaten des Herstellers) nicht größer als 60 V ist und wenn man dafür sorgt, daß stets eine der Röhrenkatoden glimmt. Es dürfen an den Eingängen A...D also keine Pseudotetraden der Ziffern 10...15 auftreten, da sonst alle Ausgänge a sperren, wie die Funktionstabelle Bild 4.183b zeigt! Auch bei dekadischen Zählern ist dieses Verhalten nicht auszuschließen, weil deren FF beim Anlegen der Betriebsspannung eventuell zufällige Stellungen annehmen, die einer der Pseudotetraden entsprechen! Nur wenn alle Bedingungen erfüllt sind, kann auf die Dioden V3...V12 verzichtet werden, ohne daß spannungsmäßige Überlastung der IS-Ausgänge zu befürchten ist.

4.7.3.4. 1-aus-16-Decodierung mit MH 7442 oder MH 74 141

Für die Decodierung eines BCD-Signals werden – wenn die BCD-codierte Ziffer z. B. mit einer Glimmziffernröhre an-



V1: D193 (Zähler 0...15; BCD-Kode-Ausgang)
V2,V3: MH 7442; MH 74141 o.ä. (1-aus-10-Dek.)
V4: SS 216 o.ä.
D1: ¼ D100 o.ä. Inverter

Bild 4.185
1-aus-16-Dekodierung mit 2 1-aus-10-Decoder-IS

gezeigt werden soll – die BCD-Code-Ziffern 0 bis 9, jedoch nicht die (dann als »Pseudotetraden« bewerteten) BCD-Code-Ziffern 10 bis 15 benötigt. Dafür sind vollständige integrierte Decoder (Typen *MH 7442* bzw. *MH 74 141* von TESLA bzw. internationale Typen *7442* und *74 141*) handelsüblich. Oft wird jedoch im Zusammenhang mit 16-bit-Binärzählern (z. B. *D 193*) eine vollständige Decodierung sämtlicher Zählerstände, also auch der Tetraden 10...15, gefordert; das ist z. B. für Programmdecoder und ähnliche Anwendungen erforderlich. Die handelsüblichen 1-aus-10-Decoder *(7442, 74 141)* geben jedoch bei diesen Tetraden kein Ausgangssignal ab; ein Aufbau entsprechender Decoder mit Grundgattern (z. B. nach [2]) wird extrem aufwendig. Eine 1-aus-16-Decodierung läßt sich jedoch auch mit den genannten integrierten Decodertypen erreichen (Bild 4.185).

Es werden 2 Decoder benötigt, wobei V2 die Tetraden 0...9 decodiert. Parallel zu seinem Eingang liegt V3, dessen D-Eingangssignal zu invertieren ist. V3 erhält also die Eingangssignale Q_A, Q_B, Q_C, $\overline{Q}_D$ des Zählers V1. Das Invertieren bewirkt hier materialsparend der Transistor V4. Für sehr hohe Zählgeschwindigkeiten oder wenn noch ein freies Invertergatter zur Verfügung steht, kann statt V4 ein invertierendes Gatter D1 bei y1, y2 eingefügt werden. An den Ausgängen von V3 tritt jetzt L-Pegel entsprechend den angeschriebenen Zählschrittziffern bei der entsprechenden BCD-Tetrade auf (z. B. Zählerstand von V1 = 13 ≙ HLHH ergibt L-Pegel am Ausgang der Ziffer »5« von V3). In Bild 4.185 sind bei V2, V3 im Ausgangsfeld des Symbols, abweichend von üblichen Darstellungen, die dezimalen Ziffernausgänge angeschrieben, außerhalb des Symbols die in dieser Betriebsweise nunmehr gültigen Ziffernausgänge (nicht die Anschlußstiftnummern! Anschlußlagen siehe Bild 4.161 und Bild 4.183). Die Funktionsweise ist im Zusammenhang mit dem BCD-Code (siehe Bild 4.116) leicht zu erkennen. Beispielsweise wird der Zählerstand 13 ≙ HLHH von V2 als Pseudotetrade gewertet, diese IS reagiert mit keinem ihrer Ausgänge. Am Eingang V3 liegt wegen der Invertierung (V4 oder D1) das Signal $HLH\overline{H} = HLHL$ an; das entspricht im BCD-Code der Ziffer 5, so daß für Zählerstand 13 der Ziffernausgang 5 von V3 nach L-Pegel schaltet. Die Ziffernausgänge 8 und 9 von V3 bleiben unbenutzt. Die Ziffern 8 und 9 treten sowohl an V2 als auch an V3 auf; beide Ausgänge sind verwendbar.

4.7.4. Helligkeitsregelungen für Ziffernanzeigen

4.7.4.1. Helligkeitsregelung für LED-7-Segment-Anzeigen

Wenn Geräte mit Lichtemitteranzeigen bei unterschiedlichen Umgebungslichtverhältnissen eingesetzt sind, ist gelegentlich eine Einstellmöglichkeit für die Anzeigehelligkeit von Nutzen. Dabei wird außerdem LED-Betriebsstrom eingespart. Man regelt die Helligkeit bei LED nicht durch Verändern des Betriebsstroms (was ein technisch möglicher, aber unökonomischer Weg wäre), sondern schaltet die

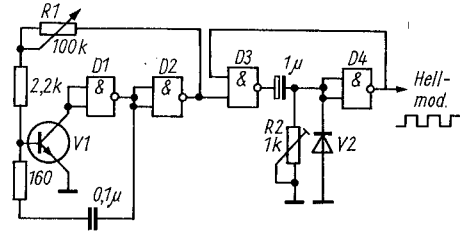


Bild 4.186
Helligkeitsregelschaltung für 7-Segment-LED-Anzeigeschaltungen mit Helltast- oder Modulationseingang

LED, mit voller Stromstärke betrieben, periodisch ein und aus. Bei ausreichend hoher Frequenz nimmt das Auge kein Flimmern mehr wahr, und die scheinbare Helligkeit hängt dann vom Impulstastverhältnis ab. Bild 4.186 zeigt eine hierfür geeignete Ansteuerschaltung. Vorhanden ist ein Taktgeber V1, D1, D2, dessen Frequenz mit $R1$ zwischen 0,1...5 kHz regelbar ist. Er steuert einen Monoflop (D3, D4), an, dessen Haltezeit mit $R2$ auf etwa 0,2 ms eingestellt wird. $R2$ gleicht man (mit $R1$ in Stellung $R = 0$) einmalig auf maximale Helligkeit der LED (ohne periodisch auftretende Flackererscheinungen) ab. Danach läßt sich $R2$ durch einen gleichgroßen Festwiderstand ersetzen. Am Ausgang des Gatters D4 treten nunmehr periodische L-Signale mit etwa 0,2 ms Dauer auf, die zum Einschalten der LED benutzt werden. Während H am Ausgang des Gatters D4 ist die LED erloschen. Diese H-Impulspausen sind um so länger, je niedriger die Frequenz des Taktgebers (je größer $R1$) ist. $R1$ ermöglicht also, die Helligkeit in weiten Grenzen zu beeinflussen. Das Ausgangssignal des Gatters D4 kann man z. B. dem Eingang »Hell-mod« bei Bild 4.181 zuführen. Für Helltasteingänge, die bei L-Pegel mit Erlöschen der LED reagieren (Bild 4.177 bei Eingang E_R), ist das Ausgangssignal am Ausgang des Gatters D3 abzugreifen.

4.7.4.2. Helligkeitsregelung für Glimmziffernanzeigeröhren

Der Katodenstrom von Glimmziffernröhren muß in relativ engen Grenzen konstant bleiben, weil sonst nicht die gesamte Katode mit Glimmlicht bedeckt und damit das Ziffernbild »verstümmelt« wird. Man benutzt auch für Glimmröhren das im vorigen Abschnitt beschriebene Prinzip der Impulsbreitenregelung. Dies ist bei allen üblichen Decoderschaltungen (auch den in diesem Buch gezeigten) nur an der Röhrenanode möglich, indem die Anode gegen Masse kurzgeschlossen und da-

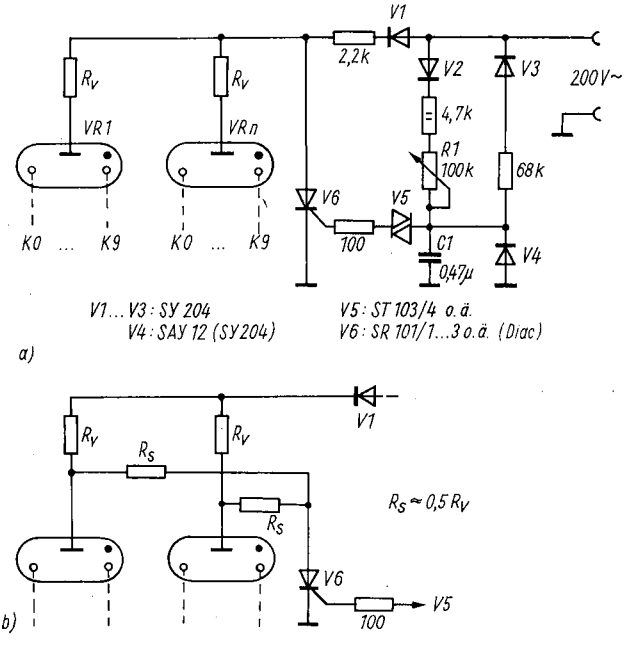


Bild 4.187
Helligkeitsregelung von Glimmziffernröhren nach dem Prinzip der Phasenanschnittregelung mit Thyristor

durch die Brennspannung der Röhre unterschritten wird. Das geeignete Schaltelement hierfür, das trägheitsarm arbeiten und ausreichend spannungsfest sein muß, ist ein Thyristor. Bild 4.187 zeigt 2 Schaltungen für diesen Zweck. Zu Thyristoren und ihren Betriebsdaten siehe [1]. Man speist die Glimmröhren mit pulsierender Gleichspannung im Halbwellenbetrieb (V1), also unmittelbar von der Sekundärwicklung des Netztransformators. Die Schaltung nach Bild 4.187a ist für gleichzeitigen Betrieb von 1...4 Ziffernanzeigeröhren geeignet, für mehrstellige Dekaden (4...8 Röhren) eignet sich die Variante in Bild 4.187b besser. Die Bauelemente V2...V5, $R1$, $C1$ bilden mit dem Thyristor V6 eine Phasenanschnittregelung. Ihr Prinzip sowie ähnliche ausgeführte Schaltungen sind in [1] beschrieben. V6 zündet in jeder positiven Spannungshalbwelle und schließt für den Rest dieser Halbwelle die Anodenspannung der Glimmröhren $VR1 \ldots VR_n$ kurz, so daß diese erlöschen. Der mit der Diode V1 in Serie liegende Widerstand (mit zunehmender Röhrenzahl steigt dessen Belastung; Nachteil dieser Variante) verhindert Betriebsspannungskurzschluß nach Zünden des Thyristors V6 und sichert für diesen ausreichenden Haltestrom. Als Triggerelement für den Thyristor wurde ein in der DDR gefertigter Diac der Typenreihe *SR 101* benutzt (Fertigung wurde zugunsten von RGW-Importen eingestellt, ähnliche Diac waren aus ČSSR-Importen greifbar). Statt eines Diac lassen sich auch Vierschichtdioden oder sonst die in [1] beschriebenen, mit 2 Transistoren aufzubauenden Zündhilfsschaltungen verwenden. Je nach Stellung von $R1$ sind daher die Glimmröhren über einen kürzeren oder längeren Teil der Betriebsspannungshalbperiode eingeschaltet und ist ihre scheinbare Helligkeit (trotz gleichmäßig bedeckter Katoden) regelbar. Zum Ende jeder Periode sperrt der Thyristor V6 wieder, so daß in der nächsten Halbwelle die Glimmröhren erneut zünden. Für V6 sind alle üblichen 1...3-A-Typen geeignet.

In Bild 4.187b schließt der Thyristor über Entkopplungswiderstände R_s jede Röhre direkt kurz. Das setzt voraus, daß über die vorhandenen R_v und R_s ein genügend großer Strom fließt, um V6 geöffnet zu halten. Deshalb ist diese Schaltung (je nach verfügbarem Thyristorexemplar) kaum für weniger als 4 Glimmröhren geeignet. R_s ist mit etwa $0{,}5 \cdot R_v$ zu bemessen. R_v wird (bei gegebener Spannung zunächst wie für den normalen Gleichspannungsbetrieb ermittelt) mit dem halben Wert eingesetzt, da die Glimmröhre jetzt von vornherein im Impulsbetrieb mit maximal 50% Leuchtzeitdauer arbeitet und daher mit dem doppelten Katodenstrom zu betreiben ist, was der Hersteller bei Impulsbetrieb dieser Art zuläßt. Zu beachten ist allerdings die Auswirkung des doppelten Katodenstroms auf die Funktion der die Katoden treibenden Decoderschaltung. In ihr sind eventuell Widerstände entsprechend abzuändern, oder wo das nicht möglich ist und der doppelte Katodenstrom bereits unzulässig hoch wäre (z. B. bei der *74 141* nach Bild 4.183 und Bild 4.184), muß man mit höherem R_v und entsprechend geringerer Anfangshelligkeit arbeiten. Eine ausführliche Beschreibung der Betriebsverhältnisse zu dieser und einigen ähnlichen Schaltungen enthält [43].

4.8. Digitaluhren in TTL-Technik

4.8.1. Prinzip, Genauigkeit und Aufwand von Digitaluhren

Hinsichtlich des Aufwands und der Genauigkeit einer Digitaluhr bestehen beim Amateur häufig noch Unklarheiten. Deshalb scheinen hierzu einige Hinweise angebracht. Der Aufwand für eine Digitaluhr lohnt im allgemeinen nur, wenn ein Quarzoszillator als Zeitnormal verwendet wird. Bild 4.188 zeigt das Prinzip einer Quarz-

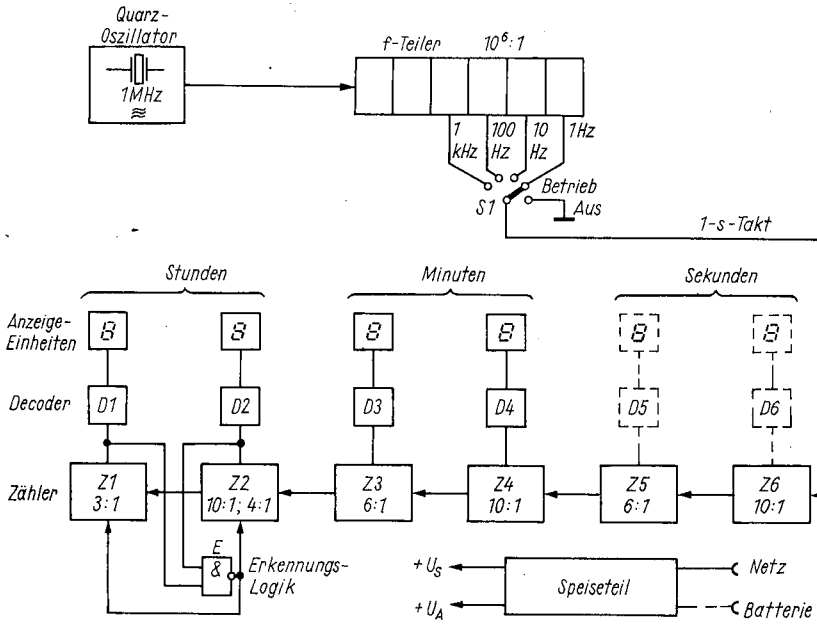


Bild 4.188 Übersichtsschaltplan einer Digitalquarzuhr

uhr. Dieses Bild eignet sich auch als Bauvorlage für eigene Entwürfe beim Zusammenstellen der später genannten Einzelschaltungen.

Die hochkonstante Frequenz eines Quarzoszillators, beim Amateur im allgemeinen 100 kHz oder 1 MHz, untersetzt eine Anzahl von Frequenzteilerschaltungen mit 10^6:1, so daß am Ausgang der Zeittakt 1 Hz (Sekundentakt) zur Verfügung steht. Der Sekundentakt wird mehreren hintereinander geschalteten Zählern zugeleitet. Das für diese notwendige Teilerverhältnis (bei Z3 und Z5 beträgt es 6:1) ist in Bild 4.188 eingetragen. Z1 ist ein 3:1-Zähler, da nur die Ziffern 0, 1 und 2 anzuzeigen sind. Z2 muß je nach Stand von Z1 entweder 10:1 oder 4:1 untersetzen (Zeitangaben z. B. 09.00.00, 19.00.00, aber maximal 23.59.59). Deshalb ist eine zusätzliche Erkennungslogik E erforderlich, die Z1 und Z2 schon nach dem Stand »23« nach 0 rücksetzt, falls in Z1 eine »2« steht. Erkennungslogik E muß also bei Z1 die Ziffer 2, bei Z2 die Ziffer 4 erkennen, und sobald diese Konstellation auftritt, Z1 und Z2 sofort nach 0 setzen.

Jedem Zählerausgang folgt eine Decoderschaltung für die zugehörige Anzeige. Als Zifferanzeigesysteme kann man entweder Glimmziffernröhren oder vorteilhafter LED-7-Segment-Anzeigen verwenden. Glimmziffernröhren haben allenfalls den Vorteil, bei entsprechenden Röhrentypen auf größere Entfernung erkennbar zu sein. Auch LED-Zifferanzeigen etwa vom Typ *VQB 71* lassen sich noch über mindestens 3...4 m Entfernung ablesen! Ein Speiseteil stellt die IS-Betriebsspannung und bei Glimmziffernröhren deren Anodenspannung bereit. Der insgesamt geringste Aufwand an IS und Verdrahtungsumfang (trotzdem nicht wesentlich ökonomischer als eine TTL-Ausführung) ist mit MOS-IS möglich. Die TTL-Ausführung hat jedoch für den Amateur eine Reihe technischer Vorteile.

Als Quarzfrequenz kommen beim Amateur entweder 100 kHz oder 1 MHz in Frage (spezielle »Uhrenquarze« für 32,768 kHz sind vorerst nur der Industrie vorbehalten). Der Amateur erhält im Handel oft preisgünstige Quarze dieser Standardfrequenzen. In jedem Fall ist die Quarzfrequenz 1 MHz vorzuziehen, da Quarze hierfür sowohl im allgemeinen preiswerter als auch erheblich kleiner und weniger stoßempfindlich sind als 100-kHz-Quarze. Der Aufwand für einen 10:1-Teiler ist demgegenüber insgesamt bedeutungslos. Handelsübliche 1-MHz-Standardquarze werden gewöhnlich mit Toleranzen um $50 \cdot 10^{-6}$ geliefert, können also um ±50 Hz vom Nennwert abweichen. Der übliche, mit dem Quarz in Serie geschaltete »Ziehkondensator« (C_z in Bild 4.12a, diese Schaltung ist für die im folgenden beschriebene Quarzuhr geeignet) erlaubt es, die Frequenz auf ±1 Hz genau abzugleichen. Rechnet man unvermeidliche Alterungsvorgänge ein, so läßt sich erfahrungsgemäß bei wohnraumüblich konstantgehaltener Raumtemperatur eine Langzeitkonstanz von etwa $5 \cdot 10^{-6}$ im Jahr erreichen. Da ein Jahr etwa $31{,}6 \cdot 10^6$ s hat, ist bei genauem Abgleich der Quarzfrequenz eine Ganggenauigkeit von $31{,}6 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \approx$ ±160 s im Jahr zu erreichen. Da auftretende Fehler sich zum Teil kompensieren (auch bei gelegentlichen Temperaturschwankungen), ist mit Amateurmitteln im günstigsten Fall eine Ganggenauigkeit von etwa ±1,5 Minuten im Jahr möglich. Das erfordert allerdings, daß betriebssichere Zähl- und Teilerschaltungen verwendet werden, die sich auch bei äußeren Störeinflüssen, Schaltimpulse auf Netzleitungen usw. praktisch nie »verzählen«. Aus diesem Grunde ist von »vereinfachten« Frequenzteilerschaltungen, z. B. Monoflop oder flankengetriggerten RS-FF, wie sie gelegentlich in der Amateurliteratur zu finden waren, abzuraten. Sie haben sich über längere Zeiträume als zu unzuverlässig erwiesen.

Grundsätzlich erscheint es möglich, die Netzfrequenz als Zeitbasis zu verwenden und damit fast den gesamten Aufwand für Quarzgenerator und Teilerstufen zu sparen. (Dafür wäre z. B. die Schaltung nach Bild 4.111 geeignet.) Erfahrungsgemäß weicht aber die Netzfrequenz häufig bis zu ±0,5 Hz ab, wobei sie meist unter 50 Hz liegt. Die Ganggenauigkeit der Uhr wird damit also um mindestens 3 Größenordnungen schlechter (Gangfehler bis zu ±60 Stunden im Jahr oder ±10 Minuten am Tag!), sie liegt dann also noch unter der Ganggenauigkeit guter mechanischer Uhren. Aus diesem Grund ist auch der 1-s-Taktgeber nach Bild 4.110 für eine derartige Uhr nicht geeignet. Digitaluhren lohnen sich deshalb nur mit Quarzoszillator, falls nicht spezielle Gründe zu einer digitalen Anzeige geringen Aufwands zwingen.

Man spart Bauelementeaufwand, wenn auf die Sekundenanzeige verzichtet wird, es entfallen dann in Bild 4.188 die Decoder D5, D6 und zugehörige Anzeigen, aber nicht die Zähler Z5, Z6. Ein Uhrenaufbau ausschließlich mit *D 100*-Grundgattern ist zwar möglich, aber er erfordert einen sehr großen Aufwand an IS. Bild 4.188 und die für die Decoder, Zähler und Frequenzteiler in Betracht kommenden Schaltungen lassen das leicht erkennen. Die günstigste Konzeption hinsichtlich Aufwand und Verdrahtung ergibt sich, wenn für Teiler und Zähler *MH 7490*, eventuell auch die allerdings teureren *D 192*, für die Decoder die zur gewählten Anzeigebauart passenden speziellen IS (für LED z. B. *D 146*, *D 147*) verwendet werden. Es sind dann nur noch wenige zusätzliche Grundgatter (z. B. $2 \times D\,100$) für die Erkennungslogiken im Zähler und für den Oszillator notwendig. Besonders wichtig sind bei derartigen Zählern und Teilern, die auch über lange Zeit keine Fehlschaltung ergeben dürfen, die Stützkondensatoren für *jede* IS (Bild 1.24). Wenn man schon eine Quarzuhr baut, sollte sie zumindest für andere Zwecke (Schaltuhr usw.) mit ausgenutzt

werden. Derartige Erweiterungen sind deshalb von vornherein, zumindest für spätere Ergänzung, zu berücksichtigen (Platzbedarf für spätere zusätzliche Einbauten, Stromversorgung reichlich bemessen, in Betracht kommende Anschlußpunkte leicht zugänglich halten). Empfehlenswerte Literatur zum Thema Quarzdigitaluhren ist u. a. [53], [54], [55], [56], [57] und insbesondere [66]. Mit [66], Abschnitt 4., ist inzwischen eine ausführliche Darstellung der gesamten Digitaluhren-Selbstbau-Thematik erschienen, die alle für den Amateur in Betracht kommenden Varianten in TTL- und MOS-Technik umfaßt. Da außerdem alle Teilschaltungen einer digitalen Quarzuhr bereits in anderem Zusammenhang im vorliegenden Buch beschrieben sind, folgen nur noch kurze Hinweise zu den einzelnen Funktionsgruppen.

4.8.2. Quarzuhr mit TTL-IS höheren Integrationsgrades (MSI)

4.8.2.1. Anzeigeeinheiten

Für die Anzeige kommen entweder Glimmziffernröhren mit dazu passenden Decodern in Frage, oder man verwendet die 7-Segment-Ziffernanzeigen *VQB 71*. Dabei besteht jeder Decoder D1...D6 nur aus einer IS *D 147*. Der Transistor V9 in Bild 4.181 entfällt; die Nullausblendung (RBI und BI/RBO) ist entbehrlich. Eine Helligkeitsregelung für die Anzeige (V1...V8 in Bild 4.181, die Schaltung ist ebenso auch 6stellig möglich), kann praktisch sein, wenn die Uhr z. B. im Schlafzimmer verwendet werden soll; es käme die Schaltung nach Bild 4.186 hinzu. 2 der bei der *VQB 71* vorhandenen Dezimalpunkte sollten zum Unterteilen der Anzeige in Stunden, Minuten und Sekunden über ihre Vorwiderstände an Masse gelegt werden. Die übrigen bleiben unbenutzt, oder man signalisiert damit Netzausfall (Abschnitt 4.8.2.4., dazu Bild 4.102).

Mit Glimmziffernröhren ist natürlich bei Netzausfall keine Anzeige möglich. Es bietet sich an, dafür entweder IS vom Typ *74 141* (Bild 4.183 und Bild 4.184) oder je Decoder eine Schaltung nach Bild 4.182 (was für 6stellige Anzeige schon 46 Transistoren und etwa 40 Dioden erfordert) zu verwenden. Da die Uhr im allgemeinen mit Pufferbatterie gegen Netzausfälle versehen sein wird, ist es für LED günstig, wenn die Speisespannung für Decoder und Anzeige abschaltbar ist (von Hand oder automatisch von Netzausfallmeldeschaltung nach Bild 4.102). Die Pufferbatterie kann dann kleiner sein oder längere Ausfallzeiten überbrücken. Weitere Hinweise dazu enthält [66].

4.8.2.2. Sekundentakterzeugung

Für den Quarzoszillator ist die Schaltung Bild 4.12a geeignet. Das dritte Gatter wird überflüssig, wenn der nachfolgende Teilereingang statisch arbeitet (*MH 7490, D 192, D 193,* Teiler mit *D 172*). Bei flankengesteuerten FF (Teilerschaltungen mit *D 174* oder mit *D 100* aufgebaute RS-FF mit *R*- und *C*-Beschaltung) ist es jedoch erforderlich. Im ersten Fall verwendet man für den Oszillator $^1/_2$ *D 100*, deren restliche 2 Gatter sich für eine der beim Zähler beschriebenen Erkennungslogiken verwenden lassen. Da dort insgesamt 6 Gatter benötigt werden (mit *D 192, MH 7490* u. ä.), ist nur noch 1 weitere *D 100* im Zähler erforderlich. Für den Frequenzteiler kann man beliebige Teilerschaltungen in Serie legen. Dem Amateur seien dabei aus Gründen übersichtlicher Funktionsweise 10:1-Teilerstufen (z. B. nach Bild 4.30 oder Bild 4.33) empfohlen. Die gelegentlich besonders bei Einsatz von *D 100* angeratenen andersartigen Aufteilungen der einzelnen Teilfaktoren sparen höchstens 2 FF (1 *D 100*) ein. Sie bringen dem Amateur wegen der unübersichtlichen Rückführungen daher eher Nachteile. Wenn irgend möglich, sollte

man für die Teiler die IS *MH 7490* (Abschnitt 4.6.4.1.) verwenden. Ebenso günstig, jedoch teurer ist die *D 192* (Abschnitt 4.6.4.2.). Bei IS-Bastlerware preisgünstig, jedoch material- und arbeitsaufwendig in der äußeren Beschaltung und im Langzeitbetrieb nicht immer zuverlässig sind Teiler mit *D 100*. Dabei werden 12 IS *D 100* erforderlich. Eine Nullstellmöglichkeit für die Teilerkette ist nicht unbedingt nötig, sie kann jedoch für ein sekundengenaues Starten der Uhr wichtig sein (auf diese Problematik geht [66] näher ein). Man legt dazu die Resetanschlüsse aller Teiler-FF an einen Schaltkontakt, der (geschlossen) die Uhr stoppt. Beim Öffnen des Schalters erfolgt exakt 1 s später der erste Sekundentakt (bei *MH 7490* den R_0-Eingang verwenden!) Diese Möglichkeit wurde in Bild 4.188 nicht näher dargestellt. Die Zählstufen erhalten entweder keine Nullstellung oder diese wird nur für automatischen Null-Reset bei Netzausfall benutzt! Ist der erwähnte Teiler-Nullstell-Schalter (Startschalter) vorgesehen, so entfällt an S1 die Aus-Stellung. S1 läßt sich zusätzlich noch an den 10-kHz-Ausgang des Teilers anschließen.

Die Anschlußpunkte für S1 werden hinter den entsprechenden Teilerausgängen Q_D abgegriffen. S1 hat den Zweck, die Uhr zum Einstellen schnell bis zur gewünschten Zeit vorlaufen zu lassen (»Durchwälzen« des Zählers!). Nähert man sich der gewünschten Zeit, so wird mit S1 der Lauf der Uhr verlangsamt und in Stellung »Aus« angehalten, bis der Start (z. B. nach Vergleich mit Rundfunkzeitzeichen) in Stellung »Betrieb« des S1 erfolgt. Günstigere Start-Varianten sind in [66] erläutert.

Die Ganggenauigkeit der Uhr wird später durch öfteren Zeitvergleich mit Rundfunkzeitzeichen und Nachstellen des Ziehkondensators C_z im Quarzoszillator korrigiert; eine zwar etwas langwierige, aber ohne Meßmittel (über die der Amateur meist nicht verfügt) zum Ziel führende Methode.

4.8.2.3. Zähler

Grundsätzlich lassen sich alle Zähler Z1...Z6 in Bild 4.188 mit *D 100* aufbauen (Bild 4.30 für 10:1, Bild 4.29 für 6:1 sowie ohne der ersten FF in Bild 4.29 auch für 3:1). Es wird dann lediglich die Erkennungslogik E nach Bild 4.188 mit nur einem Gatter notwendig, dessen 2 Eingänge mit Ausgang Q_B des Zählers Z1 und Ausgang Q_C des Zählers Z2 zu verbinden sind. Der Ausgang des Gatters E setzt über Dioden nach der bei Bild 4.15b gezeigten Methode alle FF in Z1 und Z2 nach Null.

Sinnvoller ist ein Aufbau der Zähler mit *MH 7490* oder *D 192* (Bild 4.189). Gleichzeitig ist punktiert angedeutet, welche Resetanschlüsse für eventuelles Blockieren in Nullstellung bei Netzausfall (mit

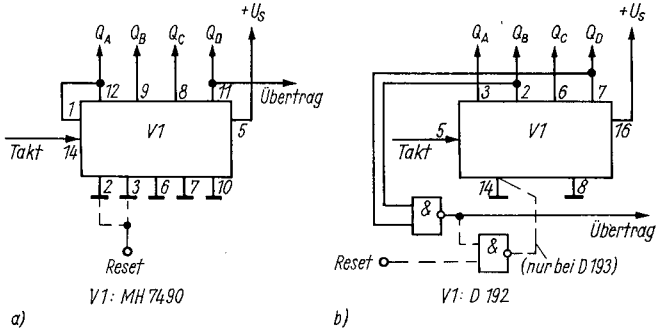


Bild 4.189
10:1-Zählstufen für die Digitaluhr: a – mit *MH 7490*, b – mit *D 192*, *D 193*

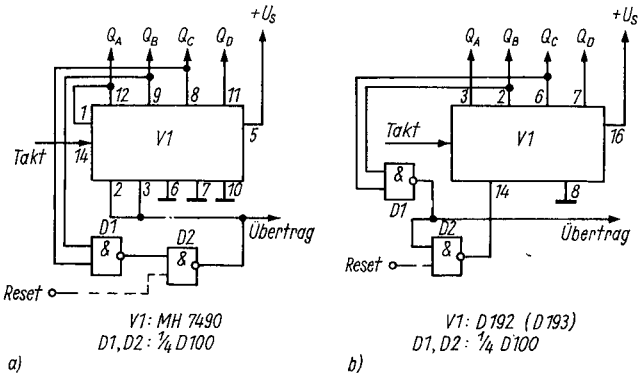


Bild 4.190
6:1-Zählstufen für die Digitaluhr: a – mit *MH 7490*, b – mit *D 192, D 193*

Netzausfallmeldeschaltung) verwendbar sind. Ersatzweise kann statt der *D 192* auch die *D 193* verwendet werden, wenn man sie mit äußerer zusätzlicher Logik zu einem dekadischen Zähler ergänzt. Diese Möglichkeit deuten die in Bild 4.189b punktiert dargestellten 2 Gatter an (zur Funktion siehe Abschnitt 4.6.4.2.). Die *D 192* benötigt diese Gatter nicht.

Für die 6:1-Zähler ist eine Erkennungslogik (Modulo-6-Zählbetrieb) notwendig (Bild 4.190). Zu beachten ist dabei der unterschiedliche Abgriffpunkt für den Zählübertrag zur Folgedekade, da die *MH 7490* mit positiven, die *D 192/D 193* mit negativen Taktimpulsen anzusteuern ist. Die erforderlichen 4 Gatter sind in 1 *D 100* zusammengefaßt.

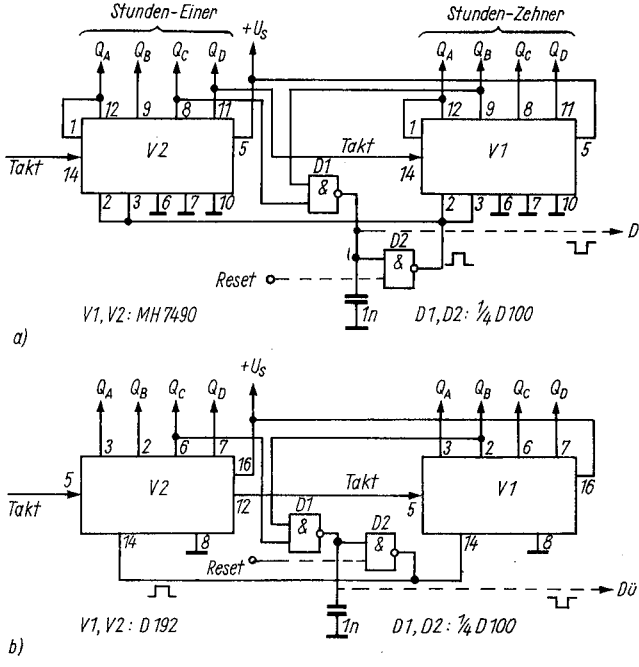


Bild 4.191
Stundendekaden mit Erkennungslogik für die Digitaluhr. a – mit *MH 7490*, b – mit *D 192*

Schließlich zeigt Bild 4.191 die Schaltung für die Stundenanzeige. Die in Bild 4.188 vereinfacht angedeutete Erkennungslogik E besteht aus den Gattern D1, D2. Da der Rückstellimpuls nur sehr kurz ist und bereits wieder verschwindet, wenn einer der Zähler seinen Ausgang schaltet, verlängert der 1-nF-Kondensator am Ausgang von Gatter D1 den Impuls auf etwa 60 ns. Die Schaltzeitenstreuungen in den Exemplardaten beider IS werden so ausgeglichen und damit sicheres Rücksetzen beider Zähler garantiert. Der Rückstellimpuls tritt auf, sobald diese Dekaden den Zählstand »24« annehmen wollen; dieser wird sofort nach 00 übersprungen. Die Reseteingänge für Nullblockieren nach Netzausfall sind wieder angedeutet. Außerdem kann man bei DÜ bedarfsweise einen »Datum-Übertragsimpuls« abnehmen, der z. B. für den in Abschnitt 4.8.3.5. beschriebenen Datumzählerausgang benötigt wird.

Von den Zählerausgängen führen jeweils die Leitungen Q_A...Q_D zum zugehörigen Decoder. Benutzt man dafür entsprechende IS-Typen *(74 141, D 146, D 147)*, so sind in *allen* Dekaden *sämtliche Ein- und Ausgänge des Decoders* zu beschalten, obwohl nicht alle Ziffern ausgenutzt werden. Mit der Schaltung Bild 4.182 (Glimmziffernröhren) lassen sich dagegen die Decoder D1, D3 und D5 in Bild 4.188 vereinfachen, indem die nicht benötigten Katoden der Glimmröhre offenbleiben und die zugehörigen Transistoren mit ihren zugeordneten Bauelementen in Bild 4.182 entfallen.

4.8.2.4. Stromversorgung

Die grundsätzliche Konzeption eines Netzteils für eine Quarzuhr ist in Bild 4.192 dargestellt. Es wurde dabei eine Bestückung des Mustergeräts nach Bild 4.188 zugrunde gelegt (Teiler: 6 × *MH 7490*, Zähler: 6 × *D 192*, Decoder: 6 × *D 147*, Anzeigen: 6 × LED-7-Segment-Zifferndisplay *VQB 71*). Mit diesen Bauelementen ergibt sich für die 5-V-Speisung bei $+U_s$ immerhin schon ein Strombedarf von maximal etwa 1,5 A, so daß bereits ein recht kräftiger Netzteil mit 10-A-Gleichrichtern V1, V2 notwendig wird. Der Ladekondensator C_L sollte wenigstens 5000 µF haben. Für die Stabilisierungsschaltung läßt sich die Ausführung nach Bild 2.18 oder sehr vorteilhaft auch die nach Bild 2.30 verwenden. Diese ist nach den in Abschnitt 2.4.4. gegebenen Hin-

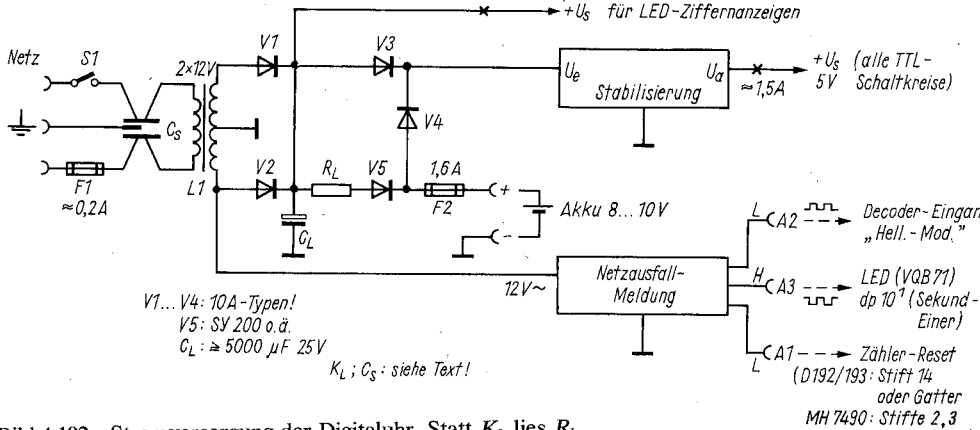


Bild 4.192 Stromversorgung der Digitaluhr. Statt K_L lies R_L

weisen z. B. mit Leistungstransistor *3NU74* o. ä. für mindestens 1,5 A auszulegen; R_0 in Bild 2.30 wird mit 0,4 Ω bemessen. Die Lichtemitteranzeigen speist man, um die Stabilisierschaltung zu entlasten, unmittelbar vom Ladekondensator C_L (sie sind also bei Netzausfall erloschen; ist das unerwünscht, so entfällt die Diode V3). Demzufolge müssen die Segmentvorwiderstände aller LED (R_v in Bild 4.181) größer als 68 Ω sein. Je nach verwendetem Transformator und der tatsächlich an C_L vorhandenen Spannung (nachmessen, Netzüberspannung einkalkulieren!) kann man sie bestimmen aus:

$$R_v = \frac{(U_L - 3{,}5\,V)}{I_{LED}}$$

wobei U_L die im Betrieb an C_L maximal vorhandene Spannung ist. I_{LED} sollte vorsorglich mit nur 15 mA angesetzt werden, was der Lebensdauer der Ziffernanzeigen zugute kommt und bezüglich Netzüberspannungen Reserve schafft. Der Helligkeitsunterschied zum Maximalwert (20 mA für die *VQB71*) ist nur gering. Wenn ein entsprechend kräftiger Leistungstransistor in der Stabilisierschaltung (und seine Kühlung!) es erlaubt, läßt sich die LED auch von der stabilisierten 5-V-Speisespannung (dann mit $R_v = 68\,\Omega$) betreiben.

Netzseitig sollte ein Störschutzkondensator C_s (Motor-Entstörkondensator; Durchführungskondensator 0,05 µF + 2 · 1250 pF, 250 V nach *TGL 11840*) vorgesehen sein, um einmal das Eindringen von Störimpulsen aus dem Netz zu verhindern (die Zählfehler ergeben könnten) und zum anderen ungewolltes Ausstrahlen der Oszillatorfrequenz und ihrer Oberwellen (was der Funkentstörvorschrift widerspricht) über die Netzleitung zu vermeiden. Der Mittelanschluß von C_s ist zu erden, die Masseverbindung der Schaltung sollte jedoch keine Erdverbindung erhalten (!).

Da die Uhr schon bei kurzzeitigen Netzausfällen aussetzen und mit u. U. erheblichem Zeitfehler wieder anlaufen würde (die Zähler können dabei in ganz zufällige Stellung kommen), sind derartige Uhren immer mit einer Pufferbatterie zu versehen, die wenigstens für einige Zeit Netzausfälle überbrückt. Der Akkumulator wird über F2 angeschlossen, die Dioden V3, V4 entkoppeln ihn gegen die LED-Speisung und die (im Netzbetrieb höhere Spannung U_e. Mit R_L und V5 bekommt der Akkumulator ständig einen geringen Erhaltungsladestrom, der mit R_L je nach Typ und Akkumulatorkapazität so zu bemessen ist, daß er ständig geladen bleibt, jedoch nicht überladen wird. Bei Bleiakkumulatoren läßt sich für diese Erhaltungsladung etwa 1 mA je Ah Kapazität ansetzen. Für Nickel-Kadmium-Akkumulatoren genügen eventuell noch niedrigere Werte. Zweckmäßig ist, R_L durch Versuch zu bemessen (Ladestrommessung in F2). Bei Netzausfall versorgt sofort der Akkumulator die IS, wobei die Diode V4 öffnet und V3 die LED zur Energieeinsparung abtrennt. Den Spannungsrückgang bei U_e gleicht die Stabilisierung aus. Den Akkumulator kann man entweder außerhalb der Uhr oder durch Verkleinern von R_L (Parallelschalten eines kleineren Widerstands über »Ladeschalter«) nachladen. Welche Akkumulatortypen und Größen benutzt werden, hängt vom Verwendungszweck und den jeweiligen Anforderungen ab. Kurzzeitige Ausfälle (einige Minuten) kann man schon mit einer Serienschaltung aus 6...7 Monozellen *(R20)* überbrücken (wenn diese neu sind!), dann entfallen V5 und R_L. In jedem Fall sollte, schon zur Kontrolle der Batterie, eine Netzausfallmeldung vorgesehen sein. Sie ist in Bild 4.192 angedeutet und wird nach Bild 4.102 geschaltet. An ihren Ausgängen A1...A3 sind die Ruhepegel angegeben (nach Signalrückstellen mit S1 in Bild 4.102). Damit stehen 3 Möglichkeiten zur Auswahl: Über A2 kann man entweder die gesamte Ziffernanzeige nach Netzausfall blinken lassen oder nur die zum Abteilen der Stunden und Minuten

benutzten Dezimalpunkte, deren dp über ihre Vorwiderstände mit A2 statt direkt mit Masse zu verbinden sind. Über A3 kann ein nichtbenutzter Dezimalpunkt (z. B. in der Anzeigeeinheit der Sekunden-Einer) nach Netzausfall blinken (dp mit A3 verbinden). Bei Anschluß eines Dezimalpunkts an die Netzausfallmeldung muß die LED von der IS-Stromversorgung + 5 V (nicht höher!) gespeist werden, weil sonst die höhere LEA-Betriebsspannung über dp und A2 bzw. A3 nach einem TTL-Gatterausgang (Bild 4.102) durchgreift und dieses spannungsmäßig überlasten würde. Mit Ausgang A1 kann der bei Bild 4.189 erwähnte Zähler-Reset direkt an den IS *MH 7490* oder *D 192/193* erfolgen. Benutzt man für dieses Nullstellen die in Bild 4.189 bis Bild 3.491 angedeuteten Gattereingänge, so muß die Netzausfallmeldeschaltung (Bild 4.102) statt an A1 am Ausgang $\overline{A1}$ angeschlossen sein. Diese Nullstellmöglichkeit ist nur zweckmäßig, wenn ohne Pufferbatterie gearbeitet wird. Nach Netzausfall erscheint dann der Anzeigezustand 00.00.00, und ein Wiederanlaufen der Uhr wird verhindert. Verzichtet man auf A1 und benutzt nur Blinkanzeige mit A2 oder A3, so erinnert dieses Signal an den nach Netzausfall vorsorglich notwendigen Uhrzeitvergleich und Kontrolle des Entladezustands des Akkumulators.

4.8.3. Ergänzungsmöglichkeiten zur Quarzuhr

In Abschnitt 4.8.1. wurde bereits begründet, daß es bei dem nicht unbeträchtlichen Gesamtaufwand einer Quarzuhr sinnvoll sein kann, durch relativ geringen Mehraufwand den Gebrauchswert zu steigern. Einige Möglichkeiten sind im folgenden (auf die vorstehend genannten Schaltungen bezogen) gezeigt. Weitere Anwendungen (u. a. die Ergänzung zur Stoppuhr) enthält [66].

4.8.3.1. Gangkorrekturtasten bei Frequenzteilern mit MH 7490

Die *MH 7490* bietet eine bequeme Möglichkeit, das Teilerverhältnis um den Faktor 2 zu verringern (Bild 4.128c). Es wird bei einer einmal in Betrieb genommenen und grob abgeglichenen Quarzuhr (oder allgemein nach längerer Betriebszeit) in der Regel eine Zeitabweichung von nur wenigen Sekunden vorliegen. Um derartige geringe Gangfehler auszugleichen, eignet sich der Einstellschalter nach Bild 4.188 nicht. Der erste Teiler (1 MHz zu 100 kHz) läßt sich dann nach Bild 4.193 mit 2 Korrekturtasten ergänzen, wofür sich Mikrostößeltaster o. ä. anbieten. Zusätzlich werden die Gatter D1...D3 erforderlich. Normal ist D1 gesperrt und über D2, D3 die für 10:1-Betrieb erforderliche Verbindung vorhanden. Ist S2 (Nachlauf) geschlossen, so sperren D1 und D2, womit D3 und sämtliche nachfolgenden Teilerstufen nicht mehr angesteuert werden. Die Uhr stoppt also für die Schließzeitdauer von S2. Bei gering nachgehender Uhr betätigt man S1 (Vorlauf). D2 sperrt, und über D1, D3 wird nunmehr der erste FF in der *MH 7490* umgangen. An ihrem Ausgang erscheinen somit jetzt 200 kHz; die Uhr läuft mit der doppelten

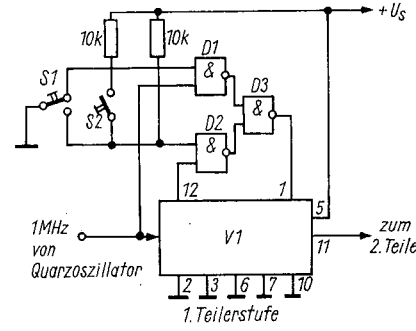


Bild 4.193
Gangkorrekturtasten für die Digitaluhr, anzuwenden in der ersten Dekade des Teilers

Geschwindigkeit. Praktisch betätigt man, wenn eine Zeitdifferenz z. B. zum Rundfunkzeitzeichen festgestellt wurde, bei laufender Uhr entweder S2 (falls die Uhr vorgeht) oder S1 (falls sie nachgeht) exakt für die Zeitdauer der festgestellten Abweichung. Die Uhr ist danach im Gleichgang mit dem Zeitzeichen. Mit diesen Tasten kann man mit etwas Geschick bis auf weniger als 0,1 s genau an das Rundfunkzeitzeichen angleichen.

Das Verfahren nach Bild 4.193 ist auch verwendbar, wenn für die Teiler *D 100* nach Bild 4.30 benutzt werden. Der Ausgang des ersten FF in Bild 4.30 (Q_A bzw. Q_1) führt dann zum Eingang des Gatters D2, der Ausgang des Gatters D3 zu dem in Bild 4.30 hinter Q1 folgenden Koppelkondensator vor V1.

4.8.3.2. Zeitvoreinstellung mit Ladeschalter bei D 193/D 193

Die Zähler *D 192* und *D 193* lassen sich auf einen beliebigen Zählerstand »laden« (siehe auch Abschnitt 4.6.4.2. und Abschnitt 4.6.5.2.). Falls man diese IS im Zähler (Bild 4.188) benutzt, ist es möglich, auf den umständlich zu bedienenden und wenig eleganten S1 zu verzichten und ihn durch einen einfachen Ausschalter oder besser durch die in Abschnitt 4.8.2.2. erwähnte Teilernullstelltaste zu ersetzen. Das Voreinstellen der Uhr auf die beabsichtigte Startzeit erfolgt dann nicht wie bei Bild 4.188 mit »Durchwälzen« des Zählers, sondern durch direktes Voreinstellen der Ziffern aller Dekaden nacheinander. Bei Bild 4.189 bis Bild 4.191 ist dann zusätzlich die Ladeschaltung, wie sie beim Zählfrequenzmesser bereits angegeben wurde (Bild 4.151), erforderlich. Die Dateneingänge E_A...E_D schaltet man für alle Dekaden parallel. Mit einem gemeinsamen Ladeschalter wird die gewünschte Ziffer gewählt und anschließend mit den einzeln vorhandenen Ladetasten in die Dekade »eingetippt«. Dies ist, wenn erforderlich, sogar bei laufender Uhr möglich. Einzelheiten zum Ladeschalter sind in Abschnitt 4.6.5.2. beschrieben. Der Ladeschalter und die Ladetasten lassen sich zweckmäßig an der Rückseite der Uhr unterbringen. Da die Funktion dem Zählfrequenzmesser entspricht, ist hier keine weitere Erläuterung notwendig.

4.8.3.3. Eigener Zeitzeichenton-Ausgang

Soll die Uhr mit einer anderen Normaluhr (etwa der Fernsehuhr) verglichen werden, so gelingt das nur ungenau, weil eine gleichzeitige Beobachtung beider Anzeigen kaum möglich ist. Da bei derartigen Zeitvergleichen nur mit Differenzen im Bereich einiger Sekunden zu rechnen ist, kann ein akustisches Zeitsignal der eigenen Uhr wertvoll sein. Aber auch für Magnetton-Registrierzwecke, etwa als Zeitmarkengeber bei der Aufnahme beliebiger Objekte, die später im zeitlichen Verlauf genau auszuwerten sind, ist das gleichzeitige Aufnehmen eines exakten Sekundentakts sehr oft erwünscht. Zu diesem Zweck sollte die Quarzuhr einen eigenen Zeitzeichenton-Ausgang erhalten. Bild 4.194 zeigt dessen Schaltung. Am Ausgang des Gatters D6 läßt sich entweder ein Kleinstlautsprecher anschließen (z. B. in der Uhr mit eingebaut), oder man schließt statt des Lautsprechers einen Widerstand ($\approx 100\,\Omega$) an, parallel zu dem dann mit üblicher Diodenbuchse die NF-Spannung (NF-Pegel etwa $U_{\sim} = 3$ V) abgenommen und nach Bedarf weiterverwendet werden kann. Schließt man S2, so sperrt D6 und der Lautsprecher B1 schaltet ab. S2 ist nur bei fest eingebautem Lautsprecher erforderlich. Bei offenem S2 wird D6 vom 1-Hz-Zeittakt (1-Hz-Ausgang des Teilers) periodisch geöffnet, wobei jeweils 0,8 s L-Pegel, 0,2 s H-Pegel auftritt. Dies läßt sich auch aus der BCD-Tabelle Bild 4.116 entnehmen; der Teilerausgang entspricht Q_D der letzten Teilerstufe! Der Zeitzeichenton ist da-

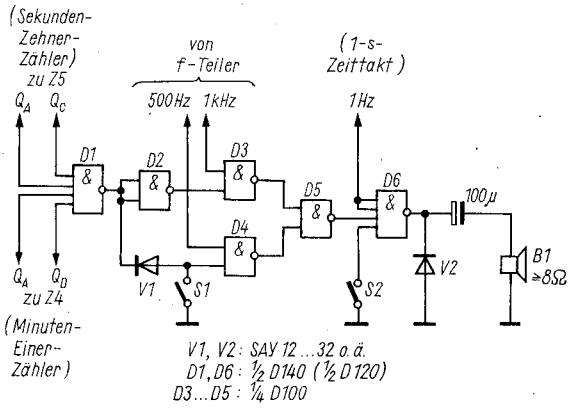


Bild 4.194
Eigenzeitzeichen-Tonerzeugung bei der Digitaluhr. Z4; Z5 siehe Bild 4.188

her jeweils für 0,2 s eingetastet. Als NF-Spannung, die der 1-s-Takt tastet, eignen sich die am Teiler abgreifbaren Frequenzen 500 Hz und 1 kHz (Bild 4.128c). Ein Zählerstanddecodieren mit Gatter D1 bewirkt eine zusätzliche Markierung. Entsprechend den für die Eingänge des Gatters D1 angegebenen Q-Ausgängen der Zählerdekaden (mit denen sie direkt zu verbinden sind) tritt nur dann an allen 4 Eingängen von D1 gleichzeitig H-Pegel auf, wenn die Uhr den Stand »xx.x9.5x« anzeigt (mit x = beliebiger Ziffer), d. h. für die letzten 10 Sekunden jeder 10. Minute. Für diesen Zeitraum ist Ausgang D1 = L, D4 sperrt und D3 öffnet. Über D3 und D5 gelangt jetzt die Frequenz 1 kHz an D6 und wird periodisch getastet. Außerhalb der letzten 10 s jeder 10. Minute ist D3 gesperrt, D4 geöffnet, so daß man das Zeitzeichen mit 500 Hz hört und die Tonhöhe nur für die letzten 10 Sekunden (beispielsweise von Uhrzeit 18.59.50 bis 19.00.00) auf 1 kHz umgeschaltet wird. Ab 19.00.01 Uhr werden wieder 500 Hz hörbar. Man hat damit eine genaue Zuordnung des hörbaren Zeitzeichens zum Minutensprung. Bedarfsweise bietet S1 die Möglichkeit, das normale 500-Hz-Zeitzeichen abzuschalten, es ertönt dann nur das 1-kHz-Zeichen in den letzten 10 s vor dem 10. Minutensprung. Ohne S1 kann die Diode V1 entfallen und Gatter D4 direkt mit Gatter D1 verbunden werden. Die Wahl von 500 Hz für den »Normaltakt« (statt des genormten 1-kHz-Zeitzeichentons) hat einmal den Grund, bei Magnettonaufzeichnungen u. ä. Verwechslung mit dem genormten ASMW-Zeitzeichen (1-kHz-Ton) zu vermeiden, zum anderen stehen am Teilerausgang die 500 Hz als 1:1-Rechtecksignal zur Verfügung, die 1-kHz-Schwingung jedoch im 4:1-Tastverhältnis, und schließlich »klingt« der 500-Hz-Ton melodischer. Natürlich lassen sich die Zuordnungen 500 Hz und 1 kHz an den Gattern D3, D4 vertauschen. Verzichtet man auf die Minutensprungkennung (D1), so kann die NF-Schwingung 500 Hz oder 1 kHz direkt an Gatter D6 (statt Ausgang D5) eingespeist und eine *D 100* eingespart werden. Die Diode V2 schützt den Gatterausgang D6 vor negativen Spannungsspitzen, die bei induktiver Last (hier durch B1) auftreten. Ist der Lautsprecher eine Ausführung mit mindestens 8 Ω, so wird das Gatter nicht unzulässig belastet. Die Lautstärke reicht für den vorgesehenen Zweck völlig aus, eine besondere Endstufe kann daher entfallen.

4.8.3.4. Erweiterung zur programmierbaren Schaltuhr

Bei der Beschreibung des Zählfrequenzmessers wurde bereits gezeigt, wie sich

das BCD-Zählerstandsignal relativ einfach für Schaltzwecke auswerten läßt (Abschnitt 4.6.5.7.). Ausgehend von den dort gegebenen Erläuterungen, ist im folgenden dieses Prinzip zum Zweck der Erweiterung der Quarzuhr zur frei programmierbaren Schaltuhr angewendet. Ausgegangen wird von dem Programmdecoderverfahren nach Bild 4.157. Eine Schaltuhr erfordert jedoch, daß sie bei einer eingestellten Zeit einen Vorgang beliebiger Art einschaltet, bei Erreichen einer zweiten eingestellten Zeit wieder ausschaltet. Es sind also 2 Zeiten (Zählerstände) voneinander unabhängig zu erfassen, was 2 Programmdecoder voraussetzt. Zunächst sei jedoch die Möglichkeit des Programmierens betrachtet. Die beim Zählfrequenzmesser (Bild 4.157 und Bild 4.158) angegebene einfache Art ist hier unzweckmäßig. In Frage kämen dezimal einstellbare Stufenschalter (Bild 4.159), was mit erheblichem Aufwand und Platzbedarf verbunden ist (bei 6stelliger Zeitanzeige und Möglichkeit der Sekundenwahl immerhin 12 Programmierstufenschalter!). Wo dies tragbar erscheint, kann man die Ausführung nach Bild 4.159 in Verbindung mit Bild 4.196 verwenden. Im allgemeinen ist aber nicht ein ständiges Neuwählen immer wieder anderer Schaltzeiten erforderlich, sondern meistens werden einige feste Uhrzeiten für den Schaltvorgang, die sich nur gelegentlich ändern, vorgegeben sein. Deshalb zeigt Bild 4.195 für die Schaltuhr eine andere Lösung zum Programmieren, die für den Amateur mit weniger Aufwand verbunden und auch durch Laien bedienbar ist. Man verwendet Programmsteckbuchsen, für die 5polige Diodenbuchsen (Mantelkontakt ist 6. Pol) genügen. Je Anzeigestelle (Dekade, in Bild 4.195 sind nur 2 Dekaden dargestellt) ordnet man 2 Diodenbuchsen an (Bild 4.195a), wobei die obere für das Programmieren der Einschaltzeit (Programm PI), die untere für das Programmieren der Ausschaltzeit (Programm PII) bestimmt ist. Alle Buchsen werden nach Art eines »Kreuzschienenverteilers« horizontal bei S_H und S_L für das jeweilige Programm I oder II, vertikal für Q_A...Q_D der jeweiligen Dekade (entspricht Zählerausgängen in Bild 4.188, parallel zu den Decodereingängen) verbunden. Damit verfügt man zunächst einmal über sämtliche benötigten Anschlußpunkte. Programmiert wird nun von außen mit »Programmsteckern« (normalen Diodensteckern), die in ihrer Hülse die erforderlichen 4 Dioden enthalten, also an kein Kabel gebunden sind und »loses Zubehör« darstellen. Um eine Ziffer für die betreffende Dekade zu programmieren, ist ein bestimmtes Zuordnen der Dioden erforderlich, das sich prinzipiell bereits aus Bild 4.157 und dem dazu Erläuterten ergibt. Bild 4.195b zeigt als

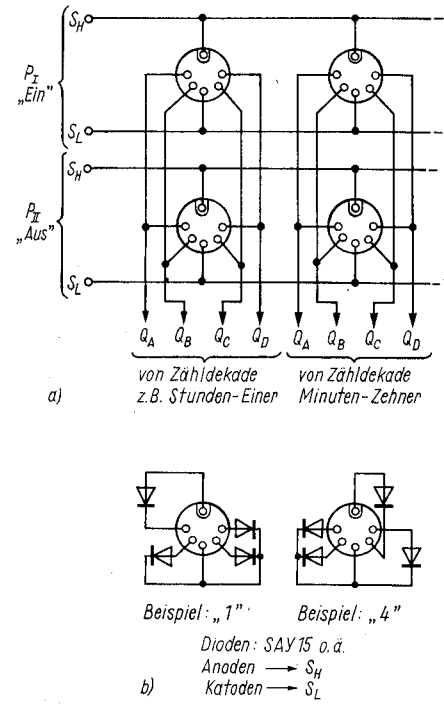
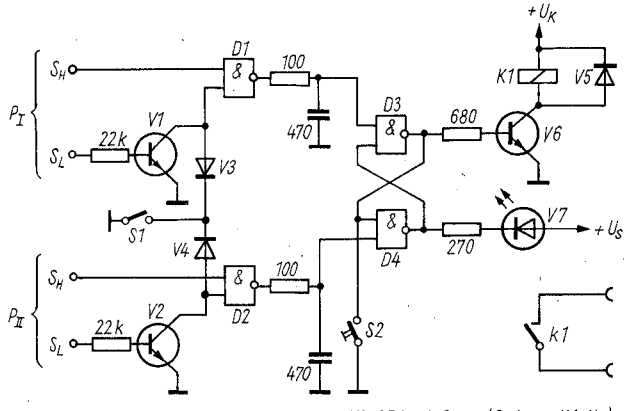


Bild 4.195
a – Programmierfeld mit Diodensteckbuchsen,
b – Beispiele für Programmierstecker

Beispiel 2 derartige Stecker, die durch entsprechend eingelötete Dioden für die Ziffernbedeutung »1« und »4« beschaltet sind. Man fertigt sich diese Stecker nach Bedarf für die benötigten Ziffern und in der benötigten Zahl an. Sie werden äußerlich lediglich mit der Ziffer beschriftet, für die sie innen beschaltet sind. Die Diodenbelegung in den Steckern entspricht der BCD-Tabelle (Bild 4.116) bzw. sinngemäß dem Programmieren mit Umschaltern, wie bei Bild 4.157 erläutert. Mit den Steckern werden also in einer Schaltung entsprechend Bild 4.157 stets nur diejenigen Dioden »ersetzt«, die tatsächlich benötigt werden. Auf richtige Diodenpolung ist zu achten, es gilt die in Bild 4.195b mit angegebene einfache Regel. Durch Einführen eines Programmsteckers der gewünschten Ziffernwertigkeit in eine Diodenbuchse wird die betreffende Dekade programmiert. Ist z. B. der mit »1« bezeichnete Stecker in die linke obere Buchse (Bild 4.195a) gesteckt, so schaltet Programm PI ein, wenn in dieser Dekade eine 1 angezeigt wird. Da man auch die übrigen Dekaden mit Steckern versieht, wird das Programm PI also erst dann eingeschaltet, wenn in allen Dekaden die gewünschten Ziffern, und damit die gewünschte Uhrzeit, auftreten. Für die Ausschaltzeit (PII) gilt das gleiche, hierfür werden die Stecker in der unteren Querreihe der Buchsen eingesetzt. Statt Diodensteckern sind auch andere geeignete Formen denkbar oder Kombinationen solcher, falls stets feste Zeitzuordnungen zu programmieren sind. Verzichtet man z. B. auf das Erfassen der einzelnen Sekunden und bezieht nur die restlichen 5 Dekaden in die Programmcodierung ein, so reicht eine 24polige Messersteckleiste aus (20 Pole für $Q_A \ldots Q_D$ der 5 Dekaden, 4 Pole für S_H, S_L bei PI und PII). Auf ihr lassen sich für zwei 5stellig vorgegebene Uhrzeiten sämtliche Dioden unterbringen. Diodenbauformen im Miniaturglasgehäuse mit axialen Drahtanschlüssen eignen sich dazu sehr gut. Man kann dann durch Auswechseln nur einer solchen Steckleiste die vollständigen Uhrzeiten für Ein- und Ausschalten ändern.

Diese Hinweise sollen nur Anregungen für einige vom Materialeinsatz her dem Amateur entgegenkommende Programmiermöglichkeiten sein; andere Lösungen zum gleichen Prinzip sind möglich.

Bild 4.196 zeigt die Schaltung der Programmauswertung für die Sammelleitungen PI und PII. Die Schaltung nach



V1; V2: SS 216 o. ä.
V3, V4: SAY 12 ... 32 o. ä.
V5: beliebig (≙ U_K)

V6: SF 126 C, D o. ä. (Daten ≙ K1, U_K)
V7: VQA 12 o. ä.
D1 ... D4: ¼ D 100

Bild 4.196
Programmauswerteschaltung zu Bild 4.195

Bild 4.157 ist in dieser Form wegen der Belastung des Zählerausgangs durch nunmehr 2 Decoder ($R1$ in Bild 4.157) nicht mehr möglich, andererseits sind auch keine Anforderungen an die Schaltgeschwindigkeit gestellt. Deshalb werden in Bild 4.196 Transistoren V1, V2 benutzt, die zugleich die Funktion des Inverters übernehmen. Hinter den Ausgängen der Gatter D1 und D2 können RC-Tiefpässe 100 Ω, 470 pF gegen mögliche »Spikes« (wie $R2$, $C1$ in Bild 4.157) vorsorglich vorgesehen werden (beim Mustergerät erwiesen sie sich als entbehrlich). Sobald für PI alle S_H- und S_L-Zuordnungen stimmen, also bei der programmierten Zahl, erscheint hinter dem Gatter D1 ein L-Signal, das den RS-FF D3, D4 in Stellung »Ein« setzt, womit das Relais K1 anzieht. Sein Kontakt k1 kann den gewünschten externen beliebigen Schaltvorgang auslösen. Wird die Programmzahl für PII erreicht, so erscheint hinter dem Gatter D2 ein L-Signal, das den FF wieder in Lage »Aus« rücksetzt, wobei das Relais abfällt. Die Leuchtdiode V7 am Ausgang des Gatters D4, für die sich auch ein in der Uhrzeitanzeige nicht benutzter Dezimalpunkt eignet, zeigt den Schaltzustand des FF an. Über die Rückstelltaste S2 kann das Relais (falls gezogen) jederzeit zum Abfall gebracht werden. Ein Stillegen der Schaltfunktion ermöglicht Schalter S1 (Programm aus). Sonst würde K1 stets bei irgendeiner Zeit oder, falls keine oder nicht alle Stecker gesteckt sind, oft periodisch schalten. Stillegen des Relais wäre vom Programmfeld her allenfalls durch einen Stecker mit einer normal nicht auftretenden Ziffer, z. B. einer 8 oder 9 im Minutenzehnerfeld, möglich. Werden im Programmfeld nicht alle Stecker gesteckt, so »erkennt« die Programmauswertung die offengelassene Buchse stets (gleichgültig welche Ziffer in dieser Stelle angezeigt ist) als richtig. Nutzt man diesen Effekt durch geschickte Schaltzeitwahl aus, so sind innerhalb eines 24-Stunden-Zyklus auch mehrere Ein-Aus-Zyklen realisierbar! Letzteres gelingt in entsprechend kurzen Abständen auch, wenn man in speziell dafür vorbereiteten Steckern nicht alle, sondern nur einige der Q-Ausgänge belegt (also weniger als 4 Dioden im Stecker verwendet). Damit ist z. B. innerhalb einer programmierten Stunde ein ständiger Ein-Aus-Wechsel im 1-Minuten- oder 10-Minuten-Rhythmus usw. in zahlreichen Kombinationen möglich. Nach einiger praktischer Übung im Umgang mit dieser Programmiermethode erkennt man derartige Kombinationen aus der BCD-Tabelle recht schnell. Diese Einrichtung ist also relativ vielseitig und mit vorbereiteten Steckern auch durch eingewiesene Laien zu programmieren. Ihr Aufwand besteht im wesentlichen in den notwendigen Steckern und Buchsen, einigen Dioden und dem Schaltungsaufwand nach Bild 4.196 mit nur einer zusätzlichen IS. Werden statt dessen 4polige 10stufige Schalter verwendet, so sind sie nach Bild 4.159 zu beschalten und in entsprechender Zahl an Stelle der Buchsen in Bild 4.195 vorzusehen und anzuschließen (die Anschlußbezeichnungen stimmen für beide Bilder überein.)

4.8.3.5. Datumzählerausgang

Soll die Digitaluhr neben der Tageszeit noch das Tagesdatum anzeigen, so könnte man prinzipiell Zähler und Anzeigeeinheit um 2 Stellen (in Bild 4.188 nach links über Z1 hinaus) erweitern. Dieser Aufwand dürfte aber für den Amateur nicht lohnen. Es wird für ihn oft genügen, die Tage fortlaufend zu zählen, wofür er im einfachsten Fall eines der sehr preiswert zu erhaltenden, bei vielen Amateuren längst vorhandenen mechanischen Zählwerke verwenden kann (Postgesprächszähler und ähnliche). Dem handwerklich befähigten Amateur wird es auch nicht schwerfallen, einen mit Elektromagneten betätigten mechanischen »Klapp-Kalender« oder ähnliche echte, elektromagne-

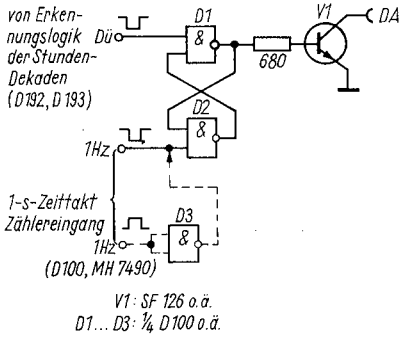


Bild 4.197
Datumsignal-Ausgang der Digitaluhr für Tageszählung

tisch angetriebene Kalenderformen selbst zu bauen. Es ist dann nur noch erforderlich, jeweils um Mitternacht (also beim Uhrzeitstand 00.00.00) der Uhr einen einzelnen Schaltimpuls zu entnehmen, der den Kalender (das Zählwerk usw.) betätigt. Bild 4.197 zeigt eine einfache Schaltungsergänzung hierfür. Die Schaltung der Stundendekaden zeigte Bild 4.191. Wie dort beschrieben, tritt im Rückstellmoment der Dekaden auf »00« — also genau um Mitternacht — ein sehr kurzer L-Impuls am Datumübertragausgang Dü auf. Er läßt sich auch bei anderen Zählschaltungen *(D 100)* in gleicher Weise hinter dem Ausgang des Erkennungsgatters abnehmen. Dieser Impuls wird in Bild 4.197 einem RS-FF (Eingang D1) zugeführt und schaltet dessen Ausgang auf H, womit der Transistor V1 durchsteuert. Er kann über den z. B. auf Buchse herausgeführten Datumausgang DA unmittelbar ein Relais, einen Elektromagneten usw. schalten. Postgesprächszähler (12 V, 100 Ω) lassen sich unmittelbar anschließen. Dem Rücksetzeingang D2 des RS-FF wird der Zeittakt 1 Hz zugeführt. Er muß beim Eintreffen des Datumübertragimpulses H-Pegel haben. Da die Zählimpulspolarität je nach Zählerschaltung unterschiedlich ist, muß man eventuell den Zeittakt mit einem zusätzlichen Gatter D3 invertieren. Für die Schaltkreise *D 192, D 193* hat der Zeittakt unmittelbar die richtige Polarität für D2. Werden die Zähler mit *MH 7490* oder *D 172* bestückt oder mit flankengetriggerten RS-FF *(D 100)* aufgebaut, so ist der ihrem 1-Hz-Eingang zugeführte Zeittakt mit D3 zu invertieren.

Nachdem der Datumübertragimpuls den FF gesetzt und den Transistor V1 geöffnet hat, setzt der nächste folgende Zeittakt den FF wieder zurück. Der Transistor V1 bleibt demzufolge für exakt 0,8 s Zeitdauer im leitenden Zustand und sperrt dann wieder bis zum nächsten Tageswechsel. Die Öffnungszeit des Datumausgangs DA von 0,8 s ist günstig für alle nachfolgenden mechanischen oder elektronischen Einrichtungen. Statt des vom Zeittakt zurückgesetzten RS-FF eignet sich auch ein Monoflop (Bild 4.5 oder Bild 4.6), der unmittelbar durch Dü ausgelöst wird (der Zeittakt ist dann überflüssig). Diese Lösung ist jedoch nicht ganz so störimpulssicher wie die in Bild 4.197 gezeigte.

4.8.3.6. Hinweise für Großsichtanzeigen zu Digitaluhren

Auch für den Amateur ist es gelegentlich notwendig, zu Digitaluhren der beschriebenen Art eine Großsichtanzeige zu bauen, die über große Entfernungen ablesbar sein soll (etwa für Werkhallen im Rahmen des betrieblichen Neuererwesens u. ä.). Man verwendet dazu am günstigsten das Prinzip der 7-Segment-Anzeige, wobei statt des LED-Ziffernanzeigeelements entsprechend größere beleuchtete Symbolanzeigen eingesetzt werden. Je nach Aufgabenstellung kommen dafür mit Glühlampen beleuchtete Milchglasstreifen, Glühlampenzeilen (eine Lampenzeile je Segment), stabförmige Glühlampenformen für Dekorationszwecke (220-V-Sofittenleuchten) oder auch kleinere Sofittenlampenausführungen in Frage. Im folgenden werden einige Mög-

lichkeiten zum Ansteuern solcher Lampenanordnungen gezeigt. Wegen der hohen zu schaltenden Ströme und Spannungen (nur Netzbetrieb möglich) empfehlen sich als Schaltorgane fast immer Thyristoren. Derartige Großsichtanzeigen werden also nicht gerade billig. Relais (7 Stück je Ziffernstelle!) sind zwar möglich, aber nicht billiger und haben oft nicht die geforderte Langzeitbetriebssicherheit. Wegen der gewöhnlich vorhandenen Netzverbindung derartiger Großsichtanzeigen ist eine unmittelbare Kopplung mit Digitaluhren nicht empfehlenswert. Für Relais treten insoweit kaum Probleme auf. Man kann sie über Schalttransistoren direkt von den Ausgängen geeigneter BCD-zu-7-Segment-Decoder *(D 146, D 147)* gemäß Bild 4.52a steuern, wobei dort U_s und Relaisspannung maximal den Wert der für die IS zugelassenen Ausgangssperrspannung der Segmentausgänge (*D 146*: 30 V, *D 147*: 15 V) annehmen dürfen. Mit entsprechenden Transistortypen lassen sich also schon recht kräftige Relais mit den Decodern ansteuern.

Für Thyristoren (Einsatz für allgemeine Schaltzwecke siehe [1]) ist eine Direktkopplung mit den Decoderausgängen (man benutzt auch wieder *D 146* oder *D 147*) wegen der bei den zu schaltenden großen Lasten kaum vermeidbaren direkten Netzverbindung nicht möglich. Als günstigste Lösung eignen sich hier Optokoppler, von denen aber immerhin 7 Stück je Anzeigestelle notwendig sind. Sie werden eingangsseitig gemäß Bild 4.46 angesteuert. Ausgangsseitig steuert der Fototransistor des Optokopplers die Thyristorschaltung an. Statt industriell gefertigter Optokoppler *(MB 101)* bieten sich auch preisgünstige Eigenbauten an (dazu [14]). Da die Schaltgeschwindigkeit belanglos ist, lassen sich auch von den Ausgängen des 7-Segment-Decoders zunächst Einzelglühlampen treiben (nach Bild 4.52a, dort Lampe 6 V 50 mA statt Relais) und mit diesen und CdS-Fotowiderständen nach dem in [1] dazu genannten Verfahren (dort in Abschnitt 15.8.3.) Optokoppler zur Thyristoransteuerung realisieren. Die Thyristoren wird man dann am einfachsten im Halbwellenverfahren betreiben (Gleichrichterdiode in Serie mit der Großsichtanzeigelampe und diese auf halbe Netzspannung dimensioniert), denn so ist das Abschalten der Thyristoren ohne besondere Vorkehrungen zu erreichen. Für solche Großsichtanzeigen ist die Prüfmöglichkeit »Lampentest«, die die Decoder-IS *D 146* und *D 147* über ihren LT-Eingang bieten (Bild 4.179 bis Bild 4.181), besonders wertvoll. Mit diesen Hinweisen soll nur der grundsätzliche Lösungsweg angedeutet sein. Die BCD-zu-7-Segment-Decoder-IS lassen sich also keineswegs nur zusammen mit LED-Anzeigen verwenden. Man kann ihre Segmentausgänge als offene Kollektoren von Schalttransistoren mit maximal 20 mA Belastbarkeit und (typengebunden) 15 bzw. 30 V maximaler Kollektorsperrspannung ansehen und schaltungstechnisch dementsprechend vielseitig verwenden.

4.8.3.7. Akustische Stundenschlageinrichtungen

Ebenso wie bei herkömmlichen mechanischen Uhren sind auch bei Digitaluhren Stundenschlageinrichtungen nützlich, bei denen zu jeder vollen Stunde ein akustisches Signal ertönt. Sie können auf verschiedene Weise realisiert werden. Als akustischer Signalgeber wurde in den gezeigten Schaltungen stets ein Kleinstlautsprecher, der mit in der Uhr unterzubringen ist, eingesetzt. In der Wohnung wird keine besonders hohe Lautstärke gefordert; an Stelle der Kleinstlautsprecher eignet sich dann auch ein Kleinstohrhörer – der sehr platzsparend unterzubringen ist –, ebenso kann man preiswerte Telefonhörkapseln verwenden.

Allen diesen Schallgebern ist gemeinsam, daß der abgegebene Summton wenig melodisch klingt und einen den Rechteckschwingungen entsprechenden harten »elektronischen« Klangcharakter aufweist. Für diesbezüglich anspruchsvollere Leser sei auf die Möglichkeit verwiesen, statt des Lautsprechers einen Relais-, Schalttransistor- oder Schaltthyristorausgang vorzusehen (zum Anschalten systemfremder Lasten siehe Abschnitt 4.1.12.). Damit können beliebige elektromechanische Läutewerke – z. B. ein handelsüblicher Türgong – angesteuert werden.

Die Schaltung nach Bild 4.198 ist speziell für die bereits beschriebene Digitaluhr geeignet, kann aber bei ähnlichen Schaltungen sinngemäß ebenso benutzt werden. Es kommt darauf an, in geeigneter Weise ein Schaltkriterium für die Uhrzeitanzeige XX.00.00 (mit X – beliebige Ziffer) abzuleiten. Kennzeichen dafür ist L-Pegel an allen Q-Ausgängen der Minuten- und Sekunden-Zählstufen. Führt mindestens einer dieser insgesamt 16 Zählerausgänge H-Pegel, so ist der Transistor V17 über mindestens eine der Entkopplungsdioden geöffnet, mit S1 in Stellung a somit das Gatter D1 blockiert. Der Ausgang Q_A des Sekunden-Einer-Zählers wird nicht mit angeschlossen (die Diode fehlt). Entsprechend dem BCD-Code (Bild 4.116) sind alle übrigen Q-Ausgänge L in den Zählerstellungen 0 und 1 des Sekunden-Einers; V17 sperrt also zu jeder vollen Stunde für 2 s Dauer (Sekundenziffern 00 und 01). An Gatter D1 – das für diese Zeit von V17 freigegeben wird – liegt ferner eine (vom Quarzfrequenzteiler der Uhr entnehmbare) Frequenz von 1 kHz oder (gehörmäßig günstiger) 500 Hz an. Es würde damit zunächst ein 2 s langer Dauerton zu hören sein. An Gatter D1 liegt jedoch außerdem noch der Zeittakt der Uhr (1-s-Eingangszähltakt, parallel zum Sekunden-Einer-Zählereingang abzugreifen) an. Er sollte für diesen Zweck positive Polarität haben (je Takt 0,2 s H-Pegel, 0,8 s L-Pegel), was sich gegebenenfalls durch Intervieren mit einem Transistor (mit Basisvorwiderstand, Werte wie V17) erreichen läßt. Es ertönt deshalb kein 2-s-Dauerton, sondern der 1-kHz-Ton wird vom Zeittakt 2mal für je 0,2 s mit einer dazwischenliegenden 0,8-s-Pause aufgetastet. Diese 2fache kurze Stundenwechselmarkierung hat sich in der Praxis als sehr vorteilhaft erwiesen; ein Einzelton würde zu leicht überhört, längere Dauertöne sind unangenehm. Der Ausgang des Gatters D1 kann unmittelbar den Lautsprecher treiben (für Wohnraumzwecke bei nicht zu hohem Umgebungsgeräusch genügt bereits ein Gatter eines *D 110* oder *D 120*). Die Freilaufdiode V1 verhindert, daß das Gatter durch die Laut-

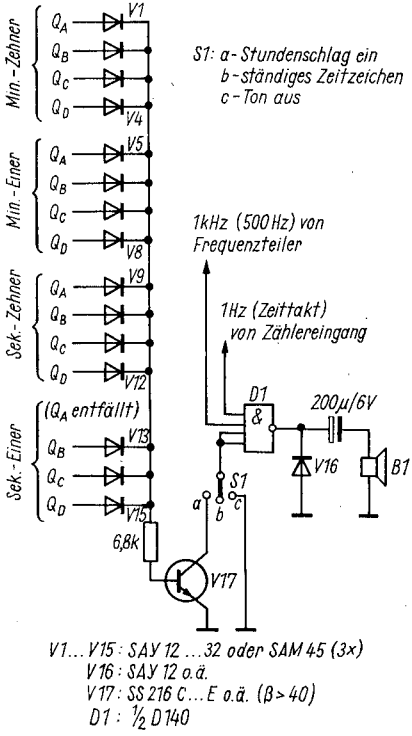


Bild 4.198
Stundenschlageinrichtung für TTL-Digitaluhren

sprecherinduktivität beschädigt wird. Der Schalter S1 kann, wenn nur der Stundenschlag benötigt wird, entfallen. In Stellung c dieses Schalters ist der Stundenschlag abgeschaltet (z. B. für die Nachtstunden). In Stellung b ertönt ein ständiges 1-s-Zeitzeichen, was der in Bild 4.194 und Abschnitt 4.8.3.3. beschriebenen Ergänzung mit eigenem Zeitzeichentonausgang entspricht. Man kann vorteilhaft die vollständige Schaltung dieses Zeitzeichentonausgangs nach Bild 4.194 verwenden. Das Ausgangsgatter D6 ist dann mit D1 in der Schaltung nach Bild 4.198 identisch; bei S2 greift die Stundenschlageinrichtung ein. Der Mehraufwand dafür besteht dann nur aus dem Transistor V17 und den Dioden nach Bild 4.198. Für die Dioden lassen sich statt 15 Einzeldioden vorteilhaft auch 3 Diodenkombinationen *SAM 45* (enthält je Bauelement 5 Dioden mit gemeinsamer Katode) verwenden. Die Kombination der Schaltung nach Bild 4.198 mit der nach Bild 4.194 bringt zusätzlich den Vorteil, daß der erste Stundenschlagton mit 1 kHz, der zweite mit 500 Hz ertönt. Man erhält so ein akustisch markantes und trotzdem nicht lästiges Signal.

Soll eine Stundenschlageinrichtung nachträglich eingebaut werden, dann kann man auf die – verdrahtungsmäßig unbequem realisierbaren – Anschlüsse aller Zähler-Q-Ausgänge verzichten. Man nutzt statt dessen den Übertragungsimpuls am Eingang des Stunden-Einer-Zählers zum Auslösen des Signals. Bild 4.199a zeigt diese Anschlußweise. Parallel zum Zählerübertrag von Z3 nach Z2 wird der Auslöseimpuls $\ddot{U}_{32}$ abgegriffen. Er kann auf verschiedene Weise weiterverwendet werden. Bild 4.199b zeigt einen selbständigen Stundenschlaggenerator, der außer $\ddot{U}_{32}$ und den Speisespannungszuführungen keinen weiteren Anschlußpunkt benötigt. Der mit jedem Stundenwechsel an $\ddot{U}_{32}$ auftretende Impuls löst einen Monoflop (D1, D2) aus, dessen Haltezeit mit *C*1 auf etwa 0,2...0,5 s festgelegt ist. Für diese Zeitdauer wird mit H-Pegel am Gatter D1 ein Tongenerator (D3, D4) mit nachfolgender einfacher Endstufe (V1) freigegeben, dessen Tonhöhe mit *C*2 auf 500...1000 Hz festgelegt wird. Beide Schaltungsgruppen entsprechen Bild 4.7 und Bild 4.8.

Im Ruhezustand führt der Ausgang des Gatters D1 L-Pegel, somit der Ausgang von D3 H-Pegel, D4 L-Pegel und V1 sperrt, der Lautsprecher B1 ist damit stromlos. Deshalb kann ein Koppelkondensator entfallen. Um Rückwirkungen der – nicht unbeträchtlichen – V1-Kollektorstrom-

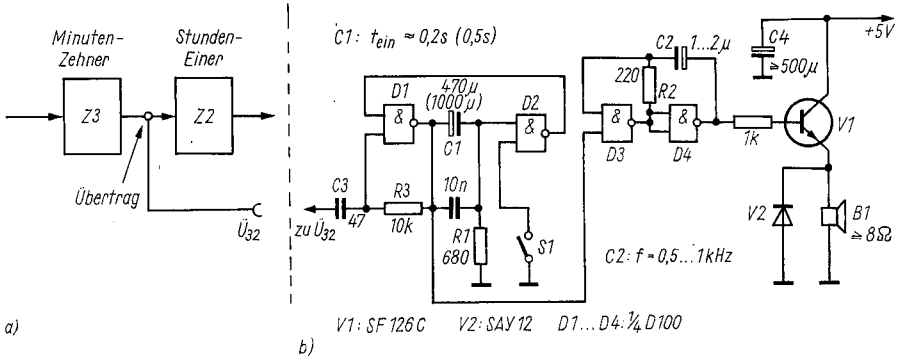


Bild 4.199 a – Ableitung des Stundenschlag-Auslöseimpulses $\ddot{U}_{32}$ aus dem vorhandenen Uhrenzähler, b – selbständige Stundenschlageinrichtung mit Monoflop und Tongenerator

spitzen auf die übrige Uhrenschaltung zu unterbinden, sollte aber $C4$ direkt beim Stundenschlaggenerator vorgesehen werden; außerdem ist für D1...D4 ein Stützkondensator (10...33 nF direkt am Schaltkreis, siehe Bild 1.24) erforderlich. Der Stundenschlag läßt sich entweder durch Abschalten von B1 außer Betrieb setzen, oder man greift mit S1 am freien Eingang von D2 (Bild 4.199b) ein. Die letztere Möglichkeit ist insofern von Interesse, als direkt mit einem TTL-Signal fremder Herkunft eingegriffen werden kann (z. B. Abschalten des Stundenschlags mit einfachem Dämmerungsschalter, wenn der Raum nicht beleuchtet ist). Monoflop der hier benutzten Art neigen bei ungünstigem Aufbau zu Fehlauslösungen bei Störimpulsen. Deshalb muß die Verbindung $\ddot{U}_{32}$ sehr kurz gehalten werden. Die Masseleitung der Stundenschlagbaugruppe sollte ebenfalls auf kürzestem Wege am Massepunkt der Zählstufen Z3, Z2 angeschlossen sein; auch die Anschlußleitung für S1 an Gatter D2 ist diesbezüglich nicht ganz problemlos. Die Schaltung nach Bild 4.199 ergibt einen einzelnen Stundenschlagton, dessen Länge mit dem Wert von $C1$ und dessen Tonhöhe mit dem Wert von $C2$ festgelegt werden kann.

Betriebssicherer im Hinblick auf Fehlauslösungen durch Störimpulse sind

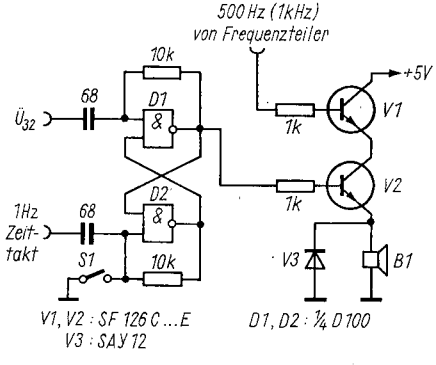


Bild 4.200
Stundenschlageinrichtung mit RS-FF und Ausgangstransistoren

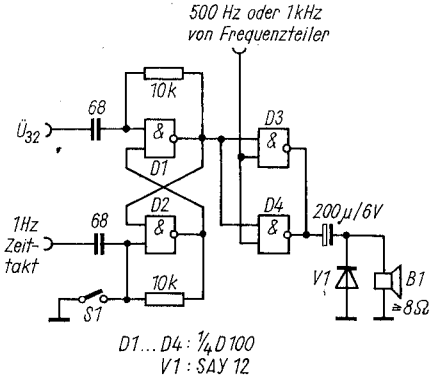


Bild 4.201
Stundenschlageinrichtung mit RS-FF und Ausgangsgattern

Schaltungen, die ohne Monoflop auskommen. Bild 4.200 zeigt dafür eine einfache Möglichkeit. Ein RS-Flip-Flop (D1, D2) wird durch das Übertragssignal $\ddot{U}_{32}$ (nach Bild 4.199a abzuleiten) nach D1 = H gesetzt (V2 öffnet); der nachfolgende Sekunden-Zeittakt (am Zählereingang abzugreifen) setzt den FF wieder nach D1 = L zurück (V2 sperrt). V1 wird ständig vom Frequenzteiler der Uhr mit 500 Hz oder 1 kHz getastet, diese Frequenz ist zu hören, solange V2 öffnet. Die Dauer des einmaligen Stundenschlagtons liegt also fest und beträgt (je nach Polarität des 1-Hz-Zeittakts) entweder 0,8 oder 1 s. Ein Abschalten des Stundenschlags ist mit S1 entweder, wie gezeichnet, an Gatter D2 möglich, oder man schließt S1 zwischen der Basis von V2 und Masse an. Bild 4.201 zeigt eine weitere Variante, die funktionell der nach Bild 4.200 entspricht; es wurden lediglich die Transistoren V1, V2 durch Gatter D3, D4 ersetzt. Grundsätzlich wäre hier auch mit nur einem Gatter auszukommen (dann z. B. einem IS *D110* für D1...D3); jedoch ergibt die – in dieser Betriebsweise ausnahmsweise zulässige! – ein- und ausgangsseitige Parallelschaltung von D3, D4 eine etwas höhere Lautstärke für den Lautsprecher B1. Diese Lösung empfiehlt sich, wenn die Bau-

gruppe mit dem Universalschaltkreis *D 100* realisiert wird, dessen viertes Gatter man so vorteilhaft mitverwendet. B1 muß jetzt über einen 200-µF-Elektrolytkondensator angekoppelt werden, da der Ausgangspegel der Gatter D3, D4 in Ruhe H ist; dieser Elektrolytkondensator trägt bei Lautsprecherbetrieb an Gatterausgängen außerdem merklich zur Lautstärkesteigerung bei.

Bild 4.202 zeigt abschließend noch eine etwas komfortablere Lösung für einen 2-Ton-Stundenschlag. Für die beiden Töne werden wieder die aus dem Uhrfrequenzteiler ableitbaren Tonfrequenzen 500 Hz und 1 kHz genutzt. Man kann dafür aber auch 2 eigene, mit einem *D 100* realisierbare Tongeneratoren beliebiger Tonhöhen vorsehen, die ständig laufen. (Dafür eignet sich auch die 2-Ton-Intervall-Sirene nach Bild 4.98.) Der Auslösetakt $\ddot{U}_{32}$ für die Schaltung nach Bild 4.202 wird wieder entsprechend Bild 4.199a abgeleitet. Seine LH-Flanke setzt den oberen D-FF der IS nach Q = H um, womit Gatter D1 freigegeben wird und ein 1-kHz-Ton ertönt. Der 1-Hz-Zeittakt am Takteingang des unteren FF von V1 soll positive Impulsform haben (gegebenenfalls invertieren) und eine H-Pulsbreite von 0,2 s aufweisen, was üblicherweise der Fall ist, wenn man den Zeittakt aus einem mit TTL-Flip-Flop (*D 100, D 192, D 193, MH 7490* u. ä.) aufgebauten Frequenzteiler ableitet. (Achtung: Bei *D 192* oder *D 193* im Frequenzteiler wird für den 1-Hz-Takt nach Bild 4.202 nicht der Übertragsausgang, sondern Ausgang Q_D dieser IS benutzt!) Da die Uhrzählstufen mit der Rückflanke des Zeittakts schalten, ist in diesem Fall für 0,8 s Dauer der Ton 1 kHz (Gatter D1 geöffnet) zu hören. Danach setzt die folgende LH-Zeittaktflanke den unteren FF nach Q = H, wobei mit $\overline{Q}$ = L der obere FF über seinen R-Eingang rückgesetzt, D1 gesperrt und D2 geöffnet wird. Es ertönt nunmehr für 1,2 s Dauer der Ton 500 Hz, danach setzt der folgende Zeittakt den unteren FF – an dessen D-Eingang jetzt L-Pegel vom Q-Ausgang des oberen FF liegt – nach Q = L um, Gatter D2, schließt ebenfalls, der Ton verstummt.

Wird der Zeittakt mit umgekehrter Polarität angelegt, so sind beide Töne gleich lang (1 s lang 1 kHz, 1 s lang 500 Hz). Eine weitere Möglichkeit – für die der Zeittakt eine positive Polarität und eine H-Pulsbreite von 0,2 s haben muß – bietet sich durch Einfügen der Diode V2 an. Es ergibt sich dann die Tonfolge: 0,2 s 1 kHz; 0,8 s Pause; 0,2 s 500 Hz; aus. Die Uhrzählstufen müssen für die Variante mit

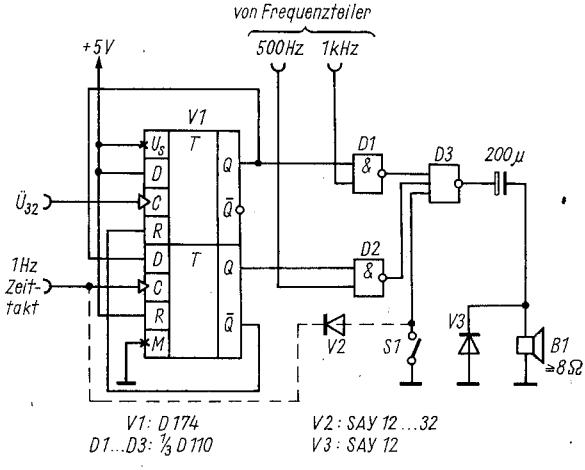


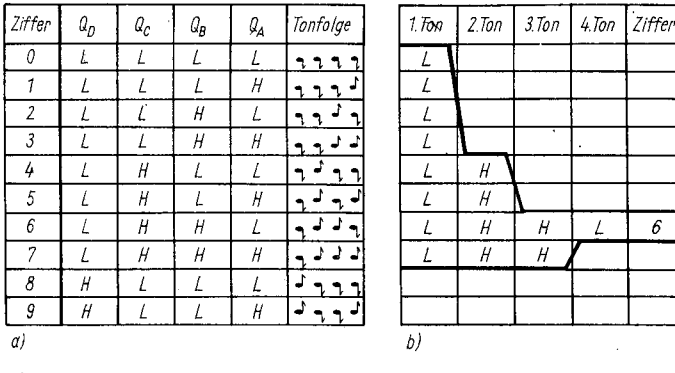
Bild 4.202
2-Ton-Stundenschlageinrichtung

V2 auf die Zeittaktvorderflanke (LH-Sprung des Taktimpulses) reagieren, was gegebenenfalls durch Invertieren des Zeittakts am Uhrzählereingang (!) – im einfachsten Fall mit einem Transistor nachträglich – sicherzustellen ist. Der Stundenschlag wird wieder mit S1 oder, falls man auf die Diode V2 verzichtet und *D 100*-Gatter benutzt – durch Abschalten des Lautsprechers ausgeschaltet.

4.8.3.8. Akustische Zeitangabe – Der Blindenuhrdecoder

Die nachfolgend beschriebene Einrichtung ist als Zusatz zu Digitaluhren in TTL- oder MOS-Technik bestimmt, bei denen die Zählerausgangssignale im BCD-Code zugänglich sind. Sie kann darüber hinaus auch zur akustischen Darstellung andersartiger mehrstelliger Ziffernanzeigen (Arbeitsbereiche digitaler Zähl- und Meßgeräte jeder Ausführung!) verwendet werden und ermöglicht damit auch Sehbehinderten ein Arbeiten mit solchen Geräten. Der Decoderzusatz ist mit 10 TTL-Schaltkreisen aufgebaut, seine Schaltung stellt zugleich ein Anwendungsbeispiel für das Schieberegister *D 195* und dessen Taktaufbereitung dar.

Das Mustergerät wurde für eine 4stellige Uhrzeitanzeige (Stunden und Minuten) entwickelt. Die Uhrzeit kann dabei jederzeit auf Tastendruck und nach Wahl auch zu jeder vollen Stunde automatisch ausgegeben werden. Wie sich in der praktischen Erprobung zeigte, genügt statt eines dekadischen »Stundenschlagens« die akustische Ausgabe des im Uhrzähler vorhandenen BCD-codierten Zählerstands in Form von Tonfolgen in 2 unterschiedlichen Tonhöhen. Dazu ist lediglich die im Abfragemoment im Zähler der Uhr vorhandene 16-bit-Signalkombination in einem Schieberegister parallel einzuschreiben, zu speichern und anschließend genügend langsam seriell wieder auszulesen. H- und L-Pegel des BCD-Codes werden dabei durch unterschiedliche Tonhöhen gekennzeichnet. Die Erfahrung ergab, daß die numerische Aussage des akustisch wiedergegebenen BCD-Signals von Blinden sehr schnell im Gedächtnis behalten wird. Eine BCD-Codetabelle, die in Punkt-Tastschrift (*Braille*-Schrift) leicht herzustellen ist, wurde von Versuchspersonen nur während der ersten Zeit benötigt. Es besteht damit also keine Notwendigkeit, das BCD-Signal umzucodieren, was den Materialaufwand entscheidend verringert und ein einfaches



Ziffer	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	Tonfolge
0	L	L	L	L	♪♪♪♪
1	L	L	L	H	♪♪♪♩
2	L	L	H	L	♪♪♩♪
3	L	L	H	H	♪♪♩♩
4	L	H	L	L	♪♩♪♪
5	L	H	L	H	♪♩♪♩
6	L	H	H	L	♪♩♩♪
7	L	H	H	H	♪♩♩♩
8	H	L	L	L	♩♪♪♪
9	H	L	L	H	♩♪♪♩

a)

1. Ton	2. Ton	3. Ton	4. Ton	Ziffer
L				
L				
L				
L				
L	H			
L	H			
L	H	H	L	6
L	H	H		

b)

Bild 4.203 Akustische Signaldarstellung mit rückwärts ausgelesenem BCD-Code für den Blindenuhrdecoder. a – Zuordnung von Ziffer, Signalfolge und Tonfolge, b – Beispiel für das Mitlesen des gehörten Signals mit Tasttafel

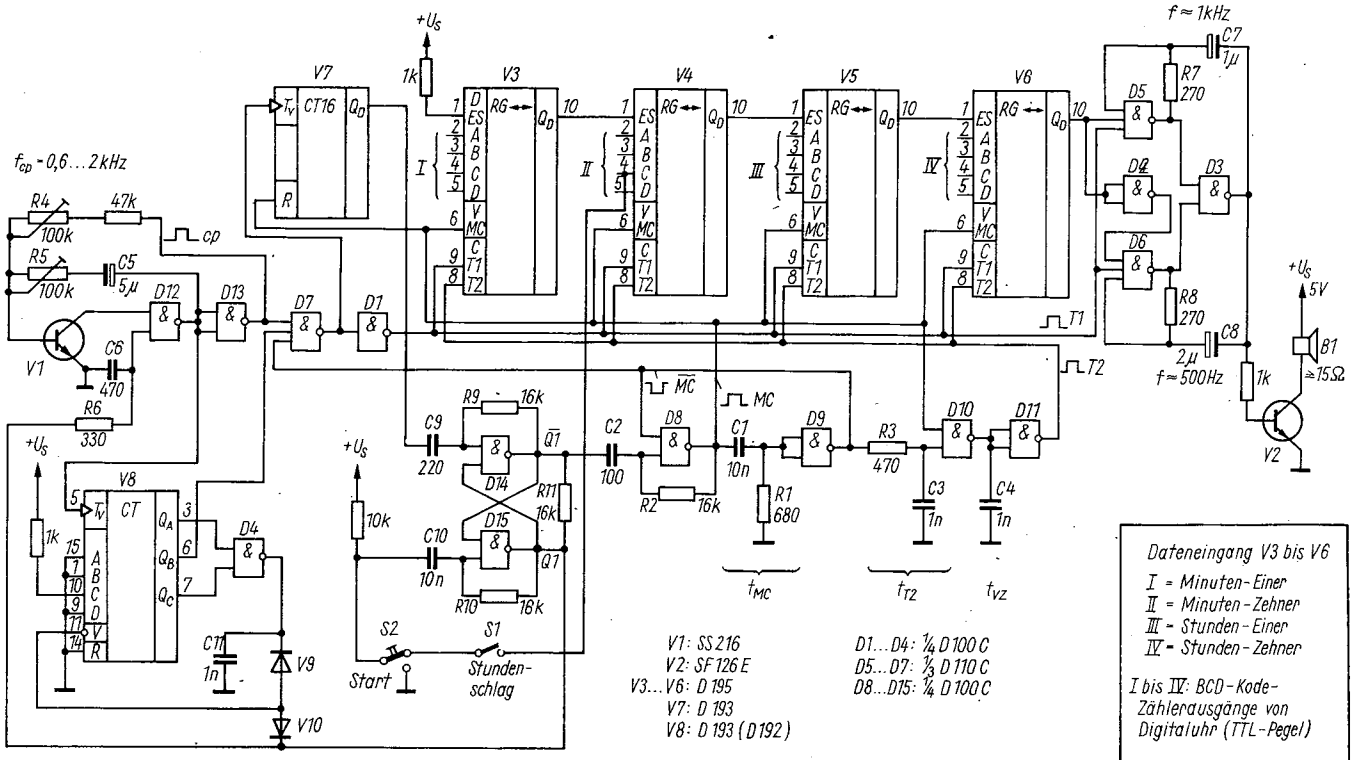


Bild 4.204 Stromlaufplan des Blindenuhrdecoders. Das Gatter unterhalb D5 ist D2 an V8 lies Q_C statt Q_B und Q_D statt Q_C

und schnelles »Auslesen« der Zeit-»Aussage« des Speicherinhalts ermöglicht. Diese Zeitansage besteht damit stets aus 4 Tongruppen zu je 4 Tönen. Als notwendig erwies sich jedoch ein klares Trennen der zu einer Ziffer gehörenden 4 Töne; deshalb macht sich nach jeweils 4 Tönen (1 Ziffer) ein Leertakt erforderlich. Die Auslesegeschwindigkeit kann man individuell einstellen.

Beim Mustergerät wurden die Tonfrequenzen 1 kHz für H-Pegel und 500 Hz für L-Pegel gewählt. Zweckmäßig ist die Ausgabe der Zählerstände in der Reihenfolge Stunden–Zehner, Stunden–Einer, Minuten–Zehner und zuletzt Minuten–Einer sowie das Darstellen des BCD-Signals in der (auf die Zählerausgänge bezogenen) Reihenfolge D, C, B, A (bzw. 2^3, 2^2, 2^1, 2^0). Es ergibt sich ein genormter BCD-Code. Bild 4.203b, das sinngemäß direkt als Vorlage für eine zur Eingewöhnung notwendige Punktschrifttafel benutzt werden kann, zeigt am Beispiel der Ziffer 6, wie – ausgehend vom jeweils zuletzt für H oder L abgegebenen Ton – die jeweils folgende Spalte der Tabelle halbiert wird. Dieses Prinzip zum Erzeugen der 10 verschiedenen Tonkombinationen läßt sich rasch erlernen und zu Beginn mit Hilfe einer Punktschrifttasttafel während des Hörens leicht »mitlesen«.

Kernstück des Blindenuhrdecoders nach Bild 4.204 sind die 4 als Zwischenspeicher eingesetzten 4-bit-Schieberegister V3...V6, die in den Betriebsarten Paralleleinschreiben und (nachfolgend zum seriellen Auslesen) Rechtsschieben benutzt werden. Die innere Betriebsartumschaltung einer IS bewirkt das äußere Signal MC (MC = H entspricht Paralleleinschreiben, MC = L entspricht seriellem Rechtsschieben/Auslesen). T1 ist der Schiebetakt für das Rechtsschieben, T2 der Einschreibtakt (siehe Bild 4.14). Laut Herstellervorschrift muß der MC-Takt kurz vor T2 beginnen und darf erst kurz nach T2 enden. Diese zeitliche Beziehung, die in Bild 4.205 zusammen mit den für die Schaltung nach Bild 4.204 gewählten Zeitverhältnissen dargestellt ist, erfordert eine Taktaufbereitung (mit den Gattern D8...D11 nach Bild 4.204). Das Gerät wird über 16 Verbindungen den Zählerausgängen der vorhandenen Digitaluhr parallelgeschaltet, wobei die Dateneingänge D_A...D_D vom Schieberegister V3 dem Zähler bzw. Anzeigedecoder für die Minuten-Einer, V4 dem Minuten-Zehner usw. parallelliegen. Falls die vorhandene Digitaluhr in TTL-Technik ausgeführt ist, werden ihr die Dateneingänge von V3 bis V6 unmittelbar parallelgeschaltet. Bei in MOS-Technik der Serie *U 10* aufgebauten Zählern erfordert das eine Pegelwandlung mit weiteren 3 IS, auf die später noch eingegangen wird. An den Dateneingängen bei I bis IV der Schieberegister V3...V6 liegt somit die Uhrzeit-Signalkombination ständig an.

Die Uhrzeit läßt sich durch Betätigen der Taste S2 abfragen, die neben S1 das einzige Bedienorgan ist. Bild 4.206 verdeutlicht die in der Schaltung ablaufenden Vorgänge. Zunächst wird mit S2 das aus den Gattern D14, D15 gebildete RS-Flip-Flop in Stellung Q1 = H gebracht und damit der Taktgeber (D12, D13, V1, *R*4, *R*5, *C*5) freigegeben. In Ruhelage ist dieser Auslesetaktgeber in Stellung Ausgang D13 = L blockiert. Er startet, sobald D12 von Q1 freigegeben wird, daher stets mit einer LH-Flanke des Taktsignals cp. Das Prinzip des Taktgebers ist in Abschnitt 4.1.3.2. und Bild 4.9 behandelt. Der Taktgeber wird mit *R*5 (Einzeltonlänge) und *R*4 (Auslesegeschwindigkeit) einmalig auf eine subjektiv als günstig empfundene Taktfrequenz von etwa 0,6...2 Hz ein-

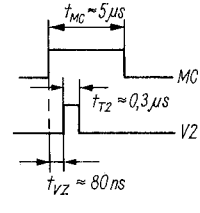


Bild 4.205
Zeitlicher Zusammenhang der Einschreibsignale für die Schieberegister-IS *D 195*

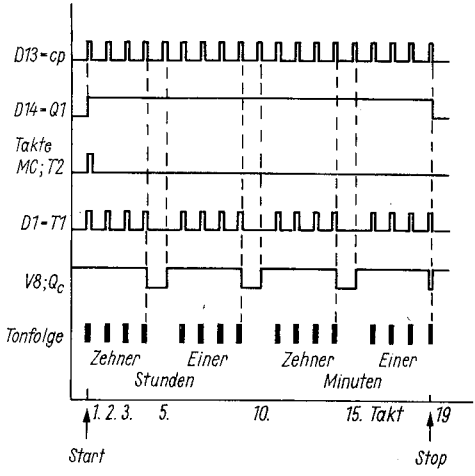


Bild 4.206
Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 4.204. Der im Startzeitpunkt dargestellte Impuls für MC/T2 entspricht (zeitlich gedehnt, nicht maßstäblich) dem nach Bild 4.205

gestellt. Die Tonlänge (H-Dauer bei cp) soll mit $R5$ auf etwa 0,1...0,2 s festgelegt werden. $R4$ kann eventuell für den Benutzer selbst einstellbar (Bedienknopf) ausgeführt sein.

Mit Schließen der Taste S2 entsteht die in Bild 4.206 oben dargestellte cp-Impulsfolge. Gleichzeitig startet der HL-Sprung an $\overline{Q1}$ über $C2$ den Monoflop (D8, D9). Er erzeugt das Einschreib-Vorbereitungssignal MC, für dessen Dauer zugleich mit $\overline{MC}$ Gatter D7 sperrt, so daß der erste LH-Sprung von cp am Ausgang von D7 noch nicht wirkt (aus diesem Grund wird der Taktgeber außerdem über $R6$, $C6$ etwas verzögert freigegeben!). Die Einschreibphase für das Schieberegister V3...V6 (Taktdauer MC) ist relativ unkritisch und beträgt entsprechend den Werten von $C1$ und $R1$ etwa 5 µs (Bild 4.205). Innerhalb dieses Takts muß nun mit einer zeitlichen Verzögerung von wenigstens 40 ns der Einschreibtakt V2 erzeugt werden, dessen Zeitdauer ebenfalls wenigstens 40 ns betragen soll. Im Beispiel gemäß Bild 4.205 für die Verzögerung t_{VZ} etwa 80 ns und für die Taktzeit t_{TZ} etwa 0,3 µs gewählt.

Während der Taktphase MC ≙ T2 ≙ H übernehmen die Schieberegister die an ihren Dateneingängen I bis IV liegenden Signale und damit den augenblicklichen Uhrzählerstand. Diese Signale bleiben, sobald T2 = L wird, gespeichert und können, sobald nachfolgend MC = L ist, seriell nach rechts weitergeschoben werden, wie bei Bild 4.14 schon erläutert.

Der Einschreibtakt T2 wird entsprechend Bild 4.205 unmittelbar aus dem MC-Signal mit Hilfe von $R3$, $C3$, $C4$, D10 und D11 erzeugt. Es handelt sich dabei um die Kombination einer Impulsverkürzungs- und einer Impulsverzögerungsschaltung, die eine sehr einfache Schaltungslösung ermöglicht. Im Ruhezustand ist Ausgang D9 = $\overline{MC}$ = H, Ausgang D8 = MC = L und somit Ausgang D11 ebenfalls L. Mit der LH-Flanke des Takts MC erhält der obere Eingang des Gatters D10 H-Pegel, während der gleichzeitige HL-Sprung am Ausgang des Gatters D9 mit $R3$, $C3$ um etwa 0,3 µs verzögert wird. Für diese Zeitdauer sind somit beide Eingänge von D10 H, Ausgang D10 L. $R3$, $C3$ legen damit die Länge von $\overline{T2}$ fest. $\overline{T2}$ wird über Gatter D11 invertiert, wobei $C4$ eine Impulsverzögerung der Taktvorderflanke gegen die MC-Vorderflanke (siehe Bild 4.205) von etwa 80 ns bewirkt. Das Gatter D11 regeneriert außerdem die Flankensteilheit des Taktimpulses, die durch $C4$ geringfügig verschlechtert wurde. Mit Ende des MC-Takts ist der augenblickliche Uhrzählerstand im Schieberegister enthalten, und mit MC = L kann das Register ausgelesen werden. Nunmehr wird auch D7 von $\overline{MC}$ freigegeben. Wegen der eingangs erwähnten Notwendigkeit, nach je 4 Schiebetakten einen Leertakt einzufügen, sind zum Auslesen zunächst die 16 Lesetakte erforderlich, die der Binärzähler V7 abzählt; hinzu kommen die mit dem als Modulo-5-Zähler ([2]) arbeitenden V8 abgezählten Pausentakte. Sowohl die in den Zählern V7, V8 ent-

haltenen Flip-Flop als auch die Speicher-Flip-Flop von V3...V6 schalten mit der Taktrückflanke (bei V7, V8 die LH-Flanke des Taktsignals $\overline{cp}$, bei V3...V6 die HL-Flanke des cp bzw. Takt T1). Mit Ende des ersten cp-Taktpulses schalten daher V7, V8 je einen Schritt weiter, zugleich wird mit dem aus cp über D7, D1 abgeleiteten Takt T1 die gesamte Informationsfolge im Schieberegister V3...V6 um eine Stelle nach rechts versetzt.

Bevor auf die Taktzählung eingegangen wird, sei der Auslesevorgang betrachtet. Am Ausgang Q_D von V6 liegt sofort nach Ende des Einschreibsignals MC/T2 das Signal an, das der 2^3-Stelle (Q_D) des Stunden-Zehners entspricht. Bei jedem Schiebetaktschritt erscheint somit (jeweils ab Rückflanke des Schiebetakts T1) an Q_D von V6 die nächste Stelle der Signalkombination (Q_C, Q_B, Q_A, danach – aus V5 vorgeschoben – Q_D des Stunden-Einers usw., entsprechend Bild 4.203). Dieses Signal steht an D5 und, über D2 invertiert, an D6. Je nach Signalpegel (H oder L) wird damit entweder D5 oder D6 aktiviert, sofern T1 ebenfalls H-Pegel führt. Während der Taktpausen (cp = L) sind D5 und D6 verriegelt. Ist T1 = H, so beginnt entweder D5 oder D6 zusammen mit D3 und (je nach Signalpegel an Q_D von V6) *C*7, *R*7 oder *C*8, *R*8 als Tongenerator zu arbeiten (Prinzip des Zweitongenerators nach Abschnitt 4.3.3.). Die Tonfrequenz wurde im Mustergerät mit *C*7 auf etwa 1 kHz, mit *C*8 auf etwa 500 Hz so festgelegt, daß L-Pegel am Ausgang Q_D von V6 dem tieferen Ton entspricht. Die Tonhöhe des Zweitongenerators wird somit vom Ausgangspegel des Schieberegisters und die Arbeitsphase des Tongenerators vom Takt T1 gesteuert, womit die Tondauer der Taktphasenlänge T1 = H entspricht.

Dem Generator folgt eine einfache Endstufe mit Transistor V2 und einem Kleinstlautsprecher B1. Bereits der erste cp-Takt, der auf Betätigung von S2 einsetzt, bewirkt also während der Taktphase cp = H das Auslesen der ersten Signalstelle im Register sofort nach Abklingen des MC-Signals. Die Taktrückflanke von cp bzw. T1 schaltet den Signaltongenerator ab und schiebt zugleich alle Registerinhalte um eine Stelle weiter nach rechts. Die damit an Q_D von T6 erscheinende zweite Signalstelle wird nach Ablauf der Taktpause während der folgenden H-Phase des Schiebetakts V1 vom Tongenerator mit der dem Signalpegel H oder L entsprechenden Frequenz ausgelesen, die Taktrückflanke löst den nächsten Schiebeschritt aus usw.

Dabei wird gleichzeitig am Registeranfang (Dateneingang E_S von V3 für serielles Einschreiben) fortlaufend H-Pegel eingelesen, so daß nach einem vollständigen Lesevorgang sämtliche Registerstellen H-Pegel enthalten. Im Fall einer Funktionsstörung (wenn z. B. der Einschreibvorgang MC/T2 nicht korrekt vor sich geht) würde 4mal die Signalfolge HHHH ausgelesen. Da diese Signalkombination normal nicht vorkommen kann (siehe Bild 4.203), wird der Fehler eindeutig gekennzeichnet, so daß er nicht fälschlich als Zahl interpretiert werden kann.

Der Schiebetakt wird in invertierter Form $\overline{cp} = \overline{T1}$ hinter Gatter D7 abgegriffen und mit V7 gezählt. Dieser Zähler wurde während des Einschreibens von MC über seinen R-Eingang auf Null gestellt. Nach 16 Zähltakten tritt am Ausgang Q_D von V7 ein HL-Sprung auf (Übergang vom Zählerstand 15 nach 0), der über *C*9 den RS-FF D14, D15 nach Q1 = L rücksetzt. Da der HL-Sprung am Ausgang V7 mit einer HL-Flanke des cp-Takts zusammenfällt, wird der Taktgeber über Q1 phasenrichtig blockiert, so daß kein weiterer Schiebetakt auftreten kann.

Direkt vom Taktgeber steuert man mit $\overline{cp}$-Taktsignal den Pausenzähler V8 an. Er ist im Ruhezustand (Q1 = L) über die Diode V10 und seinen Datenladeeingang V stets auf Zählerstand 4 eingestellt (an den Dateneingängen D_A...D_D von V8 liegt die Kombination LLHL). Sobald Eingang

V = Q1 H-Pegel annimmt, wird in V8 der Zähleingang T_V für Vorwärtszählen freigegeben. V8 zählt daher die ersten cp-Takte synchron mit V7 mit. Nach dem vierten cp-Takt geht der Pegel an Q_C von V8 nach L (siehe auch Bild 4.203, der vierte Zähltakt entspricht dem Zählerstand 8, da ab 4 gezählt wird!). Damit sperrt Gatter D7, und der folgende cp-Takt kann dieses Tor nicht passieren. Der Zähler V7 und das Schieberegister lassen also einen Takt aus (Bild 4.206), so daß die erwünschte Taktpause eintritt. Der folgende cp-Takt schaltet deshalb nur V8 weiter, der dabei den Zählerstand 9 erreicht. In diesem Moment erhalten die Ausgänge Q_A und Q_D gleichzeitig H-Pegel, womit der Ausgang des Gatters D4 = L wird. Über die Diode V9 bewirkt dieses L-Signal das sofortige Rückstellen des mit D4 als »Erkennungslogik« arbeitenden Modulo-5-Zählers auf den Anfangszustand (Zählerstand 4), wobei die H-Pegel an Q_A und Q_D wieder verschwinden, Ausgang D4 sofort wieder H-Pegel führt und der Zähler damit erneut zählbereit ist. Um ein sicheres Rückstellen von 9 nach 4 zu gewährleisten, wird der Rücksetzimpuls mit *C*11 auf etwa 60 ns verlängert. Für den nächsten cp-Zähltakt ist damit auch Gatter D7 von Q_C an V8 wieder freigegeben, und die nächsten 4 Schiebetakte können dieses Gatter passieren, wonach V8 in der beschriebenen Weise den nächsten Impuls ausblendet. Das geht, wie auch aus Bild 4.206 zu ersehen ist, insgesamt 3mal vor sich. Danach hat V7 seinen Zählumfang erreicht und setzt D14 zurück; der Modulo-5-Zähler V8 wird dabei über die Diode V10 in die erforderliche Ausgangsstellung gebracht.

Das Gerät wird nach den für TTL-Technik bekannten Regeln aufgebaut (Abschnitt 2.); vorsorglich sollten sämtliche IS mit Stützkondensatoren an ihren Speiseleitungsanschlüssen versehen werden (bei D8...D11 und D12...D15 unumgänglich!). Die gesamte Schaltung nimmt bei 5 V Speisespannung einen Betriebsstrom von etwa 0,55 A auf, sie kann (falls die Speisestromversorgung der vorhandenen TTL-Digitaluhr das zuläßt) mit aus dieser versorgt werden. Dann ist ein Speisespannungsabschalter für den Decoder zweckmäßig, um eine für Netzausfälle gegebenenfalls vorhandene Batteriepufferung der Uhr nicht zu überfordern. Falls der Blindenuhrdecoder getrennt von der eigentlichen Uhr aufgebaut wird, ist er mit dieser über ein 18poliges Kabel zu verbinden.

Eine Komforteinrichtung ist in Bild 4.204 als Stundenschlageinrichtung (S1 geschlossen) angedeutet. An der von der Uhr kommenden Signalleitung Q_C des Minuten-Zehner-Zählers (Eingang D_C an V4) tritt jeweils beim Übergang von der Minute 59 auf die Minute 00 ein HL-Pegelsprung auf. Mit ihm läßt sich über S1 und S2 mit jeder vollen Stunde eine Zeitangabe ebenso starten, wie das zu anderen Zeiten von Hand mit S2 möglich ist.

Während die Verbindung des Decoders mit TTL-Uhren oder anderen TTL-Zählern problemlos ist, muß bei MOS-Zählern der Serie *U10* der Pegel für die dem Register zugeführten Zählerstandsignale I bis IV umgesetzt werden. Da dann außerdem für den Decoder ein eigenes 5-V-Netzteil notwendig wird, kann man den Masse-

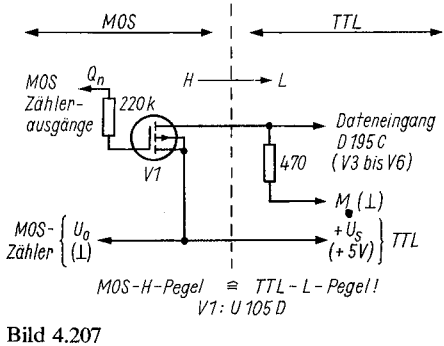


Bild 4.207
Pegelwandlerstufe für den Anschluß der Schaltung nach Bild 4.204 an Digitalzähler mit MOS-Bestückung

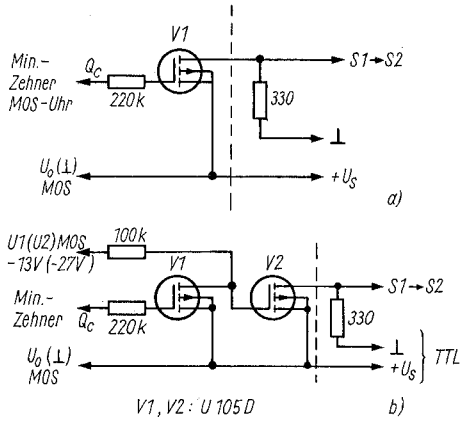


Bild 4.208
Das Auslösesignal für Stundenschlag wird bei MOS-Kombination getrennt abgeleitet. a – 1fach invertiert, b – 2fach invertiert

bezugspunkt zwischen MOS- und TTL-Decoderschaltung frei wählen. Der Pegel wird dann gemäß Bild 4.207 umgesetzt. Diese nur für einen Signalweg dargestellte Schaltung ist 16fach erforderlich und wird deshalb zweckmäßig mit 3 *U 105 D* realisiert. Achtung: Das Nullpotential (Masse) der MOS-Zählschaltung ist jetzt mit $+U_s$ (+5 V) der TTL-Schaltung verbunden! Die Drainelektroden der MOSFET werden über je 470 Ω an TTL-Masse gelegt. Die Schaltung nach Bild 4.207 invertiert das Signal. Je nachdem, ob die MOS-Zählschaltung mit Zählerausgangssignalen $Q_A \ldots Q_D$ oder invertierten Signalen $\overline{Q}_A \ldots \overline{Q}_D$ arbeitet, muß man im Decoder (Bild 4.204) *C*7 und *C*8 vertauschen, um die richtige Zuordnung zwischen H- und L-Pegel und den zugehörigen Tonhöhen entsprechend Bild 4.203 zu erhalten. Außerdem sollte, wenn mit invertierten Eingangssignalen gearbeitet wird, der serielle Eingang E_s von V3 an Masse gelegt werden, um im Fehlerfall wiederum das »Fehlersignal« (4 HHHH-Tonfolgen) zu erreichen. Ein Stundenschlagsignal läßt sich bei invertierten Datensignalen an I bis IV allerdings nicht mehr direkt an Eingang V4 abnehmen. Da in den für die Pegelumwandlung benutzten *U 105 D* ohnehin noch 2 MOSFET frei sind, benutzt man diese für eine gesonderte Ableitung des Stundenschlagauslösesignals, wozu der am MOS-Ausgang der Uhr parallel abzugreifende Zählerausgang Q_C des Minuten-Zehner-Zählers getrennt invertiert wird. Je nach vorhandener Signalpolarität ist das entsprechend Bild 4.208 entweder mit einfacher oder doppelter Negation möglich. Die zur Pegelwandlung benutzten *U 105 D* sollten, um kritische Verbindungsleitungen zu vermeiden (die bei MOS-Uhren durch äußere Störimpulse auch auf den Uhrzähler rückwirken können!), möglichst mit in der Uhr angeordnet werden, so daß die Verbindung zwischen MOS-Uhr und TTL-Decoder niederohmig ist. In diesem Fall können auch die 220-kΩ-Gateschutzwiderstände an den MOS-Gates entfallen. Zu MOS-Schaltungen und MOS-IS siehe auch [58], [62], [9].

4.8.3.9. Vereinfachte Zählerschaltungen für TTL-Digitaluhren

In Zählern von TTL-Digitaluhren ist teilweise eine Zählumfangsverkürzung notwendig. Für Zähler, die mit *D 192* oder *D 193* bestückt sind, können statt der für diesen Zweck in Abschnitt 4.8.2.3. angegebenen Erkennungslogiken mit Grundgattern vorteilhaft Diodengatter nach dem bei Bild 4.146 schon erläuterten Prinzip verwendet werden. Bild 4.209 zeigt den vollständigen Stromlaufplan für einen solchen 6stelligen Uhrenzähler. Dargestellt wurden nur die Zählstufen, nicht die ihren Q-Ausgängen nachzuschaltenden Decoder und Anzeigeeinheiten. Ausgangspunkt ist eine Bestückung mit dekadischen Zählern *D 192*. Es lassen sich jedoch in 5 Zählstufen ebensogut *D 193* verwenden, wenn man für die Zählstufen Sekunden-Einer und Minuten-Einer zusätzliche Diodenbeschaltungen nach

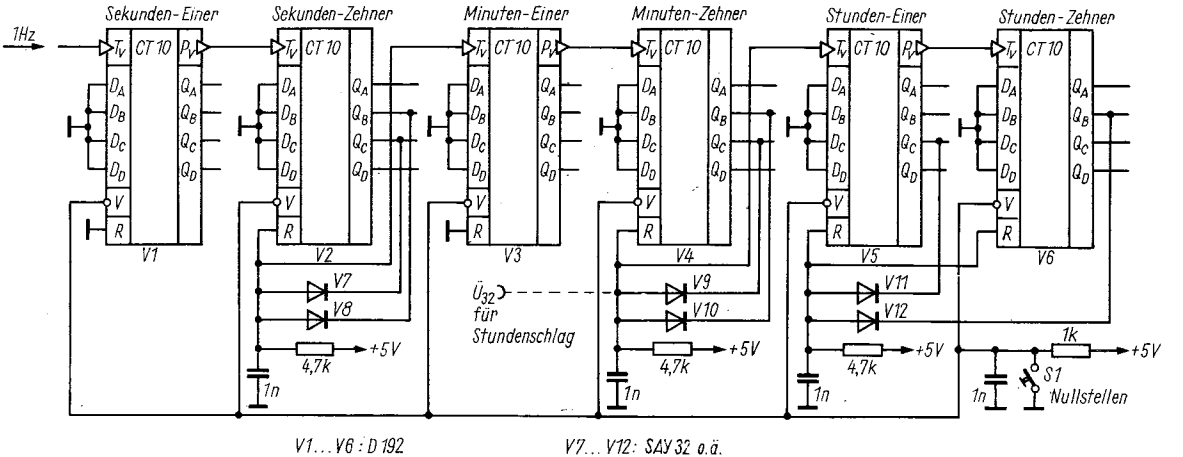


Bild 4.209 Vereinfachte Zählschaltung für 6stellige Digitaluhr

Bild 4.146 (für n = 9, also Dioden an Q_B und Q_D) vornimmt; der entstehende Mehraufwand besteht lediglich in 4 Dioden für den ganzen Zähler. Der Zähler des Stunden-Einers muß in jedem Fall mit *D 192* bestückt werden. Die Abnahme eines Auslöseimpulses für Stundenschlageinrichtungen (Abschnitt 4.8.3.7., Bild 4.199a) ist, wie in Bild 4.209 angedeutet, am R-Eingang des Minuten-Zehner-Zählers möglich. Die Zählumfangsverkürzung wurde bei Bild 4.146a bereits erläutert. Um die Uhr nach 0 setzen zu können, verwendet man nicht die Rückstelleingänge R – die für die Zählumfangsverkürzung benötigt werden –, sondern die Voreinstelleingänge V und die Dateneingänge D_A...D_D. Da sämtliche Dateneingänge an L-Pegel (Masse) liegen, wird beim Schließen der Nullstelltaste S1 in sämtliche Zähler eine 0 eingeschrieben. Zu beachten ist die Abnahme des Übertragsimpulses am R-Anschluß (nicht am Übertragsausgang P_V) der mit Dioden beschalteten Zählstufen. Bei *D 193* muß demzufolge auch bei den Einer-Zählstufen der Übertrag an R statt an P_V abgenommen werden. Eine den Gebrauchswert einer Digitaluhr wesentlich mitbestimmende Eigenschaft ist die Art der Voreinstellmöglichkeit für die Zeitanzeige. Bei einfachen Uhren begnügt man sich mit Nullstellen der Uhr und anschließendem Erhöhen des Zeittakts mit einem Umschalter von 1 Hz auf z. B. 10, 100 oder 1000 Hz (Schnellvorlauf der Uhr, »Durchwälzen« des Zählers, [66]). Diese nicht sehr komfortable Einstellmöglichkeit hat auch praktische Nachteile, weil beim Umschalten der Zeittaktfrequenz ungewollte Zusatzimpulse durch Kontaktunsicherheiten auftreten können, die dann ein sekundengenaues Einstellen und Starten der Uhr sehr erschweren. Vorwiegend aus diesem Grund sind für Uhrenzähler die voreinstellbaren Zähler *D 192* oder *D 193* vorzuziehen. Mit ihnen lassen sich bei geringem Aufwand exakte Voreinstellungen für jede gewünschte Zeitanzeige vornehmen. Bild 4.210 zeigt den Stromlaufplan einer Schaltung dafür, die zusammen mit der Schaltung nach Bild 4.209 verwendet werden kann. Im Bild 4.210 ist deshalb auszugsweise die Beschaltung der Daten- und Voreinstelleingänge nur für eine Zählstufe dargestellt (die ausgangsseitige Beschaltung entspricht der nach Bild 4.209 oder denen der vorangehend angegebenen Zählschaltungen). Vorhanden ist (für alle Zählstufen gemeinsam) ein »Ladeschalter« S1...S4 (4 × 10 Stufen), dessen 4 Schaltebenen entsprechend dem BCD-Code belegt sind. Die Dateneingangsleitungen D_A, D_B, D_C, D_D aller Zählstufen sind parallelgeschaltet; in Bild 4.210 ist nur V6 des 6stelligen Zählers dargestellt. Statt einer gemeinsamen Nullstelltaste erhält jetzt jede Zählstufe eine eigene Ladetaste S5, für die sich z. B. Mikrotaster sehr gut eignen. Die Taster können direkt unter den Ziffern der Uhr oder – zusammen mit dem Ladeschalter – an der Rückwand angeordnet werden. Die Uhr kann man bei dieser Schaltung auch im laufenden Betrieb stellen. Mit S1...S4, der mit »0...9« beschriftet ist, wird die gewünschte Ziffer gewählt und diese anschließend durch kurzes Schließen von S5 in die gewünschte Anzeigestelle eingeschrieben. Um ein Springen bereits voreingestellter Anzeigen

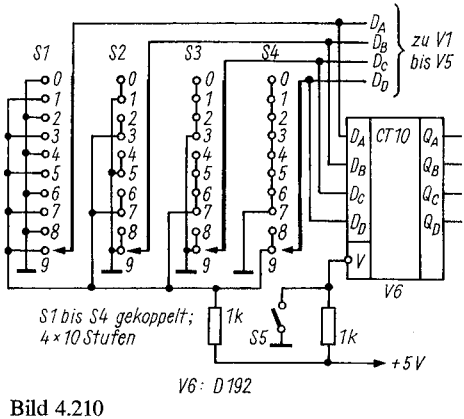


Bild 4.210
Voreinstellmöglichkeit der einzelnen Zählstellen für Digitaluhren

zu vermeiden, empfiehlt sich dabei die Reihenfolge des Einstellens vom Sekunden-Einer in Richtung zum Stunden-Zehner. Da der betreffende Zähler blokkiert wird (nicht auf seinen Eingangszähltakt anspricht), solange S5 geschlossen ist, kann man S5 des Sekunden-Einers gleichzeitig auch zum zeitzeichengenauen Starten der Uhr verwenden. In diesem Fall hält man S5 so lange geschlossen, bis die Zeitangabe in Rundfunk oder Fernsehen mit der voreingestellten Uhrzeit übereinstimmt. Sobald S5 des Sekunden-Einer-Zählers geöffnet wird, läuft die Uhr an. Ist eine mögliche Zeitdifferenz von maximal 1 s zulässig, so braucht der Oszillator oder Frequenzteiler der Uhr nicht gestoppt zu werden; der Zeittakt kann dann ständig durchlaufen. Die mögliche Unsicherheit von 1 s rührt in diesem Fall von dem Umstand her, daß es sich nicht vorherbestimmen läßt, wann nach Öffnen von S5 des Sekunden-Einer-Zählers der erste vom Frequenzteiler abgegebene 1-Hz-Impuls eintrifft. (Eine Möglichkeit, dies zu erreichen, ist in [66] angegeben.) Besondere Entprellschaltungen für die Kontakte von S5 sind nicht erforderlich. Vorteilhaft für den Aufbau ist, daß alle zum Voreinstellen benutzten Leitungen lediglich Gleichspannung führen und daher unkritisch sind. In Extremfällen (starke Störeinflüsse oder lange Zuleitungen zu den Tasten S5) können vorsorglich parallel zu allen S5 noch Kondensatoren (1...3 nF) gelegt werden, um ein ungewolltes Öffnen der Ladeeingänge V durch externe Störspitzen auszuschließen.

4.9. Prüf- und Meßhilfsmittel mit TTL-IS

4.9.1. Gatterprüfeinrichtung für D 10-Grundgatter

Um einfache Versuchsschaltungen mit wenigen IS zu erproben oder die Funktion einzelner Gatter zu überprüfen, eignet sich gut ein einfaches Netzteil mit zusätzlichen Prüfeinrichtungen nach Bild 4.211. Als Zubehör verwendet man zweckmäßig ein kleines Grundbrett (2reihige Lötösenleiste), das mit 2...3 IS-Stecksockeln versehen wird. Die Speiseanschlüsse für 14polige IS der Grundgatterreihe *D 10* (Stift 7 und Stift 14) erhalten direkt am Stecksockel anzubringende Stützkondensatoren (etwa 33 nF) und gemeinsame Masseleitung. Die Leitungen $+U_s$ werden zur Einzelstrommessung getrennt herausgeführt, alle übrigen Pole legt man auf die Lötösenreihen. Versuchsschaltungen lassen sich dann schnell und bequem aufbauen und variieren. Der Anschluß an das

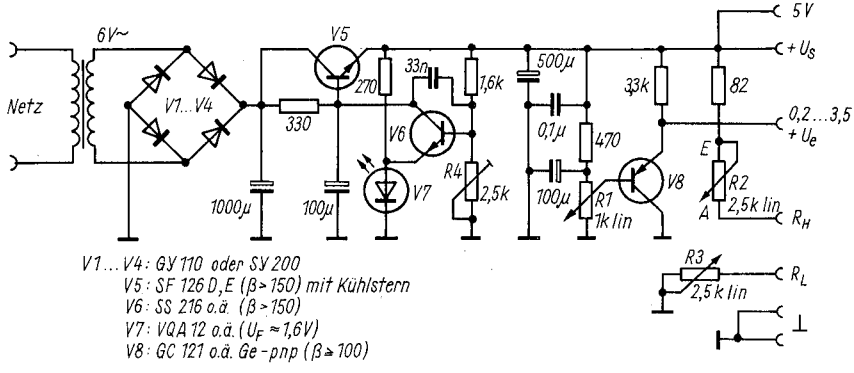


Bild 4.211 TTL-Grundgatterprüfer mit Netzteil

Netzgerät Bild 4.211 erfolgt über »Bananenstecker« mit verwechslungssicherer Farbkennzeichnung. Für das Netzgerät verwendet man einen 6-V-Klingeltransformator, der sowohl die Sicherheitsvorschriften erfüllt als auch kurzschlußfest ist. Es folgt eine einfache Stabilisierschaltung mit den Transistoren V5, V6 und der Einschaltkontrolle (zugleich Referenzspannungsquelle statt Z-Diode) mit Leuchtdiode. An Stelle der Leuchtdiode sind auch 2 in Serie geschaltete Siliziumdioden (*SAY*-Typen) möglich. Mit $R4$ wird die Ausgangsspannung auf 5 V eingestellt. In der gezeigten Dimensionierung ist die Speiseschaltung für 10...20 s auch ohne besondere Maßnahmen kurzschlußfest (bei Kurzschluß erlischt V7). Sie liefert maximal etwa 0,3 A. Für Prüfzwecke wurden die Ergänzungen $R1$ mit V8 sowie $R2$ und $R3$ vorgesehen. Als Zubehör sollte mindestens ein Vielfachmesser und ein Logiktester-Prüfstift (Abschnitt 4.9.5.1.) vorhanden sein. Statt aufwendiger und unübersichtlicher Prüfschaltungen für IS bewährt es sich besser, die zu testende IS über Prüfschnüre und den erwähnten Stecksockel anzuschließen und mit den in Bild 4.211 vorgesehenen Hilfsmitteln die Gatter einzeln zu prüfen. Zunächst kann man dem zu prüfenden Gattereingang von Buchse $+U_e$ eine wählbare Eingangsspannung (zwischen 0,2...3,5 V) zuführen. $R1$ wird zweckmäßig mit in Volt geeichter Skale versehen, auf der die Grenzwerte 0,8 V (für L-Pegel), 1,2...1,6 V (für kritischen Übergangsbereich, Bild 2.2) und 2,0 V (für H-Pegel) deutlich markiert sind. Mit $R1$ läßt sich die Gattereingangsspannung kontinuierlich ändern und dabei mit Vielfachmesser oder Logiktester am Gatterausgang dessen Verhalten beobachten. Mit $R1$ und dem Ausgang $+U_e$ ist es auch möglich, Ansprechspannungen für Trigger usw. bequem zu ermitteln. Ausgang $+U_e$ ist nach Masse kurzschlußsicher. Bei IS insbesondere verbilligter Bastelware interessiert vor allem die Belastbarkeit des Gatterausgangs (Ausgangslastfaktor). Hierfür wird $R2$ benutzt, mit dem man einem auf L-Pegel liegenden Gatterausgang (Gattereingang offen) einen einstellbaren Strom einprägen und dabei zugleich am Gatterausgang mit Logiktester oder Vielfachmesser feststellen kann, bis zu welchem Strom der Ausgang noch den logischen L-Pegel ($\leqq 0{,}4$ V) einhält. Die Ausgangsbezeichnung R_H besagt, daß der dazugehörige Belastungswiderstand $R2$ gegen H-Pegel (+5 V) geschaltet ist. $R2$ wird zweckmäßig direkt in Milliampere kalibriert (Strommesser zwischen Ausgang R_H und Masse). Zusätzlich kann man ihn noch in Ausgangslastfaktoren N_O kalibrieren (eine N_O-Einheit entspricht dabei 1,6 mA). Mit $R2$ läßt sich so sehr einfach feststellen, bis zu welchem Strom das Gatter tatsächlich belastbar ist (meist liegen schon beim Standardgatter die möglichen Ströme über 20 mA, d. h. $N_O > 10$!). Den Eingangslastfaktor N_I eines Gattereingangs ermittelt man durch direktes Messen des Stromes mit Vielfachmesser zwischen Gattereingang und Masse. Er liegt fast immer unter dem für $N_I = 1$ gültigen Wert von 1,6 mA. Im H-Zustand (Vielfachmesser zwischen +5 V und Gattereingang) sollen maximal 0,4 mA (normal bis 50 µA) fließen, bei H-Pegel $\leqq 3{,}5$ V (über Ausgang $+U_e$ abnehmbar) liegt der Strom bei einwandfreiem Gatter unter 1 µA. Der Ausgangskurzschlußstrom des Gatters im H-Zustand (Eingang an Masse) wird ebenfalls direkt mit Vielfachmesser gemessen (Messung nicht über 2...3 s ausdehnen!). Nach diesem Ergebnis läßt sich schon etwa auf die Lage der Kennlinie in Bild 2.9a schließen. Deren oberen Teil kann man im H-Zustand mit $R3$ als Lastwiderstand punktweise aufnehmen. $R3$ mit Eingangsbuchse R_L ist vorwiegend dazu bestimmt, festzustellen, bis zu welchem R-Wert gegen Masse ein Gatter*eingang* noch L-Pegel liest (seinen Ausgang auf H hält). Dieser Betriebsfall kommt, wie viele Schaltungen dieses Buches belegen, häufig vor (Beispiel: Bild 4.5). $R3$ ist deshalb

unmittelbar in Ohm zu kalibrieren. Einwandfreie *D 10*-Gattereingänge mit $N_i = 1$ halten bis wenigstens 700 Ω ihren Ausgang im H-Bereich, danach erfolgt schleichender Übergang (Bild 2.2), ab ≈ 1,5 kΩ ist am Gatterausgang L-Pegel vorhanden.

Liegt an R_L bzw. $R3$ ein Gatterausgang, so kann man an $R3$ unmittelbar ablesen, mit welchem R-Wert er gegen Masse belastet werden darf, ohne daß die Ausgangsspannung unter H-Pegel absinkt. Diese einfachen Ergänzungen mit $R1 \ldots R3$ haben sich in der Praxis als vorteilhaft, übersichtlich und völlig ausreichend erwiesen. Statisch arbeitende FF *(D 172)* lassen sich hiermit ebenso prüfen, wobei der Takteingang unmittelbar mit $+U_e$ und $R1$ angesteuert werden kann. Die Einrichtung genügt daher auch, um einfache FF dieser Art statisch zu prüfen, wobei nichts über deren Verhalten bei höheren Frequenzen oder kurzen Impulsen ausgesagt wird! Flankengetriggerte FF (*D 174* u. ä.) sowie höher integrierte IS lassen sich auf diese einfache Weise nicht prüfen. Ihre Funktion kann nur in der vorgesehenen Schaltung oder einem entsprechend simulierten Versuchsaufbau erprobt werden. Zum dynamischen Ansteuern solcher Versuchsschaltungen eignet sich der im nächsten Abschnitt beschriebene Taktimpulsgenerator, den man zweckmäßig mit dem Gerät nach Bild 4.211 zusammenbaut und mit aus dessen Netzteil versorgt.

4.9.2. Einfacher Taktimpulsgenerator und Trigger für dynamische Prüfungen

Für dynamische Prüfungen eignet sich als Ergänzung zum zuvor beschriebenen Gatterprüfer ein Taktimpulsgenerator nach Bild 4.212. Mit Schalter S1 wird die Betriebsart gewählt. In Stellung b liegt eine Triggerschaltung nach Bild 4.4 vor, mit der man über Eingang E1 beliebig geformte Signale oder Spannungen fremder Herkunft in TTL-gerechte Ausgangssignale überführen kann, die an A1 (bei Bedarf auch negiert an $\overline{A1}$) zur Verfügung stehen. Mit $R3$ läßt sich die Triggerhysterese (Differenz zwischen Ein- und Ausschaltpunkt) im Bereich von 0,4...1,7 V regeln. Bei Betrieb als selbstschwingender Taktgenerator ermöglicht $R3$ ein Frequenzfeinregeln (etwa im Verhältnis 1:4) ohne

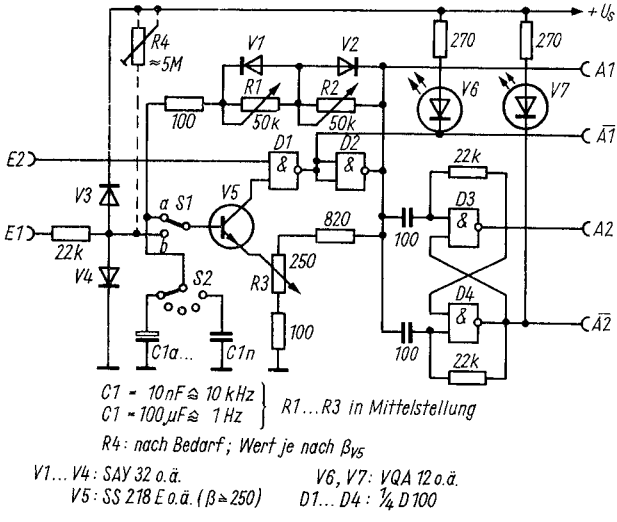


Bild 4.212
Taktimpulsgenerator und Trigger für Prüfzwecke und zur Erprobung von Versuchsschaltungen

Änderung des Tastverhältnisses. Der Triggereingang E1 kann bei Bedarf durch Einfügen von $R4$ (später durch Festwiderstand ersetzbar) für geringe Eingangsspannungen empfindlicher gemacht werden. Die Eingangsspannung an E1 beträgt ohne $R4$ mindestens +1 V. $R4$ ermöglicht, sie auf etwa +0,1 V zu reduzieren.

In Stellung a von S1 arbeitet die Schaltung als selbstschwingender Generator. Die Schwingfrequenz wird mit S2 grob gewählt (Richtwerte für $C1a...C1n$ sind angegeben), wobei C-Werte und Stufenzahl von S2 sich nach den gestellten Anforderungen richten. Man erreicht maximale Schwingfrequenzen bis etwa 500 kHz, die längste realisierbare Periodendauer kann bei etwa 1 Minute liegen. Da für Prüfzwecke nicht alle Frequenzen erforderlich sind, genügt es, mit S2 etwa 1...2 Langzeitbereiche (10 s bis etwa 10 Hz), einen Bereich um etwa 1 kHz und 1...2 Bereiche bei etwa 200 kHz vorzusehen. Mit $C1$ sind diese entsprechend festzulegen. Mit $R1$ und $R2$ können beide Impulshalbwellen getrennt geregelt werden, so daß in recht einfacher Weise sowohl die Schwingfrequenz als auch das Tastverhältnis (Tastverhältnis zwischen 50:1 und 1:50 in den gegenläufigen Endstellungen von $R1$ und $R2$; beide Regler in Mittelstellung ergeben $\approx$ 1:1) einstellbar sind. Mit $R1$ wird die Zeitdauer des L-Pegels an A1, mit $R2$ die Zeitdauer der H-Periode an A1 beeinflußt. Praktisch stellt man mit $R1$ und $R2$ zugleich die Frequenz grob ein. Fein kann man sie, ohne das Tastverhältnis zu ändern, mit $R3$ regulieren. Dies ist jedoch nur bei oszillografischen Untersuchungen notwendig. An A1 stehen TTL-gerecht steile Signalflanken beider Polarität (je nach Stellung von $R1$ und $R2$) z. B. als Taktpulse für FF-Eingänge aller Art (cp-Takt für *D 172*, *D 174*, flankengetriggerte *D 100*-RS-FF usw.) bereit. Zusätzlich vorgesehen wurde ein flankengetriggertes RS-FF mit den ohnehin vorhandenen Gattern D3, D4. An ihm steht stets die halbe Taktfrequenz mit exaktem 1:1-Tastverhältnis bei A2 und $\overline{A2}$ zur Verfügung. Die Schaltung eignet sich daher über Eingang E2 zum direkten Betrieb mit TTL-Signalen, z. B. in einer Versuchsschaltung auch als 2:1-Teiler und Impulsformer. Benutzt man gleichzeitig Ausgang A1 für den cp-Takt und A2 für die J- oder K-Eingänge eines zu prüfenden *D 172* (bzw. des D-Eingangs bei *D 174*), so ist, da der FF (A2) stets zugleich mit der HL-Flanke an A1 umschaltet, eine dynamische Prüfung gut möglich. Günstig sind die Betriebszustandsanzeigen mit den Leuchtdioden V6 und V7. V6 leuchtet, wenn A1 = H ist. Bei Triggerbetrieb (S1 in Stellung b) kann damit das ordnungsgemäße Ansprechen des Triggers auf die zugeführte Eingangsspannung beobachtet werden, so daß man sicher ist, ob an A1 tatsächlich ein Signal auftritt. Bei Generatorbetrieb ermöglicht die scheinbare Helligkeit der Leuchtdiode V6 bei hohen Frequenzen ein Abschätzen des eingestellten Tastverhältnisses, bei niedrigen Frequenzen nutzt man sie als Taktkontrolle. V7 zeigt den jeweils vorhandenen Zustand des FF an (bei A2 = H) und gestattet bei Generatorbetrieb oder hohen Triggerfrequenzen mit extremen Tastverhältnissen (wobei V6 u. U. scheinbar schon erloschen ist) die Kontrolle des Schwingzustands. Die Schaltung nach Bild 4.212 läßt sich vorteilhaft mit Bild 4.211 vereinigen und von deren Netzteil versorgen. Mit dieser Kombination, einem Logiktester (Abschnitt 4.9.5.1.) und einem Vielfachmesser ist der Amateur bereits für die wichtigsten Versuchsarbeiten an und mit IS ausreichend ausgerüstet.

4.9.3. Linear direktanzeigender Frequenzmeßzusatz zum Vielfachmesser

Die Schaltung in Bild 4.213 (nach [44]) ist als Zusatz zu vorhandenen Vielfachmessern (mit ihrem Bereich 50...100 µA und

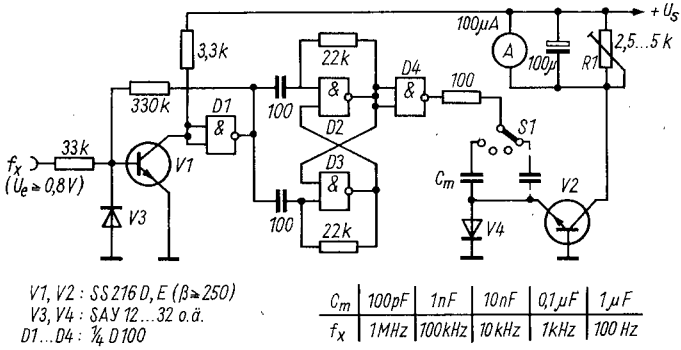


Bild 4.213
Linear direktanzeigender Frequenzmesser

etwa 0,1 V bei A einzuschalten) geeignet, kann natürlich auch mit eigenem Mikroamperemeter als selbständiges Gerät aufgebaut sein. Die Frequenz kann auf der vorhandenen linearen Instrumentskale abgelesen werden. Voraussetzung für hohe Anzeigegenauigkeit ist eine gut stabilisierte Betriebsspannung, da deren Änderung unmittelbar in die Anzeige eingeht. Verfügt man nicht über ein gut stabilisiertes 5-V-Netzteil, so empfiehlt sich zu Bild 4.213 die Kombination mit einer Schaltung nach Bild 2.25 als günstigste Lösung. Das so gespeiste Gerät läßt sich dann aus gerade vorhandenen Quellen, Batterien u. ä. versorgen. Die Schaltung Bild 4.213 besteht aus einem Impulsformer (Trigger) mit V1 und D1 sowie einem nachgeschalteten flankengesteuerten RS-FF (D2, D3), der für 1:1-Tastverhältnis sorgt, so daß die Anzeige von Kurvenform und Tastverhältnis der zu messenden Eingangsfrequenz f_x praktisch unabhängig wird. Die Eingangsspannung bei f_x muß $\geqq 0{,}8$ V sein, anderenfalls spricht das Meßinstrument nicht an. Der Betrag der Eingangsspannung ist ohne Einfluß auf die Meßgenauigkeit. Ist der Basisvorwiderstand des Transistors V1 (33 kΩ) für 2 W ausgelegt, so ist der Eingang bis ±300 V überlastungsfest, wofür auch die Diode V3 sorgt. Entkopplungsgatter D4 speist die eigentliche Frequenzmeßschaltung (Prinzip des Zähldiskriminators). Ihre Berechnung ist u. a. in [44] zu finden. Eine ähnliche, nur mit Transistoren aufgebaute Frequenzmesserschaltung ist in [1] enthalten. Mit S1 kann der Meßbereich umgeschaltet werden. Die Werte des Meßkondensators C_m und die sich damit ergebenden Bereichsendwerte sind in Bild 4.213 angegeben. S1 sollte 2polig ausgelegt sein und mit seiner zweiten Ebene auch den Bereichsendabgleichwiderstand $R1$ (mehrfach vorgesehen) umschalten. Dies ist in [1] (dort in Bild 12.38) dargestellt. Man benötigt dann für C_m keine besonders genau ausgemessenen Kapazitätswerte. Mit $R1$ wird für den betreffenden Bereich und mit einer bei f_x angelegten, genau bekannten Frequenz auf deren Anzeigesollwert kalibriert. Die Anzeigegenauigkeit des Geräts hängt bei exaktem $R1$-Abgleich und hochkonstanter Betriebsspannung praktisch nur von der Genauigkeit des Meßwerks selbst ab.

4.9.4. Linear direktanzeigender Kapazitätsmesser

Während der Amateur in seiner Werkstatt meistens über eine Einrichtung zum Ausmessen von Widerständen verfügt (mit mittlerer Genauigkeit ermöglichen das schon viele handelsübliche Vielfachmesser), fehlt es oft an einer Meßeinrichtung zur Bestimmung von Kapazitätswerten. Hier kann eine Schaltung nach Bild 4.214 abhelfen, die mit für Werkstattzwecke

ausreichender Genauigkeit Kapazitätsablesungen auf einer linearen Instrumentenskale ermöglicht. Die Schaltung ergänzt daher ebenso wie die im vorhergehenden Abschnitt beschriebene z. B. einen vorhandenen Vielfachmesser recht gut. Die Betriebsspannung beeinflußt das Meßergebnis auch merklich und sollte daher ebenfalls stabilisiert sein, wofür aber schon einfache Stabilisierschaltungen (Bild 4.211 und ähnliche) ausreichen. Die Variante stellt einen symmetrisch aufgebauten Multivibrator dar, der mit 2 gleichgroßen Kondensatoren ($C1 = C2$) nach entsprechendem Abgleich eine symmetrische Rechteckschwingung erzeugt. Schaltet man einem der Kondensatoren bei $C2$ eine zusätzliche Kapazität C_x parallel, so weicht das *Tastverhältnis* der Schwingung von 1:1 ab (die gleichzeitige Frequenzänderung ist hierbei uninteressant). Innerhalb eines gewissen Bereichs ist die Veränderung des Tastverhältnisses der Kapazitätsdifferenz proportional, so daß durch Messung des Tastverhältnisses unmittelbar lineare Anzeige der Kapazitätsdifferenz und damit, wenn $C1 = C2$, des Kapazitätswerts C_x möglich ist. Praktisch kann man mit dieser einfachen Schaltung eine Meßgenauigkeit von 2...3% erreichen. Die Gatter D1, D2 arbeiten als Multivibrator, D3 und D4 sind Anschwinghilfen. Das Prinzip dieses Multivibrators ist in [2] beschrieben. Wenn das Tastverhältnis 1:1 ist, wird Instrument A (Vielfachmesser 50...100 µA oder fest eingebautes Mikroamperemeter) abwechselnd zwischen D1 = H, D2 = L bzw. D2 = H, D1 = L umgepolt, wobei die Stromflußzeiten für beide Richtungen gleich sind. Die mittlere Spannung über A und seinen Parallelkondensatoren ist somit = 0. Liegt C_x parallel zu $C2$, so ist die Periode D1 = H, D2 = L länger als die umgekehrte Stromflußzeit. Die Differenz beider wird mit den Parallelkondensatoren bei I integriert. Es stellt sich eine mittlere Gleichspannung in der bei A angegebenen Polarität ein, die A anzeigt. Die Dioden V1, V2 verhindern, bei falscher Meßbereichswahl, ein Überlasten des Instruments. Der Meßbereich wird mit dem 3poligen Stufenschalter S1...S3 gewählt. Die Tabelle in Bild 4.215 gibt die möglichen Bereiche a...g für S1...S3 und die zugehörigen Werte für $C1$ und $C2$ an. Es ist wichtig, möglichst genau gleichgroße Werte bei $C1$ und $C2$ zu verwenden. Um mit handelsüblichen Kondensatoren auszukommen schaltet S3 für jeden Bereich einzelne Nullpunktabgleichregler $R2a...R2n$ (n = Zahl der vorgesehenen Bereiche) ein, mit denen Wertdifferenzen zwischen $C1$ und $C2$ ausgleichbar sind. Durch entsprechende Exemplarauswahl beider Kondensatoren ist anzustreben, daß $R2$

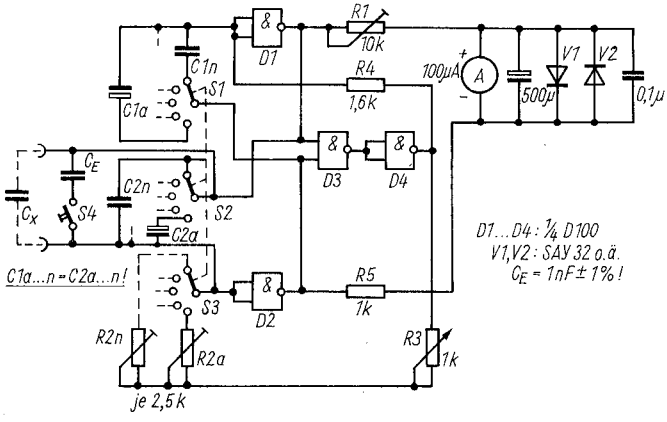


Bild 4.214
Linear direktanzeigender Kapazitätsmesser

	C1	C2	C_E	Bereich	Frequenz	Bemerkung
g	47pF	47pF	-	0...100pF	≈5MHz!!	Kapazitätsarm verdrahten
f	470pF	470pF	1nF	0...1nF	≈0,5MHz	Eichen R1; S4 ein
e	4,7nF	4,7nF	-	0...10nF	≈ 50kHz	-
d	47nF	47nF	-	0...0,1µF	≈ 5kHz	-
c	0,47µF	0,47µF	-	0...1µF	≈500Hz	-
b	5µF	5µF	-	0...10µF	≈ 50Hz	-
a	50µF	50µF	-	0...100µF	≈ 5Hz	-

Bild 4.215
Bereichsaufteilung, Schwingfrequenzen und Werte für $C1$, $C2$ zu Bild 4.214

möglichst in allen Bereichen etwa in Mittelstellung (≈ 1 kΩ) gelangt. Mit $R3$ läßt sich bei Bedarf der Nullpunkt der Anzeige (C_x-Anschluß offen) korrigieren, dieser Regler sollte daher zum gelegentlichen Nachgleich von außen zugänglich sein. Mit $R1$ wird einmalig durch Ausmessen einer genau bekannten Kapazität bei C_x auf richtige Instrumentanzeige (nahe Skalenendwert!) abgeglichen. Den hierfür ohnehin notwendigen Kondensator sollte man als C_E einbauen und ihn bedarfsweise mit S4 einschaltbar machen, um jederzeit das Kalibrieren kontrollieren zu können (siehe auch Bemerkung in Tabelle Bild 4.215). Zur Orientierung sind in der Tabelle die erzeugten Meßfrequenzen (Etwa-Werte!) mit angegeben. Der oberste Bereich 0...100 pF erfordert ein sehr kapazitätsarmes und kurzes stabiles Verdrahten. Da dies vor allem die Schalterzuleitungen betrifft, müssen alle Bauelemente einschließlich $R1$ und $R5$ (der die Instrumentzuleitungskapazität wirkungslos macht) unmittelbar am Umschalter S1...S3 montiert sein, falls der 100-pF-Bereich nicht weggelassen wird. Die IS ordnet man auf einem ihren Maßen entsprechenden Lochraster- oder Leiterplattenstreifchen an. Der Stufenschalter gibt für alle Bauelemente ausreichende Verdrahtungsstützpunkte. Kritisch sind dann naturgemäß noch die Zuleitungen zu S4 und den C_x-Anschlußbuchsen, da deren Kapazität natürlich in C_x eingeht. Die Anzeige von höheren C_x-Werten als etwa 100 µF scheitert an der zu niedrigen Frequenz, die bei A keinen ausreichend ruhigen Zeigerstand mehr ergibt. Der C_x-Wert läßt sich auf der vorhandenen linear geteilten Instrumentskale (50- oder 100teilige Skalen sind zu bevorzugen) ablesen. Für ein 50-µA-Instrument ist $R1$ mit 25 kΩ zu bemessen, $R5$ sollte dann auf etwa 3...5 kΩ vergrößert werden. Wenn $C_E = 1\,\text{nF} \pm 1\,\%$ ist, kann man mit $R3$ auf Nullpunkt (S4 offen) und mit $R1$ auf Endausschlag des Instruments (S4 geschlossen) abgleichen. Danach sind $R1$ und $R3$ nicht mehr zu verändern und mit $R2a$...$R2n$ der Nullpunkt für alle übrigen Bereiche zu korrigieren.

4.9.5. Prüfstifte und Handtester

Bei der Prüfung digitaler IS-Aufbauten kommt es meistens nur darauf an, logische Pegelwerte festzustellen sowie gelegentlich vorhandene Impulse nachzuweisen. Hierzu tastet man die entsprechenden Schaltungspunkte an (im allgemeinen direkt an den IS-Gehäusen von der Bauelementeseite der Leiterplatte aus). Nach dem bisher Gesagten sind dabei längere Zuleitungen zu den Prüfpunkten verboten, also muß man mit dem Prüfmittel dicht an den Meßpunkt herangehen. Deshalb werden entsprechende Prüfhilfen sehr vorteilhaft als kleine Handgeräte in Stift- oder flacher Rechteckform gebaut. Als Tastspitze eignet sich Bronzefederdraht ausreichender Stärke, bis kurz vor die Spitze isoliert. Die Stromversorgung für derartige Tester ist im allgemeinen direkt als Speiseschaltung des Prüflings oder sonst in einem geeigneten Speiseteil vorhanden. Dabei ist jedoch stets auf gute und kurze Masseverbindung zwischen Tester und Prüfling zu achten. Außer der Tastspitze führt man eventuell eine zusätzliche kurze Masseleitung heraus, die in Nähe des Prüfpunktes mit an Prüflingsmasse gelegt wird. Die im folgenden beschriebe-

nen Tester wurden sämtlich komplett auf Lochrasterplatten 25 mm × 35 mm (Bauhöhe maximal 10 mm) aufgebaut, für die geeignete durchsichtige Polystyrolgehäuse vorhanden waren. Sehr gut bewährt hat sich auch ein rückseitiges Verstreichen der konventionell verdrahteten Platte (Verdrahtungsseite) mit CENUSIL-Silikonkautschukkleber, der für den kompletten Tester auch ohne Gehäuse gute mechanische Stabilität ergibt und sich im Reparaturfall von der Verdrahtung leicht wieder abschälen läßt. Wichtig bei allen derartigen Testern sind die IS-Stützkondensatoren (33 nF) sowie eine Verpolschutzdiode in der Speiseleitung.

4.9.5.1. Logiktester für TTL-Pegel

Für das Überprüfen von TTL-Schaltungen hat ein Logiktester etwa die gleiche Bedeutung wie für den Elektriker der Glimmlampenspannungsprüfer, er ist schlechthin unentbehrlich auch für den Amateur. Im folgenden werden mehrere Varianten unterschiedlichen Aufwands und Gebrauchswerts gezeigt. Die einfachste Ausführung benötigt nur eine *D 100* (Bild 4.216). Die Schaltung ist vollständig (einschließlich Speiseleitungen für die IS) dargestellt. Die Gatter D3, D4 bilden den bekannten RS-FF, D2 wirkt als Inverter, so daß die Eingänge des FF stets gegentaktig angesteuert sind. Das Gatter D1 wird (weil ohnehin vorhanden) zum Entkoppeln benutzt. Falls man für die IS eine *D 110* (oder notfalls *D 100* mit einem defekten Gatter) verwendet, kann D1 entfallen, allerdings wird dann der Prüfpunkt durch den Testereingang mit $N_I = 2$ belastet. Die Bedeutung der Leuchtdioden V1 und V2 ist dabei gegenüber den Angaben in Bild 4.216 zu vertauschen. Wenn bei E H-Pegel vorhanden ist (oder Eingang E offen ist), leuchtet V1. Bei L-Pegel am Eingang leuchtet V2. Nachteilig ist dabei, daß Zwischenwerte im verbotenen Pegelbereich nicht erkannt werden, außerdem kann schlechter Kontakt der Prüfspitze (offener Eingang E) fälschlich H-Pegel am Prüfpunkt vortäuschen. Diese Schaltung genügt daher nur einfachsten Ansprüchen. Falls keine Leuchtdioden zur Verfügung stehen, benutzt man eine Ausweichlösung mit Glühlampen nach Bild 4.216b. Die Diode V3 wird nach der vorzugsweise benutzten Speisespannung (möglich sind 4,5...6 V) gewählt. Die Variante mit Glühlampen läßt sich auch für die folgenden Schaltungen benutzen, sie ist aber wegen des hohen Stromverbrauchs und der schlechten Erkennbarkeit von Helligkeitsunterschieden (wenn Impulsfolgen am Eingang E auftreten) sehr ungünstig.

Bild 4.217 zeigt eine Logiktester-Schaltung, die allen Amateuransprüchen genügt. Mit den Dioden V1...V3 und dem Transistor V4 werden die Ansprechschwellwerte für die Logikpegel bei 0,8 V und 2,0 V festgelegt, der dazwischenliegende »verbotene Bereich« sowie offene

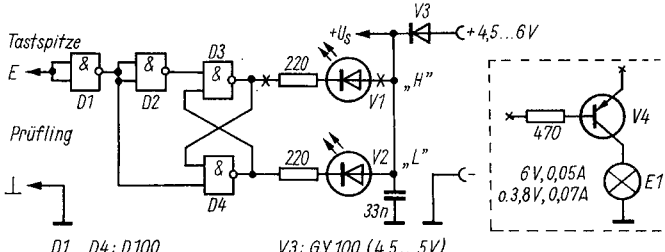


Bild 4.216
Einfacher TTL-Logiktester

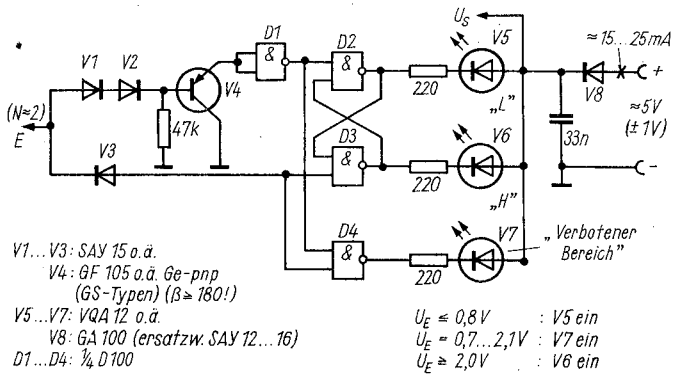


Bild 4.217
Logiktester mit Speicherung des Prüfsignals und Anzeige des verbotenen Bereichs

Gattereingänge (fehlende oder defekte Zuleitungen) werden mit der Leuchtdiode V7 angezeigt. Der RS-FF D2, D3 speichert das jeweils zuletzt registrierte Potential. Man kann daher auch nach Wegnahme der Tastspitze vom Prüfling (oder bei unsicherem Kontakt der Tastspitze E) ablesen. Hat E keinen Kontakt oder liegt ein Pegel zwischen 0,7...2,1 V an, so leuchtet zusätzlich zu V6 oder V5 noch V7 auf. Verlischt V6, so ist gesichert, daß die Prüfspitze einwandfrei kontaktiert. Liegt bei E eine Impulsfolge an, so leuchten V6 und V5 abwechselnd (bei höheren Frequenzen scheinbar zugleich) auf. Aus dem eventuellen Helligkeitsunterschied zwischen V6 und V5 kann dabei grob auf das Impulsverhältnis und die vorherrschende Impulspolarität geschlossen werden. Tastverhältnisse bis etwa 20:1 sind mit Leuchtdioden noch gut erkennbar. Die in Bild 4.217 mit angegebenen Ansprechschwellwerte sind im wesentlichen durch die Schleusenspannungen der Dioden V1...V3 festgelegt, je nach deren Typ schwanken sie daher etwas. Will man die angegebenen Werte genau erreichen, so sollte der Diodentyp *SAY 15* (ersatzweise *SAY 32* oder *SAY 16*) verwendet werden oder die Exemplare nach Versuch entsprechend ausgewählt sein. Für den Transistor V4 ist, um auch Impulsfolgen hoher Frequenz noch nachweisen zu können, möglichst ein HF-Typ einzusetzen. Mehrere Mustergeräte waren mit der in Bild 4.217 angegebenen Bestückung bis über 10 MHz einsatzfähig.

Eine interessant abgewandelte Schaltung zeigt Bild 4.218. Zwar läßt sich ein derartiger Tester immer so aufbauen, daß die Leuchtdioden gut im Blickfeld der Tastspitze liegen und daher zugleich mit dem Meßpunkt beobachtet werden können, trotzdem ist manchmal eine akustische Kontrolle (Ohrhörer) nützlich. Die Eingangsschaltung bis D1 und D4 entspricht (auch in allen angegebenen Daten) der nach Bild 4.217. Statt des FF sind aber 2 Tongeneratoren (nach Bild 4.97 kombiniert) vorhanden. Liegt der Eingangspegel im »verbotenen Bereich«, so ist Ausgang D4 = L, somit D6 gesperrt und im Ohrhörer B1 kein Ton wahrnehmbar. V5 in Bild 4.218 leuchtet dabei auf und ermöglicht die Einschaltkontrolle für den Tester. Bei H-Pegel am Eingang E wird V4 gesperrt, Ausgang D1 somit L, D4 sperrt und gibt D6 frei. D2 bleibt vom Ausgang D1 gesperrt. Der untere Generator (D5, D3) arbeitet mit einer Frequenz von ≈ 1 kHz, die als *hoher* Ton hörbar wird. Liegt L am Eingang E, so ist Ausgang D1 = H und (über die Diode V3) Eingang D5 mit L-Pegel gesperrt. Jetzt arbeitet der obere Generator (D2, D3) mit einem tiefen Ton ≈ 200 Hz. Im übrigen gilt alles zu Bild 4.217 Gesagte auch hier, je-

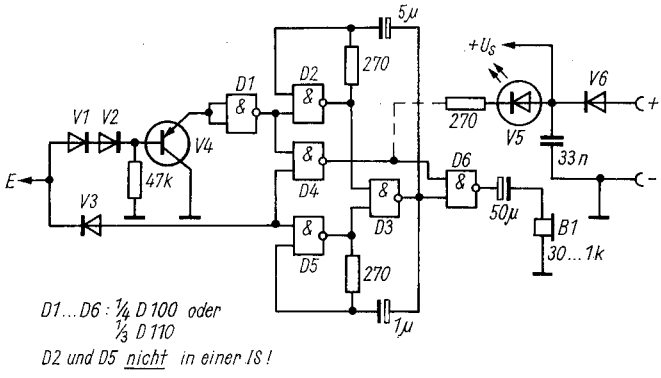


Bild 4.218
Logiktester ähnlich Bild 4.217, jedoch mit akustischer Anzeige des Pegels

doch wird der letzte Anzeigewert nicht gespeichert, und das Erkennen von Impulsfolgen ist mit diesem Tester nur in begrenztem Maße mit etwas Übung möglich. Die Gatter D2 und D5 sollen nicht in der gleichen IS enthalten sein.

Sehr kurze (schmale) Impulse mit größeren Pausen an einem Prüfpunkt (Zählertaktsignale u. ä.) erkennt der Tester nach Bild 4.217 nicht. Der Tester zeigt dann das normal vorhandene Ruhepotential des Prüfpunkts (bzw. das zeitlich überwiegende Potential) an. Zum Nachweis derartiger Impulse (auch einzeln auftretender) läßt sich die Schaltung Bild 4.217 mit der Ergänzung nach Bild 4.219 erweitern. Sie wird mit ihrem Eingang D1 parallel zum Eingang E in Bild 4.217 gelegt. 2 Impulsformergatter D1, D2 sorgen dafür, daß stets eine geeignete Auslöseflanke für den nachfolgenden Monoflop (D3, D4, V4) zur Verfügung steht. Der Monoflop wirkt als Impulsverlängerer und zeigt mit der Leuchtdiode V5 auch jeden einzelnen sehr kurzen Impuls durch kurzes Aufleuchten an. Die Leuchtdauer von V5 legt man mit $R1$ und $C1$ nach Bedarf fest. Die in Bild 4.219 angegebenen Werte ergeben einen mit etwa 0,3 s Leuchtzeit recht günstigen Wert. Ständige Impulsfolgen bei E werden von V5 durch rhythmisches Blinken, das aber *nicht* mit der Eingangsimpulsfrequenz identisch ist, oder Dauerlicht angezeigt. Da auch extrem kurze Impulse (ns-Bereich) den Monoflop auslösen sollen, wird der Einfluß der Transistorgrenzfrequenz des Transistors V4 mit $R2$ und $C2$ umgangen. Über $C2$ löst der Monoflop sofort aus, wonach V4 nur noch den instabilen Zustand über die Haltezeit fixiert.

Abschließend zeigt Bild 4.220a als An-

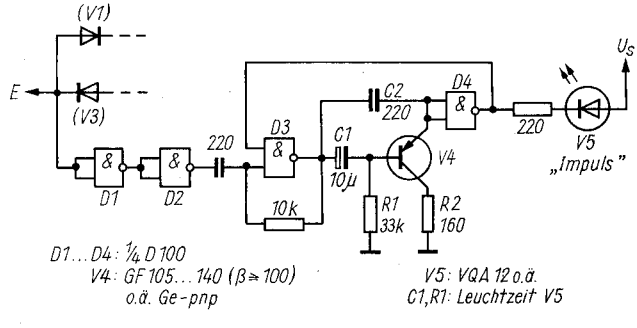


Bild 4.219
Erweiterung für den Logiktester nach Bild 4.217 zum Nachweis einzelner Impulse oder Impulsfolgen

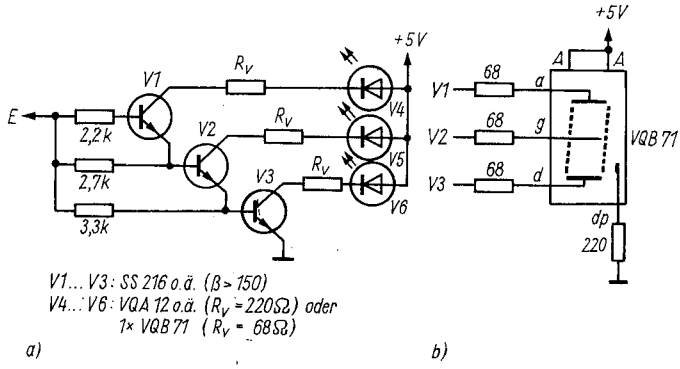
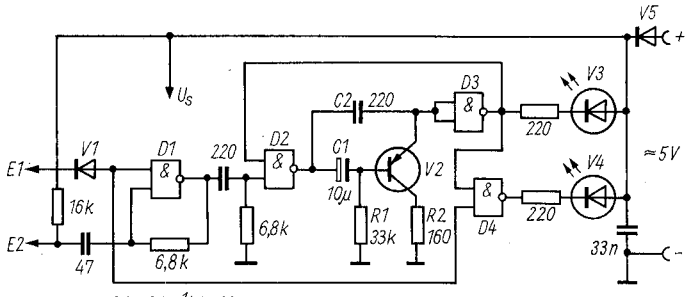


Bild 4.220 a – einfache Schaltung für überschlägige Anzeige der Pegelgrenzwerte 0,7 V; 1,4 V; 2,1 V; b – eine Möglichkeit, 3 Leuchtdioden durch eine 7-Segment-Anzeige *VQB 71* zu ersetzen

regung noch eine sehr einfache Testerschaltung, die ohne IS auskommt und die Schwellenspannungen der Transistoren V1...V3 (die sich hierbei addieren) als Ansprechgrenzwerte ausnutzt. Übersteigt die bei E anliegende Spannung 0,7 V, so öffnet zunächst V3, die Diode V6 leuchtet auf. Steigt die Spannung bei E über etwa 1,4 V, so leuchtet zusätzlich die Diode V5 auf, und ab etwa 2,1 V bei E sind schließlich alle 3 Transistoren geöffnet und alle Dioden leuchten. Besonders genau ist dieser Tester nicht. Bild 4.220b zeigt eine originelle Anzeigemöglichkeit, die für diesen Zweck diskutabel sein kann, wenn eine 7-Segment-Anzeige *VQB 71* gerade vorhanden ist oder z. B. ein Exemplar mit teilweise ausgefallenen, für Zahlendarstellung nicht mehr geeigneten Segmenten verwendet wird. Beim Schwellwert 0,7 V leuchtet der unterste Querstrich auf, bei 1,4 V zusätzlich der mittlere, ab 2,1 V alle 3. Die Leuchtstriche markieren damit sinnfällig das vorhandene »Pegelniveau«. Der Dezimalpunkt der *VQB 71* läßt sich als Einschaltkontrolle fest anschließen. Entsprechend den Schwellwerten gilt für diese Anzeige: Für H-Pegel müssen alle 3 Striche aufleuchten, für L-Pegel keiner oder höchstens der unterste. Leuchten 2 Striche, so liegt der Pegel im verbotenen Bereich. Die Anzeige nach Bild 4.220b eignet sich recht vorteilhaft für die Variante in Bild 4.217. Bei Kombination von Bild 4.217 und Bild 4.219 kann der Dezimalpunkt der *VQB 71* für Leuchtdiode V2 in Bild 4.219 verwendet werden.

4.9.5.2. Spike-Tester für dynamische Prüfungen

Zum Nachweis von kurzen Impulsspitzen, auch solchen, die als Störimpulse (etwa durch Leitungsübersprechen) über den H-Pegel hinaus oder unter das L-Pegelniveau nach negativen Spannungswerten hin auftreten (Überschwingen u. ä.), eignet sich die Testerschaltung nach Bild 4.221. Sie besteht ähnlich wie Bild 4.219 aus einem impulsverlängernden Monoflop D2, D3, V2 mit Leuchtdiode V3 (die vorhandene Impulse durch Aufleuchten anzeigt). Der Eingang des Monoflop ist jedoch mit einer doppelten Differenzierstufe (D1) versehen. Die Leuchtzeit für die Diode V3 kann mit *C*1 oder *R*1 bei Bedarf geändert werden. Damit der Tester schon bei kürzesten Impulsdauern anspricht, sind (wie bei Bild 4.219) *R*2, *C*2 vorgesehen. Diese und die Werte der an Gatter D1 vorhandenen Bauelemente



D1...D4: ¼ D100
V1: SAY 12...16 o.ä.
V2: GF 105...140 o.ä. Ge-pnp-HF (β≥120)
V3, V4: VQA12 o.ä.
V5: GY 100 (4,5...5V); SAY-Typ (5...6V)

Bild 4.221
Spike-Tester

sollte man einhalten. Zusätzlich wurde Gatter D4 mit der Diode V4 benutzt, um gleichzeitig den vorhandenen statischen Pegel am Prüfpunkt erkennen zu können. Die Diode V4 leuchtet normal ständig (zugleich Einschaltkontrolle), bei L am Eingang E1 erlischt sie. Die vorhandenen 2 Eingänge reagieren wie folgt:

E1 löst mit LH-Übergang den Monoflop aus (Aufblinken der Diode V3). Er reagiert also auf positiv gerichtete »Spikes« (als Spike wird eine kurze Störimpulsspitze bezeichnet), jedoch nicht auf positive Spikes über H-Pegel und nicht auf HL-Übergänge. Gleichzeitig verlischt die Diode V4, wenn die Spannung an E1 unter +0,7 V liegt.

V4 verlischt außerdem stets, sobald V3 aufleuchtet. E2 reagiert dynamisch auf HL-Übergänge, wenn diese TTL-gerecht steile Flanken haben (bei zu flacher Flanke wird der Monoflop nicht ausgelöst). Hiermit läßt sich also die korrekte Beschaffenheit z. B. von Zählertaktimpulsen überschlägig prüfen. Außerdem spricht E2 auf positive Spikes oder Überschwingen auch auf H-Pegel führenden Leitungen (d. h. auch bei Spikes, die im Pegelbereich zwischen 2,4...5,0 V auftreten!) sowie auf positive und negative Spikes über L-Pegel an. Durch abwechselndes Verwenden von E1 und E2 kann man unterscheiden: Wenn nur E2, aber nicht E1 mit Blinken der Diode V3 reagiert, liegen positive Spikes über (statischem) H-Pegel oder negatives Überschwingen unter L-Pegel vor. Reagieren beide Eingänge gleichermaßen, liegen Spikes oder Signalimpulse im normalen Pegelbereich zwischen H und L vor. Ständiges Blinken von V3 im Wechsel mit V4 weist eine ständige Impulsfolge (Taktimpulse u. ä.) nach, wobei aber die Blinkfrequenz der Leuchtdioden in keinem Zusammenhang mit der vorhandenen Impulsfrequenz am Eingang steht. Die Schaltung spricht bereits sicher auf kurze Impulse im Nanosekundenbereich an, wie sie z. B. durch nichtsynchrones Schalten von Zählstufen oder durch kapazitives Leitungsübersprechen, Überschwingvorgänge auf zu langen Leitungen usw. auftreten. Sie ist daher u. a. gut zur Störungssuche bei auftretenden Fehlschaltungen in Frequenzteiler-, Zähler- oder Decodierschaltungen geeignet.

4.9.5.3. HF-Testsignalgeber und Eichmarkengenerator

Besonders für Funkamateure sind die nachfolgenden HF-Signalgeber zu empfehlen. Als kleine Handgeräte aufgebaut, gestatten sie das Zuführen des Prüfsignals ohne Zwischenverbindungen direkt am Prüfling. Bild 4.222 zeigt einen einfachen

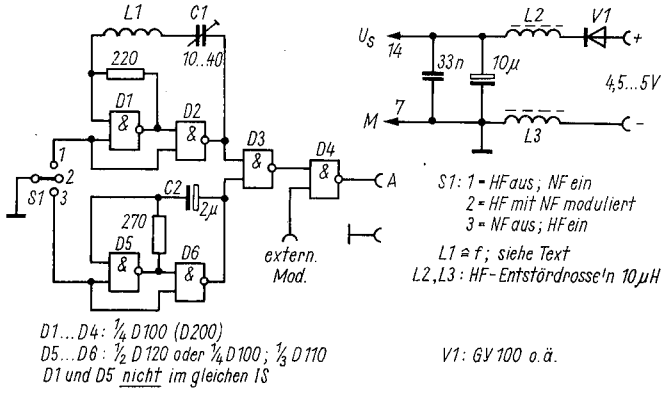


Bild 4.222
HF-Prüfsignalgeber mit *LC*-Schwingkreis

HF-Generator, der NF-Modulation ermöglicht. Die Schaltung des HF-Generators bedarf keiner näheren Erklärung, sie hat funktionell Ähnlichkeit mit der bekannten Quarzoszillatorschaltung. $L1$ und $C1$ bestimmen die Frequenz der HF-Schwingung und werden je nach vorgesehenem Anwendungsbereich durch Versuch optimiert. Infolge der Impulsformung mit den Gattern D3 und D4 liefert die Schaltung am Ausgang A (eventuell Tastspitze) ein Rechtecksignal mit starkem Oberwellengehalt. Das Versuchsmuster wurde mit $L1 = 50$ Wdg. CuL 0,12 mm auf einem 8-mm-Stiefelspulenkörper erprobt (Grundfrequenz im Kurzwellenbereich), hierbei waren Oberwellen bis in den Fernsehbereich (VHF) nachweisbar. Verwendet man eine *D200*, sind die Oberwellen noch im UHF-Bereich kräftig vorhanden. Als »Masseverbindung« genügt die Handkapazität. Die Speiseleitung muß gegen HF verdrosselt sein. Am zweiten Eingang des Gatters D4 besteht die Möglichkeit für beliebige externe Modulation. Mit S1 in Stellung 1 eignet sich der Tester auch als NF-Generator (Frequenz mit $C2$ bei etwa 500 Hz), in Stellung 2 ist die HF-Schwingung mit dieser NF moduliert und in Stellung 3 unmoduliert vorhanden.

Für die Verwendung als Eichmarkengeber muß die Grundfrequenz genau bekannt sein. Man setzt dann den Quarz-

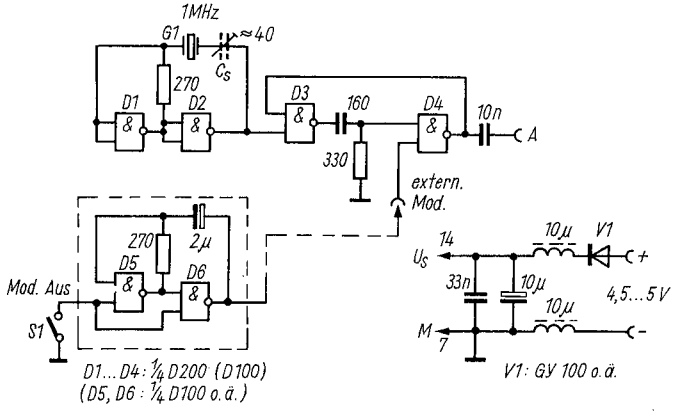


Bild 4.223
HF-Eichmarkengeber mit Quarzoszillator

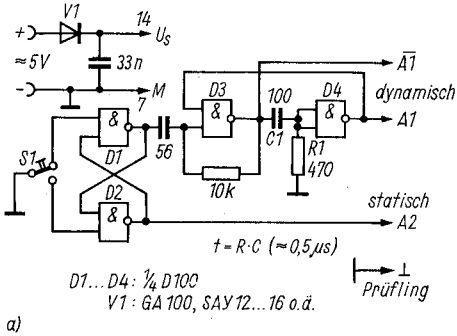
oszillator nach Bild 4.223 ein. Um den Oberwellengehalt zu steigern, erwies sich ein Monoflop (D3, D4) als nützlich. Mit einer *D 100* sind kräftige Oberwellen bis mindestens etwa 30 MHz zu verzeichnen. Der Ausgangskondensator 10 nF schützt den Gatterausgang gegen Überlastung. Am zweiten Eingang des Gatters D4 kann bedarfsweise wiederum NF-Modulation erfolgen. Im punktierten Rahmen ist eine entsprechende Ergänzungsschaltung angedeutet, die je nach Anwendung auch entbehrlich ist. Mit C_s läßt sich die Quarzfrequenz genau abgleichen. Im übrigen gilt alles zu Bild 4.222 Gesagte sinngemäß auch hier.

4.9.5.4. Einzeltaktgeber für Handeingabe

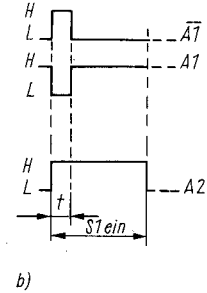
Zur Prüfung der Takt- oder Setzeingänge von FF, Zähl- oder Teilerstufen (auch *D 172, D 174, D 192, D 193* u. ä.) ist es von Vorteil, *einzelne* Taktimpulse von Hand direkt am cp-Eingang des Prüflings, am Reseteingang usw. einspeisen zu können. Man benötigt dafür eine Möglichkeit zum prellfreien Schalten eines einzelnen von Hand auslösbaren kurzen Impulses. Die Schaltung nach Bild 4.224a ermöglicht es, solche Prüfungen leicht durchzuführen. Sie ist ebenfalls als kleines Handgerät mit Prüfspitze aufgebaut. Für Handtaste S1 eignet sich bei derartigen Bauformen ein Mikrostößeltaster besonders gut. Der FF (D1, D2) ergibt den notwendigen prellfreien Schaltvorgang für den statischen Ausgang A2 (bedarfsweise kann man am Ausgang des Gatters D1 auch das negierte Signal $\overline{A2}$ abnehmen), außerdem wird zugleich ein Monoflop ausgelöst, der bei A1 und $\overline{A1}$ die in Bild 4.224b als Impulsdiagramm dargestellten Signale abgibt. Es stehen also einzeln auslösbare Impulse mit etwa 0,5 µs Breite zur Verfügung. Mit kleinerem $C1$ und $R1$ (Mindestwerte 47 pF und 160 Ω) erreicht man auch noch kürzere Impulse. Wichtig ist bei diesem Tester eine möglichst kurze Masseverbindung zum Prüfling. Hierfür und für die vorhandenen 3 oder 4 Ausgänge sollten eventuell umsteckbare Tastspitzen und (für Masse) kurze Verbindungslitzen vorgesehen werden. Als Miniatursteckverbinder eignen sich z. B. die aus [45] bekannten Wendelbuchsen oder ähnliche Federsteckverbinder, wie sie z. B. aus dem Amateurelektronik-Bausteinprogramm bekannt sind. Bei der praktischen Prüfung an FF- und Zählschaltungen hat sich dieses einfache Hilfsmittel als sehr vorteilhaft erwiesen.

4.9.5.5. Äquivalenztester

Bei umfangreicheren TTL-Schaltungen kommt es oft darauf an, zu ermitteln, ob 2 Signalleitungen oder Prüfpunkte (die

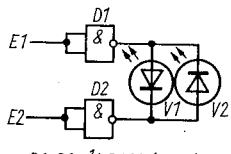


a)



b)

Bild 4.224
a – Einzeltaktimpulsgeber, b – Impulsdiagramm



D1, D2: ¼ D200 (D100) o.ä.
V1, V2: VQA 12 o.ä.

a)

E1	E2	V1	V2
L	L	–	–
H	L	–	•
L	H	•	–
H	H	–	–

• = leuchtet
– = erloschen

b)

Bild 4.225
a – Äquivalenztester, b – Funktion der Anzeigelampen

funktionell miteinander verknüpft sind) in allen Betriebsfällen gleiche Pegel aufweisen oder nicht. Bei FF-Ausgängen Q und $\overline{Q}$ sollen z. B. nie gleiche Pegel auftreten. Man müßte mit einfachen Logiktestern dann diese Punkte entweder nacheinander antasten (wobei sich der Schaltzustand zwischenzeitlich geändert haben kann) oder 2 Logiktester verwenden. In solchen Fällen kann eine einfache Prüfanordnung nach Bild 4.225a nützlich sein. Beide Leuchtdioden werden antiparallel direkt zwischen die Gatterausgänge geschaltet. Vorwiderstände können dabei entfallen, weil die Einhaltung der Logikpegelwerte an den Gatterausgängen nicht erforderlich ist. Die Funktionstabelle in Bild 4.225b zeigt die Signalzuordnung. Bei Pegelgleichheit an beiden Eingängen E1, E2 sind stets beide Leuchtdioden erlöschen.

4.9.6. Digital anzeigendes Thermometer

Das nachfolgend beschriebene digitale Meßgerät zeigt Temperaturen im Bereich 0...99,9 °C mit 3stelliger Ziffernanzeige an und läßt sich unabhängig von Zusatzgeräten benutzen. Die Meßgenauigkeit ist besser als ±0,1 K, sie wird daher nur durch die gewählte 3stellige Ziffernanzeige auf ±0,1 °C begrenzt. Als Temperaturfühler verwendet man einen mit konstantem Kollektorstrom betriebenen Transistor, was dem in Abschnitt 4.6.5.10 beschriebenen Prinzip entspricht. Die temperaturproportionale U_{BE}-Änderung des Fühlertransistors wird mit einem AD-Wandler in eine temperaturproportionale Frequenzänderung umgesetzt, wobei sich ein Wandlerfaktor von 100 Hz/K ergibt. Die Frequenz registriert man mit einem digitalen Zählfrequenzmesser so, daß die Ziffernanzeige direkt die Fühlertemperatur in °C anzeigt. Der Meßwert wird einmal je Sekunde erneuert. Alle im folgenden gezeigten Baugruppen sind gemeinsam in einem Gehäuse untergebracht, an das man den Temperaturfühler über Verbindungskabel anschließt. Das Gesamtgerät ist mit 24 IS bestückt, für die auf die preiswerte Bastlerware zurückgegriffen werden kann.

Prinzip, Aufbau, Typenwahl und Kalibrierung des Fühlertransistors wurden in Abschnitt 4.6.5.10. bereits beschrieben. Für beide Varianten gilt, daß bei eventuellem Defekt und Austausch des Fühlertransistors ein Nachkalibrieren des Geräts erforderlich ist.

Bild 4.226 zeigt den Stromlaufplan des Eingangsteils mit AD-Wandler und Taktfrequenzgenerator. V1 ist der Temperaturfühler, für den eine von Bild 4.165 abweichende Anschlußweise verwendet wird. Durch sie erhält der Fühlertransistor eine höhere Kollektorspannung (etwa 2 V). Das verbessert etwas die Linearität des Fühlers. Im Amateurbereich reicht es auch, wenn V1 mit der einfachen Schaltung nach Bild 4.165 betrieben wird (Kabel 2polig; die nach Bild 4.226 erforderlichen Induktivitäten $L1$, $L2$, die direkt am Transistor V1 untergebracht werden müssen, können bei der Schaltung nach Bild 4.165 entfallen). Wird der Fühler gemäß Bild 4.226 geschaltet, so sind zum Schutz gegen HF-Selbsterregung von V1 kleine Ferritperlen (Ringkerne) $L1$, $L2$ direkt auf die Anschlüsse von V1 aufzuziehen. An Stelle von Ferritperlen kann man auch die handelsüblichen 10-µH-Ferritkern-Entstördrosseln verwenden, wenn für sie im Fühlergriffel ausreichend Platz

vorhanden ist. Störungen durch einstreuende Netzfrequenzen werden durch den zwischen Ausgang und invertierendem Eingang des OPV V2 geschalteten 33-nF-Kondensator sowie durch das angewendete AD-Wandlerverfahren selbst vollständig unterbunden.

V2 vergleicht die am Emitter des Fühlertransistors V1 stehende Spannung mit einer an $R4$ abgegriffenen Referenzspannung. Dadurch wird die Basisspannung für V1 so nachgeführt, daß V1 unabhängig von seiner Temperatur stets konstanten Emitterstrom führt. Für V1 stellen sich $U_{CE} \approx 2\,V$ und $I_E \approx 0{,}45\,mA$ als konstante Größen ein. Damit liegt die Ausgangsspannung von V1 stets um U_{BE} über der an $R4$ abgegriffenen Referenzspannung. $R4$ wird so eingestellt, daß die Ausgangsspannung von V2 bei 0 °C Null ist. Mit steigender Fühlertemperatur ergibt sich dann am Ausgang von V2 eine Spannung mit negativem Vorzeichen und einem Betrag von etwa $-1{,}2\,mV/K$ für *SF240* (bis etwa $-2{,}2\,mV/K$ für andere Miniplasttypen). Mit dieser Spannung wird über $R1$ dem AD-Wandlereingang ein temperaturproportionaler Strom zugeführt, der bei 100 °C 1 mA betragen soll. Der Wandlerteil besteht aus den Schaltkreisen V3, V4 und V6, dem Gatter D4 und dem Transistor V5 mit den Dioden V9...V11. Der Wert für $R1$ richtet sich nach dem für den Fühler benutzten Transistortyp bei V1 (120 Ω für *SF240*; bei anderen Typen kann sein Wert zwischen 100 und 220 Ω liegen). Der Wert für $R1$ braucht nur grob festgelegt werden, da er im Wandler mit $R5$ genau kalibriert wird.

Der hochgenaue Wandler arbeitet integrierend nach dem Einschwellenverfahren mit synchroner Takterzeugung. Er ist in [66] beschrieben. Einer der Vorteile dieses Wandlertyps besteht darin, daß seine Genauigkeit nur von der Konstanz der Rücksetzladung und damit des Konstantstromgenerators (V4, V5) abhängt, so daß Schaltung und Bauelementeauswahl entscheidend vereinfacht werden. Dabei ist insbesondere der Integrationskondensator $C1$ bezüglich Wertgenauigkeit und Temperaturverhalten unkritisch; es genügt ein handelsüblicher Keramikkon-

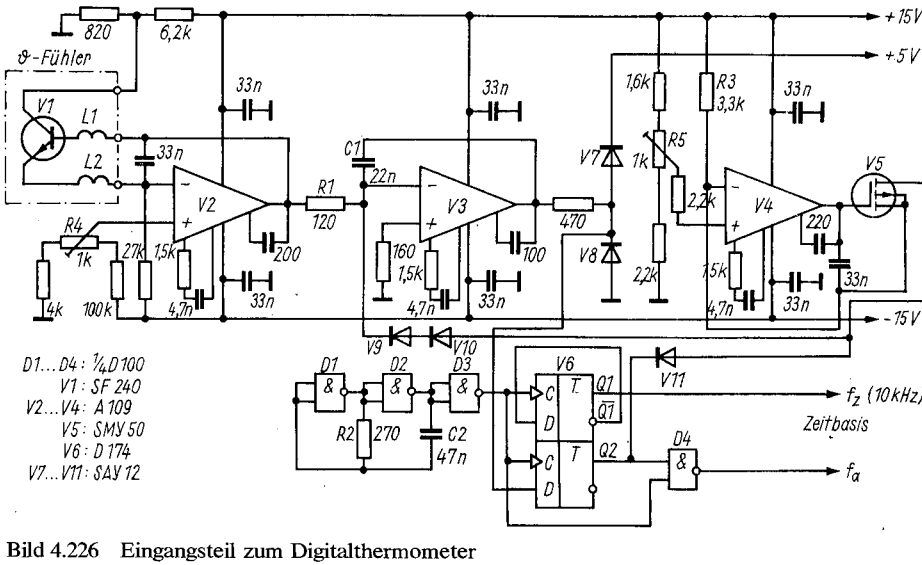


Bild 4.226 Eingangsteil zum Digitalthermometer

densator. Der wesentlichste Vorteil dieses AD-Wandlers ist aber, daß bei gleicher Taktfrequenz für Wandler und nachfolgenden Frequenzzähler als Meßzeitbasis die AD-Umwandlung unabhängig von der Taktfrequenz wird! Daher kann auf eine Quarzzeitbasis verzichtet werden; eine sehr einfache Taktgeneratorschaltung mit D1...D3, die auf 20 kHz schwingt, erfüllt diesen Zweck. Diese Frequenz sollte bei der ersten Inbetriebnahme kontrolliert und mit $C2$ auf 20 kHz ±10 % genau festgelegt werden. Der Taktgenerator stellt nach 2:1-Teilung für den Zähler die Zeitbasisfrequenz $f_z \approx 10$ kHz bereit. Gleichzeitig wird im 20-kHz-Takt der Komparator V6 angesteuert, dessen Ausgang Q die Konstantstromquelle V4, V5 schaltet. Ist Q2 = L, so wird der vom Drain von V5 gelieferte Konstantstrom (≈ 2 mA) über die Diode V11 nach Masse kurzgeschlossen; die Dioden V9, V10 sind gesperrt. Mit Q2 = H sperrt V11, und der Konstantstrom liefert über V9, V10 die Rücksetzladung für den Integrationskondensator $C1$. Die Wandlergenauigkeit und damit die gesamte Meßgenauigkeit des Geräts hängt im wesentlichen nur von der Konstanz dieser Rücksetzladung ab ([66]). Deshalb wurde für den Konstantstromgenerator ebenfalls ein höherer Aufwand getrieben. Für Amateurzwecke genügt jedoch für den Konstantstromgenerator (bis Anschlußpunkt V10, V11) auch die materialsparende Variante nach Bild 4.164, wobei dann $R5$ mit 1 kΩ und sein Serienwiderstand mit 2,7 kΩ bemessen wird; $R5$ entspricht funktionell $R5$ nach Bild 4.226. Die Meßgenauigkeit wird damit nur bei stark schwankenden Umgebungstemperaturen etwas verringert.

Die Konstanz des Konstantstromgenerators nach Bild 4.226 mit V4, V5 hängt hauptsächlich von der am nichtinvertierenden Eingang stehenden Referenzspannung ab. Für den Widerstandszweig mit $R5$ sowie $R3$, $R1$ sind deshalb Metallschichtwiderstände, für $R5$ ein Präzisions-

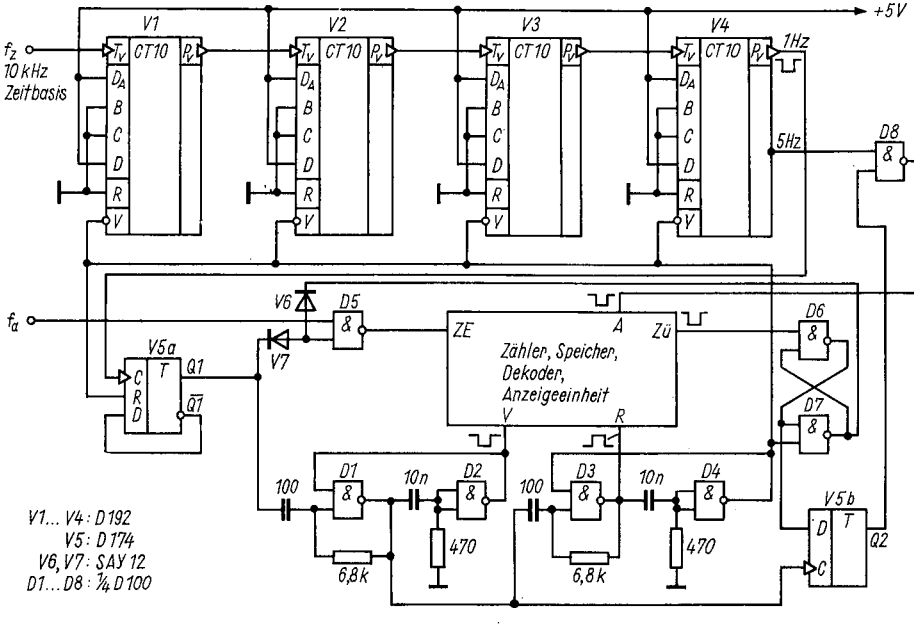


Bild 4.227 Frequenzteiler und Steuerlogik des Digitalthermometers

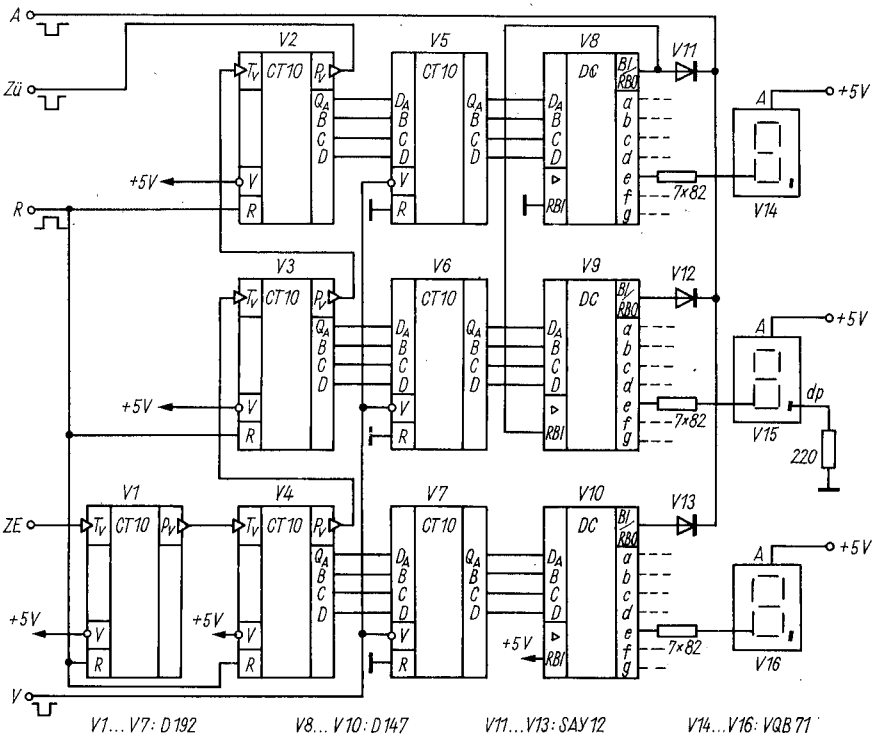


Bild 4.228 Zähler- und Speicherteil des Digitalthermometers mit Decoder- und Anzeigestufen

potentiometer (Wendelpotentiometer) sinnvoll. Mit $R5$ kann der Konstantstrom zwischen 1,5 und 2,5 mA eingestellt werden, die Kalibrierung mit $R5$ (bei einer Temperatur nahe 100 °C, wie in Abschnitt 4.6.5.10. beschrieben) eliminiert zugleich Werttoleranzen bei $R1$ und $R3$.

Die Eingangsschaltung nach Bild 4.226 liefert für die nachfolgende Steuerlogik (Bild 4.227) die Zeitbasisfrequenz f_z und die temperaturproportionale Meßfrequenz f_a (100 Hz/K). In Bild 4.227 ist der Stromlaufplan der Steuerlogik des Zählfrequenzmessers dargestellt. Der eigentliche Zähler mit Speicher- und Anzeigeeinheiten (Bild 4.228) wurde in Bild 4.227, vereinfacht in Übersichtsdarstellung, mit den entsprechenden Anschlüssen gezeichnet.

In der Steuerlogik (Bild 4.227) wird zunächst die Zeitbasisfrequenz 10 kHz (f_z) mit dekadischen Teilern V1...V4 auf 1 Hz herabgeteilt. Die Wirkungsweise der Steuerlogik verdeutlicht das Impulsdiagramm in Bild 4.229. Das Flip-Flop V5a bildet zusammen mit dem Gatter D5 eine Torschaltung. Eine LH-Flanke am Taktübertragsausgang P_V von V4 setzt Q1 auf H-Pegel (der Ausgang des Gatters D7 führt zunächst ebenfalls H-Pegel), womit Gatter D5 öffnet und die zu zählenden Impulse von f_a über D5 in den Zählereingang ZE (Bild 4.228) einlaufen. Nach 1 s Meßzeit schließt (Bild 4.229) die nächste von V4 kommende LH-Flanke das Tor D5 wieder durch Umsetzen des Flip-Flop V5a nach Q1 = L. Gleichzeitig löst die HL-Flanke von Q1 den mit D1, D2 gebildeten Mono-

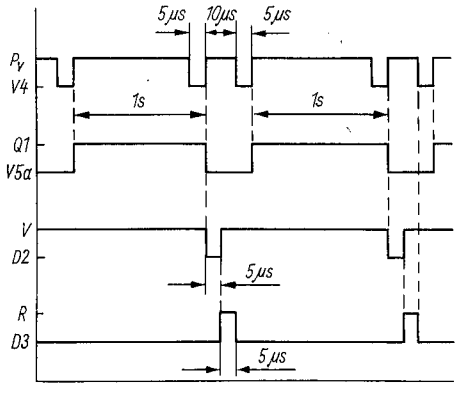


Bild 4.229
Impulsdiagramm zum Stromlaufplan nach Bild 4.227

flop aus. Für die Dauer von etwa 5 µs erhält der Ausgang des Gatters D2 L-Pegel, wodurch über Leitung V das Speichersignal für den Zählerteil gegeben wird. Dieser übernimmt den erreichten Zählerstand in einen Zwischenspeicher, dessen Inhalt ständig zur Anzeige kommt. Nach Ablauf der Haltezeit des Monoflop tritt am Ausgang des Gatters D1 ein HL-Sprung auf, der den zweiten Monoflop (D3, D4) auslöst. Dadurch führt der Ausgang von D3 wiederum für etwa 5 µs Dauer H-Pegel, und über Leitung R werden die Zählerstufen auf 0 gesetzt. Gleichzeitig erhalten über Ausgang D4 alle Teilerstufen V1...V4 und D7 sowie V5a L-Pegel, womit Q1 = L wird. Nach Ablauf der Verzögerungszeit des zweiten Monoflop (D3, D4) ist somit der Ausgangszustand wiederhergestellt, so daß bereits 10 µs nach Zählende der nächste Zählvorgang wie folgt beginnen kann:

Vom Ausgang des Gatters D4 sind die Teiler V1...V4 über ihre Ladeeingänge V auf den Zählerstand 9 rückgesetzt worden; zu diesem Zweck ist an den Dateneingängen D_A...D_D von V1...V4 die BCD-kodierte Zahl »9« fest verschaltet. Nach Ablauf der Haltezeit des Monoflop (D4 führt H-Pegel) schaltet daher schon der nächste bei f_z folgende Taktimpuls, der maximal 100 µs nach dem Rückstellen eintrifft, alle Teilerstufen von 9 nach 0, womit der Zähltakt sofort bei P_V von V4 auftritt und ohne eine (sonst durch die Teilerkette bedingte) Startverzögerung den nächsten Meßvorgang durch Öffnen des Tores D5 (Q1 = H) einleitet. Dadurch folgen die immer 1 s dauernden Meßintervalle praktisch unmittelbar aufeinander, und jeweils nach 1 s kann bereits ein neues Meßergebnis gespeichert und angezeigt werden.

Der eigentliche Zähler (Bild 4.228) ist 4stellig ausgelegt; mit dem Wandlerfaktor 100 Hz/K wird sein maximaler Zählumfang daher mit 9999 Impulsen entsprechend 99,99 °C erreicht. Liegt die zu messende Temperatur über 100 °C, so ist der Zählumfang überschritten. Dabei wird ein Übertragsimpuls bei $Z_{ü}$ (Bild 4.227 und Bild 4.228) abgegeben, der den Ausgang von Gatter D7 des RS-Flip-Flop D6, D7 (Bild 4.227) auf L-Pegel umsetzt und dabei D5 schließt. Gleichzeitig erhält der D-Eingang von V5b H-Pegel, und beim darauffolgenden Speicher- und Rücksetzvorgang setzt der erste Monoflop (D1, D2) mit der am Ausgang des Gatters D1 auftretenden LH-Flanke V5b nach Q2 = H um. Im gleichen Moment gelangt die HL-Flanke des Speicherschreibimpulses an die Zählerzuleitung V. Q2 gibt Gatter D8 frei, dessen zweiter Eingang vom Ausgang Q_A der letzten Teilerstufe mit einem dort verfügbaren 5-Hz-Takt angesteuert wird. Daher geht, falls ein Zählerüberlauf vorlag, der Ausgang des Gatters D8 im 5-Hz-Rhythmus periodisch auf L-Pegel. Dieses Signal gelangt über die Austastleitung A zu den Zählerdecodern (Bild 4.228, V8...V10) und bewirkt, daß die Ziffernanzeigen im gleichen Rhythmus blinken, also das Überschreiten der Meßgrenze signalisieren (mit L-Pegel an A erlischt die Anzeige, siehe Beschreibung des *D 147* in Abschnitt 4.7.2.3.).

Liegt die gemessene Temperatur unter 99,99 °C, so tritt am Zählübertragsaus-

gang $Z_{ü}$ kein Impuls auf, und der vom zweiten Monoflop (D3, D4) zusammen mit den Teilern rückgestellte RS-Flip-Flop (D6, D7) behält am Ausgang des Gatters D6 L-Pegel, so daß nachfolgend mit dem nächsten Einschreibtakt an V auch V5b nach Q2 = L gesetzt wird, womit das Gatter D8 sperrt, Leitung A H-Pegel führt und die Anzeige wieder konstant aufleuchtet.

V1...V4 (Bild 4.228) bilden den 4stelligen dekadischen Zähler. Aus Gründen einheitlicher Typenbestückung wurden auch für die Speicher V5...V7 die gleichen Zähler *D 192* benutzt. Für alle IS gilt, daß nichtgezeichnete Anschlüsse offen bleiben. Für die Anzeige werden 7-Segment-Lichtemitteranzeigen *VQB 71* mit dem dazu geeigneten Decoder *D 147* (oder *D 146*) verwendet. Im Gegensatz zum Zähler sind Speicher und Anzeigeeinheit nur 3stellig ausgelegt (bei V1 in Bild 4.228 entfallen Speicher, Decoder und Lichtemitteranzeige), da die vierte Zählstelle ohnehin mit einem Fehler von etwa ±3 digit behaftet und damit kaum aussagekräftig wäre. Die 3stellig angezeigte Temperatur ist bis auf einen durch das Digitalisieren bedingten prinzipiell möglichen Fehler von ±1 digit auf ±0,1 K genau.

Die Zählerstufen V1...V4 weisen keine Besonderheiten auf. Für die Speicher V5...V7 werden die gleichen Zähler-IS-Typen über ihre Dateneingänge D_A...D_D als Zwischenspeicher (Bild 4.137) benutzt. An Stelle der *D 192* kann man hierfür auch *D 193* einsetzen. Die an den D-Eingängen liegende Signalkombination wird nach Q_A...Q_D der Speicher übernommen, sobald der Ladeeingang V L-Pegel erhält. Mit V = H sind die Dateneingänge verriegelt, so daß die Zählerzwischenstände während der Meßperiode nicht angezeigt werden.

Die Decoder V8...V10 ermöglichen mit ihren BI/RBO- und RBI-Anschlüssen ein automatisches Unterdrücken vorlaufender Nullen. Diese Möglichkeit wird für die Zehner- und Einerstelle ausgenutzt (0 °C erscheint also nicht als »00,0«, sondern als »,0« auf der Anzeige). Über die BI-Eingänge erreicht man zugleich die periodi-

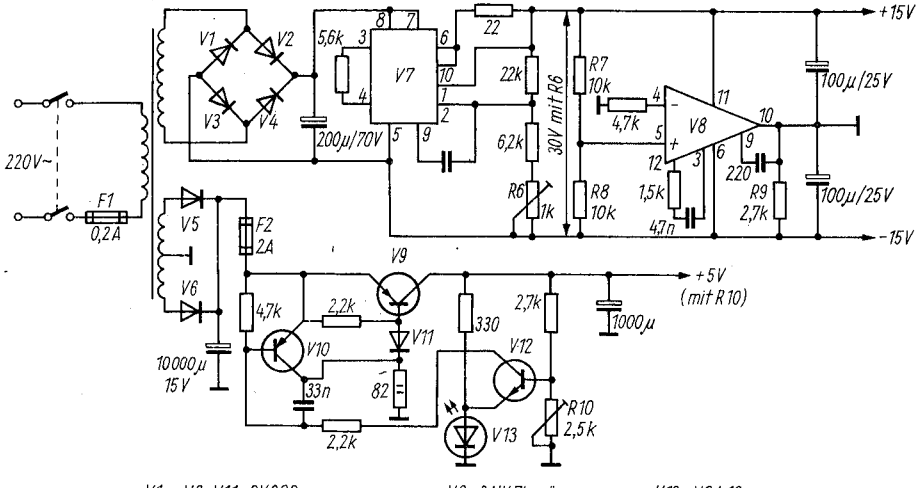


Bild 4.230 Stromversorgungsteil für das Digitalthermometer

sche Dunkeltastung (Blinken) der Anzeige bei Überlauf des Zählers. Mit L-Pegel an A bzw. BI/RBO sind die Anzeigen erloschen. Die Segmente der *VQB 71* werden in der bekannten Weise über Vorwiderstände an die Decoderausgänge angeschlossen. Der Dezimalpunkt der Einerstelle liegt über 220 Ω direkt an Masse und leuchtet zum Festlegen der Kommastelle ständig. Für die Stromversorgung der Baugruppen (Bild 4.226 bis Bild 4.228) werden die Betriebsspannungen −15 V, +15 V und +5 V (TTL-IS) benötigt. Bild 4.230 zeigt den Gesamtstromlaufplan der für Netzbetrieb ausgelegten Stromversorgung. Die Betriebsspannung der Operationsverstärker muß sehr gut stabilisiert sein, da aus ihr auch die Referenzspannungen abgeleitet werden. Deshalb wird eine *MAA 723* (TESLA, internationaler Typ *723*) verwendet, die eine hochgenaue Speisespannung liefert. Sie wird mit $R6$ auf exakt 30,0 V abgeglichen. Der Operationsverstärker V8 teilt die Speisespannung exakt in 2 gegen Masse symmetrische Speisespannungen bei hochkonstanter Mittensymmetrierung (Prinzip nach Bild 2.20) auf. Da der Ausgang von V8 nur begrenzt belastet werden kann (er hat die Differenz der Ströme auf den Speiseleitungen − 15 und +15 V aufzufangen) und weil durch die Widerstandsketten im Eingangsteil (Bild 4.226) eine unsymmetrische Belastung vorliegt, wird mit $R9$ die Belastung symmetriert, womit V8 nur noch einen geringen Differenzstrom zu liefern hat. $R7$ und $R8$ sollen genau wertgleich sein, wobei der Absolutwert unkritisch ist. Falls die Speiseschaltung nach Bild 4.230 für andere Zwecke verwendet wird, empfiehlt sich statt $R9$ das Einsetzen einer Transistorgegentaktstufe am Ausgang von V8 entsprechend Bild 2.20, außerdem ist dann eventuell der 22-Ω-Widerstand an V7 je nach den für R_0 in Abschnitt 2.4.4. angegebenen Hinweisen zu verändern.

Die TTL-Betriebsspannung +5 V wird in konventioneller Weise in einer Stabilisierschaltung mit den Transistoren V9...V12 bereitgestellt, bezüglich ihrer Konstanz bestehen keine hohen Forderungen. V9 wird maximal mit etwa 10 W belastet und muß daher einen entsprechenden Kühlkörper erhalten. Für V10 (maximal etwa 0,3 W) genügt ein Kühlstern. Als Referenzspannungsquelle wird eine Lichtemitterdiode V13 (*VQA 12* oder *VQA 13*; [14]) benutzt, die zugleich die Einschaltkontrolle ermöglicht. Mit $R10$ wird auf die Sollspannung +5 V abgeglichen.

Bei der ersten Inbetriebsnahme sind mit $R6$ und $R10$ die Betriebsspannungssollwerte einzustellen. Danach sollte zunächst der Taktgenerator (Bild 4.226) kontrolliert und seine Frequenz mit $C2$ auf annähernd 20 kHz gebracht werden. Dann erst wird mit $R4$ und $R5$ die schon in Abschnitt 4.6.5.10. beschriebene Zweipunkt-Temperaturkalibrierung durchgeführt, wobei $R4$ sorgfältig so einzustellen ist, daß (mit Fühlertemperatur 0 °C) die Anzeige gerade von »0,1« nach »0« wechselt.

4.9.7. Digitalvoltmeter

Der Aufbau von Digitalvoltmetern oder Digitalmultimetern lohnt vom Aufwand her für den Amateurbereich kaum, solange der Amateur weder über spezielle CMOS-Schaltkreise (z. B. für AD-Wandler) noch über entsprechend genaue Kalibriermöglichkeiten verfügt. Unter diesen ungünstigen Voraussetzungen kann ein vom Amateur gebautes Digitalvoltmeter ungenauer sein als ein guter Vielfachmesser, auch wenn es durch die mehrstellige Anzeige eine scheinbar hohe Genauigkeit vortäuscht! Das ist nur einer von mehreren, hier aus Umfangsgründen nicht diskutierbaren Gründen, die gegen selbstgebaute Digitalmultimeter im Amateurbereich sprechen. Wo die Notwendigkeit dazu tatsächlich gegeben ist, kann der Amateur den AD-Wandler nach Abschnitt 4.6.5.9. zusammen mit einem Zählfre-

quenzmesser einsetzen. Steht kein Zählfrequenzmesser zur Verfügung, so läßt sich eine Digitalvoltmeterkonzeption, die für Amateurzwecke dem optimalen Kompromiß zwischen Aufwand und Ergebnis nahekommt, nach den bereits gezeigten Schaltungen wie folgt zusammenstellen: Der Eingangsteil wird zunächst nach einer diskreten Schaltung ähnlich einem Transistor- bzw. MOSFET-Voltmeter aufgebaut. Dafür eignet sich beispielsweise die in [62], Abschnitt 3.1. und Bild 3.1, gezeigte Schaltung gut. Sie wird im Original mit einer gegen Masse symmetrischen Spannung von 24...27 V (maximal 30 V) gespeist und kann daher aus den bereits vorhandenen Operationsverstärker-Speisespannungen +15 V und −15 V mitversorgt werden. Die Schaltung nach [62], Bild 3.1, wird bis P2 ausgeführt. An Stelle von P2 folgt dieser MOSFET-Eingangsschaltung der Eingang U_e des AD-Wandlers nach Bild 4.164 des vorliegenden Buchs. Von der Schaltung nach Bild 4.164 verwendet man nur den Präzisionsgleichrichter (V1...V3) bis Ausgang U_{a2} von .V2. Hier wird (statt W; Bild 4.164) der Eingang des AD-Wandlers nach Bild 4.226 (dort beginnend mit $R1$, dessen linker Anschluß an den Ausgang U_{a2} von V2 gemäß Bild 4.164 kommt) angeschlossen. Bei der Schaltung nach Bild 4.226 entfallen somit V2 und der Fühlerteil. (Man kann auch beides kombinieren und $R1$, Bild 4.226, entsprechend umschaltbar ausführen.) Die nachfolgende Schaltung entspricht dem bei Bild 4.226 bis Bild 4.230 beschriebenen Temperaturmeßgerät, das jetzt mit seinem AD-Wandler und Zähler-/Anzeige-Teil als Digitalvoltmeter arbeitet. Wenn man $R1$ (Bild 4.226) für die Verbindung mit dem Ausgang von V2 (Bild 4.164) mit 1 kΩ bemißt, erhält man mit der Anzeige nach Bild 4.228 — ohne Kommadarstellung! — direkt die am Eingang des Präzisionsgleichrichters bei U_e anliegende Gleichspannung in mV (Grundmeßbereich also 0...999 mV). Wird vor dem AD-Wandler und Präzisionsgleichrichter das erwähnte MOSFET-Voltmeter nach [62] benutzt, dann wählt man den Wert von $R1$ mit 240...270 Ω. In diesem Fall ergibt sich (mit Kommadarstellung nach Bild 4.228) der Grundmeßbereich 99,9 mV bzw. die entsprechenden in Bild 3.1 von [62] am Bereichswahlschalter S1 angeschriebenen Meßbereiche. In jedem Fall führt die Kombination des Präzisionsgleichrichterteils aus Bild 4.164 mit dem AD-Wandler- und Zählerteil nach Bild 4.226 bis Bild 4.230 zu einer bereits sehr genau arbeitenden Gesamtschaltung, für die sich eventuell auch die Anzeige (Bild 4.228) 4stellig auslegen läßt, indem V1 ein weiterer Speicher und Decoder mit Anzeige nachgesetzt werden. Die Schaltung nach Bild 4.226 ergibt mit $R1 = 1\,k\Omega$ an dem von $R1$ gebildeten Eingang den Wandlerfaktor 10 kHz/V und damit die maximale Eingangsspannung von 999 mV, was für eine 3stellige Anzeige günstig ist. Mit $R1 = 10\,k\Omega$ und 4stelliger Anzeige könnten maximal 9,999 V angezeigt werden; der Präzisionsgleichrichter nach Bild 4.164 ist jedoch nur bis $U_{e\,eff} = 3{,}5$ V bzw. $U_e = 5{,}0$ V ($U_{a2\,max} = 5{,}0$ V) linear aussteuerbar. Der Vorteil dieser empfohlenen Schaltungskombination besteht insbesondere im Wegfall des sonst erforderlichen Quarzoszillators und im für den Amateur noch vertretbaren Gesamtaufwand an Bauelementen.

4.10. Sonderanwendungen

4.10.1. Einfache Modell-Stoppuhr

Für einfache Spiel- oder Sportanwendungen kann man eine elektronische »Stoppuhr« realisieren, indem ein 10-Hz-Takt (Zeitmaßstab 0,1 s) mit einfachem mechanischem Zählwerk ausgezählt wird. Die erforderliche »Zeitbasisfrequenz« von 10 Hz läßt sich recht einfach aus der 50-Hz-Netzfrequenz ableiten. Eine entsprechende Schaltung ausschließlich mit

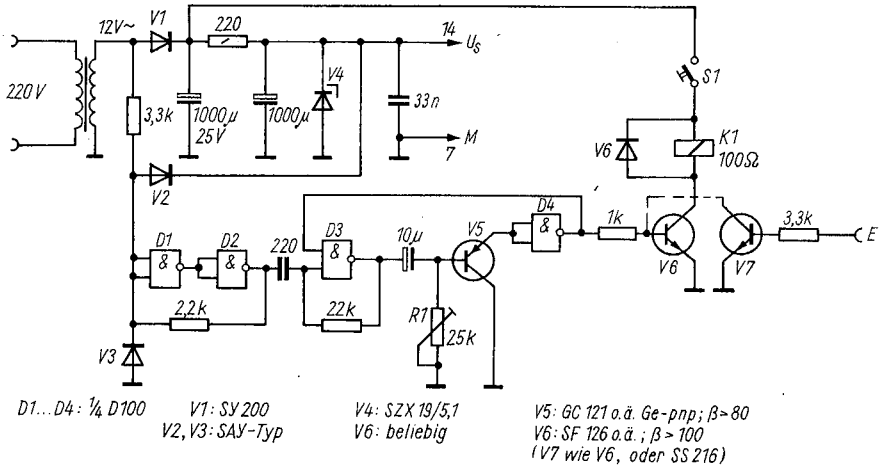


Bild 4.231 Einfache elektronische Stoppuhr mit mechanischem Zählwerk

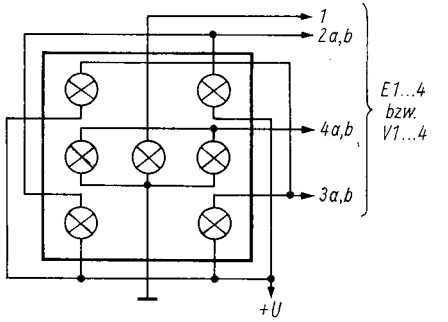
Transistoren ist in [1] beschrieben. Bild 4.231 zeigt die entsprechende Ausführung mit TTL-IS. Ein einfaches Netzteil stellt die TTL-Betriebsspannung bereit, für deren Stabilisierung hier eine einfache Z-Diode V4 ausreicht. Das mechanische Zählwerk K1 bestimmt mit seinem Spannungsbedarf die notwendige Transformatorspannung. Über einen Trigger (D1, D2, entsprechend Bild 4.2) wird die Netzfrequenz geformt und löst einen Monoflop (D3, D4 V5) periodisch aus. Der Monoflop arbeitet als 5:1-Frequenzteiler. Mit $R1$ wird einmalig auf das richtige Teilerverhältnis abgeglichen. Innerhalb dieses Bereichs kann man die Einschaltzeit des Zählwerks über den Transistor V6 (Tastverhältnis der 0,1-s-Impulse) in gewissen Grenzen den mechanischen Eigenschaften des Zählwerks anpassen. Da der Teiler bei falsch abgeglichenem $R1$ entweder 4:1 oder 6:1 untersetzt, läßt sich die dabei entstehende große Abweichung leicht durch Vergleich der Zählwerkanzeige mit dem Sekundenzeiger einer Armbanduhr ohne besondere Meßmittel erkennen. Der Zählwerklauf wird am einfachsten direkt in dessen Zuleitung mit S1 gestartet und gestoppt. Ein Ansteuern von anderen elektronischen Einrichtungen ist z. B. mit der Ergänzung V7 möglich. Wenn der Eingang E positive Spannung (z. B. TTL-H-Pegel) erhält, stoppt das Zählwerk. Man kann jedoch auch die noch freien zweiten Eingänge der Triggergatter D1 oder D2 zur Kopplung mit anderen TTL-Schaltungen verwenden, dann ist allerdings das Zählwerk im Stoppzustand ständig stromführend. Durch Anschluß des 1-kΩ-Basiswiderstands von V6 am Ausgang des Gatters D3 statt D4 kann dieser Nachteil beseitigt werden. S1 muß bei derartigen Kombinationen geschlossen sein. Denkbar ist z. B. die Kombination mit Lichtschranken (Abschnitt 4.2.3.). Da das vom Zählwerk angezeigte Ergebnis grundsätzlich mit ±0,1 s Ungenauigkeit behaftet ist und weil einfache mechanische Zählwerke sich oft nicht auf Null rückstellen lassen, ist diese Stoppuhr nur für einfache Aufgaben geeignet.

4.10.2. Elektronische Spielgeräte

4.10.2.1. Der elektronische Würfel

Der für viele Spiele bekannte herkömmliche Trudelwürfel ist im weiteren Sinne

ein einfacher »Zufallsgenerator«, mit dem sich 6 verschiedene Ziffern in zufälliger Reihenfolge darstellen lassen. Eine solche Funktion kann gut durch elektronische Einrichtungen nachgebildet werden. Der im folgenden beschriebene elektronische Würfel, der den herkömmlichen Trudelwürfel ersetzt, ist darüber hinaus auch von technischem Interesse. Um zu einem möglichst einfachen Aufbau zu gelangen, sind folgende Beschränkungen sinnvoll: Da kein mathematisch exaktes »Zufallsmodell« erforderlich ist, wird ein schnell umlaufender Modulo-6-Zähler benutzt, den ein Impulsgenerator taktet. Start- und Stoppzeitpunkt dieses Generators bestimmt man von Hand. Wegen der hohen Zählgeschwindigkeit ist es dabei ausgeschlossen, durch irgendwelche Manipulationen eine bestimmte Ziffer zu erreichen. Das Ergebnis wird mit Leuchtdioden oder Glühlampen in der vom Trudelwürfel her bekannten Punktmusterform, was eine sehr vereinfachte Zählerstand-Decodierung mit geringem Aufwand ermöglicht, angezeigt. Bild 4.232a zeigt die Anordnung der 7 Lampen oder Leuchtdioden im Anzeigefeld, die sich zu 4 Lampengruppen zusammenschalten lassen. Bild 4.233a zeigt die Gesamtschaltung des Würfels. Die Gatter D1, D2 bilden einen Generator nach Bild 4.8, der mit dem angegebenen Wert für $C1$ bei etwa 150 kHz arbeitet. Ihm folgt ein Modulo-6-Zähler, dessen Schaltung bereits bei Bild 4.29 vorgestellt wurde. Zu beachten ist, daß $C8 \approx 0{,}3 \cdot C7$ sein soll, ansonsten sind die R- und C-Werte relativ unkritisch. Wie die Funktionstabelle in Bild 4.232b zeigt, wird der Zählerstand »0« für die Anzeige der »6« verwendet; außerdem gibt die Tabelle an, welche Lampengruppen in der Darstellung nach Bild 4.232a beim jeweiligen Zählerstand aufleuchten müssen. Hieraus ergibt sich unmittelbar die notwendige Decodierung, die die Gatter D9...D11 in Bild 4.233a übernehmen. Man kommt demzufolge mit insgesamt nur 3 IS aus. Für das Decodieren sind die negierten Zählerausgangssignale $\overline{Q1}$...$\overline{Q3}$ sowie Q1 erforderlich. Gatter D11 stellt zur weiteren Vereinfachung dieser speziellen Decoderschaltung mit seinem Ausgang eine weitere Inverterfunktion vor dem Eingang des Gatters D10 her. Leuchtdioden dürfen zur Anzeige unmittelbar von den Gatterausgängen betrieben werden. Mit der angegebenen Dimensionierung stellt sich für jede LED ein Strom von etwa 7...8 mA ein, der zur guten Erkennbarkeit noch ausreicht. Sollten sich bei einander parallelgeschalteten LED Helligkeitsunterschiede ergeben, so kann man sie untereinander austauschen und jeweils nach Versuch 2 Exemplare gleicher Durchlaßspannung



a)

Ziffer	FF-Ausgang Q1	Q2	Q3	Lampengruppe 1	2	3	4
6 (≙0)	L	L	L	—	x	x	x
1	H	L	L	x	—	—	—
2	L	H	L	—	x	—	—
3	H	H	L	x	x	—	—
4	L	L	H	—	x	x	—
5	H	L	H	x	x	x	—

x = leuchtet
— = erloschen

b)

Bild 4.232 Elektronischer Würfel. a — Anordnung des Lampenanzeigefeldes, b — Funktionstabelle

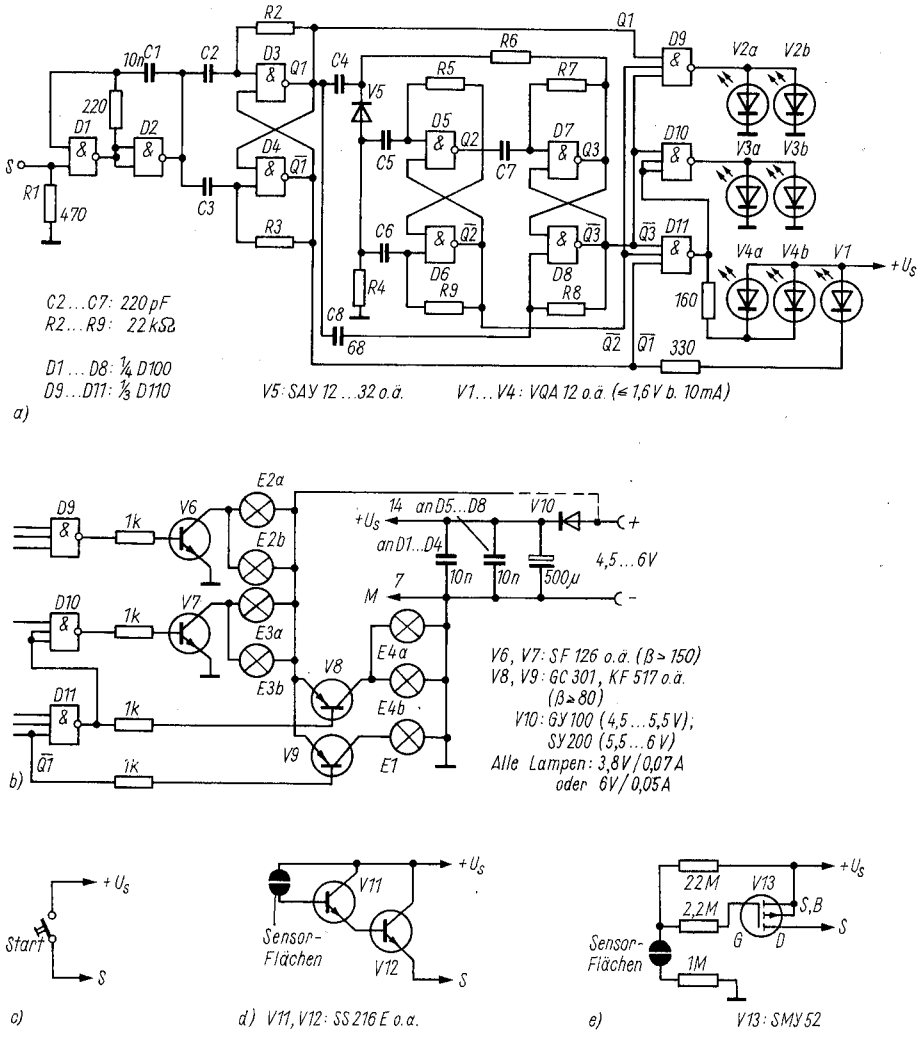


Bild 4.233 a – Gesamtschaltung des elektronischen Würfels mit Lichtemitteranzeige, b – Anschlußweise für Glühlampen statt Leuchtdioden, c, d, e – einige Möglichkeiten für die Betätigung des Würfelarteingangs S. Falls mehrere Würfel dieser Art aufgebaut werden, kann man durch gering unterschiedliche Bemessung von $C1$ etwas unterschiedliche Zählumlaufgeschwindigkeiten erreichen und die Würfel bedarfsweise dann mit parallelgeschalteten Starteingängen S gemeinsam betätigen.

(gleicher Helligkeit) parallelschalten. An den Ausgängen der Gatter D9 und D10 sind keine Vorwiderstände nötig, da es nicht auf das Einhalten des logischen Pegels ankommt. Im H-Zustand stehen an diesen Ausgängen etwa 1,6 V.

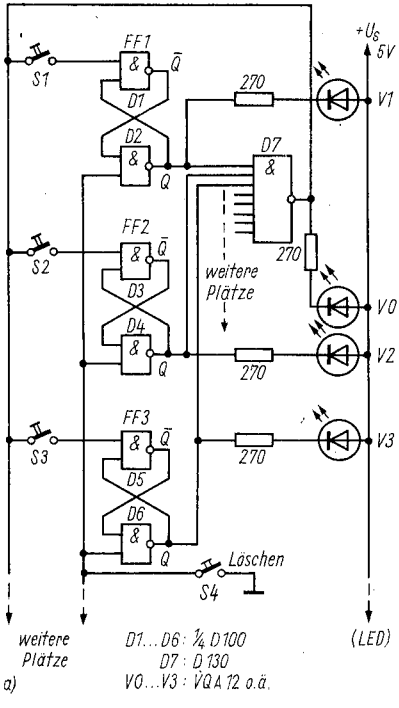
Will man mit Glühlampen anzeigen, was bei Batteriebetrieb einen erheblichen Stromverbrauch bedeutet (es leuchten bis zu 6 Lampen zugleich auf!), so eignet sich die Schaltung nach Bild 4.233b. Da die starken Lampenströme über den Innenwiderstand der Stromquelle eine merkliche Verkopplung bewirken, wodurch beim Würfeln bestimmte Zahlen bevorzugt würden, greift man ihre Betriebsspannung vor der Verpolschutzdiode V10 (die hier zugleich Siebwirkung ausübt) ab. Außerdem sollen die Lampenstrom-Masseleitungen (E1, E4, Emitter von V6, V7) getrennt von der Masseverdrahtung der IS-Funktionsgruppen und mit eigener Masseleitung bis zur Stromquelle versehen sein. Erst an deren Anschluß laufen beide Masseleitungen zusammen. Unerwünschte Verkopplungen werden so sicher vermieden. Die Auswahl der Lampentypen richtet sich nach der verwendeten Speisespannung. Bei Batteriebetrieb reicht meist schon eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie. Sie stellt zugleich die Abmaße der Grundfläche des Würfels dar, der mit seiner Leiterplatte flach über dieser Batterie anzuordnen ist, so daß man ein kleines handliches Gerät erhält. Für Glühlampen ist eine Kombination für 6 V (4 Monozellen *R*20 oder 3 Trockenakkus *RZP2* in Serie) günstiger.

Für die Start-Stoppschaltung des Würfels gibt es verschiedene Möglichkeiten. Die Startschaltung ist an Eingang S des Generators anzuschließen. Zunächst liest dieser Eingang über *R*1 L-Pegel, so daß der Generator gesperrt ist und der Würfel eine zufällige Ziffer anzeigt. Um den Würfelvorgang einzuleiten, muß S H-Pegel bekommen. Dies ist am einfachsten mit einer beliebigen mechanischen Taste nach Bild 4.233c möglich. Deren Kontakt sollte hier absichtlich nicht gegen Prellen geschützt werden, weil Prellerscheinungen des Starttastenkontakts ebenfalls zur Zufälligkeit des Ergebnisses beitragen. Solange die Starttaste geschlossen ist, läuft der Generator, wobei der Würfel jede Ziffer etwa 25 000mal je Sekunde durchläuft. Der Zähler bleibt beim Öffnen der Taste in einer zufällig erreichten Stellung stehen. Selbst die mit Hand kürzestmögliche Schließzeit der Taste bewirkt noch etwa 2000maligen Zahlendurchlauf! Eleganter für die Betätigung des Würfels sind Sensorschalter (Berührungsflächen), für die Bild 4.233d und Bild 4.233e 2 Möglichkeiten zeigen. Bei Einsatz des MOSFET *SMY52* (Bild 4.233e) muß ein Exemplar mit niedriger Tresholdspannung ($U_T \leqq 4{,}5$ V) verwendet werden.

Eine etwas andere Ausführung eines derartigen Würfels ist in [46] beschrieben.

4.10.2.2. Erstereignisspeicher

Die beschriebene Schaltung ermöglicht die Kombination von maximal 8 Spielertasten. Sie ist z. B. für Reaktionstests und solche Spiele geeignet, bei denen es auf schnelles Reagieren ankommt und derjenige Spieler, der seine Taste zuerst betätigt, zu registrieren ist. Die in Bild 4.234a dargestellte gegenseitige Verriegelung der einzelnen FF1...FF8 (gezeichnet sind nur 3 FF-Plätze) läßt sich auch für viele andere Zwecke verwenden. Beim Spielleiter befindet sich die Löschtaste S4, mit der die FF in Ruhelage gesetzt werden. Es ist danach bei allen FF Q = H, womit Gatter D1 an sämtlichen Eingängen H-Pegel erhält. Da der Ausgang des Gatters D1 L ist, sind die bei den Spielern angeordneten Tasten S1...S8 aktiviert. Derjenige Spieler, der seine Taste zuerst betätigt, setzt seinen FF nach Q = L, womit die ihm zugeordnete Diode aufleuchtet und diesen



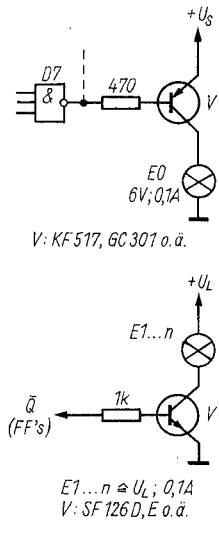


Bild 4.234
a – Erstereignisspeicher, b – Anschluß von Glühlampen statt Leuchtdioden

Spielerplatz kennzeichnet. Gleichzeitig geht der Ausgang des Gatters D1 nach H, womit alle übrigen Tasten abschalten. Weitere FF sind also nicht mehr setzbar. Die Schaltung benötigt je Spielerplatz $^1/_2$IS *D 100* sowie 1IS *D 130* für D1. Sind weniger als 8 Plätze vorgesehen, so kann man ein in einer *D 100* noch freigebliebenes Gatter statt D1 verwenden, indem die notwendige Eingangszahl mit einem Diodengatter (Bild 2.4) bereitgestellt wird.

Für die Anwendung in Spielrunden ist gewöhnlich eine hellere Anzeige, als Leuchtdioden sie ermöglichen, wünschenswert. Man benutzt dann die Variante nach Bild 4.234b. E0 zeigt ebenso wie die Diode V0 den Bereitschaftszustand (alle FF in Ruhe, nachdem mit S4 gelöscht wurde) an. Sie kann, da sie nur für den Spielleiter von Bedeutung ist, an seinem Platz angeordnet werden und schwächer sein als die Spieler-Platzlampen E1...E_n. Man steuert die Lampen mit npn-Transistoren an (Basis über 1 kΩ an Ausgang $\overline{Q}$ statt an Q des zugehörigen FF anschließen!). Die Lampenspannung und der Lampenstrom können nach Bedarf entsprechend den Grenzdaten der verwendeten Transistoren gewählt werden. Günstig sind Lampentypen um 24 V und 0,1 A. Die gesamte Schaltung nach

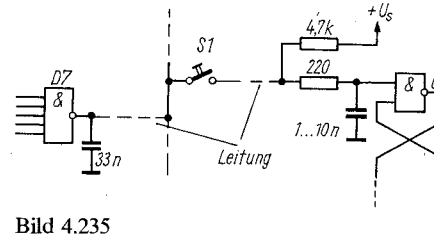


Bild 4.235
Schutz gegen Störimpulse auf den Tastenzuleitungen für die Schaltung nach Bild 4.234

Bild 4.234 ist am Platz des Spielleiters unterzubringen, zu den Spielerplätzen führen nur die Tastenzuleitungen. Um dabei Fehlauslösungen durch kapazitiv auf diese Leitungen gelangende Fremdstörimpulse zu vermeiden, macht man die Tastenzuleitungen an den FF-Eingängen nach Bild 4.235 störsicher. Der Ausgang des Gatters D1 wird mit 3,3 nF beschaltet. Diese Maßnahmen reichen fast immer auch bei Leitungslängen von mehreren Metern aus, ohne daß abgeschirmte Leitungen erforderlich sind.

4.10.2.3. »Quizmaster«-Elektronik

Ein korrekt durchgeführtes echtes Wissensquizspiel erfordert für die Elektronik etwas mehr Aufwand, um das Spiel attraktiv zu gestalten und absichtliche oder ungewollte Fehler auszuschließen. Für das im folgenden beschriebene Beispiel sei angenommen, daß 2 Spieler unter Leitung eines die Fragen stellenden Spielleiters miteinander wettstreiten. Sieger ist jeweils, wer die Frage zuerst beantworten kann. Dabei wird folgende Spielregel angewendet: Der Spielleiter beendet seine Fragestellung mit dem Kommando »Frage – los!« (bzw. dies kennzeichnet ein Lichtsignal) und betätigt dabei zugleich eine Starttaste. Innerhalb einer (zuvor einstellbaren) Zeit müssen die Spieler geantwortet haben, nach Zeitablauf blockiert die Automatik die Spielertasten, und die Frage gilt als »verfallen«. Sobald ein Spieler sicher ist, die richtige Antwort zu wissen, drückt er möglichst schnell seine Spielertaste, womit er die des Gegners blockiert. Nach Drücken seiner Taste muß der jeweilige Spieler sofort antworten. Die Automatik läßt sich noch mit Punktezählern ergänzen. Der Spielleiter erhält dann 2 Tasten für falsch und richtig lautende Antwort. Hat der Spieler falsch geantwortet und der Spielleiter drückt demgemäß die Taste »falsch«, so wird der Punkt automatisch dem Gegner gutgezählt. Betätigt er die Taste »richtig«, so erhält der Spieler selbst den Punkt addiert. Das Risiko für den Spieler besteht also darin, einerseits die eigene Spielertaste möglichst schnell zu drücken, bevor ihm der Gegner zuvorkommt, andererseits kann eine übereilte Antwort zur Punktgutschrift für den Gegenspieler führen. Um zu vermeiden, daß ein Spieler seine Taste vor dem Startkommando betätigt, wird dieser Zustand signalisiert und gleichzeitig die Starttaste des Spielmeisters blockiert. Der zusätzlich vorhandene, die Antwortbedenkzeit neutral begrenzende Zeitschalter soll bei schwierigen Fragen unnötige Spielverzögerungen verhindern. Ist ein Spieler dabei offensichtlich ratlos, so muß der andere sich trotzdem beeilen, um den möglichen Spielpunkt noch vor Zeitablauf für sich zu gewinnen. Bild 4.236 zeigt zunächst das Lampenfeld, das mit verschiedenfarbigen Lampen (rot für Fehler,

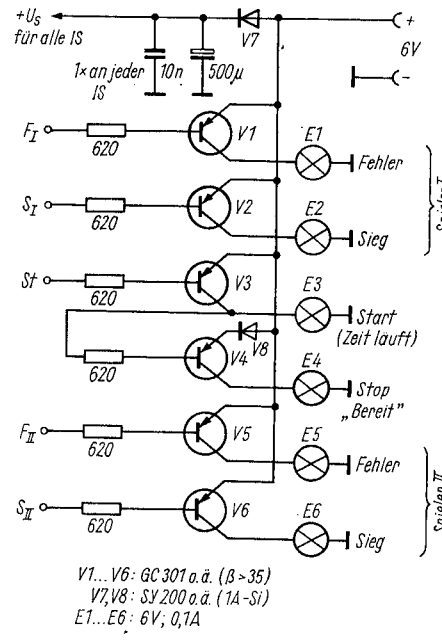


Bild 4.236
»Quizmaster«-Elektronik. Schaltung des Lampenfelds zu Bild 4.237

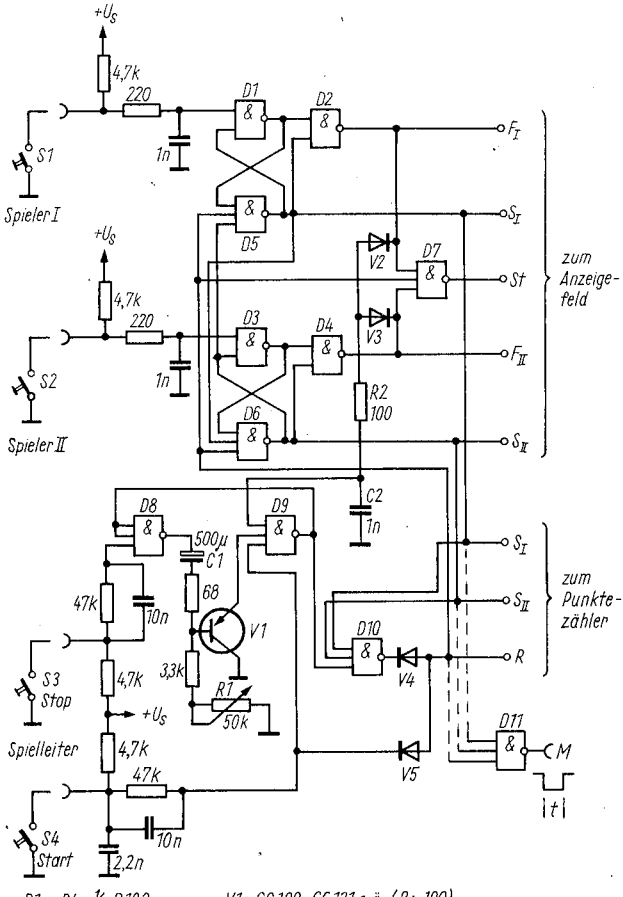


Bild 4.237
»Quizmaster«-Elektronik. Schaltung der Spielerlogik

grün für Sieg, gelb für Start und blau für Bereitschaft) gut sichtbar beim Spielleiter angeordnet sein sollte, wo auch die gesamte Elektronik untergebracht ist. Zu den Spielerplätzen führen nur die in Bild 4.237 dargestellten Tastenzuleitungen.

Zu Beginn des Spiels (während der Spielleiter die Frage formuliert) leuchtet E4 als Bereitschaftsanzeige. Drückt einer der Spieler vorzeitig seine Taste, so leuchtet E1 oder E5 auf und kennzeichnet diesen Spielerplatz. Die Automatik kann dann nicht gestartet werden. Sobald der Spielleiter seine Starttaste betätigt, erlischt E4 und E3 leuchtet auf, was für die Spieler signalisiert, daß es möglich ist, die Antworttaste zu drücken. Dadurch ist zwangsläufig für beide Spieler die gleiche »Startchance« gegeben. Erfolgt keine Antwort, so verlischt nach Ablauf der vorgewählten Zeit E3 wieder, es leuchtet E4, die Anlage ist erneut startbereit. Derjenige Spieler, der zuerst seine Taste drückt, bringt seine Lampe »Sieg« E2 oder E6) zum bleibenden Aufleuchten. Dieser Zustand bleibt erhalten, bis der Spielleiter die Einrichtung von Hand rückstellt. Sobald eine »Sieg«-Lampe leuchtet, ist der

Zeitschalter wirkungslos. Drückt danach auch der zweite Spieler seine Taste, so leuchtet bei ihm die »Fehler«-Lampe auf, was zugleich ausweist, daß seine Taste wirklich funktioniert und der Gegner tatsächlich schneller war. Bild 4.237 zeigt die Logikschaltung, mit der man die Transistoren in Bild 4.236 ansteuert. Für jeden Spieler ist ein FF vorhanden (D1, D5 bzw. D3, D6), die zunächst von der Resetleitung R (Dioden V4, V5) in Ruhelage gesetzt sind (Ausgang D5 und D6 = H). Drückt ein Spieler vorzeitig seine Taste, solange noch auf der R-Leitung L-Pegel herrscht, so nimmt sein FF an beiden Ausgängen zugleich H-Pegel an (D1 = D5 = H oder D3 = D6 = H). Der Ausgang von Gatter D2 oder D4 geht nach L. Über die Diode V2 oder V3 wird damit der Zeitschalter (D9) blockiert (*R*2, *C*2 bilden einen Schutz gegen Spikes durch unterschiedliche Gatterschaltzeiten), so daß ein Starten nicht möglich ist. Über Leitung F_I oder F_{II} wird der Fehler angezeigt (Bild 4.236). Nur wenn $F_I = F_{II}$ = H sind, kann der Spielleiter mit Taste S3 das Startsignal geben. Deren Schließen bewirkt Starten des Monoflop (D8, D9, V1). Mit *R*1 läßt sich die verfügbare Antwortbedenkzeit zwischen etwa 3...45 s wählen (andere Zeiten sind durch Ändern von *C*1 möglich). Für diese Zeitdauer ist nach dem Starten am Ausgang des Gatters D9 L-Pegel und hinter D10 und Diode V4 H-Pegel vorhanden, so daß jetzt beide FF freigegeben werden. Gatter D7 erhält dabei an allen 3 Eingängen H, somit ist Ausgang St = L, was in Bild 4.236 den entsprechenden Lampensignalwechsel bewirkt. Derjenige Spieler, der seine Taste S1 oder S2 zuerst schließt, setzt seinen FF um (S_I oder S_{II} nach L), was sowohl die entsprechenden Lampen einschaltet als auch den anderen FF blokkiert. Drückt danach auch der zweite Spieler seine Taste, so werden bei seinem FF beide Ausgänge H und damit Ausgang D2 oder D4 = L, was bei F_I oder F_{II} zur Fehlanzeige führt. Außerdem wird über Gatter D9 dabei sofort der Zeitablauf abgebrochen (Monoflop wird rückgesetzt). Dies bleibt aber ohne Auswirkung, da derjenige Spieler, dessen Leitung S_I oder S_{II} L-Pegel führt (Sieg), gleichzeitig D10 gesperrt hat, so daß die Resetleitung R auch nach Ablauf des Monoflop auf H-Pegel bleibt. Ein Rückstellen der FF ist dann nur vom Spielleiter mit der Löschtaste S4 (über die Diode V5) möglich. Hat kein Spieler reagiert, so ist S_I und S_{II} = H, und nach Zeitablauf wird Ausgang D9 ebenfalls H, womit Ausgang D10 = L über die Diode V4 beide Spieler-FF blockiert. Der Spielleiter gibt also mit S3 das Spiel frei. Mit S4 kann jederzeit auch vor Zeitablauf wieder gestoppt werden. Nachdem die Antwort registriert wurde, wird mit S4 rückgestellt. Für die Ergänzung mit Punktezähler sind die Leitungen R, S_I und S_{II} vorgesehen. Falls ein Spieler reagiert hat, führt entweder S_I oder S_{II} L-Pegel, außerdem ist R = H (während der Fragezeit). Nach Reaktion des Spielers (oder in Ruhe) ist R = L. Die Zuleitungen zu den Spielertasten S1 und S2 sind mit 220 Ω und 1 nF gegen Störimpulse ausreichend gesichert. Das Mustergerät arbeitete auch mit Leitungslängen von mehr als 10 m und normalem Netzkabel für die Spielertasten im Bühneneinsatz (in Nähe einer thyristorgeregelten Beleuchtung) noch störungsfrei. Kritisch, und demzufolge kurz zu halten oder notfalls mit Abschirmkabel zu verlegen, sind lediglich die beim Spielmeister vorhandenen Tastenleitungen für S3 und S4. Übrigens kann man auch stärkere Anzeigelampen (in Bild 4.236) verwenden, wenn statt E1...E6 Thyristoren (nach Bild 4.54, dort starke Lampen statt Relais, Transformatorspannung gleich doppelter Lampenspannung) verwendet werden. Diese Einrichtung ist daher auch für Bühnenzwecke voll tauglich. Sie wurde ursprünglich für einen solchen Zweck entwickelt. Für den Amateur kann eventuell eine in Bild 4.237 punktiert gezeichnete Ergänzungsmöglichkeit mit Gatter D11 interessant sein.

Der Ausgang von D11 führt in Ruhe und nach Reagieren des Spielers H-Pegel, während der Zeit vom Start bis zum Betätigen einer Spielertaste jedoch L-Pegel. Mit diesem L-Signal läßt sich ein Reaktionszeitmesser starten. Wird das bei M auftretende L-Signal mit einem weiteren Gatter invertiert, ist es möglich, z. B. die einfache Stoppuhr nach Bild 4.231 zu starten und zu stoppen. Man kann damit die Reaktionszeit des Spielers zusätzlich ermitteln und in den Spielverlauf eventuell einbeziehen.

Die erwähnte Ergänzung für die Punktezählung, mit Addition des Punkts auf das gegnerische »Konto« bei falscher Antwort, zeigt Bild 4.238. Dazu eignen sich 2 mechanische Zählwerke K1 und K2, die den Spielern zugeordnet sind und deren Pluspunkte summieren. Es gewinnt abschließend die höhere Punktzahl. Der Spielmeister erhält hierbei 2 weitere Tasten für richtige Antwort und für falsche Antwort. Vor Start sind über Leitung R (Bild 4.237) beide FF (D9, D10 und D11, D12) nach $Q_r = Q_f = L$ gesetzt und somit D2, D4, D6, D7 gesperrt. Da S_I und S_{II} vor Start H-Pegel, die Ausgänge D1, D5 somit L haben, bleiben die Tasten S1 und S2 im Bild 4.238 wirkungslos, solange kein Spieler seinen FF (Bild 4.237) auf »Sieg« umgesetzt hat. Erst wenn das erfolgt, ist entweder Ausgang D1 oder D5 = H und Leitung R = H. War die Antwort des

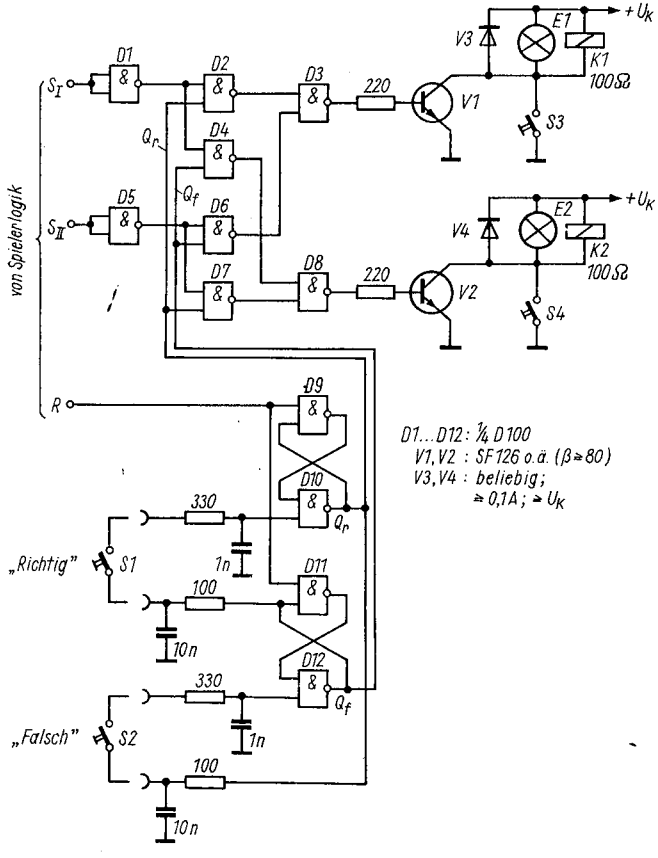


Bild 4.238
»Quizmaster«-Elektronik. Ergänzungsschaltung für Punktezählung

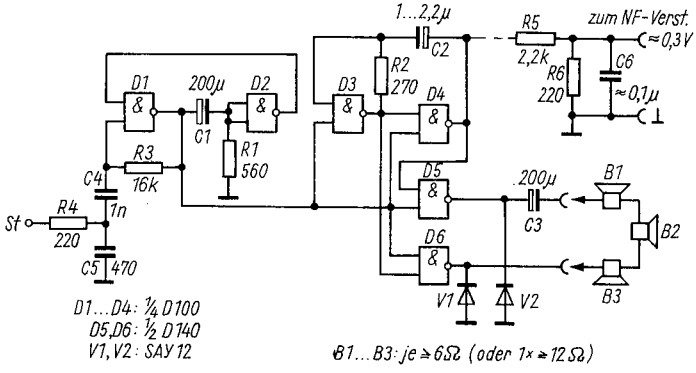


Bild 4.239
Ergänzungsschaltung zur »Quizmaster«-Elektronik. Anschluß St liegt parallel zu St in Bild 4.237 bzw. 4.236

Spielers richtig, so betätigt der Spielleiter S1; Q_r geht nach H. Dies ergibt entweder an Ausgang D2 oder Ausgang D7 L-Pegel, so daß das Zählwerk des betreffenden Spielers einen Schritt weiterschaltet, der »Sieg« erreicht hatte. Mit $Q_r = H$ schaltet zugleich S2 ab. Der Spielleiter kann also zwangsläufig nur einen Punkt zuteilen, und Irrtümer sind ausgeschlossen. Bei falscher Antwort wird S2 geschlossen ($Q_f = H$), und über D4 oder D6 spricht jetzt das Zählwerk des Gegners, der seine S-Leitung nicht in L-Pegel (»Sieg«) bringen konnte, einmal an. Der Zustand bleibt gespeichert und läßt sich zur Kontrolle der Punktnotierung für die Spieler mit E1 und E2 in Bild 4.238 anzeigen, bis der Spielleiter mit der Stopptaste S4 (Bild 4.237) alle FF rückstellt. Bei einfachen mechanischen Zählwerken, die kein Nullstellen erlauben, und für den Fall, daß der Spielleiter einmal irrtümlich S1 und S2 in Bild 4.238 verwechselt, kann man die Zählerkorrekturtasten S3 und S4 vorsehen, mit denen beide Zähler von Hand ohne Blockieren stellbar sind. Die Speisespannung $U_{Zä}$ richtet sich nach den benutzten Zählwerken. Beim Mustergerät wurden Postgesprächszähler 12 V/100 Ω benutzt. Die Zuleitungen der Tasten S1 und S2 sind in der gezeigten Weise mit *RC*-Kombinationen störsicher gemacht (Anschlußpunkte der Kondensatoren beachten!). Diese Spieleinrichtung hat inzwischen sowohl im »ernsthaften« Bühnen- und Veranstaltungsbetrieb als auch für Heimzwecke und kleinere gesellschaftliche Veranstaltungen ihre Bewährungsprobe vielfach bestanden. Als nachteilig erwies sich jedoch im praktischen Spielablauf, daß der Start für die wettstreitenden Spieler nur optisch signalisiert wurde. Bei einem Neubau sollte von vornherein ein zusätzlicher akustischer Signalgeber mit vorgesehen werden. Bild 4.239 zeigt den Stromlaufplan der Ergänzung zu Bild 4.237 und Bild 4.236, die parallel zu Anschluß St dieser Schaltungen anzuschließen ist. Der Punkt St nimmt jeweils bei Spielstart (Antwortfreigabe durch den Spielleiter) L-Pegel an. Damit wird ein Monoflop D1, D2 (Bild 4.239, geschaltet nach Bild 4.7) ausgelöst, der eine Haltezeit von etwa 0,1 s hat. Für diese Zeitdauer wird ein einfacher Tongenerator mit den Gattern D3, D4 (nach Bild 4.8, geschaltet) freigegeben, der über die Ausgangsgatter D5, D6 drei Kleinstlautsprecher B1...B3 speist. Im Startmoment ertönt also zugleich mit dem Lampensignal ein kurzes akustisches Zeichen, so daß die Beteiligten nicht unbedingt ständig die Signallampen beobachten müssen. Die Lautsprecher werden an den Spielerplätzen und am Spielleiterplatz untergebracht. In kleinen Räumen (Wohnbereich) reicht auch ein Lautsprecher aus, der dann wenigstens 12 Ω haben soll. Die Gatter D5, D6

wirken als Gegentaktausgang. Mit dem Wert von $C1$ kann die Länge des Startsignals und mit dem Wert von $C2$ seine Tonhöhe nach Wunsch geändert werden. $R4$, $C5$ sollen eventuelle von der Leitungsführung des Gesamtaufbaus bedingte Störspitzen unterdrücken, die sonst eine Fehlauslösung des Starttons bewirken können. Bedarfsweise kann mit $R5$, $R6$ ein »Diodenausgang« zum Übergang auf Diodeneingänge vorhandener Verstärker – im Bühneneinsatz z. B. Saalbeschallungseinrichtung – geschaffen werden, dessen Ausgangsspannung sich mit $R6$ dem vorgesehenen Zweck anpassen läßt.

4.10.3. Elektronische Morsetaste für den Funkamateur

Elektronische Morsetasten (»El-Bug's«) kommen nur für den fortgeschrittenen Funkamateur in Betracht, so daß Zweck und prinzipielle Funktionsweise als bekannt vorauszusetzen sind. Mit TTL-IS lassen sich derartige elektronische Tasten sehr vorteilhaft aufbauen. Bild 4.240 zeigt eine entsprechende Möglichkeit, Bild 4.241 das zugehörige Impulsdiagramm. Der Sender wird mit einem trägheitsarmen Relais, z. B. polarisierten Telegrafenrelais getastet. Wenn der Sender schaltungstechnisch entsprechend ausgerüstet ist, kann die Tastung aber sehr vorteilhaft kontaktlos direkt mit dem hinter Gatter D8 oder D9 abnehmbaren TTL-Signalpegel erfolgen. Wie in Bild 4.240 angedeutet, muß die Speiseleitungszuführung gegen HF gut verdrosselt werden. Falls Umschalter S2 (automatische Taste oder normale Handtaste) den Anschluß einer externen Handtaste S4 ermöglichen soll, ist deren Zuleitung bei S4 ebenfalls wie gezeigt gegen Eindringen der HF vom TX her zu schützen. Verzichtet man auf S4, so kann S2 den Eingang des Gatters D8 direkt an Masse schalten (Dauerstrichbetrieb), oder Gatter D8 wird ohne S2 direkt mit $\overline{Q}$ von V4 verbunden. Der bei elektronischen Tasten dieser Art stets vorhandene Taktgenerator kann

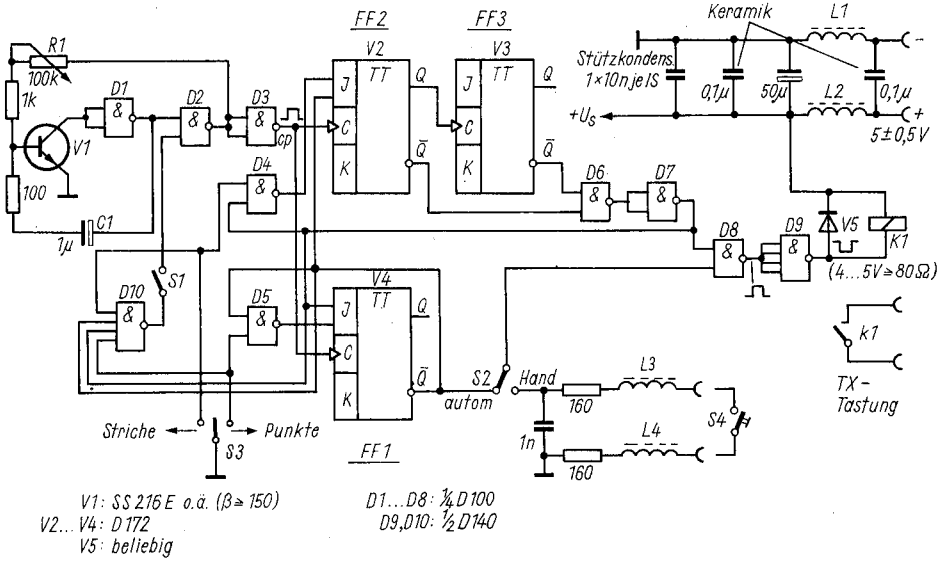


Bild 4.240 Gesamtschaltung der elektronischen Morsetaste

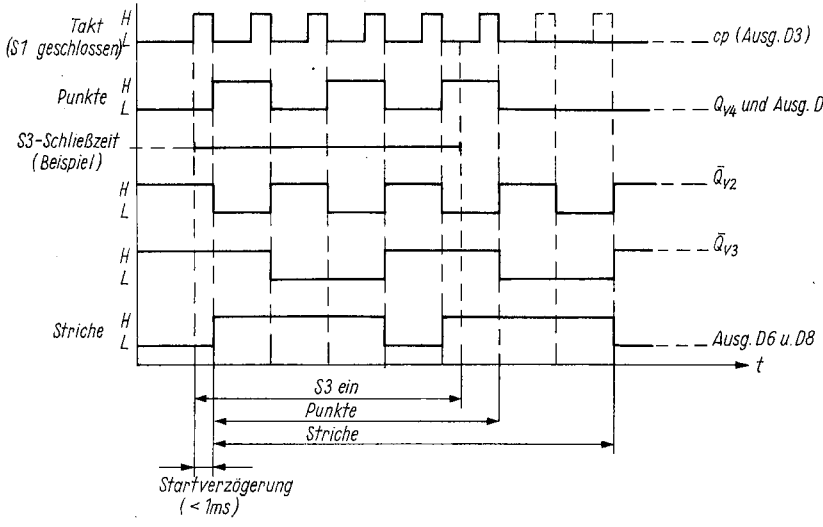


Bild 4.241 Impulsdiagramm zu Bild 4.240

grundsätzlich entweder ein ständig frei durchlaufender Generator sein oder als Start-Stoppgenerator arbeiten. Beide Betriebsweisen haben Vor- und Nachteile. Bei Funkamateuren sind erfahrungsgemäß die Ansichten über die zweckmäßigere Version geteilt. Die gezeigte Schaltung ermöglicht beide Betriebsweisen: Ist S1 geschlossen, so arbeitet der Taktgenerator im Start-Stoppbetrieb. Ist S1 offen, so läuft er ständig durch. Wer sich bereits fest an eine der beiden, nur bezüglich der Bedienungspraxis etwas unterschiedlichen Konzeptionen gewöhnt hat, verzichtet auf S1 und sieht die gewünschte Betriebsweise fest vor. S3 ist der für El-Bug's übliche Tasthebel mit Mittenruhelage und Punkt- bzw. Strich-Seitenkontakt. Zum Erklären der Funktion sei angenommen, daß S1 geschlossen ist. Ist S3 in Ruhe, so ist Ausgang D10 = L und der Taktgeber (D1, D2, V1, nach Bild 4.9 geschaltet) über D2 gestoppt. Da hierbei Ausgang D2 H-Pegel führt, ist über $R1$ V1 geöffnet, Ausgang D1 somit ebenfalls H und $C1$ geladen. Sobald S3 nach Strich oder Punkt gelegt wird, geht Ausgang D10 nach H. Der Taktgeber beginnt also sofort mit einem L-Impuls am Ausgang D2 zu arbeiten. Hinter D3 tritt somit cp in der dort gezeichneten Form auf. Die Taktimpulsbreite soll sehr gering sein (sie liegt hier weit unter 1 ms), da mit der cp-Rückflanke das erste Zeichen einsetzt. Die Gebegeschwindigkeit legt $C1$ grob fest, sie ist dann im Betrieb mit $R1$ in weiten Grenzen wählbar. Sollte der Taktgeber infolge vom Sender einstreuender HF-Spannungen (mangelhafte Abschirmung der El-bug) ungleichmäßig arbeiten, so läßt sich dieser Effekt durch Einfügen eines möglichst kleinen Kondensators (Richtwert 10...100 pF) zwischen Kollektor und Basis des Transistors V1 beseitigen. Zusätzlich kann man noch einen Widerstand (3...5 kΩ) von Kollektor V1 nach $+U_s$ legen.

Es sei angenommen, daß S3 zur Punkteseite hin gelegt wurde. Der Ausgang des Gatters D7 ist in Ruhe stets H. Ausgang D5 wird bei Punkttastung H, womit der J-Eingang des Flip-Flop V4 freigegeben ist. Mit der cp-HL-Rückflanke setzt also V4 nach Q = H um (Bild 4.241). Damit bleibt D5 gesperrt und

sein Ausgang auf H, auch wenn man inzwischen S3 wieder auf Mitte oder zur Strichseite legt. Da $\overline{Q}$ von V4 den Eingang J des Flip-Flop V2 verriegelt (siehe zu den FF die Funktionstabelle in Bild 4.27d!) und außerdem den Ausgang D10 auf H hält, bleibt ein Umlegen von S3 nach Mitte oder Strich wirkungslos, bis der Punkt mit der HL-Rückflanke des folgenden cp-Takts beendet wird. Diese cp-Flanke setzt Q von V4 wieder nach L zurück, so daß (falls S3 inzwischen in Mitte liegt) Ausgang D5 = L den J-Eingang von V4 wieder sperrt und Ausgang D10 = L den Taktgeber stillsetzt. Legt man S3 zur Strichseite, so wird Ausgang D4 = H und der J-Eingang von V2 freigegeben ($\overline{Q}$ des V4 ist in Ruhe H). V2 wirkt als Frequenzteiler, so daß der Flip-Flop V3 mit cp/2 umschaltet. Die am Eingang des Gatters D6 NAND-verknüpften Ausgänge $\overline{Q}$ von V2 und $\overline{Q}$ von V3 ergeben den vollständigen Ablauf für Strich und zugehörige Pause. Ausgang D7 hält den für Strichtastung geltenden Schaltzustand für D4, D10 und J-Eingang von V4 aufrecht, bis Strich und Pause abgelaufen sind, auch wenn S3 bereits vorher wieder in eine andere Stellung gebracht wurde. Tatsächlich wird in jedem Fall zwangsläufig das vollständige Zeichen mit nachfolgender Pause exakt im cp-Taktabstand ausgeführt, auch wenn S3 nur kurz nach der betreffenden Zeichenseite und noch während des Zeichenablaufs bereits zur anderen Zeichenseite gelegt wurde. Eine Verstümmelung von Zeichen- oder Pausenlängen ist nicht möglich. Die Startverzögerung im Start-Stoppbetrieb (S1 ein, bei cp sind dann nur während der Schließzeit von S3 Impulse vorhanden) mit weniger als 1 ms, registriert man praktisch nicht. Im freilaufenden Taktbetrieb (S1 offen) ist der cp-Takt ständig vorhanden, die Startverzögerung zwischen Schließen von S3 und Beginn des ersten Zeichens kann dann maximal dem Abstand zwischen 2 cp-Takten entsprechen. Für D9, D10 ist im Hinblick auf die Relaisansteuerung 1 Leistungsgatter (D9: *D 140*) ratsam. Benötigt das Relais nicht mehr als 15 mA, so genügt auch die *D 120*. Benutzt man für D9 und D10 *D 100* (bei D10 dann je 2 Eingänge über Dioden nach Bild 2.4 zusammenfassen!), so können deren restliche 2 Gatter (als flankengetriggerter RS-FF nach Bild 4.24a geschaltet) V3 ersetzen, womit sich 1 IS *D 172* einsparen läßt. Man kommt so mit insgesamt 5 IS aus.

In [60] sind weitere 6 Schaltungen ähnlicher Art für elektronische Morsetasten zu finden, die diese Aufgabe mit unterschiedlichen Lösungswegen und jeweils 3...5 IS realisieren. Sie können unmittelbar mit den entsprechenden DDR-Äquivalenttypen (je nach Schaltung: *D 100, D 103, D 110, D 120, D 172, D 174*) nachgebaut werden.

4.10.4. Fuchsjagd-Kleinstsender mit IS

Die im folgenden beschriebenen Schaltungen fallen wie jede andere Senderschaltung unter die entsprechenden Bestimmungen der Amateurfunkgesetzgebung. *Sie dürfen nicht ohne Vorliegen einer entsprechenden Amateurfunkgenehmigung aufgebaut werden* und kommen deshalb nur für den fortgeschrittenen Funkamateur in Frage.

TTL-Schaltkreise sind bis zu überraschend hohen Frequenzen betriebsfähig, wie die folgenden Schaltbeispiele, die als Anregungen für Klubstationen u. ä. gedacht sind, zeigen. Ein 80-m-Fuchsjagd-Kleinstsender läßt sich nach Bild 4.242 aufbauen. Ein Quarzoszillator (D1, D2) mit entsprechendem Grundwellenquarz G1 (3 500...3 800 kHz) treibt über ein Entkopplungsgatter D3 die zwecks höherer Sendeleistung mit Transistor ausgestattete Endstufe V1. Über Gatter D4 kann der Sender mit S1 oder einem entsprechenden, ebenfalls mit einer *D 100* realisierbaren Taktgeber oder anderer Automatik ge-

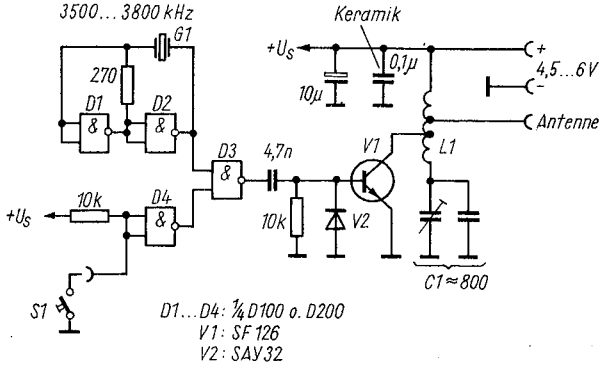


Bild 4.242
Einfacher 80-m-Fuchsjagd-Kleinstsender

tastet werden. $L1$ und $C1$ bemißt man nach den für derartige Transistorendstufen üblichen Gesichtspunkten und entsprechend der benutzten Quarzfrequenz. Bei der nur im Versuchsaufbau erprobten Schaltung wurde $L1$ mit 15 Wdg. 1-mm-CuAg (15 mm ∅) bemessen. Die Anzapfung für die Antenne lag bei der vierten Windung, für den Kollektor bei $5^1/_2$ Wdg. ab $+U_s$. Der Schwingkreis wurde bezüglich der Anpassung und maximaler Leistungsausbeute nicht optimiert. Für derartige Schaltungen eignen sich selbstverständlich nur Grundwellenquarze.

Bild 4.243 zeigt eine Schaltung, die ausschließlich mit IS bestückt ist. Lediglich im Taktgeber wurde ein Transistor V1 verwendet, um für $C1$ einen kleineren Kapazitätswert zu ermöglichen. Diese Schaltung stellt einen automatisch getasteten Peilsender (»Funkboje«) dar. Sie wurde auf der Fernsteuerfrequenz 27,12 MHz getestet. Wie sich zeigte, läßt sich selbst bei dieser hohen Frequenz noch eine *D 110* bei erstaunlich guter HF-Leistung verwenden. Erheblich größere HF-Ausgangsleistung ergibt sich mit einer *D 210*. D7 arbeitet unmittelbar als Endstufe und wird mit π-Filterausgang $C3$, $L1$, $C4$ und Antennenverlängerungsspule $L2$ wie bei transistorisierten Fernsteuersendern üblich an die Antenne angepaßt. D5, D6 bilden einen Quarzoszillator, D3 und D4 erzeugen eine NF-Modulationsspannung bei etwa 1 kHz (Tonhöhe mit $C2$ festlegbar). Der NF-modulierte Sender wird in mit $R1$ festgelegten Abständen (etwa 1 s) für eine mit $R2$ wählbare Zeitdauer aufgetastet, erzeugt also im Empfänger periodische

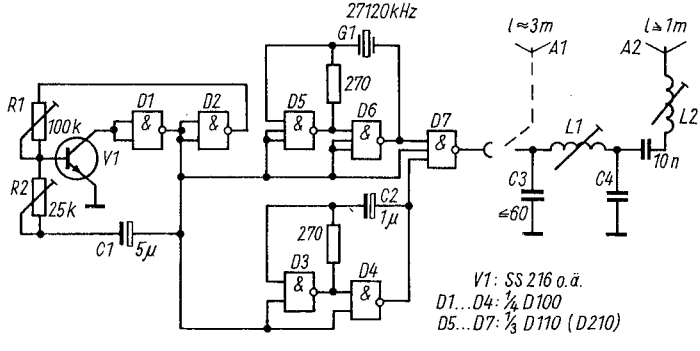


Bild 4.243
Schaltung einer 27,12-MHz-Funkortungsboje (periodisch getasteter NF-modulierter Kleinstsender)

»Piepser«. Das Gesamtgerät nimmt im Sendemoment etwa 50 mA Betriebsstrom, in den Pausen etwa 15 mA Ruhestrom (bei Bestückung mit *D 100* und *D 110*) auf. Es kann unmittelbar aus Batterien (4,5...6 V) gespeist werden, eine Stabilisierung ist nicht erforderlich. Jede IS erhält einen Stützkondensator 10 nF, die Batterie ist mit wenigstens 20 µF zu puffern. Das Gerät läßt sich extrem klein aufbauen (für kürzere Betriebszeiten genügt bei Verwendung von 3 Kleinstakkumulatoren *RZP2* das Volumen einer Zigarettenpakkung), so daß es z. B. leicht von einem Tier getragen werden kann (Beispiel: Diensthundeeinsatz oder zoologische Forschungen), dessen Standort man mit einem geeigneten Peilempfänger ermittelt. Eine bei A1 ohne jedes Ausgangsfilter angeschlossene Viertelwellenantenne ergab im Test eine Reichweite je nach Gelände von mehreren Kilometern. Praktisch kann man die Anschlußweise bei A1 jedoch nicht anwenden, weil D7 eine fast rechteckförmige HF-Spannung mit sehr starkem Oberwellengehalt und demgemäß unzulässig hoher Störstrahlung abgibt. Das π-Filter (*C*3, *L*1, *C*4) unterdrückt diese Oberwellen sehr wirkungsvoll. Bei A2 lassen sich dann noch HF-Sendeleistungen von einigen Milliwatt erreichen, was beim Versuchsmuster Reichweiten je nach Geländebedingungen zwischen 300 m und mehr als 1 km ermöglichte (bei A2 benutzte Antennenlänge im Versuch: 1,20 m; hierfür ist $L2 \approx 3$ µH). Das π-Filter wird nach den üblichen Grundsätzen ebenso wie bei Transistorendstufenausgängen bemessen. Zu beachten ist dabei, daß *C*3 im Hinblick auf die (bei dieser Frequenz nicht mehr zu vernachlässigende) Verlustleistung in der IS (D7) nicht größer als 60 pF werden sollte. Für die Dimensionierung des π-Filters kann man am Ausgang des Gatters D7 eine wirksame Impedanz von $Z_a \approx 80...100\,\Omega$ (bei *D 110*) zugrunde legen.

4.10.5. Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge

Kfz-Drehzahlmesser erfreuen sich steigender Beliebtheit. Sie sind mit TTL-IS einfach zu realisieren. Bild 4.244 zeigt eine einfache Schaltung dieser Art. Ein Stabilisieren der Betriebsspannung für die IS ist bei dieser Anwendung nicht zu umgehen, dies erfolgt mit V3 und V4. Die Unterbrecherimpulse bei U werden über einen Tiefpaß (der Kontaktprellungen weitgehend unterdrückt) und eine Überspannungsbegrenzung (V2, *C*1) einem Trigger (V1, D1, D2) zugeleitet, der als Impulsformer arbeitet und einen Monoflop (D3, D4; Bild 4.4, Bild 4.5 und Bild 4.7) auslöst. Da die Haltezeit des Monoflop konstant ist, die Impulsabstände aber der Unterbrecherfrequenz bei U und damit der Motordrehzahl proportional sind, ist der mittlere Strom durch das Anzeigeinstrument A der Drehzahl direkt linear

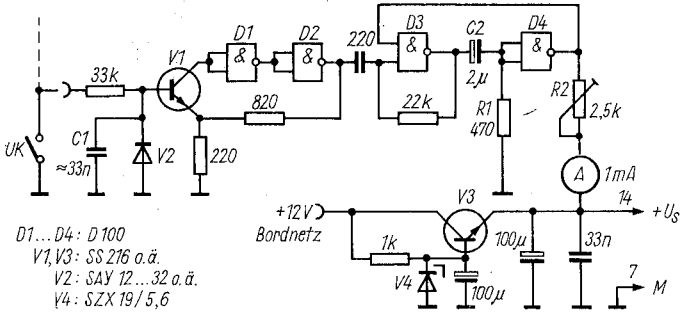


Bild 4,244
Einfacher Drehzahlmesser

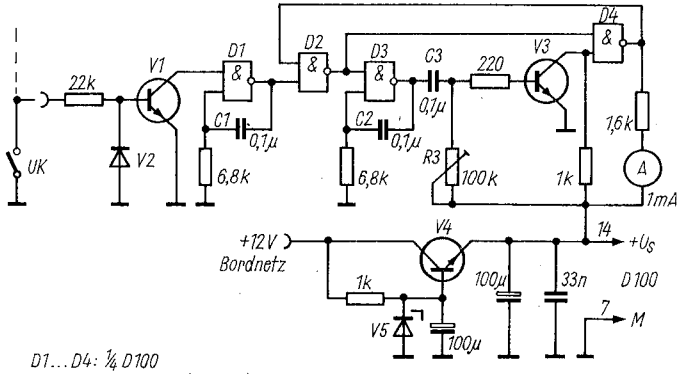


Bild 4.245
Störimpulssicherer Kfz-Drehzahlmesser

proportional. Mit den für $C2$ und $R1$ angegebenen Werten und einem 1-mA-Instrument ist der Drehzahlbereich bis maximal 6000 U/min erfaßbar. Mit $R2$ wird in der auch bei transistorisierten Drehzahlmessern üblichen Weise einmalig kalibiert (siehe [1]). Für andere Drehzahlbereiche ist $C2$ entsprechend zu ändern. Je nach Zustand und Eigenschaften des Unterbrecherkontakts S1 kann es, bei unruhiger Anzeige oder plötzlichen starken Abweichungen bei bestimmten Drehzahlen, zweckmäßig sein, $C1$ nach Versuch im Wert zu ändern. $C1$ ist dann so zu bemessen, daß linearer Skalenverlauf bis zur maximalen Drehzahl erreicht wird, die Anzeige bei niedrigen Drehzahlen jedoch noch nicht aussetzt.

Bei allen einfachen Schaltungen nach diesem und ähnlichen Prinzipien ([1]) treten gelegentlich Probleme bei stark prellenden oder verschmutzten Unterbrecherkontakten auf. Empfehlenswerter, weil gegen derartige Störimpulse sehr weitgehend unempfindlich bei nur geringem Mehraufwand, ist dann die Kombination eines Monoflop mit einem 2fachen *Miller*-Integratoreingang. Das Prinzip dieser Schaltung, die für die Anwendung als Drehzahlmesser für Kfz in Bild 4.245 gezeigt wird, wurde bereits in Abschnitt 4.5.5. beschrieben (Bild 4.43). Der Transistor V1 und die Diode V2 wirken dann als eingangsspannungsbegrenzende Inverterstufe. Die Schaltung ist mit den für $C1$, $C2$ und $C3$ angegebenen Werten ebenfalls für Drehzahlen bis 6000 U/min geeignet. Mit $R3$ wird der Bereich kalibriert. Diese Schaltung ist auch bei stark prellendem Unterbrecher sehr stabil und betriebssicherer als andere bisher für diese Anwendung bekannte Schaltungen. Die Anzeige ist über die ganze Skalenlänge linear, die Genauigkeit auch bei stärkeren Bordnetzschwankungen nicht schlechter als 2% vom Skalenendwert.

Die vorstehend beschriebenen Drehzahlmesser erfordern ebenso wie Kraftfahrzeug-Drehzahlmesser in herkömm-

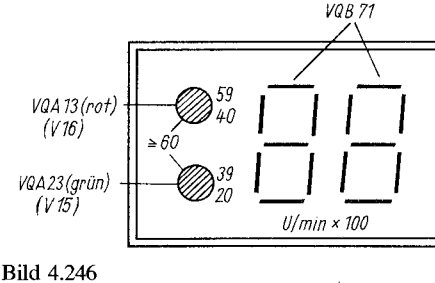


Bild 4.246
Anzeigefeld für den digitalen Kfz-Drehzahlmesser

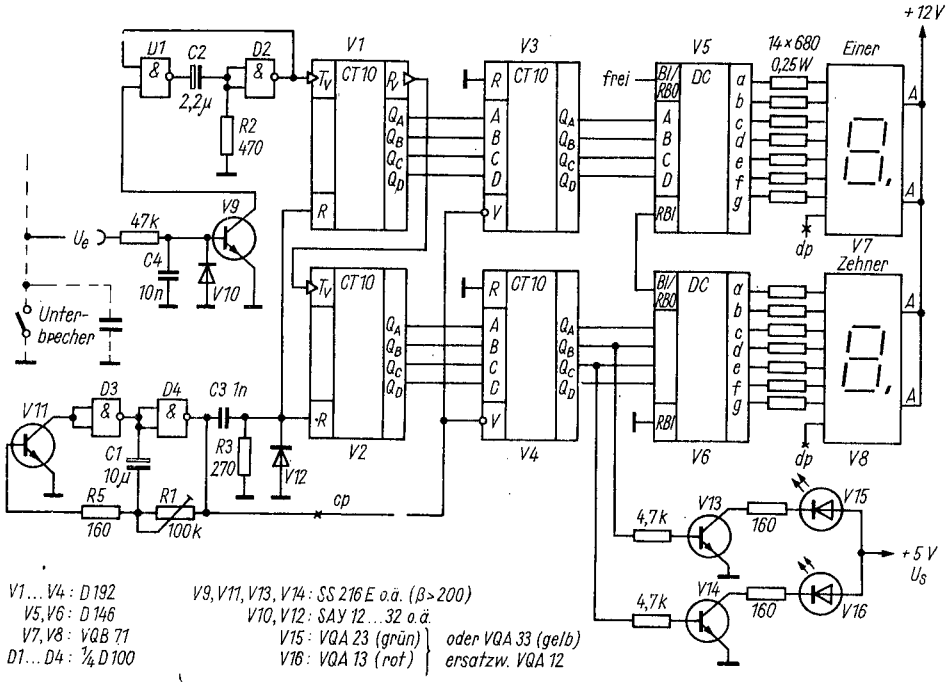


Bild 4.247 Digitaler Kfz-Drehzahlmesser

licher Technik ([1] u.a.) ein Drehspulanzeigemeßwerk, dessen nachträglicher Einbau im Fahrzeug mitunter Probleme bereitet und dessen Stoßfestigkeit den Einsatzbedingungen oft nicht genügt. Außerdem ist dieses Meßwerk ein kostspieliges Bauteil. Den gleichen Zweck erfüllt ein digital nach dem Prinzip des Zählfrequenzmessers arbeitender Drehzahlanzeiger, der mit preisgünstigen IS-Basteltypen nicht mehr kostet als herkömmliche Geräte, aber betriebszuverlässiger ist. Bei der im folgenden beschriebenen Schaltung kommt man insgesamt mit 8 IS aus. Für die 2stellige Drehzahlanzeige werden Lichtemitteranzeigen *VQB 71* benutzt. Bild 4.246 zeigt eine mögliche Gestaltung des Anzeigefelds, das sehr platzsparend und auch getrennt vom eigentlichen Meß- und Zählerteil montiert werden kann. Angezeigt wird mit 2 Ziffernanzeigeelementen die Drehzahl »U/min · 100«, zusätzlich sind 2 einzelne Lichtemitterdioden vorhanden. Sie signalisieren auffällig bestimmte Drehzahlbereiche und können eventuell auch fortgelassen werden. Die *VQA 13* leuchtet im Bereich von 2000...3999 U/Min auf, die Anzeige *VQA 23* im Bereich von 4000...5999 U/min. Im Bereich oberhalb von 6000 U/min leuchten beide Lichtemitterdioden. Diese Zuordnung ist durch den verwendeten Zähler fest vorgegeben. Die normal interessierenden Drehzahlbereiche lassen sich so auch bei flüchtigem Hinsehen gut erfassen. Das gesamte Anzeigefeld nach Bild 4.246 erfordert nur eine Fläche von etwa 25 mm × 30 mm bei maximal etwa 15 mm Einbautiefe.

Bild 4.247 zeigt den Stromlaufplan des Zähler- und Anzeigeteils. Meßwert ist die Schaltfrequenz des Unterbrecherkontakts, dem der Eingang U_e parallelgeschaltet wird. Die Diode V10 und der Tran-

sistor V9 wirken als Eingangsimpulsbegrenzer. Die Gatter D1, D2 bilden mit *C*2, *R*2 einen Monoflop, dessen Haltezeit unkritisch ist, da er lediglich die Aufgabe hat, ein Unterbrecherprellen zu eliminieren. Am Zähleingang T_V von V1 steht damit eine Rechteckimpulsfolge mit einer der Drehzahl proportionalen Frequenz an. Da diese Frequenz vom Motortyp her vorgegeben ist, kann nur sinnrichtig digital angezeigt werden, wenn man eine geeignete Frequenzmeßdauer festlegt. Da für diesen Einsatzzweck keine extreme Genauigkeit gefordert wird, läßt sich als Zeitbasisgenerator eine einfache Multivibratorschaltung verwenden, die aus V11, D3, D4, *R*1, *C*1 besteht und in Abschnitt 4.1.3.3. näher beschrieben ist. Mit *C*1, *R*1 gleicht man die Meßzeitdauer der Motorfrequenz so an, daß sich der gewünschte Zusammenhang zwischen Drehzahl und gleichlaufendem Zählergebnis einstellt. Die im Bild 4.247 angegebene Dimensionierung für *C*1 ist gültig für einen 4-Zylinder-4-Takt-Motor (für andere Motortypen wird *C*1 entsprechend im Wert geändert). Die Meßzeit für die vom Ausgang des Gatters D2 abgegebenen Impulse muß für diesen Motor bei 0,3 s liegen, um mit einem 2stelligen Zähler die Drehzahl in n · 100 U/min darzustellen. Diese Meßtaktzeit wird einmalig mit *R*1 feinabgeglichen (Kalibrieren der Anzeige auf Sollwert). Für die Anzeigegenauigkeit ist ausschließlich die Konstanz dieses Taktgebers maßgebend. Bei mehreren Versuchsmustern ließ sich auch mit dieser einfachen Taktgeberschaltung V11, D3, D4 im Umgebungstemperaturbereich zwischen +5 und +65 °C (Montage an geeignetem Ort hinter dem Armaturenbrett realisierbar) eine Meßgenauigkeit besser ±10% der Istdrehzahl erreichen. Da ohnehin nur die letzten 2 Stellen der (eigentlich 4stelligen) Drehzahl angezeigt werden und die Anzeige prinzipbedingt wie bei jedem Zähler in der Einerstelle mit einem möglichen Fehler von 1 digit behaftet ist, kann man auf eine aufwendige temperaturkompensierte Taktgeberschaltung verzichten, zumal die Genauigkeit handelsüblichen Drehzahlmesser nicht wesentlich nachsteht und selbst der in Extremfällen zu erwartende Meßfehler von ≦ 10% im Fahrbetrieb kaum Bedeutung hat.

Entsprechend der mit 0,3 s vorgegebenen Meßzeit kann sich der angezeigte Wert (Bild 4.246) maximal 3mal in jeder Sekunde ändern. Das bewirkt einerseits eine genügend ruhige, gut ablesbare, trotzdem auch schnellen Drehzahländerungen noch ausreichend trägheitsarm folgende Anzeige, andererseits ist eine ständige Frequenzzählung mit Zwischenspeicherung notwendig. Der Zähler arbeitet 2stellig mit V1, V2. Ihm folgen die Zählerstandsspeicher V3, V4, für die hier aus Gründen einfacherer Schaltungstechnik und einheitlicher IS-Bestückung ebenfalls *D 192* benutzt werden (siehe Bild 4.137), deren Zähltakteingänge nicht angeschlossen oder an $+U_s$ der IS gelegt sind. Während des jeweils 0,3 s dauernden Zählvorgangs halten V3, V4 den Zählerstand der vorangegangenen Messung für die Anzeige gespeichert. Den Speicherausgängen folgen mit V5, V6 die zum Ansteuern der *VQB 71* (V7, V8) notwendigen Decoder. Insoweit bietet die gesamte Zählschaltung keine Besonderheiten. Am Ausgang von V4 ergeben sich entsprechend dem jeweiligen Speicher- und Anzeigestand H-Pegel an deren Ausgängen Q_B und Q_C, die gemäß dem BCD-Code bestimmten Zählerständen fest zugeordnet sind. Sie können in einfacher Weise zum Ansteuern von V15 über V13 und V16 über V14 mitbenutzt werden, die dann in den bei Bild 4.246 schon genannten Drehzahlbereichen aufleuchten.

Bei häufigen Nachtfahrten kann der Wunsch bestehen, die Helligkeit der gesamten Anzeige einstellen zu können. Dafür läßt sich die Schaltung mit einer impulsgetasteten Helligkeitsregelung vervollständigen, wofür die Decoder V5, V6 mit ihren BI/RBO-Anschlüssen geeignete

Anschlußpunkte bieten. Die entsprechende Schaltung ist in Bild 4.181 und Bild 4.186 angegeben. Die BI-Anschlüsse von V5, V6 werden dabei durch Transistoren gegen Masse geschaltet. Es empfiehlt sich dann, die Emitter von V13, V14 (Bild 4.247) mit an die BI/RBO-Anschlüsse zu legen, um auch die Dioden V15, V16 in die Helligkeitseinstellung mit einzubeziehen. Diese Komfortergänzung erfordert insgesamt zusätzlich 3 Transistoren und 1 IS *D 100*. Die in Bild 4.247 angegebene Zusammenschaltung der BI/RBO- und RBI-Anschlüsse wird auch dann beibehalten; sie ergibt die in Abschnitt 4.7.2.3. beschriebene Unterdrückung der »vorlaufenden Nullen«. Das hat zur Folge, daß die Drehzahl 800 U/min nicht als »08«, sondern als »8« erscheint. Bei Drehzahlen unter 100 U/min sind beide Ziffern erloschen. Ist das unerwünscht, so kann die Verbindung BI/RBO (V6) zu RBI (V5) aufgetrennt werden. Bei Drehzahlen unter 100 U/min erscheint dann die Anzeige »0«.

Die im vorgegebenen Anwendungsfall mögliche Vereinfachung des Zählfrequenzmeßprinzips wird besonders deutlich an der einfachen Schaltung der Ablaufsteuerung. Aus Bild 4.248 ist ihre Funktion zu ersehen. Der Taktgeber gibt am Ausgang des Gatters D4 jeweils im Abstand von 0,3 s einen kurzen Taktimpuls cp ab, dessen Zeitdauer unkritisch ist und bei 3...10 ms liegt. Zunächst bewirkt die HL-Vorderflanke des cp-Takts (während der Zählzeit liegt der Ausgang von D4 auf H-Pegel) über die V-Eingänge der Speicher V3, V4 ein Einschreiben des augenblicklichen Zählerstands und dessen Anzeige. Gleichzeitig differenziert das *RC*-Glied *C*3, *R*3 die cp-Vorderflanke, wobei der negative Impuls an *R*3 mit der Diode V12 abgeschnitten wird. Das bleibt auf die Zähler-Rückstelleingänge (die für Zählbetrieb L-Pegel haben müssen, was durch den Wert von *R*3 gesichert ist) ohne Wirkung. Nach beendetem Einschreiben des Zählstands in die Speicher werden diese mit der LH-Flanke des cp-Takts wieder verriegelt, gleichzeitig wird die LH-Flanke über *C*3, *R*3 zu einem kurzen H-Impuls an den R-Eingängen der Zählstufen differenziert (Bild 4.248). Für die Zeit t_R erhalten die Zähleingänge daher H-Pegel ($t_R \approx 0{,}3\ \mu s$) und setzen sofort auf 0 zurück, so daß unmittelbar nach Abklingen des t_R-Impulses der nächste Zählvorgang beginnt. Die inneren Schaltverzögerungszeiten von V1...V4 sorgen dabei dafür, daß die Einschreibeingänge (Ladeeingänge V) der Speicher bereits zuverlässig verriegelt sind und der gespeicherte Zählerstand erhalten bleibt, bevor V1, V2 ihre Q-Ausgänge nach 0 rücksetzen.

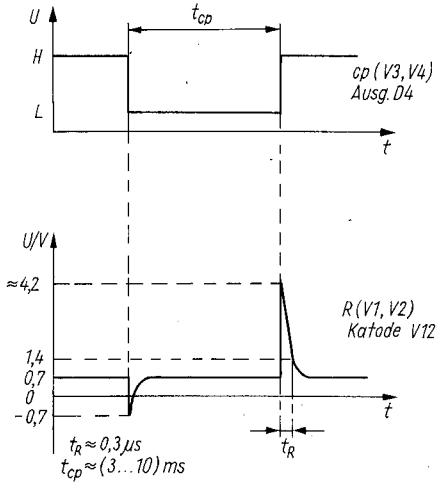


Bild 4.248
Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 4.247

Die Betriebsspannung +5 V aller Schaltkreise soll gut stabilisiert sein, um insbesondere die Genauigkeit des Taktgebers nicht zu verschlechtern. Dafür eignet sich die *MAA 723* besonders gut. Den Stromlaufplan für die Speisung des Drehzahlmessers zeigt Bild 4.249. Er entspricht der in Bild 2.30 angegebenen Schaltung. Die Daten und Anschlußlagen des *MAA 723* sind ebenfalls in Ab-

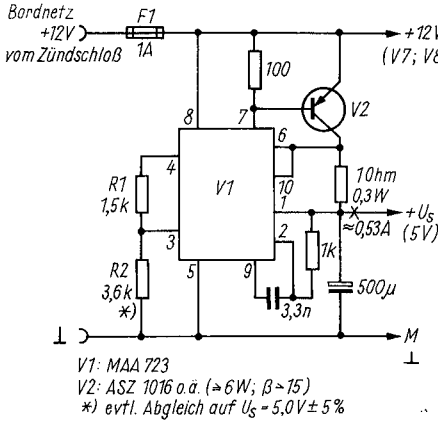


Bild 4.249
Speisespannungsstabilisierung für den Kfz-Drehzahlmesser

schnitt 2.4.4. zu finden. Die in Bild 4.249 angegebene Anschlußlage gilt für die TO-Gehäusebauform! Schaltkreise des internationalen Typs *723* in DIL-Gehäuse haben eine andere Anschlußlage. Der Transistor V2 (Bild 4.249) soll mit ausreichender (im Hinblick auf Kfz-Verhältnisse sehr reichlich zu bemessender) Kühlfläche versehen werden, da der Strombedarf des Drehzahlmessers auf der 5-V-Leitung immerhin bis etwa 0,53 A betragen kann. Im Fahrbetrieb ist das vom Leistungsverbrauch her ohne Bedeutung, jedoch wird der 12-V-Eingang (Bild 4.249) deshalb hinter dem Zündschloß angeschlossen und zusammen mit der Zündung abgeschaltet. Zur Entlastung der 5-V-Stabilisierung werden außerdem die Anzeigen V7, V8 in Bild 4.247 direkt von +12 V gespeist (Bild 4.249), was für V5, V6 aus Sicherheitsgründen (mögliche Überspannungen im Bordnetz berücksichtigen, sie können kurzzeitig 20 V erreichen) den *D 146* statt *D 147* erfordert. Die Dioden V15, V16 müssen mit von der 5-V-Leitung gespeist werden. Die Speiseschaltung nach Bild 4.249 ist kurzschlußstrombegrenzt, was jedoch die Sicherung F1 nicht überflüssig macht. Das Gerät wird einmalig bei einer bekannten Drehzahl kalibriert (Vergleich mit Werkstatt-Drehzahlmesser); die für einen Wert kalibrierte Anzeige stimmt dann im gesamten Bereich. Steht kein Drehzahlmesser zum Vergleich zur Verfügung, so kann bei U_e die Netzfrequenz 50 Hz (mit 15...25 V aus einem Netztransformator) angelegt werden. Für den erwähnten 4-Zylinder-4-Takt-Motor wird dann $R1$ so abgeglichen, daß die Anzeige gerade von »14« auf den Sollwert »15« wechselt; der Wert 15 (korrekt 1500) entspricht dann der geforderten Meßzeit von 0,3 s. Für andere Unterbrecherfrequenzen und Motortypen kann hieraus umgerechnet werden.

4.10.6. Hochwertiges elektronisches Ziffernschloß

Elektronische Ziffernschlösser wurden in der Amateurliteratur schon mehrfach veröffentlicht. Alle bisher bekannt gewordenen, sehr unterschiedlichen Lösungen wiesen jedoch entscheidende Mängel auf (eingeschränkte Programmierbarkeit, nicht optimal erkundungssichere oder sogar durch Probieren erkundbare Schaltungen usw.), wodurch der praktische Wert solcher Schlösser sehr fragwürdig wird. Meistens täuschen derartige Einrichtungen dem Anwender dann eine Sicherheit vor, die tatsächlich nicht annähernd besteht; der Wert eines unzulänglich konstruierten elektronischen Schlosses verkehrt sich damit ins Gegenteil.

Das im folgenden beschriebene, mit 14 IS (auch Bastlerware verwendbar) bestückte elektronische Schloß erfüllt alle Anforderungen auch für professionelle Einsatzzwecke. Das sind vor allem die vollständig freie Wählbarkeit beliebiger Ziffernkombinationen auch unterschiedlicher Stellenzahl und mit mehrmals aufeinanderfolgend gleicher Ziffer sowie auch für den Laien leicht bedienbare Ziffereneingabe- und Programmierorgane.

Weiter ist gewährleistet, daß kurzzeitige Betriebsspannungsausfälle nicht zu Fehlschaltungen (Öffnen des Schlosses oder bleibende Blockierung) führen, und selbst dem Fachmann gelingt ein Erkunden der Codezahl oder ein »Brechen« des Codes durch Versuche oder Messungen an den Eingabeorganen oder deren Zuleitung (!) *auch dann nicht, wenn ihm die Schaltung des Schlosses bekannt ist.* Praktisch bedeutet das, daß man die Zuleitung zum Zifferneingabeschalter nicht unzugänglich verlegen und den Eingabeschalter nicht gegen ein Öffnen sichern muß; die dem Aufbau zugrunde liegenden Schaltpläne brauchen ebenfalls nicht »geheimgehalten« zu werden. Das Schloß kann mit einer beliebigen 2- bis 6stelligen Ziffernkombination jederzeit neu programmiert werden. Die uneingeschränkt wahlfreie Ziffernkombination ist in der Praxis sehr wichtig, um bestimmte, leicht merkbare oder vom Anwender vorgegebene Codezahlen anwenden zu können. Das Funktionsprinzip beruht auf einem Schieberegister [2], das nacheinander mehrere der betreffenden Ziffernstelle zugeordnete Speicher-Flip-Flop freigibt, die – wenn der Eingabeschalter richtig auf der der Ziffernstelle zugeordneten Codeziffer steht – gekippt werden. Erst wenn alle Speicher-Flip-Flop gekippt sind, wird das Schloß freigegeben, anderenfalls wird nach der sechsten Zifferneingabe Alarm ausgelöst. Dadurch kommt es nicht zu unnötigem Sofortalarm bei versehentlicher falscher Eingabe (die von Hand wieder löschbar ist). Vor allem läßt sich die Stellenzahl, mit der das Schloß programmiert wurde, und welche der versuchsweise eingegebenen Ziffern falsch ist, nicht erkunden. Das unterbindet zugleich die Möglichkeit, einige mit erhöhter Wahrscheinlichkeit vermutete Codezahlen vorzugsweise durchzuprobieren. (Trotzdem sollte der Anwender nicht den häufig zu beobachtenden Fehler begehen, Zahlen wie das eigene Geburtsdatum, die Autonummer, Ausweisnummern oder ständig gespielte Lottozahlen, nur weil man sie sich leichter merken kann, als Codezahl zu verwenden!)

Eine unvollständig eingegebene Ziffernfolge wird nach Ablauf von etwa 120 s selbsttätig gelöscht, was unter anderem auch bei unsachgemäßer Fremdbedienung (»Spielen« am Schloß durch Dritte) notwendig ist und einem unnötigen Sofortalarm vorbeugt.

Die Ziffern werden im Gegensatz zu vielen anderen Lösungen nicht mit einer Zifferntastatur eingegeben, da sie zahlreiche Nachteile hat (relativ großer Platzbedarf, schwierige wetterfeste Montage bei einem Einsatz im Freien usw.). Man wählt die Ziffern – analog zu den von Tresorschlössern her bekannten mechanischen Zahlenschlössern – mit einem 1poligen 12-Stufen-Drehschalter. Das ermöglicht eine betriebssichere und platzsparende, gegebenenfalls auch leicht witterungsfest ausführbare Montage für das Eingabeorgan. Der Eingabeschalter (S1; Bild 4.250) wird über ein 13adriges Kabel mit der (innerhalb der gesicherten Zone zu montierenden) Elektronik verbunden, wobei Schalter und Kabel aus schon erwähnten Gründen nicht unzugänglich montiert zu sein brauchen. Die am Eingabeschalter montierten Lichtemitterdioden V6, V7 gestatten während der Eingabe eine Kontrolle der richtigen Funktion – insbesondere des Zeitablaufs (ohne daß Rückschlüsse auf Übereinstimmung der Eingabeziffern mit der Codierung gezogen werden können) und der Funktionsbereitschaft. Sie erleichtern damit die korrekte Eingabe, sind aber nicht unbedingt erforderlich und können daher je nach Anwendungsbereich auch entfallen. Der Eingabeschalter S1 hat neben den 10 Stellungen für die Ziffern 0...9 die Stellungen »Aus/Öffnen« (Linksanschlag) und »Löschen/Reset« (Rechtsanschlag; Löschen bei unkorrekter Eingabe, danach kann die Eingabe sofort neu begonnen werden). Es ist für die Funktion belanglos, in welcher Stellung er zunächst steht. Vor

Eingabebeginn ist er jedoch zunächst auf »Reset« und nachfolgend auf »Aus« zu stellen. Grundsätzlich wird bei jeder Zifferneingabe von der Stellung »Aus« von S1 ausgegangen. Sobald die erste einzugebende Ziffer eingestellt ist, löst eine (zugleich als Kontaktprellschutz wirkende) Eingabeverzögerungsschaltung etwa 2 s nach Verlassen der »Aus«-Stellung einen Einschreibimpuls aus, mit dem die Ziffer, auf der der Eingabeschalter zu dieser Zeit steht, in die Elektronik übernommen und mit der Codierung verglichen wird. Bei Übereinstimmung kippt der zugehörige Speicher-Flip-Flop. V6 signalisiert das Einschreiben der Ziffer (unabhängig davon, ob sie dem Code entspricht oder nicht). Sobald die Eingabeverzögerungszeit abgelaufen ist, wird S1 zunächst kurz in Stellung »Aus« zurückgebracht (V6 verlischt wieder) und danach die nächste Ziffer eingestellt, wiederum die Verzögerungszeit von etwa 2 s (bis zum Aufleuchten von V6) abgewartet usw. Nachdem alle Ziffern richtig eingegeben sind, wird mit dem letzten Rückstellen von S1 auf »Aus« der Türöffner oder der sonstige Schloßmechanismus betätigt. Bei einer falsch eingegebenen Ziffer wird nach dem sechsten Rückstellen von S1 auf »Aus« alarmiert, was sich mit S1 nicht abschalten läßt. Die gesamte Zifferneingabe muß nach maximal 120 s beendet sein. Nach dieser Zeit stellt ein – zugleich mit dem ersten Eingabevorgang gestarteter – Zeitschalter (Zeit-Reset) alle Flip-Flop und das Schieberegister in die Ruhelage zurück. Die Diode V7 leuchtet nach dem Rücksetzen der Flip-Flop auf, sie ist also während des Eingabevorgangs erloschen (was die Aktivierung des Schlosses anzeigt) und

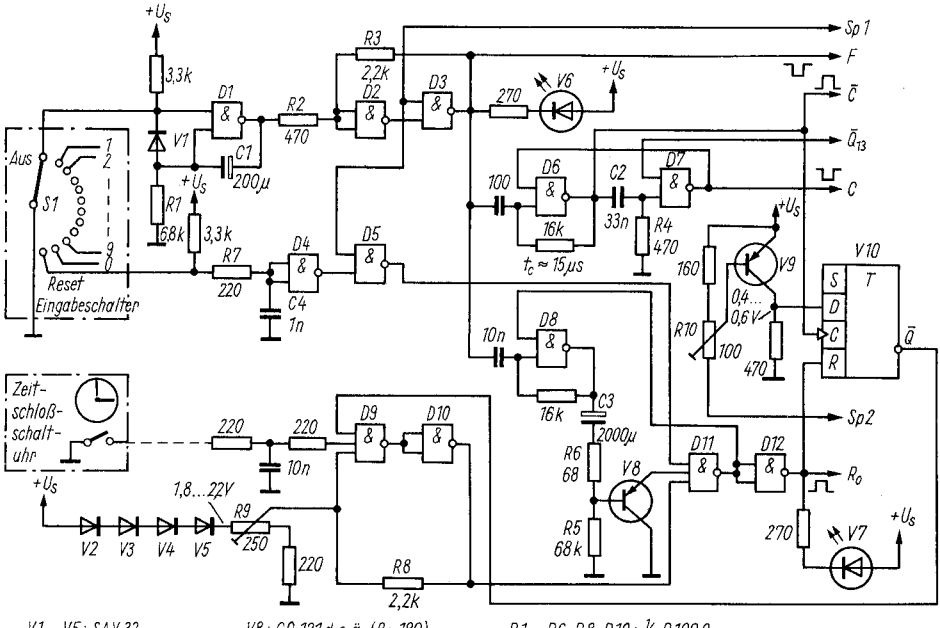


Bild 4.250 Eingabe- und Steuerschaltung für das elektronische Schloß. Statt V10 lies V14

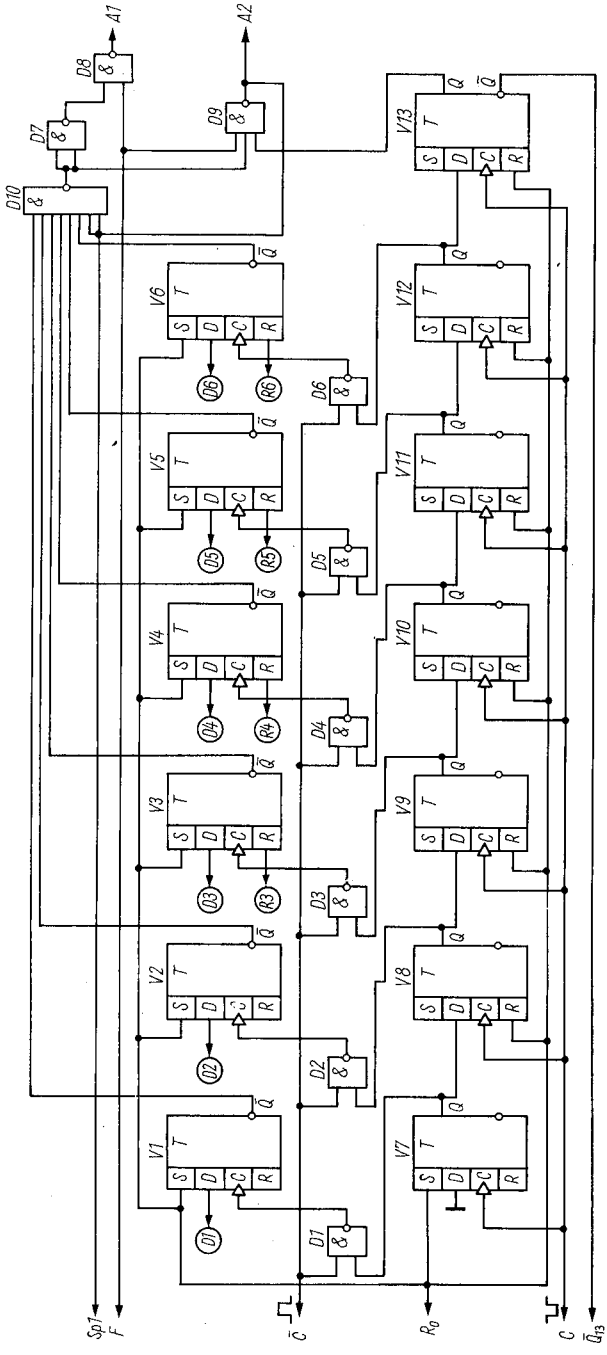


Bild 4.251 Schieberegister und Speicher-FF mit Auswerteschaltung des elektronischen Schlosses

leuchtet während der gesamten Wartezeit (Bereitschaftsanzeige) und bei »Reset«. Die genannten Zeiten (2 s je Zifferneingabe, 120 s Zeitlimit für Gesamteingabevorgang) haben sich als praxisgerechte Werte für ein zügiges Bedienen ergeben, sie können nach Bedarf abgeändert werden (*C*1 bzw. *C*3; Bild 4.250). Die mit S1 gewählte Eingabeform hat auch den Vorteil, daß man den fühlbar rastenden Schalter S1 auch, ohne zu sehen, bedienen kann, da sich die Schaltstufen mitzählen lassen. Daher ermöglicht diese Eingabeweise auch im Dunkeln oder bei Anwesenheit von Personen, denen die Codezahl nicht bekannt werden darf, ein »verdecktes« Eingeben, wobei die zur Eingabe verfügbaren 2 s sogar ausreichen, um die einzustellende Ziffer einigemal zügig zu überschalten, so daß ein Erkennen der gewählten Ziffer auch durch Mitzählen der Schaltergeräusche nicht möglich ist. In Bild 4.250 ist die Steuerschaltung und in Bild 4.251 die zugehörige Schaltung der Schieberegister, Speicher-Flip-Flop und Auswerteschaltung dargestellt. Den Ausgängen A1, A2 (Bild 4.251) folgen die Türöffner- bzw. Alarmierungsschaltungen (Bild 4.252). Zur Funktion: Gatter D1 in Bild 4.250 arbeitet mit *C*1 und *R*1 als *Miller*-Integrator. In »Aus«-Stellung von S1 führt der Ausgang von D1 H-Pegel. Somit hat auch der Ausgang des nachfolgenden Triggers (D2, D3, R2, R3) H-Pegel an Leitung F. Sobald S1 die »Aus«-Stellung verläßt, beginnt die Spannung am Ausgang von Gatter D1 mit der durch den Wert von *C*1 gegebenen Verzögerung zu fallen (siehe Abschnitt 4.1.9., Bild 4.41), wobei nach etwa 2 s der Trigger umschaltet und Leitung F (Ausgang D3) L wird. Die HL-Flanke an F startet den Einschreib- und Schiebetaktgenerator D6, D7, der daraufhin an den Leitungen C und $\overline{C}$ die angegebenen, etwa 15 µs breiten Impulse abgibt. Gleichzeitig wird der Resettimer (D8, V8, D11) gestartet, ein Monoflop bekannter Art (Bild 4.6). Zugleich mit dem ersten Einschreibtakt

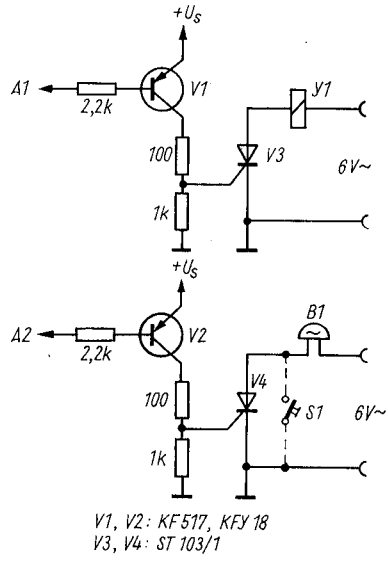


Bild 4.252
Eine Möglichkeit für die Betätigung von Türöffnermagnet und Alarmeinrichtung für das Schloß. A1, A2 entsprechen den gleichnamigen Ausgängen in Bild 4.251

(Leitungen C, $\overline{C}$) geht Ausgang D12 auf H-Pegel und gibt über die Rückstellleitung R_0 die Flip-Flop (Bild 4.251) frei. In Ruhestellung bzw. bei »Reset« ist R_0 = L, womit die Flip-Flop V1...V7 auf Q = H, V8...V13 auf Q = L gesetzt sind. Da bei V1...V7 die negierten Ausgänge $\overline{Q}$ benutzt werden, führt der Ausgang von D10 H-Pegel und der Ausgang von D7 L-Pegel, wodurch der Türöffnerausgang A1 gesperrt ist. Bei L-Pegel an A1 läßt sich das Türschloß öffnen; bei L-Pegel an A2 setzt die Alarmierung ein.

Da der Ausgang Q von V7 H-Pegel führt, ist Gatter D1 (Bild 4.251) freigegeben, die Gatter D2...D6 sind mit L-Pegel verriegelt. Der mit der ersten Zifferneingabe von D6, D7 (Bild 4.250) erzeugte Taktimpuls C kann daher mit seiner Rückflanke nur V1 in Bild 4.251 takten, nachdem mit Impulsbeginn alle Flip-Flop durch Pegelwechsel der Rückstellleitung (R_0 = H) freigegeben

wurden. Die Dateneingänge der Speicher-Flip-Flop V1...V6 führen über die Codiereinrichtung zu den Ziffernkontakten des Eingabeschalters S1. Das gilt ebenfalls für die zur Stellenzahlverkürzung benutzten R-Eingänge von V3...V6. Wenn der Eingabeschalter S1 in der für das aktivierte Flip-Flop zugeordneten (codegemäßen) Stellung steht, erhält der D-Eingang (zunächst also von V1; Bild 4.251) Massepotential (L-Pegel, anderenfalls liegt der D-Eingang stets auf H-Pegel). Der Flip-Flop wird daher vom Taktimpuls nur dann nach Q = H umgesetzt, wenn im Taktmoment sein D-Eingang an Masse liegt, d. h., wenn zum Taktzeitpunkt die richtige Ziffer an S1 eingestellt ist. Gleichzeitig mit dem Umsetzen des Speicher-Flip-Flop wird die Schieberegisterkette V7...V13 getaktet, wobei jetzt Ausgang V7 L-Pegel annimmt (sein Eingang D liegt an Masse!) und die zuvor in V7 gespeicherte logische 1 (H-Pegel) auf V8 übertragen wird ([2]). Für den nächsten Taktimpuls ist somit Gatter D1 gesperrt und nur D2 geöffnet; bei der nächsten Zifferneingabe wird also V2 umgesetzt, falls dessen D-Eingang bei richtig eingegebener Ziffer über S1 an Masse liegt. Danach ist für die nächste Ziffer das Gatter D3 freigegeben usw. Diese Freigabe löst man also mit einem durch alle Schieberegisterstufen durchgeschobenen einzelnen H-Signal aus. Es kommt dadurch zustande, daß beim Rücksetzen (R_0 = L) von V8...V13 über ihre R-Eingänge ihre Ausgänge Q L-Pegel führen, V7 jedoch von R_0 über seinen S-Eingang nach Q = H gesetzt wird. Dieses in V7 gesetzte H wird mit jedem Takt durch das Register geschoben, wobei nachfolgende Flip-Flop, beginnend mit dem an L liegenden D-Eingang von V7, wieder L-Pegel annehmen. Die zugehörigen Gatter (D1...D6) werden dabei mit der Taktvorderflanke und während der Taktimpulszeit (C = H) freigegeben und das Signal anschließend mit der LH-Taktrückflanke weitergeschoben.

Nach der fünften eingegebenen Ziffer ist somit D6 für die letzte einzugebende Ziffer geöffnet. Nach ihrer Eingabe sind D1...D6 gesperrt, und am Ausgang Q von V13 tritt H-Pegel auf. Wurden alle Ziffern richtig gewählt, so sind alle FF V1...V6 gekippt, und am Ausgang des Gatters D10 liegt L-Pegel, der Gatter D9 sperrt (Alarm verhindert) und (über D7 invertiert) den Türöffner über D8 freigibt. Mit Rückstellen des Eingabeschalters S1 in die »Aus«-Stellung erhält auch Leitung F H-Pegel, so daß mit L-Pegel am Ausgang von D8 das Schloß öffnet.

Wurde eine der Ziffern falsch eingegeben, so ist einer der FF nicht gekippt und an mindestens einem Eingang von Gatter D10 L-Pegel vorhanden. Damit führt nach dem sechsten Eingabeschritt der Ausgang Q von V13 H-Pegel, der Ausgang von D10 ebenfalls (womit über D7 das Öffnen von D8 verhindert wird), und nach Rückstellen des Eingabeschalters ist auch F = H, wodurch der Ausgang von Gatter D9 L-Pegel erhält, so daß die Alarmierung einsetzt. Das L-Potential an A2 sperrt außerdem zusätzlich D10 (Selbsthaltung dieses Zustands, D9 und D10 bilden in diesem Fall miteinander einen RS-Flip-Flop), und mit L-Pegel auf der Leitung Sp1 wird der Eingabetrigger (D3, Bild 4.250) im Zustand F = H verriegelt, womit der Alarm bestehenbleibt und jede weitere Betätigung des Eingabeschalters wirkungslos ist. Auch die »Reset«-Stellung von S1 hat jetzt keinen Einfluß, da mit dem L-Pegel auf Sp1 auch Gatter D5 sperrt. Das Alarmsignal ertönt also zwangsläufig bis zum Ablauf des Zeitresets. Erst wenn der Monoflop D8, D11 zurückkippt, werden mit R_0 = L alle Baugruppen wieder zurückgestellt, wobei V13 in Bild 4.251 mit Q = L D9 sperrt und den Alarm beendet.

Diese Art der Eingabefehler-Alarmierung erst mit dem sechsten Eingabeschritt verschleiert nicht nur die Anzahl der programmierten Ziffern und die Eingabe einer falschen Ziffer bzw. vermeidet Sofortalarm bei eigenen Eingabefehlern – nach denen man mit der »Reset«-Stellung

von S1 die Eingabe löschen und von vorn beginnen kann –, sondern unterbindet auch *vorsätzlich* durch Dritte ausgelöste Alarmierungen. Derartige Einrichtungen an Haustür- oder ähnlichen Eingängen können Fremde dazu verleiten, die Eingabevorrichtung wahllos zu betätigen. Falls dabei die Funktionsweise des Schlosses (Eingabevorgang) nicht genau bekannt ist, kann man davon ausgehen, daß der Unbefugte alsbald auch einmal die Schalterendstellung »Reset« anwählt und damit die Eingabe löscht, also nicht oder erst nach längerer Zeit bis zum Alarm auslösenden sechsten Schieberegisterschritt gelangt. Das wird dadurch begünstigt, daß zur korrekten Eingabe von 6 Takten zum einen je Eingabeschritt der 2-s-Taktabstand einzuhalten ist, zum anderen die 6 Takte innerhalb von 120 s eingegeben sein müssen (nur die »Reset«-Stellung von S1 reagiert in jedem Fall sofort, sofern noch kein Alarm besteht). Ferner muß bei diesem Zeitplan noch nach jedem Eingabeschritt zwischendurch auf »Aus« zurückgegangen werden, ohne die Stellung »Reset« einzunehmen (die »Reset«-Stellung sollte deshalb auch aussageneutral, z. B. nur mit »R« oder »C« – *Clear*, wie bei Taschenrechnern – beschriftet sein). Kommt es also bis zur Alarmierung, *kennt* der die Eingabe Bedienende offensichtlich zwar nicht die Codeziffern, wohl aber *die Bedienungsweise des Schlosses*. Da der völlig Unbefangene kaum den Alarm innerhalb von 120 s auslösen kann, bleiben damit unnötige Störungen durch vorsätzliche Alarme weitgehend ausgeschlossen, auch wenn das Eingabeorgan öffentlich zugänglich ist; *vorsätzliche* Codeerkennungsversuche werden dagegen in jedem Fall mit Alarm gemeldet. Derartige Überlegungen sind für den Gebrauchswert solcher Einrichtungen von großer Bedeutung, werden aber im Entwurfsstadium oft übersehen.

Für Codezahlen mit weniger als 6 Ziffernstellen werden die nichtbenötigten Speicher-Flip-Flop V3...V6 mit ihren R-Eingängen in der Codiereinrichtung auf Masse gelegt und damit zwangsläufig auf Q = H geklemmt. Der Türöffner wird demzufolge entsprechend zeitiger (sofort nach der letzten Ziffer in nachfolgender »Aus«-Lage von S1) freigegeben. Unabhängig davon kommt es jedoch stets erst nach der sechsten Eingabe zur Alarmierung, sobald H am Ausgang Q von V13 auftritt, so daß daraus keine Rückschlüsse auf die codierte Stellenzahl möglich sind.

Ein »Brechen« des Zifferncodes wäre sehr leicht möglich, wenn sämtliche Ziffernadern an S1 zugleich auf Masse gelegt werden; das Schloß würde dann stets im sechsten Takt öffnen. Das wird mit dem FF V14 (Bild 4.250) verhindert. An den von der Codiereinrichtung zu S1 führenden D-Eingängen der Speicher liegen direkt an der Schalterzuleitung (an den Ziffernadern, jedoch im Elektronikteil zu montieren!) noch Widerstände (2,2 kΩ ±5%) jeweils zwischen Sp2 (Bild 4.250) und einem S1-Ziffernanschluß parallel. Über $+U_s$, V9, $R10$, Sp2, Widerstand 2,2 kΩ (hier nicht gezeichnet), S1, Masse kommt daher ein Stromfluß zustande, der – wenn an S1 nur ein Kontakt auf Masse liegt – so gering ist, daß die Basis-Emitter-Spannung an V9 maximal etwa 0,4 V beträgt. V9 bleibt daher normalerweise gesperrt. $R10$ wird einmalig so abgeglichen, daß die Spannung zwischen dem Kollektor von V9 und Masse 0,4...0,6 V beträgt. Der D-Eingang von V10 liest somit im Normalfall stets L-Pegel, d. h., V10 wird nicht umgesetzt. Wenn an S1 jedoch mehr als eine Ader auf Masse liegt, fließt über $R10$ mindestens der doppelte Strom, womit V9 öffnet und der D-Eingang von V10 H-Pegel erhält. Mit dem folgenden Einschreibtakt (zeitverzögerte HL-Flanke an Leitung $\overline{C}$) wird V10 nach $\overline{Q}$ = L umgesetzt, womit der Ausgang von Gatter D10 (Bild 4.250) ebenfalls L annimmt. Über Gatter D11 setzt dadurch sofort der Resetzeitschalter zurück (Zeitreset-Ab-

bruch), und mit $R_0 = L$ werden sämtliche FF (Bild 4.251) rückgesetzt. Bei gleichzeitigem Beschalten mehrerer Ziffernadern an S1 gegen Masse ist daher kein Einschreiben möglich. Der über $R10$, Sp2 und die – in Bild 4.250 nicht dargestellten – Einzelwiderstände 2,2 kΩ vorhandene Hilfsstromkreis verhindert das »Codebrechen« und stellt annähernd gleichmäßig verteilte Strom- und Spannungsverhältnisse an den Ziffernadern von S1 her, so daß auch durch Strom- und Spannungsmessungen an S1 keine Aussage über die jeweilige Zuordnung von Kennziffern innerhalb der Codiereinrichtung möglich ist. Das Eingabeorgan und seine Zuleitungen sind damit auch gegen den Schaltungskundigen optimal gesichert.

Bei einer irrtümlich falsch eingegebenen Ziffer lassen sich die FF durch das Anwählen der Stellung »Reset« von S1 rücksetzen; dadurch wird über D4, D5 und D11 ebenfalls der Zeitreset-Abbruch ausgelöst. Danach muß die vollständige Codezahl neu eingegeben werden.

Eine besonders bei reiner Netzspeisung wichtige Zusatzeinrichtung ist der Netzausfallreset. Er besteht aus den Gattern D9, D10 (Bild 4.250) und den Dioden V2...V5. $R9$ wird so eingestellt, daß Ausgang D10 auf L schaltet, wenn $+U_s$ auf $\leqq 3{,}9$ V absinkt und daß H-Pegel am Ausgang von D10 mit $+U_s \geqq 4{,}9$ V erreicht wird. (Gegebenenfalls kann $R8$ etwas im Wert geändert werden, um beide Werte gleichzeitig mit $R9$ einstellen zu können!) Damit ist gewährleistet, daß bei Einschalten der Betriebsspannung (bzw. deren Wiederkehr nach Netzausfall) die Flip-Flop so lange über Gatter D11 und R_0 rückgestellt bleiben, bis die Betriebsspannung die zum korrekten Arbeiten notwendige Höhe erreicht hat. Damit werden undefinierte FF-Stellungen beim Einschalten verhindert. Die Dioden V2...V5 sind gegebenenfalls so auszuwählen, daß mit $U_s = 5{,}0$ V zwischen $R9$ und Masse 1,8...2,2 V stehen.

In Bild 4.250 ist eine Möglichkeit angedeutet, den noch freien Eingang von Gatter D9 für externe Schaltzwecke (über *RC*-Glied gegen äußere Störspannungseinflüsse, die allerdings ohnehin nur während einer laufenden Eingabe stören könnten) zu verwenden. Denkbar wäre eine (mechanische oder elektronische) Schaltuhr, die das Schloß zum Zeitschloß erweitert, das sich dann nur zu bestimmten Zeiten (z. B. während der regulären Arbeitszeit eines Betriebs) bedienen ließe. Solange der in Bild 4.250 symbolisch bei der Uhr angedeutete Kontakt geschlossen ist, wird das Schloß grundsätzlich in »Reset«-Stellung blockiert. Bild 4.252 zeigt die beim Mustergerät gewählte Schaltung der Ausgabeorgane (andere Möglichkeiten siehe Abschnitt 4.1.12.). Der Türöffnermagnet Y1 wird mit Wechselspannung betrieben und durch den Thyristor V3 geschaltet. Der Transistor V1 zündet den Thyristor V3, wenn an A1 L-Pegel liegt. Für die Alarmierung ab Ausgang A2 wurde beim Muster die Hausklingelanlage mitbenutzt (Wecker B1 mit Taster S1), deren Klingeltaster dem Thyristor parallelliegt. Statt Thyristoren können auch Relais benutzt werden.

Hinweise zur Codierung: Je Stelle der Codezahl ist der D-Eingang des zu dieser Stelle gehörenden Speicher-FF (V1...V6, Bild 4.251) mit der gewünschten Ziffernstellung an S1 zu verbinden. Die Codierungseinrichtung wird in jedem Fall konstruktiv mit der Elektronikeinheit vereinigt und wie diese innerhalb der gesicherten Zone untergebracht. Ist ein häufiger Wechsel zwischen sehr unterschiedlichen Codezahlen zu erwarten, so eignen sich Stufenschalter zur Ziffernwahl (ein Schalter je Stelle) in der Anordnung nach Bild 4.253. Die Ziffernwahlschalter SD1...SD6 schalten den jeweiligen D-Eingang von V1...V6 (Bild 4.251) auf die entsprechende Ziffernader der S1-Zuleitung auf; alle Ziffernstellungen der Wahlschalter SD1...SD6 liegen parallel. Direkt an die S1-Zuleitungen angeschlossen sind die zum Komplex Sp2, $R10$, V9, V10

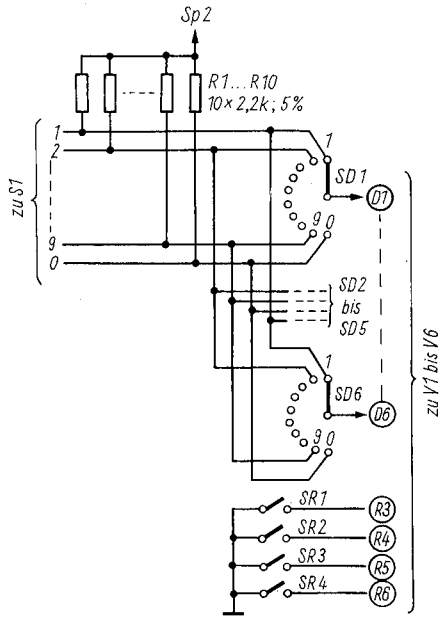


Bild 4.253
Kodiereinrichtung des Schlosses mit Programmierschaltern

(Bild 4.250) gehörenden Widerstände $R1...R10$ (Bild 4.253), die, wie beschrieben, zwischen Leitung Sp2 und der jeweiligen S1-Ziffernader liegen. Um mit verkürzter Codezahlenlänge arbeiten zu können, werden bedarfsweise mit den Schaltern SR1...SR4 die R-Eingänge der überflüssigen FF an Masse gelegt. Für SD1...SD4 genügen dann 1polige 10-Stufen-Drehschalter. Man kann auch 2polige 11-Stufen-Schalter verwenden, deren elfte Stellung (»Aus/unbelegt«) dann mit der zweiten Schaltebene die Funktion von SR1...SR4 (an SD3...SD6!) übernimmt.

Falls die Codezahlen nur selten geändert werden sollen, ist eine einfachere und platzsparende Ausführung für die Codiereinheit möglich. Man benutzt dann »Codestecker«, die aus 24poligen Steckleisten und zugehörigen Kupplungen nach Bedarf und gegebenenfalls auf Vorrat anzufertigen sind. Bild 4.254 zeigt diese Variante. Das Gerätegehäuse erhält eine 24polige Federleiste (Buchsenleiste) – im Mustergerät wurden *Zeibina*-Steckverbinder benutzt –, die nach Bild 4.254 beschaltet wird; beachte die Beschaltung mit Sp2 und $R1...R10$, die mit $R1...R10$ nach Bild 4.253 identisch sind. Dazu fertigt man sich beliebig viele Stecker an, die unmittelbar an der Lötseite der Steckleisten mit kurzen Drahtbrücken entsprechend der gewünschten Codezahl beschaltet werden. In Bild 4.254 ist das als Beispiel für die Codezahl »1774«, also mit 2facher Stellenverkürzung dargestellt. Diese sehr platzsparende Codiereinrichtung ermöglicht einen schnellen und auch für Laien problemlosen Wechsel zwi-

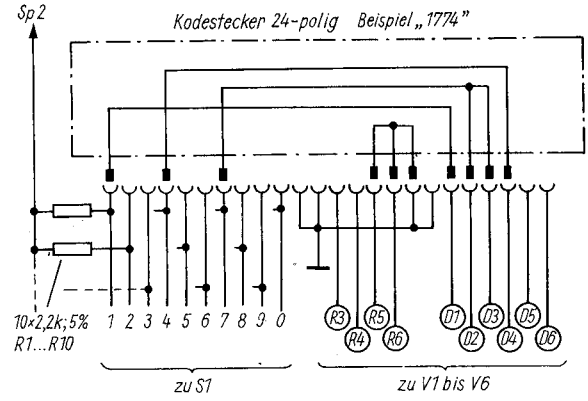


Bild 4.254
Einfache Kodiereinrichtung mit Programmsteckern, die für eine Kodezahl vorverdrahtet werden

schen vorverdrahteten Codezahlen, die man auf Vorrat bereithalten kann.

Die Stromversorgung des Schlosses ist für 5 V (stabilisiert!) und etwa 0,3 A Dauerstrom auszulegen; eine mögliche Variante für den 5-V-Teil läßt sich nach Bild 4.230 (unterer Bildteil) oder Bild 2.30 gestalten. Je nach Anwendungsfall kann eine Batteriepufferung (z. B. nach Bild 4.192, ohne Netzausfallmeldung) oder – für Notöffnungsbetrieb bei Netzstörungen! – eine äußere Anschlußmöglichkeit für eine 5-V-Ersatzstromquelle vorgesehen werden, falls eine ständige Pufferung (die vom Prinzip her nicht erforderlich ist) nicht lohnt. Dann muß jedoch auch die Stromversorgung des eigentlichen Türöffners (Y1; Bild 4.252) garantiert sein.

5. Die integrierte Schaltung A 902

Die *A 902 D* wird industriell vorzugsweise für Belichtungsautomatiken verwendet und ist z. B. in der Kleinbildkamera *Praktica EE 2* eingesetzt. Eine eingehende Beschreibung der *A 902 D* findet der Leser in [72]; die Wirkungsweise der gesamten Belichtungsautomatik der *Praktica EE 2* ist in [73] dargestellt. Die *A 902* arbeitet im Rahmen dieser Automatik als lichtstärkeabhängiger Schwellwertschalter und damit als elektronischer Zeitgeber für die Verschlußöffnungszeit. Applikationsbeispiele zur Weiterentwicklung des *A 902 D* dem *A 302 D* sind in [74] zu finden; siehe auch Hinweis auf Seite 409.

5.1. Kenndaten und Innenschaltung

Bild 5.1 zeigt die Innenschaltung der *A 902 D*, Bild 5.2 die Gehäuseform und Anschlußlage. Das Gehäuse entspricht in den Abmessungen den bekannten MOS-FET-Typen *SMY 50* und *SMY 52*. Diese IS hat lediglich die 4 Anschlüsse für Eingang E, Ausgang A, Speisespannung $+U_S$ und Masse (Stift 3, zugleich $-U_S$).

Im folgenden sei die Innenschaltung kurz erläutert. Am Eingang E ist (hinter einem Strombegrenzungswiderstand *R*1) zunächst eine *Darlington*-Transistorstufe V1, V2 vorhanden, mit der ein hochohmiger Eingang und außerordentlich geringer Eingangsstrombedarf erreicht wird. Überschreitet eine an E liegende positive Spannung die Summe der Schwellspannungen der Basis-Emitter-Strecken von V1, V2, so öffnen diese. Bei offenem Eingang sind V1, V2 zunächst gesperrt. Über *R*2 werden dann V3, V4 und (mit dem über der Diode V8, *R*3, *R*4 auftretenden Spannungsabfall) über *R*5 V5 geöffnet, womit V6 gesperrt und V7 über R7 geöffnet wird; Ausgang A ist nach Masse durchgeschaltet. Steuert man Eingang E mit einer ausreichenden Spannung an (logischer H-Pegel), so schließen V1,

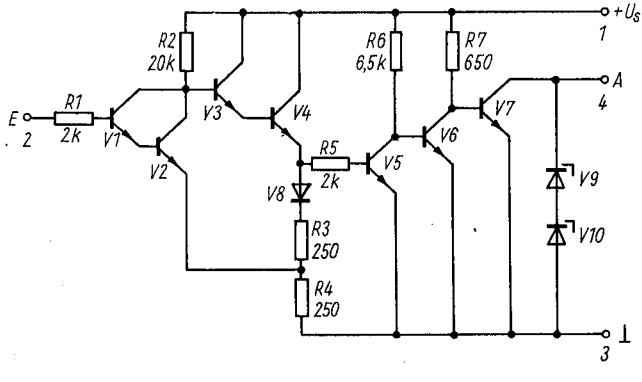


Bild 5.1
Innenschaltung der IS *A 902*

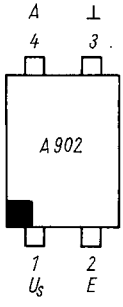


Bild 5.2
Gehäuse und Anschlußlage der *A 902*

V2 die Basisspannung von V3 kurz; V3...V5 sperren. V6 wird über $R6$ geöffnet und schließt seinerseits die Basis V7 kurz, so daß V7 sperrt und A abschaltet. Ausgang A kann direkt ein Relais (in der Kamera: Verschlußmagnet) ansteuern. Beim Abschalten von Induktivitäten ist eine Vorkehrung gegen Abschaltinduktionsspannungen – dem Amateur als Paralleldiode (Freilaufdiode) zu Relaiswicklungen geläufig – notwendig. Um dieses Bauelement einzusparen, enthält die *A 902* mit V9, V10 gering belastbare Z-Dioden, die diese Impulsspitzenspannungen abfangen, so daß V7 nicht zerstört wird. Am Ausgang A können Relais (bis zu maximalen Spuleninduktivitäten von 0,1 H) daher ohne Paralleldiode direkt angeschlossen werden; das Ausgangsrelais liegt dabei zwischen $+U_S$ und A. Die Vorgabe der maximalen Spuleninduktivität von 0,1 H (die von den in Betracht kommenden Kleinrelais im allgemeinen nicht erreicht wird; bei Relais höherer Induktivität ist dann lediglich wieder die bekannte Relaisparalleldiode notwendig) resultiert aus der geringen Belastbarkeit der integrierten Z-Dioden V9, V10. Deren Z-Spannungswert ist für den Anwender nicht interessant und liegt nur wenig über dem Maximalwert für $+U_S$, der zugleich Maximalwert der Kollektorspannung von V7 ist. Die *A 902* ist im Betriebsspannungsbereich 2,8...5,6 V betriebsfähig; $U_{S\,max} = 6{,}0$ V. Ausgang A kann bis zu 80 mA aufnehmen; im Normalfall sollte man 50 mA Ausgangsstrom nicht überschreiten. Daraus und aus U_S ergeben sich die zu verwendenden Relaistypen. Ausgang A kann selbstverständlich auch andere Folgeorgane steuern (z. B. Eingänge von TTL-IS-Gattern, Leuchtdioden u. ä.), mit TTL-Bausteinen ist diese IS daher voll kompatibel. Eingang E darf übrigens (wegen $R1$) direkt mit $+U_S$ verbunden werden (maximal zulässiger Eingangsstrom: 10 mA, das entspricht maximal zulässiger positiver Spannung an E – mit Sicherheitsspanne gerechnet – von etwa 12...15 V). Dagegen darf eine negative Spannung an E etwa −0,6 V nicht überschreiten; man beachte, daß $R1$ kein diskretes Bauelement, sondern ein integrierter (und gegen Masse also durch eine pn-Sperrschicht isolierter) Widerstand ist. Diese Isoliersperrschicht »rund um« $R1$ leitet ab etwa −0,6 V (Diodencharakter), womit $R1$ seine Strombegrenzungseigenschaft einbüßt und zerstört wird! Gegen negative Eingangsspannungen muß die *A 902* also wie jeder andere bipolare Schaltkreiseingang geschützt werden, was mit einer äußeren Paralleldiode zwischen E und Masse (Katode an E) möglich ist.

Der Basisstrom des Transistors V1 (Eingangsstrom) ist sehr gering; mit maximal 1 µA (meist schon – exemplarabhängig – mit ≈0,1 µA) werden V1, V2 voll durchgeschaltet. Das kommt hochohmigen Zeitschalteranwendungen u. ä. sehr entgegen, es ergeben sich dabei sehr empfindliche Eingangsstufen. Die wichtigste Eigenschaft der *A 902* ist jedoch ihr Triggerverhalten. Über $R4$ sind die Eingangsstufen V1, V2 und die Folgestufe V3, V4 verkoppelt, V1...V4 bilden den bekannten *Schmitt*-Trigger. Die Reaktion ist wie folgt:

Sobald V1, V2 so weit geöffnet sind, daß – bei allmählich weiter steigender Eingangsspannung – V3, V4 zu schließen beginnen, sinkt der Strom durch $R4$ ab, und hiermit sinkt auch das Emitterpotential von V2. Dabei steuern V1, V2 sofort durch, womit die Schaltung schlagartig in

den Ein-Zustand kippt (V3, V4, V5 sperren umgehend). Der Ausgang wird daher auch bei langsam steigender Eingangsspannung schlagartig gesperrt, sobald die dafür notwendige Eingangsspannung U_{eH} erreicht ist. Sinkt nun U_e wieder, so geschieht – wegen des beim Einschaltvorgang an $R4$ gesunkenen Potentials – zunächst nichts, bis U_e den Wert der Basisschwellenspannungen V1, V2 zuzüglich Spannung an $R4$ unterschreitet. Erst dann beginnen V1, V2 zu sperren, V3, V4 öffnen, deren Emitterstrom bewirkt aber über die Diode V8 und $R3$ wieder Potentialanstieg an $R4$, so daß V1, V2 sofort wieder sperren. Ausgang A wird daher auch bei »schleichender« Eingangsspannung stets schlagartig umgeschaltet. Die Differenz zwischen Einschaltspannung an E (U_{eH}) und dem Wert der Ausschaltspannung (U_{eL}) stellt die Hysterese dieses Triggers dar; sie ist mit der Innenschaltung des *A 902* fest vorgegeben, jedoch – wie später noch gezeigt wird – erheblich von der Betriebsspannung $+U_s$ abhängig.

Nachfolgend die wichtigsten Kenndaten der *A 902*:

$U_s = 2{,}5...5{,}6\,V$;
I_s (Speisestrombedarf) (bei U_s):
V7 gesperrt: $I_s = 2{,}0\,mA$ (2,8 V)...8 mA (5,6 V),
V7 durchgesteuert: $I_s = 2{,}5\,mA$ (2,8 V)...8 mA (5,6 V);
Eingangsspannung U_e (bei H ist V7 gesperrt, bei L ist V7 durchgesteuert):
$U_{eH} = 1{,}4...2{,}7\,V$ ($U_s = 2{,}8...5{,}6\,V$);
$U_{eL} = 1{,}2...1{,}3\,V$ ($U_s = 2{,}8...5{,}6\,V$);
Eingangsstrombedarf I_e maximal 1 µA (typisch 0,1 µA);
Eingangsvorwiderstand (extern zwischen E und $+U_s$, z. B. für Zeitschaltglieder u. ä.) maximal $\approx 20\,M\Omega$ (je nach Exemplar $> 20\,M\Omega$);
Ausgangsdaten (V7):
U_{aH} ($U_{CE\,V7}$) maximal 6,0 V (Normalbetrieb bis 5,6 V),
I_{aL} ($I_{C\,V7}$) maximal 80 mA, Normalbetrieb $\leqq 50...60\,mA$,
U_{aL} (Sättigungsspannung V7)
$\leqq 0{,}15\,V$ ($I_a = 40\,mA$)...
$\leqq 0{,}25\,V$ ($I_a = 60\,mA$).

Die maximale Arbeitsfrequenz (Schaltfrequenz) wird vom Hersteller nicht angegeben, sie liegt nach den Erfahrungen des Verfassers bei (exemplarabhängig) mindestens 50...100 kHz. Die Flankensteilheit des Ausgangsimpulses wird mit $< 5\,\mu s$ (typisch 1...2 µs) angegeben. Die genannten Daten lassen u. a. erkennen, daß sich am Ausgang direkt TTL-IS ansteuern lassen und er in diesem Fall als »offener Kollektorausgang« mit $N_{OL} \approx 30$ (vergleichbar *D 140*) aufgefaßt werden kann. Wie später noch gezeigt wird, läßt sich die *A 902* demzufolge (im Frequenzbereich unter etwa 100 kHz) sehr gut als hochohmiger Eingangsimpulsformer (Eingangstrigger) für TTL-Schaltungseingänge verwenden, zumal man für $+U_s$ die TTL-typische Betriebsspannung von +5 V benutzen kann. Die Schaltungsfunktion zeigt, daß V7 sperrt, wenn $U_e \geqq U_{eH}$ ist. Die *A 902* verhält sich insoweit wie ein logisches AND-Glied, negiert das Eingangssignal also nicht. Für den Einsatz

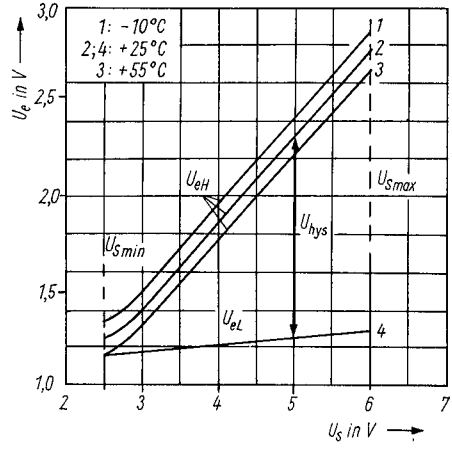


Bild 5.3
Abhängigkeit der Eingangsspannungen von Speisespannung und Umgebungstemperatur bei der *A 902*

wichtig sind die Temperaturabhängigkeit der Daten, die insbesondere U_{eH}, etwas weniger auch U_{eL} betrifft (alle bisher genannten Daten gelten für eine Umgebungstemperatur von 20 °C), vor allem aber die Abhängigkeit der Einschaltspannung U_{eH} von der Betriebsspannung U_s. Dieser Zusammenhang ist deshalb nochmals in Bild 5.3 dargestellt.

Während sich die Ausschaltspannung U_{eL} (V7 leitend) mit der Betriebsspannung verhältnismäßig wenig ändert, ist diese Abhängigkeit für U_{eH} wesentlich ausgeprägter. Die Kurven 1 bis 3 in Bild 5.3 ermöglichen ein Abschätzen des Temperatureinflusses auf U_{eH}. Für U_{eL} fallen die entsprechenden Kurven sehr dicht zusammen, sie wurden deshalb nicht eingezeichnet. Die Differenz zwischen U_{eH} und U_{eL} ist die Triggerhysterese U_{hys} (für TTL-Anwendungen bei $U_s = 5\,V$ wurde ein Beispiel eingetragen); sie und die U_e-Werte sind für gegebene U_s direkt aus Bild 5.3 zu ersehen. Die Hysterese wird mit sinkender U_s geringer. Die genannten Daten zeigen außerdem, daß die *A 902* zwar vorzüglich zum Schalten von Lasten mit sehr geringen *Eingangs*strömen, aber nicht ohne weiteres zum Schalten durch geringe Eingangs*spannungen* geeignet ist (U_e mindestens etwa 1,3 V; für TTL-Speisespannung +5 V liegt U_{eH} mit ≈ 2,3 V sogar noch über dem normgerechten H-Mindestpegel von 2,0 V). In Abschnitt 5.2.7.2. wird darauf noch näher eingegangen.

5.2. Anwendungsbeispiele

5.2.1. Kameraverschlußzeitgeber

Bild 5.4 zeigt die (experimentell durchaus realisierbare) Prinzipschaltung für eine Kamerabelichtungszeitsteuerung. Sie soll das Anwendungsprinzip der *A 902 D* verdeutlichen. Die tatsächlich angewendete Schaltung ist weitaus komplizierter, wie u. a. [73] zeigt.

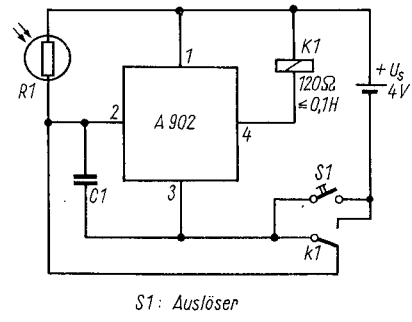


Bild 5.4
Prinzipschaltung einer Kamerabelichtungsautomatik

Der Zeitschalter (der nach dem Prinzip des Lichtmengenschalters [1]; [71] arbeitet) benötigt außer der *A 902 D* lediglich noch Fotowiderstand $R1$, Zeitkondensator $C1$ (für unterschiedliche Zeitbereiche umschaltbar), Auslösertaste S1 und den Verschlußöffnungsmagneten, in diesem Fall als Relais K1 gezeichnet. Fotoamateure können diese Schaltung eventuell unmittelbar als Lichtmengenschalter für die Dunkelkammer ([1]; [71]) anwenden. Sobald S1 gedrückt wird, erhält die *A 902 D* Spannung. Da $C1$ zu dieser Zeit noch entladen ist, sind $U_e = 0$ und Anschluß 4 nach Masse durchgeschaltet (V7 in der IS öffnet sofort); K1 zieht und öffnet den Verschluß (bzw. Dunkelkammer: Kopierlichteinschaltung). Je nach Stärke des auf den Fotowiderstand $R1$ (bei der Kamera neben oder hinter dem Objektiv angeordnet) auftreffenden Lichts wird $C1$ schneller oder (bei geringerem Licht) langsamer geladen. Erreicht die Spannung an $C1$ den Wert U_{eH}, so spricht der Trigger an, K1 fällt ab (V7 in der *A 902 D* sperrt) und schließt den Verschluß wieder. Über den Relaiskontakt k1 – der während der Belichtungsphase S1 überbrückt – wird $C1$ sofort wieder entladen. Für den Einsatz dieser einfachen Schaltung als Lichtmengenschalter für Fotolabors kann sich der Leser nach den Angaben in Bild 5.5 ($R1 \triangleq R_t$) orientieren. Für die praktische

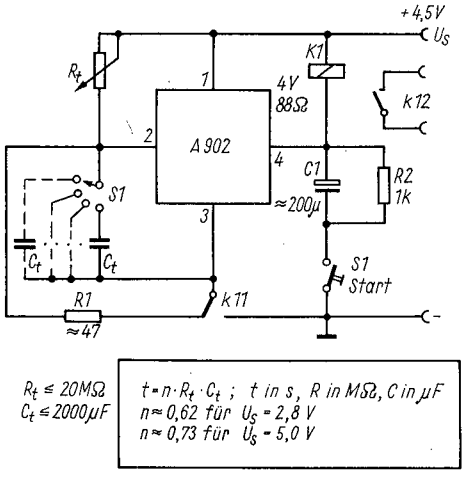


Bild 5.5
Zeitschalter für Belichtungsuhr und allgemeine Zwecke

Auslegung eines solchen Geräts sind die dazu in [1] und [71] gegebenen Hinweise sinngemäß auch in diesem Fall anzuwenden.

5.2.2. Zeitschalter für Belichtungsuhr und allgemeine Zwecke

Nach dem bei Bild 5.4 erläuterten Prinzip läßt sich sehr gut ein Zeitschalter realisieren, der z. B. als Belichtungsuhr für Fotolabors nach Bild 5.5 zu bemessen ist. Dazu ersetzt man den Fotowiderstand durch einen von Hand einstellbaren Widerstand R_t, mit dem die Zeit fein gewählt wird. Über Bereichswahlschalter S1 können zur Grobwahl unterschiedlich große Zeitkondensatoren C_t angeschaltet werden. Mit $R1$ wird lediglich der Relaiskontakt k11 beim Entladen großer C_t-Werte geschont. Bei kurz eingestellter Zeit muß berücksichtigt werden, daß die Starttaste S1 nach Ablauf der Zeit t noch geschlossen sein kann. Deshalb wurde hier mit $C1$, $R2$ ein Impulsstart für das Relais angewendet. Sobald S1 schließt, bringt der Ladestrom von $C1$ das Relais zum Anzug; k11 gibt C_t frei. $C1$ wird so bemessen, daß das Relais gerade noch sicher anzieht. $R2$ – über den sich $C1$ nach Öffnen von S1 bis zum Neustart entlädt – muß so groß sein, daß der Strom über $R2$ das Relais nicht mehr angezogen halten kann. Die Werte sind unkritisch und können gegebenenfalls je nach Relaistyp variiert werden. Wann nach Start (und damit beginnendem Aufladen von C_t über R_t) die Einschaltschwelle des Triggers erreicht ist, hängt von C_t, R_t und U_s ab. U_s soll deshalb konstant sein (einfache Stabilisierung oder Batteriespeisung). Sobald der Trigger einschaltet, sperrt V7 in der *A 902 D*, K1 fällt ab, k11 setzt die Anordnung still und entlädt C_t. Die Einschaltzeit des Relais (t) ergibt sich nach der in Bild 5.5 genannten Beziehung. Hierbei ist n ein Korrekturfaktor, der die in Bild 5.3 gezeigten Zusammenhänge erfaßt. Da üblicherweise R_t ohnehin nach Versuch (Stoppuhr) in Zeiten zu kalibrieren ist, genügt für Amateurzwecke meistens eine Näherungsberechnung mit $n \approx 0{,}7$. Die Grenzwerte für R_t und C_t sind in Bild 5.5 mit angegeben. Praktisch ergeben sich Einschränkungen bei sehr langen Zeiten durch den Isolationsfehlstrom (bei Elektrolytkondensatoren: Reststrom) des C_t. Es müssen also gegebenenfalls ausgesucht reststromarme Elektrolytkondensatoren benutzt werden; in diesem Punkt unterscheidet sich dieser Zeitschalter nicht von anderen nach ähnlichem Prinzip arbeitenden ([1] u. a.). Wenn materialmäßig möglich, sollte man R_t groß wählen und für C_t dann Foliekondensatoren (MKL-, MKC- u. ä. Typen) verwenden. Mit $R_t = 20\,M\Omega$ und $C_t = 2{,}2\,\mu F$ (MKL-Typ) kann man etwa 45 s realisieren; mit einem hochwertigen Elektrolytkondensator von $1000\,\mu F$ und $R_t = 1\,M\Omega$ lassen sich etwa 17 min erreichen. Letzteres Beispiel ist vom Langzeitverhalten des Elektrolytkondensators abhängig. Werden bei C_t Elektrolytkondensatoren verwendet, so wird man R_t kaum größer als 2...5 MΩ

auslegen können. Dieser Zeitschalter ist insgesamt nicht für extrem genaue Zeiten geeignet, seine Wiederkehr- und Langzeitgenauigkeit reicht jedoch, wie Versuche zeigten, für Dunkelkammerzwecke bei weitem aus. Das Muster wurde dabei mit $U_s = 4\,V$ aus 2 Kleinstakkumulatoren (Trockenakkumulatoren) betrieben. Kontakt k12 schaltet die Kopierbeleuchtung ein. Der Vorteil dieser Schaltung liegt im sehr geringen Gesamtaufwand, sie zeigt zugleich den Vorteil des sehr hochohmigen Eingangswiderstands der *A 902 D*.

5.2.3. Lichtmengenzähler (Lichtdosimeter)

Lichtmengenzähler eignen sich z. B. zur Kontrolle der biologisch wirksamen Beleuchtungsdosis auf Versuchsbeeten u. ä. Erfaßt wird dabei das Produkt aus Beleuchtungsstärke und Beleuchtungszeit. Aufgabe des Lichtmengenzählers ist es, je »Dosiseinheit« der Beleuchtung einen Schaltimpuls abzugeben. Die Impulszahl wird mit mechanischen oder elektronischen Zählern fortlaufend gezählt, sie stellt ein Maß für die am Meßort wirksam gewordene Gesamtlichtmenge dar. Bei gleichbleibend starker Beleuchtung bleiben die vom Dosimeter abgegebenen Impulsabstände (z. B. 1 Impuls je Minute) konstant, ihre Anzahl ist der Beleuchtungsdauer proportional. Bei steigender Beleuchtungsstärke verkürzen sich die Impulsabstände, bei schwächerer Beleuchtung verlängern sie sich. Der Zusammenhang ist bei geeignetem Aufbau in einem sehr großen Bereich nahezu linear. Weitere Einzelheiten und Anwendungsbeispiele zur Lichtmengenzählung in [1]. Bild 5.6 zeigt eine für diesen Zweck geeignete Schaltung. Den Fotowiderstand $R1$ ordnet man bei dem zu kontrollierenden Objekt an, $C1$ wird grob nach der gewünschten Impulsanzahl je Zeiteinheit bemessen. Die erforderlichen Bemessungsrichtwerte sind in Bild 5.6 angegeben. Der Wert von $R2$ bestimmt lediglich die Zählimpulsbreite t_i. Schaltet man zur Impulszählung ein mechanisches Zählwerk nach (der am Ausgang A nachzusetzende Zähler wurde hier nicht mit gezeichnet und kann beliebiger Art sein), so muß t_i mindestens der zum sicheren Schalten des Zählwerks erforderlichen Zeit entsprechen (mechanische Postzählwerke: $t_i \approx 0{,}1$ s). Wird elektronisch gezählt (TTL-Zählschaltung oder neuerdings auch für Zählzwecke abgeänderte Taschenrechner), so richtet sich t_i nach deren Anforderungen und kann sehr klein sein ($t_i \approx 0{,}03$ s für Taschenrechner mit Konstantenzählung; $t_i \approx 1$ ms für TTL-Zählschaltungen). Die von $R1$ abhängige Meßgröße ist die Impulspause t_p. $R2$ sollte nur in den im Bild angegebenen Grenzen variiert werden. Mit $R3$ nimmt man den Feinabgleich auf die geforderte Impulsrate ($\triangleq t_p$) vor. Ein elektromagnetisches Zählrelais könnte prinzipiell auch statt $R5$ eingesetzt werden. Ein Nachteil ergibt sich dann jedoch dadurch, daß $R5$ während t_p ständig stromführend (angezogenes Relais) ist und nur während t_i abgeschaltet wird. Die für $R1$ (bei den gegebenen Grenzwerten der Beleuchtungsstärke) zu-

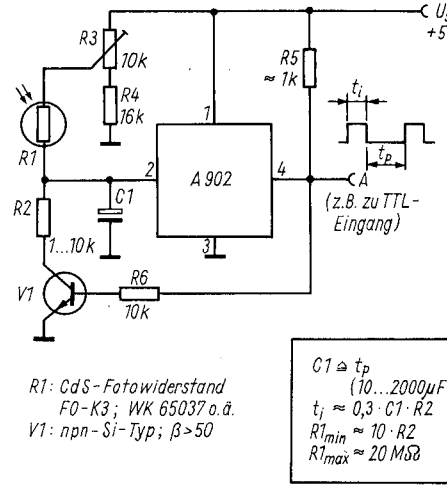


Bild 5.6
Lichtmengenzähler (Lichtdosimeter) mit *A 902*

lässigen Grenzwerte – in Bild 5.6 mit angegeben – erreicht man durch teilweises Abdunkeln des Fotowiderstands mit einigen Lagen dünnen transparenten Papiers o. ä. Hilfsmitteln. $C1$ muß, wenn für t_p lange Zeiten gefordert sind, auch hier sehr reststromarm sein, anderenfalls wird der Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke, Beleuchtungsdauer und t_p bei großen t_p-Abständen nicht linear (was sich durch Anfertigen einer Kalibrierkurve für t_p in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke erfassen ließe) und auch durch Alterung von $C1$ beeinflußt.

Die Funktion der Schaltung: Je niederohmiger $R1$ (je heller das Licht) ist, desto schneller lädt sich $C1$. Sobald der Trigger *A 902 D* einschaltet (wenn an $C1$ U_{eH} erreicht ist), ergibt sich am Triggerausgang A = H und über $R6$ wird daraufhin V1 angesteuert. V1 entlädt über $R2$ $C1$, so daß der Trigger – nach Unterschreiten von U_{eL} an seinem Eingang – wieder zurückschaltet. Die Spannung an $C1$ pendelt deshalb ständig zwischen den Werten U_{eH} und U_{eL} der *A 902 D*. Die Zeit t_p hängt daher direkt von der auf $R1$ fallenden Lichtstärke und die Impulsanzahl je Zeiteinheit somit von Stärke und Dauer der Beleuchtung ab. Es empfiehlt sich, $R3$ so abzugleichen, daß bei völlig abgedunkeltem $R1$ die Impulsanzahl gerade 0 wird. Anpassung an die maximal vorkommende Beleuchtungsstärke erreicht man dann günstiger durch das erwähnte Abschatten von $R1$. Bei gutem Abgleich ist der Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Impulsrate über etwa 2 Größenordnungen linear. Wie groß t_p gewählt wird, richtet sich im wesentlichen nach der Stellenkapazität des benutzten Zählers und nach der vorgesehenen Meßdauer (die u. U. Wochen und Monate betragen kann).

5.2.4. Lichtschranken und Dämmerungsschalter

Für Lichtschrankenempfänger aller Art und Dämmerungsschalter ist die *A 902 D* vorzüglich geeignet. Bild 5.7 zeigt die Schaltung. Für Lichtschrankenanwendungen wird als Lichtempfänger ein Siliziumfototransistor verwendet; für langsam ablaufende Schaltvorgänge (Dämmerungsschalter) eignet sich vorteilhafter ein Fotowiderstand (ähnlich Bild 5.6), weil er weniger temperaturabhängig ist und seine Trägheit in diesen Fällen keine Rolle spielt. Zunächst sei die Anwendung als Dämmerungsschalter (Fotowiderstand statt Fototransistor) betrachtet. Die Diode V2 und der Schalter S1 sind dabei nicht vorhanden. Die Wirkungsweise ist einfach: Solange V1 ausreichend beleuchtet wird, erhält der Eingang der *A 902* Eingangsstrom (Spannung an Stift 2 größer als U_{eH}). In der *A 902* ist V7 somit gesperrt, Relais K1 abgefallen. Ein – hier nicht gezeichneter – Relaiskontakt kann Innenraumbeleuchtungen schalten. Sobald V1 hochohmiger wird, fällt an Stift 2 die Spannung unter U_{eL}, womit der Trigger schlagartig umschaltet (V7 durchgesteuert, K1 zieht an). Die Einschaltschwelle läßt sich mit $R1$ einstellen. $C1$ kann im Prinzip auch noch entfallen, hat aber den Vorteil, den Umschaltvorgang zu verzögern, so daß bei kurzzeitigem Abschatten des Fotowiderstands die Einrichtung nicht sofort reagiert. $C1$ wird demgemäß nach Versuch oder Anwen-

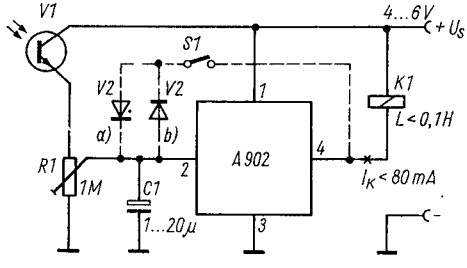


Bild 5.7
A 902 für Lichtschrankenempfänger und Dämmerungsschalter; $R1$: *SP201, KP101* o. ä. (auch CdS-Fotowiderstand, dann $R1$ = 100 kΩ ...500 kΩ), $C1$: nur für Dämmerungsschalter

dungszweck bemessen und kann eventuell auch größer als 20 µF sein. Falls V1 über längere Zuleitung mit dem Gerät verbunden ist, verhindert $C1$ das Eindringen von fremden Störspannungen. K1 wird je nach gewählter Betriebsspannung U_S bemessen.

Für Anwendungen im Kraftfahrzeug ist dieser Dämmerungsschalter allerdings ungünstig, weil seine maximale Betriebsspannung mit 6,0 V noch unter der niedrigsten auftretenden Fahrzeugbordnetzspannung liegt (bei 6-V-Anlagen muß mit etwa 7,5 V gerechnet werden), was eine aufwendige Spannungsstabilisierung erfordern würde (die dann auch wegen der von U_S abhängigen Schaltschwellen der *A 902* erforderlich wäre). Hinzu kommt noch die Temperaturabhängigkeit der *A 902* in diesem Einsatzfall. Für Kfz-Parklichtschalter benutzt man dann besser die Schaltung nach Bild 5.8.

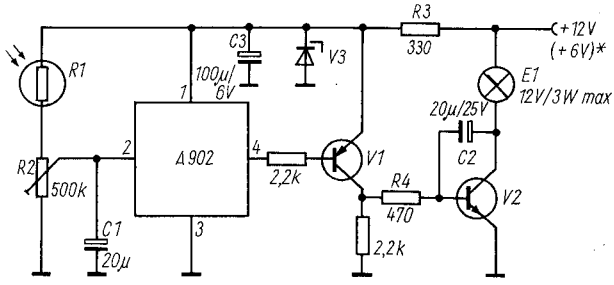
Für Signal-, Sicherungs- und Alarmlichtschranken (Schutzabschalter an Maschinen u. ä.) setzt man die Schaltung nach Bild 5.7 mit Fototransistor ein, da dann meist sehr schnelle Reaktion auf kurze Lichtunterbrechungen gefordert wird, wofür Fotowiderstände u. U. zu träg reagieren.

Das Relais fällt ab, sobald auf den Fototransistor Licht einfällt. In solchen Fällen wird sehr oft eine »Selbsthaltung« gefordert, d. h., das Signal (abgefallenes Relais) soll auch nach Lichtwiederkehr bestehen bleiben. Dafür wird S1 mit V2 bei Bedarf vorgesehen. Bei geschlossenem Schalter ist die Selbsthaltung wirksam (das Signal muß dann durch Öffnen von S1 von Hand rückgestellt werden). Man hat 2 Möglichkeiten: Mit wie bei a geschalteter Diode V2 bleibt der Zustand »Relais abgefallen« bestehen. Das Relais K1 ist dabei im Normalfall gezogen (V1 abgedunkelt). Sobald der Fototransistor auch nur sehr kurzzeitig (0,1 ms und weniger genügen) Licht erhält, wird Ausgang 4 der IS positiv. Über K1, S1 und V2 gelangt diese positive Spannung auf den Eingang, so daß dieser Zustand fixiert bleibt – V1 ist nunmehr unwirksam. Bei Lichtschrankenanwendungen wird meist der umgekehrte Fall auftreten; Licht auf den Fototransistor V1 ist ständig vorhanden, K1 abgefallen. Das Relais K1 soll bei Lichtunterbrechung anziehen und dann gezogen bleiben. Dafür ist die Diode V2 wie bei b gepolt anzuschließen. Dann wird, sobald infolge Abdunkelns des Fototransistors die Spannungen an Eingang (2) und Ausgang (4) nahe 0 werden, das Potential des Eingangs über V2 auf einem Wert unterhalb U_{eL} gehalten (0,8...0,9 V), so daß der Ausgang (4) auf 0 und das Relais gezogen bleibt, auch wenn der Fototransistor V1 erneut Licht erhält. Es genügen wieder Lichtunterbrechungen von weniger als 0,1 ms – weit kürzer als die Relaisreaktionszeit – zum sicheren Auslösen.

Das Relais ist symbolisch zu verstehen. Wird es durch einen Widerstand (etwa 1 kΩ) ersetzt, so kann der Ausgang (4) beliebige Folgebaugruppen ansteuern. $C1$ entfällt bei diesen Anwendungen.

5.2.5. Parklichtautomatik für Kraftfahrzeuge

Ein nach Bild 5.7 arbeitender Dämmerungsschalter kann nicht ohne weiteres im Kfz eingesetzt werden, weil das die geringe maximale Betriebsspannung nicht zuläßt. Da außerdem eine Spannungsstabilisierung nicht zu umgehen ist, wird man konsequenterweise auch das Schaltrelais durch einen Schalttransistor ersetzen. Bild 5.8 zeigt eine für Kfz-Parklichtdämmerungsschalter geeignete Schaltung. Eingangsseitig ($R1$, $R2$, $C1$) entspricht die Schaltung dem zu Bild 5.7 schon Gesagten. $R3$, die Diode V3 und $C3$ stellen $+U_S$ für die *A 902* bereit. Bei Unterschreiten des (mit R einstellbaren) Dämmerungsschwellwerts schaltet Ausgang 4 der *A 902* nach Masse, womit V1 und V2 leitend werden. V2 schaltet die Parkbeleuchtung E1 ein. Die Schaltung ist für 12-V-Anlagen



V1: KF517, KFY 18 o.ä. (Si pnp; $\beta > 30$)
V2: SF 127C...E (0,6W; $\beta > 100$)
V3: SZX 21/5,1...5,6 ($U_Z \triangleq 6$ V)

* Für 6V-Anlagen:
E1: 6V/1,8W max (oder Relais statt Lampe)
R3: 33Ω/3W; C3 ≙ 500µF
V3: SZ600/5,1...5,6 (1W)
übrige Werte unverändert

Bild 5.8
Parklichtautomatik für Kraftfahrzeuge

bemessen. Für 6-V-Anlagen wird $R3$, wie in Bild 5.8 angegeben, verringert; die maximal bei E1 schaltbare Lampenleistung ist dabei ebenfalls geringer (ggf. benutzt man statt V1, V2 ein Relais, das dann jedoch mit von $C3$ gespeist werden und im Hinblick auf noch sinnvolle Werte von $R3$ sehr geringen Strombedarf haben müßte).

Erwähnt sei noch $C2$, der der Schaltstufe V2 das Verhalten eines *Miller*-Integrators [1] gibt. Dadurch wird mit der angegebenen Bemessung der Lampenanlaufstrom erheblich reduziert. (E1 wird langsam binnen einiger Zehntelsekunden »hochgefahren«, diese Verzögerung soll mit bloßem Auge noch kaum zu erkennen sein.) Dadurch kann man auf einen hochbelastbaren Leistungstransistor bei V2 verzichten. Der Fotowiderstand $R1$ wird wie üblich hinter der Fahrzeugfrontscheibe mit »Blickrichtung« nach oben angeordnet.

5.2.6. Sensorschalter

Wegen ihres hochohmigen Eingangs eignet sich die *A 902* auch gut als Sensorschalter. Bild 5.9 zeigt eine Schaltung dafür. Die zu schaltende Last ist mit R_L lediglich symbolisch angedeutet und kann – bei Einhalten der Grenzwerte für den IS-Ausgang – beliebiger Art sein. Die relativ große Hysterese der *A 902* ermöglicht ein bistabiles Verhalten (R_L kann sowohl im Ein- als auch im Aus-Zustand verharren). Man legt dazu den Ruhearbeitspunkt des Eingangstransistors der IS in die Mitte des Hysteresebereichs, der deshalb möglichst groß sein soll. Wie aus Bild 5.3 hervorgeht, ist dafür eine hohe Speisespannung zweckmäßig. $R1$, $R2$ legen U_e an Stift 2 im Ruhezustand auf etwa 1,6...1,7 V fest (vgl. dazu Bild 5.3). Wird nun mit der Fingerkuppe die Sensor-

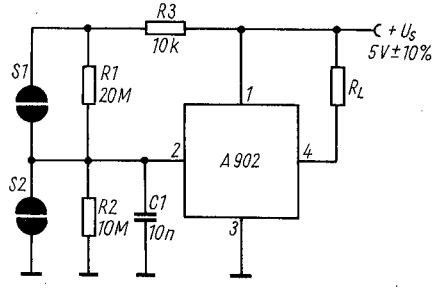


Bild 5.9
A 902 als Sensorschalter

fläche S1 »R_L aus« überbrückt, so steigt die Spannung an Stift 2 über den Wert von U_{eH} an, so daß V7 in der IS sperrt und R_L abschaltet. Nach Loslassen von S1 bleibt die Eingangsspannung wegen $R1$, $R2$ größer als U_{eL}. Der Trigger kippt also erst zurück, wenn man mit Fingerkuppe an S2 die Spannung über $R2$ unter den Wert von U_{eL} absenkt. R_L wird dann eingeschaltet. Bei S1, S2 genügen Übergangswiderstände von 2...3 MΩ bereits zum Auslösen. $C1$ verhindert das Eindringen von Fremdspannungsstörungen (trotzdem sollten alle eingangsseitigen Bauelemente und die *A 902* selbst dicht bei S1, S2 angeordnet werden). $R3$ verhütet einen Kurzschluß von U_s, falls einmal S1 und S2 zugleich mit einem metallischen Gegenstand überbrückt werden.

Soll der Sensorschalter monostabil arbeiten, d. h. ähnlich wie eine nichtrastende Drucktaste in einer bestimmten Schaltlage verharren, so kann man $R1$, $R2$ gegenläufig so abändern, daß U_e (an Stift 2) im Ruhezustand etwas größer als U_{eH} oder etwas kleiner als U_{eL} ist (s. dazu Bild 5.3); die jeweils nichtbenötigte Sensorfläche entfällt dann. $C1$ in der Schaltung nach Bild 5.9 hat die Nebenwirkung, daß beim Einschalten von $+U_s$ stets der Zustand »R_L ein« (V7 in *A 902* durchgesteuert) angenommen wird, da $C1$ im Einschaltmoment nicht geladen und somit $U_e < U_{eL}$ ist. Wünscht man diesen Effekt nicht, so kann die umgekehrte Einschaltlage erzwungen werden, indem $C1$ von Stift 2 nach $+U_s$ (1) geschaltet wird. Zwischen $+U_s$ und Masse ist dann ein Elektrolytkondensator (5...10 µF) anzuschließen.

5.2.7. Die A 902 als Trigger

5.2.7.1. Trigger für Sinus-Rechteck-Umformung

Um eine Sinusspannung in eine frequenzgleiche, flankensteile Rechteckspannung umzuformen, kann die *A 902* in der Triggerschaltung nach Bild 5.10 verwendet werden. Die Funktion bedarf keiner näheren Erläuterung; ausgenutzt wird das interne Triggerverhalten der *A 902*. $R1$, $R2$ legen den Eingangstransistorarbeitspunkt in die Mitte des Hysteresebereichs. Bei E wird die Sinusspannung zugeführt. Je nach IS-Exemplar kann die maximale Eingangsfrequenz 50...100 kHz betragen. Am Ausgang A läßt sich eine frequenzgleiche Rechteckspannung mit typisch 1...2 µs Flankensteilheit und entsprechend der Speisespannung etwa 5 V Amplitude abgreifen. $C1$ hält etwaige der Eingangsspannung überlagerte Gleichspannungsanteile (die den Arbeitspunkt des Triggers stören) zurück; liegt kein Gleichspannungsanteil vor und ist die Eingangsfrequenz sehr niedrig, kann $C1$ entfallen. $R3$ bewirkt mit den Dioden V1, V2 den – in solchen Anwendungen wichtigen – Überspannungsschutz für den IS-Eingang. Mit der für $R3$ angegebenen Bemessung kann U_E maximal 100 V (effektiver Wert) betragen. Der Mindestwert für U_E läßt sich ebenfalls aus Bild 5.3 abschätzen, er beträgt bei optimaler Bemessung des Verhältnisses $R1/R2$ etwa 0,5 V. Der Eingangswiderstand an E kann näherungsweise mit der Parallelschaltung von $R1$ und $R2$ (≈ 700 kΩ) angesetzt werden; mit größeren Werten für $R1$, $R2$ lassen sich bis

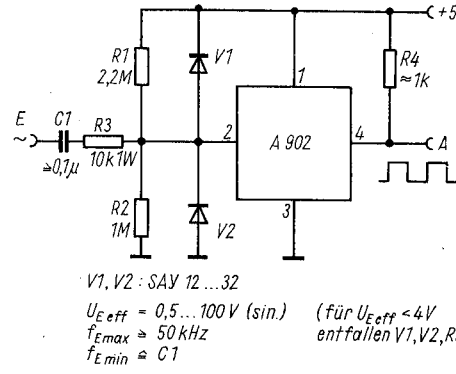
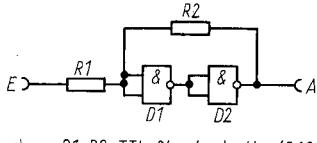


Bild 5.10
A 902 als Rechteckimpulsformer

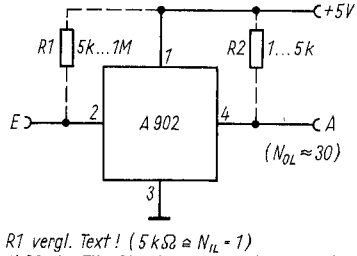
etwa 2...3 MΩ stabil realisieren. Diese Schaltung eignet sich beispielsweise als Eingangsteil für TTL-Schaltungen niedriger bis mittlerer Arbeitsfrequenz.

5.2.7.2. Eingangstrigger für TTL-Schaltungen

Innerhalb von TTL-Schaltungen werden hochohmige Triggereingänge sehr häufig benötigt. Der Amateur realisiert sie bisher meist mit Transistorvorstufen (Abschnitt 4.1.1. gibt dafür Beispiele). Das gilt sinngemäß auch für Monoflopstufen, Zeitschalter und Impulsgeneratoren für lange Zeiten usw., die sich in TTL-Technik ebenfalls nur mit zusätzlichen Transistoren (Abschnitte 4.1.2.; 4.1.3.) realisieren lassen. Die *A 902* eignet sich – bis zu Frequenzen von 50...100 kHz – sehr gut als Ausweichlösung für diese Schaltungen. Bild 5.11a zeigt eine Schaltung zweier TTL-Gatter zu einem AND-Glied, das sich mit $R1$ und $R2$ wie ein Trigger verhält (vgl. Bild 4.2). In allen Fällen, in denen bisher



a) D1, D2: TTL-Standardgatter (D 100 o.ä.)



R1 vergl. Text! (5 kΩ ≙ N_{IL} = 1)
mit R2: A ≙ TTL-Standardausgang (D 100 o.ä.)
ohne R2: A ≙ offenem Kollektorausgang (D 103 o.ä.)
b)

Bild 5.11
A 902 als Eingangstrigger und Hochohmeingang für TTL-Schaltungen

diese oder eine vergleichbare Schaltungskonfiguration (z. B. TTL-Monoflop) benutzt wurde, kann statt dessen die *A 902* in der Schaltung nach Bild 5.11b verwendet werden. Sie verhält sich, wie in Abschnitt 5.1. bereits erläutert, wie ein AND-Glied. Zu einer aus 2 TTL-Standardgattern gebildeten AND-Schaltung bestehen jedoch 2 Unterschiede: Erstens hat die *A 902* – im Sinne der TTL-Technik – einen »offenen Kollektorausgang« etwa wie TTL-Gatter des Typs *D 103* u. ä., was oft vorteilhaft ist, weil damit ausgangsseitige Parallelschaltung mehrerer *A 902* (»Wired-OR«-Verschaltung, Bild 2.6) möglich wird. Darüber hinaus entspricht die Ausgangsbelastbarkeit der *A 902* einem TTL-Leistungsgatter mit mindestens $N_{OL} \approx 30$ (typisch ≈ 40). Ein definierter H-Pegel für den Ausgang kann wie bei TTL-Gattern mit offenem Kollektor mit $R2$ (Bild 5.11b) geschaffen werden. Der zweite Unterschied besteht eingangsseitig. Bekanntlich »lesen« offene TTL-Gattereingänge stets H-Pegel. Im Gegensatz dazu »liest« ein offener Eingang (2) der *A 902* L-Pegel (Stift 2 offen ≙ Ausgang A = L). Außerdem ist – wie Bild 5.3 zeigt – $U_{eH} > 2{,}5$ V, was nicht exakt dem TTL-Standardeingangspegel (2,0 V) entspricht. Beide Mängel lassen sich, falls sie stören, leicht durch Einfügen von $R1$ beheben, wobei selbstverständlich der Eingangswiderstand dieses Triggers auf näherungsweise den Wert von $R1$ verringert wird (ohne $R1$ kann er mit 15...20 MΩ angesetzt werden). Falls die eingangsseitige Quelle im H-Zustand selbst eine Spannung > 3 V liefern kann (was u. a. für alle TTL-Standard-Gatterausgänge zutrifft, deren Lastfaktor nicht restlos ausgenutzt wird), ist $R1$ entbehrlich.

5.2.8. Die A 902 als Monoflop

Für den Betrieb als Monoflop (monostabiler Multivibrator) läßt sich die *A 902* in der Schaltung nach Bild 5.12 verwenden.

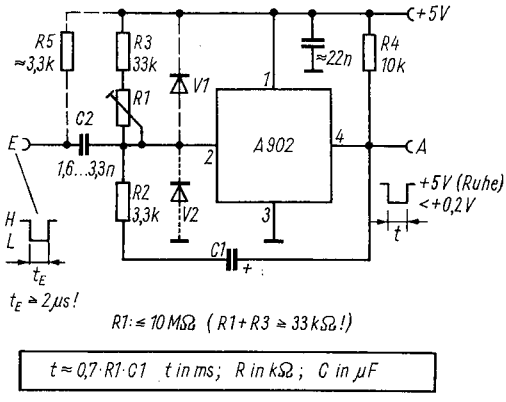


Bild 5.12
A 902 als Monoflop. Dimensionierung siehe im Text

Monoflop reagieren auf einen eingangsseitigen kurzen Triggerimpuls mit einem einmaligen, zeitlich längeren Ausgangsimpuls; man benötigt sie zur Impulsformung, als Zeitglieder u. ä. Auch in diesem Fall ist die *A 902* wieder wegen ihres hochohmigen Eingangs vorzugsweise dann geeignet, wenn lange Ausgangsimpulszeiten gefordert werden. Ein Nachteil ist die relativ große Abhängigkeit der Impulsdauer von Betriebsspannung und Umgebungstemperatur. Für Amateurzwecke hat das meist keine besondere Bedeutung. Die Dioden V1, V2 begrenzen die Eingangsüberspannungsspitzen, falls Eingang E von systemfremden Quellen angesteuert wird. *C*2, *R*2 und *R*3 sind fest vorgegeben. *R*5 kann bedarfsweise vorgesehen werden, wenn mit Rücksicht auf die triggernde Quelle bei E definierter H-Pegel vorhanden sein muß, oder – falls die Quelle keinen definierten ohmschen Quellenwiderstand aufweist – um das Umladen von *C*2 zu ermöglichen. *R*4 bewirkt definierten H-Pegel am Ausgang im Ruhezustand. Im instabilen Zustand tritt an A die angezeichnete Impulsform auf. Die zeitbestimmenden Glieder sind *R*1, *C*1. Die Mindestimpulsdauer beträgt 3...10 μs (bedingt durch das Eingangsdifferenzierglied *C*2, *R*2), die Maximalzeit für *t* kann im Minutenbereich liegen (für *C*1 dann reststromarme Elektrolytkondensatoren einsetzen). *t* ergibt sich aus der im Bild 5.12 mit angegebenen Näherungsgleichung (gültig für $U_s = 5\,V$; abhängig von U_s). Wenn $C1 \geqq 0{,}1\ \mu F$, sollte in jedem Fall die Diode V2 vorgesehen werden. *R*4 kann auch in diesem Fall z. B. durch Relais o. ä. ersetzt werden. Ausgelöst wird der Monoflop mit negativem Spannungssprung an Eingang E (Mindestspannung etwa 2 V); der Auslöseimpuls muß wenigstens 2 μs breit sein. Höhere Werte von t_E beeinträchtigen die Funktionsweise nicht, weil *C*2 den Triggerimpuls differenziert. Wird *R*5 vorgesehen, so kann bei E mit einem Kontakt (Handtaste o. ä.) gegen Masse ausgelöst werden. Falls bei E mit Spannungen von mehr als 4...5 V zu rechnen ist, läßt sich zusätzlich zu D1, D2 noch der Eingangsstrom mit Vorwiderstand vor E begrenzen (wie *R*3 in der Schaltung nach Bild 5.10).

Die Wirkungsweise: Im Ruhezustand ist der IS-Eingang (2) über *R*1 im H-Zustand, somit A = H. Der Triggerimpuls an E bewirkt über *C*2 kurzzeitig Sperren des IS-Eingangstransistors (L-Pegel), womit A = L wird. Der negative Spannungs-

sprung an A wird über $R2$, $C1$ auf den Eingang übertragen, so daß die IS zunächst im Zustand (2) = L, A = L verharrt. $C1$ lädt sich jetzt über (4) A, $C1$, $R2$, $R1$, $R3$ um, und sobald dabei die Spannung an (2) wieder den Wert U_{eH} erreicht hat, schaltet der Trigger nach A = H zurück. $C1$ wird dabei über $R2$ und die Eingangstransistoren der IS sehr schnell wieder mit der angezeichneten Polarität geladen, die Wiederbereitschaftszeit t_w bis zur nächsten Auslösung ist also relativ kurz und läßt sich näherungsweise nach $t_w \approx 2...3 \cdot C1 \cdot (R2 + R4 + 2{,}5\,k\Omega)$ bestimmen. Im allgemeinen ist $t_w < t$.

5.2.9. Die A 902 als astabiler Multivibrator (Schwingungsgenerator)

Multivibratoren lassen sich mit der *A 902* auf unterschiedliche Weise realisieren. Entsprechend ihren Daten ist die *A 902* dabei vorzugsweise im NF-Gebiet (kHz-Bereich) und für Taktgeber (z. B. Blinktaktgeber, Sekundenbereich) zweckmäßig. Zunächst sollen 2 Grundschaltungen für allgemeine Anwendungen vorgestellt werden.

Der unterschiedliche Eingangswiderstand in beiden Schaltzuständen, wie er insbesondere für *Schmitt*-Trigger typisch ist, wird bei der einfachen Schwingschaltung nach Bild 5.13a ausgenutzt. Ihre Bemessung hängt jedoch so weitgehend von den IS-Exemplardaten (und den Betriebsdaten, insbesondere Speisespannung) ab, daß diese Schaltung vom Amateur nach Versuch dimensioniert werden muß. $R1$ ist exemplarabhängig mit 10...22 MΩ vorgegeben, $C1$ liegt für Frequenzen im NF-Hörbereich bei 1...10 nF nach Versuch. Mit $R2$, dessen Einstellwert kritisch ist, wird auf sicheren Schwingungseinsatz abgeglichen. Das ist der Fall, wenn einerseits der über $R1$ in den Eingang fließende Strom die internen IS-Transistoren V1, V2 (Bild 5.1) nicht mehr voll öffnet, andererseits aber – wenn V1, V2 im L-Zustand gesperrt sind – $C1$ bis $\geqq U_{eH}$ nachladen kann. Sobald V1, V2 danach wieder öffnen, liefert $C1$ den dazu notwendigen Strom teilweise und wird dabei wieder bis U_{eL} entladen.

Die Schaltung ist insgesamt wenig frequenzstabil und muß von Fall zu Fall nach Versuch bemessen werden, sie besticht aber durch ihre Einfachheit und genügt für Signaltonzwecke. Am Ausgang A steht die

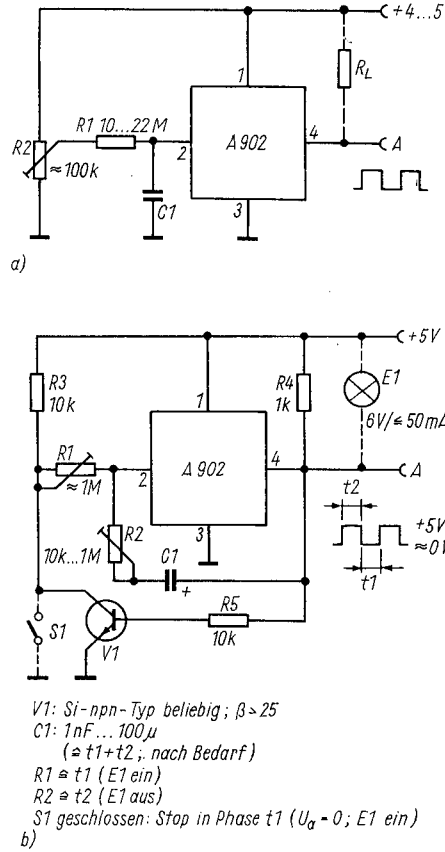


Bild 5.13
a – Einfache NF-Schwingschaltung mit *A 902*,
b – Universell verwendbare NF-Schwingschaltung. Geeignet als Tongenerator, Impulsgeber und Langzeittaktgeber

NF-Schwingung als Rechteckspannung zur Verfügung; der symbolisch angedeutete Lastwiderstand R_L kann im einfachsten Fall ein Ohrhörer o. ä. ($R > 200\,\Omega$) sein. Bei stabilisierter Betriebsspannung – die vielleicht schon vorhanden ist – kann diese Schaltung bereits als einfacher Signaltongenerator ausreichend sein. Umgebungstemperaturänderungen machen sich jedoch auch dann noch als Tonhöhenänderungen bemerkbar.

Eine universelle, betriebszuverlässige Schaltung läßt sich, mit allerdings höherem Bauelementeaufwand (der dem von diskret aufgebauten vergleichbaren Transistorschaltungen nahekommt), nach Bild 5.13b verwirklichen. Ihr Vorteil sind die gut zu realisierenden langen Zeiten mit verhältnismäßig kleinen C-Werten (Taktgeberanwendungen), wozu – exemplarabhängig zu erproben – eventuell $R1$, $R2$ auch $> 1\,M\Omega$ sein dürfen. Die in Bild 5.13b angegebenen Richtwerte gelten für das Beispiel eines Blinklichtgebers mit (symbolischer oder real einsetzbarer) Lampe E1. Günstigere Lösung: Leuchtdiode in Serie mit $R4 = 220\,\Omega$. Andernfalls ist statt E1 $R4$ vorzusehen, an A kann dann die Schwingung abgenommen werden. $C1$ wird entsprechend der gewünschten Frequenz bemessen; gut zu realisieren sind Frequenzen zwischen 10 kHz und einigen hundert Sekunden. $C1$ hat Einfluß auf Pausenlänge $t1$ und Pulslänge $t2$; nach Grobfestlegen der Frequenz mit $C1$ können $t1$ und $t2$ (z. B. Hell- und Dunkelzeit einer Lampe) in relativ weiten Grenzen getrennt mit $R1$ und $R2$ abgeglichen werden. Mit $R4$ statt E1 läßt sich die Schaltung auch sehr gut als Langzeittaktgeber in TTL-Schaltungen anwenden. Zur Wirkungsweise: Bei A = L ist V1 gesperrt, und $C1$ lädt sich über $R3$, $R1$, $R2$, $C1$ sowie A (4) bis zum Wert U_{eH} der IS (2) auf. In diesem Moment schaltet die IS nach A = H um; der positive Spannungssprung an A öffnet V1 über $R5$, womit der Punkt $R3$, $R1$ an Masse liegt und $R1$ von $+U_s$ abgeschaltet wird. Der IS-Eingang (2) bleibt nun nur durch den Ladestrom von $C1$ über $R2$ geöffnet und führt nach beendetem Laden von $C1$ keinen Strom mehr. Damit schaltet die IS wieder nach A = L; $C1$ wird umgepolt (Pluspol über IS-Ausgang an Masse) und sperrt mit seiner negativen Ladung über $R2$ den IS-Eingang. Zugleich schließt mit A = L auch $T1$ wieder, so daß $R1$ erneut Spannung erhält. Über $R1$ wird nunmehr $C1$ entladen und bis zum Wert U_{eH} der IS umgeladen, wonach der Kippvorgang erneut beginnt. Diese Schaltung ist vergleichsweise gut frequenzstabil und sehr betriebssicher. Sie kann durch Kurzschließen des Kollektors von V1 (Schalter S1 oder parallelgeschaltetem Hilfstransistor) im Zustand A = L ($U_A \approx 0$) gestoppt werden und schwingt bei geöffnetem S1 zuverlässig wieder an. Mit $R1$ und $R2$ läßt sich das Tastverhältnis $t1/t2$ zwischen 30:1 und 1:30 einstellen.

5.2.9.1. Die A 902 als NF-Generator

Die Schaltung nach Bild 5.13b erfordert einen relativ großen Bauelementeaufwand (Hilfstransistor V1). Einfacher und für NF-Signaltonzwecke gut geeignet ist die Schaltung nach Bild 5.14, die sich allerdings nur wenig variieren läßt. Sie kann in dieser Form auch zum Ansteuern von TTL-Schaltkreiseingängen verwendet werden. Ihr Kennzeichen ist, daß Ein-

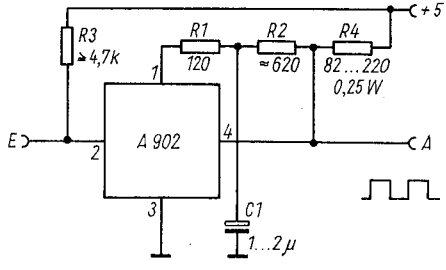


Bild 5.14
Spezielle NF-Schwingschaltung für die *A 902*

gang E für die Schwingschaltung nicht benötigt wird und daher für Steuerungszwecke frei verfügbar bleibt. Bei einem TTL-Schaltsignal an E erzeugt die Schaltung einen Ton (Schwingung an A), wenn E L-Pegel annimmt. H-Pegel an E bewirkt Aussetzen der Schwingung, wobei Ausgang A auf H-Pegel bleibt. Falls man die Steuerung nicht benötigt, entfällt $R3$, und Stift 2 bleibt offen oder wird an Masse gelegt. Am Ausgang A steht eine Rechteckschwingung zur Verfügung, der Ausgangslastfaktor an A (für TTL-Zusammenschaltung) beträgt jedoch nur $N_{OL}=2...3$. $R2$, $R4$ sind exemplarabhängig und müssen eventuell auf günstigstes Schwingverhalten erprobt werden. Mit $C1$ wird abschließend die gewünschte Tonhöhe festgelegt. Zur Wirkungsweise: Angenommen sei, daß V7 der IS (Bild 5.1) sperrt; A = H. Über $R4$, $R2$ lädt sich $C1$. Da Eingang E ständig keinen Strom hat (Schwingbedingung), geht A = L (V7 wird leitend), sobald die dafür notwendige Betriebsspannung der IS an $C1$ erreicht ist. Dadurch wird $R4$ an Masse gelegt, und $C1$ entlädt sich über $R2$ und $R1$, womit die Betriebsspannung U_s der IS (Stift 1) wieder absinkt. V7 sperrt daher bald wieder, womit sich $C1$ erneut aufladen kann usw. Rückgekoppelt wird also über die Betriebsspannung der IS. Die Eingangstransistoren (V1, V2 in Bild 5.1) sind daran nicht beteiligt, können aber über E zum ständigen Sperren von V7 (womit die Schwingung aussetzt) benutzt werden. Damit ergeben sich besonders einfache Schaltungskombinationen.

Zwischen E und Masse kann ein Schaltkontakt (z. B. Morsetaste) gelegt werden; hierfür ist $R3$ erforderlich. Statt $R4$ kann man z. B. einen Kopfhörer anschließen.

Material-Hinweis:

Nach Manuskriptschluß wurde bekannt, daß der *A 902* nicht mehr gefertigt wird; der Bauelementehandel führt begrenzte Zeit noch Restposten dieses Schaltkreises. Der Nachfolgetyp *A 302* entspricht in Bauform, Abmaßen und Anschlußlage dem *A 902* (Bild 5.2), weist aber eine völlig andere Innenschaltung auf (die Bilder 5.1 und 5.3 sowie die für den *A 902* angegebenen Daten treffen für den *A 302* also nicht zu!). Trotzdem können die vorstehend angegebenen Schaltbeispiele (mit Ausnahme von Bild 5.14!) auch mit dem *A 302* realisiert werden, wobei in Einzelfällen geringe Wertänderungen von Widerständen notwendig sind. Darüberhinaus erlaubt die *A 302* teilweise günstigere Schaltungsdimensionierungen (u. a. ist ihr Eingang noch hochohmiger und die maximale Arbeitsfrequenz merklich höher als bei der *A 902*). Zur eingehenden Dateninformation und für zusätzliche, insbesondere im Zusammenspiel mit TTL-Schaltungen interessante Schaltbeispiele muß hier auf [74] verwiesen werden.

6. Die integrierte Schaltung A 301

6.1. Zweckbestimmung und prinzipielle Funktion

Die IS *A 301* ist ein für Schalt- und Kontrollzwecke bestimmter »Initiatorschaltkreis« (Auslöser) für kontakt- und berührungsloses Auslösen von Schaltvorgängen auf elektromagnetischem Wege. Über diesen primären Zweck hinaus läßt sich die IS *A 301* jedoch wegen der in ihr enthaltenen Verstärker-, Trigger- und Leistungsschaltstufen sowie der internen Speisespannungsstabilisierung noch für viele andere Zwecke sehr vorteilhaft einsetzen, für die sie ursprünglich nicht vorgesehen wurde. Bild 6.1 zeigt den Übersichtsschaltplan der inneren Funktionsgruppen der *A 301*. Zunächst ist ein Verstärker vorhanden, der über Eingänge (3, 2) und gegenphasige Ausgänge (4, 5) verfügt und über diese Anschlüsse, außen mit einem Schwingkreis L_s, C_s und Rückkopplungswiderstand R_m beschaltet, als Oszillator arbeiten kann (Frequenzbereich etwa 1 kHz...2 MHz). Der Verstärker läßt sich jedoch auch als empfindlicher Eingangsverstärker für Gleichspannungssignale betreiben. Ihm folgt ausgangsseitig ein Trigger (Schwellwertschalter), der bei anliegendem Verstärkerausgangssignal (vorhanden oder nicht vorhanden) schlagartig umschaltet. Das Zeitverhalten des Triggers kann (z. B. zum Unterdrücken der Oszillatoreigenfrequenz) mit einem externen Kondensator *C*12 beeinflußt werden; über Anschluß 12 läßt sich außerdem der Triggereingang – ohne Vorverstärker – direkt ansteuern. Dem Trigger folgen die Ausgangsleistungsschaltstufen, deren offene Kollektorausgänge Q (6) und $\overline{Q}$ (10) stets zueinander im Gegentakt schalten. Das ist für viele Zwecke besonders wertvoll. Um die für die betriebssichere Funktion entscheidenden Kennwerte der genannten Stufen (Verstärkungsgrad, Schwingverhalten bei Oszillatorbetrieb, Eingangs- und Triggerschwellwerte) stets konstant zu halten, enthält die *A 301* für diese Stufen eine innere Speisespannungsstabilisierung, die einmal die schaltkreis-

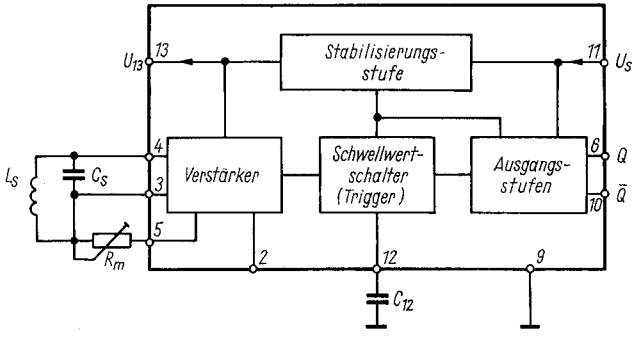


Bild 6.1
Übersichtsschaltplan der Funktionsgruppen der *A 301*

bedingten Temperatureinflüsse weitgehend kompensiert, vor allem aber die der IS zugeführte Betriebsspannung U_s sehr genau stabilisiert. Die konstante, die Eingangs- und Triggerstufen speisende interne Betriebsspannung läßt sich außerdem für äußere Zwecke mit verwenden und wird dazu an Stift 13 als Spannung U_{13} herausgeführt. Damit ist es ohne Zusatzaufwand möglich, äußere Bauelemente, deren Betriebsparameter auf Schaltschwellen u. ä. Einfluß haben (z. B. Fototransistor), oder Ladespannungen für zeitbestimmende Glieder usw. von dieser stabilisierten Spannung mit zu betreiben. Die der IS bei (11) zuzuführende Betriebsspannung U_s wird dadurch vollständig unkritisch und braucht in keinem Fall mehr stabilisiert zu werden, womit gerade für den Amateur ein Großteil des sonst fast immer notwendigen »versteckten« Bauelementeaufwands zur Stromversorgung entfallen kann. Die in der Standardanwendung mit L_s, C_s, R_m vorgesehene Oszillatorschaltung bleibt z. B. selbst bei kritischer Einstellung innerhalb eines U_s-Bereichs von 4,75...27 V unverändert stabil.

In der Normalanwendung arbeitet die *A 301* als induktiver Annäherungsschalter, wobei die Schwingkreisspule L_s das Fühlerorgan und zu diesem Zweck mit offenem Kern oder als Luftspule ausgeführt ist. R_m wird einmalig so eingestellt, daß der Oszillator gerade anschwingt (späterer Nachgleich von R_m ist wegen der vorzüglichen internen Stabilisierung überflüssig). Wird der Spule L_s jetzt ein elektrisch leitendes Objekt (beliebiges Metall) angenähert, so bedämpft dieses Metall den Schwingkreis, womit der Oszillator »abreißt«, die HF-Schwingungen setzen aus. Ein nichtschwingender Oszillator ist also das Kriterium für ein der Spule L_s genähertes Metallobjekt. Bei entferntem Objekt schwingt der Oszillator wieder an. Durch entsprechende Gestaltung von L_s und Wahl geeigneter Schwingfrequenzen (L_s, C_s) sind unterschiedlichste Anwendungsmöglichkeiten gegeben, wie später noch gezeigt wird. Der Verstärker liefert je nach Schwingzustand entweder die Oszillatorfrequenz oder kein Signal an den Schwellwertschalter. Dieser wertet dieses Signal nach den Zuständen »Oszillator schwingt« oder »schwingt nicht« aus und betätigt entsprechend diesen beiden Kriterien die Ausgangsschaltstufen. Bei schwingendem Oszillator (kein Metall im Bereich von L_s) ist Ausgang Q eingeschaltet (L-Pegel) und Ausgang $\overline{Q}$ ausgeschaltet (H-Pegel). Bei aussetzendem Oszillator (Metall in Nähe von L_s) kehren sich die Verhältnisse an Q und $\overline{Q}$ um.

In anderen Anwendungen (ohne Oszillatorbetrieb) kann dem Verstärkereingang über einen seiner Eingänge auch ein statisches Signal (Fotodiodenstrom als Beispiel) zugeführt werden, das in den nachfolgenden Stufen ebenso ausgewertet wird. Zunächst soll die prinzipielle Funktion des Oszillators (für die Normalanwendung als Annäherungsschalter) betrachtet werden. Dafür zeigt Bild 6.2 den Oszillator- und Verstärkerteil als Auszug. Eine dem Eingang E1 (Stift 3) zugeführte Spannung wird verstärkt und erscheint am Ausgang A2 (5) gleichphasig, am Ausgang A1 (4) dagegen mit 180° Phasendrehung. Wird von A2 auf E1 rückgekoppelt, so besteht demzufolge eine Mitkopplung und der Verstärker beginnt zu schwingen. Diese Schwingung kann

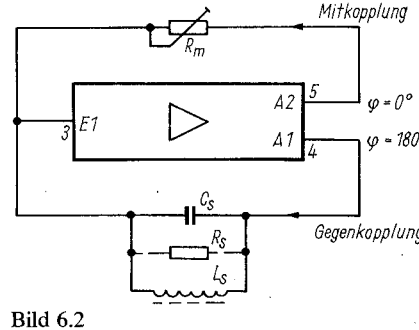


Bild 6.2
Zur Funktionserläuterung des Oszillatorteils

geschwächt oder ganz aufgehoben werden, indem man vom Ausgang A1 eine Gegenkopplung zu E1 führt. Nimmt man an, daß $U_{A1} = U_{A2}$ ist, dann wird die Spannung an E1 zu 0, sobald $R_m = R_s$ ist. R_s erreicht für die Resonanzfrequenz (L_s, C_s) sein Maximum, beiderseits der mit L_s, C_s festgelegten Resonanzfrequenz ist also die Gegenkopplung stärker. Wird jetzt R_m verringert, so beginnt der Verstärker mit der von L_s, C_s vorgegebenen Frequenz zu schwingen. Legt man R_m nicht kleiner aus, als zum Anschwingen notwendig, so genügt bei schwingendem Oszillator bereits ein geringes Reduzieren von R_s, um die Gegenkopplung so weit zu erhöhen, daß die Schwingung wieder aussetzt. R_s ist der Resonanzwiderstand des Schwingkreises (also nicht als direktes Bauelement vorhanden). Damit ist R_s unmittelbar eine Funktion der Schwingkreisgüte. Beim Bedämpfen von L_s durch Annähern eines elektrisch leitenden Objekts (in dem L_s Wirbelströme induziert) verringert sich die Schwingkreisgüte – R_s wird kleiner. Damit ergibt sich eine größere Gegenkopplung – die Schwingungen setzen aus. Bei Entfernen des Objekts wird R_s wieder größer, womit die Schwingungen (angestoßen durch das stets vorhandene minimale »Stromrauschen« im Halbleiter) wieder einsetzen. Diese vereinfachte Funktionserläuterung genügt bereits, um dem Anwender der *A 301* die notwendigen Zusammenhänge (u. a. zwischen dem Wert von R_m, seinem Einfluß und Zusammenhang mit den Eigenschaften des Schwingkreises) zu zeigen. Eine sehr eingehende Funktionserläuterung des Oszillators und aller anderen Funktionsgruppen der *A 301* findet der Leser in [75]. [76] bringt Anwendungsbeispiele für die *A 301*, in [77] sind in Kurzform nochmals die wichtigsten Daten und Anwendungshinweise zusammengefaßt.

Wie man aus Bild 6.2 leicht abschätzen kann, läßt sich diese Schaltung nur bei guter Kompensation der Halbleitertemperatureinflüsse und sehr konstanter Verstärkung (d. h. konstanter Speisespannung) zuverlässig betreiben. Beide Bedingungen erfüllt die in der *A 301* mit enthaltene Stabilisierung optimal, so daß diese Anordnung »nach außen hin« diesbezüglich unkritisch und – verglichen mit dem Amateur bisher geläufigen Anordnungen mit diskreten Halbleitern – ungewöhnlich stabil und zuverlässig ist. Ein weiterer Vorteil der gewählten Oszillatorschaltung ergibt sich für den Anwender dadurch, daß der Schwingkreis keine besonders hohen Güteanforderungen zu erfüllen hat und die Spule ein einfach zu wickelndes Bauelement (ohne Anzapfungen) darstellt. R_m ist unmittelbarer Bestandteil des Oszillators und bestimmt mit seinem Wert (abhängig von R_s und damit von den Schwingkreiseigenschaften im jeweiligen Anwendungsfall) die Ansprechempfindlichkeit der Anordnung. In Bild 6.2 nicht gezeichnet wurde der Signalausgang zum nachfolgenden Trigger, der die Kriterien »Oszillator schwingt« oder »schwingt nicht« auswertet (Bild 6.1).

6.2. Kenndaten und Innenschaltung

Bild 6.3 zeigt die vollständige Innenschaltung der *A 301*, Bild 6.4 die Anschlußlage des im üblichen 14poligen DIL-Plastgehäuse montierten Schaltkreises. Die Innenschaltung kann nur soweit erläutert werden, wie das für den Anwender zum Verständnis der prinzipiellen Funktion und zum Abschätzen der Anwendungsmöglichkeiten notwendig ist. Eine eingehende und sehr instruktive Behandlung findet der Leser in [75].

Der Eingangsverstärker, den man im Normalfall als Oszillator betreibt (s. Bild 6.1 und Bild 6.2), wird durch V5, V6, V7 gebildet, siehe dazu Anschlußbezeichnungen in Bild 6.2. Eingang E1 ist bei Oszillatorbetrieb über L_s niederohmig mit A1 verbunden (der Schwingkreis muß also

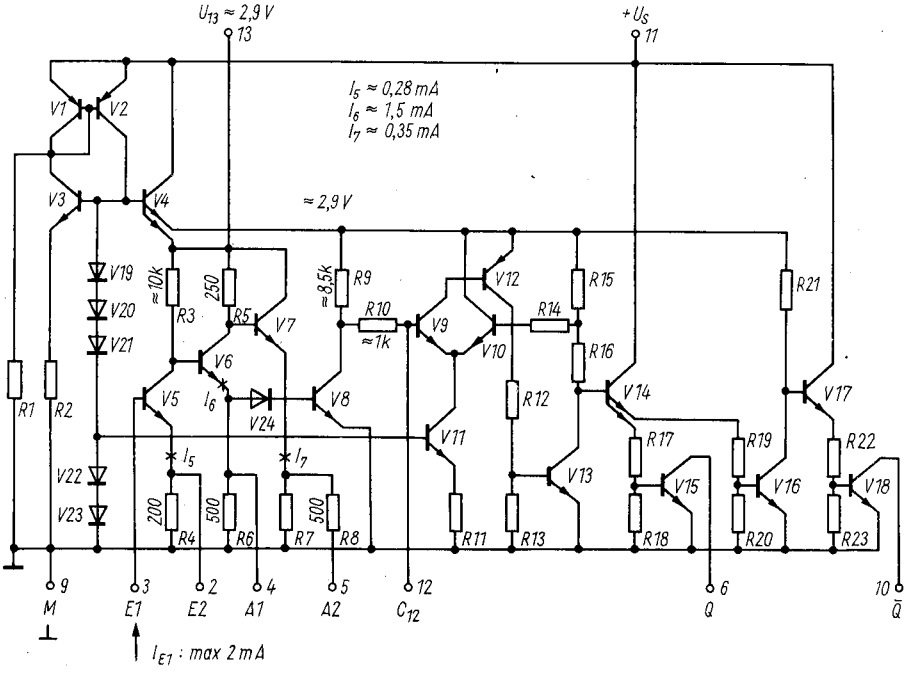
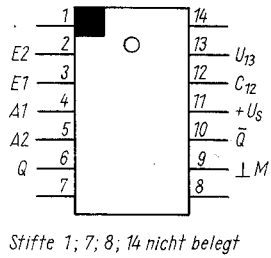


Bild 6.3 Gesamtinnenschaltung der *A 301*

ohmschen Durchgang haben). V5 ist die eigentliche Verstärkerstufe, V6 bildet einen Emitterfolger, der für A1 niedrige Ausgangsimpedanz ergibt. An A1 erscheint daher die bei E1 anliegende Spannung gegenphasig (Wirkung von V5). Gleichzeitig steht am Kollektor V6 die Spannung, hier um nochmals 180° gedreht und damit gleichphasig zu E1, zur Verfügung. Es folgt mit V7 ein weiterer Impedanzwandler, der den Mitkopplungsausgang A2 speist. Zum Abschätzen der statischen Verhältnisse (insbesondere bei »zweckentfremdetem« Betrieb ohne Schwingkreis) sind in Bild 6.3 einige der wichtigsten Widerstands-, Spannungs- und Stromwerte mit eingetragen. Im Oszillatorbetrieb ist die Basis V5 über L_s niederohmig mit A1 verbunden, womit sich automatisch für alle Stufen die vorgesehenen Arbeitspunkte selbst einstellen [75], z. B. $U_{E1} \approx 0{,}7\,V = U_{A1}$; $U_{A2} \approx 1{,}75\,V$. Am Emitter von V6 wird ferner über die Diode V24 das Schaltkriterium für den nachfolgenden Trigger (der mit V9, Stift 12 beginnt) abgenommen. Die Schwellenspannung der Diode V24 zuzüglich Basisschwellenspannung von V8 beträgt 1,2...1,3 V. Da am Emitter V6 (A1) nur etwa 0,7 V vorhanden sind, bleiben V24



Stifte 1; 7; 8; 14 nicht belegt

Bild 6.4
Anschlußlage der *A 301 D*

und V8 zunächst gesperrt. Über $R9$, $R10$ wird der Triggereingang V9 (Stift 12 = H) angesteuert. Wenn der Oszillator schwingt, so pendelt die Spannung (Spitzenwert der Schwingspannung) an A1 zwischen 0 und 1,4 V. Bei etwa 1,2 V öffnen V24 und V8, d. h., bei schwingendem Oszillator wird V8 jeweils kurzzeitig von den Scheitelwerten der HF-Schwingung aufgetastet. Sein Kollektor schließt den Punkt $R9$, $R10$ periodisch gegen Masse kurz, womit die Spannung an Stift 12 – sofern dort kein Kondensator angeschlossen ist – im Takt der HF-Schwingung kurzzeitig nach Massepotential absinkt, d. h., an (12) erscheint eine Impulsfolge mit der Oszillatorfrequenz.

An (12) liegt im Normalfall ein Integrationskondensator $C12$ (z. T. auch mit C_i bezeichnet) nach Masse. Wenn der Oszillator nicht schwingt (V8 gesperrt), lädt sich $C12$ über $R9$, $R10$ auf einen Wert entsprechend U_{eH} des Triggers (V9) – etwa 2,7 V, also nur wenig unter den Wert der schon internen stabilisierten Spannung ($U_{13} \approx 2{,}9$ V) – auf. V9 öffnet dabei. Sobald der Oszillator schwingt, öffnet periodisch kurz V8. Dabei wird der extern angeschlossene $C12$ (s. auch Bild 6.1) über $R10$ relativ schnell entladen, während der nachfolgenden Sperrphase des Transistors V8 aber über $R9$, $R10$ wesentlich langsamer wieder nachgeladen (man vergleiche die Wertangaben für $R9$, $R10$ in Bild 6.3). Die mittlere Spannung an $C12$ sinkt daher erheblich ab, wobei die untere Triggerschwelle für V9 (etwa 1,6 V) unterschritten wird – V9 sperrt. Das ist das Kriterium für schwingenden Oszillator.

Der Trigger (V9) läßt sich auch auf andere Weise betätigen. Ohne den Schwingkreis steht mit E1 (Stift 3) ein offener Basiseingang der Verstärkerstufe V5 zur Verfügung, der mit Gleichstrom angesteuert werden kann. Wird V5 durch einen über E1 zugeführten Strom geöffnet, so sperren V6 ($U_{A1} \approx 0$) und somit auch V24, V8. Über $R9$, $R10$ ist der Trigger jetzt ständig angesteuert, kann aber bei Bedarf über Anschluß 12 durch Absenken der Spannung (z. B. Masseverbindung) umgeschaltet werden. Das gleiche ist der Fall, wenn V5 sperrt (keine Ansteuerung über E1). Über $R3$ wird jetzt V6 voll geöffnet,. Für U_{A1} ergeben sich 1,4...1,6 V, V24, V8 öffnen somit, Punkt $R9$, $R10$ liegt auf 0 und der Triggereingangstransistor V9 sperrt. U_{C12} wird hierbei etwa Null. Die damit gegebenen 2 Eingangspunkte für statische Betriebsweisen ermöglichen zahlreiche zusätzliche Anwendungen.

Der Trigger (Schwellwertschalter in Bild 6.1) besteht aus V9, V10, V12, V13. Sobald V9 durchsteuert, öffnen mit ihm V12 und V13. Dadurch sinkt die Spannung am Verbindungspunkt $R14$, $R15$, $R16$ erheblich ab, womit sich die Basisspannung an V10 verringert. V9, V10 bilden einen Differenzverstärker. V9 öffnet (V10 schließt) wegen des gemeinsamen Emitterwiderstands $R11$ und der Konstantstromquelle V11 (die einen hohen scheinbaren Emitterwiderstand bewirkt; die Basisspannung V11 wird von den Dioden V22, V23 stabilisiert) stets, wenn die Spannung an der Basis V9 größer als die Basisspannung an V10 ist. Sobald V9 öffnet, sinkt wie erläutert die Basisspannung an V10 ab. Diese niedrigere Spannung muß an der Basis V9 wieder unterschritten werden (untere Schwellspannung U_{eL} des Triggers) bevor V9 schließen kann. Sobald V9 schließt, sperrt auch V12, V13, womit die Basisspannung V10 wieder ansteigt und den oberen Triggerschwellwert (U_{eH}) festlegt, der an der Basis V9 überschritten werden muß, bevor V9 wieder öffnet. Durch diese Anordnung wird ein schlagartiges Umschalten des Triggers auch dann erreicht, wenn sich die Spannung an $C12$ nur langsam ändert. Außerdem wird eine relativ große Hysterese ($U_{hys} \approx 1$ V) erreicht, die restliche, von der Oszillatorfrequenz herrührende Spannungsschwankungen an $C12$ unterdrückt.

Es sei erwähnt, daß der Eingangsverstärker (V5...V8) zunächst nicht als Trig-

ger, sondern in gewissen Grenzen als Analogverstärker arbeitet (abgesehen von V8), weshalb die Ausgangsspannungen an A1 und A2 durchaus der Eingangsspannung bei statischem Betrieb »schleichend« folgen können. Das ist im allgemeinen nicht störend, weil hinter V8 ohnehin der beschriebene Trigger folgt. Man kann aber auch den Eingangsverstärker selbst zusätzlich zum *Schmitt*-Trigger erweitern, indem extern zwischen A1 (4) und E2 (2) ein Widerstand (etwa 1 kΩ) angeschlossen wird. Dann arbeiten V5, V6 als *Schmitt*-Trigger [1] mit $R4$ als gemeinsamem Emitterwiderstand. In diesem Fall weisen bereits die Ausgänge A1 und A2 Schaltverhalten (schlagartiges Umschalten) auf.

Der Trigger endet mit V13. Ist $U_{C12} \approx 0$, so sperren V9 und V13. Über $R15$, $R16$ wird jetzt V14 geöffnet (Eingangstransistor des Ausgangsschaltverstärkers), seine Emitter steuern über $R17$ den Lastschalttransistor V15 (Ausgang Q) und über $R19$ die Umkehrstufe (Inverter) V16 an, die ihrerseits den zweiten Ausgang (V17, V18, zuvor über $R21$, $R22$ geöffnet) sperrt. Wegen V16 arbeiten daher die Ausgänge Q und $\overline{Q}$ zueinander im Gegentakt. Da V14, V17 nur als Schalter arbeiten, ist für sie keine stabilisierte Betriebsspannung notwendig; beide werden deshalb direkt von $+U_s$ (11) gespeist. Für die übrigen Funktionsstufen ist die interne Speisespannung auf $U_{13} \approx 2{,}9$ V festgelegt und mit V1...V4 und V19...V23 stabilisiert. Nachstehend einige Bemerkungen zu ihrer Funktion. Beim Anlegen von $+U_s$ werden zunächst V1, V2 über $R1$ geöffnet ($R1$ ist ein sehr hochohmiger »Anlaufwiderstand«, der auf die spätere Stabilisierung keinen Einfluß mehr nimmt). V2 bildet eine Konstantstromquelle mit dem als Referenzdiode geschalteten Transistor V1. Der von V2 gelieferte konstante Kollektorstrom bewirkt an den Dioden V19...V23 einen konstanten Spannungsabfall, womit an der Basis von V3 konstante Spannung steht. Sie beträgt entsprechend der Summe der Schwellenspannungen der Dioden V19...V23 etwa 3,5 V. Da sich dazu noch die Kollektor-Emitter-Spannung V2 addiert, ist somit der Mindestwert für $+U_s$ mit etwa 4,7 V vorgegeben. Die konstante Basisspannung an V3 erzeugt wegen $R2$ einen konstanten Kollektorstrom für V3 (V3 bildet also eine weitere Konstantstromquelle mit $R2$ und V19...V23), der seinerseits V1, V2 jetzt mit konstantem Basisstrom versorgt. V2, V3 stabilisieren sich somit gegenseitig, womit eine sehr gute Spannungskonstanz an den Basen V3, V4 auch bei stark schwankender Betriebsspannung $+U_s$ erreicht wird. Die Emitterspannungen von V4 – dem »Längsregeltransistor« für die gesamte interne Stromversorgung – sind demzufolge ebenfalls sehr konstant, soweit das Schwankungen von U_s betrifft. Durch entsprechendes Bemessen aller Stufen wird erreicht, daß die intern stabilisierte, über U_{13} auch außen abgreifbare Spannung gleichzeitig die Kompensation interner Temperatur- u. a. Einflüsse übernimmt (Zweck der Stabilisierung ist nicht konstanter Wert für U_{13}, sondern konstantbleibendes Betriebsverhalten des Oszillators). Wie die später gezeigten Kennlinien ausweisen, stellt U_{13} tatsächlich keine »hochstabile Spannung« im gewohnten Sinne dar, sondern schwankt (durch interne Kompensationsvorgänge) relativ stark mit U_s und Umgebungstemperatur. Einzelheiten dazu findet der Leser in [75]. Der Verlauf von U_{13} mit der Temperatur kommt jedoch auch dem Anwender insofern entgegen, als er – wenn z. B. U_{13} als Speisespannung für einen (temperaturabhängigen) Fototransistor verwendet wird – dessen Temperaturgang zumindest teilweise mit kompensiert.

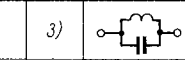
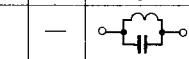
An dieser Stelle sei bereits darauf hingewiesen, daß der Anschluß U_{13} sich nur sehr gering belasten läßt. An Stift 13 darf maximal 1 mA Strom entnommen werden. Gefährlich (und deshalb unzulässig) ist Rückstrom in Anschluß 13 hinein (dabei

sperrt die Emitterdiode von V4, was zu IS-Totalschaden, mindestens aber zu Funktionsunfähigkeit des Eingangsverstärkers führt). Daher darf Anschluß 13 z. B. nicht als Bezugsspannungspunkt für Klemmdioden (Eingangsspannungsbegrenzungen u. ä.) verwendet werden! Auch größere kapazitive Lasten an Anschluß 13 sind zu vermeiden (Ladestrom). Stift 13 darf mit maximal 47 nF belastet werden (Ausnahmefälle sind in [75], [76] erläutert und für den Amateur uninteressant). Ähnliche Grenzbedingungen gelten für die Eingänge E1 (maximaler Basisstrom 2 mA, maximal zulässige Eingangsspannung ohne Strombegrenzung ±0,7 V), E2 (hier insbesondere Überlastungsgefahr von *R*4) sowie die Ausgänge (*R*8 ist ein Strombegrenzungswiderstand geringer Belastbarkeit). Die Eingangsdaten für Stift 12 (falls der Trigger darüber gesteuert werden soll) sind später gesondert genannt.

Aus der Schaltungsbeschreibung gehen die Zusammenhänge zwischen dem Schaltverhalten der Ein- und Ausgänge bereits hervor. Sie sind zur schnelleren Orientierung in Bild 6.5 nochmals zusammengefaßt. Die ersten beiden Zeilen beziehen sich dabei auf den bestimmungsgemäßen Oszillatorbetrieb, die dritte und vierte Zeile auf den Einsatz des Verstärkers über Eingang E1 als Schaltverstärker für allgemeine Anwendungen, die fünfte und sechste Zeile schließlich auf das Nutzen von Trigger und Schaltstufen ohne den Verstärkerteil. In diesem Fall muß V8 gesperrt sein, damit der Trigger (Eingang 12) funktionsfähig bleibt. Man erreicht das ohne äußeren Bauelementeaufwand am einfachsten durch die in der Tabelle angegebene Verbindung der Stifte 3 und 4, womit zwangsläufig $U_{A1} \approx U_{BE\,V5}$ wird (bei Ansteigen von U_{A1} sperrt V5 den Transistor V6, und mit $U_{BE\,V5} = U_{A1} \approx 0{,}7$ V bleiben die Diode V24 und der Transistor V8 gesperrt).

Es sei schon erwähnt, daß in den späteren Schaltbeispielen die *A 301* stets nur mit den tatsächlich anzuschließenden Anschlüssen dargestellt wird. *Nicht eingetragene Anschlüsse bleiben dann grundsätzlich offen (unbeschaltet).*

Bild 6.5 zeigt u. a., daß bei schwingendem Oszillator V15 durchgesteuert und V18 gesperrt ist oder daß beispielsweise (vierte Zeile) beim Ansteuern von V5 mit äußerer Spannung (E1) V15 sperrt und V18 durchgesteuert wird. Die Pegelangaben L und H sind in diesem Sinne als (hier angenäherte) logische Pegel zu verstehen, jedoch bei der *A 301* (insbesondere bei

LC-Oszillator	Anm	3 E1	4 A1	12 (C_{12})	6 Ausg. Q	10 $\bar{Q}$
schwingt	3)			L	L	H
schwingt nicht	—			H	H	L
-ohne-	1)	L	(H) ≈1,3V	L	L	H
-ohne-	1)	H	(L) ≈0,75V	H	H	L
-ohne-	2)	verbunden		L	L	H
-ohne-	2)	verbunden		H	H	L

1) Steuereingang: E1
2) Steuereingang: 12
3) Pegel an 12 mit C_{12}: ≈ L ohne C_{12} an 12 Oszillatorfrequenz vorhanden

Bild 6.5
Logische Verknüpfungen der Ein- und Ausgänge der *A 301*

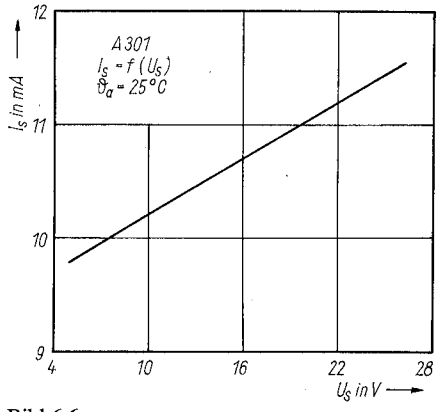


Bild 6.6
Betriebsstromaufnahme I_s als Funktion von U_s

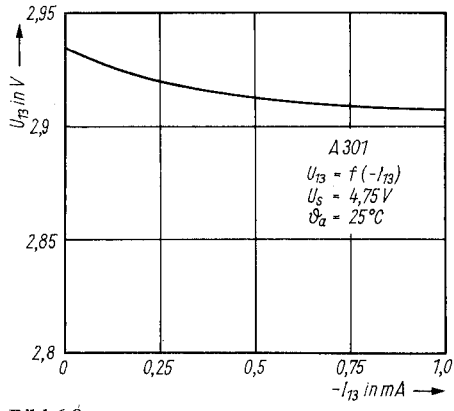


Bild 6.8
Abhängigkeit der stabilisierten Spannung U_{13} von der Stromentnahme an Stift 13

H-Pegel) nicht unbedingt immer den genormten TTL-Pegeln genau gleich (sie entsprechen diesen sinngemäß). Im Einzelfall kann das bei der jeweiligen Schaltungsanwendung im Zusammenhang mit Bild 6.3 leicht geklärt werden.

Nachfolgend die für den Praktiker wesentlichsten Kenndaten der *A 301* (ausführliche Daten in [75] und zusammenfassend in [77]).

Betriebsspannung U_s (Funktionsbereich, zugleich Grenzwerte): $U_s = +4{,}75$ bis $+27$ V;
Betriebsstromaufnahme I_s (Bild 6.6): (Mittelwert 10...12 mA);
die Betriebsstromstärke hängt außer von U_s auch merklich von der Schaltkreistemperatur ab, dazu siehe Bild 6.7;
stabilisierte Spannung U_{13} (Anschluß 13): Mittelwert $\approx 2{,}9$ V;

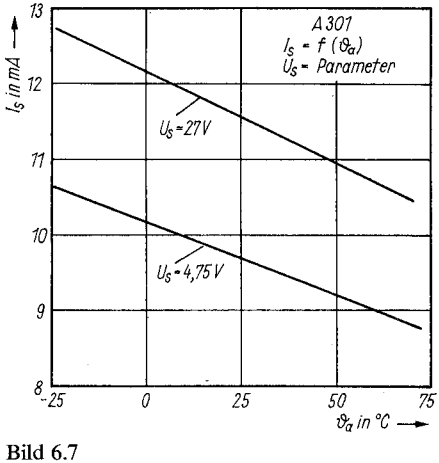


Bild 6.7
Betriebsstromaufnahme als Funktion der IS-Temperatur

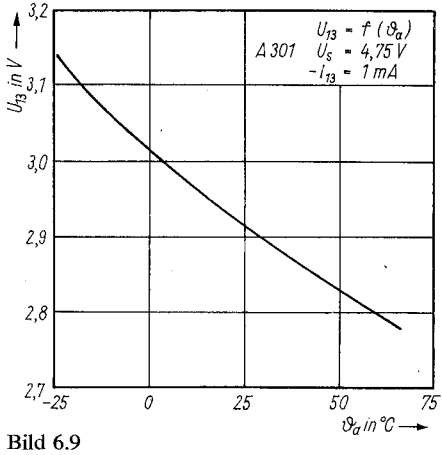


Bild 6.9
Abhängigkeit der Spannung U_{13} von der Schaltkreis-Temperatur (Anschluß 13 mit 1 mA belastet)

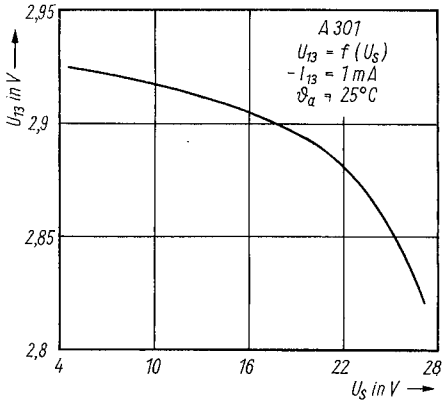


Bild 6.10
Abhängigkeit der Spannung U_{13} (Last 1 mA) von $+U_s$

die Abhängigkeiten der Spannung U_{13} sind in Bild 6.8...Bild 6.10 dargestellt;
maximal zulässige Belastbarkeit für U_{13}: 1 mA (Stromeinspeisung in Stift 13 durch Verbindung zu Spannungen größer als U_{13min} ist nicht zulässig, $U_{13min} \approx 2{,}75$ V);
maximal zulässige Kapazität an Stift 13 (U_{13}): 47 nF;
differentieller Innenwiderstand für U_{13}: 8...15 Ω;
Mindestwert des Lastwiderstands an U_{13} (gegen Masse): 3 kΩ.

Ausgänge Q, $\overline{Q}$
$U_{QH\,max.} = 27$ V (≙ maximaler Kollektorsperrspannung V15, V18),
$I_{QL\,max.} = 50$ mA (≙ maximalem Kollektorstrom V 15, V 18);
Ausgangssättigungsspannung U_{QL} (bei $U_s = 4{,}75...27$ V):
max. 0,35 V, typ. 0,1 V ($I_{QL} = 16$ mA),
bzw. max. 1,1 V, typ. 0,33 V ($I_{QL} = 50$ mA)
(entspricht Ausgangslastfaktor bei Anschluß von TTL-Gattereingängen: $N_{OL} = 10...12$);
Ausgangssperrstrom ($U_s = U_{QH} = 27$ V):
max. 20 µA (typ. < 1 µA);
Eingang E1 (Stift 3)
Mindesteingangsstrom zum Öffnen von V5: typ. 2...5 µA immer ≦ 10 µA;
maximaler Eingangsstrom: 2 mA;
Mindesteingangsspannung: ≈ 0,75 V (mit Vorwiderstand);
maximal zulässige Eingangsspannung ohne Strombegrenzung: ≦ ± 0,6 V;

Oszillator
maximale Schwingfrequenz: ≧ 2 MHz (entsprechend L_s, C_s, normal ≈ 100 kHz)
Richtwert für R_m (Bild 6.1): 2,5...25 kΩ (typ. 6...8 kΩ);
maximale Ausgangsumschaltfrequenz (an Q, $\overline{Q}$) bei Oszillatorbetrieb ($f_{osz} \geqq 100$ kHz, $U_s = 5$ V, $C12 = 1{,}5$ nF): ≧ 10 kHz;
Impulsflankenanstiegszeit (Abfallzeit) an Q, $\overline{Q}$: < 1 µs;

Triggereingang (Stift 12, ohne C12)
$U_{eL} \approx 1{,}6$ V, $U_{eH} \approx 2{,}7$ V; Hysterese ≈ 1,1 V,
$U_{eH\,max} = U_{13}$ (< 3,0 V); $U_{eL\,max} = -0{,}5$ V;
Leerlaufspannung: ≈ 2,9 V (U_{13} über $R9$, $R10$, vgl. Bild 6.3);
Triggereingangsstrom
für L-Zustand: $I_{eL\,typ.} \approx 0{,}13$ mA...0,2 mA,
für H-Zustand: $I_{eH\,typ.} \approx \leqq 20$ µA;
maximale Triggerschaltfrequenz: ≈ 200 kHz;
Integrationskondensator C_{12} (bei Oszillatorbetrieb): abhängig von Oszillatorfrequenz f_{osz}; Dimensionierung

$$C12_{opt.} \approx \frac{200}{f_{osz}},\ C \text{ in nF},\ f \text{ in kHz},\ C12_{max.}$$

= beliebig, $C12_{min.} = 0{,}5 \cdot C12_{opt.}$;
Schaltverzögerung, wenn $C12 > C12_{opt.}$
$t_{QHL} = 3...5 \cdot C_{12}$, $t_{QLH} \approx 20 \cdot C12$;
t in µs, C in nF.

Hinweise
Die genannten Daten sind z. T. Informationsmittelwerte aus der Praxis, für die der Hersteller keine Garantieangaben macht. Offizielle Herstellerdaten siehe [77]. Bei falschgepolten Betriebsspannungen, überhöhter Spannung an U_{13} und negativen Spannungen ≧ −0,6 V an allen Anschlüssen wird die *A 301* sofort zerstört. Ausgang U_{13} ist nicht kurzschlußfest, Kurzschluß nach Masse ($I_{13} \gg 1$ mA) kann zur Zerstörung führen. Im übrigen gelten die allgemeinen Hinweise für bipolare Schalt-

kreise (z. B. Abschnitt 2.). Falls mit den Ausgängen Q, $\overline{Q}$ Induktivitäten (Relais) direkt geschaltet werden, sind dafür die bekannten Relaisparalleldioden (Freilaufdioden) unbedingt erforderlich.

6.3. Hinweise für die Schwingkreisausführung bei Oszillatorbetrieb

Die äußere Beschaltung der *A 301* für die Standardanwendung (Annäherungsschalter) ist bereits aus Bild 6.1 ersichtlich. Bei (11) wird $+U_S$ und bei (9) Masse ($-U_S$) angelegt. Zwischen (12) und (9) liegt der Integrationskondensator $C12$; sein Wert hängt von der (in weiten Grenzen frei wählbaren) Oszillatorfrequenz ab. Dimensionierungshinweise für $C12$ wurden bei den Kenndaten (Abschnitt 6.2.) bereits genannt. Für die am häufigsten verwendete Oszillatorfrequenz bei etwa 100 kHz ist $C12$ mit $\approx 1{,}5$ nF optimal bemessen. Wird $C12$ weggelassen, so schaltet der nachfolgende Trigger im Rhythmus der Oszillatorfrequenz um; diese Frequenz läßt sich dann bei Q (6) und $\overline{Q}$ (10) abnehmen. Unabhängig davon kann man die Oszillatorfrequenz stets bei A1 (4) abgreifen (z. B. zur oszillografischen Kontrolle); dieser Punkt darf aber, um das stabile Arbeiten des Oszillators nicht zu beeinträchtigen, nur hochohmig ($\geqq 10$ kΩ) belastet werden. Zwischen (3) und (4) werden der Schwingkreis L_s, C_s (der also kein Massepotential hat) und zwischen (3) und (5) der Rückkopplungswiderstand R_m angeschlossen. Die Anschlüsse (2) und (13) bleiben in dieser Anwendung im allgemeinen frei. R_m wird vom Amateur zweckmäßig stets als Abgleichwiderstand (Wertgrenzen etwa 2,5...25 kΩ) vorgesehen. Man kann ihn aber auch nach Ermittlung des für die vorgesehene Anwendung günstigsten Wertes durch einen gleichgroßen Festwiderstand ersetzen, falls nicht die maximale Ansprechempfindlichkeit (Reichweite für L_s) – die sich nur bei exaktem Abgleich von R_m erreichen läßt – benötigt wird. Aus Gründen der Anschwingsicherheit sollte R_m etwas geringer als der im Versuch ermittelte Maximalwert sein. Ein zu geringer Wert für R_m verringert zunächst die Ansprechempfindlichkeit, da L_s dann bis zum Aussetzen des Oszillators ebenfalls stärker bedämpft werden muß, was dichteres Annähern des zu registrierenden Objekts erfordert (vgl. dazu Bild 6.2). Extrem zu niedriger R_m führt in jedem Fall zum Aussetzen des Oszillators, R_m hängt deshalb auch weitestgehend vom Schwingkreis ab. Dazu werden nachfolgend einige Praxishinweise gegeben.

Erwähnt sei an dieser Stelle, daß die Oszillatorschaltung zwar bezüglich des Schwingverhaltens sehr stabil gegenüber äußeren Einflüssen ist, jedoch bezüglich der Frequenzkonstanz keine übermäßig guten Eigenschaften aufweist. Das hat für die Hauptanwendung der *A 301* – bei der die genaue Oszillatorfrequenz nebensächlich ist – keine Bedeutung. Die scheinbar naheliegende Möglichkeit, durch Abnahme der HF-Schwingung an A1 (4) oder A2 (5) – bei weggelassenem $C12$ auch an den Q-Ausgängen – einen frequenzstabilen Oszillator zu realisieren, scheidet also aus. Für diese Zwecke läßt sich die *A 301* zwar ebenfalls verwenden, ist aber nicht frequenzstabiler als eine einfache Oszillatorschaltung in »klassischer« Schaltungstechnik mit diskreten Transistoren ohne Kompensationsmaßnahmen. Spannungsschwankungen bei U_s und auch Temperaturänderungen ergeben merkliche Frequenzänderungen. Für »Normalfrequenzoszillatoren« o. ä. Anwendungen der Funktechnik ist die *A 301* daher nur bei mittleren Ansprüchen sinnvoll, zumal sich beim Durchstimmen des (für eine Festfrequenz konzipierten) Oszillators mit C_s auch R_s (Bild 6.2) ändert. Damit kann u. U. für R_m ebenfalls Nachgleichen notwendig werden, wenn der Schwingkreis die geforderte hohe Güte hat. Der Funkamateur muß also von Fall zu Fall den Einsatz der *A 301* für

Oszillatorzwecke abwägen; der geringe Bauelementeaufwand ist immerhin ein bestechender Vorteil. Die Schwingamplitude (U_{ss}) am Schwingkreis (bzw. an A1 oder A2) beträgt etwa 1,4 V. Da der Oszillator bei Bedämpfen von L_s mit einer gedämpften Schwingung aussetzt bzw. gedämpft wieder einsetzt, ergibt sich – bezogen auf Ausgänge Q – eine bestimmte Schaltverzögerung, die von den Schwingkreiswerten, der Frequenz und dem Wert von R_m abhängt; sie liegt (mit $C12 = C12_{opt}$ zwischen einigen zehn Mikrosekunden und maximal etwa 1 ms (Einzelheiten dazu in [76]). Daraus resultiert auch die maximale Ausgangsschaltfrequenz der Q-Ausgänge, die auch im ungünstigsten Fall noch wenigstens 10 kHz beträgt. Im Amateurbereich dürften solche Fälle jedoch seltene Ausnahmen sein. Dagegen wird, wenn man $C12$ erheblich größer als $C12_{opt}$ auslegt, die Triggerschaltverzögerung größer. Das kann eventuell nützlich sein, um kurzzeitige Bedämpfungen von L_s (oder ein durch in Nähe von L_s vibrierende oder unregelmäßig geformte Objekte verursachtes Ausgangs-»Schaltflattern«) zu unterdrücken. Mit $C12$ kann man die Anordnung also nach Bedarf so einstellen, daß sie träge anspricht. Die *A 301* läßt sich daher jedem Einsatzfall in weiten Grenzen optimal anpassen. Das gilt insbesondere auch für die Schwingkreisausführung.

Die Frequenz des Oszillators ist relativ unkritisch und wird im wesentlichen vom konkreten Anwendungszweck bestimmt. Für großflächige L_s sind – ebenso wie für große Reichweiten oder hohe Ansprechempfindlichkeiten – niedrigere Frequenzen (1...30 kHz) vorteilhaft, die jedoch auch größere Schaltträgheit ergeben. Für kurze Reichweiten von L_s (unter 10 mm) und kleine Spulenformen sowie bei hohen Schaltfrequenzen sind Oszillatorfrequenzen um 100 kHz...1 MHz günstiger. Oberhalb 1 MHz wird die Reichweite von L_s zunehmend geringer. Eine für fast alle Anwendungen günstige Standardfrequenz liegt bei 100 kHz.

Die Schwingfrequenz errechnet sich nach der bekannten Schwingkreisgleichung

$$f_{osz} = \frac{1}{6{,}28 \cdot \sqrt{LC}}.$$

Da im allgemeinen L_s vorgegeben und f sowie C_s wählbar sein werden, kann man den erforderlichen C_s-Wert für vorhandene Ausführungen von L_s nach der zugeschnittenen Größengleichung

$$C_s = 25 \cdot \frac{1000}{f^2 \cdot L_s};\ (C \text{ in nF}, f \text{ in kHz}, L \text{ in mH})$$

ausreichend genau bestimmen, zumal es nur auf ungefähres Einhalten einer günstigen Schwingfrequenz ankommt. Im Frequenzbereich 1...10 kHz liegen günstige C_s-Werte bei 10...100 nF; im Bereich 10...≈100 kHz sind C_s-Werte um etwa 3...15 nF vorteilhaft. Es ergeben sich demzufolge allgemein relativ geringe LC-Verhältnisse und kleine, leicht zu realisierende L_s-Werte. Der im Dimensionieren von Schwingkreisen weniger erfahrene Amateur kommt auch ohne geeignete Meßmittel durch Versuche zum Ziel, wobei man vorhandene oder selbst angefertigte Spulen in ihrer Windungszahl nur in groben Schritten nach Versuch variiert, bis der Oszillator mit einem für die vorgesehene Etwa-Frequenz günstigen C_s-Wert anschwingt. Durch Variieren der Kapazität C_s kann man später u. U. noch die Empfindlichkeit (Spulenreichweite) optimieren (wobei zugleich R_m in den angegebenen Wertgrenzen zu ändern ist). Derartige Versuche werden stets mit Abgleich von R_m beendet. Für ernsthafte Anwendungen sollte jedoch wenigstens eine ungefähre Frequenzmeßmöglichkeit vorhanden sein. Auch in diesem Fall kann der Amateur ausreichend genau improvisieren, indem L_s der Ferritantenne eines Mittelwellenempfängers angenähert wird. Die Oszillatorfrequenz bewirkt dabei »Pfeifstellen« beim Durchstimmen des Empfängers, deren Abstand auf der Empfängerskale (wobei nur die jeweils

stärksten auftretenden Pfeifstellen gezählt werden) einen Rückschluß auf die Schwingfrequenz des Oszillators mit der *A 301* zuläßt. Falls die *A 301* mit dem Versuchsschwingkreis bei R_m-Werten zwischen 3...25 kΩ nicht anschwingt, ist das *LC*-Verhältnis ungünstig; man muß dann L_s verringern und C_s vergrößern oder umgekehrt. Ein optimales *LC*-Verhältnis liegt vor, wenn der Oszillator im Bereich $R = 5...15\,k\Omega$ nicht aussetzt. Läßt sich R_m um weniger als etwa ±10% des für Schwingzustand gefundenen Werts variieren, ohne daß die Schwingung aussetzt, so hat das *LC*-Verhältnis des Kreises bereits einen so ungünstigen Wert, daß nicht mehr die optimale Langzeitbetriebssicherheit gegeben ist. Meist genügt dann ein Verringern von C_s, um einen Variationsbereich von wenigstens etwa ±20% des R_m-Werts zu erzielen. Als Festwert kann R_m dann in Mitte des auf diese Weise gefundenen Bereichs bemessen werden; für extrem hohe Ansprechempfindlichkeit wird R_m in Nähe des für Anschwingen möglichen Maximalwerts festgelegt und sollte nicht unter ≈ 8 kΩ betragen.

Der Kreiskondensator C_s sollte stets in Nähe der IS-Anschlüsse angeordnet sein; L_s kann dagegen (insbesondere für Frequenzen unter 100 kHz) durchaus über längere Zuleitungen mit C_s und der *A 301* verbunden werden, wenn verdrillte Leitung benutzt wird. Leitungslängen bis etwa 2 m (zwischen L_s und C_s mit *A 301*) erwiesen sich als völlig problemlos; längere Leitungen erscheinen möglich, wurden vom Verfasser jedoch nicht erprobt. Wie Versuche zeigten, ist auch in diesem Fall die HF-Abstrahlung (bedingt durch die sehr geringe Oszillatorleistung) noch ausreichend gering, so daß kaum Komplikationen bezüglich der gesetzlichen Störstrahlungsvorschriften zu befürchten sind. Trotzdem bemißt man die Zuleitung von L_s nicht länger als unbedingt notwendig; in den meisten Anwendungsfällen wird es möglich sein, L_s, C_s und die *A 301* dicht beieinander anzuordnen (die vollständige Schaltung am Objekterfassungsort unterzubringen) – vgl. dazu auch Abschnitt 6.7. Als sehr vorteilhaft hat sich für längere Zuleitung von L_s auch handelsübliches Abschirmkabel (Diodenkabel) mit Kabelkapazitäten von 150...600 pF/m erwiesen; damit sind Leitungslängen von 2...3 m möglich. Das Abschirmkabel wird mit Mantel nach Stift 4, Seele nach Stift 3 der *A 301* angeschlossen. Es unterbindet zusätzlich Fehlauslösungen durch HF-Störspitzen fremder Herkunft (z. B. beim Einsatz des Annäherungsschalters innerhalb von Maschinenantrieben, Kfz-Motoren u. ä. Stellen mit hohem »Störnebel«). Zu beachten ist dann jedoch, daß der Kabelmantel keine Masse- oder Erdverbindungen bekommen darf. Die Kabelkapazität geht in diesem Fall mit in den (ggf. etwas zu verkleinernden) C_s-Wert ein; die geringe Kabelgüte ist bedeutungslos.

Für einige mögliche und erfolgreich erprobte L_s-Ausführungen (die zugleich Anhaltswerte für eigene Versuche bieten) sollen nachfolgend Hinweise gegeben werden. Es zeigte sich, daß der Amateur in vielen Fällen gerade vorhandene Spulen unverändert verwenden kann. Wesentlich ist für den jeweiligen Anwendungszweck die Spulenbauform. Bild 6.11a zeigt die Normalform für kurze Reichweiten. Man verwendet z. B. die Schalenhälfte eines Ferritschalenkerns mit zugehörigem Wickelkörper für L_s. Statt einer Ferritkernhalbschale lassen sich ebenfalls E-Kernhälften (Ferrit, z. B. Kerngröße *EE 20*), für Frequenzen von 10...20 kHz auch mit normalen Transformatorblechen – einseitig gestapelt, »offener« Kern – realisieren. Die Kerngröße sollte sich nach der Größe der zu erfassenden Objekte und dem für L_s verfügbaren Einbauraum richten. Die Wirkrichtung dieser Kernform ist in Bild 6.11a angedeutet. Derartige Ausführungen sprechen – je nach Kerngröße, Oszillatorfrequenz und R_m-Wert – auf Entfernungen (ab Kernoberfläche bis Objektoberfläche) von 10...15 mm an;

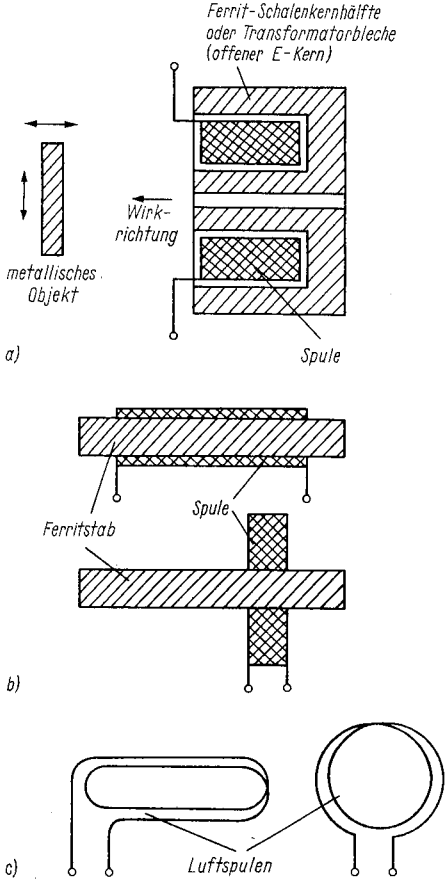


Bild 6.11
Mögliche Spulenformen für L_s des Annäherungsschalters

Reichweiten von 5...6 mm – die für kontaktlose Annäherungsschalter meist schon genügen – lassen sich völlig problemlos realisieren. Günstig ist bei E- und Schalenkernen, daß die Anordnung vorzugsweise in Wirkrichtung, kaum auf seitlich oder rückwärtig vorhandene Metallteile anspricht, so daß die Montage problemlos wird.

Größere Reichweiten und in gewissem Sinn eine 2seitige bis »Rundum«-Wirkung ergeben offene Kernformen (Zylinderspulenkerne, Ferritstäbe) nach Bild 6.11b. Die Spule kann dabei je nach Anwendungszweck entweder über die halbe bis volle Stablänge verteilt sein (für große Reichweiten) oder – falls der Stab als »Sonde« in enge Öffnungen eintauchen soll – konzentriert an einem Stabende aufgebracht werden. Ebenfalls möglich – insbesondere für großflächige Erfassungsbereiche – sind Luftspulen ohne Kern (Bild 6.11c), die runde, quadratische oder langgezogene rechteckige Flächen einschließen, deren Form die Wirkfläche der Anordnung bestimmt. Außerhalb dieser von L_s umschlossenen Fläche ist dann die Wirkreichweite erheblich geringer. Derartige Spulenformen können stets nur im praktischen Versuch bestimmt werden. Anwendungsbeispiele zeigen spätere Abschnitte. Nach Bild 6.11 wurden vom Verfasser u. a. folgende gerade vorhandene Spulenformen erprobt, wobei die Ergebnisse Rückschlüsse auf ähnliche Anordnungen zulassen:

Transistorausgangsübertrager (Lautsprecherübertrager) vom Typ *K 21*, dessen Kernbleche einseitig gestapelt wurden (entspricht Bild 6.11a) mit der gesamten Originalprimärwicklung; $C_s = 10\,\text{nF}$ (ergab $f \approx 7\,\text{kHz}$) – andere Kleinausgangsübertrager eignen sich ebenso –; maximale Ansprechweite ist etwa 5 mm.

AM-Bandfilterspule älterer Ausführung mit Abstimmkern (voll eingedreht), Kernlänge 20 mm, Kerndurchmesser 8 mm, $L = 1{,}8\,\text{mH}$, $C_s = 10\,\text{nF}$ (ergab $f \approx 36\,\text{kHz}$); maximale Ansprechreichweiten (in Richtung Spulenachse) 8...12 mm; zuverlässige Schaltreichweite (R_m etwas verringert) 5...6 mm.

Ferritantennenstab 8 mm × 100 mm mit Originalwicklung für Mittelwellenbereich (Taschenempfänger), $C_s = 10\,\text{nF}$ (ergab $f \approx 60\,\text{kHz}$). Das Einstellen von R_m war bereits kritisch; die Spulenform entspricht Bild 6.11b, Reichweitenmaximum seitlich der Spule (angenähertes Objekt Aluminiumfolie 2 cm × 3 cm) ≈ 100 mm; gleicher Ferritstab mit gleicher Wicklung,

$C_s = 3{,}3$ nF (optimaler Wert; ergab $f \approx 100$ kHz); $R_m \approx 13$ kΩ; Maximalreichweite ebenfalls ≈ 100 mm (bei größeren Metallobjekten bis 150 mm). Ähnliche Ergebnisse wurden mit einem Flachferritstab (4 mm × 20 mm × 100 mm), ebenfalls mit Originalmittelwellenantennenwicklung, erzielt.

Luftspule nach Bild 6.11c (75 Wdg.), Spulendurchmesser 200 mm (benutzt wurde eine gerade vorhandene Rolle Schaltdraht), $C_s = 13$ nF; $f \approx 28$ kHz, $R_m = 7 \ldots 11$ kΩ variabel; sichere Schaltreichweite für flächige Objekte (Aluminiumfolie 80 mm × 80 mm) ≈ 15 cm. Gleiche Spule mit $C_s = 3{,}3$ nF ergab $f \approx 80$ kHz, $R_m \approx 10$ kΩ (Einstellung kritisch), Reichweite nur gering vergrößert.

Die erwähnten Beispiele zeigen, daß Luftspulen nach Bild 6.11c vorzugsweise zum Erfassen großer Objekte geeignet sind. Die Spule kann – bei sinkender Windungszahl – ohne weiteres auch erheblich größer (umschlossene Fläche 1 m² und mehr) sein. Auf diesem Wege lassen sich z. B. automatische Türöffner oder Anlagen zur Verkehrszählung u. ä. realisieren. Für derart großflächige Induktionsschleifen (die z. B. auch industriell im Verkehrswesen für automatische Verkehrsregelungsanlagen benutzt werden; Spule unter Fahrbahnfläche) empfiehlt sich mehradriges Abschirmkabel (Studio- und Fernmeldekabel, handelsüblich mit 8 und mehr Adern), wobei dessen Adern am kreisförmig verlegten Kabelstück in Serie geschaltet werden und auf diese Weise die Spule ergeben. Die letzte Spulenwindung wird durch den Abschirmmantel gebildet und mit Stift 4 der *A 301* verbunden.

Spulenformen nach Bild 6.11b (Ferritstab, ggf. mit Originalbewicklung) sind z. B. zum Aufsuchen von Leitungen unter Putz (Metallspürgeräte) geeignet – eine höhere Reichweite ergibt sich dann jedoch, wenn mit höherer Windungszahl und niedrigerer Frequenz (1...3 kHz) gearbeitet wird. Es muß erwähnt werden, daß die vorgenannten Beispiele mit gerade vorhandenen Spulen erprobt und in keinem Fall gezielt optimiert wurden; bei sorgfältig durchgeführten Vorversuchen sind also noch größere Reichweiten zu erwarten. Allerdings sei vor allzu überhöhten Anforderungen gewarnt: Als spezielles Metallsuchgerät zum Aufspüren kleiner Metallobjekte auf große Distanzen, wie es von Amateurarchäologen sehr oft gewünscht wird, ist die *A 301* nicht geeignet, dafür reicht die Empfindlichkeit, wie entsprechende Versuche des Verfassers zeigten, auch bei sorgfältiger Dimensionierung der Suchspule nicht aus. Das hat folgenden Grund: Da der Oszillator mit der *A 301* nicht wie spezielle Metallsuchgeräte [1] mit Oszillatorverstimmung, sondern mit Bedämpfung bis zum Schwingungsabbruch arbeitet, läßt sich die dafür erforderliche Bedämpfung (Energieentzug aus L_s) mit kleinen Metallobjekten auf große Entfernung nicht erreichen. Ein Aufbau nach dem Verstimmungsprinzip scheitert mit der *A 301* an der dafür zu geringen Frequenzkonstanz des Oszillators, der für solche Zwecke nicht bestimmt ist.

Beim Befestigen von Spulenformen nach Bild 6.11b muß darauf geachtet werden, daß nicht durch Haltewinkel o. ä. Metallteile eine Kurzschlußwindung um den Kern oder in seiner Nähe entsteht. Das würde die Empfindlichkeit ganz erheblich reduzieren. Man befestigt L_s daher mit nichtleitenden Materialien (Plasthalter).

Für kurze Distanzen (Endlagenschalter) benutzt man die relativ problemlose Spulenform nach Bild 6.11a. Derartige Spulen lassen sich zusammen mit ihrer Zuleitung vollständig in Kunstharz vergießen (der Amateur kann eine klimafeste »Versiegelung« vorteilhaft durch völliges Ummanteln mit CENUSIL-Silikonkleber erreichen, gleichzeitig ist mit diesem Kleber auch ein Befestigen der Spule L_s möglich). Auch Ferritstabspulen lassen sich auf diese Weise beschädigungssicher ummanteln. L_s oder C_s braucht in keinem

Fall abgeglichen zu werden, da keine genaue Frequenz gefordert wird; auch C_s ist demzufolge immer ein Festwert.

6.4. Zur Verwendung nur teilweise funktionstüchtiger A 301

Der Amateur wird gelegentlich im Besitz einer teilweise geschädigten *A 301* sein. Da die *A 301* aus mehreren Funktionsgruppen besteht (Bild 6.1), kann sie u. U. noch weiterverwendet werden. Teilgeschädigte IS können während ihres Einsatzes total ausfallen und sind deshalb für ernsthafte Anwendungen nicht als zuverlässig zu bewerten.

Bei manchen Bauelementen wird der Verstärkerteil geschädigt sein, d. h., Anwendungen mit *LC*-Oszillator oder solche, bei denen die Eingänge E1, E2 benutzt werden (Stifte 2 und 3), entfallen. Der Triggerteil mit den Endstufen läßt sich dann noch nutzen. Man prüft ein solches Exemplar nach Bild 6.12. Die Prüfung muß außer bei der vorgesehenen Betriebsspannung auch bei ihren Grenzwerten $U_s = 5\,V$ und $U_s = 25\,V$ durchgeführt werden. Zu kontrollieren ist in jedem Fall

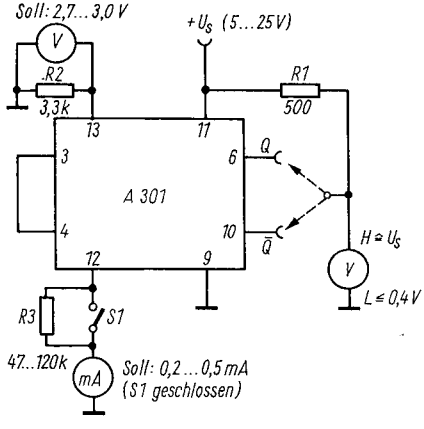


Bild 6.12
Zur Prüfung teilgeschädigter *A 301*

die Betriebsstromaufnahme bei I_s; dort sollen 9...18 mA (Grenzwerte; s. dazu Bild 6.6) gemessen werden. Bei höherem oder niedrigerem I_s sollte man die integrierte Schaltung nicht mehr verwenden. Ferner wird U_{13} (Stift 13) wie in Bild 6.12 gezeigt kontrolliert (Belastung mit *R*2, Sollwert 2,7...3,0 V – außerhalb dieser Werte die IS nicht mehr verwenden). Man überprüft nun das Schaltverhalten des Triggers und der Endstufen (abwechselnd Q und $\overline{Q}$ wie im Bild angedeutet). Dazu werden Stifte 3 und 4 verbunden, um den Verstärkerteil außer Betrieb zu setzen. Beide Q-Ausgänge sind mit Schalter S1 am Triggereingang (12) zu prüfen – die Zuordnung zum Eingangssignal ist aus Bild 6.5 zu ersehen – wobei zwischen (12) und Masse (9) 0,2...0,5 mA fließen sollen. Ist der Strom > 0,5 mA, sollte die IS nicht mehr verwendet werden; bei weniger als 0,15 mA entscheidet der vorgesehene Einsatzzweck über die Verwendbarkeit nach Versuch. Wird *R*3 wirksam (S1 geöffnet), so muß der Strom unter 50 µA liegen; die Ausgänge (6), (10) müssen dabei den für (12) = H in Bild 6.5 angegebenen Zustand einnehmen. Bei geschlossenem Schalter S1 müssen die Ausgänge den Zustand für (12) = L haben. *R*1 wirkt als Ausgangslast. Im H-Zustand an (6) oder (10) muß das Voltmeter die volle Betriebsspannung ($U_{QH} = U_s$) registrieren: Im L-Zustand wird die Kollektorrestspannung angezeigt, sie soll die in Abschnitt 6.2. bei den Kenndaten dafür angegebenen Maximalwerte nicht übersteigen. Falls nur ein Q-Ausgang defekt ist, kann – bei Verzicht auf Langzeitzuverlässigkeit – der noch einwandfrei reagierende Ausgang trotzdem verwendet werden. Für alle angedeuteten Meßgeräte wird der Vielfachmesser benutzt. Hält die IS alle Solldaten ein, so kann man sie über Eingang (12) noch als Trigger und Schaltstufe benutzen; (3) und (4) bleiben dabei stets verbunden. Die für Eingang (12) anzusetzenden Eingangsdaten lassen sich aus den in Abschnitt 6.2. angegebenen Kennwerten ersehen. Falls der Trigger in

der Schaltung nach Bild 6.12 erst bei $R3 > 120\,k\Omega$ in den Zustand H schaltet, das aber bei offenem Stift 12 erfolgt, muß von Fall zu Fall erprobt werden, ob er verwendbar ist.

Fallen alle Prüfungen nach Bild 6.12 einwandfrei aus, so ist die IS wahrscheinlich nur im Oszillator/Verstärker-Teil geschädigt. Ergibt sich nach Bild 6.12 jedoch ein Defekt an Trigger oder Ausgängen – vorausgesetzt, daß I_s und U_{13} im Sollbereich liegen –, so kann der Verstärkerteil noch in Ordnung sein. Man läßt dann die Stifte 6, 10, 12 später frei und kann den Eingangsteil in allen Schaltungen, die ohne den Anschluß (12) auskommen, noch als Verstärker oder Oszillator verwenden. Es stehen dann die (zueinander negierten) Ausgänge A1 (4) und A2 (5) zur Verfügung, die sich allerdings nur gering belasten lassen (Belastungswiderstand mindestens 5...10 kΩ; Stromentnahme maximal etwa 0,1 mA), aber zum Ansteuern nachfolgender diskreter Transistoren ausreichen. Bei Oszillatorbetrieb wird Ausgang A1 (4) benutzt. Für Schaltzwecke (z. B. Fototransistornachverstärkung) kann der Verstärkerteil selbst zum *Schmitt*-Trigger erweitert werden, indem zwischen Stifte 2 und 4 ein Widerstand (Festwert etwa 1 kΩ) gelegt wird. Die Ausgänge schalten dann auch bei einer langsamen Eingangssignaländerung schlagartig um; die Triggerhysterese liegt bei etwa 0,1 V und läßt sich mit dem erwähnten 1-kΩ-Widerstand (Grenzwerte 680 Ω und 2,5 kΩ) nur wenig beeinflussen.

Bild 6.13 zeigt abschließend nochmals, wie eine *A 301* mit funktionsunfähigem Verstärkerteil über den Triggereingang (12) betrieben werden kann. Die durchschnittlichen Pegelwerte für diesen Eingang und die durchschnittlichen Ströme (Mittelwerte für einwandfreies Exemplar) sind mit angegeben. Die Diode V1 ist gegebenenfalls zum Schutz gegen negative Eingangsspannungen erforderlich. Eine Eingangsspannung > 3,0 V (bzw. bei geschädigtem Exemplar größer als dem real an Stift 13 gemessenen Wert U_{13}) ist am Eingang (12) unbedingt zu vermeiden. Zwischen E und Masse in der Schaltung nach Bild 6.13 kann z. B. ein Schaltkontakt oder die Kollektor-Emitter-Strecke eines externen Ansteuertransistors liegen. In diesen Fällen ist V1 überflüssig. Die maximale Schaltfrequenz beträgt bei dieser Schaltung 150...200 kHz.

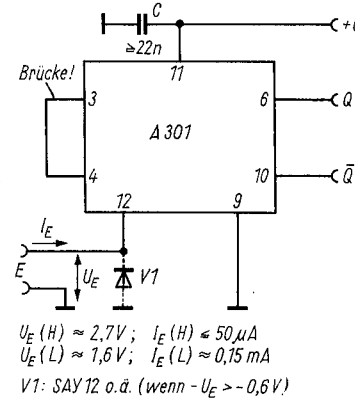


Bild 6.13
Verwendung teilgeschädigter *A 301* als Trigger

6.5. Verbinden der A 301 mit TTL- oder MOS-Schaltkreisen

Die Q-Ausgänge der *A 301* sind als offene Kollektoren unmittelbar mit TTL-Schaltkreiseingängen kompatibel. Die *A 301* kann dabei aus der TTL-Betriebsspannung +5 V, aber auch mit anderweitig vorhandener Betriebsspannung U_s (z. B. vor der TTL-Stabilisierung im Netzteil abgreifbar) gespeist werden. Die Zusammenschaltung bietet keine Besonderheiten; man kann je Q-Ausgang mit einem Ausgangslastfaktor von 10...15 rechnen. Um definierten H-Pegel zu garantieren, verbindet man den jeweiligen Q-Ausgang über einen Wider-

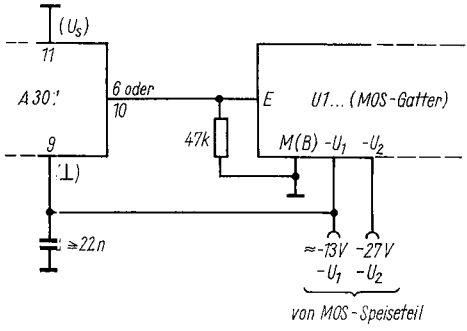


Bild 6.14
Zusammenschaltung der *A 301* mit MOS-Schaltkreisen der *U 10*-Serie

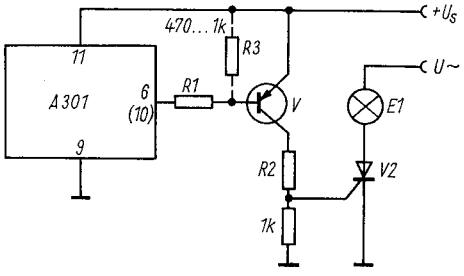
stand (1...10 kΩ) mit +5 V der TTL-Speisespannung.

Das Zusammenschalten mit MOS-Schaltkreisen der *U 10*-Serie zeigt Bild 6.14. Zu beachten ist jetzt, daß die MOS-Schaltung und die *A 301* keine gemeinsame Masseleitung mehr haben. Die *A 301* wird mit ihrem Betriebsspannungsanschluß (11) an Masse der MOS-Folgeschaltung gelegt (also Anschluß $U_s = 0$ V). Über Anschluß (9) der *A 301* führt man eine negative Speisespannung zu, wofür direkt die MOS-Speisespannung $-U_1$ (−13 V) oder notfalls auch $-U_2$ (−27 V) benutzt werden kann. Der jeweils benötigte Ausgang (6) oder (10) wird mit dem MOS-Gattereingang verbunden; der 47-kΩ-Widerstand (Festwert) stellt die für das MOS-Gatter notwendigen Pegelverhältnisse her. Es ergibt sich die logische Zuordnung: E(MOS) = H, wenn Q (6 oder 10) = H und Ausgangstransistor in *A 301* gesperrt; E(MOS) = L ($-U_1$ oder $-U_2$ entsprechend *A 301*-Speisung), wenn Ausgang Q (6 oder 10) = L (Ausgangstransistor durchgesteuert). Im übrigen darf man die *A 301* in gewohnter Weise an ihren sonstigen Ein- und Ausgängen beschalten (Masse der zu *A 301* gehörenden Bauelemente stets an Stift 9 der *A 301*), es muß aber beachtet werden, daß der gesamte *A 301*-Komplex dann auf Potential $-U_1$ oder $-U_2$ liegt. Zwischen dem *A 301*-Komplex und dem MOS-Schaltungskomplex dürfen daher außer den in Bild 6.14 gezeigten keinerlei weitere Verbindungen bestehen. Außerdem müssen Verbindungen der an *A 301* vorhandenen Eingangsbauelemente nach MOS-Masse oder Erde peinlichst vermieden werden (beachte z. B. Isolation einer Oszillatorspule L_s gegen Erde). Unproblematisch ist das Zusammenschalten der Q-Ausgänge mit CMOS-Eingängen (Abschnitt 7.), wobei die *A 301* generell mit aus der vorhandenen CMOS-Betriebsspannung versorgt werden kann. Q-Ausgänge und CMOS-Eingänge werden wie für TTL-Schaltkreise erläutert verbunden; das Massepotential ist gemeinsam. Um den für CMOS-Eingänge notwendigen definierten H-Pegel zu gewährleisten, muß in jedem Fall vom Q-Ausgang der *A 301* ein Widerstand (10...200 kΩ) nach CMOS-Betriebsspannung U_s gelegt werden. Der Ausgangslastfaktor ist bei CMOS-Ansteuerung praktisch unbegrenzt.

6.6. Ansteuerung von Thyristoren mit A 301-Ausgängen

Die Q-Ausgänge der *A 301* schalten üblicherweise Relais (max. 27 V/50 mA, Relaisparalleldioden erforderlich). Eine Lastschaltung kann jedoch auch kontaktlos mit Thyristoren vorgenommen werden (Bild 6.15).

Der Lastkreis ist mit Thyristor V2 und Lampe E1 lediglich symbolisch angedeutet (zur Schaltungstechnik von Thyristoren s. [1]). Sobald Ausgang Q (6 oder 10) der *A 301* L-Pegel annimmt (Ausgangstransistor durchgesteuert), öffnet zugleich V1, dessen Kollektorstrom den Thyristor V2 zündet. Der Zündstrom wird dabei von $+U_s$ der *A 301* geliefert. U_s und die gesamte eingangsseitige Beschaltung der *A 301* können wie sonst üblich gewählt werden (nicht eingezeichnet); V1 muß entsprechend $+U_s$ ausgelegt sein und ist im übrigen unkritisch (bei einem Germa-



V1: KF 517 ($\beta > 30$, $U_S < U_{CEO}$)
V2: nach Last und U~

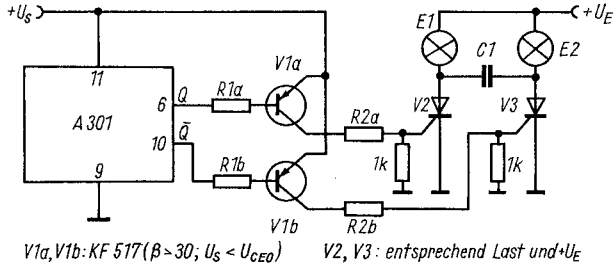
Bild 6.15
Ansteuerung eines Thyristors mit *A 301*;

$R1 \approx 10 \cdot R2$; $\quad \frac{U_s}{R1} < 50\,\text{mA}$

$$R2 = \frac{(U_s - 2\,\text{V})}{I_G}$$

$I_G \triangleq$ Thyristorzündstrombedarf

niumtyp ist $R3$ erforderlich). Bemessungsrichtlinien für $R1$, $R2$ sind in der Bildunterschrift zu Bild 6.15 mit angegeben. Zu beachten ist, daß ein gezündeter Thyristor, falls er mit Gleichspannung betrieben wird, nach Aufhören des Zündstroms nicht von selbst abschaltet. Man kann dann Halbwellenbetrieb anwenden ($U_{\sim}$ in Bild 6.15 deutet das an; der Thyristor wirkt dabei zugleich als Einweggleichrichter, weshalb E1 für eine Nennspannung von $U_{\sim}/2$ zu bemessen ist; andere Varianten s. [1]). Läßt sich das nicht ermöglichen (Last bei E1 benötigt Gleichstrom), so kann die Schaltung mit Löschthyristor angewendet werden (Bild 6.16). Dem kommt entgegen, daß die *A 301* über 2 gegenphasig schaltende Ausgänge verfügt. Das Prinzip für jeden Einzelthyristor entspricht zunächst Bild 6.15. Angenommen sei, daß der Thyristor V2 durchgesteuert hat und Last E1 (Lampe nur symbolisch zu verstehen) angeschaltet ist. Über V2, $C1$, E2 wird $C1$ geladen (V3 sperrt). Sobald die *A 301* umschaltet, sperrt V1a, es wird V1b leitend und damit V3 gezündet. Der am rechten Pol positiv geladene $C1$ liegt jetzt mit diesem Pol über V3 an Masse, womit die an $C1$ stehende Spannung mit negativer Polarität an der Anode des Thyristors V2 auftritt und diesen sofort sperrt. Damit ist E1 abgeschaltet und E2 eingeschaltet, $C1$ wird über V3 und E1 wieder aufgeladen, jetzt mit umgekehrter Polarität (deshalb läßt sich für $C1$ kein Elektrolytkondensator verwenden). Sobald später V2 zündet, liegen die geschilderten Verhältnisse in umgekehrter Richtung vor, V3 wird mit Zünden des Thyristors V2 gesperrt. Die Dimensionierung von $C1$ hängt von Thyristorspannung, den Lastwiderständen bei E1, E2 und den Thyristorschaltzeiten ab. Die Zeitkonstante $R_{E1} \cdot C1$ bzw. $R_{E2} \cdot C1$ (einzusetzen ist der niedrigere der beiden Lampenwiderstände) soll wenigstens das 3fache der Thyristorfreiwerdezeit betragen. Der Amateur kann $C1$ einfacher durch Versuch dimensionieren; für Kleinthyristoren (Typen von 3...6 A) ergeben sich Werte von 0,1...2 µF. $C1$ muß ein für mindestens die Thyristorspannung bemessener Foliekondensator sein. Ist nur eine Last zu schalten, so kann der nichtbenötigte Zweig so hochohmig ausgelegt werden, daß der



V1a, V1b: KF 517 ($\beta > 30$; $U_S < U_{CEO}$) V2, V3: entsprechend Last und $+U_E$

Bild 6.16
Wechselseitige Lastumschaltung zweier Thyristoren

durch die Lampen fließende Strom unter dem Haltestrom des Thyristors liegt [1]. V3 hat dann nur Löschfunktion für V2, sperrt danach selbst ebenfalls (wegen Unterschreiten des Haltestroms, sobald $C1$ umgeladen), so daß im Aus-Zustand beide Thyristoren stromlos sind und bei U_E kein Stromfluß auftritt.

6.7. Ausgangssignalübertragung über die Speisezuleitung

Wird die *A 301* für Meldezwecke benutzt (typisches Beispiel ist der Annäherungsschalter mit Oszillator), so ordnet man sie dicht neben der zu kontrollierenden Stelle an. Von der Signalauswertung muß sie $+U_s$ und Masse erhalten, außerdem ist das Ausgangssignal (Q-Ausgang) zurückzuführen, so daß man mindestens 3 Leitungsadern je Schaltkreis benötigt. Bei mehreren Meldeorten stört die dann hohe Adernzahl, bzw. gelegentlich wird gefordert, daß man mit einer 2adrigen Leitung auskommt. Das gelingt mit der Schaltung nach Bild 6.17. Die *A 301* kann eingangsseitig beliebig beschaltet sein, vorausgesetzt wird lediglich ein freier Q-Ausgang (6 oder 10). Die IS mit ihren Fühlerorganen (Induktionsschleife, Fototransistor o. ä.) ist am Fühlerort angeordnet, mit einem Ballastwiderstand $R1$ versehen (Bemessung s. Bild 6.17) und über 2adrige Leitung A, B mit dem Auswertungsort verbunden, an dem sich auch die zentrale Speisespannungsversorgung ($+U_s$, $-U_s$) befindet. U_s sollte für diese Anwendung auf ±15 % des Sollwerts konstantgehalten werden, den Sollwert kann man im Bereich 8...25 V wählen. Am Auswerteort ist die Zusatzschaltung mit V1...V4 vorhanden. Sie kann – wenn z. B. für Kontroll- und Überwachungszwecke mehrere *A 301*-Melder verwendet werden – allen *A 301* gemeinsam sein. An Leitung A, B lassen sich 5...6 *A 301* parallel betreiben, wobei die Auswerteschaltung mit V1 anspricht, wenn mindestens eine *A 301* ein L-Signal an ihrem Ausgang abgibt. Die Diode V4 ist nur erforderlich, wenn mehrere *A 301* parallel arbeiten.

Einige Bemerkungen zur Wirkungsweise. Im Normalfall ist an der *A 301* der Ausgang hochohmig (H-Pegel) – je nach Aufgabe der *A 301* wählt man den entsprechenden Ausgang (6) oder (10) – $R1$ führt keinen Strom. Über $R2$ fließt nur der normale Betriebsstrom der *A 301* ($R2$ ist in diesem Fall für Betrieb einer *A 301* bemessen und muß bei Parallelbetrieb mehrerer *A 301* an A, B verringert werden, ggf. dann auch $R1$ auf die Hälfte reduzieren). Der normale Betriebsstrom erzeugt

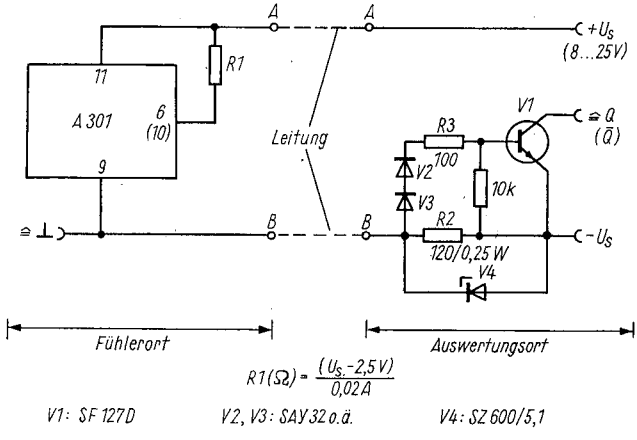


Bild 6.17
Ausgangssignalübertragung über die Speiseleitung

an $R2$ einen Spannungsabfall, der nicht ausreicht, die Summe der Schwellenspannungen der Dioden V2, V3 und des Transistors V1 (Basis-Emitter) von etwa 2,1 V zu überschreiten. V1 ist daher gesperrt, sein Kollektor simuliert den Ausgang der *A 301*. Sobald die *A 301* anspricht, schaltet $R1$ ein, womit der Stromfluß über $R2$ so weit ansteigt (von zuvor 9...12 mA auf mehr als 25 mA), daß über die Dioden V2, V3 der Transistor V1 angesteuert wird. Sein Kollektor geht daher zusammen mit dem IS-Ausgang ebenfalls nach L-Pegel (V1 steuert durch). Die gleichzeitig an der *A 301* um wenige Volt absinkende Speisespannung hat auf den Schaltkreis keine Auswirkungen. Schaltet die *A 301* zurück, so sperrt auch V1 wieder. In der für $R1$ angegebenen Gleichung ist für U_s der minimal vorkommende Betriebswert einzusetzen. Die Diode V4 verhindert ein Unterschreiten der minimalen Schaltkreisbetriebsspannung, falls mehrere *A 301* zugleich ansprechen. Diese Schaltung kann zur Leitungseinsparung u. a. zusammen mit allen in diesem Buch gezeigten Schaltbeispielen mit der *A 301* verwendet werden.

6.8. Anwendungsbeispiele

6.8.1. Initiatorschaltungen

Diese Anwendungen umfassen alle mit *LC*-Schwingkreis arbeitenden, dem originalen Bestimmungszweck der *A 301* entsprechenden Fälle. Die Aufgabe besteht stets darin, die Annäherung eines metallisch leitenden Objekts an die Sensorspule L_s in ein Schaltsignal umzusetzen.

6.8.1.1. Annäherungsschalter für kleine Abstände

Anwendungsfälle mit kurzer Distanz sind beispielsweise Endlagenschalter an Maschinenteilen, Zählschaltungen für einzelne kleine Metallobjekte (die z. B. in einer Rinne dicht über L_s hinweggleiten), kontaktlose Taster und Schalter (ein der Spule genähertes Betätigungsblech löst die Schaltung aus) oder Aufnehmer für Drehzahlmesser oder rotierende Teile (wobei das Metall-»Objekt« vor L_s z. B. der Einzelflügel eines kleinen Flügelrads oder der Zahn eines Zahnradkranzes ist) und vergleichbare Fälle. In Frage kommen für L_s bei diesen Anwendungen kleine, halbgeschlossene Spulenformen gemäß Bild 6.11a. Die zu registrierenden Objekte gleiten in wenigen Millimetern Abstand entweder quer an der Spule vorbei oder in achsialer Richtung auf diese zu bzw. von ihr weg. Günstige Schwingfrequenzen dafür liegen bei 50...150 kHz. Derartige Anordnungen eignen sich auch für Lösungen, bei denen berührungslos geschaltet werden soll. Dabei kann man den Schaltvorgang so stark verzögern, daß die Meldung erst nach einigen Sekunden erfolgt. An Fließbändern, die über L_s hinweggleiten, kann eine solche Verzögerung dazu ausgenutzt werden, kleine Gegenstände (die L_s nur kurzzeitig bedämpfen) von größeren (längere Durchlaufzeit und Bedämpfung bei L_s) zu unterscheiden und nur die größeren zu registrieren. Die Spulengröße (Größe der Wirkfläche von L_s) soll etwa der der zu erfassenden Objekte entsprechen bzw. etwas kleiner sein. Spulengrößen von wenigen Millimetern Durchmesser lassen sich realisieren.

6.8.1.2. Annäherungsschalter für mittlere Abstände

Beispiele für mittlere Abstände sind: Metallsucher zum Verfolgen von unter Putz verlegten Rohrleitungen, Registrieren von Objekten, deren genaue Position sich (z. B. auf einem Fließband) nicht vorherbestimmen läßt usw. Auch dazu wurden in Abschnitt 6.3. bereits Hinweise und Anhaltswerte gegeben. Man arbeitet dabei mit offenen Spulenformen

(Bild 6.11b) oder eventuell mit Luftspulen (Bild 6.11c). Eine Luftspule kann z. B. als Rahmenspule ein Fließband völlig umfassen; mit Luftspulen lassen sich hindurchfallende metallische Objekte zählen u. ä. Günstige Frequenzen liegen bei 2...30 kHz. Je nach Anwendung, sollte man die günstigste Spulenform Windungszahl und Schwingkreiswerte empirisch ermitteln. Mit Stabkernen (Ferritstäbe) nach Bild 6.11b sind Entfernungen (je nach Objektgröße) bis maximal etwa 10 cm sicher zu beherrschen; die maximale Reichweite tritt in diesem Fall quer zur Spulenachse auf (Objektführung parallel zur Längsachse des Stabs ist also am günstigsten). Auf die mögliche Realisierbarkeit sehr großer Luftspulendurchmesser (Formen nach Bild 6.11c mit von der Spule eingeschlossener Fläche in der Größenordnung 1 m^2 und mehr), beispielsweise zum Registrieren von Fahrzeugen, wurde bereits hingewiesen. Nach diesem Prinzip sind Garagentoröffner und Verkehrssteuereinrichtungen denkbar. In solchen Fällen wird die Spule aus ringförmig verlegtem vieladrigem Fernmeldekabel (eventuell abgeschirmt, Abschirmung als 1 Windung mitbenutzen und an Stift 4 der *A 301* anschließen) gebildet, dessen Enden in einem Punkt zusammenlaufen, an dem die einzelnen Adern sinnrichtig in Serie geschaltet werden. Etwaige Rohre zum Verlegen des Kabels müssen elektrisch nichtleitend sein. Derartige Induktionsschleifen reagieren auf genügend große Objekte innerhalb der gesamten umschlossenen Fläche und in geringem Abstand auch außerhalb dieser. Die maximale Ansprechhöhe über der Spulenfläche (Objektabstand in Richtung Spulenachse) ist sehr unterschiedlich; näherungsweise kann mit dem 0,5fachen Abstand des kleinsten Spulendurchmessers (bei Kreisspule also etwa dem Radius) gerechnet werden. Die Objekte müssen sich also keineswegs in der Spulenebene befinden. Derartige Anordnungen können bei genügend großer Spule u. U. auch durch Mauerwerk hindurch wirken, hinter Wänden oder unter Betonfußböden angeordnet sein. In solchen Fällen lohnen ausgiebige Vorversuche mit unterschiedlich großen Spulenflächen und Formen sowie variierten Windungszahlen und Schwingkreisdaten (C_s zusammen mit L_s optimieren). C_s-Werte von 2...3 nF sollen bei diesen Anwendungen nicht unterschritten werden, dagegen können sich durchaus C_s-Werte von 50...100 nF und mehr als zweckmäßig erweisen. Eine betriebssichere Dimensionierung liegt vor, wenn sich R_m des Oszillators (Bild 6.1) in einem Wertbereich von 5...25 kΩ einstellt und sich dieser Wert ohne Aussetzen des Oszillators um mindestens ±15% ändern läßt; der endgültige R_m-Wert liegt in der Mitte dieses Stellbereichs. Ist der Variationsbereich für R_m geringer (Einstellung schon kritisch), so sinkt die Betriebszuverlässigkeit (insbesondere kann das Wiederanschwingen des Oszillators mitunter ausbleiben), jedoch lassen sich dann besonders große Reichweiten erreichen, oder die Schaltung spricht auf besonders kleine Objekte an. In Grenzfällen wird man also Kompromisse schließen müssen; denn für derartige Reichweiten und Spulengrößen ist die *A 301* ursprünglich nicht konzipiert.

6.8.1.3. Die A 301 in Modelleisenbahnanlagen

Ein Anwendungsbeispiel für großflächige Annäherungsschalter ist der Einsatz der *A 301* in Modellbahnanlagen. Dort benötigt man in großer Anzahl Gleiskontakte (Schienenkontakte), die bei Überfahrt einen Schaltvorgang auslösen. Im einzelnen kann auf das inzwischen sehr umfangreiche Gebiet der Modellbahnelektronik nicht eingegangen werden [78]. Die Gleiskontakte sind aber gerade die für die Gesamtfunktion entscheidend wichtigen und gleichzeitig mit Abstand unzuverlässigsten Organe einer Modellbahnsteue-

rung. Hier bietet sich ein kontaktloses Erfassen mit der *A 301* an. Für sehr ortsgenaues Lokalisieren eines Fahrzeugs kommen kleine Spulenformen in Frage, die man unter oder neben dem Gleis anordnet. Ebenfalls geeignet sind Ferritstabspulen, Stabachse parallel zur Gleisrichtung, unter oder neben dem Gleis (in Dekorationsteilen verborgen) angeordnet. Diese Anwendungsfälle bieten insoweit keine Besonderheiten. Die Q-Ausgänge der *A 301* ersetzen die bisherigen Gleiskontakte in Elektroniksteuerungen, womit zugleich das sonst sehr störende extrem starke »Kontaktprellen« mechanischer Gleiskontakte (unsichere Kontaktgabe der Fahrzeugräder) unterbunden wird. Interessant ist jedoch eine großflächige Spulenausführung, die sich zum Erfassen ganzer Gleisabschnitte und damit als »Blockbelegungsmelder« ([78]) sowie Überwachungsschaltung für verdeckte, schlecht einsehbare Gleisabschnitte (Tunnelstrecken) eignet und dort einzelne »verlorene« und an nicht vorherbestimmbarer Stelle stehengebliebene Wagen registriert. Das elektrische Erfassen über die Gleiszuleitung war bisher nicht möglich, weil Modellbahnwagen (abgesehen von Lokomotive und beleuchteten Wagen) meist isolierende Radsätze haben. Deshalb wurde die Eignung der *A 301* für diesen Fall näher untersucht. Bild 6.18 zeigt eine betriebssichere Anordnung. Beim Versuchsmuster wurden unmittelbar unter dem Gleiskörper etwa 50 Wdg. ausreichend dünnen Spulendrahts in der angedeuteten langgestreckten Form verlegt. Der kleine Spulendurchmesser entspricht etwa der Schwellenbreite des Gleises (im Versuch wurden 6 cm gewählt), der große Durchmesser der zu überwachenden Gleislänge (im Versuch zwischen 10...40 cm variiert; größere Längen sind möglich). Es zeigte sich dabei, daß die beiden im Spulenbereich verlaufenden Metallschienen die Funktion nicht beeinträchtigten (sie gehen aber in den R_m-Abgleich ein). Andere Metallteile (Weichen, Signale u. ä.) sollten sich jedoch nicht innerhalb der Spulenfläche befinden (außerhalb stören sie kaum). Die *A 301* kann entweder direkt bei L_s und dem Gleisabschnitt angeordnet oder mit L_s über 1...2 m Abschirmkabel verbunden werden (Diodenkabel, Abschirmung an Stift 4 der IS). Gespeist wird mit aus der ohnehin für Signale usw. vorhandenen

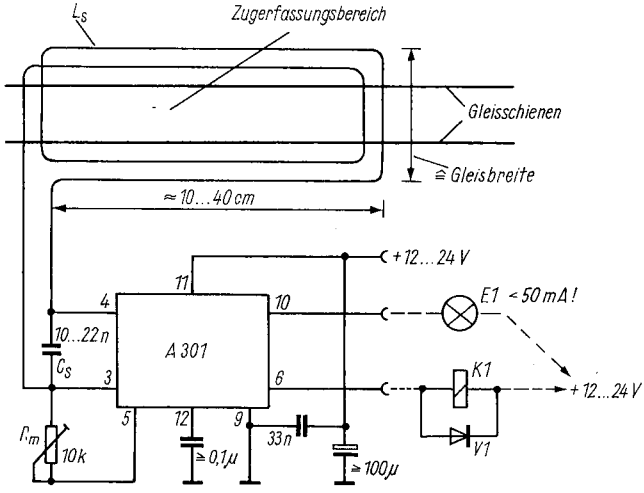


Bild 6.18
A 301 als Modellbahnfahrzeugmelder

Bahngleichspannung, an deren Siebung keine sehr großen Ansprüche zu stellen sind. R_m wird so abgeglichen, daß die Schaltung bei einem einzelnen im Erfassungsbereich vorhandenen Fahrzeug bereits sicher anspricht. Es zeigte sich, daß selbst bei vollständig aus Plast bestehenden (imitierten) Fahrzeugen ein Blechstück der Größe von etwa 1 cm × 1,5 cm in einer Höhe von 2...3 cm über Schienenoberkante zum sicheren Auslösen genügt. Fahrzeuge, die nicht genügend Metallbestandteile enthalten, können daher ohne weiteres mit einem Stück Aluminiumfolie am Wagenboden präpariert werden. Je nach Länge des Erfassungsbereichs hat L_s bis 80 Wdg. (bei größerer Gleislänge sind weniger Windungen erforderlich); C_s ergab sich im Versuch (mit $L_s = 50$ Wdg.) mit 15 nF als optimaler Wert; die Schwingfrequenz betrug dabei etwa 35 kHz, für R_m wurden etwa 7 kΩ ermittelt. Der Grenzwert für stabiles Arbeiten bei maximaler Empfindlichkeit (die hier kaum benötigt wird) ergab sich im gleichen Versuch mit $C_s = 3{,}3$ nF, $R_m \approx 12$ kΩ (Einstellbereich schon kritisch), $f \approx 80$ kHz. Günstige Frequenzen für diese Anwendung sind 15...60 kHz. C_s sollte möglichst im Bereich 10...22 nF liegen. R_m wird so eingestellt, daß die Anordnung bei in die L_s-Schleife einfahrendem Fahrzeug gerade zuverlässig einschaltet und nach Verlassen ohne Zeitverzögerung wieder ausschaltet. Der Kondensator an Stift 12 ist mit 0,1 µF ausreichend bemessen: Beim Auftreten von Störspitzen (falls L_s über längere Zuleitung angeschlossen wird) kann er bis auf 1...2 µF vergrößert werden. Die Ausgangsbeschaltung (6), (10) ist in Bild 6.18 nur symbolisch angedeutet und wird nach Bedarf entsprechend den Folgeorganen gewählt (s. dazu auch Bild 6.5 und die in [78] dargestellten Anwendungen). Die Spulenschleife L_s kann im übrigen auch quer unter mehrere parallele Gleise gelegt werden; mit einem Melder lassen sich dann mehrere Gleise (z. B. Drehscheibenzufahrten) gemeinsam erfassen.

Eine Variante mit Ferritstab nach Bild 6.11b (Originalmittelwellenantennenwicklung auf Ferritstab 8 mm × 100 mm, nicht besonders optimiert) ergab im Modellbahntest mit $C_s = 3{,}3$ nF, $R_m \approx 25$ kΩ, $f \approx 180$ kHz – parallel zur Gleisrichtung neben dem Gleis angeordnet – bei Metallobjekten der Flächengröße 1 cm × 1,5 cm sicheres Ansprechen auf 1...2 cm seitlichem Abstand zum Ferritstab über dessen ganze Länge. Bei Induktionsschleifen in der Anordnung nach Bild 6.18 sollte ein Länge/Breite-Verhältnis von 12:1 nicht überschritten werden; bei großen Zugerfassungslängen muß man die Schleife daher u. U. etwas breiter als den Gleiskörper auslegen, da andernfalls die Ansprechempfindlichkeit merklich abnimmt.

Eine voraussichtlich sehr aussichtsreiche Variante wurde vom Verfasser noch nicht erprobt, sei aber dem Modellbahner empfohlen. Es erscheint möglich, L_s nach Bild 6.11a oder Bild 6.11b (Kernlänge dann nur 10...20 mm) so neben dem Fahrzeug anzuordnen, daß das Fahrzeug selbst zunächst noch kein Auslösen bewirkt (L_s-Abstand justieren, R_m-Abgleich). Das Fahrzeug kann jetzt einen geeignet (unter Wagenboden oder bei Plastgehäuse im Wageninnern) montierten passiven Resonanzkreis mitführen, der aus einem gleichen oder wenig kleineren Gegenstück zu L_s und einem Parallelkondensator besteht. Der Resonanzkreis wird auf die Oszillatorfrequenz abgeglichen und bedämpft dann L_s des Annäherungsschalters so stark, daß dieser schaltet. Werden mehrere Fahrzeuge mit Resonanzkreisen unterschiedlicher Frequenz und mehrere Annäherungsschalter entsprechend unterschiedlicher Frequenz benutzt, so läßt sich eine vollelektronische »Zugerkennung« realisieren. Jeder Annäherungsschalter reagiert dann auf die Fahrzeuge, die mit einem seiner Frequenz entsprechenden Resonanzkreis ausgerüstet sind. Dieses

Verfahren hat vor allem folgende Vorteile: Der Resonanzkreis im Fahrzeug benötigt weder Stromzuführung noch sonstige äußere Verbindungen. Im übrigen bietet die *A 301* und ihre wenigen zugehörigen Bauelemente die Möglichkeit, die gesamte Einrichtung in den Zug zu verlegen (mitgespeist von der Fahr- oder Zugbeleuchtungsspannung) und die *A 301* direkt auf den Lokantrieb wirken zu lassen. Auf diese Weise ließe sich eine echte vorbildgetreue induktive Zugbeeinflussung (Zug hält beim Überfahren eines eingeschalteten Resonanzkreises an) realisieren.

Dieses Prinzip ist im übrigen nicht auf den Modellbahnbereich beschränkt; Anwendungen z. B. bei Werksbahnen sind denkbar.

6.8.1.4. Windungsschlußprüfer

Zum Prüfen von Transformatorwicklungen auf Windungsschluß eignet sich die Schaltung nach Bild 6.19. L_s wird als Ferritstab mit den in Bild 6.19 angegebenen Daten und einer am Stabende konzentrierten Spule (Bild 6.11b, unten) ausgeführt. $R1$ gleicht man so ab, daß der Oszillator gerade anschwingt (V1 leuchtet). Wird das unbewickelte Ferritstabende von L_s in die zu prüfende Spule oder Wicklung statt des Kerns eingeführt, so leuchtet die Lichtemitterdiode weiterhin, wenn die Wicklung einwandfrei ist. Bei Windungsschluß wird L_s bedämpft, der Oszillator setzt aus, V1 verlischt und zeigt den Fehler an. Für diese Anwendung empfiehlt sich eine relativ niedrige Schwingfrequenz von 1...3 kHz. Bei genauem Abgleich von $R1$ zeigt dieses Gerät selbst in Transformatorwicklungen der Kerngröße *M 102* noch Windungsschlüsse von 1...2 Wdg. an.

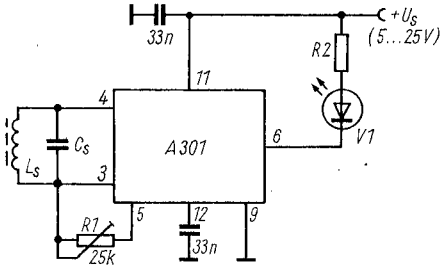
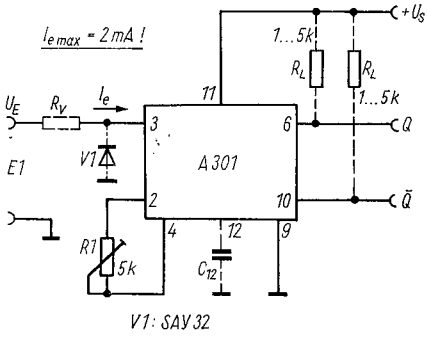


Bild 6.19
Windungsschlußprüfer;
$L_s \approx 1200$ Wdg., 0,1-mm-CuL (≈ 100 mH) auf Ferritstab 8 × 125, Manifer 360 o. ä.:
$C_s = 33...47$ nF ($f \approx 2$ kHz);

$$R2 = \frac{(U_s - 1{,}6\,\text{V})}{0{,}015\,\text{A}}, \qquad R \text{ in } \Omega, \quad U \text{ in V}$$

6.8.2. Die A 301 als Schwellwertschalter

Die folgenden Abschnitte zeigen Anwendungsmöglichkeiten der *A 301* ohne Oszillator (ohne Bauelemente L_s, C_s, R_m). Der Verstärker der *A 301* kann über Eingang E1 als Gleichstromverstärker betrieben werden. Zusammen mit dem nachfolgenden Trigger und seiner mit $C12$ möglichen Schaltverzögerung sowie den Ausgangsschaltstufen lassen sich daher mit der *A 301* viele im Prinzip bekannte Anwendungen, die bisher »klassisch« mit diskreten Transistoren ausgeführt wurden, ersetzen und z. T. sehr vereinfachen. Auch dabei kommt die interne Stabilisierung der unkomplizierten Anwendung wieder sehr entgegen. Bild 6.20 zeigt die interessierenden Daten und Anschlüsse in allgemeiner Form. Im einfachsten Fall ist keinerlei Außenbeschaltung mit Bauelementen notwendig. $R1$ verleiht dem Eingangsverstärker *Schmitt*-Trigger-Verhalten. Er wird oft nicht benötigt. Um in jedem Fall Schwingneigung des Verstärkers zu vermeiden, läßt sich $R1$ als Festwert mit 1 kΩ einsetzen. Mit $R1$ kann die Hysterese des Eingangsverstärkers – die größenordnungsmäßig 0,1 V mit $R1 = 1$ kΩ beträgt – in geringen Grenzen geändert werden. Die Ausgangslasten R_L sind nach Bedarf Relais oder andere Ausgabeorgane. Für Übergang auf TTL-Gat-



E1 (ohne R_V; V1):
ohne R1: $U_{E\,min} \approx 0{,}65$ V ; $I_{e\,min} \approx 10\,\mu$A
mit R1 = 1 kΩ: U_e (ein) ≈ 0,85 V; U_E (aus) ≈ 0,75 V

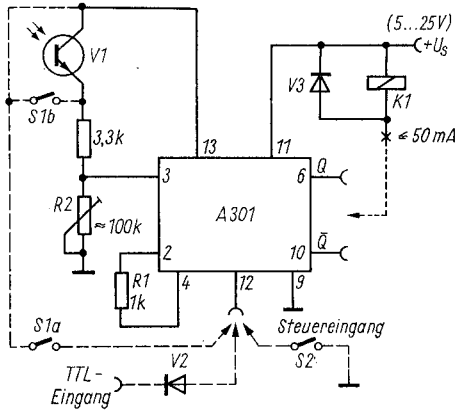
Bild 6.20
A 301 als Schwellwertschaltverstärker

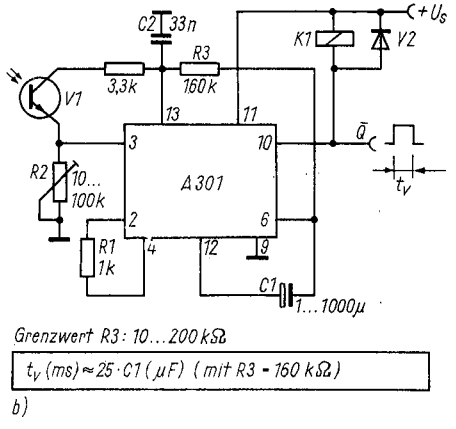
tereingänge wird R_L mit 1...5 kΩ vorgesehen; U_S kann dann die TTL-Betriebsspannung sein. Ist U_S der *A 301* höher, legt man R_L nach +5 V der TTL-Speisespannung statt nach U_S. $C12$ wird nach Bedarf vorgesehen, um z. B. kurze Störspannungsspitzen am Eingang E1 zu unterdrücken. Richtwerte für das Bemessen von $C12$ sind aus den in Abschnitt 6.2. angegebenen Kenndaten zu ersehen. Man muß die Überlastungsgefahr des Eingangs E1 (Stift 3) beachten! Es empfiehlt sich – wenn dies nicht schon durch die E1 speisenden Quelle garantiert ist – den Strom mit Vorwiderstand R_V und – falls negative Eingangsspannungen auftreten können – mit Diode V1 zu begrenzen. R_V bemißt man so, daß bei der höchsten zu erwartenden Eingangsspannung ein Eingangsstrom I_e von 2 mA nicht überschritten wird. Die Eingangsdaten an E1 sind vom IS-Exemplar abhängig, jedoch unabhängig von U_S und werden von der Umgebungstemperatur nur sehr wenig beeinflußt. Die Umgebungstemperaturabhängigkeit wird durch $R1$ weiter verringert. Typische Mittelwerte sind in Bild 6.20 eingerahmt angegeben. Je nach Schaltkreisexemplar können bereits Eingangsströme $I_e = 1...2\,\mu$A zum sicheren Schalten ausreichen. Damit erreicht die *A 301* zwar nicht die erheblich höhere Eingangsstromempfindlichkeit der in Abschnitt 5. beschriebenen *A 902*, ist dieser jedoch bezüglich der Unabhängigkeit von U_S und niedrigeren Eingangsschwellenspannung überlegen. Wegen der an Stift 13 verfügbaren konstanten Spannung U_{13} (in Bild 6.20 nicht eingezeichnet) gilt das u. U. auch für dem Eingang E1 vorgeschaltete Bauelemente.

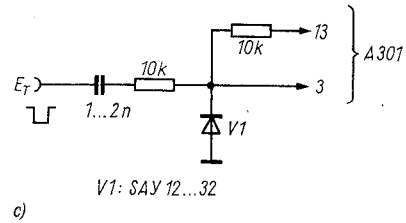
Eine weitere Möglichkeit bietet sich (unabhängig davon, ob $C12$ vorgesehen oder weggelassen wird) über Stift 12: Über diesen Eingang läßt sich der Trigger blokkieren, d. h., die Q-Ausgänge reagieren dann auf das bei E1 anstehende Signal nicht mehr, wenn bei (12) ein entsprechendes Steuersignal anliegt.

6.8.2.1. Lichtschranken und Dämmerungsschalter

Bild 6.21a zeigt die Grundschaltung für einen schnell reagierenden, empfindlichen Lichtschrankenempfänger mit Fototransistor V1. Mit $R2$ wird die Ansprechschwelle je nach gegebener Beleuchtungsstärke an V1 eingestellt. Für maximal mögliche Lichtempfindlichkeit können $R1$ und eventuell auch $R2$ entfallen. Lichteinfall auf den Fototransistor V1 ergibt H-Pegel an Eingang E1 (3), siehe dazu Bild 6.5; je nach gewünschter Zuordnung wird Ausgang Q oder $\bar{Q}$ benutzt. Das Relais K1 mit Diode V3 kann unmittelbar angeschlossen werden. Insgesamt ist die *A 301* für derartige Anwendungen gut geeignet. V1 wird von der stabilisierten Spannung U_{13} gespeist, dadurch ist der Temperaturgang weitgehend kompensiert, sofern dieser und die IS stets annähernd gleiche Temperatur haben; siehe dazu Bild 6.9. In Bild 6.21a sind punktiert mehrere Möglichkeiten zum Steuern







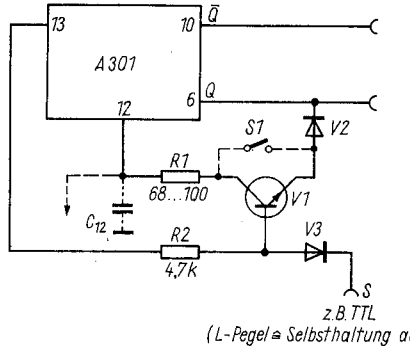


Bild 6.21
a — *A 301* als Lichtschrankenempfänger,
b — Lichtschrankenempfänger mit Monoflop-verhalten zur Zeitverlängerung kurzer Auslöseimpulse,
c — Eingangsbeschaltung als Monoflop für allgemeine Zwecke ohne Lichtempfänger (zu Bild 6.21b),
d — Realisierung einer abschaltbaren Selbsthalteschaltung für Anwendungen nach Bild 6.21a, Bild 6.22 und ähnliche

(Blockieren) des Lichtempfängers angedeutet. Wird (12) über S2 an Masse gelegt, so blockiert die IS im Zustand Q = L, was einem permanenten Dunkelzustand am Fototransistor entspricht. Der umgekehrte Fall läßt sich mit S1 erreichen. Je nach Gegebenheiten kann *entweder* S1a *oder* S1b verwendet werden. S1 (a *oder* b) geschlossen bewirkt ein Blokkieren im Zustand Q = H (entspricht beleuchtetem Fototransistor). Schließlich läßt sich ein Blockieren auch durch einen TTL-Signalpegel (TTL-Gatterausgang) beliebiger Herkunft und Bedeutung über den TTL-Eingang und die Diode V2 erreichen. Statt S2 kann auch die Kollektor-Emitter-Strecke eines (beliebig ansteuerbaren) Schalttransistors vorhanden sein. Alle angegebenen Möglichkeiten lassen sich auch dann anwenden, wenn an (12) ein *C*12 zum Zweck einer Schaltträgheit vorhanden ist (s. Bild 6.20).

Auf kurzzeitiges Unterbrechen der Lichtquelle an V1 würde ein bei Q an-

geschlossenes Relais nicht schnell genug reagieren können. Für diesen Fall kann die Lichtschranke nach Bild 6.21b zu einem Monoflop erweitert werden. Meist wird V1 ständig beleuchtet, wobei im Signalfall der Fototransistor extrem kurz abgeschattet wird (schnellbewegtes Objekt im Lichtstrahl). Für das Relais K1 steht jetzt nur Anschluß 10 zur Verfügung. Das Relais fällt bei Lichtunterbrechung für eine mit $C1$ festlegbare Zeitspanne ab. Es zieht erst wieder an nach Ablauf der Zeit t_v bzw. danach bei Lichtwiederkehr. t_v ergibt sich nach der in Bild 6.21b genannten Beziehung; $R3$ hat auf t_v nur geringen Einfluß, er kann in den angegebenen Wertgrenzen zu eventuellem Feinabgleich der Haltezeit t_v benutzt werden (sonst Festwert 100...160 kΩ). Mit $C1 = 100\,\mu F$ läßt sich eine Relaishaltezeit von etwa 2,5 s erreichen, maximal zu realisieren sind 50...60 s. Das Relais reagiert mit Sicherheit, wenn der Fototransistor mindestens 2...3 µs lang abgedunkelt ist; die Schaltung spricht also auch auf extrem schnellbewegte Objekte an. Mit $R2$ gleicht man den Schwellwert des Fototransistors V1 (Lichtstärke) ab. $C2$ verhindert Fehlauslösungen durch äußere Störimpulse. Die Zuleitung von (3) nach V1 sollte aus gleichem Grund mit Abschirmkabel ausgeführt werden.

Der in Bild 6.21b gezeigte Monoflop kann auch ohne V1 für allgemeine Anwendungen benutzt werden, V1 und $R2$ entfallen dabei. Der Eingang wird nach Bild 6.21c beschaltet. Der Triggerimpuls an E_T muß mindestens etwa 1 µs breit sein; seine HL-Flanke löst den Monoflop aus (das Relais K1 in der Schaltung nach Bild 6.21b fällt ab). Die Zeitdauer des Triggerimpulses an E_T ist nach höheren Werten unbegrenzt und hat keinen Einfluß auf die Haltezeit t_v.

Für Schutz- und Sicherungslichtschranken wird häufig eine Selbsthaltung gefordert (das bei Lichtunterbrechung abfallende Relais in der Schaltung nach Bild 6.21b darf nach Lichtwiederkehr nicht von selbst anziehen). Sie läßt sich zusätzlich zu Lichtschranken und ähnlichen Anwendungen (z. B. zusätzlich zu den Schaltungen nach Bild 6.21a, Bild 6.22a, Bild 6.33 und allen mit *LC*-Standardbeschaltung gemäß Bild 6.1 arbeitenden Annäherungsschaltern) nach Bild 6.21d ausführen. Eine etwa an (12) vorhandene anderweitige Beschaltung ($C12$ o. ä.) stört die Selbsthaltefunktion nicht. Beide Q-Ausgänge bleiben beliebig verfügbar. Im einfachsten Fall besteht die Selbsthaltung aus $R1$, S1 und V2. Bei geöffnetem Schalter ist die Selbsthaltung unwirksam. Wenn S1 geschlossen ist, geht Ausgang Q nach L, sobald E1 (3) = L wird (bei Lichtschranke: Abschatten des Fototransistors). Über V2, S1, $R1$ wird der Trigger (12) auf L-Pegel festgehalten, kann also so lange nicht mehr zurückschalten, bis man S1 öffnet (Aufheben des Alarmsignals von Hand). S1 läßt sich auch durch einen Schalttransistor V1 ersetzen, der normalerweise von U_{13} über $R2$ durchgesteuert ist (entspricht »Selbsthaltung aktiviert«). Wird Eingang S über beliebige Schaltorgane (die jetzt gegen Masse geschaltet werden können) auf L-Pegel gelegt, so sperrt V1, unterbricht die Selbsthaltung und hebt dabei ein eventuell ausgelöstes Signal wieder auf. In Bild 6.21d wurden nur die für die Selbsthaltung erforderlichen Anschlüsse dargestellt; im übrigen ist die *A 301* je nach Anwendungszweck entsprechend den genannten Bildern zu beschalten. Das Prinzip nach Bild 6.21d läßt sich insoweit universell anwenden.

Für den Einsatz als Dämmerungsschalter eignen sich Fotowiderstände besser als Fototransistoren, zumal die Schaltgeschwindigkeit dann belanglos ist. Im Gegenteil wird meist eine Schaltverzögerung im Bereich einiger Sekunden erwünscht sein, um vorzeitiges Ansprechen bei kurzzeitigem Abschatten des Lichtempfängers (vorbeifliegende Vögel o. ä.) oder kurzzeitiger Beleuchtung (entgegenkommende Fahrzeuge, etwa beim Einsatz als Park-

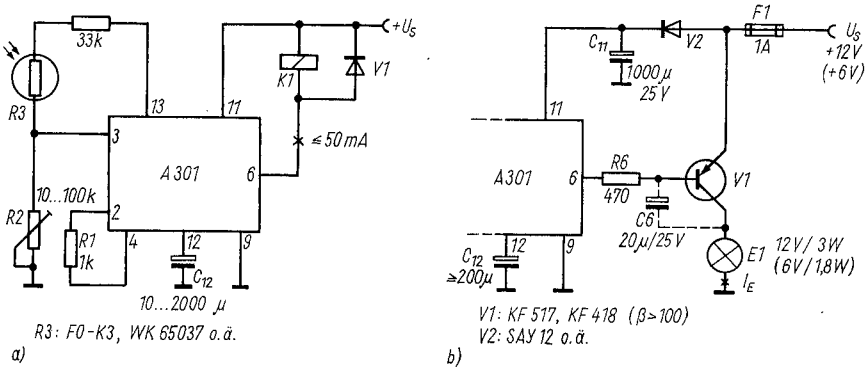


Bild 6.22. *A 301* als Dämmerungsschalter. a – für allgemeine Zwecke, b – mit relaislosem Ausgang, vorzugsweise für Kraftfahrzeugparklichtschalter. Statt 33 k lies 3,3 k; statt *KF 418* lies *KFY 18*

lichtschalter) zu vermeiden. Man benutzt dann die Anordnung nach Bild 6.22a. Zu ihr gilt alles bei Bild 6.21a bereits Gesagte (*R*2: Abgleich der Ansprechempfindlichkeit). Wenn Ausgang (6) benutzt wird, zieht das Relais K1 an, sobald die Helligkeit am Fotowiderstand die mit *R*2 eingestellte Schwelle unterschreitet. Die gewünschte Ansprechverzögerung legt man mit *C*12 fest. Entsprechend der in Abschnitt 6.2. bei den Kenndaten angegebenen Beziehung für *C*12 kann man mit Verzögerungszeiten von 0,3...0,5 s je 100 µF – für Relaisanzugsverzögerung, wenn Ausgang Q (6) benutzt wird – und mit etwa 2 s je 100 µF (Relaisabfallverzögerung) rechnen. Da *C*12 zugleich etwaige Störspannungen (Netzbrummen u. ä.) unterdrückt, braucht man die Zuleitung zum Fotowiderstand nicht abzuschirmen. Im übrigen kann es bei derartigen Anordnungen durchaus zweckmäßig sein, den Fotowiderstand und die wenigen Bauelemente um die *A 301* (außer Relais) zu einer kompakten Baugruppe zu vereinen und das Relais an entfernterem Ort gemäß Abschnitt 6.7. (Bild 6.17) zu betreiben.

Verwendet man die Schaltung als Parklichtautomatik im Kraftfahrzeug, dann kann auf das Relais verzichtet werden, wenn man den Ausgang nach Bild 6.22b schaltet. Die *A 301* ist für diesen Zweck sowohl für 6-V- als auch für 12-V-Anlagen gut geeignet. Die Diode V2 und *C*11 sollten zum Schutz gegen im Kfz-Bordnetz mögliche Überspannungsspitzen vorgesehen werden, sind aber nicht unbedingt erforderlich. Als Lampenschalttransistor V1 ist jeder mit dem Lampenstrom belastbare pnp-Transistor geeignet. Da E1 1polig an Masse liegt, vereinfacht sich die Installation im Fahrzeug. *C*6 verringert den Lampeneinschaltstromstoß (Prinzip des »*Miller*-Integrators« [1]), womit der Einsatz von 0,6-W-Kleintransistoren und entsprechend platzsparender Aufbau möglich wird. Verwendet man einen Leistungstransistor (*KD 605* o. ä.), so kann *C*6 entfallen, und es sind erheblich höhere Lampenströme möglich. Insgesamt eignet sich die *A 301* gerade für den Kfz-Einsatz vorzüglich und ist dabei gegenüber der *A 902* (s. Bild 5.8, Abschnitt 5.2.5.) weitaus vorteilhafter.

6.8.2.2. Temperaturwächter

Will man das Über- oder Unterschreiten einer Solltemperatur kontrollieren (ggf. mit automatischem Abschalten überhitzter Motorantriebe, Brandmelder, Heizungskontrollen, Frostmelder usw.), wird

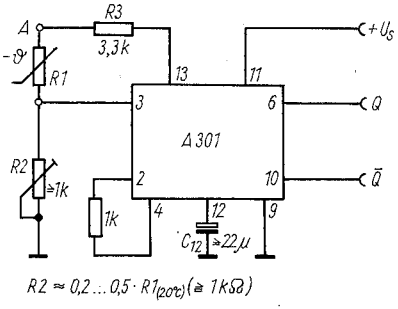


Bild 6.23
Temperaturwächter mit *A 301*. Unterer Anschluß von *R*1 ist Punkt B

die *A 301* nach Bild 6.23 beschaltet. Das Fühlerorgan ist ein Heißleiter *R*1, dessen Nennwiderstand $R1_{20}$ zwischen 2...200 kΩ liegen kann; den Wert für *R*2 wählt man entsprechend dem Nennwiderstand des Heißleiters (s. Bild). Mit *R*2 wird die Ansprechtemperatur eingestellt. Unterhalb dieser Temperatur ist Q = L, $\overline{Q}$ = H. Welchen Ausgang man benutzt, richtet sich nach dem Anwendungszweck. Sobald die Einrichtung angesprochen hat, besteht eine merkliche Temperaturdifferenz nach niedriger Temperatur hin bis zum Wiederausschalten, was den meisten Anwendungsfällen entgegenkommt. Ist diese Hysterese des Einschalt- und Ausschalttemperaturwerts nicht erwünscht, so kann der 1-kΩ-Widerstand an den Anschlüssen (2), (4) entfallen. Auf die Ansprechgenauigkeit hat er kaum Einfluß. *C*12 unterbindet den Einfluß von Störspannungsspitzen, die über die *R*1-Zuleitungen A, B eindringen könnten. Eine Selbsthaltung für das einmal ausgelöste Signal kann – wie für Lichtschranken – durch Erweitern nach Bild 6.21d leicht erreicht werden.

Bei derartigen Meldern ist oft ein akustisches Ansprechen erwünscht. Es läßt sich in diesem Fall besonders einfach realisieren, indem die *A 301* gleichzeitig als (von *R*1 gesteuerter) Tongenerator benutzt wird. Man kann die Schaltung nach Bild 6.23 (ebenso Lichtschranken und Dämmerungsschalter, Bild 6.21a und Bild 6.22a) dann gemäß Bild 6.26 erweitern (ggf. zusammen mit der Schaltung nach Bild 6.27). Diese Möglichkeit wird später beschrieben. *C*12 in Bild 6.23 richtet sich dann entsprechend nach den Angaben in Bild 6.26 (dort *C*1)! Beim Überschreiten der Solltemperatur ertönt bei dieser Schaltung ein Signal (günstig für Brandmelder, Heiz- und Kochgeräte im Haushalt u. ä.). Der auswertbare Temperaturbereich wird durch Heißleiter und *R*2 bestimmt und kann zwischen −15 °C und +150 °C liegen. Bei genauem Abgleich lassen sich Einschaltgenauigkeiten von ±0,2 °C zuverlässig erreichen. Für Temperaturkonstanthalteschaltungen (Heizungsregler, Kühlschrankregler usw.) ist diese Anordnung allerdings wegen der (auch ohne den 1-kΩ-Widerstand) merklichen Hysterese zwischen Ein- und Ausschaltpunkt (durch die *A 301*-Eigenschaften bedingt) weniger geeignet.

6.8.2.3. Feuchtemelder

Wird der Heißleiter in Bild 6.23 durch Feuchtefühlerelektroden ersetzt, so reagiert das Gerät auf Überschreiten einer Mindestfeuchte. Je nach Ausbildung der Elektroden kann *R*2 entsprechend Bild 6.23 mit 100 kΩ...1 MΩ bemessen werden (Abgleich Ansprechschwelle). Kommt es dabei weniger auf genaue Feuchtewerte, sondern auf maximale Empfindlichkeit bei geringer Feuchte an, so können *R*2 und der 1-kΩ-Widerstand entfallen. Für Feuchtemelder ist in der Schaltung nach Bild 6.23 von A und B noch je ein Kondensator (22...33 nF) nach Masse zu schalten, um das Eindringen größerer Störspannungen, die die *A 301* schädigen könnten, zu vermeiden (derartige Störspannungen sind, wenn die Fühlerelektroden z. B. in feuchtes Erdreich eingeführt werden, durch vagabundierende Erdströme u. ä. nicht auszuschließen). Noch besserer Schutz gegen

derartige Fremdspannungen ist gewährleistet, wenn zusätzlich zu den Kondensatoren noch je eine Diode *(SAY12...SAY32)* von A bzw. B nach Masse angeschlossen wird (beide Anoden an Masse). Sind die Fühlerelektroden gegen Erde (und Handberührung) isoliert, so können diese Maßnahmen entfallen. Als Elektroden eignen sich z. B. in das Lagergut dicht nebeneinander eingeschobene Graphitbleistiftminen. Für Luftfeuchtekontrollen verwendet man ein mit Kochsalzlösung getränktes und getrocknetes Stoff- oder Filzläppchen zwischen 2 Drahtgazeflächenelektroden. Wird statt Kochsalz Kalziumchlorid benutzt, läßt sich auf diese Weise schon sehr geringe Luftfeuchte nachweisen. Die zweckmäßigsten Fühlergrößen und -formen richten sich nach dem jeweiligen Anwendungsfall.

6.8.2.4. Zeitschalter für allgemeine Anwendungen

Bild 6.24 zeigt einen Zeitschalter, den man beispielsweise für Treppenlichtautomaten verwenden kann. Nur für diese Anwendung ist V2 mit den an seiner Basis liegenden Bauelementen erforderlich, weil dabei mit häufigen starken Störspannungseinflüssen auf der Tastenleitung gerechnet werden muß (die ohne V2 Fehlauslösungen ergeben können) und weil für Treppenlichtverkabelungen meist ein 1poliges Zusammenlegen von K1 und S1 zur Leitungseinsparung Vorteile hat. Für andere Anwendungen kann S1 an Stelle von Kollektor und Emitter des Transistors V2 angeschlossen werden, womit V2 und seine Bauelemente entfallen.

Sobald eine der Tasten S1 geschlossen wird, öffnet V2 und entlädt sofort C_t, den (mit R_t zusammen) zeitbestimmenden Kondensator. K1 (das die Beleuchtung einschaltet) zieht, sobald man den Taster schließt, an. Öffnet man den Taster, wird C_t über R_t aufgeladen, bis V1 durchsteuert, was zu (3) = H, Q (6) = H und Abfallen des Relais führt. Die Einschaltzeit t ergibt sich nach der in Bild 6.24 angegebenen Beziehung; mit $R_t = 1\,M\Omega$ und $C_t = 200\,\mu F$ erreicht man 2...3 min. C_t sollte gut isoliert sein; in diesem Sinne hat es Vorteile, daß C_t in den Ruhepausen ständig geladen ist und auf diese Weise ständig formiert wird, was das Reststromverhalten günstig beeinflußt. Ein Vorteil dieses Zeitschalters ist seine Nachtastbarkeit. Der Zeit-

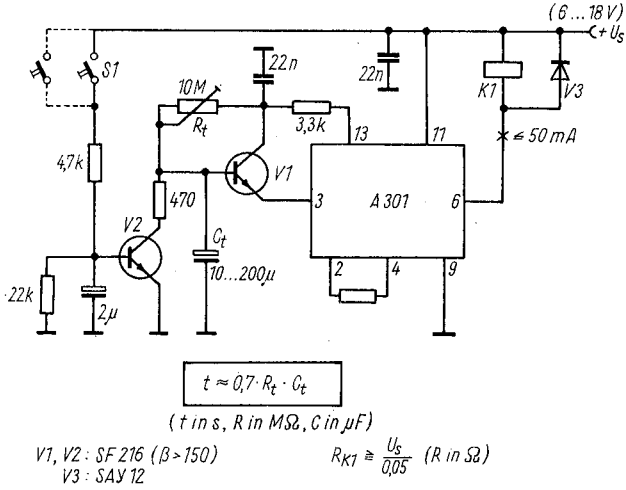


Bild 6.24
Zeitschalter für Treppenlichtanwendungen

ablauf beginnt erst mit Öffnen von S1. Schließt man S1 vor Zeitablauf erneut, so wird C_t sofort entladen, und es beginnt ein neuer voller Zeitzyklus, ohne daß zwischenzeitlich K1 abfällt. V1 ist erforderlich, um die Eingangsschwellenspannung und vor allem den Eingangswiderstand des Triggerverstärkers zu erhöhen und auf diese Weise zu gut realisierbaren C_t-Werten zu kommen. Sein Temperatureinfluß auf die Zeit wird durch Benutzen von U_{13} (13) weitgehend kompensiert.

Eine vergleichbare Anordnung mit dem Schaltkreis *A 902* läßt sich zwar einfacher realisieren (Abschnitt 5.2.2., Bild 5.5), jedoch ist die *A 902*-Variante nicht nachtastbar und außerdem sehr abhängig von U_s, was für Treppenlichtautomaten Probleme bringt. Für die Schaltung nach Bild 6.24 kann man U_s mit einem einfachen Netzteil (Klingeltransformator mit Gleichrichtern und Ladekondensator $\geqq 200\,\mu F$ sind ausreichend) bereitstellen.

Bild 6.25 zeigt eine für Belichtungsuhren und vergleichbare Zwecke geeignete Schaltung. Auch in diesem Fall kann das

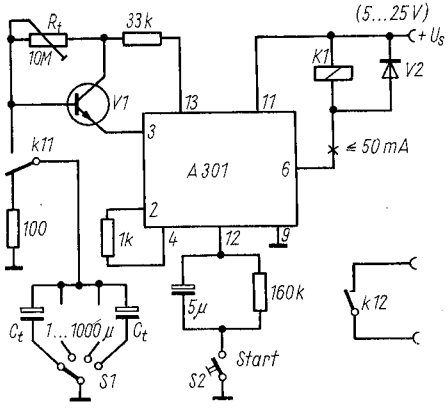
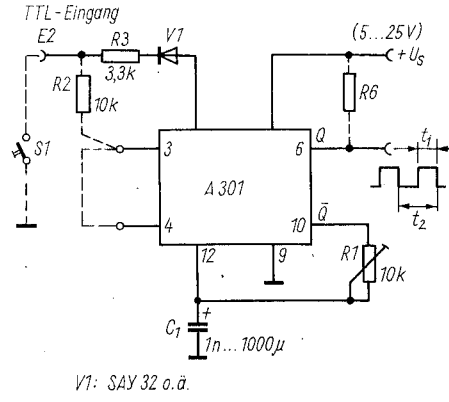


Bild 6.25
Belichtungszeitschalter für Fotolabors

Netzteil lediglich aus Klingeltransformator, Gleichrichter und Ladeelektrolytkondensator (1000 µF) bestehen. Zeitkondensator C_t ist zur groben Zeitbereichswahl umschaltbar ausgeführt (S1), mit R_t stellt man die Zeit fein ein. Der Vorteil dieser Anordnung gegenüber der nach Bild 5.5 besteht darin, daß sie eine weitaus bessere Konstanz der Zeit gegenüber Schwankungen von U_s und Umgebungstemperatureinflüssen aufweist. Sobald man S2 schließt, ist kurzzeitig (12) = L, womit sich (6) = L einstellt und das Relais K1 zieht (der Kontakt k12 schaltet das Kopierlicht ein). C_t – im Ruhezustand entladen – wird dabei mit Kontakt k11 an R_t gelegt; dadurch sperrt V1, und es ergibt sich (3) = L, womit auch (6) = L bleibt, wenn anschließend S2 öffnet. Sobald sich C_t bis zum Wert der Eingangsschwellenspannung aufgeladen hat, öffnet V1, es wird (3) = H, damit auch (6) = H, das Relais K1 fällt wieder ab und entlädt über den Kontakt k11 C_t gegen Masse, so daß sofort ein neuer Startvorgang mit S2 möglich ist. Die Notwendigkeit von V1 wurde bei der Schaltung nach Bild 6.24 bereits begründet. Die mit R_t, C_t erreichbare Zeit ergibt sich aus der in Bild 6.25 angegebenen Näherungsbeziehung. Die Genauigkeit dieses Zeitschalters ist – verglichen mit herkömmlich diskret aufgebauten Anordnungen ([1] und ähnliche) – sehr gut und auch für Farbfilmlabors bei weitem ausreichend (dazu auch [71]). Bei einwandfreien Bauelementen und guter Isolation aller an k11 liegenden Bauelemente (auch k11 selbst) bleibt der Zeitfehler auch bei langen Zeiten unter 1%. Man könnte mit S2 ohne die an (12) befindlichen Bauelemente starten, indem man mit S2 Anschluß (12) direkt an Masse legt. Dann bleibt jedoch das Relais so lange gezogen, wie S2 geschlossen ist. Bei sehr kurz eingestellter Zeit kann es dadurch zu ungewollter Zeitverlängerung kommen. Deshalb wurde ein Impulsstart vorgesehen, der für die *A 301* und alle üblichen Relaisbauformen mit 5 µF, 160 kΩ optimal

dimensioniert ist. Nur bei sehr träge anziehenden Relais kann der 5-µF-Elektrolytkondensator nach Versuch vergrößert werden. Der Wert 160 kΩ sollte nicht unterschritten werden, weil sonst der Trigger (12) bereits über diesen Widerstand ausgelöst wird. Im Zweifelsfall kontrolliert man das, indem die Verbindung Basis V1–k11 unterbrochen wird. Das Relais darf dann beim Betätigen von S2 nur ganz kurz anziehen und muß sofort wieder abfallen.



V1: SAY 32 o.ä.

Bild 6.26
NF-Signalgenerator; auch geeignet für Blinklicht; Richtwerte:
$C1 = 0{,}1\ \mu F$, $R1 = 5\ k\Omega \rightarrow f \approx 500\ Hz$,
$t1/t2 \approx 1{:}4$ (für Signaltongenerator),
$C1 = 100\ \mu F$, $R1 = 5\ k\Omega \rightarrow f \approx 0{,}5\ Hz$,
$t1 \approx 0{,}4\ s$, $t2 \approx 1{,}6\ s$ (Taktgeber);

6.8.3. Schwingungsgeneratoren

Die *A 301* ist in ihrer Standardanwendung (Bild 6.1) ein mit *LC*-Schwingkreis arbeitender Generator. Nachfolgend werden Schwingschaltungen gezeigt, die ohne Induktivität L_s auskommen.

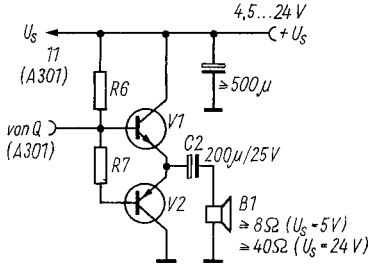
6.8.3.1. NF-Signalgenerator

Für viele Anwendungen wird ein akustisches Signal benötigt, was von einer einfachen *RC*-Schwingschaltung erzeugt werden kann. Sie läßt sich mit der *A 301* besonders günstig realisieren, wobei der Verstärkerteil der *A 301* – die damit mehrere Funktionen zugleich übernehmen kann – anderweitig zur Verfügung steht. Bild 6.26 zeigt das Prinzip, das sich vor allem für den Niederfrequenzbereich (Hörbereich und Taktgeber im unteren Sekundenbereich) eignet. Die Schaltung nach Bild 6.26 kann daher auch vorteilhaft benutzt werden, wenn statt eines akustischen Tons ein Blinklicht signalisiert werden soll (sie ist dann mit Leuchtdiode in Serie mit *R6* besonders einfach zu realisieren). Die Schwingschaltung besteht nur aus *R1* und *C1* (identisch mit dem bisher als *C12* bezeichneten Kondensator, der jetzt aber gemäß dieser Schwingschaltung dimensioniert wird). Für anderweitige Zwecke ist jetzt nur noch Ausgang Q (6) verfügbar, (10) darf nur mit *R1* beschaltet werden. *R6* symbolisiert die im Takt zu schaltende Last. Es ergibt sich am Ausgang Q die angezeichnete Rechteckimpulsfolge. *R1* und *C1* sind in den angegebenen Wertgrenzen variabel, wobei *R1* vorwiegend die H-Impulslänge *t1*, der Wert von *C1* beide Impulshalbwellen ($t1 + t2$) beeinflußt. Man legt mit *C1* den gewünschten Frequenzbereich grob fest, mit *R1* kann dann auf günstige Tonhöhe (bei Blinklichttakter: Ein/Aus-Verhältnis) abgeglichen werden. Für einfache Signalgeneratoren läßt sich *R1* als Festwert im Bereich 1...10 kΩ nach Versuch einsetzen. Ein Vorausberechnen der Frequenz ist bei dieser Schaltung nur umständlich möglich (in [76] erläutert). Der Amateur kommt mit Versuchen schneller zum Ziel; Richtwerte für ≈ 500 Hz (Signalton) und ≈ 0,5 Hz (Blinklichttakter) sind in der Bildunterschrift angegeben. Daraus lassen sich andere Dimensionierungen genügend genau abschätzen. Die Wirkungsweise beruht auf einer Spannungsteilung zwischen *R1* und den internen Widerständen *R9*, *R10* des Schaltkreises (Bild 6.3). Der

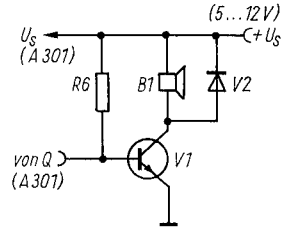
Generator schwingt nicht, wenn Eingang E1 (Stift 3) L oder offen (nicht angeschlossen) ist. Es sei (12) = H und (10) = L (s. Bild 6.5). Die über $R9$, $R10$ (in der IS, Bild 6.3) und $R1$ geteilte Spannung reicht nicht aus, um den Trigger bei (12) auf H-Pegel zu halten. Daher geht Ausgang $\overline{Q}$ (10) nach H, womit $R1$ abgeschaltet wird. Über $R9$, $R10$ der IS lädt sich $C1$ nun bis zur oberen Triggerschwelle auf, womit sich (12) = H und (10) = L ergibt. $C1$ wird jetzt über $R1$ wieder entladen, bis die untere Triggerschwelle erreicht ist, danach schaltet der Trigger erneut um usw. Wegen der internen Werte für $R9$, $R10$ ergibt sich der angegebene Grenzwert für $R1$, außerhalb dessen der Generator nicht arbeiten kann. Der Schwingvorgang läßt sich intern über den Vorverstärker beeinflussen (Bild 6.3: wenn V8 öffnet, kann $C1$ nicht aufgeladen werden). Bei offenen Verstärkereingängen [oder E1 = (3) = Masse] ist in der IS V5 gesperrt, V6 öffnet über die Diode V24 den Transistor V8 (Bild 6.3), womit $R10$ an Masse liegt und der externe Kondensator $C1$ (an Stift 12) nicht geladen wird. Um Schwingungen zu erzeugen, muß V8 geschlossen sein [in der Tabelle nach Bild 6.5 entspricht das (12) = H]; der Generator schwingt also an, wenn V5 über E1 (3) durchgesteuert wird und V6, V8 gesperrt werden. Das läßt sich am einfachsten erreichen, indem man die Stifte 3 und 4 direkt verbindet, falls keine Tastmöglichkeit für den Generator gefordert ist. Eine Tastung (Ein/Aus-Steuerung) kann über den Verstärkerteil – wie in der Schaltung nach Bild 6.26 angedeutet – erfolgen. Entweder läßt sich E1 (3) dazu über einen geeignet bemessenen Vorwiderstand $R2$ direkt von äußeren Spannungen ansteuern, oder man benutzt – für Tastung gegen Masse, mit S1 oder einem TTL-Signalpegel – $R3$ mit V1. Dabei ist (wenn E2 offen) über V1, $R2$ Eingang (3) = H; der Generator arbeitet. Wird E2 über S1 oder mit TTL-Gatterausgang (L-Pegel) an Masse gelegt, so setzt die Generatorschwingung aus. V1 verhindert Rückwirkung der TTL-H-Spannung auf U_{13}. Wird E2 von einem TTL-Standard-Gatterausgang [3] angesteuert, so genügt sein H-Pegel zum Ansteuern von (3) über $R2$. $R3$ und V1 können dann entfallen.

Eingang (3) kann jedoch auch durch andere Bauelemente (Lichtschrankenanwendungen, Bild 6.21a, Bild 6.22a, Bild 6.23 u. ä.) angesteuert werden, oder der Verstärkerteil arbeitet als LC-Oszillator gemäß Bild 6.1 (der Tongeneratorteil schwingt dann an, wenn die HF-Schwingung des Oszillators L_s, C_s aussetzt). Im letzten Fall ergibt sich ein besonders einfacher Aufbau z. B. für Metallsuchgeräte.

Zum Hörbarmachen der Tonschwingung kann z. B. statt $R6$ ein Kleinstlautsprecher oder Ohrhörer mit Paralleldiode (wie bei Relais üblich) direkt ein-



V1: SF 127 (β>300) mit Kühlstern
V2: KF 517 (β>200) mit Kühlstern
a)



V1: SF 127 (β>50)
V2: SY 200
b)

Bild 6.27
Zwei Endstufenmöglichkeiten für den Signaltongeber. Zu Bild 6.27a:
$R6 = 25 \cdot U_s$, R in Ω, U in V;
$R7 = R6$

gefügt werden, wenn sein Widerstand mindestens $R = 20 \cdot U_s$ (in Ω) beträgt (U_s = gewählte oder maximal zu erwartende Betriebsspannung). Kleinstohrhörer ergeben dabei schon mit $U_s = 5$ V einen markanten, für Wohnraumanwendungen ausreichend lauten Ton. Genügt das nicht, so kann bei Q eine geeignete einfache Endstufe nachgesetzt werden. Eine Lautsprecherleistung von einigen Watt läßt sich mit der Endstufe nach Bild 6.27a erreichen; mit Rücksicht auf die Transistorbelastung und den Stromverbrauch sollte man dabei U_s mit höchstens 5,5...6 V wählen. Einfacher und für kräftige Signalisierungen auch noch ausreichend ist die Schaltung nach Bild 6.27b. Der Mindestwert für den Widerstand des Lautsprechers richtet sich nach U_s und dem maximal zulässigen Kollektorspitzenstrom von V1. Wird der Generator über seinen Eingang gestoppt, so ergibt sich (Bild 6.26) stets (12) = L und Q = L (Bild 6.27b), der Lautsprecher ist dann stromlos. $R6$ in der Schaltung nach Bild 6.27 tritt an die Stelle von $R6$ entsprechend Bild 6.26. Wenn von Ausgang Q (Bild 6.26) ein TTL-Gattereingang getrieben werden soll, muß man $R6$ (1...10 kΩ) gegen +5 V des TTL-Komplexes legen, falls U_s größer als 5 V ist.

6.8.3.2. Taktgenerator für niedrige Frequenzen

Für niedrige Taktfrequenzen eignet sich die Schaltung nach Bild 6.26 weniger gut, weil dann – bedingt durch die in dem Schaltkreis vorgegebenen Widerstände $R9$, $R10$ – große C-Werte notwendig werden. Günstiger ist es, den Taktgeber mit dem Verstärkerteil des *A 301* aufzubauen. Bild 6.28 zeigt die Schaltung. Da das Funktionsprinzip (in Zusammenhang mit V5, V6, V7 in der *A 301*, Bild 6.3) weitgehend bekannten Schaltungen mit diskreten Transistoren entspricht [1], ist keine nähere Erläuterung notwendig. Es

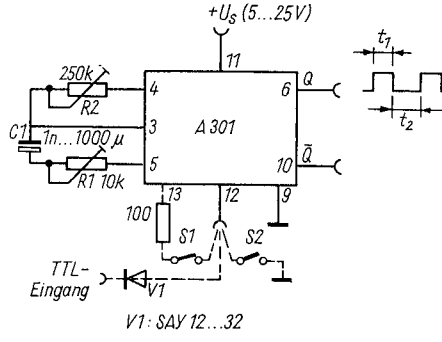


Bild 6.28
Taktgenerator für niedrige Frequenzen

handelt sich um einen astabilen Multivibrator. Ein Vorausberechnen der Frequenz ist schwierig, weil darin die mit der IS vorgegebenen Exemplarwerte eingehen und diese erheblich streuen. Die Schaltung kann selbstverständlich auch als NF-Generator betrieben werden. Da sich die Frequenz linear mit $C1$ ändert, kann daraus näherungsweise auf andere Frequenzen umgerechnet werden. Die erzeugte Impulsform ist für Ausgang Q angegeben; an $\overline{Q}$ steht sie »spiegelbildlich« zur Verfügung. Beide Ausgänge sind beliebig frei verfügbar. Mit $R1$ wird die Impulsbreite t_1 beeinflußt; $R2$ bestimmt t_2. Beide Widerstände sind bis zum angegebenen Wert variabel. Bei $C1 = 10$ nF, $R1 = 10$ kΩ läßt sich beispielsweise die Frequenz mit $R2 = 200$ kΩ zwischen etwa 400 Hz und etwa 8 kHz durchstimmen. Mit C-Werten um 10 µF ergeben sich Frequenzen im 1-s-Bereich. Durch entsprechenden Abgleich von $R1$, $R2$ kann auch das Tastverhältnis $t_1 : t_2 = 1:1$ erfaßt werden. Anderenfalls ist stets t_2 die längere Taktphase. Vorteil dieser Schaltung: Es werden vergleichsweise kleine Werte für $C1$ benötigt. Mit $C1 \approx 1000$ µF lassen sich Taktperioden im Bereich einiger Minuten realisieren. Für Taktgeberanwendungen wird meist ein Start/Stop-Eingang gefordert. Dafür steht der Triggereingang (12) zur Verfügung (andernfalls bleiben die

Stifte 12 und 13 frei). Folgende Möglichkeiten bieten sich an: Wird Kontakt S2 (der auch die Kollektor-Basis-Strecke eines externen Steuertransistors sein kann) geschlossen, so stoppt der Taktgeber in Stellung Q = L. Das ist die Normalanwendung. Für TTL-Steuerung wird ein TTL-Gatterausgang über die Diode V1 mit (12) verbunden. L-Signal am TTL-Eingang stoppt den Taktgeber in Stellung Q = L. Wird ausnahmsweise die umgekehrte Zuordnung gefordert, und läßt sich das nicht ausgangsseitig durch Vertauschen von Q und $\overline{Q}$ erreichen, so kann mit Kontakt bei S1 der Taktgeber von (13) her über 100 kΩ in Stellung Q = H gestoppt werden. Diese Betriebsweise ist allerdings wegen der internen Triggerwerte, und weil S1 keine Masseverbindung hat, ungünstiger. Die vorhandenen 2 Ausgänge Q, $\overline{Q}$ erlauben auch die Anwendung als Wechselblinker [1]. Die Schaltung läßt sich (mit $R1$, $R2$ als zuvor erprobten Festwerten) extrem platzsparend aufbauen.

6.8.3.3. Quarzoszillator mit A 301

Wird $C1$ in der Schaltung nach Bild 6.28 durch einen Schwingquarz ersetzt und $R1 = 0$, so kann die *A 301* sehr vorteilhaft als stabiler Normalfrequenzgenerator verwendet werden. Bild 6.29 zeigt diese Schaltung, die mit Quarzen im Bereich 10...102 kHz erprobt wurde. $R2$ wird je nach Quarzeigenschaften auf sicheres Anschwingen eingestellt und kann dann durch einen Festwert ersetzt werden. Anschluß (12) bleibt in dieser Anwendung offen (Benutzung für Start/Stop-Zwecke, wobei der Quarz ständig durchschwingt, ist jedoch ebenso wie bei der Schaltung nach Bild 6.28 möglich). Versuchsweise kann auch an (12) mit dem Oszillografen das Schwingverhalten beobachtet werden. An den Q-Ausgängen (6), (10) steht die Quarzfrequenz mit unsymmetrischem Tastverhältnis zur Verfügung. Der Oszillator arbeitet sehr stabil gegenüber Schwankungen von U_s. Direkter Übergang auf TTL-Eingänge (mit $R6 \approx 5\,k\Omega$), CMOS-Eingänge (mit $R6 \approx 100\,k\Omega$) oder *U 10*-MOS-Gatter (Bild 6.14) ist problemlos möglich. Da die eigentliche Oszillatorschaltung nur mit dem Verstärkerteil der *A 301* arbeitet und dieser sich auch noch oberhalb 2 MHz betreiben läßt, ließen sich grundsätzlich auch Quarze bis ≈ 1 MHz einsetzen. Man müßte dann aber die Oszillatorfrequenz an A1 (Stift 4) oder A2 (Stift 5) abnehmen; diese Punkte lassen sich, auch um Rückwirkungen auf den Oszillator zu vermeiden, jedoch nur sehr gering belasten, außerdem ist hier noch keine einwandfreie Schwingungsform vorhanden. Deshalb wird in der Schaltung nach Bild 6.29 der Trigger und seine Ausgangsstufen mitbenutzt, der seinerseits die maximale Schwingfrequenz auf etwa 200 kHz begrenzt (einzelne Exemplare können ggf. bei höheren Frequenzen arbeiten). Am Quarz entsprechend der Schaltung in Bild 6.29 tritt eine effektive Schwingspannung von ≈ 1 V auf.

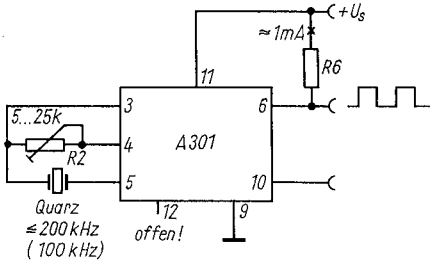


Bild 6.29
Quarzoszillator mit *A 301*

6.8.4. Die A 301 in Meßgeräten

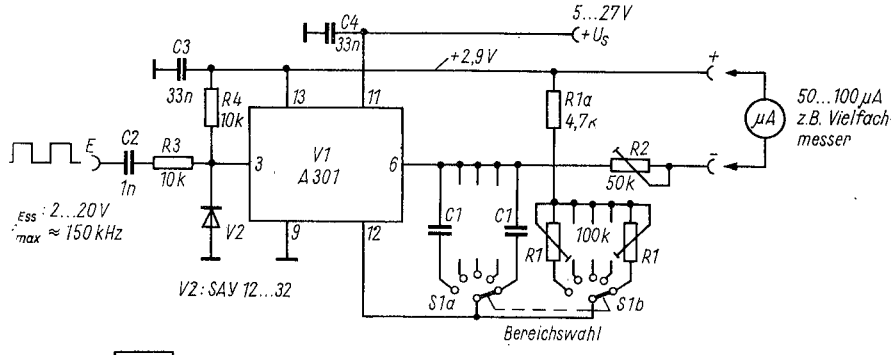
Die folgenden Beispiele sollen lediglich Anregungen für weitere mögliche Einsatzgebiete geben. Sie wurden als Zusatzgeräte zum vorhandenen Vielfachmesser konzipiert (ein insbesondere für Amateure

und Werkstätten vorteilhafter, weil kostensparender Weg). Der Vorteil dieser Lösungen ist neben der für Werkstattzwecke völlig ausreichenden Genauigkeit vor allem wieder die Tatsache, daß die Meßeinrichtung von der Speisespannung unabhängig wird und daher zur Stromversorgung nahezu jede gerade in der Werkstatt vorhandene Spannungsquelle zwischen 5...25 V verwendet werden kann, ohne daß man Stabilisierungsaufwand treiben muß. Die nachfolgend beschriebenen Zusatzgeräte kommen daher ohne eigenes Meßwerk sowie ohne eigene Stromversorgungsbaugruppe aus. Sie können als Handtastköpfe oder als auf den Vielfachmesser direkt aufsteckbare Zusatzgeräte aufgebaut werden.

6.8.4.1. Linear direktanzeigender Frequenzmesser

Mit dem linear direktanzeigenden Frequenzmesser nach Bild 6.30a läßt sich die gemessene Frequenz auf der vorhandenen Gleichstromskale eines Vielfachmessers direkt ablesen. Die Meßgenauigkeit liegt bei 1...2 % vom Skalenendwert. Die *A 301* erfüllt dabei eine Doppelfunktion. Mit $C1$, $R1$ und dem Triggerschaltverstärker der *A 301* läßt sich ein Monoflop aufbauen, der von der Eingangsspannung getriggert wird und Impulse konstanter Länge erzeugt. Für das Triggern wird der Verstärkerteil (Eingang Stift 3) benutzt. $C2$, $R3$, $R4$ und der Verstärkereingangswiderstand bilden ein Differenzierglied. Damit wird erreicht, daß der Triggerauslöseimpuls stets kürzer ist als der Monoflopimpuls und diesen in seiner konstanten Zeitdauer nicht beeinflußt. Bedingung dafür ist allerdings eine ausreichende Flankensteilheit der bei E anzulegenden Eingangsspannung unbekannter Frequenz. Die Grundschaltung nach Bild 6.30a eignet sich deshalb vorzugsweise zum Messen von annähernd rechteckförmigen Impulsspannungen. Die Eingangsspannung kann zwischen 2...20 V (Spitze-Spitze-Wert) liegen. Ist sie zu gering erfolgt keine Anzeige. Der Eingang wird von der HL-Flanke der bei E anliegenden Spannung U_E getriggert. Darauf reagiert der ausgangsseitige Monoflop mit einem L-Impuls an (6). Da es sich um eine konstante Impulsdauer handelt, schlägt das Instrument – das gleichzeitig integrierend wirkt – um so weiter aus, je schneller die Impulse aufeinander folgen, d. h., je größer die Eingangsfrequenz ist. Die Grenze des untersten Meßbereichs (für Vollausschlag) liegt bei 100 Hz; niedrigere Frequenzen würden unruhige Anzeige (Vibrieren des Zeigers) ergeben und haben deshalb keinen Zweck. Nach oben ist der Meßbereich durch die maximale Schaltfrequenz des *A 301*-Triggers auf 100...150 kHz begrenzt. Mit S1a, b schaltet man den Meßbereich um (außer den in Bild 6.30a angegebenen Bereichen können zum besseren Ablesen je nach vorhandener Skalenteilung des Instruments Zwischenbereiche zusätzlich vorgesehen werden). Zum Umschalten des Bereichs ändert man $C1$. Um dabei mit handelsüblich tolerierten Kondensatoren auszukommen, wird gleichzeitig $R1$ – der für jeden Bereich etwa gleich groß sein sollte – mit umgeschaltet, so daß jeder Bereich einzeln kalibiert werden kann. Mit $R2$ macht man das einmalig grob so, daß sich für alle $R1$ ausreichender Drehwinkel ergibt. $R2$ kann danach als Festwert eingesetzt werden. Für $C1$ sind in Bild 6.30a Richtwerte angegeben, die für Instrumentvollausschlag gelten.

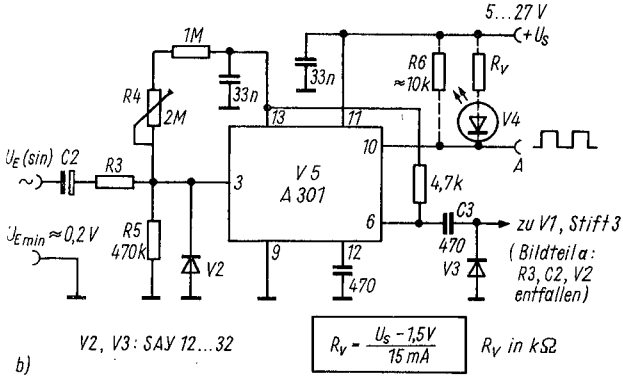
Um auch sinusförmige Spannungen messen und die Eingangsempfindlichkeit für $U_{E\,min}$ verbessern zu können, ist es notwendig, dem Eingang E des Frequenzmessers einen Impulsformer vorzuschalten. Dafür kann eine zweite *A 301* benutzt werden, die dann nach Bild 6.30b zu schalten ist. Durch $R3$ wird der Eingang $U_{E\,sin}$ überlastungssicher, wie in der Schaltung nach Bild 6.30b mit angegeben. $R4$ stellt man so ein, daß die Schaltung bei geringstmöglicher Eingangsspannung (zu



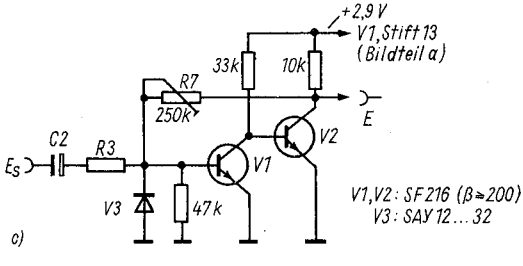
a)

S1:	
f_{max} (Bereich)	C1
100 Hz	≈ 0,18...0,2 μF
1 kHz	≈ 18...20 nF
10 kHz	≈ 1,8... 2 nF
100 kHz	≈ 180 pF

R1: Feineichung ≙ Bereich
R2: Grobeichung



b)



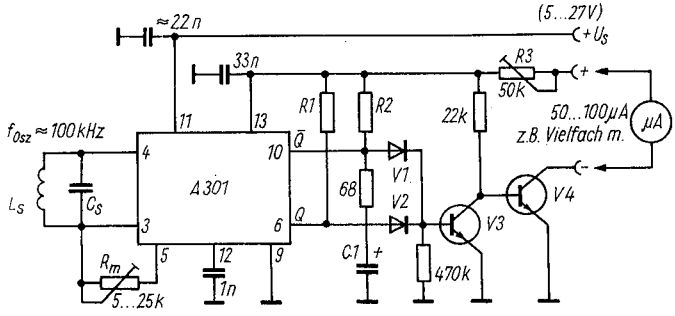
c)

Bild 6.30 a – Linear direktanzeigender Frequenzmesser mit *A 301*, b – Impulsformervorstufe mit zweitem *A 301* zum Frequenzmesser, c – einfache Impulsformervorstufe. *C2* in Bildteil b und c ≧ 2 μ

erreichen sind 0,15...0,2 V) anspricht. Der Aufwand für die Schaltung nach Bild 6.30b ist allerdings erheblich. Die IS V1 kann jedoch, da ihr Ausgang $\overline{Q}$ (10) nicht benötigt wird, zugleich als allgemeiner Impulsformer mitbenutzt werden (z. B. mit $R6$; an A läßt sich eine $U_{E\,sin}$ frequenzgleiche Rechteckschwingung mit Amplitude entsprechend U_s abnehmen; Beschalten mit R_v und Diode V4 kann eine vorhandene Eingangsspannung optisch signalisieren). Mit geringem Aufwand läßt sich der Impulsformer nach Bild 6.30c realisieren, bei dem es sich um einen einfachen Stromtrigger [1] handelt. Für $C2$, $R3$, V3 und die Werte für U_E am Sinuseingang E_s – der beliebige Kurvenformen verarbeitet – gilt das bereits zu Bild 6.30b Gesagte. $R7$ entsprechend Bild 6.30c wird nach Versuch auf maximale Eingangsempfindlichkeit eingestellt. Dabei muß beachtet werden, daß bei zu großem Wert von $R7$ die Schaltung ihr Triggerverhalten verliert und analog arbeitet. Der Frequenzmesser spricht dann bei niedrigen Frequenzen u. U. nicht oder unsicher an. Im Zweifelsfall kann am Kollektor V2 oszillografisch die exakte Rechteckform (die bis zur niedrigsten Ansprechspannung an E_s erhalten bleiben muß) kontrolliert und eventuell danach $R7$ korrigiert werden. Der Kollektor V2 (Bild 6.30c) wird mit E ($C2$ in Bild 6.30a) verbunden. Die Kombination der Schaltung nach Bild 6.30a mit der entsprechend Bild 6.30c ist vom Bauelementeaufwand her die günstigste. Kalibriert wird der Frequenzmesser (Bild 6.30a) durch Anlegen einer genau bekannten Frequenz in Nähe des Skalenendes und Abgleich von $R1$ auf korrekte Anzeige für jeden Bereich. Wegen der guten Linearität der Schaltung genügt ein Punkt je Bereich.

6.8.4.2. Drehzahlmesser für berührungsloses Messen

Für die berührungslose Drehzahlmessung eignet sich die *A 301* entweder mit induktivem Aufnehmer (was der Standardoszillatoranwendung nach Bild 6.1 entspricht) oder auch mit optoelektronischer Meßwertaufnahme (Fototransistor). Bild 6.31 zeigt die Schaltung. Für induktive Meßwertaufnahme wird der Eingang mit L_s, C_s und R_m in der bereits behandelten Weise beschaltet (s. dazu Abschnitt 6.3.).



$$C1 \approx \frac{1600}{f \cdot R2}$$

C in µF; f in Hz; R in kΩ

f ≙ Zahl der L_s-Bedämpfungen je 1 Umdrehung bei Maximaldrehzahl

V1, V2: SAY 12...32
V3, V4: SF 216 (β>200)

Bild 6.31
Berührungslose Drehzahlmessung mit *A 301*. $R1 = R2 = 22$ k

Diese Anordnung – wobei L_s auch in diesem Fall über das schon früher erwähnte Abschirmkabel angeschlossen und dann dem Meßobjekt bequem genähert werden kann – erfordert am Meßobjekt ein rotierendes Profilteil, das an L_s vorbeigleitet und die Drehbewegung in periodisches Aussetzen des Oszillators überführt. Als Profilteile eignen sich z. B. eine aus Leiterplattenmaterial leicht herzustellende Isolierscheibe mit aufgebrachten metallischen Segmenten nach [77] oder ein Zahnradkranz, Flügelrad, hervorstehender Schraubenkopf auf der rotierenden Achse. Damit man L_s universell verwenden kann, sollte sie möglichst klein und in einer Form nach Bild 6.11a ausgebildet sein. Die Oszillatorfrequenz soll bei etwa 100 kHz liegen. Für die Drehzahlmessung wird die Frequenz der periodischen Oszillatorbedämpfungen – die der Drehzahl proportional ist – ausgewertet. Sie soll zwischen 100 Hz und 10 kHz liegen. Man muß beachten, daß die später abgelesene Drehzahl durch die Zahl der am Objekt benutzten Auslösesegmente zu teilen ist. Zum Messen niedriger Drehzahlbereiche ist also eine entsprechend höhere Segmentanzahl günstig, um $f \approx 100$ Hz nicht zu unterschreiten.

Eine optoelektronische Drehzahlaufnahme läßt sich ermöglichen, wenn die Drehbewegung in periodische Lichtunterbrechungen oder Lichtstärkeschwankungen überführt wird. Das gelingt nach dem Lichtschrankenprinzip (Drehflügel am Objekt unterbricht Lichtstrahl) oder nach dem Reflexionsverfahren. Für das Reflexionsverfahren ordnet man den als Aufnehmer benutzten Fototransistor dicht neben einer Lichtquelle (günstigste Lösung: Infrarotleuchtdiode *VQ110* o. ä.), gegen diese durch eine Trennwand (über Lichtemitterdiode und Fototransistor gezogene Isolierschlauchstücke genügen) optisch abgedeckt, an. Ein diesem Aufbau genähertes helles Objekt reflektiert das Licht auf den Fototransistor zurück. Das Objekt kann jetzt z. B. eine drehende Maschinenwelle sein, die – falls sie spiegelt – zur Hälfte (oder je nach Drehzahl in mehreren Segmenten) z. B. mit Ruß eingefärbt wird. Dunkle Objekte werden demgemäß mit hell reflektierenden Marken (Kreide) versehen. Die Lichtquelle wird direkt aus U_s gespeist; den Fototransistor schließt man in der Schaltung nach Bild 6.31 statt L_s, C_s, R_m an den Eingangsverstärker an, was entsprechend Bild 6.21a möglich ist (dort V1, $R1$, $R2$). Mit dem erläuterten Reflexionsverfahren lassen sich der Fototransistor und die Lichtquelle (Infrarotleuchtdiode) unmittelbar nebeneinander zu einem sehr kleinen, flexiblen Aufnehmerorgan kombinieren. Mit einem Fototransistor *SP201D* und einer Leuchtdiode *VQ110C* ließen sich beim Versuchsmuster auch bei nur mäßig reflektierenden Objekten noch Aufnehmerabstände von 15...25 mm realisieren. Etwa störende Umgebungshelligkeiten sind entweder abzuschatten oder – unter Annähern des Aufnehmers an das Objekt – mit $R2$ in der Schaltung nach Bild 6.21a auszugleichen. Man kann die Anschlüsse (2), (3), (4), (5) und (13) der *A301* auch auf eine Diodensteckbuchse herausführen und dann zur Auswahl des Aufnehmerverfahrens 2 Aufnehmer (einen mit V1, $R2$, $R1$ nach Bild 6.21a versehen, den anderen mit L_s, C_s, R_m nach Bild 6.31 aufgebaut) wahlweise anschließen. Die Universalität des Drehzahlmessers läßt sich auf diese Weise unterschiedlichsten Objektgegebenheiten anpassen.

Da der Eingangsverstärker und Trigger der *A301* im Stromlaufplan nach Bild 6.31 bereits für die Meßwertaufnahme benutzt werden, muß man in diesem Fall eine etwas andere Schaltung für die Frequenzmessung einsetzen. Man geht davon aus, daß die Ausgänge Q (6) und $\overline{Q}$ (10) stets wechselseitig im Takt der (drehzahlproportionalen) Triggerfrequenz umschalten. Ohne $C1$ wäre stets einer der beiden Ausgänge Q oder $\overline{Q}$ = H, und damit der Transistor V3 ständig geöffnet. Jedoch ist das durch geringe Laufzeitunterschiede

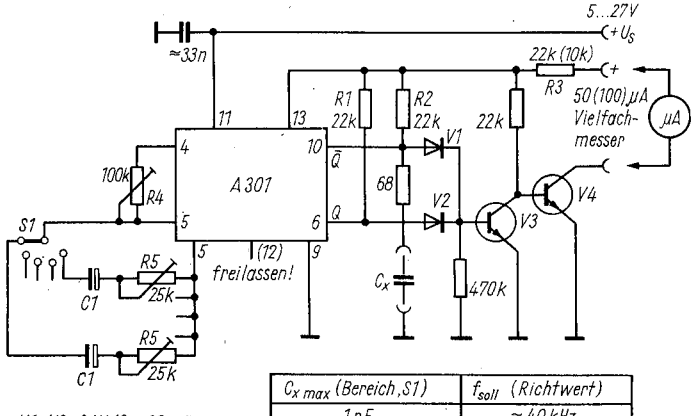
zwischen beiden Ausgängen nicht vollständig der Fall (s. Bild 6.3: Ausgang $\overline{Q}$ (10) schaltet um die Beträge der Transistorschaltzeiten V16, V17 (Bild 6.3) später als Q). Dieser (sehr geringe) Laufzeitunterschied wird durch $C1$ in der Schaltung nach Bild 6.31 vergrößert. Es möge Q = H, $\overline{Q}$ = L sein, $C1$ ist entladen. Sobald Q = L, $\overline{Q}$ = H wird, muß $C1$ über $R2$ aufgeladen werden, bis die Summe der Schwellenspannungen der Diode V1 und der Basisdiode des Tranistors V3 erreicht ist. Vorübergehend wird also V3 für eine mit $R2$, $C1$ gegebene Zeit stromlos, sobald der Umschaltvorgang nach Q = L erfolgt. Je Periode der auszuwertenden Frequenz sperrt daher V3 kurzzeitig für eine konstante Zeitdauer, und V4 öffnet in dieser Zeit. Die entstehenden Stromimpulse durch das Instrument sind deshalb von zeitlich konstanter Breite, ihre Folgefrequenz ist der Drehzahl proportional. Das Instrument wirkt integrierend und zeigt den Mittelwert an, der damit direkt linear der Drehzahl proportional ist. Die vorgegebenen Frequenz- (Drehzahl-) Bereiche können (außer durch die erwähnte Aufnehmergestaltung – Sektorenanzahl am rotierenden Objekt –) durch Umschalten von $C1$ angepaßt werden. Dabei sollte die Frequenz jedoch immer zwischen wenigstens 100 Hz bei niedrigster Drehzahl (um Zeigervibrieren zu vermeiden) und etwa 10 kHz bei maximaler Drehzahl liegen. Die Umschaltmöglichkeit für $C1$ (Bereichswahl) wurde in Bild 6.31 nicht gezeichnet, sie kann singemäß wie bei der Schaltung nach Bild 6.30a erfolgen. Dann sollte mindestens $R2$ ebenfalls mit umgeschaltet werden, um Feinabgleich je Bereich getrennt zu ermöglichen. $R2$ darf in diesem Fall zwischen $R1/2$ und 2 $R1$ variieren. Legt man das Gerät nur für einen Drehzahlbereich aus, so genügt die Abgleichmöglichkeit mit $R3$ zum Kalibrieren, wobei $R2$ nur zu ändern ist, falls beim Abgleich $R3$ kleiner als 10 kΩ wird und das nicht durch geänderten Wert von $C1$ ausgeglichen werden kann. $C1$ dimensioniert man nach der in Bild 6.31 mit angegebenen Beziehung entsprechend der vorgesehenen mittleren Frequenz. Das einmalige Kalibrieren – das nur für einen Punkt nahe dem Skalenende erforderlich ist – erfolgt am Eingang (3) der *A 301* entweder durch Messen an einem Objekt mit genau bekannter Drehzahl oder sonst durch Einspeisen einer der Drehzahl entsprechenden Frequenz. Dazu kann behelfsmäßig die Eingangsschaltung aus Bild 6.30a benutzt werden. Übrigens ist es möglich, auch diese Eingangsschaltung als zusätzlich über Stecker anschließbaren dritten Aufnehmer vorzusehen und das Gerät nach Bild 6.31 dann wahlweise auch als Frequenzmesser zum direkten Anschluß (etwa am Unterbrecherkontakt von Kfz-Motoren) zu verwenden. Die Meßgenauigkeit beträgt in allen Fällen etwa 1...3% vom Skalenendwert.

6.8.4.3. Linear direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät

Wenn man bei der Schaltung nach Bild 6.31 von einer konstanten Eingangsfrequenz ausgeht, so ist der Instrumentausschlag direkt dem Wert von $C1$ proportional. Dieser Zusammenhang läßt sich zum Bestimmen eines unbekannten Kapazitätswerts C_x bei $C1$ ausnutzen. Bild 6.32 zeigt die Schaltung für ein solches Kapazitätsmeßgerät. Die ausgangsseitige Schaltungsfunktion entspricht der bei Bild 6.31 bereits erläuterten. Jedoch ändert sich jetzt nicht mehr die Impulsfolgefrequenz bei konstanter Impulsbreite des Stroms durch das Instrument, sondern es ändert sich bei konstanter Folgefrequenz die Impulsbreite, was für die Anzeige den gleichen Zusammenhang ergibt. Die zu messende Kapazität wird demzufolge bei C_x angeschlossen. Ein Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß C_x 1polig an Masse liegt und daher der Einfluß von Streukapazitäten gegen Erde zu überblicken ist bzw. C_x 1polig mit anderen

Geräteteilen verbunden bleiben kann. Es läßt sich damit z. B. die Kapazität bereits verlegter Abschirmkabel bequem messen. Die Schaltung wird nicht (wie bei der nach Bild 6.31) ausgangsseitig, sondern durch Ändern der zum Messen benutzten Frequenz abgeglichen; zum Umschalten des Meßbereichs wechselt man die Frequenz. Die für einige Bereichsendwerte erforderlichen Frequenzen sind in Bild 6.32 mit angegeben. Mit Rücksicht auf ruhigen Zeigerstand am Instrument lassen sich Kapazitäten von mehr als einigen Mikrofarad mit diesem Prinzip nicht messen. (Man könnte mit $R1 = R2 \approx 4{,}7\,\text{k}\Omega$ als Mindestwert alle angegebenen Bereiche verfünffachen und dann einen weiteren Bereich für $C_{x\,max} \approx 100\,\text{pF}$ mit $f_{soll} \approx 400$ kHz vorsehen; beim Mustergerät verschlechterte sich dabei aber schon merklich die Anzeigelinearität.) Der niedrigste C_x-Bereich liegt bei etwa 1 nF; dabei lassen sich am Vielfachmesser noch Kapazitäten von 100...200 pF genügend genau ablesen.

Für diese Meßschaltung muß also eine hinreichend konstante Frequenz erzeugt werden, wozu der Eingangsverstärker der *A 301* mit $C1$, $R5$ (mit S1 für Bereichswahl von C_x umschaltbar) und $R4$ benutzt wird. Die Schwingschaltung entspricht der nach Bild 6.28. Sie wird gemäß den benötigten Frequenzen nach den zu diesem Bild gegebenen Erläuterungen dimensioniert und braucht daher nicht nochmals erläutert zu werden. Man kann für die Dimensionierung zunächst überschlägig von $C1 \approx C_{x\,max}$ des jeweiligen Bereichs ausgehen. Mit $R4$ nimmt man den Grobabgleich für alle Bereiche vor (kann später als Festwert eingesetzt werden) und mit $R5$ kalibriert man jeden Bereich mit einem bekannten C_x-Wert nahe $C_{x\,max}$. Der Meßwert wird wieder auf der Gleichstromskale des Vielfachmessers abgelesen; günstig sind 100teilige Skalen. $C1$ wird bedarfsweise so geändert, daß sich $R4$, $R5$ in den angegebenen Grenzen einstellen lassen; dabei ist am Ausgang Q (6) eine Rechteckschwingung mit Tastverhältnis nahe 1:1 (...2:1) anzustreben (ggf. oszillografische Kontrolle und wechselseitiger Abgleich von $R4$, $R5$, stets mit $R5$ zu beenden). Stark von 1:1 abweichende Tastverhältnisse können zusätzliche Linearitätsfehler ergeben. Die erreichbare Meßgenauigkeit liegt bei 2...3 % vom Skalenendwert, was für Werkstattzwecke ausreicht. Die Ge-



V1, V2: SAY 12...32 o.ä.
V3, V4: SF 216 (β>200)

$C_{x\,max}$ (Bereich, S1)	f_{soll} (Richtwert)
1 nF	≈ 40 kHz
10 nF	≈ 4 kHz
0,1 µF	≈ 400 Hz
1 µF	≈ 40 Hz

Bild 6.32
Linear direktanzeigender Kapazitätsmesser mit *A 301*

neratorschaltung, deren Frequenz direkt die Meßgenauigkeit bestimmt, ist – wie mehrere über längere Zeit betriebene Mustergeräte zeigten – für diese Anwendung innerhalb der in Werkstatträumen üblichen Umgebungstemperaturschwankungen ausreichend frequenzstabil.

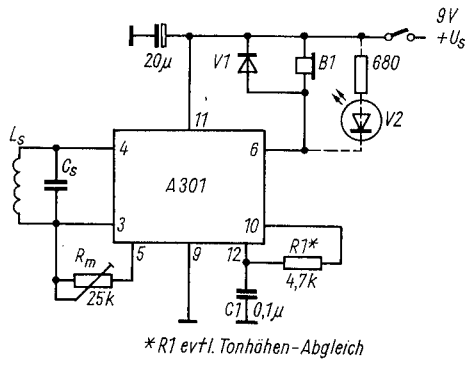
Die Gesamtschaltung nach Bild 6.32 kann man so klein aufbauen, daß sie vollständig in einen handlichen Tastkopf paßt, dessen Abmessungen im wesentlichen von S1 bestimmt werden. Der Anschluß für C_x läßt sich dann als Tastkopfspitze ausführen.

6.9. Kombinierte Schaltungen

Um kombinierte Schaltungen (bei denen die *A 301* mehrere Aufgaben zugleich übernimmt, indem vorangehend beschriebene Einzelschaltungen gleichzeitig angewendet werden) handelt es sich bereits bei den in Abschnitt 6.8.4. beschriebenen Anwendungen. Nachfolgend weitere Beispiele für die Kombination einzelner Schaltungsfunktionen.

6.9.1. Rohrleitungssucher (Metallspürgerät)

Bild 6.33 zeigt die Schaltung eines Suchgeräts, z. B. zum Verfolgen von unter Putz verlegten Leitungsrohren. Die Anordnung besteht aus der bekannten Oszillatorschaltung L_s, C_s, R_m und einer Tongeneratorschaltung nach Bild 6.26. Sobald L_s durch Metall bedämpft wird, setzt der Oszillator aus, und der Tongenerator tritt in Funktion, wobei der als Lautsprecher wirkende, im Gerät eingebaute Kleinstohrhörer B1 mit seinem Ton das vorhandene Metall anzeigt. Für L_s bietet sich in dieser Anwendung eine Ferritstabspule nach Bild 6.11b oben an. Im einfachsten Fall läßt sich bereits eine Originalwicklung für Mittelwellenanten-



* R1 evtl. Tonhöhen-Abgleich

V1: SAY 12...32 o. ä.
B1: ≈ 200 Ω

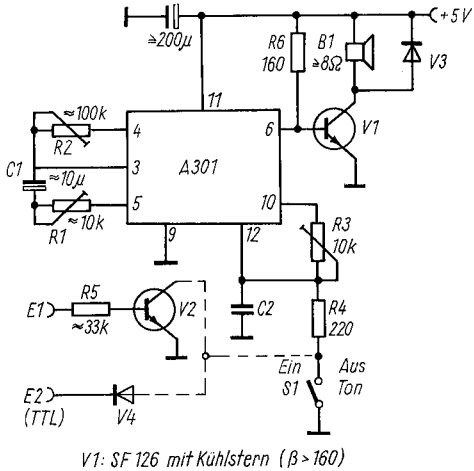
Bild 6.33
Metallspürgerät (Rohrleitungssucher) mit *A 301*; für Lichtemitterdiode: $C1 \approx 10\,\mu F$, $R1 = 4{,}7\,k\Omega$ (Blinklicht) oder $C1 \approx 10\,nF$, $R1$ entfällt (Dauerlicht);
L_s: Ferritstab $\approx 8 \times 100$, $\approx 0{,}2\,mH$ (Original-MW-Antennenwicklung geeignet)
C_s: $\approx 3{,}3 \ldots 10\,nF$ ($\triangleq f \approx 60 \ldots 100\,kHz$)
R_m: optimal $\approx 8 \ldots 15\,k\Omega$; C_s und R_m nach Versuch auf maximale Reichweite optimieren

nen verwenden. Günstiger sind jedoch höhere Windungszahlen und Oszillatorfrequenzen von 2...10 kHz, die gegenüber einer Originalferritantenne größere Reichweite ergeben bzw. kleinere Objekte noch registrieren. Mit $L_s \approx 0{,}2\,mH$ auf Ferritstab 8×100 und $f \approx 60\,kHz$ ergaben sich beim (nicht besonders optimierten) Versuchsmuster Reichweiten um 10 cm und mehr für normale Wohnungsinstallationsrohre aller Art. Größere Reichweiten sind eher nachteilig, da dann das getrennte Verfolgen einander parallel verlegter Rohre schwierig wird. Statt B1 in der Schaltung nach Bild 6.33 oder zusätzlich zu B1 kann ein optisches Signalisieren mit einer Lichtemitterdiode vorgesehen werden. Für die Diode V2 (dazu [14]) eignen sich alle handelsüblichen Typen. Bei Metall in Nähe von L_s ist V2 erloschen, ohne Metall zeigt V2 Dauerlicht (wenn $R1$ weggelassen wird). Arbeitet man mit $R1$ und B1, so wird V2 beim Vorhandensein

von Metall nur dunkler. Man kann auch B1 weglassen und dafür $R1$ vorsehen sowie $C1$ so vergrößern, daß der NF-Generator im Sekundenbereich arbeitet; V2 blinkt dann bei Metall.

6.9.2. Intervalltonsignalgeber

Einfache Tongeneratorschaltungen wurden bereits weiter vorn behandelt. Für auffällige Signalisierungen (Warntöne) ist eine periodische Ein/Aus-Tastung des Tons wünschenswert. Das läßt sich erreichen, indem Trigger und Endstufe der *A 301* als Tongenerator nach Bild 6.26 arbeiten und der Eingangsverstärker als Taktgenerator nach Bild 6.28 betrieben wird. Bild 6.34 zeigt die entsprechende Gesamtschaltung. Statt der in Bild 6.34 gezeigten Endstufe (sie entspricht Bild 6.27b) können auch die Varianten nach Bild 6.27a oder – für Kleingeräte – nach Bild 6.33 benutzt werden. Dimensionierungsrichtwerte sind angegeben; man kann sie nach Bedarf abändern. Eine Start/Stop-Beeinflussung des Intervalltongebers läßt sich über den Triggereingang (12) erreichen, dafür sind mehrere Varianten zur Auswahl angegeben. Es ist eine Kontaktschaltung (S1) oder Blockieren mit beliebig ansteuerbarem Schalttransistor T2 möglich (Spannung an E1 entspricht »Ton aus«). TTL-Gatterausgänge werden über eine Diode angeschlossen (E2), in diesem Fall bewirkt L-Pegel ein Aussetzen des Tons. Diesen Generator kann man in Tonhöhe und Taktfrequenz sowie im Ein/Aus-Tastverhältnis allen Anforderungen problemlos anpassen.



V1: SF 126 mit Kühlstern ($\beta > 160$)
V2: SS 216 o. ä.
V3, V4: SAY 12...32 o. ä.

Bild 6.34
Intervalltonsignalgeber mit *A 301*;
$R1$, $R2$ – Taktperioden;
$C1$ – Taktfrequenz grob (10 µF ≙ 1 s);
$C2$, $R3$ – Tonhöhe (0,1 µF, 5 kΩ ≙ 500 Hz)

6.9.3. Kraftfahrzeugdrehzahlmesser

Speziell für den festen Einbau in Kraftfahrzeuge eignet sich ein mit der *A 301* aufgebauter Drehzahlmesser sehr gut. Man verwendet dann die Schaltung nach Bild 6.35, die dafür günstiger ist als die zuvor beschriebenen Frequenz- und Drehzahlmeßschaltungen. Der Eingangsverstärker wird über Eingang (4) – der in anderen Anwendungen Ausgang ist – getriggert (Bild 6.3: Direktansteuerung von V24, V8 mit $R6$ als Eingangswiderstand). $R2$ und $C2$ sind zusammen mit den Eingangsdaten dieser speziellen Eingangsschaltung so bemessen, daß der Eingang vor $R2$ (der dem Unterbrecher des Motors parallelgelegt wird) nur auf die beim Öffnen des Unterbrechers auftretende hohe positive Spannungsspitze von mindestens 150...200 V reagiert. Damit läßt sich das Kontaktprellen zuverlässig eliminieren. Die Triggerfrequenz ist der Motordrehzahl direkt proportional. f in Bild 6.35 ergibt sich aus maximal vorkommender Motordrehzahl und Motortyp (Zylinderanzahl). Danach wird $C1$ wie in Bild 6.35 angegeben bemessen. Der Frequenzmesser ist ein Monoflop (Prinzip nach Bild 6.30a). V1 ermöglicht das Verwenden

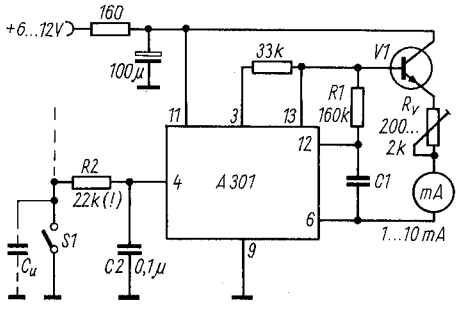


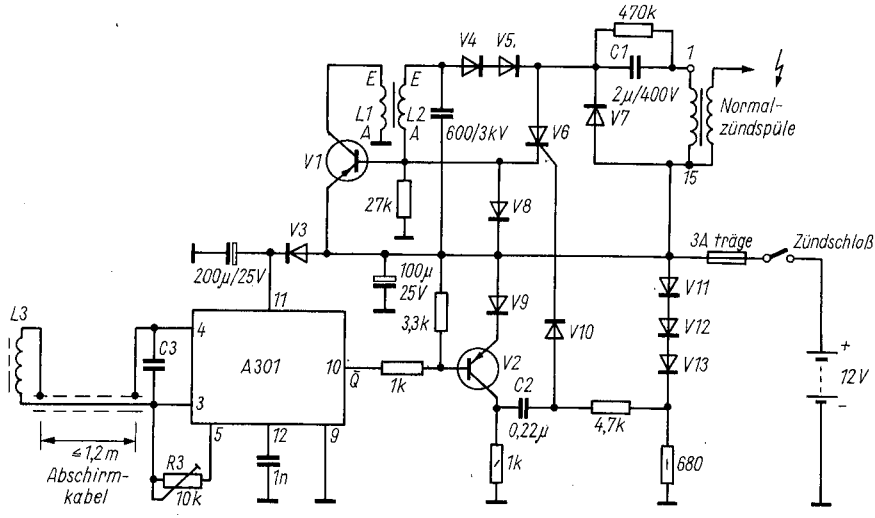
Bild 6.35
Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge;
$f \triangleq$ Zündfrequenz bei maximaler Drehzahl ($\triangleq$ Motorart);
R_v – Kalibrieren fein, $R_v \approx 1{,}5/I$, R_v in kΩ, $I \triangleq$ mA-Vollausschlag

robuster Meßinstrumente mit Strömen von 1...10 mA (R_v bemißt man gemäß Instrumentdaten wie in Bild 6.35 angegeben). Da nur die stabilisierte Spannung U_{13} (13) verwendet wird, ergibt sich eine sehr gut lineare Anzeige, die von Bordnetzspannungsschwankungen und Umgebungstemperatur weitgehend unabhängig ist. Mit R_v gleicht man die Anzeige entweder bei bekannter Drehzahl genau ab, oder es wird für den Abgleich eine der Motordrehzahl entsprechende fremde Frequenz (Tongenerator) benutzt. Diese kann mit einer behelfsmäßigen Eingangsschaltung nach Bild 6.30a an Stift (3) in der Schaltung nach Bild 6.36 eingespeist werden, wobei der spätere Eingang (4) offenbleibt. Übrigens eignet sich – falls kein kalibrierter Tongenerator verfügbar ist – dafür auch die Netzfrequenz 50 Hz, die sich je nach Motor auf den ihr entsprechenden Drehzahlwert umrechnen läßt, auf den dann bei 50 Hz mit R_v abgeglichen wird.

Für Thyristor- oder Transistorzündanlagen (bei denen am Unterbrecher U keine hohen Spannungsspitzen auftreten) eignet sich Eingang (4) nicht. Man kann dann die Eingangsbeschaltung nach Bild 6.30a auch für den Stromlaufplan nach Bild 6.35 anwenden.

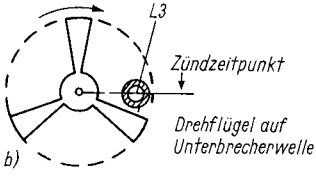
6.9.4. Kraftfahrzeugthyristorzündung mit kontaktlosem Geber

Bei Thyristorzündungen liegt es nahe, auch das letzte noch vorhandene Kontaktorgan, den Unterbrecherkontakt, durch eine elektronische Anordnung zu ersetzen. Dafür eignet sich die *A 301* in der Standardbetriebsweise als Abreißoszillator gut. Bild 6.36a zeigt die Schaltung einer inzwischen sehr häufig nachgebauten und über Jahre hinweg bewährten Thyristorzündung ([1]), die für die Ansteuerung mit *A 301* abgeändert wurde. Die wesentlichsten Angaben sind aus Bild 6.36a und der zugehörigen Bildunterschrift ersichtlich. Der Transverter mit dem Transistor V1 und dem Übertrager arbeitet als Eintaktstromflußwandler (dazu und zu anderen Realisierungsmöglichkeiten für den Übertrager s. [1]), $C1$ ist der Zündkondensator. Verwendet wird die im Fahrzeug vorhandene Zündspule. Der Thyristor V6 wird gezündet, wenn V2 öffnet (der Thyristor wird mit der zuvor in $C2$ gespeicherten Energie gezündet), was bisher durch den Unterbrecherkontakt geschah. An seine Stelle tritt jetzt die *A 301* mit ihrem Ausgang $\overline{Q}$ (10). Die Betriebsweise der *A 301* bietet gegenüber dem früher Beschriebenen keine Besonderheiten. $L3$, $C3$ in der Schaltung nach Bild 6.36a sind mit L_s, C_s identisch, $R3$ entspricht R_m der Standardschaltung. Im Fahrzeug kann jetzt auf der Unterbrecherwelle statt Schaltnocken ein kleines metallenes Flügelrad aufgesetzt werden, dessen Flügelanzahl der Anzahl der je nach Motor erforderlichen Unterbrechungsvorgänge je Umdrehung entspricht. Die Flügel bedämpfen $L3$ (Bild 6.36b) und simulieren auf diese Weise den mechanischen Unterbrecherkontakt. $L3$ sollte klein gegen den



V1: ASZ 1018 ($\beta \geq 40$) auf Kühlblech (2mm Alu ≥ 100 mm²)
V2: KF 418, KF 517 o.ä.
V3, V9, V11 ... V13: SAY 12
V4, V5: SY 207
V6: ST 108/4, ST 103/4 (≥3A, ≥400 V)
V7, V10: SY 205
V8: SY 180

a)



b)

Bild 6.36
Thyristorzündung für Kraftfahrzeuge (nach [1]); die berührungslose Ableitung der Zündimpulse ermöglicht bei der *A 301* Verzicht auf den Unterbrecherkontakt (kontaktlose Zündung). a – Gesamtschaltung der kontaktlosen Thyristorzündung, b – zur Anordnung der Initiatorspule, siehe Text *KF418* lies KFY 18
Zu Bild 636a:
Ü1 – Ferritkern *UI58*, Kernquerschnitt 1,75 cm², mittlere Kernlänge 16,4 cm, $L1 = 60$ Wdg., 1,0-mm-CuL, $L2 = 1500$ Wdg., 0,18-mm-CuL, $L3 \approx 2{,}5$ mH, vergleiche Text;
$C3$ – 400...850 pF ($C3 + C_{Kabel} \approx 1$ nF)
$R3$ – optimal ≈ 6 kΩ, später als Festwert, vergleiche Text;
$f_{Osz} \approx 80\ (\pm 20)$ kHz

Flügelradius sein; in Betracht kommen Ferritkernhalbschalen um 10 mm Durchmesser oder *EE 20*-Maniferkernhälften. Der Luftabstand zwischen $L3$-Kern und Flügelfläche sollte so gering wie möglich sein (2...3 mm maximal), um $R3$ (Bild 6.36a) nicht allzu kritisch einstellen zu müssen. $L3$ kann vollständig in Epoxidharz *(EP 11)* oder CENUSIL-Kautschukkleber vergossen werden und wird über maximal etwa 1,20 m Abschirmkabel an die Zündeinrichtung (in der sich auch die *A 301* mit $C3$ befindet) angeschlossen, wie es Bild 6.36a andeutet. Der Zündwinkel läßt sich durch Verschieben von $L3$ längs des Flügelumfangs oder durch Verdrehen des Flügelrads einstellen. Übrigens kann man zur manuellen Zündwinkeleinstellung gut den (unbenutzten) Ausgang Q (6) der *A 301* verwenden. Eine zwischen Q (6) und U_s (11) geschaltete Leuchtdiode mit Vorwiderstand (≈ 1 kΩ) – in Bild 6.36a nicht eingezeichnet – verlischt im Moment der Zündung, da sich dann Q = H ergibt. Mit $\overline{Q}$ = L wird

in der Schaltung nach Bild 6.36a der Thyristor gezündet. $R3$ sollte, wenn $L3$ und $C3$ günstig dimensioniert sind, etwa 6 kΩ betragen und kann, wenn sein Drehbereich für sichere Funktion groß genug (±20% des gefundenen Werts) ist, als entsprechender Festwert eingesetzt werden. Die Oszillatorfrequenz sollte in dieser Anwendung bei 80...100 kHz liegen; $L3$ ist mit ≈ 2,5 mH günstig bemessen. Die dafür erforderliche Windungszahl hängt in bekannter Weise vom Kern und dessen Daten ab. Eine Oszillatorfrequenz von 50...60 kHz sollte jedoch nicht unterschritten werden, da es sonst bei hohen Drehzahlen schon zu merklichen Zündwinkeländerungen kommen kann, die den Motorlauf ungünstig beeinflussen. Frequenzen oberhalb 100 kHz lassen sich verwenden, verringern jedoch den für betriebssicheres Arbeiten möglichen Abstand zwischen $L3$ und dem Flügelrad. Im übrigen ist die Anordnung nach Bild 6.36b nur als ein möglicher Lösungsweg zu verstehen. Statt eines Flügelrads kann auch ein entsprechend profilierter Zahnkranz o.ä. rotierende Teile benutzt werden, denen sich $L3$ in geeigneter Weise annähern läßt. Ein seitliches Einschwenken des auslösenden Metallteils vor $L3$ ist jedoch zu bevorzugen, um den gewünschten sehr genauen Zündeinsatzpunkt zu erreichen.

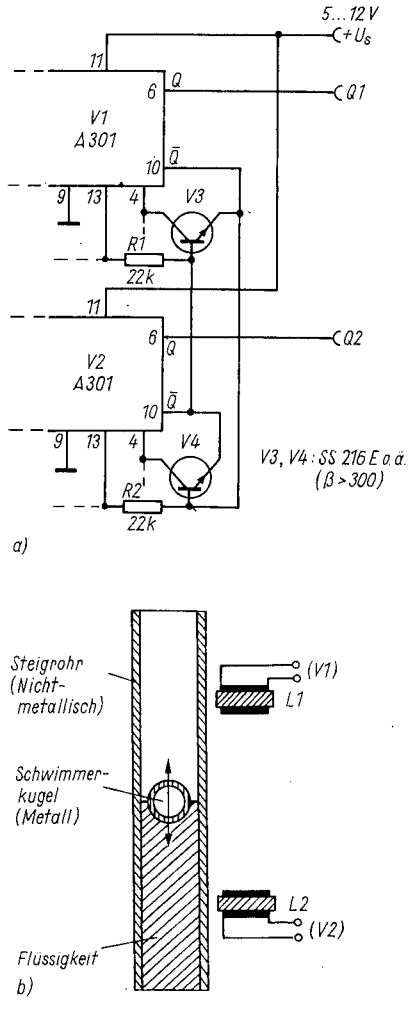


Bild 6.37
a — Wechselseitige Verriegelung zweier *A 301* für bistabile Umschaltanordnungen, b — Anwendungsbeispiel als Endlagenschalter für eine Füllstandskontrolle

6.9.5. Wechselseitige Verriegelung für Endlagenumschalter

Die *A 301* in ihrer Standardanwendung als Abreißoszillator kann auch für Tankfüllstandsgeber und vergleichbare Zwecke benutzt werden. Bild 6.37b zeigt ein Beispiel dafür. In einem nichtleitenden Rohr, dessen Füllhöhe zu registrieren ist, schwimmt eine metallische (bei aggressiven Flüssigkeiten ggf. plastummantelte) Hohlkugel. Sie bedämpft beim oberen Füllstand $L1$, beim unteren Kontrollpunkt $L2$. Jede Spule ist L_s eines Abreißoszillators. In dieser Anwendung werden also 2 identisch aufgebaute und ansonsten der Standardanwendung entsprechende Abreißoszillatoren benötigt, die man mit 2 *A 301* realisiert. Die häufig auftretende Forderung besteht nun darin, z. B. mit $L2$ (V2) einen Pumpenmotor einzuschalten,

der solange arbeiten soll, bis das Rohr wieder bis zur oberen Marke (bei $L1$) gefüllt ist. $L2$ setzt aber, sobald die Kugel steigt, bald wieder mit seiner Schwingung ein. Es muß dafür gesorgt sein, daß der Pumpenmotor dann weiterläuft, bis $L1$ aussetzt. Sobald – mit sinkender Füllhöhe – die Schwingung bei $L1$ wieder einsetzt, darf der Pumpenmotor nicht sofort erneut anlaufen, sondern erst dann, wenn $L2$ bedämpft wird. Die dafür erforderliche Motorschaltung würde »klassisch« mit einigen Relais oder zusätzlichen Digitalschaltkreisen zu realisieren sein, die die Ausgangssignale beider Abreißoszillatoren entsprechend verknüpfen. Man kann aber darauf verzichten, wenn die zu $L1$ und $L2$ gehörenden *A 301* (V1, V2) unmittelbar untereinander so verbunden werden, daß sie sich gegenseitig verriegeln. Das bewirkt die Schaltung nach Bild 6.37a, die man zusätzlich zu der Standardschaltung des Annäherungsschalters (Bild 6.1) vorsieht. Die Verriegelungsschaltung läßt sich also z. B. ebenso mit 2 Lichtschranken statt Oszillatorspulen, entsprechend den vorangegangenen Schaltbeispielen, anwenden.

Angenommen sei, daß $L1$ (V1) anspricht (Oszillator setzt bei V1 aus). Dann wird (s. Bild 6.5) Q1 = H und $\overline{Q}$ (10) = L. Dadurch wird der (sonst über $R2$ geöffnete) Transistor V4 durch Kurzschluß der Basisspannung gesperrt. Der Transistor V3 (für V1) und der Transistor V4 (für V2) bilden Selbsthalteschaltungen ähnlich Bild 6.21d. Für V2 wird also die Selbsthaltung unwirksam, wenn V1 anspricht. Dagegen wird V1 selbst nun – da V3 über $R1$ geöffnet ist – über $\overline{Q1}$ (10) = L in Selbsthaltung gelegt, behält diesen Schaltzustand also bei, falls später der Oszillator von V1 wieder anschwingen würde. Sobald der untere Oszillator aussetzt ($L2$ erreicht, Bild 6.37b), ergibt sich dort für (10) = L, jedoch kann V4 wegen (10) = L an der V1 nicht öffnen. (10) = L bei V2 sperrt aber sofort V3, womit sich bei V1 die Selbsthaltung löst – V1 schaltet nach Q = L, (10) = H um. Damit wird V4 freigegeben, öffnet über $R2$, und über V3 und (10) = L legt sich V2 in Selbsthaltung. Dieser Zustand wird erst beendet, wenn später wieder V1 anspricht und mit ihrem Ausgang (10) = L den Transistor V3 sperrt. Es schalten also, sobald sich die obere oder untere Endlage ($L1$ oder $L2$ entsprechend Bild 6.37b) ergibt, beide *A 301* zugleich ihre Ausgänge um; dieser Zustand bleibt bis zum Erreichen des anderen Endstandes bestehen. Die Schaltung arbeitet auch dann einwandfrei, wenn beim ersten Einschalten zunächst beide IS gleiche Schaltzustände einnehmen. Mit erstmaligem Erreichen eines der Endzustände kommt die Schaltung dann »in Tritt«. Im übrigen kann eine definierte Stellung beim Anlegen der Betriebsspannung erzwungen werden, wenn man die – nicht mit eingezeichneten – Integrationskondensatoren $C12$ beider IS ungleich groß auslegt. Eine Abweichung zu der Selbsthalteschaltung nach Bild 6.21d besteht darin, daß das Sperren der Trigger nicht über Anschluß (12) sondern über Anschluß (4) vorgenommen wird. Wie Bild 6.3 erkennen läßt, werden dabei die Trigger im Schaltzustand (12) = H entsprechend Q = H verriegelt, wie es für die gezeigte Schaltung erforderlich ist. Die Anschlüsse (12) beider IS bleiben deshalb für alle vorangehend genannten Zwecke weiterhin frei verfügbar, sie werden – wie die übrigen IS-Anschlüsse – gemäß jeweiligem Anwendungsfall normal beschaltet. Für die Laststeuerung sind an beiden IS nur noch die Q-Ausgänge (6) verfügbar [$\overline{Q}$ (10) darf man nicht anderweitig beschalten]. Das ist aber – selbst wenn man 2 zueinander negierte Ausgänge zugleich für Folgeeinrichtung benötigt – kein Nachteil, da die IS zueinander gegentaktig reagieren und daher die bei V1 und V2 verfügbaren Q-Ausgänge ebenfalls zueinander im Gegentakt arbeiten, einer von ihnen also als $\overline{Q}$ aufgefaßt werden kann. Es sind stets Q1 = L, Q2 = H, wenn zuletzt $L1$ (V1)

bedämpft wurde, und Q1 = H, Q2 = L, wenn zuletzt $L2$ reagierte. Die Betriebsspannung U_s sollte bei dieser Schaltung [Triggerblockierung über (4) der IS] vorsorglich nicht höher als etwa 12 V gewählt werden, da es durch die hier für Stift (4) gewählte Betriebsweise zu einer etwas erhöhten thermischen Belastung des Transistors V4 in den IS (Bild 6.3) kommt – [zusätzlicher Strom über (4) nach Masse im Selbsthaltungsfall]. Diese Belastung des schaltkreisinternen V4 wird durch nicht volles Ausschöpfen der zulässigen Betriebsspannung ausgeglichen.

Die Schaltung nach Bild 6.37a läßt sich, da sie die regulären Beschaltungen nicht berührt, beispielsweise auch zusammen mit Anordnungen nach Bild 6.1, Bild 6.21, Bild 6.22a, Bild 6.33 und ähnlichen sinngemäß verwenden, wenn die Aufgabe besteht, 2 Geberorte wechselseitig arbeiten zu lassen. Eine eventuell an Stift (4) vorhandene Beschaltung – Schwingkreisanschluß oder Widerstand 1 kΩ von (4) und (2) für Eingangstrigger – stört die Funktion nicht. Man kann beide Maßnahmen zugleich mit der Schaltung nach Bild 6.38a anwenden.

7. CMOS-Schaltkreise

Von den verschiedenen technologischen Neu- und Weiterentwicklungen der Schaltkreistechnik hat in den vergangenen Jahren vor allem die CMOS-Technik weltweit entscheidende Bedeutung erlangt. Diese Entwicklung kann jetzt auch der DDR-Amateur nachvollziehen (vgl. dazu Seite 503). Das international angebotene Typenspektrum an digitalen CMOS-IS ist bereits umfangreicher als das der TTL-Technik. Im RGW-Bereich wurden CMOS-IS bisher vorzugsweise von der UdSSR gefertigt; entsprechende Importe werden teilweise bereits seit 1980 im DDR-Amateurbedarfshandel angeboten. Da die CMOS-Schaltungstechnik für den Amateur in der DDR erst am Beginn ihrer Einführung steht, wird in den folgenden Abschnitten vor allem Informationsmaterial zum grundsätzlichen Verständnis der CMOS-Technik gegeben und vorzugsweise das Anwenden und Realisieren von Grundschaltungen mit CMOS-Grundgattern gezeigt. Umfangreichere Typen- und Datenübersichten enthalten [66] und [2], dort ab Auflage 1978. In [2] sind auch zahlreiche weitere Literaturquellen zur CMOS-Technik aufgeführt.

Die CMOS-Technik löst international insbesondere die TTL-Technik (Standard-TTL) ab, der sie vor allem in Anwendungsbereichen für niedrige und mittlere Arbeitsfrequenzen überlegen ist. Lediglich für sehr »schnelle« Schaltungen (oberhalb etwa 20 MHz) ist derzeit die TTL-Technik noch technisch ausgereifter, jedoch ist zu erwarten, daß die Weiterentwicklung der CMOS-Technik auch diese Bereiche erfassen wird. Die Vorzüge der CMOS-Technik gegenüber der (aus der Sicht des Amateurs noch am ehesten vergleichbaren) TTL-Technik liegen insbesondere in ihrer Hochohmigkeit und ihrem sehr geringen Stromverbrauch (bei niedrigen Arbeitsfrequenzen etwa 3 Größenordnungen kleiner als der Strombedarf vergleichbarer TTL-Schaltungen!) sowie der anspruchslosen Speisespannungsversorgung (keine stabilisierte Betriebsspannung notwendig). Der geringe Speisestrombedarf sowie die variable Speisespannung ergeben gerade im Amateurbereich nicht nur entscheidende Vereinfachungen für die Geräte (erheblich reduzierter Netzteilaufwand; günstige Möglichkeiten für Batteriespeisung auch bei umfangreicheren Geräten), sondern auch neue schaltungstechnische Möglichkeiten, die aus der Hochohmigkeit der CMOS-IS-Eingänge resultieren. Im übrigen kann der Amateur seine mit TTL-IS gewonnenen Erfahrungen weitgehend auch bei CMOS-Schaltungen anwenden. Die überwiegende Mehrzahl von TTL-Schaltungen kann sinngemäß auch mit CMOS-IS ausgeführt werden, außerdem sind TTL- und CMOS-IS bei bestimmten leicht realisier-

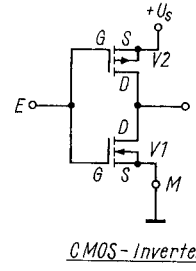


Bild 7.1
Grundschaltung eines CMOS-Inverters

baren Voraussetzungen kompatibel, d. h., IS beider Familien lassen sich in einer Schaltung miteinander kombinieren, und vorhandene TTL-Geräte können ggf. mit CMOS-IS ergänzt und erweitert werden.

7.1. Struktur und Eigenschaften von CMOS-IS

Für CMOS-Schaltkreise werden ausschließlich MOS-Feldeffekttransistoren vom Anreicherungstyp ([9], [10]) verwendet, die als spannungsgesteuerte Schalter arbeiten. Grundbaustein aller CMOS-Gatter ist eine aus 2 komplementären MOSFET bestehende Stufe gemäß Bild 7.1., die die einfachste Form des Inverters darstellt. Es wirken ein n-Kanal-MOSFET (V1) und ein p-Kanal-MOSFET (V2) zusammen. Diese Kombination komplementärer Transistoren hat der CMOS-Technik den Namen gegeben (Complementary-**MOS**). Bei H-Pegel am Eingang E (beispielsweise E mit $+U_s$ verbunden) ist V1 leitend, V2 gesperrt und Ausgang A über V1 nach Masse M verbunden; A führt somit L-Pegel. Wird Eingang E an L-Pegel (M) gelegt, so ist V1 gesperrt und V2 leitend, Ausgang A somit nach $+U_s$ verbunden und der Ausgangspegel ist H. In jedem der beiden Zustände ist immer einer der beiden Transistoren gesperrt, ein Ruhestromfluß von $+U_s$ über V1 und V2 nach Masse – wie bei TTL-IS – ist daher nicht vorhanden. Tatsächlich ist die statische Stromaufnahme von CMOS-IS im Ruhezustand näherungsweise Null. Es fließen dabei lediglich die Isolations- und Sperrschichtleckströme, die nur wenige Nanoampere betragen und als »Stromverbrauch« vernachlässigt werden können. Im Moment des Umschaltens (Pegelwechsel) werden jedoch kurzzeitig sowohl V1 wie V2 leitend – darauf wird später noch eingegangen –, hieraus resultiert im Umschaltmoment eine sehr kurze Stromaufnahme bei $+U_s$ von wenigen Milliampere. Zu beachten ist jedoch die – bei digitalen CMOS-Schaltungen vorzugsweise kapazitive – Belastung des Ausgangs A. Hier wirken die Eingangskapazitäten nachgeschalteter Gattereingänge (Gatekapazitäten) sowie Leitungskapazitäten. Diese den Ausgang A belastende Kapazität muß im Umschaltmoment schnell umgeladen werden. Den dazu notwendigen Umladestrom muß beim Aufladen V2 aufbringen und beim Entladen V1 übernehmen. Der Aufladestrom erscheint demzufolge als Speisestromaufnahme bei $+U_s$. Wie leicht einzusehen ist, wird dadurch die mittlere Speisestromaufnahme des CMOS-Gatters von der Umschaltfrequenz abhängig, sie steigt mit der Frequenz. Während im Ruhezustand mit $I_s = 0$ gerechnet werden kann, kann die mittlere Stromaufnahme bei Frequenzen ab etwa 10 MHz die (konstante) Ruhestromaufnahme funktionell vergleichbarer TTL-Gatter der *D 10*-Serie erreichen. Die Flußspannung des leitenden Transistors V1 oder V2 ist sehr gering (Größenordnung wenige Millivolt bei unbelastetem Ausgang). Dadurch ergibt sich als weiterer Vorteil der CMOS-Technik, daß der Ausgangspegel H stets annähernd gleich $+U_s$ ist; der Ausgangspegel L ist praktisch gleich Null. Damit wird eine besondere Spannungsangabe für die logischen Pegel H und L bei CMOS-Schaltungen überflüssig! Dem Ausgang A sind bei digitalen Schaltungen üblicherweise weitere CMOS-Eingänge nachgeschaltet, so daß – abgesehen von den erwähnten kapazitiven Umladeströmen – Ausgang A nicht mit Stromentnahme belastet wird. Wird dem Ausgang ein ständiger Strom entnommen oder zugeführt, so wirkt der Kanalwiderstand des jeweils leitenden Transistors. Sein Wert liegt (abhängig von Typ und Exemplar der CMOS-IS sowie von der Höhe der Speisespannung U_s) zwischen 400 und 1000 Ω (Mittelwert etwa 600 Ω). An diesem Kanalwiderstand tritt ein Spannungsabfall auf, der den H-Pegel sinken und den L-Pegel größer als Null

werden läßt. Aus diesem Grund ist die mögliche Stromentnahme aus CMOS-Ausgängen (etwa zum Ansteuern »systemfremder Lasten«, Transistoren usw.) begrenzt auf größenordnungsmäßig etwa 0,1 mA, wenn die logischen Pegel eingehalten werden müssen. Spielt letzteres – etwa bei Ausgangsstufen, die nur Relaisschalttransistoren o. ä. anzusteuern haben – keine Rolle, so sind Ausgangsströme bis wenig über 1 mA möglich. Ein weiterer, durch die Kanalwiderstände von V1 bzw. V2 bedingter Vorteil der CMOS-IS ist, daß automatisch in beiden Schaltzuständen intern der Ausgangsstrom begrenzt wird. Deshalb sind CMOS-Ausgänge sowohl bei H-Ausgangspegel als auch bei L-Ausgangspegel kurzschlußfest gegen Masse ebenso wie gegen $+U_s$. Das direkte Verbinden eines Ausgangs nach $+U_s$ oder Masse kann daher den CMOS-Chip nicht beschädigen (Ausnahmen nur bei einigen speziellen Treiber-IS, Typen *4009, 4010, 4041* u. ä., bei denen in diesem Fall Überlastungsgefahr besteht). Einer der entscheidenden Fortschritte der CMOS-Technik besteht darin, daß die MOS-Transistoren mit sehr geringer Gate-Schwellenspannung (max. 3 V, bei speziellen Serien bis herab zu 1,1 V) gefertigt werden können. Es genügt also bei Bild 7.1 eine Gatespannung (Eingangsspannung an E) von etwa 3 V, um die Transistoren zu öffnen; das bedeutet aber, daß $+U_s = 3$ V bereits als Mindestbetriebsspannung ausreicht. Höhere Betriebsspannungen verändern die Wirkungsweise nicht. Die maximal zulässige Betriebsspannung resultiert (hersteller- und typenabhängig) aus den maximal zulässigen Sperrspannungen für V1, V2 und ihrer Gates. Daraus ergibt sich für die große Zahl der international standardisierten CMOS-Typenreihen ein Betriebsspannungsbereich von +3 V...+15 V. Wählt man U_s im Bereich zwischen 4...12 V, braucht man die Speisespannung nicht stabilisieren, d. h., die Schaltung arbeitet bei Änderung von U_s in diesem Bereich völlig betriebssicher. Deshalb und wegen des sehr geringen, praktisch nur von der Arbeitsfrequenz der Gatter abhängenden Speisestrombedarfs (der außer mit der Frequenz auch mit der Speisespannung steigt, wie zu erkennen ist) ergeben sich günstige Möglichkeiten, CMOS-IS zusammen mit TTL-U_s-Schaltungen (dann mit der TTL = 5 V) oder aus Batterien (günstigster Wert: $U_s = 6...9$ V) zu betreiben.

Aus den schon genannten Gründen (keine Stromentnahme aus dem Ausgang, wenn ihm weitere CMOS-Eingänge nachgeschaltet werden) ist die von der TTL-Technik her bekannte Definition eines Eingangs- oder Ausgangslastfaktors hier – zumindest für den Amateurbereich – gegenstandslos. Einem CMOS-Ausgang können je nach Arbeitsfrequenz mindestens 50...100 CMOS-Eingänge nachgeschaltet werden. Der Eingangswiderstand eines CMOS-Gatters liegt wie bei MOS-IS und MOSFET sehr hoch ($10^9...10^{12}\ \Omega$), die Gattereingangskapazität bei etwa 5 pF. Wie später noch gezeigt wird, liegt die Umschaltspannung (Eingangsspannung an E, bei der der Ausgang von H nach L oder umgekehrt wechselt) stets bei annähernd 50% von $+U_s$, auch für diese Spannung ist daher keine konkrete Angabe in Volt sinnvoll. Da etwa bei der halben Speisespannung (und damit in der Mitte des mit $H = U_s$ und $L = 0$ definierten logischen Pegelbereichs) umgeschaltet wird, ist die Störimpulsfestigkeit von CMOS-Schaltungen gegenüber TTL höher.

Weitere Vorzüge bestehen im größeren zulässigen Arbeitstemperaturbereich der CMOS gegenüber TTL und darin, daß die Daten von CMOS-IS bei Änderungen der Umgebungstemperatur nahezu konstant bleiben (praktisch unveränderte Übergangskennlinie).

Die Grundform des Negators (Bild 7.1) kann zu den bekannten NAND- oder NOR-Gattern zusammengeschaltet werden. Bild 7.2 zeigt die Grundschaltung eines 2-Eingangs-NAND (funktionell dem

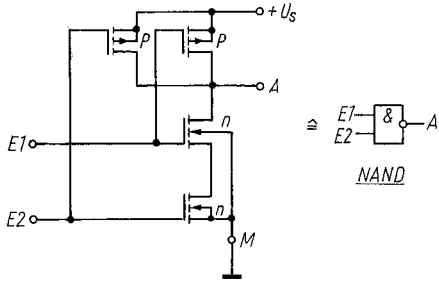


Bild 7.2
CMOS-NAND-Gatter mit 2 Eingängen

D 100 der TTL-Technik vergleichbar), Bild 7.3 die Schaltung eines 2-Eingangs-NOR. Nur wenn beide Eingänge E1 und E2 in Bild 7.2 H-Pegel führen, sind die p-Transistoren gesperrt und beide n-Transistoren geöffnet, womit Ausgang A = L. Wird mindestens ein Eingang an L gelegt, so öffnet mindestens einer der p-Transistoren, außerdem trennt mindestens ein n-Transistor den Ausgang von Masse ab, A führt somit H-Pegel. Durch Parallelschalten entsprechend mehrerer n-Transistoren lassen sich ebenso Gatter mit mehr als 2 Eingängen bilden. Dies gilt auch für Bild 7.3. Die Wirkungsweise des NOR-Gatters ist leicht erkennbar: Liegt mindestens ein Eingang an H-Pegel, so sperrt mindestens ein p-Transistor und trennt A von $+U_S$ ab. Gleichzeitig öffnet

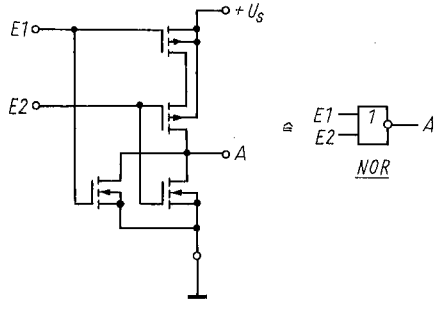


Bild 7.3
CMOS-NOR-Gatter mit 2 Eingängen

mindestens ein n-Transistor und verbindet A nach M (L-Pegel). Die zugehörigen logischen Schaltzeichen (die denen der TTL- oder Hochvolt-MOS-Technik entsprechen, also keinen Rückschluß auf die Art der Schaltkreisfamilie zulassen) sind in beiden Bildern mit angegeben.

Die wichtigsten technischen Daten von Standard-CMOS-IS wurden 1976 international standardisiert ([2]); zu diesen standardisierten Daten gehört der Betriebsspannungsbereich 3...15 V. CMOS-Typen, die diesen internationalen Standard erfüllen, tragen in der Typenbezeichnung den angefügten Buchstaben »B«.

Zu erwähnen ist eine Weiterentwicklung dieser Standard-CMOS-Technik, die zu einer praktisch idealen Übergangskennlinie führt und neben anderen Vorteilen auch höhere Integrationsgrade ermöglicht, die LOCMOS-Technik. Sie arbeitet mit einem speziellen Oxydationsverfahren (Local Oxydation of Silicon CMOS). Der Amateur benutzt diese hochwertigen CMOS-Typen ebenso wie die Standard-CMOS (alle Betriebsdaten sind gleich), kann aber mit steileren Impulsflanken, geringeren Verzögerungszeiten in den Gattern und – bei gegebener Impulsfrequenz – mit geringeren Verlustleistungen rechnen, d. h. LOCMOS-IS sind insbesondere bei hohen Frequenzen von Vorteil. Zu den bekanntesten Vertretern der LOCMOS-IS gehört die international bekannte *HEF...*-Typenreihe. Kennzeichnendes Merkmal aller LOCMOS-IS ist eine zusätzliche Ausgangspufferstufe für jeden Ausgang. Während ein Standard-CMOS-NOR-Gatter nach Bild 7.3 aufgebaut ist, zeigt Bild 7.4 die erweiterte Schaltung des gleichen NOR-Gatters in LOCMOS-Technik. Im punktierten Feld ist die dem normalen NOR-Gatter nachgesetzte Ausgangsstufe erkennbar. Sie besteht aus 2 in Serie gelegten Negatoren, die prinzipiell nach Bild 7.1 arbeiten, durch ihre Verstärkerwirkung die Übertragungskennlinie aber wesentlich versteilern.

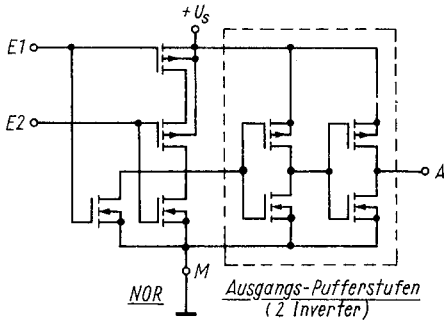


Bild 7.4
Erweiterung eines CMOS-Gatters mit Ausgangspufferstufe

Die Eingänge von CMOS-Gattern sind zunächst wie bei allen MOSFET sehr empfindlich gegen statische Aufladungen und Überspannungen ([9], [10]) und deshalb bei allen CMOS-Typen mit integrierten Gateschutzdioden weitgehend geschützt. Trotzdem müssen auch beim CMOS-IS die bekannten, vorangehend schon bei Hochvolt-MOS-IS erwähnten Vorsichtsmaßnahmen (Gateschutz) während des Einbaus unbedingt beachtet werden! Die Gate sind bei CMOS-IS je nach Typ und Fabrikat unterschiedlich

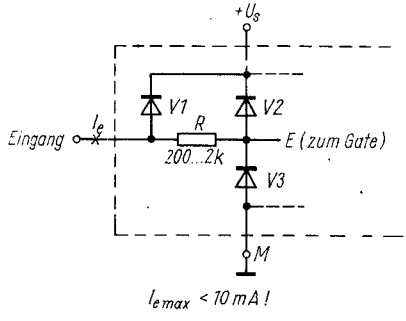


Bild 7.5
Eingangsschutzbeschaltung an CMOS-Gates. Je nach Typ und Hersteller sind alle oder nur einige der gezeigten Bauelemente integriert. Diese Schutzbeschaltung ist an jedem CMOS-Eingang vorhanden

geschützt. Im allgemeinen ist bei Standard-B-CMOS-Typen die Eingangsbeschaltung nach Bild 7.5 vorhanden (sie wurde in den vorangegangenen Bildern zur besseren Übersicht fortgelassen und ist dort vor jedem Eingang E vorhanden), sie ist insbesondere für alle LOCMOS-IS gegeben. Bei Standard-CMOS lassen einige Hersteller die Diode V1 und teilweise auch R und (seltener, u. a. bei einigen UdSSR-CMOS-Typen) V2 entfallen. Die Dioden V2, V3 leiten Eingangsüberspannungen negativer Polarität nach Masse (V3), solche positiver Polarität, wenn sie den logischen H-Pegel ($+U_s$) übersteigt, nach $+U_s$ ab (V2), wobei Vorwiderstand R strombegrenzend für die Dioden wirkt. Zu beachten ist V1, für die keine Strombegrenzung besteht! Sofern der Eingang mit »systemfremden« Quellen (Spannungen fremder Herkunft, die größer als U_s werden können, zeitweise offene Eingänge u. ä.) beschaltet wird, muß deshalb nötigenfalls durch einen äußeren Vorwiderstand (Wert unkritisch: einige Kiloohm) der Strom für V1 begrenzt werden. Zu beachten ist im praktischen Einsatz vor allem auch, daß V1 leitend wird, wenn $+U_s$ abgeschaltet wird und die Eingangsspannung noch anliegt! Dieser Fall kann z. B. eintreten, wenn am Eingang – etwa für Zeitgeberschaltungen – ein geladener Kondensator liegt und die Gerätestromversorgung mit $+U_s$ abgeschaltet wird; der Kondensator würde sich dann über V1 entladen. Der bei I_e fließende Strom muß dann wiederum durch einen äußeren Vorwiderstand auf maximal 10 mA begrenzt werden (auch diese Stromstärke ist bei I_e nur für kurzzeitige Impulse zulässig). Der Vorwiderstand stört im Normalbetrieb ebenso wie R in Bild 7.5 nicht die normale Funktion, da der Gattereingangswiderstand, dem R in Reihe liegt, weitaus hochohmiger ist. Er wird im Normalfall praktisch nur durch die Sperrwiderstände der Dioden V1, V2, V3 gebildet.

Bezüglich der Eingangsbeschaltung besteht ein entscheidender Unterschied

zwischen TTL-IS und CMOS-IS: Während offene TTL-Eingänge stets H-Pegel annehmen (und man deshalb unbenutzte TTL-Eingänge oftmals offen lassen darf), kommt es bei offengelassenen CMOS-Eingängen zu undefinierten statischen Aufladungen, die das Gate in die Nähe der Schwellenspannung (Potential etwa in Mitte der Übergangskennlinie) bringen. Es kommt damit zu undefinierten Schaltzuständen und ständiger Ruhestromaufnahme der CMOS-IS. Aus diesem Grund *müssen unbenutzte CMOS-Eingänge stets beschaltet werden*! Der Amateur löst dies am einfachsten, indem er sie den funktionell gleichen benutzten Eingängen parallel legt, anderenfalls werden unbenutzte Eingänge je nach ihrer Funktion stets mit Masse (L-Pegel) oder direkt mit $+U_S$ (H-Pegel) verbunden. Bei Grundgattern gilt in diesem Sinne die Regel: Freie NAND-Eingänge werden an $+U_S$ gelegt, freie NOR-Eingänge legt man an Masse. Dies gilt, wenn in einem CMOS-IS ein oder mehrere Gatter unbenutzt bleiben, sinngemäß für deren sämtliche Eingänge (wobei dann gleichgültig ist, ob auf H- oder L-Pegel gelegt). Unbenutzte Gatterausgänge bleiben selbstverständlich offen.

7.2. Typische Daten von CMOS-IS

International am meisten verbreitet ist bisher die Standard-CMOS-Serie der Typenbezeichnung *CD4...*, in der im Moment weit über 200 Typen angeboten werden. Die 4- oder 5stellige, mit 4 beginnende Typennummer ist weitgehend vereinheitlicht, während die Vorsatzbuchstaben CD je nach Hersteller wechseln können. Eine generell einheitliche Typenbezeichnung hat sich leider bisher nicht durchgesetzt. Neben der Standard-CMOS der *4...*-Serien (wenn in allen Kennwerten dem internationalen Standard gemäß, mit nachgesetztem »B«) und den dazu äquivalenten LOCMOS-Serien (deren Typennummern meist mit denen der Standard-CMOS 4... übereinstimmen; einige Hersteller kennzeichnen LOCMOS-IS mit *HEF4...*) existieren Typen, die sowohl im logischen Verhalten (logische Innenschaltung) als auch in der Anschlußbelegung der internationalen TTL-Serie *74...* entsprechen und daher direkt gegen diese TTL-IS austauschbar sind. Diese Typenreihen sind häufig mit *74C00* gekennzeichnet und dann in den folgenden Ziffern der entsprechenden TTL-Typen gleich (Beispiel: *D100* ≙ internationalem Typ *»7400«*; dazu äquivalent in logischem Innenaufbau und Anschlußlage: CMOS-Typ *»74C00«* – äquivalent in der Funktion, aber nicht in der Anschlußlage: CMOS-Standardtyp *CD4011* sowie LOCMOS-Typ *HEF4011*). Der Amateur wird hier nicht ohne Typenvergleichstabellen auskommen; eine solche ist z. B. in [2], Auflage ab 1978, zu finden. Auch in [66] finden sich Datenangaben und Anschlußskizzen der wichtigsten Typen.

Alle dem internationalen Standard entsprechenden Typen sind für den Betriebsspannungsbereich 3...15 V zugelassen und verwendbar. Eine Ausnahme macht die UdSSR-Typenserie *K176...*, für die vom Hersteller die Betriebsspannung 9 V (±5%) vorgeschrieben wird. Erfahrungsgemäß ist diese Serie *K176...*, die in allen übrigen Werten der internationalen Standard-CMOS *4...* entspricht (jedoch – Bild 7.5 – nur V3 als Eingangsschutz enthält), im Bereich 4...9 V betriebsfähig; 9 V sollten allerdings nicht überschritten werden. Für alle übrigen Typen (auch für die der internationalen *CD4...*-Serie voll äquivalente UdSSR-Serie *K561...*) gilt der Speisespannungsbereich 3...15 V. Der Amateur sollte bei diesen Typen eine Speisespannung von 12 V nicht überschreiten, insbesondere dann nicht, wenn mit unstabilisierter Netzteilstromversorgung gearbeitet wird (Netzüberspannungen bedenken!). Das Typenangebot umfaßt derzeit praktisch alle bisher in TTL-Baureihen angebotenen Funktionen von

den Grundgattern bis zu komplexen Zählern (u. a. sind TTL-Zähler wie *D 192, D 193* u. ä. als CMOS-Äquivalente vorhanden, ebenso Decoder usw.), darüber hinaus aber noch weitere, komplexere und höher integrierte IS (Zähler, Speicher und Decoder in einer IS; spezielle vielseitig einsetzbare Zeitgeberbausteine, Teiler-IS sehr hoher Stufenzahl, spezielle Zählerformen wie *Johnson*-Ringzähler usw., großes Sortiment verschiedenster Flip-Flop u. a.), die allerdings aus ökonomischen Gründen künftig nicht alle auch im RGW-Bereich gefertigt werden. Für den Amateur werden vorläufig solche Typen von Interesse sein, die – abgesehen von abweichender Anschlußlage – funktionell direkte Äquivalente zu den ihm bekannten TTL-Typen sind. Sie können dann ebenso wie die TTL-Typen in den von der TTL-Technik her bekannten Schaltungslösungen verwendet werden, wobei man entsprechenden Spielraum in der Wahl der Speisespannungsquelle und deren Auslegung hat. Für die Schaltbeispiele der folgenden Abschnitte, die dies verdeutlichen sollen, wird deshalb und um bestmöglichen Vergleich mit den derzeit vorhandenen Datenunterlagen zu gestatten, generell die Typennummern-Bezeichnung der CMOS-Standardserie *4...* (ohne vor- oder nachgesetzte Kennbuchstaben) angewendet.

7.3. Spezielle Hinweise zu CMOS-IS

Die wesentlichsten Eigenschaften der CMOS-IS lassen sich wie folgt zusammenfassen:

Bei der Wahl der Speisespannung (nach Bedarf 3...12 (15) V, für UdSSR-Typenreihe *K 176*: (4...9 V) ist zu beachten, daß sie einen erheblichen Einfluß auf die erreichbare maximale Arbeitsfrequenz hat. Wie erwähnt, muß die Ausgangslastkapazität am Gatterausgang periodisch über den Kanalwiderstand des jeweils geöffneten Ausgangstransistors umgeladen werden. Je höher die angelegte Gatespannung, desto niedriger ist der Kanalwiderstand. Da die Gatespannung direkt der Betriebsspannung entspricht, wird der Ausgangswiderstand des Gatters mit steigender Betriebsspannung niedriger, was schnelleres Umladen der Lastkapazität und damit steilere Impulsflanken und höhere Grenzfrequenz erlaubt! Trotzdem niedrigerer Kanalwiderstand und höherer Umladestrom zunächst höhere Umschaltstromspitzen ergeben, fällt (in [2], ab 1978, näher erläutert) die Verlustleistung in der IS mit steigender Betriebsspannung ab, so daß höhere Betriebsspannungen in jedem Fall günstiger sind. Die Datenblätter der Hersteller geben deshalb die maximalen Betriebsfrequenzen insbesondere bei höher integrierten IS (Zähler, Flip-Flop) stets im Zusammenhang mit der Speisespannung an.

Ebenso wie TTL-Gatter oder Hochvolt-MOS-IS haben auch CMOS-Gatter eine Übergangskennlinie, die den Zusammen-

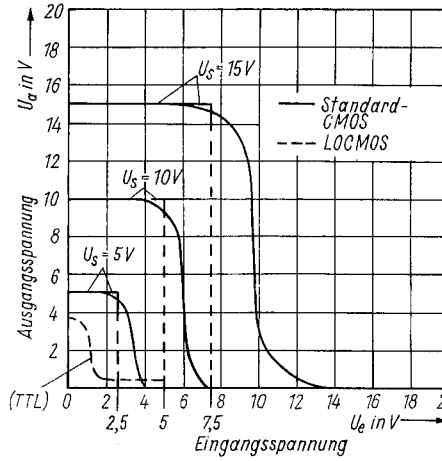


Bild 7.6
Übergangskennlinie von CMOS-Standardgattern (ausgezogene Linien) und LOCMOS-Gattern (punktiert) für verschiedene Speisespannungen

hang zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung darstellt. Der Übergang des Ausgangspegels von H nach L und umgekehrt erfolgt bei Standard-CMOS bei etwa 0,5...0,6 · U_s, wie Bild 7.6 für 3 verschiedene Betriebsspannungen zeigt. Die Kennlinie ist bei Standard-CMOS noch leicht gekrümmt. Bei LOCMOS-Ausgängen (Bild 7.4) erreicht sie einen praktisch ideal rechteckigen Verlauf (im Bild 7.6 punktiert angedeutet) bei exakt 0,5 · U_s. Die Lage der Kennlinie hängt nur vom gewählten U_s-Wert ab, sie ist praktisch nicht temperaturabhängig (der restliche vorhandene Temperaturkoeffizient von etwa 0,3 %/K kann in der Praxis vernachlässigt werden).

Für die Eingänge gilt das in Abschnitt 7.1. Gesagte (Bild 7.5). Ein zusätzliches Beschalten mit äußeren Schutzdioden kann bei CMOS-IS immer dann entfallen, wenn gewährleistet ist, daß positive Spannungen den Wert 2 · U_s nicht überschreiten und für diesen Fall sowie für negative Eingangsspannungen eine externe Strombegrenzung (Vorwiderstand, Größenordnung 10 kΩ, vor dem Eingangsanschluß) vorgesehen ist. Beim Umgang mit CMOS-IS gelten die von MOSFET her geläufigen Handhabungs- und Einbauregeln. *Unbenutzte Eingänge dürfen niemals offenbleiben!* Sie können funktionsgleichen benutzten Eingängen parallelgelegt oder auch je nach Funktion direkt an + U_s oder Masse gelegt werden. Der Eingangswiderstand liegt bei 10^9...10^{12} Ω, die Eingangskapazität je Gattereingang kann mit 5 pF veranschlagt werden.

Ausgänge: Da stets einer der Ausgangstransistoren gesperrt, der andere leitend ist und beide etwa die gleichen Daten haben, ist der Gatterausgang (Bild 7.1) über den Kanalwiderstand des leitenden Transistors — den man vereinfacht als ohmschen Widerstand auffassen kann! — mit + U_s oder Masse verbunden. Je nach Schaltkreisen und abhängig von U_s beträgt der Ausgangswiderstand (Kanalwiderstand) etwa 400...1 000 Ω (Richtwert bei U_s = 15 V: etwa 600 Ω). Die Flußspannung des Transistorkanals liegt im Bereich weniger Millivolt und kann vernachlässigt werden. Bei unbelastetem Ausgang ist demzufolge H-Pegel = U_s und L-Pegel = Masse (0 V). Wird dem Ausgang ein Strom entnommen oder zugeführt, so bewirkt dieser am Kanalwiderstand einen ohmschen Spannungsabfall, dessen Betrag aus Strom und Kanalwiderstand grob abgeschätzt werden kann (der Kanalwiderstand ist dem Amateur zunächst nicht genau bekannt, kann aber auf dem Weg über Ausgangsstrom und Ausgangsspannungsabfall ermittelt werden). Bei gleichstrommäßig belastetem Ausgang sinkt deshalb der H-Pegel unter U_s ab und der L-Pegel wird größer als Null. Die inneren Kanalwiderstände begrenzen den Strom zuverlässig, der Ausgang ist deshalb gegen + U_s (bei L-Pegel) und Masse (bei H-Pegel) kurzschlußfest. Eine fremde an den Ausgang angelegte Spannung darf jedoch U_s nicht übersteigen und nicht negativ gegen Masse werden! Dies ist beim Anschluß systemfremder Lasten (z. B. externer Transistoren) an CMOS-Ausgänge zu beachten.

Der Begriff des Eingangs- oder Ausgangslastfaktors (wie bei TTL-IS) existiert bei CMOS-IS nicht. Im niederfrequenten Bereich ist die Zahl der einem CMOS-Ausgang nachschaltbaren CMOS-Eingänge nahezu unbegrenzt, bei höheren Frequenzen (ab etwa 10 kHz) sinkt die Zahl der maximal anschließbaren Gatter, weil sich deren Eingangskapazitäten addieren und die resultierende Ausgangslastkapazität vom Ausgang noch genügend schnell umgeladen werden muß. Maßgebend hierfür ist die aus Kanalwiderstand und Lastkapazität gebildete Zeitkonstante. Bei Anwendung ausreichend hoher Betriebsspannung können auch in Nähe der oberen Grenzfrequenz der CMOS-IS (je nach Typ bei 5...25 MHz und mehr) noch bis zu 50 Gattereingänge an einem Ausgang angeschlossen werden. Insoweit

ist der Begriff »Lastfaktor« bei CMOS-IS gleichzusetzen mit der vorhandenen Ausgangslastkapazität.

Die Ausgangsflankensteilheit von CMOS-IS ist geringer als die von TTL-IS, sie ist bei LOCMOS-IS höher als bei Standard-CMOS und in beiden Fällen abhängig von der Speisespannung. Näheres dazu findet sich in [2] (ab 1978). Wegen der geringeren Impulsflankensteilheit sind Reflexionsvorgänge auf Verbindungsleitungen weniger kritisch als bei TTL-IS, weshalb Impedanzanpassungsfragen (wie für TTL bei Bild 2.11 und Bild 2.12 erläutert) für den Normalfall (Leitungslängen bis zu etwa 10 m Länge) nicht aktuell sind. Für die Mindestflankensteilheit beim Betrieb von CMOS-IS gelten folgende Regeln:

CMOS-Gatter können mit beliebig langen Impulsflanken angesteuert werden; ein »wildes Schwingen« tritt bei CMOS-Gattern nicht auf! Die Flankensteilheit von Impulsen spielt deshalb bei CMOS-IS im allgemeinen eine untergeordnete Rolle. Eine Ausnahme bilden Flip-Flop und mit diesen aufgebaute CMOS-IS (also auch Zähler u. ä.). Bei ihnen sollte eine Eingangsimpulsflankendauer von etwa 10...15 µs nicht überschritten werden, anderenfalls können schaltkreisinterne, für die einwandfreie Funktion des Flip-Flop vorgesehene Schaltverzögerungen nicht mehr sicher wirken, was zu unzuverlässigem Schalten des FF oder Nichtreaktion führen kann. In solchen Fällen kann ein Eingangsimpulsformen (Flankenversteilern) Abhilfe schaffen, das bereits mit einigen in Serie geschalteten, dem FF-Eingang vorgeschalteten Invertergattern oder einem LOCMOS-Gatter erreicht werden kann (ein normales CMOS-Gatter verringert die Dauer langer Impulsflanken um den Faktor 0,05...0,2, mit 2 in Serie gelegten CMOS-Gattern erhält man daher bereits einen etwa 100fach steileren Flankenanstieg). Die obere Einsatzgrenze moderner hochintegrierter CMOS-IS liegt derzeit je nach Typ und Hersteller bei 10...35 MHz (im Mittel bei 20 MHz).

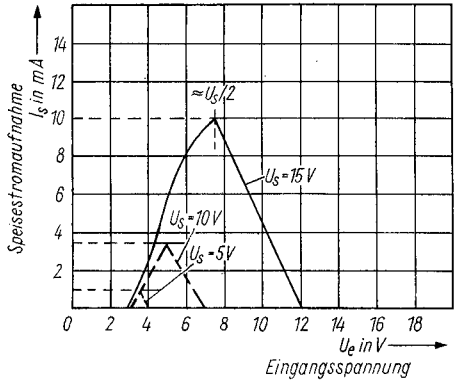


Bild 7.7
Speisestromaufnahme im Bereich der Umschaltspannung (Speisestromspitze beim HL- oder LH-Übergang des Ausgangs)

Im Bereich des Ausgangspegelübergangs (Bild 7.6) werden kurzzeitig beide Ausgangstransistoren (V1 und V2, Bild 7.1) leitend. Dadurch entsteht eine Speisestromspitze (unabhängig vom Ausgangsstrom und zusätzlich zu diesem, auch bei offenem Ausgang). Ihren ungefähren Verlauf für verschiedene Betriebsspannungen U_S zeigt Bild 7.7. Insoweit besteht eine gewisse Analogie zum Verhalten von TTL-Gattern (Bild 1.23). Der Maximalwert der Stromspitze deckt sich dabei mit der Mitte der Übergangskennlinie (Bild 7.6). Wie Bild 7.7 zeigt, ist die Ruhestromaufnahme des CMOS-Gatters bei Eingangspegel H oder L praktisch gleich Null, beträgt aber im Übergangsbereich immerhin einige Milliampere. Zur Betriebsstromersparnis ist deshalb ein schnelles Durchlaufen dieses Umschaltbereichs (steile Eingangsspannungsflanken) wünschenswert. Sofern die Speisestromaufnahme belanglos ist, führt jedoch auch ein Verharren des Gatters im Umschaltbereich (Stromspitze im Bild 7.7) nicht zu Störungen. Die maximal zulässige IS-Verlustleistung wird dabei nicht erreicht, Störschwingungen am Ausgang

treten nicht auf. Die Flankensteilheit der Speisestromspitze im Umschaltmoment ist erheblich geringer als bei TTL-IS. Deshalb und wegen der höheren Störimpulssicherheit von CMOS-IS kann diese Stromspitze nur in ungünstigen Fällen zu einer Verkopplung mehrerer IS über die Speisespannungszuleitungen oder Masseleitungen führen. Diesbezüglich ist also die CMOS-Technik wesentlich unkritischer als die TTL-Technik (vgl. dazu Abschn. 1.2.5.3.). Die aus diesem Grund für die TTL-Technik bekannten Stützkondensatoren an den Speisespannungsanschlüssen der IS (Bild 1.24) sind deshalb bei CMOS meistens entbehrlich. Trotzdem sei dem Amateur geraten, zumindest bei höherintegrierten CMOS-IS (Zähler, Flip-Flop) und bei aus Grundgattern zusammengeschalteten Monoflop solche Stützkondensatoren anzuwenden, um von vornherein jedes Risiko auszuschalten. Auf überhöhte oder falschgepolte Betriebsspannung sind CMOS-IS ebenso empfindlich wie andere IS-Familien auch! Diesbezüglich ist also – gerade bei batteriebetriebenen Geräten! – Vorsicht geboten. Es empfiehlt sich deshalb auch bei CMOS-Geräten eine Schutzschaltung (Bild 1.25 bis Bild 1.27). Der dort angegebene zentrale Speisespannungs-Elektrolytkondensator ist bei CMOS-Geräten mit 10 µF (wenn nur CMOS-IS gespeist werden) bis 100 µF (wenn vom gleichen Anschluß andere systemfremde Lasten mitversorgt werden, die höhere Stromspitzen ergeben) ausreichend bemessen. Er kann beim Speisen aus dem Netz identisch mit dem Gleichrichter-Ladekondensator sein. Die einfachste Form der Netzspeisung von CMOS-Schaltungen ist das Verwenden eines handelsüblichen 6-V-Klingeltransformators mit Einweg- oder Zweiweggleichrichtung und Ladekondensator. Weitere Siebungen sind für CMOS-IS nicht erforderlich!

Die Parallelschaltung von CMOS-Ausgängen ist ebenso wie bei TTL-Ausgängen prinzipiell unzulässig (abgesehen von den in CMOS-Typenreihen selten vertretenen IS mit »Eintaktausgang«). Zwar können CMOS-Ausgänge bei Parallelschaltung, wenn sie ungleiche Pegel annehmen, nicht überlastet werden, aber es kommt dann zwischen den nach $+U_s$ und nach Masse wirksamen Kanalwiderständen beider Ausgänge – die etwa gleichgroß sind – zu einer Spannungsteilung der resultierenden Ausgangsspannung. Sie nimmt dann einen Wert nahe $0{,}5 \cdot U_s$ an und liegt damit im »verbotenen« logischen Pegelbereich, u. U. direkt im Umschaltspannungsbereich. Ein definierter logischer Pegel ist nicht mehr gewährleistet. Man kann jedoch ebenso wie bei TTL eine »Wired-AND«- oder »Wired-OR«-Verdrahtung mit Dioden durchführen, wie Bild 7.8 zeigt. Dies entspricht wirkungsmäßig der entsprechenden TTL-Schaltung (Bild 2.7). Zu beachten ist, daß jetzt ein ständiger, über R (Bild 7.8) fließender Ruhestrom zustandekommt (der die Stromquelle ständig belastet!), wenn einer der Gatterausgänge beim »Wired-AND« (Bild 7.8a) L-Pegel oder beim »Wired-OR« (Bild 7.8b) H-Pegel hat. Abgesehen von diesem Nachteil ist die diodenentkoppelte Parallelschaltung von Ausgängen bei allen CMOS-IS und allen Betriebsspannungen verwendbar. Der lo-

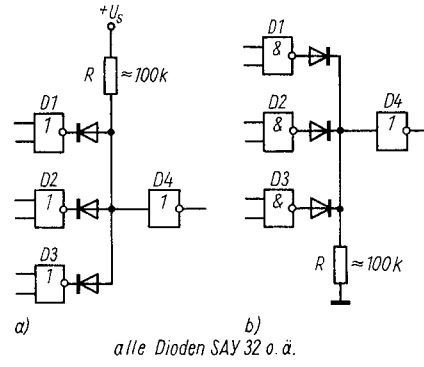


Bild 7.8
Parallelschaltung von Ausgängen bei CMOS-IS

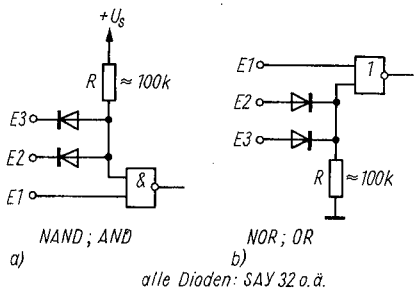


Bild 7.9
Eingangsauffächerung (Vergrößerung der Eingangsanzahl) bei CMOS-IS

gische Pegel wird durch die Dioden nur um 0,7 V verfälscht, was bei dem in CMOS-Schaltungen verfügbaren Pegelhub stets vernachlässigt werden kann (bei CMOS-Schaltungen können mit $U_s > 4\,V$ auch Kombinationen nach Bild 2.8 eingesetzt werden!). Ebenso können – wie bei TTL – die Eingänge mit Dioden für den Fall aufgefächert werden, daß die Zahl der an einem Gatter verfügbaren Eingänge nicht ausreicht. (Prinzip wie bei TTL-Schaltungen, vgl. Bild 2.4). Bild 7.9a zeigt diese Lösung für AND- und NAND-Gatter, Bild 7.9b für OR- und NOR-Gatter. Der Widerstand R – der ebenso wie bei Bild 7.8 notwendig ist, um für die nachfolgenden Gattereingänge ein definiertes Potential zu erhalten – tritt als Ausgangslast am treibenden Gatterausgang auf! Dieser Widerstand sollte deshalb, und um Speisestrom zu sparen, ausreichend hochohmig sein (falls keine hohen Frequenzen zu verarbeiten sind, kann in Bild 7.8 und Bild 7.9 $R = 2...3\,M\Omega$ gewählt werden!). Ein Wert von 47 kΩ sollte in keinem Fall unterschritten werden, damit die logischen Pegel garantiert werden.

Der Leistungsverbrauch von CMOS-IS ist im wesentlichen eine Funktion von Speisespannung und Arbeitsfrequenz, sofern die IS im korrekten Arbeitspunkt (außerhalb des Umschaltbereichs), betrieben und zusätzliche Lasten (Hilfswiderstände) außer acht gelassen werden. Die CMOS-IS mit der höchsten Arbeitsfrequenz (bei Frequenzteilerketten: erste Stufe) nimmt demzufolge den höchsten Speisestrommittelwert auf. Auch die Ausgangslastkapazitäten bestimmen maßgeblich die mittlere Stromaufnahme. Ein Vorausberechnen der Gesamtstromaufnahme umfangreicherer CMOS-Schaltungen ist deshalb für den Amateur schwierig und unübersichtlich. Angaben dazu sind in [2] (Auflage ab 1978) zu finden, ebenso zum Bestimmen der IS-Verlustleistung. Letztere ist für den Amateur uninteressant, da die maximal zulässige Verlustleistung einer CMOS-IS in der Praxis nicht überschritten werden kann, wenn man die Sollbetriebswerte (Betriebsspannungsbereich, Maximalfrequenz) einhält. Die Angabe entsprechender Kennwerte (Maximalbelastbarkeit in Milliwatt oder Angabe maximal zulässiger Ausgangsströme usw.) entfällt deshalb bei CMOS-IS. Trotzdem sollte der Amateur es vermeiden, mehrere Ausgänge einer CMOS-IS gleichzeitig im Kurzschluß zu betreiben. Aus den genannten Gründen entfällt auch die Angabe von Ausgangskennlinien für CMOS-IS. Der Amateur kann das diesbezügliche Ausgangsverhalten abschätzen (etwa beim Anschluß von externen Transistoren, deren Basisstrom der CMOS-Ausgang aufbringen soll), wenn er den inneren Ausgangswiderstand (Kanalwiderstand des jeweils leitenden Transistors) als einen nach $+U_s$ oder Masse geschalteten ohmschen Widerstand von etwa 1 kΩ ansieht. Aus diesem Wert, der gewählten Betriebsspannung U_s und der Ausgangsbelastung sowie notwendigen Ausgangsspannung (die in solchen Sonderfällen nicht die logischen Pegelwerte einhalten muß, wenn nicht gleichzeitig weitere Gatter vom gleichen Ausgang getrieben werden) kann dann zumindest überschlägig der verfügbare Ausgangsstrom abgeschätzt werden. Er liegt größenordnungsmäßig bei 0,1 mA bzw. bei etwa 2...3 mA (vorsorglich für $U_s \leqq 9\,V$ nur 1 mA ansetzen!), wenn auf Einhalten

logischer Pegel verzichtet werden kann. Die »Stromergiebigkeit« von CMOS-Ausgängen ist also erheblich geringer als bei TTL-Ausgängen, Direktanschluß von Lasten (Lichtemitterdioden, Glühlampe, Relais) im allgemeinen nicht ohne Hilfstransistor möglich.

7.4. Ankopplung systemfremder Lasten

7.4.1. Kopplung CMOS-TTL und TTL-CMOS

Das gleichzeitige Verwenden von TTL- und CMOS-IS in einem Gerät kann für den Amateur aus Materialgründen (Angebot von CMOS-Typen) oder technischen Gründen (Einsatz von TTL-IS in Funktionsstufen, die sehr »schnell« arbeiten müssen) interessant sein. Das Problem besteht auch, wenn man vorhandene TTL-Geräte (deren Speisestromversorgung oft schon so »voll ausgelastet« ist, daß weitere TTL-Funktionsgruppen nicht mehr anschließbar sind) mit CMOS-Baugruppen erweitern will. In diesen Fällen müssen die Pegel einander angepaßt werden. Zwar gibt es für die Pegelanpassung CMOS-TTL und umgekehrt sowie auch für das Ansteuern systemfremder Lasten im CMOS-Typenangebot verschiedene spezielle Typen *(4009, 4010, 4041, 4049, 4050)*, auf die der Amateur aber ohne weiteres verzichten kann. Er kommt im allgemeinen mit den Grundgattern beider IS-Familien und wenigen diskreten Bauelementen einfacher zum Ziel.

Bild 7.10 zeigt 2 Möglichkeiten für den Pegelübergang von TTL auf CMOS. Im allgemeinen wird man in diesem Fall die CMOS-Baugruppen mit aus der ohnehin vorhandenen (und für das Speisen zusätzlicher CMOS-IS dann immer genügend stromergiebigen) TTL-Speisespannung mitversorgen, womit U_s für CMOS = 5 V gegeben ist. Man kann in diesem Fall nach Bild 7.10a vom TTL-Gatterausgang direkt auf den CMOS-Eingang übergehen. Da der Umschaltpunkt der CMOS-IS bei $0{,}5 \cdot U_s$, hier also bei 2,5 V und damit bereits knapp unterhalb des TTL-H-Pegelwerts liegt, sorgt Widerstand R für einen H-Pegel von 5 V für den CMOS-Eingang, wenn der TTL-Ausgang auf H liegt.

In Einzelfällen kann es notwendig sein, die CMOS-IS aus einer höheren Speisespannung als 5 V zu versorgen. Man verwendet dann die Koppelstufe nach Bild 7.10b. Hier muß allerdings beachtet werden, daß der wiederum erforderliche Widerstand R, der den H-Pegel für den CMOS-Eingang garantiert, jetzt gegen $+U_s$ des CMOS-Teils zu schalten ist. Damit erhält der TTL-Ausgang im H-Zustand die Spannung $+U_s$ des CMOS-Teils. Da diese die maximal zulässige Sperrspannung der TTL-Ausgangsstufe (+6,0 V) erheblich übersteigt, darf für den treibenden TTL-Ausgang kein Standard-Gegentaktausgang verwendet werden. Für

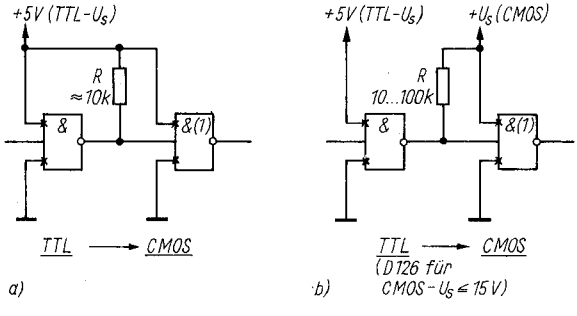


Bild 7.10
Pegelanpassung: Übergang von TTL auf CMOS

das treibende TTL-Gatter eignen sich die TTL-Typen mit offenem Kollektor, die für genügend hohe Kollektorspannungen (dem U_S-Wert des CMOS-Teils entsprechend) zugelassen sind, wie z. B. *D 126*. Ist ein solcher TTL-Schaltkreis nicht greifbar, so kann man an seiner Stelle einen Hilfstransistor verwenden, der vom TTL-Ausgang über einen Basisvorwiderstand angesteuert wird und dessen Kollektor den CMOS-Eingang und R nach Masse verbindet.

Der Übergang von einem CMOS-Ausgang auf einen TTL-Eingang erfordert (für Amateurzwecke, bei Verzicht auf spezielle Treiber-IS) in jedem Fall einen Hilfstransistor, weil der CMOS-Ausgang zu hochohmig ist, um den TTL-Eingangsstrom direkt aufzunehmen und dabei noch TTL-L-Pegel anzunehmen. Man verwendet Anpaßstufen nach Bild 7.11. Die günstigste Lösung ist ein pnp-Silizium-Transistor, dessen Daten beliebig sind. Er arbeitet nach Bild 7.11a als Impedanzwandler und ergibt, wenn der CMOS-Ausgang L ist, ein Emitterpotential von etwa 0,8 V, was noch mit Sicherheit als L-Pegel für den nachfolgenden TTL-Gattereingang ausreicht. Ebenfalls anwendbar ist die Schaltung nach Bild 7.11b mit beliebigem npn-Silizium-Transistor. Hier ist zu beachten, daß der npn-Transistor negierend wirkt, d. h. L-Pegel am CMOS-Ausgang ergibt H-Pegel am TTL-Eingang! Durch Auswahl der entsprechenden Schaltungsvariante (Bild 7.11a oder b) kann man also bei Bedarf zugleich die Pegel invertieren und damit für den nachfolgenden TTL-Eingang die richtige Signalpolarität gewährleisten. In beiden Varianten nach Bild 7.11 sollte der Transistor dicht beim TTL-Eingang angeordnet werden, in diesem Fall kann man auf einen zusätzlichen Widerstand zwischen TTL-Eingang und $+U_S$ (TTL) verzichten (der TTL-Eingang wird dann im H-Zustand als »offener Eingang« betrieben).

7.4.2. Lastansteuerung mit CMOS-Ausgängen

Der Amateur wird häufig Ausgabeorgane wie Lampen, Leuchtdioden, Relais von CMOS-Ausgängen ansteuern wollen. Wegen der geringen Stromergiebigkeit von CMOS-Ausgängen ist in jedem Fall mindestens ein Hilfstransistor erforderlich. Bild 7.12a zeigt die einfachste Ausführung am Beispiel des Betriebs einer Leuchtdiode, deren Vorwiderstand R_V wie gewohnt bemessen wird (je nach U_L). Mit der angegebenen Dimensionierung des Basisvorwiderstands und einem Mindestwert von $\beta = 300$ des Transistors (Stromverstärkungsgruppe F verwenden) kann man einen Laststrom I_L bis 20 mA schalten. Der CMOS-Ausgang hält dabei seinen logischen Pegel noch genügend sicher ein, so daß ihm bedarfsweise außer der Ausgangstransistorstufe noch weitere CMOS-Eingänge nachgeschaltet werden können. Ist das nicht erforderlich, so braucht der logische Pegel am CMOS-Ausgang nicht

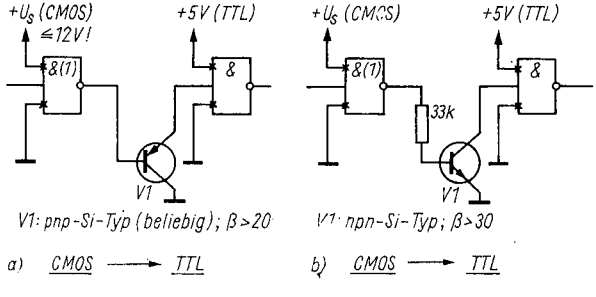


Bild 7.11
Pegelanpassung: Übergang von CMOS auf TTL

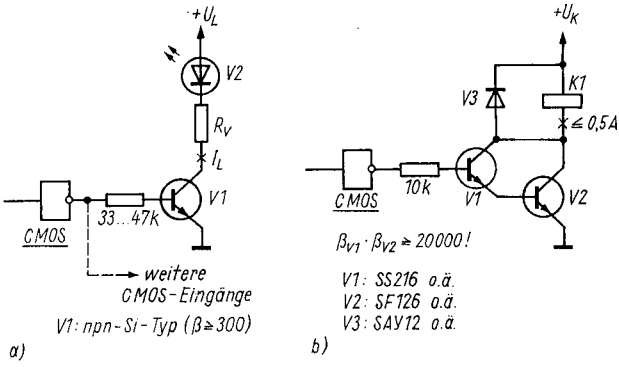


Bild 7.12
Ansteuerung von Ausgangslastorganen mit CMOS-IS

eingehalten zu werden. Mit einem auf 4,7...6,8 kΩ verringerten Basisvorwiderstand des Transistors sind dann Lastströme bei I_L bis etwa 80 mA schaltbar. Falls dies noch nicht genügt, verwendet man eine *Darlington*-Transistorstufe nach Bild 7.12b. Das Produkt der Stromverstärkungsfaktoren beider Transistoren soll mindestens $\beta_{V1} \cdot \beta_{V2} = 20\,000$ betragen. Es sind dann Lastströme bis 0,5 A schaltbar.

Für das Ansteuern von Thyristoren eignet sich eine Schaltung nach Bild 7.13 als einfachste Lösung. Der Thyristor wird gezündet, wenn der CMOS-Ausgang L-Pegel einnimmt! In diesem Fall stellt der Kollektorstrom des pnp-Silizium-Transistors den – durch R_v begrenzten – Thyristorzündstrom dar. R_v ist je nach dem verwendeten Thyristortyp und dessen Gatestrombedarf (I_G) sowie der gegebenen CMOS-Betriebsspannung U_s nach der in Bild 7.13 mit angegebenen Formel zu bemessen. Achtung – der Emitter des Transistors darf nur an $+U_s$ der CMOS-IS liegen, nicht an höherer Spannung oder an Spannungen anderer Herkunft (die u. U. bei abgeschalteter CMOS-Betriebsspannung noch bestehen bleiben!), weil die Emitterspannung des Transistors als Rückspannung am CMOS-Ausgang auftritt! Der Zündstrombedarf des Thyristors muß deshalb von der CMOS-Speisestromquelle mit aufgebracht werden, auch wenn er u. U. höher ist als der Gesamtbetriebsstrom des CMOS-Teils! Als Zündstrom I_G – notfalls durch Vorversuch leicht zu ermitteln – genügt für alle im Amateurbereich vorkommenden Thyristor-Typen der Leistungsklassen bis 3 A (oft auch für 10-A-Typen) ein Zündstrom von 30 mA. Kleinthyristoren benötigen meist nur etwa 10 mA. Den weiteren Laststromkreis mit dem Thyristor beschaltet man entsprechend Abschnitt 4.1.12.

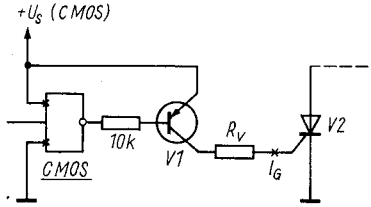


Bild 7.13
Ansteuerung von Thyristoren mit CMOS-IS-Ausgängen

7.4.3. Ansteuerung von CMOS-Eingängen

Für Eingabeorgane wird es oft erforderlich sein, CMOS-Gateeingänge mit »systemfremden« Spannungen anzu-

steuern. Dabei ist das Gate überlastungsgefährdet. Außerdem muß gewährleistet sein, daß das Gate niemals offen (auf undefiniertem Potential) liegt. Durch einen äußeren Gatevorwiderstand muß nötigenfalls dafür gesorgt werden, daß in keinem Fall ein höherer Eingangsstrom als maximal 1 mA für Dauerbetrieb zustandekommen kann. Dies ist bis zum Netzspannungsbereich mit einem Vorwiderstand von etwa 330 kΩ gewährleistet. Soweit nicht im CMOS-IS bereits enthalten (oder im Zweifelsfall zusätzlich) sollte man den Schaltkreisanschluß extern nochmals entsprechend Bild 7.5 mit Dioden beschalten.

Will man CMOS-Eingänge mit mechanischen Kontakten ansteuern, müssen die Kontakte wie aus der TTL-Technik bekannt, entprellt werden. Dazu verwendet man die in Abschnitt 3.1.7. und Abschnitt 4.1.10. für die MOS- und TTL-Schaltungen dargestellten Lösungen. Häufig wird bei CMOS-Eingängen – etwa um Signale oder Schaltbefehle von Hand einzugeben – bereits ein *RC*-Glied nach Bild 7.14 zum Kontaktentprellen der Taste S1 ausreichen. Das *RC*-Glied 100 kΩ/ 0,1 µF unterbindet die im Millisekundenbereich liegenden Kontaktprellungen völlig, die dadurch verursachte leichte Schaltverzögerung ist für Handeingabe belanglos, ebenso für CMOS-IS die dadurch verursachte flache Schaltflanke. Der 1-MΩ-Widerstand garantiert definierten Eingangspegel bei offener Taste. Je nach Anwendungsfall (H- oder L-Signal beim Betätigen der Taste gewünscht) wird S1 nach $+U_s$ und der 1-MΩ-Widerstand nach Masse angeschlossen oder umgekehrt. Für das CMOS-Gatter können alle CMOS-Eingänge parallelgeschaltet werden.

Im übrigen eignen sich für CMOS-Eingänge auch unmittelbar die Schaltungen nach Bild 3.25 (dort $+U_s$ des CMOS-Teils statt -13 V anschließen) oder ein Flip-Flop nach Bild 3.24, z. B. mit $^1/_2$ *4001* aufzubauen (ebenfalls $+U_s$ statt -13 V).

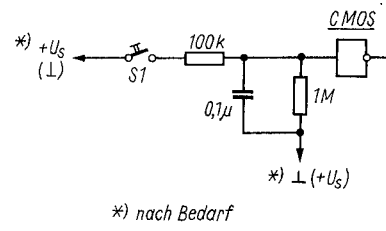


Bild 7.14
Kontakt-Entprellschaltung für CMOS-Eingänge

Ein weiteres, vielseitig anwendbares und mit CMOS-IS leicht zu realisierendes Beispiel ist der kontaktlose Sensorschalter. Er wird mit einem CMOS-Eingang nach Bild 7.15 realisiert. *R*2 (Mindestwert 47 kΩ!) ist der erwähnte Schutzvorwiderstand; die eingangsspannungsbegrenzenden Dioden können entfallen, wenn sie im IS bereits enthalten sind (Bild 7.5). *C*1 kann bei Bedarf eine leichte Verzögerung bewirken und insbesondere störende Netzbrummspannungen bei der Betätigung unterdrücken. *R*1 sorgt bei offenem Sensorkontakt für definiertes H-Eingangspotential. Beim Überbrücken der Sensorflächen mit der Fingerkuppe erhält der Eingang L-Pegel. Wird die umgekehrte Zuordnung benötigt, so können *R*1 und die Sensorflächen (dann gegen $+U_s$ zu schalten) gegeneinander vertauscht werden. Mit dem Wert von *R*1 läßt sich in gewissen Grenzen die Ansprechempfindlichkeit des

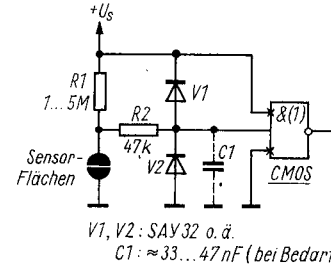


Bild 7.15
Sensorschalter-Eingang für CMOS-IS

Sensors (je nach dessen Elektrodengröße) variieren.

Für das CMOS-Gatter eignet sich ebenfalls ein beliebiger Eingang (z. B. $^1/_4$ *4001* oder $^1/_4$ *4011* usw.) Die an diesem Gatter noch übrigen freien Eingänge kann man hier – ebenso auch in Bild 7.14 – dem gezeichneten Eingang parallellegen, aber auch beispielsweise zum Verriegeln des Gatters verwenden. In diesem Fall können z. B. mehrere Sensorschalter gegenseitig verriegelt werden (ein betätigter Schalter blockiert alle übrigen).

Im übrigen sind, wie diese Beispiele schon erkennen lassen, auch alle anderen, früher für *U 10*-MOS-Schaltungen gezeigten Eingangsvarianten (z. B. mit Fototransistoren usw.) möglich.

7.5. CMOS-Schaltbeispiele

In den folgenden Abschnitten werden nur einige Grundschaltungen vorgestellt, die man als Ausgangspunkt für eigene Abwandlungen nutzen kann. Sehr viele Stromlaufpläne gerade mit Grundgattern ähneln im logischen Funktionsaufbau und der Schaltungsweise sehr den entsprechenden TTL-Schaltungen. Unterschiede bestehen allenfalls hinsichtlich der bei CMOS möglichen hochohmigeren Dimensionierung von *RC*-Gliedern und Hilfswiderständen, in diesen Details wiederum ähnelt die Schaltungstechnik sehr den vorangehend für Hochvolt-MOS-IS der *U 10*-Serie gezeigten Schaltungen. Deshalb können die in den Hauptabschnitten 3. und 4. dargestellten Schaltbeispiele zum größten Teil sehr einfach auf CMOS-Bauelemente umgestellt bzw. ihre Prinzipien kombiniert und in CMOS-Technik realisiert werden. Insbesondere die Stromlaufpläne mit TTL-IS lassen sich relativ einfach auf CMOS umstellen (wobei sich oft durch die nichtbenötigten Hilfstransistoren vor Gattereingängen sogar Vereinfachungen ergeben; lediglich bei lasttreibenden Ausgängen ist dann nach Abschnitt 7.4.2. zu ergänzen). Deshalb sei der Leser ausdrücklich auch bei der Suche nach CMOS-Schaltbeispielen auf die vorangehenden Abschnitte insbesondere der TTL-Technik verwiesen. Schaltungen mit CMOS-Grundgattern können in sehr vielen Fällen bereits mit den im internationalen Typenspektrum enthaltenen höher integrierten CMOS-IS-Typen verschiedenster Funktionen günstiger und einfacher aufgebaut werden. Hier wird sich allerdings der Amateur der gegebenen Materiallage anpassen müssen, so daß die mit Grundgattern realisierten Schaltungen in CMOS-Technik für ihn aus diesem Grund trotzdem Bedeutung behalten werden, auch wenn sie – mit industriellen, professionellen Maßstäben gemessen – dem technischen Stand nicht mehr entsprechen. Einige mit typischen CMOS-IS realisierbare Sonderfälle werden abschließend ebenfalls vorgestellt.

7.5.1. Impuls-Grundschaltungen

7.5.1.1. Trigger

CMOS-Trigger werden für die gleichen Zwecke eingesetzt, wie die zuvor beschriebenen Trigger in Hochvolt-MOS-Technik (Abschnitt 3.1.2.) und TTL-Technik (Abschnitt 4.1.1.). Sie können mit allen Grundgatterarten realisiert werden.

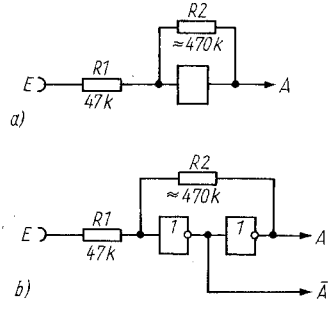


Bild 7.16
CMOS-Trigger (Impulsformer)

Zum Formen des Eingangsimpulses bei CMOS-Schaltungen sind Trigger auch deshalb ratsam, um bei sehr langsamen Eingangsspannungsänderungen ein langsames Durchlaufen des Umschaltbereichs oder Verharren in diesem zu vermeiden, was zu merklicher Speisestromaufnahme infolge der Umschaltspeisestromspitze (Bild 7.7) führen kann. Bild 7.16a zeigt die Schaltung eines mit einem AND- oder OR-Gatter realisierbaren Triggers; geeignet sind u. a. die CMOS-Typen *4071, 4072, 4073, 4075, 4081* und *4082.* Für den Einsatz zweier NAND- oder NOR-Gatter (Typen *4001, 4011* u. ä.) ist die Schaltung nach Bild 7.16b gedacht. Beide Schaltungen haben etwa gleiche Eigenschaften. Die Eingangsspannung U_E liegt bei $0{,}4 \ldots 0{,}6 \cdot U_s$, die Triggerhysterese (Differenz zwischen Einschalt- und Ausschaltspannung am Eingang) ist mit der im Bild 7.16 angegebenen Dimensionierung etwa 0,2 V. Man kann sie mit dem Verhältnis $R1/R2$ in weiten Grenzen wählen. $R1$ sollte mit etwa 47 kΩ beibehalten werden und kann gleichzeitig den Eingangsstrom begrenzen (zur Werterhöhung von R in Bild 7.5 oder an dessen Stelle). Die – nicht mit gezeichneten – freien Gattereingänge können, wenn nicht anderweitig benötigt, dem gezeichneten Eingang parallelgelegt werden. Bei beiden Triggervarianten ist zu beachten, daß sie – wenn Eingang E offen bleibt – in beiden Lagen (Ausgangspegel H oder L) stabil sind. Ist diese Eigenschaft unerwünscht, so läßt sich eine Vorzugslage durch Anschließen eines kleinen Widerstandswerts (10...22 kΩ) zwischen Eingang E und entweder Masse oder $+U_s$ erzwingen. Dieser Widerstand belastet allerdings die den Eingang treibende Spannungsquelle zusätzlich. Anderenfalls entspricht der Triggereingangswiderstand näherungsweise dem Wert von $R2$.

Im internationalen Typenangebot sind einige Trigger-IS enthalten, die – ohne zusätzliche Widerstandsbeschaltung und bei Wahrung des hochohmigen Eingangswiderstands – den gleichen Zweck erfüllen. Neben dem *4093* (er enthält vier 2-Eingangs-NAND und entspricht damit funktionell dem TTL-Trigger-IS-Typ *7413*) kommen hierfür die Typen *4583* und *40 106* in Betracht.

7.5.1.2. Monoflop

Monoflop gehören auch in CMOS-Schaltungen zu den häufig benötigten Impulsgrundschaltungen. Hierfür enthält die internationale Typenreihe einige universell ausgelegte, mit äußerem *RC*-Glied zu beschaltende und teilweise über zusätzliche Anschlüsse auf verschiedene Impulspolaritäten umschaltbare Monoflop, von denen der Typ *4047* (universell verwendbarer Monoflop) und *4528* (enthält 2 Monoflop) genannt seien. Ein Monoflop mit Grundgattern kann nach den bereits für *U 10*-IS-Typen gezeigten Schaltungen aufgebaut werden. Bild 7.17 zeigt einen CMOS-Monoflop mit der *4011*, der am Eingang E durch die HL-Flanke eines Impulses ausgelöst wird. Insoweit und auch bezüglich der Polaritäten der Ausgangsimpulse entspricht diese Variante dem bekannten TTL-Trigger (Bild 4.7) und kann diesen funktionell ersetzen. Die Haltezeitdauer t wird nach der im Bild 7.17 mit angegebenen Formel festgelegt und ist

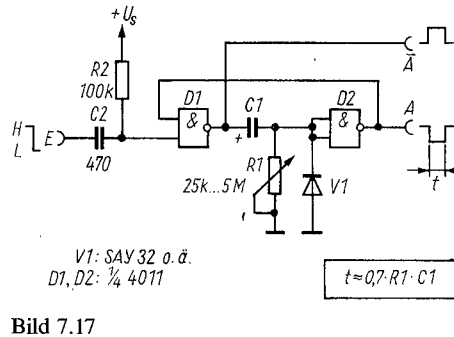


Bild 7.17
Monoflop mit CMOS-IS, Eingang mit HL-Flanke getriggert

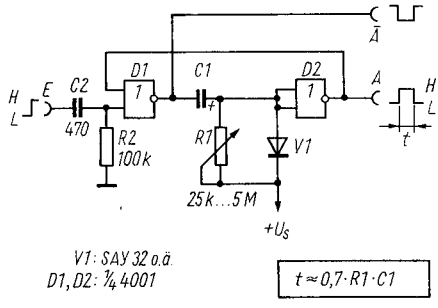


Bild 7.18
Monoflop mit CMOS-IS, Eingang mit LH-Flanke getriggert

mit $R1$ in weiten Grenzen wählbar. Eine Monoflopvariante, die mit der LH-Flanke eines Eingangsimpulses getriggert wird und sich auch in der Ausgangsimpulspolarität von der vorangehenden unterscheidet, zeigt Bild 7.18. Auch hier bestimmen $R1$ und $C1$ die Haltezeitdauer t. In dieser Variante werden 2 Gatter eines *4001* verwendet. Bei beiden Varianten differenzieren $C2$, $R2$ den Eingangsimpuls, so daß die Haltezeitdauer unabhängig von der Eingangsimpulslänge wird. Die Diode in Bild 7.17 und Bild 7.18 ist für die Funktion (schnelles Umladen des Zeitkondensators $C1$; Wiederbereitschaftszeitverkürzung) erforderlich. Sie kann als Bauelement entfallen, wenn sie im CMOS-Gatter bereits enthalten ist, was auf fast alle Fabrikate (für die UdSSR-Typenreihe *K 176* ... nur für V3, entsprechend Bild 7.17) zutrifft. Im Hinblick auf dieses Mitverwenden der integrierten Gateschutzdiode ist für $C1$ kein zusätzlicher strombegrenzender Vorwiderstand erforderlich, diese Aufgabe erfüllt bereits ausreichend der Ausgangswiderstand des ersten Gatters!

Bei allen CMOS-Monoflop und auch bei astabilen Multivibratoren sollte der Amateur 2 Details beachten: Erstens empfiehlt sich mindestens bei Monoflop, die Speisespannungsanschlüsse der IS mit einem dicht am Schaltkreis parallelgelegten Stützkondensator (wie aus der TTL-Technik bekannt; 10 nF sind ausreichend) abzublocken, um Fehlauslösungen zu vermeiden. Zweitens bildet $C1$ eine kritische Stelle. Wegen der Hochohmigkeit der Schaltung darf dieser zeitbestimmende Kondensator keinen merklichen Isolationsfehler (Leckstrom) aufweisen, hierfür sind also – insbesondere wenn $R1$ hohe Werte annimmt – keine Elektrolytkondensatoren geeignet. Man verwendet für $C1$ vorzugsweise Foliekondensatoren (*MKL-*, *MKC-*, *ML*-Typen usw.) oder Keramikkondensatoren (die allerdings bereits merklichen Einfluß der Umgebungstemperatur auf die Haltezeit t ergeben können). Sehr lange Haltezeiten erreicht man am günstigsten, wenn man $R1$ vergrößert und Foliekondensatoren verwendet.

Bild 7.19 zeigt eine weitere Variante eines Monoflop, die mit einer IS *4001* realisiert wurde. Sie zeichnet sich durch hohe Zeitgenauigkeit auch bei stark schwankender Betriebsspannung aus. Im Gegensatz zu den vorangegangenen Varianten wird hier der zeitbestimmende Kondensator $C1$ nicht auf- oder entladen, sondern gegen die umgepolte Betriebsspannung umgeladen, womit die Ausgangsimpulsdauer von der Höhe der Speisespannung praktisch unabhängig

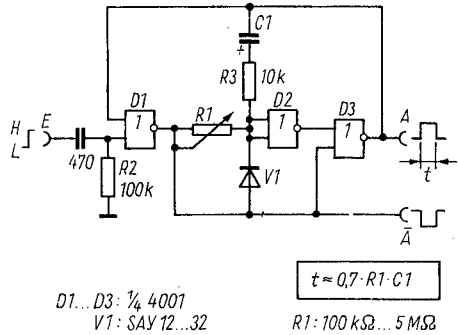
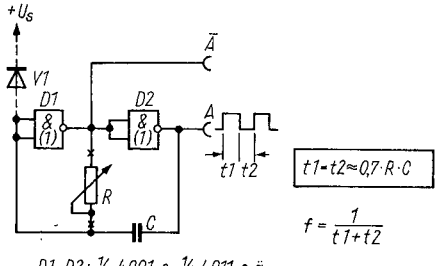


Bild 7.19
CMOS-Monoflop mit erhöhter Zeitgenauigkeit

wird ([31]). Die Diode V1 ist als gesondert einzusetzendes Bauelement in jedem Fall erforderlich! $R3$ begrenzt zusätzlich den Eingangsstrom des mittleren Gatters und garantiert bei der Rückflanke des Ausgangsimpulses einen definierten Pegel und gute Flankensteilheit am invertierenden Ausgang $\overline{A}$. Im übrigen gilt alles zu den vorangehenden Varianten Gesagte sinngemäß auch hier.

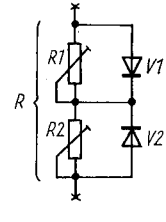
7.5.1.3. Impulserzeuger und Generatoren

Nachfolgend werden astabile Multivibratoren und Quarzgeneratoren mit CMOS-IS gezeigt. Auch für diese Zwecke enthält die internationale Typenserie mehrere spezielle IS. Quarzgeneratoren enthalten dabei neben der Oszillatorschaltung meist mehrere Frequenzteilerstufen (Beispiel: Typ *4521*, der neben der Oszillatorschaltung für einen 4,19-MHz-Quarz einen 24stufigen Teiler enthält und Ausgangsfrequenzen zwischen 8 Hz und 0,25 Hz zugleich abgibt). Andere CMOS-Multivibratoren sind für universelle Verwendung ausgelegt (Beispiel: Typ *4047*, je nach äußerer Beschaltung als Monoflop mit und ohne Nachtriggern für positive oder negative Triggerflanken, oder als freilaufender astabiler Multivibrator mit Start-Stop-Eingang betreibbar). Der Aufbau von Multivibratoren mit Grundgattern ist in CMOS-Technik sehr einfach. Bild 7.20a zeigt die Standardvariante hierfür, die man funktionell mit der TTL-Variante nach Bild 4.8 vergleichen kann. Mit C wird der gewünschte Frequenzbereich grob festgelegt, mit R ist die Frequenz in weiten Grenzen einstellbar. Die entsprechenden Beziehungen sind in Bild 7.20a mit angegeben. Diese Schaltung liefert ein annähernd symmetrisches Tastverhältnis am Ausgang ($t_1 : t_2 \approx 1:1$). Wird eine unsymmetrische Ausgangsimpulsform benötigt, so kann man R ersetzen durch die in Bild 7.20b angegebene Schaltung. Mit $R1$ und $R2$ lassen sich dann die Impulslängen t_1 und t_2 getrennt wählen. Die Diode V1 in Bild 7.20a ist nur erforderlich, wenn nicht bereits eine im Gattereingang integriert ist. Ein externer Strombegrenzungswiderstand wird vor dem Eingang dieses Gatters oder in Serie mit C (obwohl in anderer Literatur gelegentlich angegeben) nicht benötigt, weil der Kondensator-Umladestrom bereits vom Gatterausgangswiderstand des zweiten Gatters ausreichend begrenzt wird. Für die Auswahl des Kondensators gilt das in Abschnitt 7.5.1.2. bereits Gesagte. Diese insgesamt problemlose Schaltung benötigt somit im einfachsten Fall nur 2 externe Bauelemente *(R, C)* und $^1/_2$ IS *4001* oder *4011*. Die zweiten Eingänge der Gatter können bedarfsweise auch anderweitig –



D1, D2: ¼ 4001 o. ¼ 4011 o.ä.
V1: SAY 32 o.ä. (nur wenn in D1 nicht vorhanden)
R: 10 kΩ ... 5 MΩ

a)



V1, V2: SAY 32 o.ä.

b)

Bild 7.20
Astabiler Multivibrator

etwa als Start-Stop-Eingänge, ähnlich der TTL-Variante nach Bild 4.8 oder Bild 4.9, dort S1 oder S2 – verwendet werden (Gattereingänge dürfen nie offen sein!). Die Frequenzkonstanz dieser Schaltung – die sich im Bereich einiger hundert Kilohertz bis herab zu einigen zehn Sekunden Taktzeitlänge eignet! – ist ungewöhnlich gut, da C jeweils gegen die umgepolte Betriebsspannung umgeladen wird und der Einfluß schwankender Speisespannung damit kaum noch in die Schaltzeiten eingeht ([31]).

Die Schaltung eines Quarzgenerators mit CMOS-Grundgattern zeigt Bild 7.21. Dieser Generator benötigt neben dem Quarz G1 nur ein Gatter und 3 Bauelemente $R1$, $C1$, $C2$. Dem Ausgang sollte in jedem Fall ein pufferndes zweites Gatter zum Formen der Impulse nachgeschaltet werden, dessen weitere Eingänge man für Start/Stop-Zwecke benutzt oder sie dem gezeichneten Eingang parallellegt. Die Schaltung ist mit den Grundgattertypen *4001* oder *4011* für Quarzfrequenzen bis etwa 5 MHz geeignet. Von der gewählten Quarzfrequenz abhängig wird der untere Anschluß von $C2$ entweder an Masse oder an den Gattereingang ($C1$) angeschlossen. Der Wert von $C2$ (bei Frequenzen unter 100 kHz auch der Wert von $C1$) richtet sich

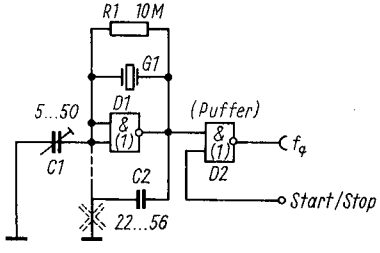
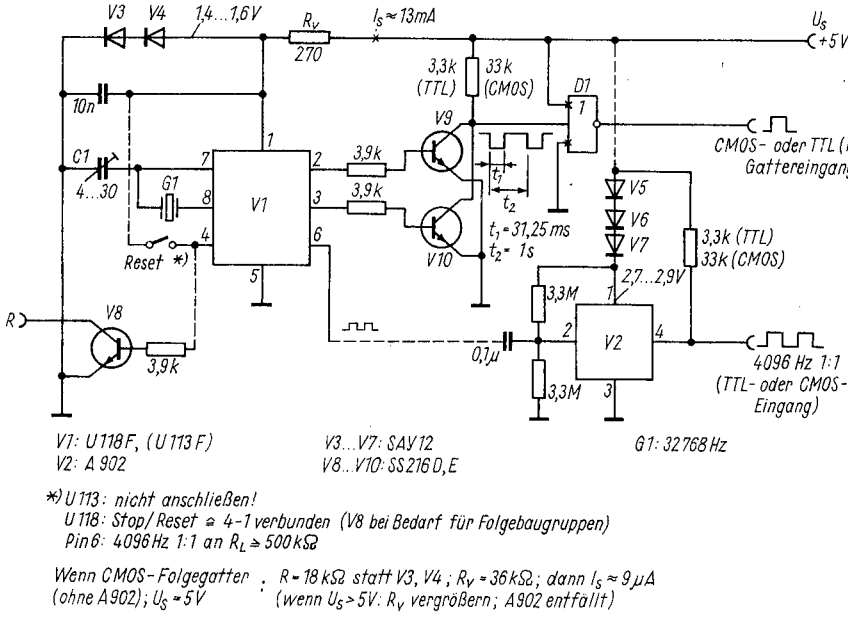


Bild 7.21
CMOS-Quarzgenerator

nach der Quarzfrequenz und wird ggf. auf sicheres Anschwingen erprobt (Versuch bei der niedrigsten vorgesehenen Speisespannung durchführen!). Für Frequenzen im Bereich um 32 768 Hz (Uhrenquarzfrequenz) können die C-Werte die Größenordnung einiger Nanofarad erreichen (bei $C1$ durch Parallelschaltung von Festwerten realisierbar). $R1$ wird nicht verändert. Mit $C1$ ist in bekannter Weise ein Feinabgleich der Quarzfrequenz möglich (»Ziehkondensator«).

Speziell für Uhren sind international viele CMOS-IS-Typen für niedrige Betriebsspannungen (1,5 V) entwickelt worden. In der DDR wurden dafür u. a. die Typen *U 113 F* und *U 118 F* entwickelt und gefertigt. Da sie sich sehr gut als Quarzzeittaktgeber für allgemeine Anwendungen eignen, zeigt Bild 7.22 die entsprechende, bereits mit einigen (wahlweise verwendbaren) Ergänzungen vervollständigte Anwendungsschaltung für *U 113 F* und *U 118 F*. Eine vollständige Beschreibung mit Daten ist in [79] enthalten. Die *U 118 F* ist für die Belange des Amateurs als dem *U 113 F* datengleich anzusehen. Auch die Anschlußlage beider Typen stimmt überein mit einem Unterschied: Anschluß 4 darf nur bei der *U 118 F* benutzt werden, bei der *U 113 F* ist er unbedingt freizulassen! Beide Schaltkreise enthalten einen Quarzoszillator, ausgelegt für die Frequenz 32 768 Hz, die notwendige Zahl von Teilerstufen sowie 3 Ausgangsanschlüsse. Am Anschluß 6 steht ständig die Frequenz 4 096 Hz (Tastverhältnis 1:1, symmetrisch) zur Verfügung, die primär für Wecktoneinrichtung (Piezokristall-Schallstrahler) vorgesehen ist, aber – da die Frequenz quarzgenau eingehalten wird – auch für anderweitige Taktzwecke verwendet werden kann. Diesen Ausgang kann man allerdings nur mit 500 kΩ belasten, so daß in jedem Fall ein Impedanzwandler notwendig wird. Weiterhin sind 2 Gegentaktausgänge 2, 3 vorhanden, die primär zum direkten Ansteuern eines Uhrenschrittmotors bestimmt sind (Lastwiderstand



*) U113: nicht anschließen!
U118: Stop/Reset ≙ 4-1 verbunden (V8 bei Bedarf für Folgebaugruppen)
Pin 6: 4096 Hz 1:1 an $R_L \geq 500 k\Omega$

Wenn CMOS-Folgegatter (ohne A902); $U_S = 5V$: $R = 18 k\Omega$ statt V3, V4; $R_V = 36 k\Omega$; dann $I_S \approx 9 \mu A$ (wenn $U_S > 5V$: R_V vergrößern; A902 entfällt)

Bild 7.22 CMOS-Uhrenschaltkreis *U 113 F* oder *U 118 F* als Quarz-Zeittaktgenerator für 1-Hz-Impulse

mindestens 4 kΩ bei *U 113 F*, 1 kΩ bei *U 118 F*). Jeder dieser Ausgänge 2 oder 3 gibt – auf Masse bezogen – alle 2 Sekunden einen 31,25 ms breiten positiven Impuls ab. Beide Impulse sind zeitlich gegeneinander um 1 s versetzt. Durch geeignetes Zusammenfassen beider Ausgänge (im Bild 7.22 mit V9, V10) erhält man somit kurze Impulse im 1-s-Abstand und damit einen günstig weiterverwendbaren Zeittakt.

U 113 F und *U 118 F* sind für den Betrieb an Speisespannungen im Arbeitsbereich 1,35...1,65 V vorgesehen (maximal zulässiger Speisespannungsgrenzwert: 3,0 V! Oberhalb 2,0 V ist einwandfreies Arbeiten jedoch nicht mehr garantiert). Die Stromaufnahme des Schaltkreises (ohne Ausgangsbelastung) beträgt typisch nur ≈ 2 µA (!). Er sollte ursprünglich aus einem Primärelement (Monozelle *R 20* oder Gnomzelle *R 6*) gespeist werden. Beim Einsatz als Taktgeber für Folgebaugruppen ist es zweckmäßiger, ihn aus deren Speisespannung mit zu versorgen, die dann auf ≈ 1,6 V reduziert werden muß. In Bild 7.22 – wo eine vorhandene 5-V-Speisespannung (z. B. TTL-Netzteil) als gegeben angenommen wurde – bewirken dies R_V und die spannungsstabilisierenden Dioden V3, V4. Um über diesen Dioden genügend Spannungsabfall (Betrieb im steilen Kennlinienteil) zu erreichen, ist ein Querstrom von etwa 13 mA erforderlich (der also fast vollständig über die Dioden »verloren wird«, da die IS nur wenige Mikroampere benötigt), was bei TTL-Netzteilen jedoch kaum ins Gewicht fällt. Soll dieser Taktgeber stromsparend (etwa zusammen mit CMOS-Folgebaugruppen) betrieben werden, kann man an Stelle der Dioden V3, V4 einen Widerstand 18 kΩ einsetzen. R_V wird dann (bei $U_S = 5$ V) mit 36 kΩ bemessen; bei anderen U_S-Werten entsprechend anders, so daß sich durch R_V ein Strom von nur noch 9 µA

einstellt. U_s soll dann jedoch ausreichend konstant sein, um den Betriebsspannungsbereich der IS nicht zu überschreiten.

Mit dem Ziehkondensator $C1$ wird in der für Quarzoszillatoren bekannten Weise auf Sollfrequenz fein abgeglichen. Eine punktiert angedeutete Resetmöglichkeit bietet sich (nur beim *U 118 F*!) für zeitgenauen Uhrenstart an: Ist beim *U 118 F* Pin 4 mit Pluspol (Pin 1) verbunden, so stoppen die internen Teilerstufen in Nullstellung, während der Quarzoszillator weiterschwingt. Exakt 1 s nach Öffnen dieser Resetverbindung erscheint dann der erste Ausgangsimpuls an den Kollektoren von V9, V10. Über den Resetkontakt – der z. B. beim Stellen einer Uhr exakt mit dem Ton des Rundfunkzeitzeichens zu öffnen ist – kann bedarfsweise ein Hilfstransistor V8 mitgesteuert werden, der den Reset von Folgebaugruppen übernimmt. Er hat mit der eigentlichen Taktgeberfunktion des *U 118 F* nichts zu tun.

An den Kollektoren von V9, V10 steht der Taktimpuls 1 Hz mit 31,25 ms Breite in der angezeichneten Impulspolarität zur Verfügung. Mit ihm kann ein nachfolgender IS-Gattereingang angesteuert werden, wobei die Transistoren zugleich die Funktion eines Pegelwandlers übernehmen. Ist das Folgegatter ein TTL-Eingang, so wird der Kollektorwiderstand von V9, V10 mit 3,3 kΩ bemessen; für nachgeschaltete CMOS-Gatter wählt man 33 kΩ. Der Kollektorwiderstand ist stets gegen Betriebsspannung des nachfolgenden Gatters zu schalten. Dessen Ausgangsimpuls kann nunmehr beliebig weiterverwendet werden. Insgesamt läßt sich mit der *U 113 F/U 118 F* somit ein sehr materialsparender und einfacher 1-s-Taktgeber beispielsweise für Digitaluhren aufbauen. Da diese Möglichkeit eventuell auch für Digitaluhren in Hochvolt-MOS-Technik von Interesse sein kann, folgen einige Hinweise zur Kombination dieses Taktgebers mit *U 10*-MOS-Schaltungen. Man verwendet die Taktgeberschaltung mit *U 113 F/U 118 F* bis zu den Kollektoren V9, V10, jedoch ohne V8 und benutzt den 4096-Hz-Ausgang nicht (Pin 6 bleibt frei). Alle Masseanschlüsse aus Bild 7.22 (V3, $C1$, IS-Pin 5, Emitter V9, V10) werden auf die Betriebsspannung −13 V der *U 10*-Schaltung gelegt. Anschluß $+U_s$ (rechts von R_v, mit Kollektorwiderstand V9, V10) wird an Masse (0 V der *U 10*-Schaltung) gelegt. V9, V10 erhalten als Kollektorwiderstand 47 kΩ. R_v wird – wenn die Dioden V3, V4 verwendet werden – mit 1 kΩ bemessen. Da die Spannung −13 V der *U 10*-Schaltung üblicherweise schon stabilisiert ist, kann man auf V3, V4 verzichten und an ihrer Stelle einen Widerstand 16 kΩ einsetzen. In diesem Fall wird R_v mit 120 kΩ bemessen. Der Strombedarf des Taktgebers von der Speiseleitung (−13 V) beträgt dann nur etwa 0,1 mA. Von den Kollektoren V9, V10 wird in der bei Bild 7.22 angedeuteten Weise auf einen *U 10*-MOS-Gattereingang übergegangen.

Für positive Betriebsspannungen $+U_s$ sei abschließend noch angedeutet, wie man die 4096-Hz-Schwingung (Pin 6) weiterverwendet. Für den wohl häufigsten Einsatzfall mit $+U_s = 5$ V eignet sich als Impulsformer mit hochohmigem Eingang recht gut die *A 902*. Ihre Schaltung ist in Bild 7.22 mit dargestellt. Die Betriebsspannung der *A 902* wird mit V5...V7 auf 2,7...2,9 V reduziert. Dies ist erforderlich, um die notwendige geringe Triggerhysterese und niedrige Triggereingangsspannung zu erreichen, da am Ausgang 6 des *U 113 F/U 118 F* nur ein Signalhub von etwa 1,3 V verfügbar ist (vgl. dazu Bild 5.3). Die 3,3-MΩ-Widerstände am Eingang der *A 902* bewirken eine hierfür günstige Arbeitspunkteinstellung. Der Ausgang (Pin 6) der *U 113 F/U 118 F* wird in dieser Schaltung nur mit > 1 MΩ belastet. Am Ausgang der *A 902* steht die Frequenz 4096 Hz nunmehr niederohmig als Rechteckschwingung (1:1) mit dem durch $+U_s$ gegebenen Signalhub für nachfolgende Gatter zur Verfügung. Der Aus-

gangsarbeitswiderstand der *A 902* wird je nach Schaltkreisart wiederum mit 3,3 kΩ (TTL-Folgegatter) oder 33 kΩ (CMOS-Folgegatter) bemessen. Für Betriebsspannungen größer als $+U_s = 5{,}5$ V eignet sich die Variante mit *A 902* wegen dessen maximal zulässiger Ausgangssperrspannung nicht. Man kann aber statt der *A 902* auch eine einfache Transistorimpedanzwandlung ab Taktgeberausgang 6 vornehmen. Erforderlich ist dann allerdings ein Transistor mit einer Verstärkung von $\beta \geqq 380$. Er wird ähnlich wie V9 bzw. V10 geschaltet. Über einen Basiswiderstand 270 kΩ wird dieser Transistor an Ausgang 6 angeschlossen. Der Kollektorwiderstand dieses Transistors (gegen $+U_s$ anzuschließen) wird mit 100 kΩ bemessen. Von seinem Kollektor aus läßt sich dann direkt ein CMOS-Gattereingang ansteuern (jedoch kein TTL-Eingang!). Im übrigen kommen für diesen speziellen Fall – der auf »Spannungsverstärkung« einer nur hochohmig belastbaren NF-Quelle mit einem NF-Pegel von etwa 1 V hinausläuft – auch analoge IS in bekannter Technik (*A 109* nach [61], *A 211* und ähnliche nach [65] usw.) in Frage, sofern ihr Eingangswiderstand größer als 500 kΩ und die gegebene Speisespannung $+U_s$ für ihren Betrieb ausreichend ist.

Für 4stellige Digitalquarzuhren wird bei vereinfachten Quarzuhrkonzeptionen oft ein Minutentakt ($^1/_{60}$ Hz) benötigt. Zu diesem Zweck wird dem in Bild 7.22 gezeigten Ausgangsgatter noch ein 60:1-Teiler nachgesetzt. Eine Schaltung dazu, die unverändert sowohl in TTL-Technik als auch in CMOS-Technik realisierbar ist, zeigt Bild 7.23. Für beide Varianten sind die – einander funktionell äquivalenten – IS-Typen im Bild angegeben. V1 erhält den 1-s-Takt aus Bild 7.22, ihr Takteingang T_v kann ggf. direkt an die Kollektoren V9, V10 angeschlossen werden. V1 arbeitet mit V2 in der bereits früher für TTL-Technik beschriebenen Weise als 15:1-Teiler mit Erkennungslogik. V3 teilt nochmals 4:1, so daß man mit wenig Aufwand die notwendige Taktuntersetzung 60:1 erhält. Um sekundengenaues Starten der Uhr zu ermöglichen, müssen auch diese Teiler mit in den Reset- und Startvorgang (Resetschalter, Bild 7.22) einbezogen werden (nur bei Einsatz der *U 118 F* möglich!). Hierfür ist V8 in Bild 7.22 vorhanden, dessen Kollektor, sobald der Resetkontakt geschlossen wird, alle Teilerstufen in Bild 7.23 auf Null setzt. Es erscheint dann exakt 1 Minute nach Öffnen des Resetkontakts der erste Impuls (LH-Flanke!) am Ausgang »Minutentakt« ($^1/_{60}$ Hz) in Bild 7.23. Die Minutentaktfrequenz liegt an diesem Ausgang mit dem Tastverhältnis 1:1 (jeweils 30 s H-Pegel, 30 s L-Pegel, als Zähltakt gilt der LH-Pegelsprung). Wird der Taktgeber nach Bild 7.22 für CMOS-

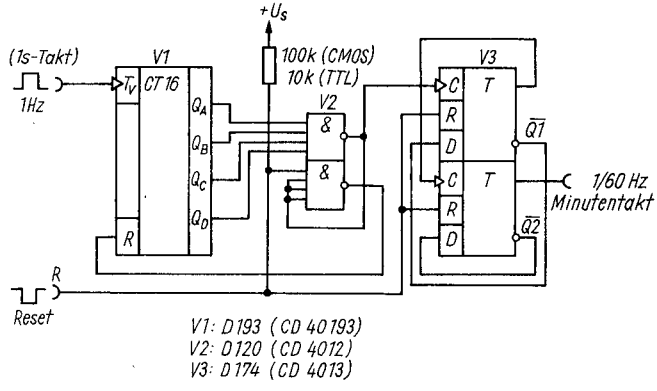


Bild 7.23
Frequenzteiler 60:1 zur Ableitung von Minutenimpulsen für den Taktgeber nach Bild 7.22

Technik stromsparend ausgelegt (ohne V3, V4) und der Teiler nach Bild 7.23 ebenfalls in CMOS-Technik aufgebaut, so beträgt der Gesamtstrombedarf des vollständigen Minutentaktgebers insgesamt nur etwa 20 µA oder weniger!

7.5.1.4. Flip-Flop

Das internationale CMOS-Typenspektrum bietet eine breite Palette verschiedenartigster RS-FF, D-FF, JK-FF und Kombinationen an, wobei häufig 2...6 FF in einem IS vorhanden sind. Sehr viele Typen ermöglichen auch den »Tri-State-Betrieb«, für den es in den TTL-Typenreihen kaum Parallelen gibt. Beim Tri-State-Betrieb (3 Ausgangszustände: wie üblich L-Pegel, H-Pegel, zusätzlich »hochohmig« – hierbei sind *beide* Ausgangstransistoren – vgl. Bild 7.1 – zugleich gesperrt und der Ausgang ist somit völlig abgeschaltet) kann man ausgangsseitig mehrere Ausgänge parallelschalten, wobei jeweils nur ein Ausgang mit einem besonderen Steuersignal aktiviert (H- oder L-Pegel) wird. Zu den sinngemäß aus der TTL-Technik bekannten Flip-Flop zählen beispielsweise *4013* (D-FF ähnlich *D 174*), *4027* (2 JK-FF ähnlich *D 172*), *40174* und *40175*, (4 bzw. 6 D-FF in einer IS), *4076* (4 D-FF mit Tri-State-Ausgang) sowie zahlreiche Zwischenspeicher-FF (*4042, 4043, 4044, 4508, 4724* und andere). Diese Flip-Flop lassen sich teils mit LH-Flanke, teils mit HL-Flanke am Takteingang triggern und je nach Typ mit H-Pegel oder L-Pegel rücksetzen (Reset). Infolge dieser Auswahl ist ein Aufbau von FF mit Grundgattern in der professionellen CMOS-Technik undiskutabel. Der Amateur wird hier wiederum nach der jeweiligen Materiallage entscheiden müssen. Flip-Flop mit Grundgattern sind in jedem Fall ebenso wie TTL- und *U 10*-MOS-FF aufzubauen und arbeiten ebenso. Im Bedarfsfall verwendet man als Vorlage die entsprechenden TTL- oder *U 10*-MOS-Schaltbeispiele.

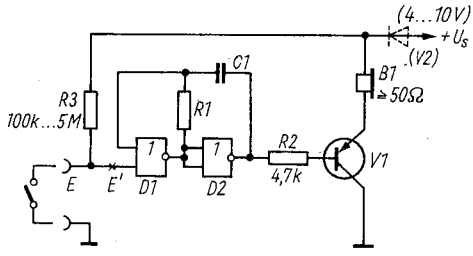
7.5.1.5. Frequenzteiler und Zähler

Noch weitaus umfangreicher ist das Typenspektrum an CMOS-Zählern, Zwischenspeichern, Registern und zugehörigen Decodern sowie Kombinationen solcher Funktionseinheiten. Hierfür stehen etwa 60 Typen zur Auswahl, die für nahezu jede Anwendung die passende Lösung bieten. Neben solchen Typen, die nur in CMOS-Technik existieren (Beispiel: *Johnson*-Ringzähler mit dekadisch decodierten Ausgängen, Typ *4017*), sind auch praktisch alle in TTL-Technik bekannten Zähler und Teiler als CMOS-Äquivalente greifbar (Beispiele: *D 192, D 193*: CMOS-Äquivalente *40 192, 40 193*), ebenso zugehörige Decoder aller Art. Darüber hinaus existieren hochintegrierte vielstufige Teiler (Beispiel: Typ *4521*, ein Quarzoszillator 4,19 MHz mit 24stufigem Teiler, Ausgangsfrequenzen 8...0,25 Hz gleichzeitig verfügbar) und spezielle Zähler mit Zwischenspeicher, programmierbare Frequenzteiler mit vorwählbaren Teilerverhältnissen *(4018)*, u. ä. Aus diesem Grund ist für die professionelle Technik auch der Aufbau von Teilern und Zählern mit Grundgattern in keinem Fall aktuell. Der Amateur, der dazu gelegentlich aus Materialgründen gezwungen sein kann, benutzt wieder die funktionell gleichen Schaltungsvorlagen der TTL- und *U 10*-MOS-Technik, die sich mit CMOS-Schaltkreisen ebenso realisieren lassen. Den Aufbau von Teilern und Zählern mit CMOS-Grundgattern oder einfachen Flip-Flop-IS sollte jedoch auch der Amateur nur als materialbedingten, technisch überholten Notbehelf werten.

7.5.2. Anwendungsbeispiele

7.5.2.1. Signaltongeber

Signaltongeber sind als astabile Multivibratoren einfach realisierbar. Die zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten gehen



D1, D2: ¼ 4001
V1: KFY 18 o.ä.
V2: SAY 12...16 ($U_S \geq 4{,}5$ V!)

R1 = 0,1...5 MΩ (evtl. Einstellwiderstand)
C1 = 470 pF...10 nF (Frequenz grob)

$$f \approx \frac{1}{1{,}4 \cdot R1 \cdot C1}$$

(≈ 1 kHz: C1 ≈ 680 pF; R1 ≈ 1 MΩ)

Bild 7.24
Signaltongenerator mit CMOS-IS

aus vielen in diesem Buch gezeigten TTL-Schaltbeispielen bereits hervor. Eine ganz ähnliche, auf dem Prinzip nach Bild 7.20a beruhende und vielseitig verwendbare CMOS-Tongeneratorschaltung zeigt Bild 7.24. Die Tonhöhe wird grob mit $C1$ festgelegt und bei Bedarf mit $R1$ fein eingestellt. Als Schallstrahler eignet sich im einfachsten Fall eine Posthörkapsel oder Ohrhörerkapsel mit wenigstens 50 Ω Widerstand. Niederohmige Kleinstlautsprecher sind ebenfalls verwendbar, wenn man ihnen einen 47-Ω-Widerstand in Serie legt (was allerdings eine ungünstige Leistungs-»Ausbeute« ergibt). Als Treibertransistor wird ein pnp-Typ verwendet. Falls das Gerät aus Batterien (geeignet ist jede Spannung im Bereich 4...10 V) gespeist wird, empfiehlt sich eine Verpolschutzdiode (V2) (Germaniumdioden sind als Verpolschutz nicht geeignet, da ihr Reststrom bzw. Sperrstrom im Vergleich zum CMOS-Ruhestrom zu groß ist, um das Entstehen falsch gepolter Betriebsspannung am CMOS-IS zu verhindern!) Über den Eingang E' wird der Tongenerator ein- und ausgeschaltet. Verwendet man NOR-Gatter *(4001)*, so setzt der Ton mit L-Pegel an E' ein. Hierfür eignet sich im einfachsten Fall ein Kontakt am Eingang E. Soll der Ton bei geöffnetem Kontakt erklingen, so sind E und $R3$ gegeneinander zu vertauschen. Zu beachten ist dann, daß bei geschlossenem Kontakt E ein ständiger Ruhestrom über $R3$ fließt, weshalb man $R3$ möglichst hochohmig bemißt. In der gezeigten Variante ist im Ruhezustand am Ausgang des zweiten Gatters ständiger H-Pegel vorhanden. Deshalb wurde ein pnp-Transistor eingesetzt. Der Ruhestrom der Schaltung (E offen) ist praktisch Null. Soll statt des pnp-Transistors ein npn-Typ (*SF 126 E...F* mit Basiswiderstand $R2 = 10\,\text{k}\Omega$) verwendet werden, so schließt man ihn am Ausgang des ersten Gatters, das im Ruhezustand L-Pegel führt, an (vgl. Anschlußweise in Bild 7.26). Baut man die Schaltung mit NAND-Gattern *(4011)* auf, dann setzt der Ton mit H-Pegel am Punkt E' ein – man vertauscht deshalb E und $R3$ gegeneinander. In dieser Variante (NAND-Gatter mit *4011* o.ä.) – die der TTL-Technik entspricht – (vgl. Bild 4.8) wird ein npn-Transistor *(SF 126 E...F)* verwendet und dieser am Ausgang des zweiten Gatters im Bild 7.24 angeschlossen. Die restlichen 2 Gatter der IS können für Ergänzungen benutzt werden.

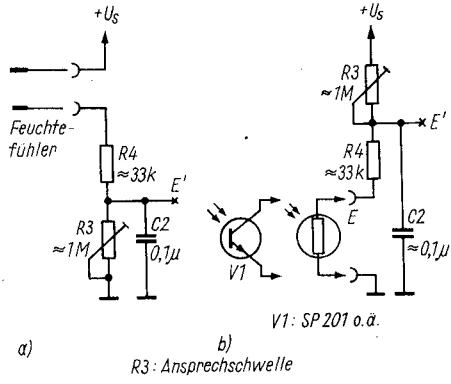


Bild 7.25
Eingangsschaltungen für den Signaltongenerator

Der hochohmige Eingangspunkt E′ ermöglicht in einfacher Weise Direktanschluß von verschiedenen Fühlerorganen. Damit läßt sich der Tongenerator sehr einfach beispielsweise zum Feuchtefühler oder zum akustischen Lichtnachweisgerät u. ä. erweitern. Der Ruhestromverbrauch ist dabei bis zum Eintritt des Signalzustands praktisch Null, so daß Langzeitbetrieb mit Batterien möglich wird (Voraussetzung z. B. für Feuchtefühler zur Blumentopf- oder Gartenbeetüberwachung!). Bild 7.25 zeigt einige mögliche Fühlervarianten, die statt Eingang E in Bild 7.24 bei E′ angeschlossen werden können. Für einen Feuchtefühler eignet sich die Anordnung nach Bild 7.25a, wobei $C2$ das Eindringen von fremden Störspannungen (Netzbrumm!) über die Fühleranschlußleitungen zusammen mit $R4$ verhindert. Mit $R3$ stellt man – abhängig von der Fühlerelektrodengröße, als Fühlerelektroden eignen sich Bleistiftminen gut – die Ansprechschwelle (Feuchtegrad) für den Toneinsatz ein. Der Ton erklingt, wenn die Feuchtigkeit zu gering (der Widerstand bei E zu hoch) ist. Wird die umgekehrte Zuordnung (Toneinsatz bei vorhandener Feuchte) gewünscht, so verwendet man die Schaltungsvariante nach Bild 7.25b (Feuchtefühler bei E anschließen). Sie deutet zugleich die mögliche Anschlußweise von Fototransistoren, Fotodioden oder Fotowiderständen an. Der Ton erklingt, sobald Licht auf dieses Bauelement fällt. Für die umgekehrte Zuordnung (Toneinsatz, wenn dunkel) wird der Lichtempfänger in der Variante Bild 7.25a statt des Fühlers angeschlossen. Für beide Varianten gilt, daß über $R3$ und den Fühler ständig ein Ruhestrom fließt, der – als einziger ständiger Stromfluß – die Batterie dauernd belastet. Man sollte deshalb den Fühler möglichst hochohmig auslegen (kleine Feuchtefühlerelektroden), ebenso $R3$. Da der Ton etwa bei einer Spannung an E′ in Höhe der halben Batteriespannung einsetzt, kann unmittelbar vor Toneinsatz ein Ruhestrom $I_r = U_s/2 \cdot R3$ fließen. Sind $R3$ und der Fühler genügend hochohmig, so beträgt dieser Stromfluß nur einige Mikroampere, so daß eine normale Taschenlampenbatterie für einen mehrmonatigen Dauerbetrieb ausreicht.

Bei derartigen Anwendungen muß mit allmählich ändernder (»schleichender«) Eingangsspannung an E′ gerechnet werden. Um trotzdem einen exakten Toneinsatz zu erreichen, können die restlichen 2, im Tongenerator (Bild 7.24) nicht verwendeten Gatter der IS für einen Eingangstrigger benutzt werden. Die so erweiterte Tongeneratorschaltung zeigt Bild 7.26. Bei E′ wird wieder eine der Eingangsschaltungen (Bild 7.25) vorgeschaltet. Der Tongenerator verwendet jetzt die bereits erwähnte Variante mit npn-Transistor *SF 126 E...F*. Als Schallstrahler ist auch hier eine Posthörkapsel oder Ohrhörerkapsel mit wenigstens 35 Ω Widerstand (oder Kleinstlautsprecher mit Serienwiderstand 36...100 Ω) geeignet. Die ersten beiden Gatter mit $R5$ entsprechen (zusammen mit den Widerständen der Eingangsschaltung nach Bild 7.25) dem Trigger (Bild 7.16b). Auch diese Schaltung (in Bild 7.26 mit NOR-Gattern *4001*) ist mit NAND-Gattern *(4011)* realisierbar. Der Basiswiderstand des Transistors ist dann am Ausgang

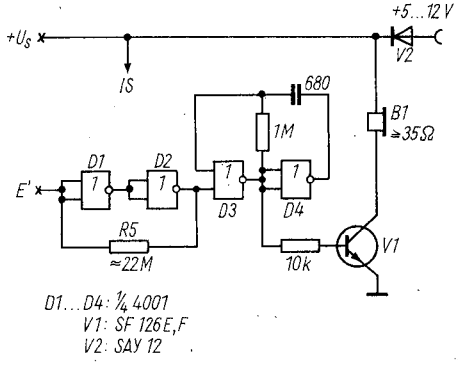


Bild 7.26
Signaltongenerator mit Trigger-Eingang

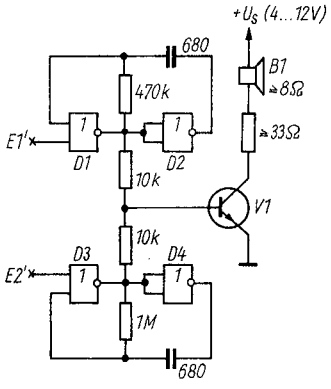


Bild 7.27
Zweitongenerator

des letzten Gatters anzuschließen und in Bild 7.25 die Zuordnung (gewählte Variante a oder b) zu vertauschen.

Die in einer CMOS-IS vorhandenen 4 Gatter können auch zum Aufbau einer Zweitonsirene verwendet werden, die Ereignisse von 2 Fühlerorten durch verschiedene Tonhöhen meldet. Bild 7.27 zeigt diese Variante. Es handelt sich um 2 normale Tongeneratoren (ähnlich Bild 7.24), die durch unterschiedlich bemessene zeitbestimmende Widerstände auf verschiedene Tonhöhen eingestellt sind. Ihre Ausgänge arbeiten auf einen gemeinsamen Ausgangstransistor. Hierbei sind Entkopplungsdioden in dessen Basiszuleitung überflüssig, weil die Basisvorwiderstände selbst die notwendige Entkopplung bewirken. An der Basis des Transistors kann die Spannung nicht über 0,7 V ansteigen, so daß Rückwirkungen über den jeweils abgeschalteten Basiszweig ausgeschlossen sind. Die Eingänge E'1 und E'2 können wie bei den vorangegangenen Beispielen über Kontakte (Bild 7.24) oder Fühlerorgane (Varianten a, b aus Bild 7.25) betätigt werden.

Ein markanteres und gleichzeitig strom-

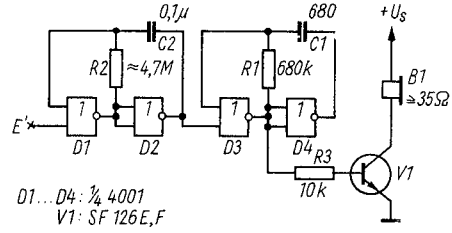


Bild 7.28
Intervallton-Signalgeber

sparenderes Signalgeben ist durch Intervalltakten des Tons möglich. Bild 7.28 zeigt die Schaltung hierfür. Eingang E' wird wie bei den vorangegangenen Beispielen angesteuert. Mit L-Pegel an E' wird zunächst der Taktgenerator mit $R2$ und $C2$ eingeschaltet, der eine Frequenz von etwa 2,5 Hz erzeugt. Dadurch wird der eigentliche Tongenerator ($R1$, $C1$ bestimmen die Tonhöhe) in 0,4-s-Intervallen ein- und ausgeschaltet. Gegenüber einem Dauertongeber reduziert sich dabei die (im wesentlichen vom Schallwandler bestimmte) Signalstromaufnahme um die Hälfte. Auch diese Intervallton-Schaltung kann mit NAND-Gattern *(4011)* aufgebaut werden. $R3$ ist dazu am Ausgang des letzten Gatters anzuschließen; der Ton setzt mit H-Pegel an E' ein. Die Ausführung mit NAND-Gattern – der der TTL-Schaltung entspricht – ist in Bild 7.29 nochmals dargestellt. Sie arbeitet mit

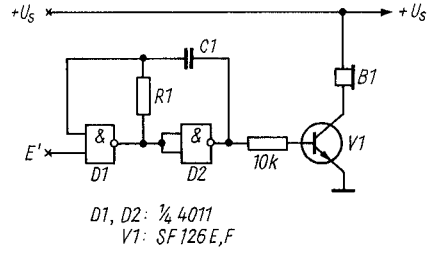


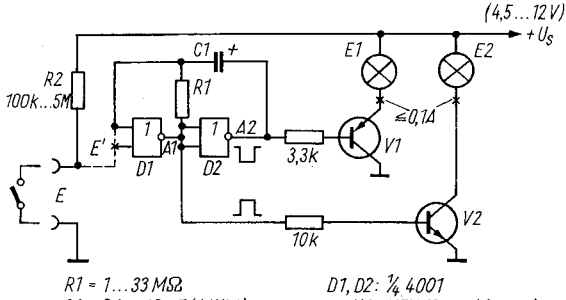
Bild 7.29
Schaltungsvariante des Signaltongenerators mit CMOS-NAND-Gattern

H-Pegel an E′ (L-Pegel an E′ stoppt den Generator). Im übrigen gilt alles für die vorangehenden Bilder Gesagte ebenso für diese Variante.

7.5.2.2. Blinklichtgeber und Lichtschranken

Die Grundform des astabilen CMOS-Multivibrators nach Bild 7.20 eignet sich – für entsprechend niedrige Frequenzen bemessen – auch als Taktgeber. In der Schaltung nach Bild 7.30 werden 2 NOR-Gatter vom Typ *4001* verwendet. Die Blinkfrequenz wird mit $R1$ und $C1$ nach Bedarf gewählt, man erreicht damit Taktzeiten bis zu wenigen Minuten. Das Tastverhältnis (Lampen ein/aus) ist etwa 1:1. Andere Tastverhältnisse (kurze Lichtblitze in größerem Abstand können bei Batteriebetrieb ganz erheblich Betriebsstrom sparen) lassen sich mit der Ergänzung nach Bild 7.20b leicht verwirklichen. Den freien Eingang E′ legt man entweder dem zweiten Eingang dieses Gatters parallel oder verwendet ihn als Start/Stop-Eingang. Dazu gilt sinngemäß alles zu Bild 7.24...Bild 7.29 Gesagte, insbesondere können alle zu diesen Bildern angegebenen Eingangsvarianten auch für den Blinktaktgeber genutzt werden. Entsprechend Bild 7.26 kann man auch den Blinktaktgeber mit einem Eingangstrigger auslegen. Ebenfalls möglich ist der Aufbau zweier Taktgeber mit unterschiedlichen Blinkrhythmen (wie Bild 7.27). Der Taktgeber läßt sich ebenso mit NAND-Gattern aufbauen, er tritt dann mit H-Pegel an E′ in Funktion. Zu beachten ist für längere Blinkzeiten die Auswahl von $C1$. Hierfür sollten nur Keramik- oder Foliekondensatoren (*MK-*, *ML*-Typen usw.) verwendet werden. Elektrolytkondensatoren sind wegen ihres Reststromeinflusses problematisch. Muß darauf zurückgegriffen werden (reststromarmen Elektrolytkondensator aussuchen!), dann entscheidet der Versuch, bis zu welchem höchsten R-Wert die Schaltung noch zuverlässig arbeitet. Ist $R1$ ein Einstellwiderstand, dann läßt sich mit ihm die Blinkfrequenz variieren. Die Blinklampen E1, E2 werden nach gegebener Betriebsspannung U_s ausgewählt, hierfür eignen sich auch Leuchtdioden oder Relais (Bild 7.12). Auch Thyristoren kann man (nach Bild 7.13) ansteuern. In Bild 7.30 sind 2 mögliche Arten der Lampenansteuerung angegeben. Für E1 wird ein pnp-Transistor V1 verwendet, für E2 ein npn-Typ V2. Man wählt je nach Materialsituation *eine* der beiden Varianten. Beachte: Mit den in Bild 7.30 als Beispiel angegebenen Versionen arbeiten beide Lampen im Gleichtakt! Es handelt sich hierbei also nicht um die dem Amateur geläufige Wechselblinkschaltung!

Wird ein Wechselblinker (Aufleuchten der Lampen im Gegentakt) benötigt, so



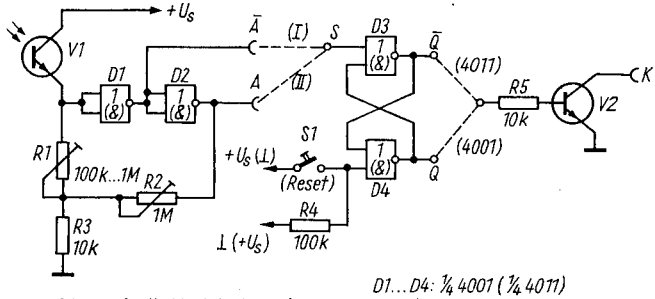
R1 = 1...33 MΩ
C1 = 0,1... 10 µF (MKL!)
E1, E2 ≙ U_s; ≦ 0,1 A

D1, D2: ¼ 4001
V1: KFY 18 o. ä. (β>200)
V2: SF 126 E, F

Bild 7.30
Blinklichtschaltung mit CMOS-IS

setzt man auch für V1 einen npn-Typ (wie V2, Basisvorwiderstand ebenfalls 10 kΩ) am Ausgang A2 ein. Dann ist allerdings bei über Eingang E′ gestopptem Taktgeber E2 ständig eingeschaltet (Ausgang A2 in Ruhe ständig H)! Für einfache Kontrollblinkschaltungen benutzt man nur eine Lampe E2 mit V2. Bei gestopptem Taktgeber (E′ = H, gilt für NOR-Gatter wie *4001* u. ä.!) ist dann die Ruhestromaufnahme etwa Null. Mit NAND-Gattern (*4011* u. ä.) arbeitet der Taktgeber mit H-Pegel an E′; sein Ruhezustand ist in diesem Fall A1 = H, A2 = L. Deshalb schließt man dann V2 an Ausgang A2 an, außerdem empfiehlt sich ggf. das Vertauschen von Eingangskontakt E (nach $+U_s$ legen) und dessen Vorwiderstand $R2$ (nach Masse legen), um bei gestopptem Taktgeber wiederum die Ruhestromaufnahme Null zu erhalten.

Auch für Lichtschrankenempfänger gibt es einfache CMOS-Schaltungen. Bild 7.31 zeigt mehrere Varianten zum Grundprinzip. 2 Gatter sind mit einem Lichtempfänger (hier Fototransistor *SP201*; bei geändertem Wert für $R1$ sind auch Fotodioden oder Fotowiderstände verwendbar) und $R1 \ldots R3$ zu einem Eingangstrigger verbunden. Die Hysterese wird mit $R2$ nach Bedarf eingestellt; für besonders geringe Hysterese läßt sich $R3$ verkleinern. Mit $R1$ wird die Empfindlichkeit (Helligkeitsschwelle) je nach Anwendungsfall abgeglichen. Die Lichtschranke kann entweder auf steigende Helligkeit (Lichteinfall) oder auf fallende Helligkeit (Lichtunterbrechung) reagieren. Je nach gewünschter Zuordnung und nach verwendetem Gattertyp (NOR-Gatter *4001* oder NAND-Gatter *4011*) vertauscht man zu diesem Zweck $R1$ und den Lichtempfänger *(SP201)* gegeneinander. Dabei sollte sich während der überwiegenden Betriebszeit (Ruhezustand) der Ausgangszustand A = L, $\overline{A}$ = H einstellen, weil im Arbeitszustand (A = H) über $R2$ und $R3$ ein ständiger Ruhestrom von einigen 10 µA (abhängig von $R2$) nach Masse fließt (nur beim Speisen aus einer Batterie wichtig). Die Eingangstriggerschaltung mit 2 Gattern kann für sich genommen bereits auch als einfacher Dämmerungsschalter oder für Lichtschranken ohne Selbsthaltung (Zählschranken usw.) benutzt werden. Je nach Zweck wird dann am Ausgang A oder $\overline{A}$ beispielsweise eine Lastschaltstufe (Bild 7.12 oder Bild 7.13) nachgesetzt. Alarm- und Schutzschranken erfordern aber ein bleibendes Signal bei kurzen Lichtänderungen. Hierfür kann man die im Schaltkreis enthaltenen restlichen 2 Gatter verwenden. Sie werden zu einem RS-Flip-Flop zusammengeschaltet. Dabei ist je nach gewählter Arbeitsweise des Eingangsteils und nach benutztem Schaltkreistyp (NAND oder NOR) die richtige Zuordnung des FF-Setzeingangs S zu beachten, der entweder nach $\overline{A}$ (I) oder



R1: Empfindlichkeit (Schwelle)
R2: Hysterese

D1...D4: ¼ 4001 (¼ 4011)
V1: SP 201
V2: SF 126 E,F

Bild 7.31
Schaltungsvarianten für Lichtschrankenempfänger

nach A (II) zu verbinden ist. Bei Verwendung von NOR-Gattern wird der Flip-Flop mit H-Pegel an S gesetzt, beim NAND mit L-Pegel. Außerdem ist für den gewählten Gattertyp die richtige Anschlußweise der Rücksetztaste S1 und von $R4$ zu beachten (im Bild angegeben).

Beispiel Alarmlichtschranke: Kurzes Unterbrechen des auf den Fototransistor fallenden Lichts soll bleibendes Signal bewirken. Der *SP201* ist somit in Ruhe ständig beleuchtet und Ausgang A = H. Falls der damit über $R2$, $R3$ ständig fließende Ruhestrom stört (Batterieverbrauch!), ist es zweckmäßig, $R1$ und den Fototransistor gegeneinander zu vertauschen. Es ist dann im Ruhezustand A = L und $\overline{A}$ = H. Wird die Schaltung mit NOR *(4001)* aufgebaut, ist S mit dem Ausgang zu verbinden, der im Ruhezustand L führt (Verbindung II). Sobald der Trigger infolge Lichtunterbrechung umschaltet, wird S = H und der RS-FF kippt in seine Arbeitslage (Q = H, $\overline{Q}$ = L). Dieser Zustand bleibt bestehen, bis von Hand mit S1 auf Ruhelage (Q = L) rückgesetzt wird. Beim Aufbau mit NAND *(4011)* gelten umgekehrte Verhältnisse. Der RS-FF wird mit S = L gesetzt, es wäre daher die Verbindung I zu wählen; Arbeitslage des mit NAND aufgebauten RS-FF ist demzufolge Q = L und $\overline{Q}$ = H. Für eine nachfolgende Signalschaltstufe, hier mit $R5$ und Transistor angedeutet (alle Varianten nach Bild 7.12 und Bild 7.13 sind anwendbar) wird deshalb je nach IS-Typ Ausgangsanschluß Q oder $\overline{Q}$ gewählt. Der Transistor ist dann im Alarmzustand durchgesteuert (Kollektoranschluß K nach Masse durchgeschaltet). Optische oder akustische Signale können direkt vom Triggerausgang (A oder $\overline{A}$ je nach Anwendung; mit E′ des Generators zu verbinden) gesteuert werden (es wird dann insgesamt nur eine IS benötigt). Wird die Schaltung mit Selbsthaltung (RS-FF nach Bild 7.31) versehen, benutzt man zum Anschluß des Eingangs E′ einen der Q-Ausgänge. Im übrigen kann der RS-FF auch für sich allein zusammen mit einer der Eingangsschaltungen nach Bild 7.25 verwendet werden, die man mit ihrem Anschluß E′ direkt mit S des Flip-Flop verbindet. In dieser Weise ist beispielsweise die Kombination eines Melders (Fühler) mit der Selbsthaltung und einem Ton- oder Blinksignalgeber möglich, wobei nur eine IS benötigt wird (2 Gatter für den RS-FF aus Bild 7.31, dem bei S direkt eine Eingangsschaltung nach Bild 7.25 vorgeschaltet wird; 2 Gatter nach Bild 7.24 oder Bild 7.30, deren Eingang E′ ist mit Q oder $\overline{Q}$ des RS-FF zu verbinden).

Ein weiteres Beispiel soll die Übernahme von Schaltprinzipien der TTL-Technik auf CMOS-Ausführung verdeutlichen. In Abschnitt 4.2.8. und Bild 4.93 wurde die TTL-Ausführung des Empfängers für eine Lichtblitzpistole (Trefferanzeige) beschrieben. Den gleichen Zweck erfüllt die CMOS-Schaltung nach Bild 7.32 mit nur einer IS und einem Ruhestromverbrauch von nur wenigen Mikroampere (über $R3$ und Fototransistor *SP201*; bei verdunkeltem Fototransistor ist die Ruhestromaufnahme etwa Null!). Mit $R3$ wird die Ansprechlichtempfindlichkeit einmalig eingestellt. Auf langsame Helligkeitsänderungen reagiert das Gerät nicht. Trifft ein Lichtblitz den Fotowiderstand (Lichtpistole: Bild 4.92), dann wird der Monoflop (D1, D2) gestartet (Bild 7.17). Er gibt für seine Haltezeitdauer (mit $R1$ einstellbar) den Signaltongenerator (Gatter D3, D4, Schaltung wie Bild 7.29) frei. Hörkapsel B1 zeigt akustisch den Treffer an. Die Tonhöhe kann mit $C2$ und $R2$ festgelegt werden. Insoweit entspricht die Gesamtfunktion (bei der durch die CMOS-Daten möglichen günstigeren Bauelementedimensionierung) dem Bild 4.93. Zusätzlich kann man die Treffer mit einem Postgesprächszählwerk K1 zählen. Die Speisespannung wählt man in diesem Fall entsprechend K1 mit 9...13 V (Spannungsquelle: 2...3 Taschenlampenbatterien je 4,5 V). Für rein

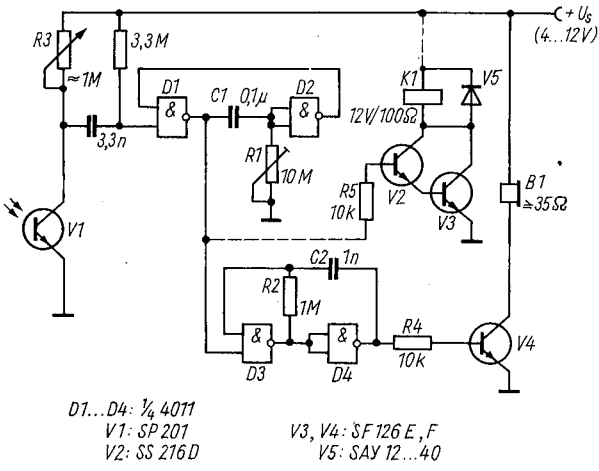


Bild 7.32
Lichtblitz-Empfänger in CMOS-Technik

akustisches Signalisieren genügen bereits 4,5 V. Das ganze Gerät kann einschließlich Batterie sehr flach direkt hinter einer üblichen Zielscheibe montiert werden. Falls man den Fototransistor (oder Fotowiderstand, ebenso geeignet) bei Nichtbenutzung lichtdicht (Etui) abdeckt, wird wegen des nahe Null liegenden Ruhestromverbrauchs sogar der Batterieausschalter nicht benötigt; das Gerät hat dann keinerlei Bedienorgane mehr.

Ein Aufbau der Schaltung ist auch mit NOR-Gattern *(4001)* möglich, wobei der Monoflop nach Bild 7.18, der Tongenerator nach Bild 7.24 geschaltet wird. In diesem Fall sind Fototransistor und *R*3 gegeneinander zu vertauschen. Eine Zählwerkstufe (wie in Bild 7.32) wird dann mit *R*5 am Ausgang des Gatters D2 (Punkt A im Bild 7.18) angeschlossen.

7.5.2.3. Zeitschalter

Für Zeitschalter (Beispiel: Belichtungsuhren u. ä.) bietet das internationale CMOS-Typensortiment ebenfalls mehrere gut geeignete IS-Typen, von denen hier lediglich der universelle Monoflop *4047* erwähnt sei; der etwas einfachere *4528* enthält 2 Monoflop in einer IS. Darüber hinaus werden spezielle Timerschaltkreise angeboten (u. a. existiert zu dem aus der bipolaren Technik bekannten Timer-IS *555* ein CMOS-Äquivalent *ICM 7555*). Timer für lange Zeiten werden aus Gründen besserer Zeitkonstanz meist als Zählschaltungen realisiert. Zunächst sei der Aufbau eines Zeitschalters (Timers) mit CMOS-Grundgattern erläutert. Bild 7.33 gibt ein Beispiel, das wieder auf die Grundschaltung des Monoflop zurückgeht. Am Ausgang A ist der Ruhezustand L. Der dort gezeichnete 10-kΩ-Widerstand ist bereits der Basiswiderstand eines bei A folgenden Schalttransistors (Lastschaltstufen nach Bild 7.12 oder Bild 7.13 verwenden). Mit weniger als 10 kΩ darf der Gatterausgang nicht belastet werden, um einwandfreie Funktion zu garantieren. Sobald Starttaste S1 kurz geschlossen wird, geht der Monoflop für seine Haltezeitdauer t in den Zustand A = H über. *C*2 hat hier nur den Zweck, Fehlauslösen durch Eindringen von Störspannungsspitzen über die Zuleitung des Tasters zu verhindern. Die Diode V1 ist als Bauelement nur vorzusehen, wenn nicht bereits im IS integriert (vgl. Bild 7.5). Die Haltezeitdauer t läßt sich mit *R*1 und *C*1 nach

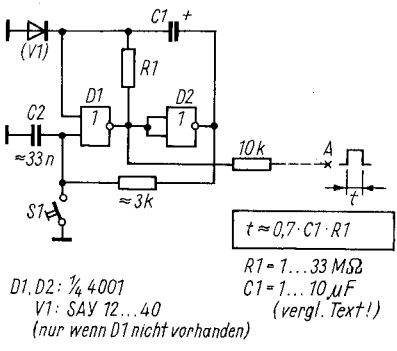


Bild 7.33
Grundform eines CMOS-Zeitschalters

der angegebenen Beziehung festlegen, wobei eine Zeitbereichswahl durch Umschalten von $C1$, ein Feineinstellen mit $R1$ (Potentiometer verwenden) möglich ist. Der Ruhestrom des Zeitschalters ist praktisch Null ($+U_s$ wird nur der IS zugeführt und ist deshalb in Bild 7.33 nicht gezeichnet). $C1$ sollte ein hochwertiger Foliekondensator sein. Für sehr lange Zeiten kann der Amateur notfalls einen ausgesucht reststromarmen Elektrolytkondensator verwenden; hierbei entscheidet der Versuch darüber, welche maximalen Werte für $R1$ damit noch möglich und welche längsten Zeiten bei ausreichender Genauigkeit erzielbar sind. Mit Foliekondensatoren läßt sich als längste Haltezeit t etwa 4 Minuten noch gut erreichen. Oberhalb dieser Zeitgrenze verwendet man besser zählende Timer.

Einen Zeitschalter mit verbesserter Genauigkeit (insbesondere zeitunabhängig von der Betriebsspannung) zeigt Bild 7.34. Es handelt sich um einen abgewandelten Monoflop. Der zeitbestimmende Kondensator $C1$ wird hierbei gegen die umgepolte Betriebsspannung umgeladen ([31]). Auch bei dieser Schaltung ist die Ruhestromaufnahme praktisch Null, die Stromaufnahme während der Arbeitszeit t entspricht dem Relaisstrombedarf. Der Zeitablauf wird gestartet durch kurzes Schließen von S1. Die Bauelemente 3,3 kΩ und 4,7 nF unterdrücken äußere Störspannungsspitzen, die zur Fehlauslösung führen könnten, über die Zuleitung des Tasters S1. Falls S1 direkt beim Schaltkreis angeordnet wird, können sie entfallen. Das hinter dem ersten Gatter folgende RC-Glied 10 nF/100 kΩ differenziert den Auslöseimpuls, womit der Zeitablauf auch bei kurzer Zeit t unabhängig von der (dabei u. U. längerdauernden) Tastenschließzeit wird. Der Ausgang des zweiten Gatters (Pluspol $C1$) ist im Ruhezustand H, der Ausgang des letzten Gatters (Basisanschluß Transistor) somit in Ruhe L, Relais K1 ist abgefallen. $C1$ kann zur Zeitbereichswahl umschaltbar gemacht werden; mit $R1$ (Maximalwert hier: 10 MΩ)

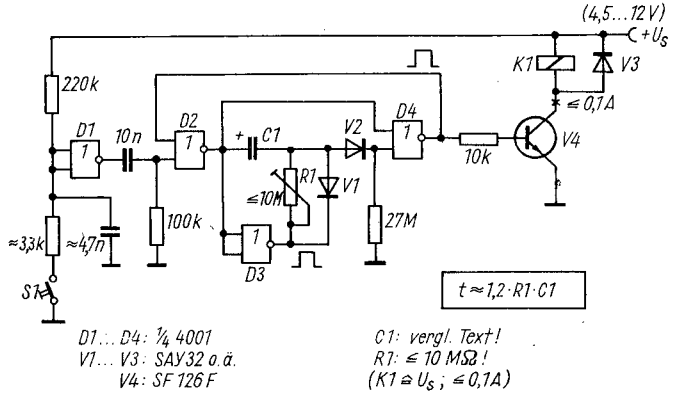


Bild 7.34
CMOS-Langzeitschalter mit guter Zeitkonstanz

läßt sich die Zeit feineinstellen. Die Dioden V1, V2 sind wichtig, um schnelle Wiederbereitschaft zu garantieren (V1) und im Arbeitszustand ein vorzeitiges Entladen von $C1$ über den Eingang des letzten Gatters (und dessen darin integrierte Gateschutzdiode) zu verhindern, da im Umschaltmoment die Ladung von $C1$ als negative Spannung an V1, V2 auftritt. Die erreichbare Zeit ist aus der in Bild 7.34 angegebenen Beziehung abzuleiten. Für $C1$ kommen neben Foliekondensatoren ggf. auch ausgewählte Tantalkondensatoren in Betracht, wenn lange Zeiten benötigt werden (Tantalelektrolytkondensatoren auf geringsten Reststrom $< 0{,}1\ \mu A$ ausprüfen!). Für V2 ist ebenfalls eine Diode mit hohem Sperrwiderstand zu verwenden (durch Versuch geeignetes Exemplar auswählen).

Zeitschalter der bisher beschriebenen Art eignen sich für Anwendungen, bei denen Zeiten im Bereich einiger Sekunden bis zu einigen Minuten verlangt werden und bei denen es nicht auf extrem gute Zeitkonstanz ankommt (Belichtungsuhren, Treppenlichtzeitschalter, »Eieruhr« u. ä.). Für längere Zeiten oder sehr zeitgenaue Schaltungen benutzt man zählende Timer. Ein digitaler Langzeitschalter in TTL-Technik wurde bereits in Abschnitt 4.6.6. (Bild 4.167) gezeigt. Bild 7.36 zeigt eine funktionell gleichartige CMOS-Variante dieses Langzeitschalters. Hierfür wird die CMOS-Zähler-IS *4017* verwendet, die einen dekadischen *Johnson*-Zähler mit Decodierung enthält (zur Funktionsweise von *Johnson*-Zählern siehe [2], [67]). Dies hat den Vorteil, daß die in TTL-Technik erforderlichen zusätzlichen Decoderschaltkreise entfallen. Die *4017* ist im üblichen 16poligen DIL-Gehäuse montiert; Bild 7.36 gibt die Anschlußstiftziffern mit an. Zunächst sei anhand des Impulsdiagramms (Bild 7.35) die Funktionsweise des *Johnson*-Ringzählers *4017* betrachtet. Ihm ist am Zähleingang (Stift 14) ein Zeittakt cp (üblicherweise 1-Hz-Takt bei Anwendung als Timer) zuzuführen. Die *4017* hat einen Rücksetzanschluß MR (Stift 15). Für Zählbetrieb muß MR = L sein. Mit MR = H

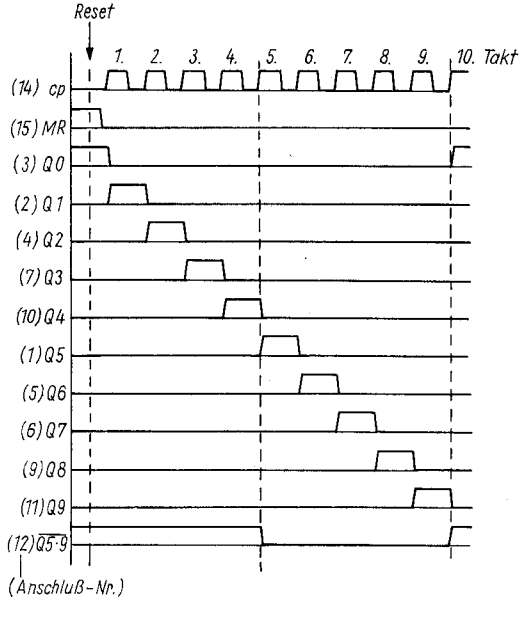


Bild 7.35
Impulsdiagramm des CMOS-*Johnson*-Zählers *4017*

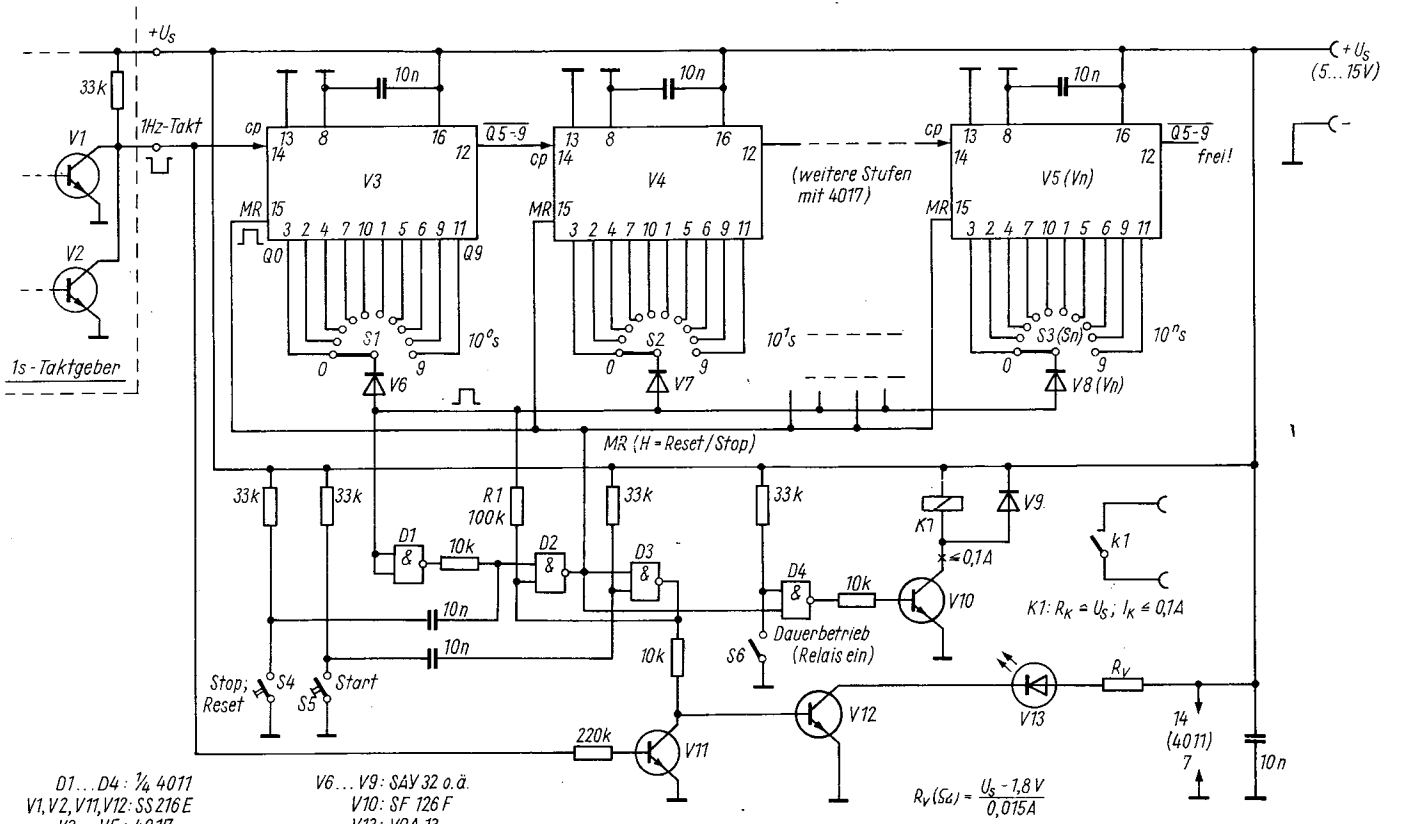


Bild 7.36 Digitaler Langzeitschalter für einmaligen Ablauf

werden alle internen FF auf Null gesetzt und der Zähltakteingang verriegelt. Es sind 10 dekadische Ausgänge Q0...Q9 vorhanden, außerdem ein Übergangsausgang $\overline{Q5\text{-}9}$, auf den später eingegangen wird. Der jeweils aktivierte (dem Zählerstand entsprechende) Q-Ausgang führt H-Pegel, alle übrigen L-Pegel. Beim Rücksetzen (MR = H) ist demzufolge der Ausgangszustand mit Q0 = H, Q1...Q9 = L und $\overline{Q5\text{-}9}$ = H gegeben. Nachdem MR = L wurde, ist der Zähler zählbereit. Er reagiert auf die LH-Flanke des an cp (Stift 14) liegenden Takts. Mit dem ersten Takt wird somit (Bild 7.35) Q0 = L, zugleich Q1 = H. Mit dem folgenden Takt wird Q1 = L, Q2 = H usw., mit dem neunten Takt wird Q9 = H und mit dem folgenden zehnten Takt beginnt der Zählzyklus von vorn (Q0 = H). Derjenige Q-Ausgang, der H-Pegel führt, kennzeichnet somit den Zählerstand. Damit erfüllt die *4017* vergleichsweise die Funktion von 2 für Zähler und Dekoder in Bild 4.167 benutzten IS zugleich. Die *4017* weist einen zusätzlichen Übertragausgang $\overline{Q5\text{-}9}$ auf, der – wie Bild 7.35 deutlich zeigt – zwischen dem fünften und zehnten Takt L-Pegel annimmt. Mit jedem zehnten Takt springt der Pegel an diesem Ausgang von L nach H und kann so direkt als Steuertakt cp für eine nachfolgende gleichartige Stufe genutzt werden, mit der die zweite Dekade gebildet wird.

Bild 7.36 zeigt die Schaltung des Langzeitgebers mit *4017*. Man verwendet soviele Dekaden *(4017)*, wie für den beabsichtigten maximalen Zeitumfang in Sekunden notwendig sind. Die erste Dekade umfaßt den Zählumfang 0...9 s, mit 2 Dekaden ergeben sich 0...99 s. Man erhält mit 3 Dekaden demzufolge 999 s = 16 Minuten 39 s maximalen Zählumfang, mit 4 Dekaden 2 Stunden 46 Minuten 39 Sekunden, mit einem 6stelligen Zähler (6 × *4017*) ist ein maximales Schaltintervall von 11 Tagen, 13 Stunden, 46 Minuten und 39 Sekunden erreichbar.

Diese Zeiten werden mit der Genauigkeit des 1-Hz-Steuertakts eingehalten. Hierfür wird man in jedem Fall einen Quarztaktgeber verwenden, für den sich als eleganteste Lösung die in Bild 7.22 gezeigte mit *U 113 F* oder *U 118 F* anbietet. Die Kollektoren V9, V10 dieses Taktgebers sind V1, V2 in Bild 7.36 links angedeutet; sinngemäß läßt sich hier auch jeder andere 1-Hz-Taktgeber anwenden. Der so gewonnene 1-Hz-Takt steuert die erste Zähldekade bei cp an. In Bild 7.36 sind 3 Dekaden dargestellt, weitere lassen sich je nach gewünschtem Zählumfang an der punktiert gezeichneten Stelle (jeweils mit zugehörigem Stufenwahlschalter) einfügen. Mit den 1poligen 10-Stufen-Drehschaltern kann man die gewünschten Zeiten dekadisch vorwählen, wobei der erste Schalter (links im Bild) die Einerstelle, der folgende die Zehnerstelle usw. in Sekunden wählt. Der Übertragsausgang des letzten *4017* (rechts im Bild) bleibt frei.

Zur Funktionsweise: Zunächst sei der Zeitschalter mit der Resettaste S4 (mit der bei laufendem Zeitschalter jederzeit Zeitabbruch möglich ist) gestoppt. Der aus den Gattern D2, D3 gebildete RS-FF befindet sich dabei in Stellung Ausgang Gatter D2 = H, somit Leitung MR = H (alle *4017* verriegelt und auf Stellung Q0 = H gesetzt) und – wenn S6 offen – Ausgang Gatter D4 = L, V10 gesperrt, Relais K1 abgefallen. V12 ist ebenfalls gesperrt, die Leuchtdiode V13 erloschen. In diesem Betriebszustand ist die Stromaufnahme des ganzen Geräts (bis auf den Strombedarf des ständig durchlaufenden 1-Hz-Taktgebers) praktisch Null. Mit S6 kann das Relais jederzeit für beliebige Zeit von Hand eingeschaltet werden.

Nach Vorwahl des gewünschten Zeitumfangs an den Drehschaltern wird mit der Starttaste S5 der Zeitablauf gestartet. S5 setzt den RS-FF (Gatter D2, D3) nach Ausgang D3 = H um. Damit wird Leitung MR = L – die Zählstufen werden aktiviert – und der Ausgang des Gat-

ters D4 = H (Relais zieht). Gleichzeitig öffnet V12, die Leuchtdiode zeigt den Zeitablauf an. Transistor V11, der ständig den 1-Hz-Zeittakt erhält, bewirkt durch rhythmisches Sperren von V12 ein Blinken der Leuchtdiode, was den korrekt vorhandenen Zähltakt nachweist. Liegt am Ausgang des Gatters D3 H, dann erhält $R1$ Spannung. Sie gelangt über die diodenentkoppelten Drehwahlschalter zu den angewählten Q-Ausgängen der Zähldekaden. Dort liegt – solange der gewählte Zeitumfang noch nicht erreicht ist – stets noch mindestens ein Q-Ausgang (oder mehrere) auf L. Damit bleibt auch am Eingang des Gatters D1 der Pegel so lange auf L, bis alle Zähldekaden den vorgewählten Stand erreicht haben. Erst in diesem Moment sind alle angewählten Q-Ausgänge gleichzeitig H, womit die über $R1$ zugeführte Spannung nicht mehr kurzgeschlossen und Eingang des Gatters D1 H wird. Damit wird der Ausgang des Gatters D1 L, was den RS-FF in die Stoppstellung rücksetzt (MR = H). Dies bewirkt Abfallen des Relais und sofortiges Rücksetzen aller Zähldekaden auf Null, womit der Zeitablauf beendet ist.

Ein periodisches Arbeiten dieses Zeitschalters (wie bei der TTL-Ausführung mit Bild 4.168 beschrieben) läßt sich hier ähnlich realisieren; diese Möglichkeit sei nur ergänzend kurz angedeutet: Man verwendet zusätzlich einen Monoflop nach Bild 7.17, mit der dort angegebenen Dimensionierung. Sein Eingang E wird mit dem Ausgang des Gatters D3 (Bild 7.36) verbunden. Dort tritt nach Zeitablauf ein HL-Sprung auf, der den Monoflop (Bild 7.17) startet. Dessen negierter Ausgang $\overline{A}$ (Bild 7.17) wird statt der Starttaste S5 (Bild 7.36) oder parallel zu ihr angeschlossen. Nach Ablauf der Monoflopzeit (in Bild 7.17 mit $R1$ wählbar) startet die HL-Flanke am Ausgang $\overline{A}$ des Monoflop den Zeitschalter (Bild 7.36) erneut, so daß sich der Gesamtablauf periodisch wiederholt. Das Lastschaltrelais K1 kann dabei wie in Bild 7.36 angeschlossen bleiben – dann ist es während der Zählerarbeitszeit gezogen und fällt stets nur während der Monoflop-Haltezeit t (Bild 7.17) kurz ab – oder der unter Eingang des Gatters D4 (Bild 7.36) wird statt mit Gatter D2 nunmehr mit Ausgang A (Bild 7.17) verbunden. Dann ist das Relais während der Zählerarbeitszeit abgefallen und zieht in den vom Zähler bestimmten Intervallen nur für die vom Monoflop (Bild 7.17) vorgegebene Zeit t periodisch kurz an.

Die Speisestrombilanz des Zeitgebers nach Bild 7.36 zeigt (im Vergleich zu den früher beschriebenen TTL-Schaltungen) besonders eindrucksvoll die Vorteile der CMOS-Technik. Im Stoppzustand ist die Stromaufnahme des Zeitgebers praktisch Null, es wirkt nur der Strombedarf des Quarztaktgebers (nach Bild 7.22 für weniger als 10 µA auszulegen). Während der Arbeitszeit kommt dazu lediglich der Relaisstrom (Relais gezogen) sowie der Leuchtdiodenstrom durch R_V sowie ein über $R1$ abfließender Strom von weniger als 0,1 mA. Demgegenüber kann die Stromaufnahme aller CMOS-IS praktisch vernachlässigt werden! Man kann deshalb ohne weiteres aus einer Batterie speisen (1...3 Taschenlampenbatterien je 4,5 V genügen auch für längere Betriebszeiten, wenn K1 geringen Strom aufnimmt und eventuell auf die Leuchtdiode verzichtet wird). Für Netzspeisung genügt ein handelsüblicher 6-V-Klingeltransformator mit Gleichrichter und Ladekondensator (200...500 µF) oder jedes ähnliche unstabilisierte Kleinnetzgerät. Das Relais ist in der Schaltung nach Bild 7.36 während des Zeitablaufs ständig gezogen. Wird die umgekehrte Zuordnung gewünscht (Relais während Zeitablauf abgefallen, im Stoppzustand gezogen) – was nur bei Netzbetrieb sinnvoll ist –, so schließt man den unteren Eingang des Gatters D4 (statt am Ausgang des Gatters D2) am Ausgang des Gatters D3 an.

7.5.2.4. Frequenzverdopplung

Schaltungen zur Impuls- und Frequenzverdopplung wurden für TTL-Technik bereits in Abschnitt 4.1.8. und Abschnitt 4.6.2. gezeigt. Ähnliche Lösungen bietet die CMOS-Technik, wobei man auf den bei TTL verwendeten Monoflop (Impulsformer) verzichten kann, weil Flankensteilheit und Störschwingungsgefahr bei CMOS-Schaltungen eine untergeordnete Rolle spielen. Bild 7.37 zeigt eine einfache Anordnung zur Impulsverdopplung. Sowohl die HL-Flanke des bei f_e anliegenden Eingangsimpulses (über $C2$) als auch die LH-Flanke (vom ersten Gatter negiert, über $C1$) bewirken einen Ausgangsimpuls bei f_a, dessen Impulsbreite t mit $C1$, $R1$ bzw. $C2$, $R2$ festgelegt wird. t soll kleiner sein als die halbe Impulsdauer des bei f_e anliegenden Eingangsimpulses. In Bild 7.38 wurde der Exklusiv-OR-Schaltkreis *4077* (enthält 4 Antivalenz-Gatter) zur Impulsverdopplung eingesetzt. Wie man durch Vergleich mit Bild 4.67 erkennt, verhält sich das Antivalenzgatter wie die entsprechende aus mehreren Gattern hergestellte Antivalenzschaltung in TTL-Technik. Die *4077* enthält also vergleichsweise 4 der in Bild 4.67a dargestellten Schaltungen. Die Frequenz wird verdoppelt (Bild 7.38a), weil im Ruhezustand (keine Eingangssignaländerung bei f_e) beide Gattereingänge den gleichen Pegel haben, der Ausgang des Antivalenzgatters ist somit H. Ändert sich das Potential an f_e sprunghaft, so folgt diesem Pegelsprung der obere Gattereingang sofort, der untere dagegen durch die Wirkung des RC-Glieds verzögert. Kurzzeitig haben daher beide Gattereingänge ungleiches Potential, was für diesen Zeitraum am Ausgang L-Pegel ergibt. Bild 7.38b zeigt diesen Zusammenhang im Impulsdiagramm. Die mit R und C in weiten Grenzen festlegbare Verzögerungszeit t muß kleiner sein als die Dauer des Eingangsimpulses. Wie sich aus den Wertgrenzen für R und C ergibt, sind mit dieser Schaltung erhebliche Verzögerungszeiten (Anwendung im tieffrequenten Bereich) möglich. C sollte jedoch ein Foliekondensator (kein Elektrolytkondensator!) sein. Da Ausgangsimpulsbreiten t von mehreren Sekunden realisierbar sind, kommt diese Schaltung auch für anderseitige Anwendungen (Zeitglieder, Zeitbegrenzer, Verzögerungsschaltungen u. ä.) in Betracht. Von Vorteil in solchen Fällen ist, daß der Ausgang f_a, der in Ruhe H-Pegel hat, auf *jede* HL- oder LH-Eingangsimpulsflanke mit ausgangsseitigem L-Impuls der Zeitdauer t reagiert, die Schaltung kann daher z. B. auch Monoflopschaltungen – die jeweils nur entweder auf HL-Flanken oder auf LH-Flanken ansprechen – oft vorteilhaft ersetzen. Bei großer Zeit t kann allerdings der Ausgangsimpuls bei f_a eine merklich verringerte Flankensteilheit haben (Bild 7.38b). Dieser Mangel läßt sich leicht durch eine nachgeschaltete Impulsformung beseiti-

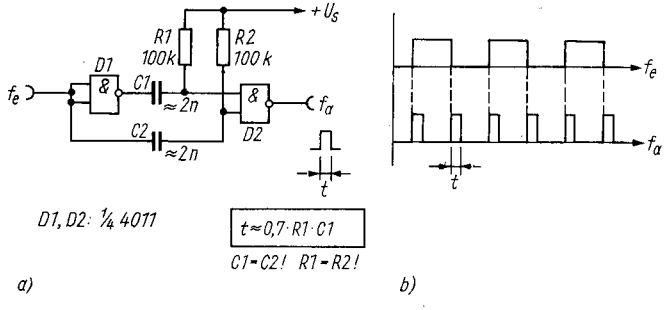


Bild 7.37
Frequenzverdopplung mit NAND-Gattern

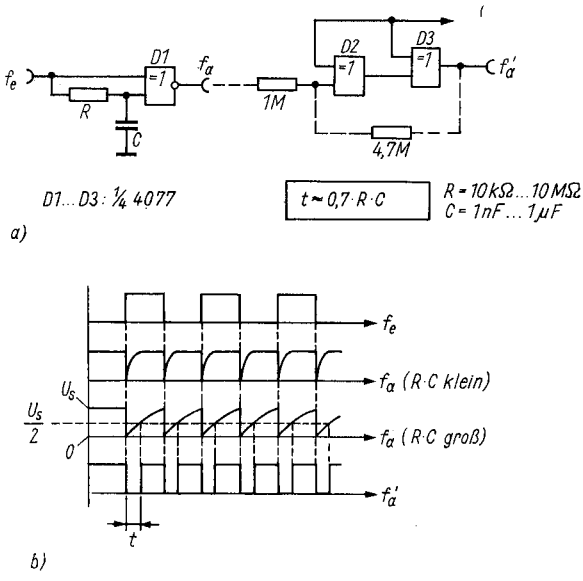
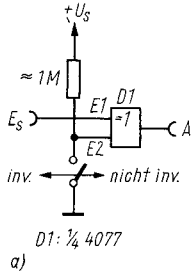


Bild 7.38
Frequenzverdoppler mit Antivalenzgatter *4077*. Auch für Zeitverzögerungs- und Zeitbegrenzungsglieder geeignet. Obere Eingänge von D2, D3 (Pfeil) an $+U_s$ oder Masse

gen. Hierfür eignen sich Trigger nach Bild 7.16 sehr gut. Da die *4077* 4 Gatter enthält, jedoch für die eigentliche Verdopplerschaltung nur eines benutzt wird, verwendet man 1...2 der noch freien Antivalenzgatter für diese Triggerschaltung. Legt man einen der Gattereingänge auf festes Potential, so arbeitet das Äquivalenzgatter mit dem anderen Eingang entweder als einfache Trennstufe (1-Eingangs-»AND« sinngemäß; hierzu zweiten Eingang an H-Pegel = $+U_s$ legen) oder als Negator (zweiten Eingang an L = Masse). Es werden also für den Triggerteil – in Bild 7.38a hinter f_a folgend dargestellt – keine Gatter eines anderen IS benötigt. Am Triggerausgang bei f'_a steht dann ein einwandfreies Rechtecksignal (Bild 7.38b unten) zur Verfügung, dessen Impulsbreite t mit R, C festgelegt wird. Der Trigger funktioniert im übrigen unverändert, wenn die Gatter D2, D3 als Inverter arbeiten. Man kann daher, falls es verdrahtungsmäßig günstiger ist, auch die zweiten Eingänge an Masse statt an $+U_s$ legen. Das Ausgangssignal bei f'_a hat im Ruhezustand H-Pegel (L-Impuls). Ist die umgekehrte Impulspolarität erwünscht, so kann hinter f'_a nochmalig negiert werden, wozu man sehr einfach das vierte in der *4077* noch freie Antivalenzgatter verwendet (dessen zweiter Eingang dazu an Masse zu legen ist).

7.5.2.5. Taktflanken-Umschaltung

Das im vorhergehenden Abschnitt erwähnte Äquivalenzgatter *4077* kann auch sehr vorteilhaft zum Umschalten von Signalpolaritäten verwendet werden. Dies ist erforderlich z. B. für Zählereingänge, Starteingänge an Monoflop u. ä. Stufen, um sie bedarfsweise mit HL-Signalflanken oder wahlweise mit LH-Flanken triggern zu können. Hierfür wird nur eines der 4 in einer *4077* enthaltenen Gatter benötigt. Bild 7.39 zeigt Schaltung und Funktionstabelle. Eingang E1 erhält das umzuschaltende Signal. Liegt Steuereingang E2 auf L-Pegel (Schaltkontakt geschlossen), so arbeitet das Gatter invertierend (ein HL-Sprung an E_s erscheint als LH-Sprung an A). Ist E2 = H (Kontakt offen), so ar-



a)

E1	E2	A
L	L	H
H	L	L
L	H	L
H	H	H

b)

Bild 7.39
Antivalenzgatter *4077* zur Taktflankenumschaltung

beitet das Gatter nichtinvertierend. Das Steuersignal (Umschaltsignal) kann dem Eingang E2 auch als logisches Signal von anderen CMOS-Baugruppen her zugeführt werden, so daß die übertragene Signalpolarität abhängig vom Schaltzustand anderer Funktionseinheiten automatisch steuerbar ist. In diesem Fall erübrigt sich der 1-MΩ-Widerstand.

7.5.3. Sonderanwendungen

Wie einleitend in Abschnitt 7. bereits gesagt, können hier nicht alle Anwendungsmöglichkeiten, bei denen CMOS-IS Vorteile bieten, repräsentativ vorgestellt werden. Beispielsweise lassen sich viele der vorangehend in TTL-Technik erläuterten Anwendungen vorteilhafter mit CMOS-Bausteinen realisieren. Stellvertretend für solche Möglichkeiten sei nur verwiesen auf Schaltungen für elektronische Morsetasten (sie sind als CMOS-Ausführung in [80] beschrieben) und für digital anzeigende Drehzahlmesser. Hierzu bringt [81] ein Beispiel eines Drehzahlmessers mit kontaktloser (optoelektronischer) Abtastung und 2stelliger Lichtemitteranzeige für den Drehzahlbereich 0...9900 U/min, wobei das Gerät mit sehr geringem Bauelementaufwand (2 CMOS-IS *4026*, 1 Timer *NE555* bzw. CMOS-Äquivalent *ICM 7555*, 1 Fototransistor und wenigen diskreten Bauelementen) auskommt. Auch in der allgemeinen Modellfernsteuertechnik dominiert international die CMOS-Ausführung, was bei den dort zu stellenden Anforderungen an Betriebssicherheit und sparsamsten Stromverbrauch naheliegt. Für diesen Bereich existieren teilweise auch schon spezielle hochintegrierte CMOS-IS-Typen; hierfür gibt auch [66] Aufschluß.

Nachfolgend werden einige Schaltbeispiele vorgestellt, die das vorangehend gezeigte Material abrunden sollen.

7.5.3.1. CMOS-Logiktester

Für Fehlersuchen und Funktionsanalysen in CMOS-Schaltungen benötigt der Praktiker ebenso wie bei anderen IS-Familien geeignete Hilfsmittel zum Feststellen des logischen Pegels, die als Prüfstifte (Logiktester) aufzubauen sind. Für *U 10*-MOS-Technik und TTL-Technik wurden solche Tester bereits beschrieben. Ein entsprechender Tester für CMOS-Logikschaltungen muß folgende Mindestforderungen erfüllen: Anzeige des logischen Pegels H oder L am Prüfpunkt mit Leuchtdioden, außerdem Anzeige des »Verbotenen Bereichs« (Umschaltbereich). Dies ist auch erforderlich, um Gattereingänge darauf zu prüfen, daß sie nicht unbeschaltet oder fehlerhaft kontaktiert sind (offene Eingänge sind bei CMOS unzulässig!) und um die Gewähr zu haben, daß die Prüfspitze des Testers einwandfrei mit dem Prüfpunkt kontaktiert. Beim Aufbau von CMOS-Testern muß man auch berücksichtigen, daß keine definierten Spannungswerte für die logischen Pegel gegeben sind und die Betriebsspannung des zu prüfenden Geräts – mit ihr der logische H-Pegel – in weiten Grenzen unterschiedlich sein kann. Da der Umschaltpegel bei CMOS mit $0{,}5 \cdot U_s$ definiert ist, sich also ebenfalls keiner festen Spannung zuordnen läßt, muß sich der CMOS-Logiktester automatisch den

jeweils vorliegenden Verhältnissen anpassen und den Pegel abhängig von der am Prüfobjekt vorhandenen Speisespannung U_s prüfen.

Bild 7.40 zeigt einen CMOS-Logiktester, der diesen Forderungen entspricht und je nach Bauelementelage in 3 – funktionell gleichwertigen – Varianten ausführbar ist. In Bild 7.40a wurde eine *4077* (3 Antivalenzgatter) verwendet, wobei in diesem Fall nach Möglichkeit eine LOCMOS-Ausführung (z. B. mit dem Typ *HEF4077B*) zu bevorzugen ist. Der Tester wird grundsätzlich aus der dem Prüfling zugeführten Betriebsspannung $+U_s$ mitgespeist, was zugleich bedeutet, daß er im Betriebsspannungsbereich 4...15 V unverändert verwendbar sein muß. Der Tester wird mit seiner Speisespannungszuleitung an Masse und $+U_s$ des Prüflings angeklemmt. Eingang E stellt die Tastspitze dar. Ist E offen (nicht belegter Gattereingang oder kein Kontakt), so zeigt die Leuchtdiode V7 diesen Zustand an. Anderenfalls muß je nach Prüfpunktpotential entweder die Diode V8 oder V6 aufleuchten. Es ist also stets eine 3 Leuchtdiode in Betrieb. Wegen der stark unterschiedlichen Speisespannung U_s können die Leuchtdioden nicht in gewohnter Weise mit Vorwiderständen betrieben werden, vielmehr benutzt man dafür eine Konstantstromquelle mit dem Transistor V9 und den Dioden V10, V11, die im Bereich $U_s = 4...15$ V den LED-Strom auf etwa 10 mA stabilisieren. Da stets nur eine Leuchtdiode in Betrieb ist, genügt eine gemeinsame Konstantstromquelle. Da für sie ein bestimmter Mindestspannungsbedarf erforderlich ist, zu dem

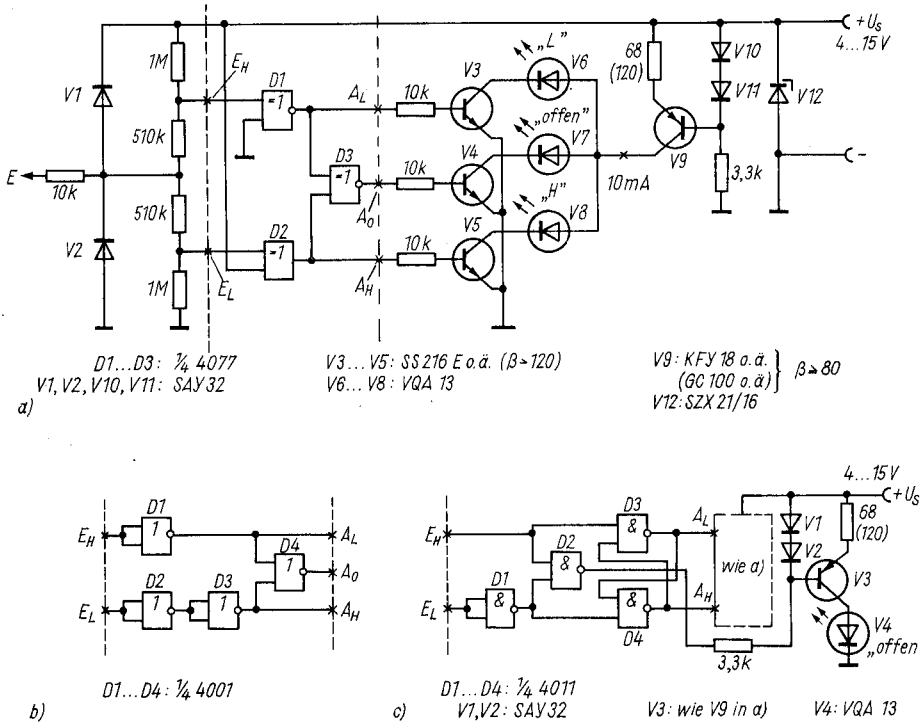


Bild 7.40 Verschiedene Varianten für einen CMOS-Logiktester

sich die Leuchtdiodenflußspannung addiert, und weil insgesamt nur mit $U_{s\,min}$ = 4 V gerechnet werden kann, sind nur rotleuchtende Dioden geeignet (andersfarbige Typen haben höhere als die hier maximal zulässige Flußspannung von 1,6...1,7 V). Begnügt man sich mit $U_{s\,min}$ = 5 V, so können gelb- oder grünleuchtende Dioden benutzt werden. Aus dem gleichen Grund ist eine Verpolschutzdiode in der Zuleitung von $+U_s$ – die ein Siliziumtyp sein müßte und weitere 0,7...0,8 V Spannungsverlust einbrächte – nicht in der sonst üblichen Weise sinnvoll, wenn man $U_{s\,min}$ = 4 V anstrebt. Damit eine falsch gepolt angeschlossene Speisespannung die CMOS-IS nicht zerstört, wurde sie mit der Z-Diode V12 geschützt, die bei Falschpolung von U_s die Betriebsspannung kurzschließt und damit zumindest Schaltkreisdefekte verhindert. Außerdem sichert V12 im Normalbetrieb gegen Überspannungen bei versehentlichem Anklemmen von U_s an falsche Schaltungspunkte. Für V9 ist ein pnp-Siliziumtransistor zu bevorzugen. Wird ersatzweise ein pnp-Germaniumtyp verwendet, beträgt der Emitterwiderstand 120 Ω. Die Leuchtdioden werden über Schalttransistoren V3...V5 gesteuert.

Eingangsseitig enthält der Tester neben der Schutzbeschaltung (10 kΩ mit V1, V2) einen Spannungsteiler. Er ist so bemessen, daß – bei offenem Eingang E – am Punkt E_H ein H-Pegel mit etwa 0,65 · U_s, am Punkt E_L ein L-Pegel mit etwa 0,33 · U_s vorhanden ist (diese Potentiale werden von den nachfolgenden CMOS-Gattereingängen noch sicher als logische H- und L-Pegel bewertet). Die genannten ungleichen Pegel an E_H und E_L sind also das Kriterium für »offenen Eingang« bzw. verbotenen Pegelbereich an E. Erhält E von einem CMOS-Gatterausgang den korrekten logischen H- oder L-Pegel, so wird das Mittelpunktpotential des Spannungsteilers entsprechend verschoben (wobei der Prüfpunkt vernachlässigbar gering belastet wird, andererseits aber eine ausreichend große Strombelastung erfolgt, um unterbrochene oder schlecht kontaktierende Verbindungen, die über Isolationswiderstände ein »schleichendes« Potential vortäuschen können, sicher zu erkennen). Dadurch wird – mit H an E – Punkt E_L so weit angehoben, daß er ebenfalls im H-Pegelbereich liegt (d. h. mit H an E ist $E_L \approx E_H$ = H). Mit L an E wird umgekehrt das Potential an E_H so weit herabgezogen, daß $E_L = E_H \approx$ L ist. Die nachfolgenden Antivalenzgatter werten diese unterschiedlichen Zustände aus. Das obere Gatter an E_H arbeitet als einfacher Inverter (vgl. dazu Funktionstabelle in Bild 7.39b), das untere (an E_L) nichtinvertierend. Ist $E_H \neq E_L$, so haben die Ausgänge beider Gatter gleichen Pegel (beide führen bei offenem Eingang E L-Pegel), so daß V3, V5 gesperrt und die zugehörigen Leuchtdioden erloschen sind. Ausgang A_0 führt (weil beide Eingänge dieses Gatters gleichen Pegel haben) H, so daß V4 öffnet und die Diode V7 leuchtet. Bei E = H, ist $E_L \approx E_H$ = H, womit der untere Gatterausgang A_H = H wird und die Diode V8 aufleuchtet. Gleichzeitig sperrt V4, weil A_0 jetzt wegen ungleichen Pegeln an den Eingängen dieses Gatters L wird. Dieser Fall liegt auch dann vor, wenn $E_H = E_L \approx$ L (mit E = L) ist, nunmehr wird jedoch Ausgang A_L = H, und V3 öffnet; Diode V8 leuchtet.

Die Umschaltschwellen für die Tastspitze E (bezogen auf Verlöschen der Diode V7) liegen bei $U_L \approx 0{,}25 \cdot U_s$ und $U_H \approx 0{,}75 \cdot U_s$. Im Bereich U_E = 0,25 bis 0,75 · U_s leuchtet die Diode V7. Die so festgelegten Umschaltschwellen (deren Abgleich entfällt, wenn die Werte der Spannungsteilerwiderstände 1 MΩ und 510 kΩ genau eingehalten werden) kommen den praktischen Verhältnissen zumindest im Amateurbereich nahe, da hierbei Pegelabweichungen von maximal 25 % vom Idealwert (0 V bzw. + U_s) noch ohne merkliche Störabstandsverschlechterung zugelassen werden können.

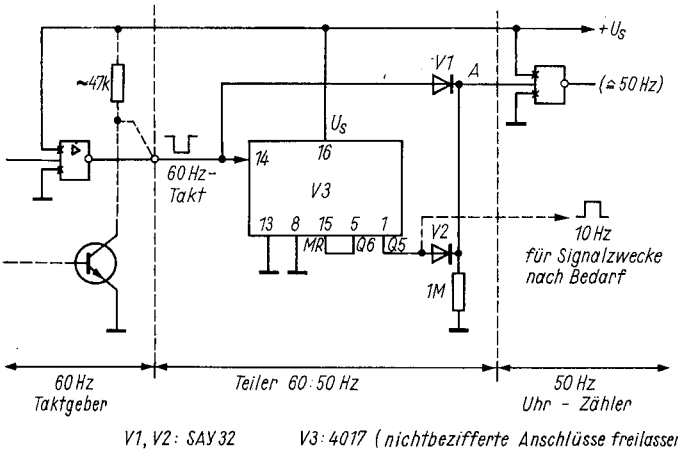
Steht die *4077* nicht zur Verfügung, dann

ist die Schaltung auch mit üblichen Grundgattern realisierbar. Bild 7.40b zeigt den Einsatz von NOR-Gattern *(4001)*, dieser Komplex ist mit seinen gleichnamigen Anschlüssen im punktierten Mittelteil in Bild 7.40a einzufügen. Eine weitere Variante mit NAND-Gattern *(4011)* zeigt Bild 7.40c. Sie ist gegenüber der bisherigen Schaltung erweitert und arbeitet ähnlich wie die in Abschnitt 4.9.5.1. beschriebene TTL-Variante mit Speicherung des jeweils letzten Pegelzustands H oder L (die entsprechende Leuchtdiode bleibt auch nach Wegnahme der Prüfspitze vom Prüfpunkt eingeschaltet, *zusätzlich* leuchtet bei offenem Eingang E die Diode V7 auf). Zu diesem Zweck sind 2 der NAND-Gatter zu dem bekannten RS-Flip-Flop (Anzeigespeicher) zusammengeschaltet, der FF wird durch die an E_H oder E_L auftretenden Pegel umgeschaltet. Ungleiche Pegel ($E_H \neq E_L$ als Kriterium für offenen Eingang) werden ähnlich wie bei den vorstehenden Varianten ausgewertet. Auch der Stromlaufplan nach Bild 7.40c ist in den punktierten Mittelteil der Schaltung nach Bild 7.40a mit den gleichnamigen Anschlüssen einzufügen. Eine Abweichung besteht in der Betriebsweise der Leuchtdiode. Sie muß, da sie bei offenem Eingang zugleich mit einer der anderen Dioden aufleuchtet, von einer eigenen Konstantstromquelle mit V3, V1, V2 gespeist werden (der Komplex um V9 in Bild 7.40a versorgt dann nur die restlichen 2 Leuchtdioden), so daß diese Variante geringfügig aufwendiger ist. V4 in Bild 7.40a entfällt bei dieser Variante demzufolge. Da das V3 steuernde Gatter im Fall des offenen Eingangs L-Pegel führt, wird hier die für die Leuchtdiode V7 vorgesehene Konstantstromquelle unmittelbar geschaltet. Für V3 und V1, V2 sowie den Emitterwiderstand gilt das zu V9 Gesagte ebenso.

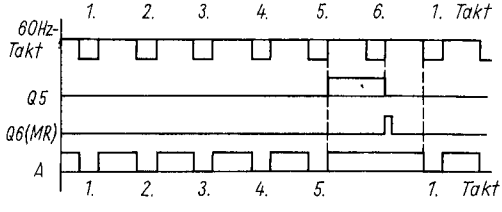
7.5.3.2. Frequenzaufbereitung für CMOS-Digitaluhren

Die folgenden Beispiele sollen an 2 häufig vorkommenden Sonderfällen zeigen, wie relativ einfach sich bisweilen Aufgaben in der CMOS-Technik lösen lassen, die auf den ersten Blick einen höheren Aufwand zu erfordern scheinen. Gleichzeitig stellen sie weitere Einsatzbeispiele für den in Abschnitt 7.5.2.3. (Bild 7.35) erläuterten *Johnson*-Zähler *4017* dar. Beide Varianten werden nur auszugsweise gezeigt, um den Lösungsweg zu verdeutlichen; auf den eigentlichen Uhrenteil wird nicht eingegangen.

In der internationalen IS-Fertigung sind – insbesondere im NSW-Bereich – seit Jahren eine ganze Anzahl von kompletten Uhrenschaltkreisen (z. B. *MM-53*-Typenreihe) im Angebot, die den vollständigen Zähler mit Decoder und diversen Zusatzeinrichtungen (Zwischenspeicher, programmierbare Weckereinheit usw.) enthalten und insoweit – bis auf das extern anzuschließende LED- oder LCD-Zifferndisplay und wenige externe Bauelemente – bereits die »komplette Digitaluhr in einem IS« darstellen. Diese inzwischen recht preiswerten IS sind relativ oft auch aus Importen oder Restbeständen dem Amateur zugänglich. Die große Zahl dieser Typen hat aber den für Amateure entscheidenden Mangel, daß sie nicht für Quarztaktgeber ausgelegt sind, sondern als Zeittakt die 50-Hz-Netzfrequenz verwenden. Sie sind für netzbetriebene Digitaluhren, Uhrenradios u. ä. Haushaltgeräte bestimmt. Während im NSW-Bereich die 50-Hz-Netzfrequenz (zumindest über längere Zeiten gemittelt) sehr genau auf 50 Hz gehalten wird und damit als Zeitnormal geeignet ist – weshalb die Schaltkreis- und Uhrenhersteller in diesen Fällen auf den Aufwand für Quarztaktgeber verzichten können; Uhrenquarze sind nicht billig! –, gilt das nicht für das RGW-Verbundnetz, das nicht für die »Mitverwendung« als Zeitnormal konzi-



a)



b)

Bild 7.41
Frequenzteiler 60:50 für CMOS-Digitaluhren

piert ist. Hier kommen erhebliche Frequenzabweichungen vor, die bei netzsynchronen Uhren Gangfehler bis zu ±15 Minuten am Tag (!) ergeben. Das zwingt den DDR-Amateur dazu, derartige Schaltkreise mit selbstgebauter oder ebenfalls preiswerten Importen entstammender Quarz-Zeitbasis – die dann 50 Hz liefern muß – zu betreiben. Der relativ problemlose Eigenbau einer 50-Hz-Quarzzeitbasis soll hier nicht betrachtet werden, er bietet keine Besonderheiten. Dagegen sind häufig komplette Quarzzeitbasis-Baugruppen für 60 Hz (eine im außereuropäischen Raum verbreitete Netzfrequenz) greifbar. Es stellt sich dann die Aufgabe, diese 60 Hz auf die für die Uhren-IS benötigten 50 Hz umzusetzen.

Die Lösung dieser Aufgabe wird recht einfach, wenn man sich an die simple Tatsache erinnert, daß der Takteingang der Uhren-IS nicht schlechthin »eine 50-Hz-Frequenz« benötigt, sondern 50 einzelne Impulse je Sekunde (die gezählt werden). Diese Impulse müssen keineswegs in genau gleichen Abständen aufeinander folgen. Es genügt deshalb, aus dem 60-Hz-Takt jeden sechsten Impuls zu »entfernen«, um die erwünschten 50 Impulse je Sekunde zu erhalten. Hierfür genügt ein *Johnson*-Zähler *4017* in der Schaltung nach Bild 7.41a. Das zugehörige Impulsdiagramm (Bild 7.41b) verdeutlicht die Funktionsweise zusammen mit dem zur *4017* gehörenden Funktionsdiagramm Bild 7.35.

Der 60-Hz-Takt wird der vorhandenen Quarzzeitbasis entweder an dem dafür vorgesehenen Gatterausgang oder einem bereits in dieser Baugruppe enthaltenen Pegelanpaßtransistor (Prinzip nach Bild 7.22) entnommen. Diese Baugruppe ist –

ebenso wie das hinter Punkt A folgende Takteingangsgatter der Uhren-IS – in Bild 7.41a nur symbolisch dargestellt. Um die richtigen Pegelverhältnisse zu wahren, müssen Quarzzeitbasisbaugruppe, IS *4017* und Uhren-IS selbstverständlich gemeinsam aus der gleichen Betriebsspannung versorgt werden, wie Bild 7.41a andeutet. Der 60-Hz-Takt wird über Diode V1 dem Punkt A (50-Hz-Takteingang der Uhren-IS), parallel dazu dem Takteingang cp der *4017* (Stift 14) zugeführt. Ausgang Q5 ist über eine weitere Diode V2 ebenfalls auf Punkt A gekoppelt, Ausgang Q6 am *4017* wird direkt auf den Reseteingang MR zurückgeführt. Wie sich im Zusammenhang mit Bild 7.35 leicht erkennen läßt, erhält der Uhreingang Punkt A zunächst einige Taktimpulse, die zugleich vom *4017* mitgezählt werden. Da Ausgang Q6 zunächst auf L ist, bleibt auch MR = L und der Zähler arbeitet. Sobald der fünfte Impuls in die Uhr und parallel dazu in den *4017* eingezählt wurde, geht (Bild 7.41b) Ausgang Q5 nach H. Hiermit bleibt Punkt A nunmehr auch nach der HL-Flanke des 60-Hz-Taktimpulses auf H, so daß der folgende sechste Impuls vom H-Potential des Q5 »überdeckt« und ausgeblendet wird. Erst mit der nächstfolgenden Taktrückflanke wird wieder Q5 = L, so daß sich an A die im Impulsdiagramm unten gezeigte Impulsfolge ergibt, in der jeder sechste Impuls fehlt. Damit treten an A 50 Impulse je Sekunde auf. Der ausgeblendete sechste Impuls bewirkt, daß Q5 = L und Q6 = H wird. Damit wird aber auch MR = H, was (vgl. Bild 7.35) zum sofortigen Rücksetzen der *4017* in die Ausgangsstellung führt. Der H-Rücksetzimpuls an Q6 tritt deshalb nur für sehr kurze Zeit (weniger als 1 µs) auf, seine Zeitdauer entspricht den schaltkreisinternen Verzögerungszeiten der *4017*. Sofort nach dem sechsten Takt ist damit wieder der Anfangszustand erreicht.

Diese Anwendung stellt ein Beispiel für eine sehr vereinfachte »modulo-m-Teilung« dar. Es wird hier eine 6:5-Frequenzteilung erreicht. Andere Teilerverhältnisse lassen sich – für andere Anwendungsfälle dieses Prinzips – bei der *4017* leicht wählen, indem der hierfür gültige Q-Ausgang statt Q5 benutzt wird und der ihm nachfolgende (statt Q6) das Rückstellen (Brücke nach MR) übernimmt. Für die hier gezeigte Anwendung fällt (Bild 7.41a) »nebenbei« noch die Taktfrequenz 10 Hz am Ausgang Q ab (die Impulse für den Uhrtakt werden 10mal je Sekunde ausgeblendet). Diese 10 Hz können, wie punktiert angedeutet am Ausgang Q5 abgreifbar, anderweitig zum Signalisieren (für auffällig »flimmernd« angesteuerte Signal-Leuchtdioden) oder auch als Weckertonfrequenz (Ankopplung an Q5 mit Hilfstransistor ähnlich Bild 7.26... Bild 7.29 oder Bild 7.12a) verwendet werden, was für diesen Zweck u. U. einen gesonderten Multivibrator einsparen kann.

Eine ganz ähnliche Aufgabenstellung liegt vor, wenn der Amateur zwar einen für 50 Hz Taktfrequenz ausgelegten Uhren-IS, aber keine geeignete Quarzzeitbasis dafür hat. Der Eigenbau eines Quarztaktgebers erfordert neben einem Quarz geeigneter Frequenz – bei den für Binärteilung ausgelegten speziellen »Uhrenquarz-Frequenzen« 32 768 Hz, 4,19 MHz u. ä. ist nicht ohne zusätzliche Zählumfangsverkürzungen und Rückführungen auszukommen, wenn 50 Hz angestrebt werden – den entsprechenden Aufwand an Teiler-IS. Diese Aufgabe könnte man in CMOS-Technik analog den entsprechenden, in diesem Buch beschriebenen TTL-Schaltungen lösen. Günstiger ist aber der Einsatz einer einfachen (meist auch leichter und preiswerter beschaffbaren) 1-Hz-Quarzzeitbasis, etwa nach Bild 7.22 aufgebaut. Hier wird allerdings, vom Schaltkreis *U 113 F/U 118 F* vorgegeben, sofort auf 1 Hz herabgeteilt, so daß man vor der Aufgabe steht, 1 Hz auf (zuverlässig quarzsynchrone!) 50 Hz *herauf*setzen zu müssen. Dies gelingt einfach und zuverlässig mit der Schaltung nach

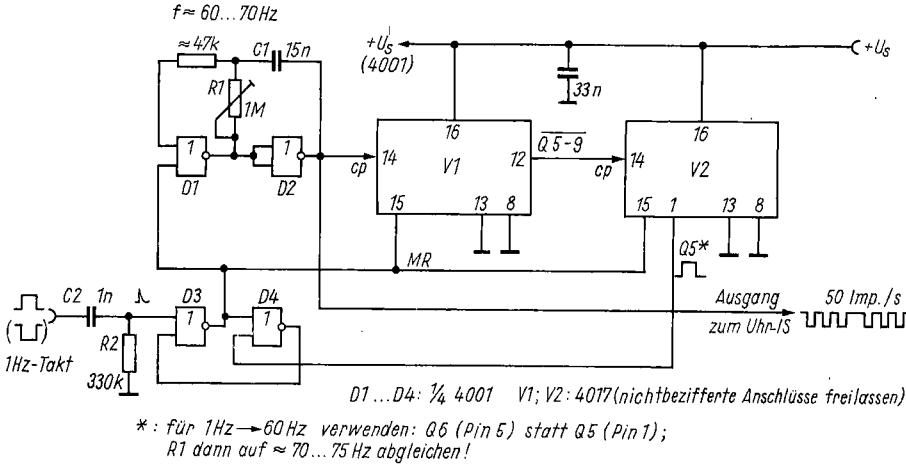


Bild 7.42 Frequenzvervielfacher 1 Hz zu 50 Hz (60 Hz). Auch für andere Frequenzen und Vervielfacherzwecke geeignet

Bild 7.42 (die wiederum sinngemäß ebenso auch für andere Ausgangsfrequenzen anwendbar ist!). Man geht auch hier wieder davon aus, daß der Uhr-Takt-Eingang nicht »50 Hz« schlechthin, sondern 50 Impulse je Sekunde benötigt, die ohne weiteres auch in kürzeren und unregelmäßigen Abständen einander folgen dürfen, ohne daß dies die Wirkungsweise der Digitaluhr beeinträchtigt. Mit 2 NOR-Gattern einer *4001* wird ein einfacher Multivibrator realisiert, an dessen Frequenzkonstanz (sie geht in die Uhr-Ganggenauigkeit nicht ein!) keine besonderen Anforderungen zu stellen sind. Dieser Multivibrator wird mit *C*1 und *R*1 auf eine Frequenz, die etwas höher als die erwünschte Uhrtaktfrequenz ist (60...70 Hz für 50-Hz-Uhrtakt), abgeglichen. Die restlichen 2 Gatter der *4001* (unten in Bild 7.42) werden zu einem Start-Stop-RS-FF verbunden, der den Multivibrator startet und stoppt. Als Startsignal benutzt man den 1-Hz-Takt der Quarzzeitbasis (der bei *C*2 anzulegen ist und dort, je nach gegebener Impulspolarität, den RS-FF entweder mit seiner vorderen oder hinteren Impulsflanke startet). Nach Eintreffen des 1-Hz-Takts gibt der RS-FF mit L-Pegel am Ausgang des ersten Gatters den Multivibrator frei; der nun anschwingt. Gleichzeitig werden mit MR = L die Zähler-IS *4017* freigegeben. Die Takte des Multivibrators gelangen zum Uhrtakteingang und gleichzeitig in den ersten Zähler *4017*, der hier als 10:1-Teiler arbeitet. Nach jedem zehnten Impuls schaltet daher die zweite *4017* einen Taktschritt weiter (Bild 7.35), bis Ausgang Q5 (Stift 1) dieses Zählers H wird. Mit diesem Signal wird der RS-FF rückgesetzt und damit der Multivibrator sofort gestoppt. Zu diesem Zeitpunkt sind exakt 50 Impulse in Zähler und Uhren-IS eingelaufen. Der Multivibrator bleibt gestoppt, bis der nächste Sekundentakt an E den Multivibrator erneut startet. Da beim Stoppen MR = H wird, werden auch die Zähler *4017* sofort nach Zählschluß auf Null rückgesetzt. Die Schaltung zählt also je Sekunde exakt 50 Taktimpulse des Multivibrators ab, womit der 50-Hz-Takteingang der Uhr exakt dem 1-Hz-Takt der Quarzzeitbasis synchron ist. Die Schaltung kann ebenso zum Betrieb eines für 60-Hz-Takt ausgelegten Uhren-IS mit dem 1-Hz-Taktgeber benutzt werden. Man

verwendet dann am zweiten Zähler *4017* lediglich Ausgang Q6 (Stift 5) statt Q5 und gleicht den Multivibrator mit $R1$ auf etwa 70...75 Hz ab.

Der Abgleich von $R1$ im Multivibrator gelingt auch ohne Meßmittel sehr leicht. Zu diesem Zweck wird der an $C2$ liegende Gattereingang (oberer Anschluß von $R2$) mit $+U_s$ verbunden. Der RS-FF ist dann in Ein-Stellung blockiert und der Multivibrator läuft ständig. Mit $R1$ gleicht man nach der Digitaluhranzeige so ab, daß die Uhr in dieser Betriebsweise etwa 10 Minuten je Stunde (Grenzwerte etwa 6...12 Minuten/h) vorgeht. Ist dieser Vorlauf-Gangfehler erreicht, so entfernt man die Verbindung zwischen $+U_s$ und Masse wieder, wonach die Digitaluhr (falls der Quarztakt bei $C2$ noch nicht anliegt) stehenbleibt. Mit Anlegen des 1-Hz-Quarztakts an $C2$ ist der Abgleich bereits beendet.

Diese Schaltung läßt sich selbstverständlich auch unabhängig von Quarztaktgeber und Digitaluhr für alle ähnlichen Fälle anwenden, bei denen eine Frequenzvervielfachung (genauer: Impulszahlvervielfachung!) erforderlich ist (auch bei wesentlich höheren Frequenzen anwendbar!) oder wo gefordert wird, daß auf einen Auslöseimpuls (an $C2$) mit einer ganzen Serie bzw. genau definierter Anzahl von Einzelimpulsen »geantwortet« werden muß. Der Einsatzbereich der Vervielfacherschaltung nach Bild 7.42 ist also keineswegs auf Uhrenanwendungen begrenzt. Zu beachten ist auch hier, daß die Schaltung mit allen vor- und nachfolgenden Baugruppen aus der gleichen Speisespannung U_s – sinngemäß ebenso wie bei Bild 7.41a – zu versorgen ist, um an den Ein- und Ausgangsstellen die korrekten Pegelverhältnisse zu wahren. Ein Vorzug der Schaltung nach Bild 7.42 besteht ganz allgemein darin, daß der Vervielfachungsfaktor nahezu beliebige, auch ungerade Werte annehmen kann, wenn die Zählstufen (ggf. mit zusätzlichen »Erkennungslogiken«) für entsprechende Teilerverhältnisse bemessen werden. Hierfür kann man die für TTL-Frequenzteiler gegebenen Regeln anwenden.

Nachtrag nach Redaktionsschluß

Inzwischen wurde auch in der DDR die Fertigung einer CMOS-Typenreihe *U4...* aufgenommen. In Produktion sind (Stand 1982) die Typen *U4001, U4011, U4012, U4013, U4015, U4023, U4027, U4028, U4030, U4035, U4042, U4050, U4093,* ferner *U40098* und *U40511.* Die Typenkennziffern entsprechen den internationalen, auch in diesem Buch benutzten Typenangaben; zur eingehenden Dateninformation kann deshalb außer auf die entsprechenden DDR-Typenblätter des Herstellers auch auf [2] (dort ab Auflage 1978) und [66] verwiesen werden. Mit Ausnahme der Typen *U4050, U4093, U40098* und *U40511* (letzterer dem internationalen Typ *4511* etwa vergleichbar), die Standard-Typen sind, handelt es sich bei dieser *U4...*-Serie um LOCMOS-Typen (internationale Serie *HEF4...*). Statt des in diesem Buch angegebenen Typs *4077* kann der Amateur die *U4030* mit nachgeschalteter Negation (1 Gatter *U4001* o.ä.) verwenden. Der Typ *4017* hat derzeit kein DDR-Äquivalent. Zu erwarten sind (den TTL-Zählern D 193 und D 194 funktionell vergleichbare) CMOS-Zählertypen ähnlich *40192, 40193* der internationalen Serien, sowie weitere Ergänzungen des Typenspektrums.

8. Literaturverzeichnis

[1] *Jakubaschk, H.:* Das große Elektronikbastelbuch; Militärverlag der DDR, Berlin 1976 (ab 5. Auflage)

[2] *Kühn, E.; Schmied, H.:* Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1974, und:
Kühn, E.; Schmied, H.: Handbuch Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik Berlin, 1. Auflage 1978

[3] *Weissleder, H.:* Digitale integrierte Schaltkreise im Amateurfunk; FUNKAMATEUR, Teil 1: 1974, H. 1, S. 29...31. Teil 2: 1974, H. 2, S. 87...89; Teil 3: 1974, H. 3, S. 141...143; Teil 4: 1974, H. 4, S. 193...195 und 198; Teil 5: 1974, H. 5, S. 245...246

[4] *Streng, K. K.:* Analoge integrierte Schaltungen von TESLA; Band 142 der Reihe »elektronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

[5] *Schubert, K.-H.:* Neue integrierte Schaltkreise aus der DDR-Produktion; Elektronisches Jahrbuch 1976, S. 97...108, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

[6] *Glaser, W.; Kohl, G.:* Mikroelektronik; VEB Fachbuchverlag Leipzig, Leipzig 1973

[7] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit TTL-Schaltkreisen der Schaltkreisserie *D 10*, Teil 1 und 2; Band 141 und Band 155 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1976 und 1977

[8] *Kramer, M.:* Impulstechnik mit TTL-Schaltkreisen; Band 156 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1977

[9] *Jakubaschk, H.:* MOSFET-Schaltungspraxis; Band 143 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

[10] *Lessen, M.:* Feldeffekttransistoren – Eigenschaften und Anwendungen; Band 131 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1974

[11] *Schubert, K.-H.:* Integrierte Schaltkreise aus der UdSSR; Elektronisches Jahrbuch 1975, S. 117...126, Militärverlag der DDR, Berlin 1975

[12] *Schlenzig, K.:* Digitale Schaltkreise »für den Anfang«; Bauplan Nr. 29, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

[13] *Kühne, H.:* GaAsP-Lumineszenzdioden als Referenzspannungserzeuger in Stabilisierungsschaltungen; radio-fernsehen-elektronik, 24 (1975), H. 13, S. 447

[14] *Jakubaschk, H.:* Leuchtdioden und ihre Anwendung; Band 149 der Reihe »elektronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1977

[15] *Wolfram, J.:* Anwendungsbeispiele für die MOS-Schaltkreise *U 106 D* und *U 107 D*; radio-fernsehen-elektronik, 22 (1973), H. 11, S. 369...371

[16] *Wagner, W.:* Anwendungsbeispiele für integrierte MOS-Schaltungen *U 101 D* bis *U 105 D*; radio-fernsehen-elektronik, 23 (1974), H. 14, S. 452...454 und 459...461

[17] *Engler, P.:* Wechselspannungsverstärker mit *U 102 D*, *U 106 D* und *U 107 D*; radio-fernsehen-elektronik, 24 (1975), H. 14, S. 470...472

[18] *Engler, P.:* Grundschaltungen mit MOS-Schaltkreisen; radio-fernse-

hen-elektronik, 24 (1975), H. 15, S. 490...492

[19] *Jungnickel, H.; Lange, H.; Reichelt, D.:* Berührungsschalter, Aufbau – Eigenschaften – Anwendung; radio-fernsehen-elektronik, 23 (1974), H. 13, S. 428...430

[20] *Schneegass, G.:* Sensortasten-Aggregat mit MOS-Schaltkreisen; FUNKAMATEUR, 1974, H. 4, S. 171...173

[21] Kombinat VEB Funkwerk Erfurt, MOS-Feldeffekttransistoren; Informations- und Applikationsschrift 1973

[22] *Jakubaschk, H.:* Elektronische Berührungsschalter mit MOS-Schaltkreisen; radio-fernsehen-elektronik, 23 (1974), H. 19, S. 621...623 und S. 625...630

[23] *Klein, R.:* Anwendungsmöglichkeiten der integrierten MOS-Schaltung *U 108 D*; radio-fernsehen-elektronik, 24 (1975), H. 2, S. 44...48

[24] *Engler, P.:* Zähldekaden mit *U 103 D* und *U 108 D*; radio-fernsehen-elektronik, 25 (1976), H. 2, S. 44...45

[25] *Lessen, M.:* Eigenschaften und Anwendung des binären Frequenzteilers *U 112 D*; radio-fernsehen-elektronik, 25 (1976), H. 5, S. 161...164

[26] *Höhne, M.; Koch, G.; Meder, M.:* Eigenschaften und vorläufige technische Daten der Typenreihe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik, radio-fernsehen-elektronik, Teil 1: 23 (1974), H. 22, S. 721...725; Teil 2: 23 (1974), H. 23, S. 767...769

[27] *Schuster, W.:* Gleichspannungsregler mit integrierten Schaltkreisen; radio-fernsehen-elektronik, 22 (1973), H. 17, S. 552...554

[28] *Höhne, M.; Koch, G.; Meder, M.:* Applikationsbeispiele für die Typengruppe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik; radio-fernsehen-elektronik, Teil 1: 23 (1974), H. 24, S. 785...789; Teil 2: (1975), H. 1, S. 25...28

[29] *Greif, H.:* Grundzüge der Steuer- und Regeltechnik; Band 75 der Reihe »Der Praktische Funkamateur«, Militärverlag der DDR, Berlin 1968

[30] *Kronjäger, O.:* Amateurtechnik und Betriebszuverlässigkeit; Band 80 der Reihe »Der Praktische Funkamateur«, Militärverlag der DDR, Berlin 1969

[31] *Jakubaschk, H.:* Angewandte Elektronik; Band 111 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1972

[32] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit selbstgefertigten Silizium-Planar-Fototransistoren; FUNKAMATEUR, 1970, H. 8, S. 389–390 und H. 9, S. 453...455

[33] Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Digitale Integrierte Schaltkreise; Beilageheft zum Halbleiter-Bastelbeutel Nr. 8 (Ausgabe 1973)

[34] *Jakubaschk, H.:* Komplementärschaltungstechnik; Band 154 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1977

[35] *Greiner, G.:* Störfeste monostabile Schaltung; radio-fernsehen-elektronik, 23 (1974), H. 15, S. 496...499

[36] *Gürth, R.:* Sensorschalter mit TTL-Schaltkreisen; FUNKAMATEUR, 1975, H. 6, S. 277...279

[37] *Jakubaschk, H.:* Fernsteuerexperimente Teil 1; Band 92 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1970

[38] *Kühne, H.:* Frequenzteiler und Frequenzvervielfacher für veränderliche Eingangsfrequenzen mit monostabilen Multivibratoren; radio-fernsehen-elektronik, 24 (1975), H. 12, S. 411...413

[39] *Haberlandt, K.-H.:* Eigenschaften und Anwendung der Schaltkreisserie *D 10*; radio-fernsehen-elektronik, Teil 1: 21 (1972), H. 23, S. 749...755; Teil 2: 21 (1972), H. 24, S. 792 und 806...811

[40] *Schade, G.:* Zu einigen Fragen der Erzeugung von stabilen diskreten Frequenzen; FUNKAMATEUR, 1974, H. 5, S. 235...237

[41] *Armgarth, D.:* Wirkungsweise und Kennwerte einiger MSI-Schaltkreise; radio-fernsehen-elektronik, 23 (1974), H. 4, S. 135...138

[42] *Khambata, A. J.:* Einführung in die Gruppenintegration: VEB Verlag Technik, Berlin 1971

[43] *Müller, W.:* Helligkeitsregelung von gasgefüllten Anzeigeröhren; radio-fernsehen-elektronik, 22 (1973), H. 24, S. 813...814

[44] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit der integrierten Schaltung *D 100 C*; radio-fernsehen-elektronik, 20 (1971), H. 19, S. 636...641

[45] *Schlenzig, K.:* Amateurtechnologie; Militärverlag der DDR, Berlin 1968 (1. Auflage), Berlin 1977 (2. Auflage)

[46] *Jakubaschk, H.:* Elektronischer Würfel; radio-fernsehen-elektronik, 24 (1975), H. 24, S. 812...813

[47] *Engler, P.:* MOS-IS *U 311 D* in Zählschaltungen; radio-fernsehen-elektronik, 25 (1976), H. 16, S. 543

[48] *Engler, P.:* Zähl- und Speicherdekaden mit *U 106 D*; radio-fernsehen-elektronik, 25 (1976), H. 13, S. 420...421

[49] *Greichen, G.:* Schaltungsanordnung zur Umwandlung von Spannungsänderungen in definierte Impulse (WP 110 999); radio-fernsehen-elektronik, 23 (1974), H. 15, S. 277...279

[50] *Müller, O.:* Zeitraffereinrichtungen mit integrierten Schaltungen; Funktechnik, 1974, Teil 1: H. 23, S. 822...824; Teil 2: H. 24, S. 867...868

[51] *Behnke, H.:* Der elektronische Zähler; radio-fernsehen-elektronik, 25 (1976), H. 15, S. 481...485

[52] *Hyan, J. T.:* Vierstellige Universal-Anzeige-Einheit; Funktechnik, 30 (1975), H. 23, S. 762...765

[53] *Rauh, P.:* Digitaluhr mit Ziffernanzeige; Funktechnik, 27 (1972), H. 4, S. 125, 128...130

[54] *Schneider, H.:* Digitaluhr mit 7-Segment-Anzeige; Funktechnik, 27 (1972), H. 18, S. 671...676

[55] *Stimmler, K.:* Unterdrückung der vorlaufenden Null in der Stundenanzeige von Digitaluhren; Funktechnik, 28 (1973), H. 23, S. 905

[56] *Wiechert, D.:* Unterdrückung der vorlaufenden Null in der Stundenanzeige von Digitaluhren (Korrektur und Ergänzung zu [55]); Funktechnik, 29 (1974), H. 12, S. 442

[57] *Thalmann, I.:* Zeitzeichengeber für Digitaluhren; Funktechnik, 28 (1973, S. 20, S. 717...718

[58] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit digitalen p-Kanal-MOS-Schaltkreisen; Band 163 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[59] *Eckhardt, D.; Groß, W.:* Grundlagen der digitalen Schaltungstechnik; Militärverlag der DDR, Berlin 1975

[60] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker *A 109*; Band 170 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1979

[61] *Jakubaschk, H.:* Elektronikschaltungen mit dem Operationsverstärker *A 109*; Band 182 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1980

[62] *Jakubaschk, H.:* MOSFET-Schaltungspraxis Teil 2, Band 162 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[63] *Thermann, M.:* Berührungsschalter zur Steuerung von Tonbandgeräten; radio-fernsehen-elektronik, 25 (1976), H. 15, S. 501...503

[64] *Thomas, J.:* Neue Symbole zur Darstellung logischer binärer Elemente; radio-fernsehen-elektronik, 25 (1976), H. 18, S. 595...603

[65] *Jakubaschk, H.:* Amateurtontechnik, Militärverlag der DDR, Berlin 1981 (ab 3. Auflage)

[66] *Erlekampf, R.; Kramer, M.; Mönig, H.-J.* (Herausgeber): Mikroelektronik in der Amateurpraxis, Militärverlag der DDR, Berlin 1980

[67] *Hertzsch, A.:* Elektronische Zähler Teil 1 und 2, Band 191 und Band 192 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, 1981

[68] *Schlenzig, K.; Galle, R.:* Digital-Mosaik II (Digitale bipolare Amateurschaltkreise); Original-Bauplan Nr. 37, Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[69] *Buttgereit, D.:* Eigenschaften und Kenndaten der Schieberegister *D 191 C* und *D 195 C*; radio-fernsehen-elektronik 22 (1973), H. 17, S. 557, 558

[70] *Jakubaschk, H.:* Programmablaufsteuergerät für Filmzeitraffer-Aufnahmen; radio-fernsehen-elektronik, 27 (1978), H. 7, S. 464...467

[71] *Jakubaschk, H.:* Elektronikbasteln für Foto und Film, VEB Fotokinoverlag Leipzig 1981

[72] *Armgarth, D.:* Integrierte Schaltungen für Kameras, radio-fernsehen-elektronik, 25 (1976), H. 10, S. 333, 334

[73] *Schütze, S.:* Praktica EE 2 – Spiegelreflexkamera mit elektronischer Belichtungszeitsteuerung; radio-fernsehen-elektronik 26 (1977), H. 15, S. 491...494 und 499

[74] *Kühne, H.:* Applikationsbeispiele mit dem Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D*, H. 207 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1983

[75] *Buttgereit, D.:* Die integrierte Initiatorschaltung *A 301 D* – Aufbau und Kennwerte; radio-fernsehen-elektronik, 26 (1977), H. 12, S. 403...406

[76] *Haberlandt, K.-H.:* Anwendung der Initiatorschaltung *A 301 D*; radio-fernsehen-elektronik, 26 (1977), H. 14, S. 453...458

[77] ...,: Monolithisch integrierte Initiatorschaltung *A 301 D*, Teil 1, Halbleiterinformationen 120; radio-fernsehen-elektronik, 26 (1977), H. 5, S. 157...160; Teil 2, Halbleiterinformationen 122, radio-fernsehen-elektronik, 26 (1977), H. 6, S. 193, 194

[78] *Jakubaschk, H.:* Modellbahnelektronik, VEB Transpress Verlag für Verkehrswesen, Berlin 1980

[79] *Seeger, B.:* CMOS-Uhrenschaltkreis *U 113 F*; Halbleiterinformationen 158, radio-fernsehen-elektronik, 28 (1979), H. 5, S. 309, 310

[80] *Lauenroth, U.:* Elektronische Morsetaste mit CMOS-Schaltkreisen; Elektronisches Jahrbuch 1980, S. 146...151, Militärverlag der DDR, Berlin 1979

[81] *Miel, G.:* Elektronik des Modellantriebs, Teil 3, Band 175 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1979

Hinweis für Literaturbeschaffung: In der *Deutschen Bücherei Leipzig* wird die gesamte deutschsprachige Literatur zusammengetragen. Insbesondere für alle hier angegebenen Zeitungs- und Zeitschriftenveröffentlichungen besteht – falls die Originalausgabe für den einen oder anderen Leser nicht ohne weiteres zu beschaffen ist – die Möglichkeit, dort gegen geringe Gebühr eine Fotokopie zu bestellen. Bei der Bestellung müssen Zeitschrift, Jahrgang, Heft, Titel und Verfasser sowie Heftseite mit eventuellem Hinweis, den gesamten Beitrag zu kopieren, angegeben werden.

Die oben angeführten Bücher sind in allen städtischen Bibliotheken der DDR

vorhanden, bzw. der Leser erhält sie auf Bestellung im Fernleihverkehr. Nachdem man Einblick genommen hat, kann man einzelne interessierende Druckseiten daraus ebenfalls bei der *Deutschen Bücherei Leipzig* als Fotokopie bestellen (die Anschrift lautet: Deutsche Bücherei, 7010 Leipzig, Deutscher Platz).

Der Verfasser hofft, damit vor allem den auf dem Lande und in Kleinstädten wohnenden Amateuren einen brauchbaren Hinweis gegeben zu haben.

9. Sachwortverzeichnis

Ablaufsteuerlogik 268
Ablaufsteuerung, Getränkeautomat 223
Abtastlichtschranke 209
AD-Wandler 282ff.
aktive Redundanz 126
Alarmlichtschranke 487
Analog/Digital-Wandler 282ff.
AND-Diodennetzwerk 110
AND-Funktion 36
Annäherungsschalter, A 301 429, 430
Ankopplungsschaltung, CMOS 469ff.
Anschlußlage 27
Ansprechpegel 138
Ansteuerung, Thyristor 181
Antivalenzfunktion 86
Antivalenzgatter 4077 496
Antivalenzschaltung 191
Anzeigeeinheit, Quarzuhr 318
Anzeigeorgan 300ff.
Anzeigeschaltung, MOS-Zähldekade 118ff.
Äquivalenzfunktion 86
Äquivalenzgatter 86
Äquivalenzschaltung 191
Äquivalenztester 357, 358
ASMW-Zeitzeichen 325
astabiler Multivibrator 142ff., 407, 408, 476
asynchroner Frequenzteiler 113
– Teiler 166
Ausgangskennlinie, MOS-Gatter 67
–, TTL-Gatter 61
Ausgangslastfaktor 42, 345
–, Erweiterung 189
Ausgangslastkapazität, CMOS 466
Ausgangssignalübertragung, Speiseleitung 428
Auslesetaktgeber 337
Auslöser, IS 410
A 109, Speiseleitung 71
A 110 35
–, Speiseleitung 71
A 301 410ff.
–, Anschlußlage, Innenschaltung 413
–, teilgeschädigte 424, 425
A 902 395ff.
BCD-Code 118, 235, 236
BCD-Zähler, binärer 246
BCD-zu-Dizimal-Decoder 278, 282, 309
BCD-zu-Dezimal-Decoder-Schaltung 310
BCD-zu-7-Segment-Decoder-IS 305ff.
Beleuchtungsdosis 400
Belichtungszeitschalter 440
berührungslose Drehzahlmessung 447
Betriebsartenumschalter, Belegung 270
Betriebsartumschalter 268
binäre Teilerkette 165, 166
Binärteiler 162
BI/RBO 307
bistabiler Multivibrator 95, 154
bistabile Umschaltanordnung 455
Bitmuster 241
blanking input/ripple blanking output 307
Blindenuhrdecoder 335ff.
Blinklichtgeber 195, 196, 485ff.
Blinkschaltung, CMOS-IS 485
Blockbelegungsmelder 431
Bondinsel 19
Braille-Schrift 335
Brandmelder 213, 214
Brandmelderlogik 217
Brandmelderschaltung 213
Brummbalken 230
B 340 293

Chip 13, 14
clockpulse 85, 155
CMOS-Inverter 458
CMOS-Johnson-Zähler 4017 490
CMOS-Langzeitschalter 489
CMOS-Logiktester 496ff.
CMOS-Monoflop 475
CMOS-NAND-Gatter 461
CMOS-NOR-Gatter 461
CMOS-Quarzgenerator 477
CMOS-Schaltbeispiel 473ff.
CMOS-Schaltkreis 458ff.
CMOS-Tongeneratorschaltung 482
CMOS-Trigger 473

CMOS-Zähler-IS 4017 490
CMOS-Zeitschalter 489
Coder 302
Codestecker 393
Codiereinrichtung, Schloß 393
Complementary-MOS 459

Dämmerungsschalter 401, 402
–, A 301 434ff.
Datenangabe 40ff.
Datumsignal-Ausgang 329
Datumzählerausgang 328, 329
Decoder 259
–, Anzeige 302ff.
Decodierschaltung 118ff., 300ff.
Decodierung, dezimale 298
dekadische Zählschaltung 115
delay 157
Dezimal-zu-7-Segment-Decoder 302, 303
D-FF 157
D-Flip-Flop 157ff.
Diac 315
Differenzierglied 142
digitale Quarzuhr, Konzeption 122ff.
digitaler Langzeitschalter 491
Digitalquarzuhr, Übersichtsschaltplan 316
Digitalthermometer 358ff.
Digitaluhr, TTL-Technik 315ff.
Digitalvoltmeter 364, 365
DIL 27
Dosierzeit 222
Drehzahlaufnahme, optoelektronische 448
Drehzahlmesser 380ff.
–, A 301 447ff.
Drehzahlmessung, berührungslose 447
Drehzahlsteuerung, Modellmotor 225ff.
Dreieckgenerator 298ff.
dual-in-line 27
dynamischer Flip-Flop 95
D 100, Innenschaltung 23
D 103, Innenschaltung, Anschlußlage 26
D 110, Innenschaltung, Anschlußlage 26
D 120, Innenschaltung, Anschlußlage 26
D 130, Innenschaltung, Anschlußlage 26
D 140, Innenschaltung, Anschlußlage 26
D 146 305ff.
D 147 305ff.
D 150, Innenschaltung, Anschlußlage 26
D 160, Innenschaltung, Anschlußlage 26
D 172 160ff.
–, Innenschaltung, Anschlußlage 27
D 174 157ff.
D 192 246ff.
–, Innenschaltung, Anschlußlage 29
D 193 246ff.
D 195 149ff.

Eichmarkengenerator 355, 356
Eigenzeitzeichen-Tonerzeugung 325
Ein/Aus-Sensorschalter 100
Ein/Aus-Tipp-Sensorschalter 184
Eingangserweiterung, TTL-Gatter 59
Eingangsimpulsaufbereitung 266, 267
Eingangslastfaktor 42
Eingangstrigger, TTL-Schaltung 405
Einschreibgenerator 389
Einschreib-Vorbereitungssignal 338
Einschwellenverfahren 286, 359
Einzelimpuls-Torschaltung 195
Einzelimpulszählung 260
Einzeltaktgeber 357
eisenloser Transverter 81
El-Bug 376
elektronische Morsetaste 376ff.
elektronisches Spielgerät 366ff.
– Ziffernschloß 385ff.
Emitterfolger 107
Endlagenschalter 429
Endlagenumschalter, Verriegelung 455ff.
Entstörschaltung, TTL-Speiseleitung 84
Erdstrom, vagabundierender 438
Erholzeit 225
Erkennungslogik 125, 236, 239, 252, 253
–, MH 7490 245
Erstereignisspeicher 369, 370
Exclusiv-OR-Schaltkreis 4077 494

Faktimpuls 155
Fanout 42
Federsteckverbinder 357
Ferritperle 358
Ferritstab 422
Feuchteindikator 134
Feuchtemelder 134, 135, 214, 215, 438, 439
FF 95
flankengetriggertes Flip-Flop 96
– SR-Flip-Flop 155ff.
Flip-Flop 95
–, CMOS-Technik 481
–, TTL-IS 154ff.
fold-back-Kennlinie 78, 79
Freigabe, Gatter 194
Freilaufdiode 396
Frequenzaufbereitung 499
Frequenzmesser 348
–, A 301 445ff.
Frequenzmeßzusatz, Vielfachmesser 347, 348
Frequenzsynthesizer 257

Frequenzteiler 108ff., 162ff.
–, asynchroner 113
–, CMOS-Technik 481
–, Monoflop 234
–, programmierbarer 257, 258
–, synchroner 114, 166
–, U 112 117, 118
Frequenzteilerkette 156
Frequenzteilerschaltung 109
Frequenzverdoppler 234, 235, 495
Frequenzverdopplung 494, 495
Fuchsjagd-Kleinstsender 378ff.
Funkboje 379
Funktionstabelle 85
Funktionstafel 85

Gangkorrekturtaste 323
Gateschutzdiode, integrierte 64
Generator 142ff.
–, CMOS-IS 476ff.
Generatorschaltung 145
Gesamtverzögerungszeit 168
Geschwindigkeits-Kontrollschranke 210
Großsichtanzeige, Digitaluhr 329, 330
Grundgatterprüfeinrichtung 344ff.

Halbwellenbetrieb 182
Halbwellenverfahren, Thyristor 330
Handtester 350ff.
HEF-Typenreihe 461
Heißwassermelder 213
Helligkeitsregelschaltung 313, 314
Helligkeitsreglung 313ff.
HF-Eichmarkengeber 356
HF-Prüfsignalgeber 356
HF-Testsignalgeber 355, 356
High 39
H-L-Folge 241
Hoch 39
Hysterese 137

IL 74141 311
Impedanzanpassung, TTL-Signalleitungen 64
Impedanzwandler 107
Impulsbreiten-Drehzahlsteuerung 225
Impulsdauer 144
Impulserzeuger 142ff.
–, CMOS-IS 476ff.
Impulsformer 127, 136ff.
Impulsformervorstufe 446
Impulsgenerator 92ff.
Impuls-Grundschaltung 136ff.
–, MOS 85ff.
Impulsverdopplerschaltung 170
Impulsverdopplung 170
Impulsverkürzung 91, 166, 167
Impulsverlängerung 203
Impulsverzögerung 91, 168, 169
Impulsverzögerungsschaltung 169, 172
Impulsverzögerungsstufe 169
Impulszähler 258ff.
induktive Meßwertaufnahme 447
Informationseingang, D-FF 157
Initiatorschaltkreis 410
Initiatorschaltung, A 301 429ff.
Input 42
integrierte Gateschutzdiode 64
Integrierter Schaltkreis, Herstellungstechnologie 19ff.
Intervallkontrollschranke 207, 208
Intervallton-Schaltung 484
Intervallton-Signalgeber 484
–, A 301 452
IS, Aufbau 21
–, Anschlußdaten, Eigenschaften 40ff.
–, Bauelement 25ff.
–, Innenaufbau 34, 35
Isolationsfehlstrom 399
Isolationsprüfer 104

JK-Flip-Flop 160ff.
JK-Master-Slave-FF 111, 160
Johnson-Ringzähler 464

Kamerabelichtungsautomatik 398
Kamerabelichtungszeitsteuerung 398
Kameraverschlußzeitgeber 398
Kanalwiderstand 465
Kapazitätsmesser 348ff.
Kapazitätsmeßgerät 449ff.
Kapazitätsmeßzusatz 291ff.
kapazitives Übersprechen 63
Kfz-Drehzahlmesser 381, 382
Kfz-Parklichtdämmerungsschalter 402
Kippschwingungsgenerator 92
Komparator 71
komplementärer MOSFET 459
Kontakt-Entprellschaltung 97, 98, 175
–, CMOS-Eingänge 472
kontaktlose Thyristorzündung 454
Kontrollschaltung 213ff.
Kraftfahrzeugdrehzahlmesser, A 301 452, 453
Kraftfahrzeugthyristorzündung 453ff.

Ladeschalter 263, 343
Lamellentubus 211
Lampenblinkschaltung 196
Lampenschalter, Thyristor 201, 202

Lampentest, Eingang 307
Langzeitschalter, digitaler 293
large scale integration 25
Lastankopplung, Ringzähler 241
Lasteinheit 42
Lastfaktor 42
Lastfaktor-Erweiterung 188, 189
Lastkapazität 63
Lastschaltung, Transistor 180
Lastumschaltung, Thyristor 427
Layout, IS 24
Leckstrom 475
LED 300ff.
LED-7-Segment-Display 301
LED-7-Segment-Ziffernanzeige 259, 300ff.
Leitstahlboje 197ff.
Leitungskapazität 62
Leuchtdiode 300ff.
Lichtblitzempfänger 212, 488
Lichtblitzpistole 211, 212
Lichtdosimeter 400, 401
Lichtempfänger 130, 131, 202
Lichtindikator 132, 133
Lichtmengenschalter 398
Lichtmengenzähler 400, 401
Lichtschranke 202ff., 401, 402, 485ff.
–, A 301 434ff.
Lichtschrankenempfänger 131, 132, 401, 486
–, A 301 435
Lichtschranken-Empfangsteil 203
Local Oxydation of Silicon CMOS 461
LOCMOS-Technik 461
Logikart 35ff.
Logiktabelle 85
Logiktester 351ff.
Logigtester-Prüfstift, MOS 106ff.
logischer Pegel 38, 39
logisches Verhalten, IS 34
logisch 0 38
logisch 1 38
Low 39
LSI 25
Luftspule 430

Mäanderschwingung 234
MAA 723, Anschlußlage, Innenschaltung 75
–, Ausgangsstrombelastbarkeit 78
–, Funktionsschaltbild 74
–, Netzteil 80
Maske 20
master 112
Master-slave-FF 112
MB 101 330
medium scale integration 25
Mehrebenen-Wahlschalter 238
Mehrheitslogik 126ff.
–, 2-aus-3 217, 218
Mehrheitslogiksystem, doppeltes 129
Mehrtaktsystem 147ff., 151
Meßgerät, digitales 234ff.
Meßhilfsmittel, TTL-IS 344ff.
Meßwertaufnahme, induktive 447
Metallspürgerät 451
MH 7442, Anschlußskizze, Daten 279
MH 7490 242ff.
Miller-Integrator 170ff.
Mittenspannungsstabilisierung 72
Modellablaufsteuerung, Getränkeautomat 221ff.
Modellbahnelektronik, A 301 430ff.
Modellbahnfahrzeugmelder, A 301 431
Modell-Stoppuhr 365, 366
Modulo-m-Betrieb 273
Modulo-m-Frequenzteilung 273, 274
Modulo-m-Teiler 252
Modulo-m-Zählen 273, 274
Modulo-m-Zähler 235, 252
Monoflop 90, 91, 139ff.
–, A 902 405, 406
–, CMOS-IS 474
–, störfester 173
Morsetaste, elektronische 376ff.
MOS-Gatterausgang, Ankopplung von Lasten 102
MOS-Gatter, Ausgangskennlinie 67
–, Übergangskennlinie 66
MOS-IS 30
–, Aufbewahrung 65
–, Ausgangsschaltstufe 68
MOS-IS-Ausgang, Belastbarkeit 44
MOS-IS-Technik, Grundfunktion 31
MOSFET, komplementärer 459
MOS-Logiktester 106
Motorsteuerung 226
MSI 25
Multiemitter 22, 23
Multiplexbetrieb 302
Multivibrator, astabiler 142ff., 407, 408, 476
–, bistabiler 95, 154

NAND 36
NAND-Gatter, Funktionsweise 37
Negationsstrich 85
Negator 36
–, Transistor 192
Netzausfall-Meldeschaltung 219
Netzausfallmeldung 219
Netzteil 68ff.

–, universelles 81
NF-Generator 215
–, A 209 408, 409
NF-Schwingschaltung 407, 408
NF-Signalgenerator 441, 442
NOR 36
NOR-Gatter, SMY 51 86
Normalfrequenzgenerator 259, 264ff.
Normalfrequenzteiler 264, 265
NTC-Heißleiter 130
Nullpunktabgleichregler 349
Nullspannungsdetektor 281

ODER-Funktion 36
ODER, verdrahtetes 60
optoelektronische Anwendung 195ff.
– Drehzahlaufnahme 448
Optokoppler 330
OPV-Speiseschaltung 73
OR-Funktion 36
Orientierungsboje 200
Output 42

Parallel-Einschreiben 150
Parallelkapazität 63
Parklichtautomatik 402, 403, 437
Pausendauer 144
Pegelanpaßschaltung 103
Pegelanpassung 103, 175ff.
–, CMOS-TTL 470
–, TTL-CMOS 469
Pegel, logischer 38, 39
Pegelübergang, Optokoppler 176, 177
Pegelwandlerstufe 340
Periodendauer 261
Periodendauermessung 271
Phasenanschnittreglung 315
Piezokristall-Schallstrahler 477
prellfreies Schalten 174
Programmauswerteschaltung 327
Programmdecoder 275
programmierbare Schaltuhr 325ff.
Programmierstecker 326
Programmierumschalter 277
Programmwähler IS, U 700 101
Proportionalimpulsverfahren 225
Prüfmittel, TTL-IS 344ff.
Prüfstift 350ff.
Pseudotetrade 236, 280
PTC-Kaltleiter 130, 213
Punkt-Tastschrift 335

Quarzgenerator 94, 146, 147
Quarzoszillator 94, 146, 259
–, A 301 444
Quarzuhr, MOS-IS 122ff.
Quarz-Zeittaktgenerator 478
Quizmaster-Elektronik 371ff.

RBI 307
Rechteckimpulsformer 404
Rechtsschieben 150
Redundanz, aktive 126
Regelanwendung 221ff.
Repeater 261
Repeaterbetrieb, Funktionsablauf 273
reset 85, 154
–, automatischer 261
richtungsabhängige, Lichtschranke 205, 206
Richtungsumschaltlogik 252
Ringzähler 235ff., 239, 240
ripple blanking input 307
Rohrleitungssucher 451
RS-FF, NAND-Grundgatter 154
RS-Flip-Flop, flankengetriggertes 155ff.
–, statisches 154, 155
Rücksetzeingang 95
Rücksetzleitung 156
Rücksetzlogik 236, 239
Rückstelleingang 95
Rückwärtszähler, D 192 und D 193 246ff.

Schalten, prellfreies 174
Schalter, periodischer 227ff.
Schaltkreis, Umgang 54ff.
Schaltsymbol 35ff.
Schaltuhr, programmierbare 325ff.
Schieberegister, elektronisches Schloß 388
Schiebetaktgenerator 389
Schwellwertschalter, A 301 433, 434
Schwingkreisausführung, Oszillatorbetrieb 419
Schwingkreisgleichung 420
Schwingneigung 137
Schwingungsgenerator 142, 407, 408
–, A 301 441ff.
Segment-Betriebsspannung 301
Sekundentakterzeugung, Quarzuhr 318, 319
Sekundentaktgeber 229, 230
Selbsthalteschaltung 204
Sensor-Berührungsschalter 99
Sensoreingang, MOSFET 185
sensorgesteuerter Flip-Flop 100
Sensorschalter 99ff., 403, 404
Sensorschaltereingang 183
–, CMOS-IS 472
Sensorschaltung, TTL-Eingang 183ff.
set 85, 154
Setzeingang 95

short scale integration 25
Signal 36, 38
–, akustisches 215, 216
Signalschaltung 213ff.
Signaltongeber 442, 481ff.
Signaltongenerator 484
–, CMOS-IS 482
Silizium-Planar-Transistor, herstellen 19
Sinusgenerator 298ff.
Sinus-Rechteck-Umformung 404
Sinusspannungsgenerator, digitaler 299
Sirene, akustische 215, 216
slave 112
SMY 50, Anschlußlage 33
SMY 51, Anschlußlage 33
SMY 52, Anschlußlage 33
Spannung/Frequenz-Wandler 282
Spannungsstabilisator-IS MAA 723 74ff.
Spannungsverdopplerschaltung 81
Spannungvergleicher 71
Speicher-FF 159
Speicher-IS, U 120 bis U 122 121
Speiseschaltung 68ff.
Speiseschaltungsvariante, spezielle 81ff.
Spielgerät, elektronisches 366ff.
Spike 258, 276, 355
Spike-Tester 354, 355
Sprunglogik, MH 7490 245
Sprungtemperatur 130
Sprungzeile 238
Spulenform Annäherungsschalter 422
SR 101 315
SSI 25
Stabkern 430
Standardfrequenz, TTL-Technik 146
statischer Flip-Flop 95
– RS-Flip-Flop 95
statisches RS-Flip-Flop 154, 155
Steueranwendung 221ff.
Steuerlogik, Zählfrequenzmesser 268ff.
Stoppuhr, elektronische 366
Störabstand 57
Störmelde-Blinkschaltung 220
Strahlungsindikator 132, 133
Stromversorgung, Digitaluhr 321
Stundendekade 320
Stundenschlag-Auslöseimpuls 332
Stundenschlageinrichtung 330ff.
Stundenschlaggenerator 332
Stützkondensator, Anordnung an IS 46
Substrat 13, 20
Summenausgang, U 101 126
Symbolanzeige 329
synchroner Frequenzteiler 114, 166
Taktflanken-Umschaltung 495, 496
Taktgeber, periodischer 227ff.
Taktgeberschaltung 227
Taktgenerator, A 301 443, 444
Taktimpulsgenerator 346, 347
Taktumlaufanzeige 220, 221
Tandemschaltung 78
Teiler, asynchrone Betriebweise 112
–, asynchroner 166
Teilerfaktor 257
Teilerfaktoreinstellung 256
Teiler-IS, MH 7490 242ff.
Teilerkette, binäre 165, 166
Teiler-Nullstell-Schalter 319
Temperaturfühlergriffel 290
Temperaturmeßzusatz 288ff.
Temperaturwächter 437, 438
Tester, einfacher 104
Tetrade 236
Thermometer, digital anzeigendes 358
Thyristor-Überspannungsschutzschaltung 49
Thyristorzündung, kontaktlose 454
Thyristorzündspannung 49
Tief 39
Timer 488
Tipp-Zeitschalter 185
Ton-Abhörstufe 133
Toröffnungsimpuls 265
Torschaltung, Transistor 193
Torumschaltung 251
Transistorarray 293
Transistor-Transistor-Logik 28
Transverter, eisenloser 81
Treppenspannungsgenerator 295ff.
Trigger 127, 136ff.
–, A 902 404
–, MOS-IS 88, 89
Triggerhysterese 89, 346, 474
Triggerschaltung 137
Triggerschwelle 138
Tri-State-Betrieb 481
TTL-Betriebsspannung 42
TTL-Gatter, Ausgangskennlinie 61
–, Speisestromaufnahme 46
–, Überspannungsbegrenzung 50
TTL-Gattereingang, Parallelschaltung 43
TTL-Grundgatter D 100, Anschlußbelegung, Logiksymbol 23
TTL-Grundgatterprüfer 344
TTL-IS, Überprüfung 52
TTL-Logiktester 351
TTL-Schaltkreis, Schaltbeispiele 136ff.
TTL-Schaltung, Speisespannungsstabilisierung 69

TTL-Signalleitung, Impedanzanpassung 64
TTL-Speiseleitung, Entstörschaltung 84
TTL-Standardgatter, Übergangskennlinie 57
TTL-Technik 28

Übergangskennlinie, CMOS-Gatter 464
–, MOS-Gatter 66
Überlaufsperre 262
Überspannungsschutzschaltung 48
Übersprechen 136
–, kapazitives 63
Übersprungzähler 255
Übersteuerungsgrenze, OPV 284
Übertragausgang, U 101 126
U/f-Wandler 282
Uhrenquarzfrequenz 477
Umschaltanordnung, bistabile 455
UND-Funktion 36
Universal-AD-Wandler 283
Universalnetzteil 80, 81
universelles Netzteil 81
U 10-Serie 43ff.
–, Speiseschaltung 71
U 101, Anschlußlage und Funktionstabelle 31
U 102, Anschlußlage und Funktionstabelle 32
U 103, Anschlußlage und Funktionstabelle 32
U 104, Anschlußlage und Funktionstabelle 32
U 105, Anschlußlage 33
U 106, Anschlußlage und Funktionstabelle 33
U 107, Anschlußlage und Funktionstabelle 33
U 108 111
U 112, Anschlußlage und Daten 116
U 120 121
U 121 121
U 122 121
U 700 101

vagabundierender Erdstrom 438
verbotene Belegung, FF 154
verdrahtetes ODER 60
Verpolungsschutzdiode 48
Verzögerungs-FF 158
Verzögerungsschaltung 91, 98
Vierschichtdiode 315
Viertaktgeneratorsystem 148
Volldecoder 303, 304
Vorbereitungseingang 109
Voreinstellmöglichkeit, Digitaluhr 343
Vorwärts-Rückwärts-Zählung 255
Vorwärtszähler, D 192 und D 193 246ff.
Vorzeichen-Lichtemitteranzeige 220
VQB 71 259, 301
VQB 73 220, 302
VQC 32 302

Wandlerfaktor 282
Warnschaltung 213ff.
Wechselblinker 196
Wendelbuchse 357
Wendelpotentiometer 361
Wiederbereitschaftszeit 141
Wiederholer 261
Windungsschlußprüfer 433
Wired-OR 60
Wired-OR-Ausgang 190
Wischkontakt 184
Würfel, elektronischer 366ff.

Zähldekade 108ff., 115, 116, 263, 264
–, MH 7490 245
Zähler, CMOS-Technik 481
–, nichtzyklischer 254
–, Quarzuhr 319ff.
Zählfrequenzmesser 258ff.
Zählgerät, digitales 234ff.
Zähl-IS, MH 7490 242ff.
–, U 120 bis U 122 121
Zählrichtungumschaltung 252
Zählschaltung 235ff.
–, dekadische 115
–, Digitaluhr 342
Zählumfangsverkürzung 256
Zeitbasisfrequenz 365
Zeitbasisgeber 280ff.
Zeitbasistakt 195
Zeitrafferschalter 274
Zeitschalter 105, 172, 231, 232
–, Belichtungsuhr 399
–, A 301 439ff.
–, periodischer 227ff.
Zeitvoreinstellung, Ladeschalter 324
Zeitzeichenton-Ausgang 324, 325
Zentralreset 270
Ziehkondensator 317
Ziel-Trefferanzeige 212
Ziffernanzeige, dekadische 241
Ziffernschloß, elektronisches 385ff.
Zufallsgenerator 367
Zweifachtransistor 292
Zweitongenerator 216, 484
Zwischenspeicher 251
Zylinderspulenkern 422

1-aus-10-Decodierung 309
1-aus-16-Decodierung 312
1-MHz-Standardquarz 317
1-Ton-Pause-Intervallsignal 217
1-s-Takt, Ableitung 230
1-2-3-4-Code 118, 235

2-aus-3-Mehrheitslogik 126
2-Eingangs-NAND 460
2-Eingangs-NOR 461
2-Eingangs-OR 87
2fach-JK-Master-Slave-FF, U 108 111
2-Ton-Intervall 217
2-Ton-Intervallsirene 216
2-Ton-Stundenschlag 334
2-Ton-Stundenschlageinrichtung 334
2:1-Frequenzteiler 162
3-Ton-Umlaufsirene 216
4-Eingangs-OR 87
4-bit-Universalschieberegister 149ff.
4-bit-Zwischenspeicher 251
4stellige Anzeigeeinheit 308
6:1-Teiler 163
6:1-Zählstufe 319
7-Segment-LED-Anzeigeelement 259
8-Richtungs-Orientierungblinker 197ff.
10:1-Frequenzteiler 164
10:1-Zählstufe 319
27,12-MHz-Funkortungboje 379
27,12-MHz-Oszillator 147
60:1-Frequenzteiler 480
60:50-Frequenzteiler 500
80-m-Fuchsjagd-Kleinstsender 379
100-kHz-Quarz 147
27 120-kHz-Fernsteuerquarz 147