

DAS GROSSE **ELEKTRONIK BASTELBUCH**

HAGEN
JAKUBASCHK



HAGEN JAKUBASCHK

Das große Elektronikbastelbuch

200 Röhren- und Transistorschaltungen

Fünfte, verbesserte Auflage



**Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik**

5., verbesserte Auflage, 121.–135.Tausend

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1976

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539

Lektor: Wolfgang Hartmann

Zeichnungen: Heinz Schweig, Heidrun Schütze

Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Renate Ohmen

Korrektor: Johanna Pulpit

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Grafischer Großbetrieb Interdruck

Bestellnummer: 745 568 6

EVP 13,20 Mark

Inhaltsverzeichnis

Vorwort zur 4. und 5. Auflage	13
Einleitung	15
Teil I	Grundlagen der Elektronik
1.	Einige Grundbegriffe der Elektronik
1.1.	Wechselstrom und Wechselspannung
1.2.	Verschiedene Impulsformen
1.3.	Schaltungstechnische Ableitung von Impulsformen
1.4.	Die wichtigsten Impulskennwerte
2.	Bauelemente der Elektronik
2.1.	Gasentladungsröhren
2.1.1.	Grundlagen der Gasentladung
2.1.2.	Die Glimmlampe
2.1.3.	Die Kaltkathoden-Relaisröhre (Kaltkathoden-Thyratron)
2.1.4.	Sonderformen von Gasentladungsröhren
2.1.4.1.	Ziffernanzeigeröhren
2.1.4.2.	Dekadische Glimmzählröhren
2.2.	Halbleiterbauelemente
2.2.1.	Die Halbleiterdiode
2.2.1.1.	Die Z-Diode
2.2.1.2.	Die Tunneldiode
2.2.2.	Der Transistor
2.2.2.1.	Der Transistor als Verstärker
2.2.2.2.	Der Transistor als Schalter
2.2.2.3.	Der Feldeffekttransistor (MOSFET)
2.2.3.	Varistoren und Thermistoren
2.2.3.1.	Der Varistor
2.2.3.2.	Der Thermistor (Heißleiter)
2.2.4.	Fotohalbleiter
2.2.4.1.	Fotowiderstände
2.2.4.2.	Fotodioden
2.2.4.3.	Fototransistoren
2.2.4.4.	Fotoelemente

2.2.4.5.	Selbstbau von Selenfotoelementen	55
2.2.5.	Der Thyristor	57
2.2.5.1.	Prinzip und Aufbau	57
2.2.5.2.	Zündhilfen für Thyristoren	62

Teil II Bauanleitungen und Schaltungsvorschläge 67

3.	Lichtelektronische Anwendungen	
	Lichtgeber und Lichtempfänger	69
3.1.	Dämmerungsschalter	69
3.1.1.	Universell verwendbarer einfacher Dämmerungsschalter	69
3.1.2.	Dämmerungsschalter mit Stromtrigger	70
3.2.	Lichtschränke für Zählung und Auslösung mit Netzanschluß	72
3.3.	Erweiterte Lichtschranken	74
3.3.1.	Hochwertige Lichtschranken mit Schwellwertschaltung und elektronischer Selbsthaltung für sehr schnelle bzw. langsame Lichtänderungen	74
3.3.2.	Alarmlichtschränke mit Personenkennung	78
3.3.3.	Richtungsempfindliche Lichtschränke	79
3.4.	Einfache akustische Lichtanzeigergeräte	80
3.5.	Wechsellichtschränke	81
3.5.1.	Lichtgeber	82
3.5.2.	Lichtempfänger	83
3.5.3.	Personenkennung für die Wechsellichtschränke	85
3.6.	Lichtblitzpistole	85
3.6.1.	Lichtblitzgeber	86
3.6.2.	Lichtblitzempfänger	86
3.7.	Blinklichtgeber	87
3.7.1.	Glimmlampenblinkschaltungen	88
3.7.2.	Transistorblinkgeber	90
3.7.2.1.	Die Transistorblinkboje	90
3.7.2.2.	Wechselblinkgerät – die Leitstrahlboje	93
3.7.3.	Dämmerungsschalter für die Blinklichtgeber nach 3.7.2.	94
3.7.4.	Schaltungen mit Komplementärtransistoren	95
3.7.4.1.	Komplementärblinklichtgeber für Kraftfahrzeuge	96
3.7.4.2.	Komplementärblinkboje mit Dämmerungsschalter	98
3.7.5.	Effektlichtgeber für allmähliche Helligkeitsänderung	100
3.7.6.	Thyristor-Takt- und Blinklichtgeber	101
3.7.6.1.	Einfache Thyristorblinkschaltung für 4,5 bis 24 V	101
3.7.6.2.	Thyristorblinkschaltungen mit freiwählbarer Lampenspannung und für Netzbetrieb	102

3.7.6.3.	Thyristorblinklichtgeber mit geringer Stromaufnahme	105
3.8.	Der Lichtstrahl als Übertragungsleitung (Lichttelefonie)	107
3.8.1.	Lichtstrahlender	107
3.8.2.	Lichtempfänger	109
3.8.3.	Wechselsprechverbindung über Lichtstrahl	110
3.9.	Transistor-Elektronenblitzgerät für Fotografen	111
3.9.1.	Zubehör zum Blitzgerät – die 2. Lampe	115
3.9.2.	Elektronenblitzgerät für Netzbetrieb	118
3.10.	Lichtblitzstroboskope	122
3.10.1.	Einfacher Modellversuch	123
3.10.2.	Netzunabhängiges Transistorstroboskop	124
4.	Signal- und Warnanlagen	130
4.1.	Einfache Feuchtigkeitsmelder	130
4.1.1.	Gleichstrombetriebener Feuchtigkeitsmelder für Batteriebetrieb	130
4.1.2.	Feuchtigkeitsmelder mit Wechselstrombetrieb	131
4.1.3.	Feuchtigkeitsmelder mit sehr geringem Ruhestromverbrauch	132
4.2.	Sollwertkontrollschaltungen	133
4.2.1.	Temperatursollwert-Fernkontrolle	133
4.2.2.	Lichthelligkeits-Sollwertkontrolle	135
4.2.3.	Farbton-Vergleichseinrichtung	135
4.2.4.	Spannungs-Sollwertanzeiger	136
4.2.5.	Kapazitiver Füllstandsanzeiger	138
4.3.	Hochfrequenz-Annäherungsschalter	139
4.3.1.	HF-Annäherungsschalter mit Röhre	139
4.3.2.	HF-Annäherungsschalter mit Transistoren	141
4.4.	Berührungsschalter	142
4.4.1.	Berührungsschalter mit Thyristor	143
4.4.2.	Berührungszeitschalter mit Thyristor	144
4.4.3.	Berührungsschalter mit Transistoren	145
4.4.4.	Berührungsschalter ohne Netzanschluß	146
4.5.	Lärmpegelindikator	148
4.6.	Geschwindigkeits-Kontrollgerät mit 2 Lichtschranken	149
5.	Steuer- und Regeltechnik	152
5.1.	Thermostatenschaltung	152
5.2.	Konstantstrom-Akkumulatorladegerät	153
5.3.	Akkumulatorladegerät mit automatischer Umschaltung auf Pufferbetrieb	155
5.4.	Elektronisch geregelte Netzteile	156
5.4.1.	Spannungskonstanthalter mit Transistoren	157

5.4.2.	Transistor-Zweipunkt-Spannungsregler	163
5.4.3.	Experimentiernetzteil mit Strombegrenzung	164
5.4.4.	Stabilisierte Spannungsquelle ohne Transformator für netzgespeiste Schaltungen	166
5.5.	Kontaktlose Drehzahlregelung von Batteriemotoren	167
5.6.	Überstromsicherungsautomatik	169
5.7.	Stromkonstanthalteschaltung	171
5.8.	Batteriepufferschaltung bei Netzausfall	173
6.	Fernsteuerung und Fernwirktechnik	176
6.1.	Einfache Fernschalteinrichtungen mit Dioden	176
6.1.1.	Übertragung von 4 Schaltkommandos über eine Lei- tung	176
6.1.2.	Getrennte Regelung zweier Motoren über eine Leitung	177
6.2.	Streuelfeldkommandogebner für Induktionsschleifenver- fahren	179
6.3.	Garagentürfernschalter mit Induktionsschleife	181
6.4.	7-kHz-Empfänger für akustische Fernsteuerung	181
6.5.	Tonresonanzschaltkreise für Fernsteuerempfänger	182
7.	Kybernetische Modelle	184
7.1.	Optisch selbstzielsuchendes Fahrmodell	184
7.2.	»Denkendes« Fahrmodell mit Schwellwert-Wende- steuerung, Tastsinn und 2 »Gedächtnis«reflexen	187
7.3.	Leitstrahl gelenktes Fahrmodell	192
8.	Periodische Schalter und Zeitschalter	196
8.1.	Der Transistormultivibrator und seine Dimensionie- rung	196
8.1.1.	Der astabile Multivibrator	196
8.1.2.	Der monostabile Multivibrator	200
8.1.3.	Der bistabile Multivibrator	202
8.2.	Andere Impulsgrundsaltungen	204
8.2.1.	Vereinfachter astabiler Multivibrator	204
8.2.2.	Der Transistor- <i>Schmitt</i> -Trigger	206
8.2.3.	Der Komplementärtrigger	207
8.2.4.	<i>Schmitt</i> -Trigger mit MOSFET-Eingang	208
8.2.5.	Der Stromtrigger	210
8.2.6.	Der Transistor- <i>Miller</i> -Integrator	211
8.2.7.	Komplementär-Sägezahn-generator mit guter Lineari- tät	215
8.2.8.	Einfacher Frequenzteiler für Teilverhältnisse bis 10 : 1	216
8.3.	Zeitschalter mit MOSFET	218
8.4.	Zeitschalter mit Transistoren für Belichtungsuhr	219
8.5.	Zeitschalter mit Thyatron	221

8.6.	Lichtmengenschalter mit Thyatron	222
8.7.	Lichtmengenschalter mit Thyristor	223
8.8.	Periodische Zeitschalter mit Thyratrons	226
8.9.	Langzeitschalter mit Integratorstufe	229
8.10.	Lichtmengenähler	231
9.	Transistor-Spannungswandler (Transverter)	234
9.1.	Der Sperrwandler	234
9.2.	Der Gegentaktransverter	236
9.2.1.	Transverter für kleine Leistung ($P_{a\max} = 0,7\text{ W}$)	236
9.2.2.	Transverter für 5 W bzw. 10 W Ausgangsleistung	237
9.2.3.	Thyristorwechselrichter für 50 W Ausgangsleistung	239
9.3.	Hochspannungsimpulserzeuger für Batteriebetrieb	241
9.4.	Transverter für Speisespannungen unter 1 V	244
9.5.	Transformatorlose Transverter	245
10.	Elektronik im Amateurfunk	248
10.1.	Kontaktlose Tastung im Amateursender	248
10.2.	Elektronische Morsetasten	249
10.2.1.	Elektronische Morsetaste mit <i>Schmitt</i> -Trigger	249
10.2.2.	Schnellverkehrstaste mit hoher Zeichenpräzision	250
10.3.	Die Tunneldiode und ihre Anwendung	254
10.3.1.	Drahtloses Mikrofon mit Tunneldiode	255
11.	Kontaktlose Schalter für Hoch- und Niederfrequenz	257
11.1.	NF-Fernschalter mit einer Diode	257
11.2.	Schaltgeräuschfreier Gegentakttoruschalter	258
11.3.	Kontaktlose Antennenumschalter	260
12.	Elektronik in der Meß- und Prüftechnik	263
12.1.	Transistorprüfgeräte	263
12.2.	Glimmlampendurchgangsprüfer in Taschenformat	273
12.2.1.	Hochohmdurchgangsprüfer und Kapazitätsprüfer mit Lampenanzeige	275
12.2.2.	Einfacher Generator- und Signalverfolgerprüfstift	276
12.3.	Meßgleichspannungswandler für geringe Gleichspannungen	276
12.3.1.	Dioden-Chopper	277
12.3.2.	Fotoelektrische Meßgleichspannungswandler	278
12.3.3.	MOSFET-Meßgleichspannungswandler	280
12.4.	Transistorsperrschwinger als Indikator für geringe Gleichspannungen	281
12.5.	Pegelanzeiger für NF-Geräte	282
12.6.	Temperaturfernmeßeinrichtungen	283

12.6.1.	Brückenschaltung mit Thermistor	284
12.6.2.	Temperaturfernmessung mit Halbleitern	285
12.6.3.	Temperatursollwertüberwachung mit Dreipunkt- anzeige	286
12.6.4.	Temperaturmeßeinrichtung mit linearem Skalen- verlauf	288
12.7.	Glimmlampenwendungen	289
12.7.1.	Spannungsstabilisation.	289
12.7.2.	Der Glimmlampenkippgenerator	291
12.7.2.1.	Sägezahngenerator mit Glimmlampe	291
12.7.2.2.	Nadelimpulsgenerator mit Glimmlampe	292
12.7.2.3.	Synchronisation von Glimmlampenkippgeneratoren	292
12.7.3.	Der Glimmlampenfrequenzteiler	294
12.7.4.	Sekundentaktgeber mit Glimmlampen	295
12.8.	Die Glimmzählröhre <i>N4</i> und ihre Anwendung	297
12.8.1.	Grundsaltung der <i>N-4</i> -Zählstufe	297
12.8.2.	Einfaches Impulszählgerät mit Glimmzählröhre <i>N4</i>	298
12.8.3.	Frequenzmeß- und Startschaltung für das Impulszähl- gerät	302
12.8.4.	Frequenzteiler mit Glimmzählröhre <i>N4</i>	306
12.8.5.	Treppenimpulsgenerator mit Glimmzählröhre <i>N4</i>	307
12.9.	Kontaktloser fotoelektrischer Drehzahlmesser	311
12.10.	Einfache elektronische Stoppuhr	314
12.11.	Linear direktanzeigender Frequenzmesser für 10 Hz bis 100 kHz	316
12.12.	MOSFET-Voltmeter mit hohem Eingangswiderstand	318
12.13.	Logarithmischer Strommesser mit großem Anzeige- bereich	320
12.14.	Einfacher Schwingtester für Schwingquarze und Piezofilter.	321
12.15.	RC-Meßbrücke mit Transistoren	322
13.	Sonderanwendungen	325
13.1.	Metallsuchgerät mit Transistoren	325
13.2.	Akustischer Schalter zum automatischen Starten von Magnetbandgeräten	327
13.3.	Akustischer Schalter für beliebige Verwendung.	329
13.4.	Elektronische Funktionsblocks in Gießharztechnik	330
13.5.	Kontaktloser Uhrpendelantrieb	337
13.6.	Stimmtonmetronom für Musiker	340
13.7.	Gammastrahlen-Zählrohrindikator	343
13.8.	Haustelefonanlage mit elektronischem Rufgenerator	346
13.9.	Der »elektronische Babywächter«	347
13.10.	Stromflußkontrolle in Netzstromkreisen	350

13.11.	Optische Koppler für potentialfreie Signalübergabe . . .	351
13.12.	Impuls-Röntgengerät für Schule und Labor	353
14.	Kraftfahrzeug-Elektronik	360
14.1.	Reglerbausteine	361
14.1.1.	Reglerbaustein für Lichtmaschine 6 bis 12 V/10 A . . .	361
14.1.2.	Reglerbaustein für PKW mit 12-V-Anlage	362
14.2.	Thyristorzündanlagen	363
14.2.1.	Das Prinzip der Thyristorzündung	363
14.2.2.	Schaltbeispiele für Thyristorzündungen	364
14.3.	Wischer-Intervallautomatik mit Transistoren	367
14.4.	Wischer-Intervallautomatik mit Thyristor statt Relais .	369
14.5.	Drehzahlmesser	369
14.5.1.	Drehzahlmesser zum Einbau in Kraftfahrzeuge	369
14.5.2.	Drehzahlmesser als Zusatz zum Vielfachmesser für die Kfz.-Werkstatt	371
14.6.	Sonstige kraftfahrzeugelektronische Anwendungen . .	372
14.6.1.	Einfaches Zündestell-Lichtblitzstroboskop für die Kfz.-Werkstatt	372
14.6.2.	Kühlwasserwächter	372
14.6.3.	Rücklichtausfallmeldung	373
15.	Thyristorschaltungen	375
15.1.	Effektlichtsteuerung	375
15.2.	Thyristorleistungsregelschaltungen für 220 V~	377
15.2.1.	Das Prinzip der Phasenanschnittsteuerung	377
15.2.2.	Universalleistungsregler für Beleuchtungen und An- triebe	378
15.2.3.	Abgewandelte Leistungsregelschaltungen	380
15.2.3.1.	Antiparallele Phasenanschnittsteuerung mit 2 Thyri- storen	380
15.2.3.2.	Vereinfachter Phasenwinkelregler	380
15.2.3.3.	Lastunabhängiger Drehzahlsteller für Haushaltmoto- ren	381
15.2.3.4.	Heizungstemperaturregelungen	382
15.3.	Netzgeräte mit Thyristoren	384
15.3.1.	Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung	384
15.3.2.	Regelnetzteil mit Kondensatorumladung	385
15.4.	Akkumulatorladegeräte mit Ladeendabschaltung . . .	387
15.4.1.	Akkumulatorladegerät für Kraftfahrzeugbatterien . .	387
15.4.2.	Impulsgetastetes Ladegerät	388
15.5.	Sonderanwendungen von Thyristoren	389
15.5.1.	Thyristor als Temperaturfühler	389
15.5.2.	Nachweis kleiner Widerstandswerte mit Thyristor . .	391
15.5.3.	Ansteuerung von Signalhörnern und Weckern	391

15.5.4.	Sicherungsanlage ohne Relais	391
15.5.5.	Zweirichtungs-Mehrkanal-Motorfernsteuerung für die Fernwirktechnik und Modellsteuerungen	392
15.5.6.	Thyristor-»Hupe«	393
15.5.7.	Schnell reagierende 220-V-~-Lichtschränke mit Selbsthaltung	394
15.6.	Zeitschalter für 12 V mit Thyristoren	394
15.7.	Einfaches Thyristorfunktionsprüfgerät	396
15.8.	Die Ein- und Ausschaltung von Thyristorlaststromkreisen	396
15.8.1.	Ein- und Ausschaltung mit mechanischen Kontakten	396
15.8.2.	Ein- und Ausschaltung mit Transistorstromkreisen . .	398
15.8.3.	Ein- und Ausschaltung mit Licht (optische Ankopplung).	400
15.9.	Ringzähler mit Thyristoren und direkter Lampen- anzeige	401
15.10.	Die Entstörung von Thyristorschaltungen	402

Teil III Anhang 405

Literaturangaben	407
Schlagwortverzeichnis	412
Kleinübertrager	425
Fotowiderstände auf CdS-Basis	427

Vorwort zur 4. und 5. Auflage

Die vorhergehenden Auflagen dieses Buches waren in sehr kurzer Zeit vergriffen. Diese Tatsache und das erfreulich große Echo von Lesern aller Berufe, Bildungsstufen und Altersgruppen zeigen, daß das Elektronikbastelbuch dem dringenden Bedürfnis nach einer umfassenden Schaltungssammlung weitgehend gerecht wurde. Der Gesamtaufbau konnte daher weitgehend beibehalten werden. Dies gilt auch für die Übernahme des Schaltungsmaterials aus den vorangegangenen Auflagen. Soweit erforderlich, wurden die Schaltungsbeschreibungen entsprechend ergänzt und z. T. erweitert; auf Röhrenschaltungen wurde – bis auf einige Ausnahmen – verzichtet.

Der Fortschritt der Technik bringt es mit sich, daß dem Amateur zunehmend weitere, neuartige Bauelemente zugänglich werden. Damit eröffnen sich auch schaltungstechnisch neue Möglichkeiten. Diese Auflage enthält daher eine ganze Anzahl neuer erprobter Schaltungen, womit die Auswahl der geeigneten Lösung für eine vorgegebene Aufgabenstellung vielseitiger möglich ist. Neben einer dem Amateur seit Jahren vertrauten, heute jedoch schon vielfach als „konventionell“ anzusehenden Schaltungslösung stehen solche, die erst jetzt für den Amateur sehr aktuell geworden sind. Deshalb wurden auch Schaltungen mit npn-Siliziumtransistoren aufgenommen, die im Zusammenwirken mit den bekannten pnp-Typen sehr interessante Anwendungen auf dem Gebiet der Kom-

plementärschaltungstechnik ermöglichen. Darüber hinaus wurden bewährte Schaltungen mit pnp-Germaniumtransistoren beibehalten, weil diese Transistoren in sehr großen Stückzahlen beim Amateur verbreitet und für ihn noch viele Jahre aktuell sind. Auch lassen sich viele der gezeigten Schaltungen sowohl mit pnp-Germaniumtransistoren als auch mit npn-Siliziumtransistoren realisieren, wofür – soweit notwendig – entsprechende Hinweise eingefügt wurden. Ferner sind einige Schaltungen mit neueren Spezialröhren (u. a. dem im Zusammenhang mit Transistorschaltungen interessanten Thyatron Z 865 W) enthalten; außerdem wurden nunmehr auch MOSFET-Schaltungen aufgenommen und die Abschnitte Thyristortechnik und Kraftfahrzeugelektronik neu hinzugefügt.

In diesem Zusammenhang sei nochmals auf das in der Einleitung zur Bauelementefrage Gesagte verwiesen. Eine Zusammenstellung von Schaltungen kann sich, wenn sie wirklich einen Überblick über die vorhandenen technischen Möglichkeiten geben, den Stand der Technik auch dem Amateur verdeutlichen und ihn zu Anwendungen anregen soll, nicht kompromißlos nur auf das Standardbauteilangebot des Einzelhandels beschränken. Erstens ist dies ständigen Schwankungen und örtlichen Unterschieden unterworfen und wäre somit schon bei Erscheinen des Buches wieder überholt. Zweitens ist es dem örtlichen Einzelhandel verständlicherweise nur mög-

lich, solche Bauelemente am Lager zu halten, nach denen entsprechende Nachfrage besteht. Das aber kann bei verhältnismäßig neuen technischen Lösungen und Bauelementen ebensowenig der Fall sein wie bei Spezialbauteilen, die vorwiegend von der Industrie benutzt werden. Ein Ausklammern der Schaltungen mit diesen Teilen würde für den Amateur und Leser dieses Buches jedoch Verzicht auf Information bedeuten. Deshalb wurden z. B. auch Schaltungen mit Tunneldioden in dieser Auflage beibehalten, obwohl dieses Bauelement vorläufig wegen des relativ geringen Gesamtbedarfs in der Deutschen Demo-

kratischen Republik wie auch in anderen Staaten in Kleinserien- und Laborfertigung hergestellt wird. In den wenigen Fällen, in denen Gleiches oder Ähnliches für andere Spezialbauelemente gilt, empfiehlt sich für den Amateur die Anfrage beim jeweiligen Hersteller, der über Bezugsmöglichkeiten Auskunft geben kann. Im übrigen sei gerade in solchen Fällen auf die Amateur-Versandhäuser der Deutschen Demokratischen Republik verwiesen.

Bei der Bearbeitung dieser Auflage konnten sehr viele Hinweise und Vorschläge von Lesern berücksichtigt werden, für die an dieser Stelle besonders gedankt sei.

Nahmitz bei Brandenburg, im Mai 1972

Hagen Jakubaschk

Einleitung

Die Elektronik, ursprünglich als Fachrichtung der allgemeinen Nachrichtentechnik entstanden, hat sich in ungewöhnlich raschem Tempo zu einem selbständigen, umfangreichen Fachgebiet entwickelt. Aus der Volkswirtschaft und Technik ist die Elektronik mit all ihren Fachrichtungen heute nicht mehr wegzudenken. Im Gegensatz zur »klassischen« Rundfunk- und Fernsehtechnik – die im wesentlichen einem einzigen Hauptzweck, der Informationsübermittlung, dient – zeichnet sich die Elektronik durch ungewöhnliche Vielseitigkeit aus. Sei es die Chemie, die Biologie und Medizin, die industrielle Fertigung von der Feinmechanik bis zum Schwermaschinenbau, die Signal- und Sicherungstechnik oder die Militärtechnik – wohl kein Gebiet der Technik kommt heute ohne elektronische Einrichtungen und Hilfsmittel aus. Entsprechend vielfältig sind die Möglichkeiten und Verfahren dieser Technik – und deshalb ist die Elektronik für den Amateur und Bastler besonders interessant, und zwar nicht nur als Hobby. Die Elektronik bietet ihm ungewöhnlich zahlreiche Möglichkeiten, das Ergebnis seiner Bastelarbeiten unmittelbar praktisch einzusetzen und zu verwerten, sei es im Heim oder im Betrieb, wo oftmals erst die Kenntnis elektronischer Möglichkeiten und Verfahren die Voraussetzung schafft, eine Arbeitsaufgabe besonders vorteilhaft zu lösen oder einen bestehenden Arbeitsgang im Rahmen des Neuererwesens zu verbessern. Die

Kenntnis elektronischer Möglichkeiten und ihre einfallsreiche Nutzung können sich dabei – wie viele Amateure schon bewiesen haben und täglich neu beweisen – unmittelbar in ökonomischen Gewinn für die Volkswirtschaft niederschlagen. Darüber hinaus ist die Zeit gekommen, da der Werktätige in nahezu allen Berufen tagtäglich mit elektronischen Geräten und Verfahren in Berührung kommt. Doch um diese Technik zu beherrschen, muß man sie kennen. Insofern ist die Beschäftigung mit der Elektronik keineswegs nur Liebhaberei, sondern bildet eine Form der Qualifizierung.

Die gesellschaftliche Bedeutung einer solchen Selbst-Qualifizierung für die Deutsche Demokratische Republik kann gerade wegen der Vielseitigkeit des Fachgebiets Elektronik nicht hoch genug eingeschätzt werden – man denke nur an die zahlreichen Aufgaben, die im Zuge der industriellen Rationalisierung an unsere sozialistische Volkswirtschaft gestellt werden. Derartig umfassende Aufgaben können nicht von einer Anzahl »zuständiger Spezialisten« allein gelöst werden, zu ihrer Lösung ist vielmehr die aktive Mitarbeit aller Bevölkerungskreise nicht nur möglich, sondern Voraussetzung. Insofern ist der Amateur von heute in einem sozialistischen Staat der potentielle Fachkader von morgen; eine Tatsache, der auch die volkswirtschaftliche Planung seit einigen Jahren zunehmend Rechnung trägt. Der aktive Elektronik-Amateur bringt auch,

wenn sein spezielles »Amateur-Fachgebiet« nicht in direkter Bindung zu seiner späteren beruflichen Tätigkeit steht, technisches Allgemeinwissen mit.

Und diese Allgemeinbildung kommt nicht nur der Wirtschaft im engeren Sinne zugute. Gerade für die jüngeren Amateure ist die Bedeutung eines technischen Grundlagenwissens für ihren Ehrendienst in der Nationalen Volksarmee mindestens ebenso hoch einzuschätzen; zumal eine wirksame Aneignung aller Erkenntnisse und Errungenschaften der Militärtechnik im Rahmen des Wehrdienstes ein gewisses Maß an technischem Grundwissen zunehmend voraussetzt. Gerade im Hinblick darauf ist die Elektronik-Basterei alles andere als lediglich ein Hobby. Moderne Militärtechnik kann nur von politisch und fachlich qualifizierten Kadern zur maximalen Wirkung gebracht werden.

Selbstverständlich ist dabei derjenige von vornherein im Vorteil, der erstens persönliches Interesse und »Liebe zur Sache« mitbringt und zweitens infolge bereits vorhandenen Grundwissens während seiner regulären Ausbildungszeit weit leichter und tiefer in fachliche Details dringen kann.

Qualifizierung vom bloßen »Gelegenheitsbastler« zum zielstrebig und im Bewußtsein seiner Aufgaben im Rahmen unserer Gesellschaft wirkenden Amateur aber ist undenkbar ohne eine speziell für ihn geeignete Literatur. Eine bloße »Mach-es-selbst-Anleitung« könnte zwar zu unterhaltsamer Freizeitgestaltung (die am Beginn des Bastelns steht und nicht unterschätzt werden darf) führen, ergibt aber ebensowenig den Weg zu einem den genannten Aufgaben gerecht werdenden Amateurbuch wie die für den ausgebildeten Fachmann bestimmte Spezialliteratur. Das vorliegende Buch wendet sich an die Bastler, Amateure und Techniker verschiedenster Bildungsstufen, wobei lediglich einige

praktische Grundkenntnisse (beispielsweise auf dem Gebiet des Radiobastelns oder der allgemeinen Elektrotechnik) vorausgesetzt werden. Ein so umfangreiches und vielschichtiges Fachgebiet wie die Elektrotechnik kann selbstverständlich nicht in einem Buch erschöpfend behandelt werden. Was Aufbauhinweise sowie Erläuterungen zu mechanischen Einzelheiten, Werkzeugen und Gehäusefragen betrifft, so werden diese nicht gegeben; sie sind im Buch von K. Schlenzig »Amateurtechnologie – von der Schaltung zum Gerät« [55] erläutert. Denn in diesen Details unterscheidet sich die Elektronik im allgemeinen nicht oder nur unwesentlich von den Belangen des Radiobastelns und der Rundfunktechnik – soweit sie den Amateur betrifft. Das Kennzeichnende eines elektronischen Geräts liegt in seiner gegenüber dem Rundfunkgerät andersartigen Schaltungstechnik und Wirkungsweise. Der mit den genannten Gebieten bereits vertraute Leser wird sich im mechanischen Aufbau kaum umstellen müssen; er steht lediglich vor der Aufgabe, sich mit andersartigen Schaltungen vertraut zu machen. Deshalb trägt das vorliegende Buch ausdrücklich den Charakter einer *Schaltungssammlung* für Praktiker. Es werden aus den wichtigsten Teilgebieten der Elektronik jeweils einige Schaltungslösungen verschiedensten Aufwands beschrieben, die teils sehr einfach und für den Bastelanfänger sicher zu beherrschen, teils aufwendiger und vielseitig einsetzbar sind, also den Fortgeschrittenen sowie – als Anregung für mögliche Lösungen – den Techniker interessieren. Es wird keine blindlings »abzupausende Fertigware« geboten, vielmehr handelt es sich um Bauvorschläge mit dimensionierten Schaltungen, die durchweg vom Verfasser erprobt und größtenteils im eigenen Labor entwickelt wurden. Theorie ist nur dort und nur soweit enthalten, wie man sie zum Verständnis

der jeweiligen Schaltung benötigt. Alle Berechnungen wurden so einfach wie möglich gehalten und in eine für den Praktiker unmittelbar anwendbare Form gebracht. Entsprechende Grundlagendarstellungen sind u. a. im »Großen Radiobastelbuch« [1] zu finden; und für die Leser, die tiefer in die Theorie eindringen wollen – wohl jeder Bastler und Amateur tut das erst, wenn er sich einige Zeit praktisch betätigt hat und für größere Vorhaben oder für die Realisierung eigener Ideen nicht mehr ohne Theorie auskommt –, gibt das Literaturverzeichnis im Anhang die dafür erforderlichen Hinweise.

An Bauelementen werden nur solche angeführt, die auch dem Amateur zugänglich sind – allerdings ist die Elektronik keine »Konsumgüter-Technik«, man kann also nicht erwarten, daß jedes Fachgeschäft des Einzelhandels alle erforderlichen Bauelemente immer vorrätig hat.

Grundsätzlich wurde bei jeder Schaltung – wenn es für die gestellte Aufgabe mehrere Lösungswege gibt – das Bauelement gewählt, das die ökonomischste und amateurgerechteste Lösung ermöglicht. Soweit sich in dieser Hinsicht gleichwertige Lösungen ergeben, werden diese gegenübergestellt. Es liegt in der Entwicklungslinie der modernen Technik, daß dabei der Transistor gegenüber der Röhre überwiegt. Röhren sind grundsätzlich nur dort vorgesehen, wo sie derzeit gegenüber dem Halbleiter noch technische oder für den Amateur ökonomische Vorteile bieten.

Teilweise sind in den Schaltungen noch ältere Transistortypen oder andere Bauelemente angegeben, die, als das Buch zusammengestellt wurde, handelsüblich waren. Sie werden genannt, da der Verfasser mit diesen Bauelementen die betreffende Schaltung erprobte. Sie lassen sich jedoch ohne weiteres durch neuere Bauelemente ersetzen. Da dies vor allem für die Halbleiter

gilt – deren Entwicklung noch im Fluß ist –, wurden bei den Transistoren im allgemeinen keine konkreten Typen angegeben, sondern statt dessen nur die Leistungsklasse und – soweit notwendig – die erforderlichen Daten genannt. Der Amateur hat dadurch die Möglichkeit, ohne starre Bindung an Typenbezeichnungen aus dem gerade greifbaren Transistorangebot oder aus den schon vorhandenen Exemplaren geeignete auszuwählen und zu verwenden. Insbesondere können die preiswerten Bastlertypen fast in jedem Fall benutzt werden.

Wie bereits oben begründet, hat die Elektronik tiefgreifende Bedeutung für die gesamte Volkswirtschaft. Tatsächlich kehren auch fast alle in diesem Buch für Amateuranwendungen vorgestellten Schaltungs- und Funktionslösungen in gleicher oder ähnlicher Form in den Anlagen und Geräten der »professionellen« Elektronik wieder. Die für Alarmanlagen oder Fotokamera-Auslösung gezeigte Lichtschranke tritt in der Industrie als Sicherungsschranke beispielsweise an einer Kreissäge oder Presse auf, um Unfälle zu verhüten, oder als Stückgutzahlgerät am Fließband. Der beschriebene Impulszähler wird in kernphysikalischen Instituten in komplizierterer, aber prinzipiell gleicher Form benutzt; die Drehzahlregelung für einen Magnetbandgerätemotor kann ähnlich in der Elektroniksteuerungsanlage eines Walzwerks vorhanden sein, und der in diesem Buch für eine Belichtungsuhr vorgeschlagene Zeitschalter begegnet uns in Lichtpausanstalten oder kann sogar vom Amateur selbst als Treppenlichtzeitschalter in seinem Betrieb benutzt werden.

Hier kann das Buch nur einige wenige Anregungen geben und gelegentliche Parallelen ziehen – und bezüglich der Anwendungsmöglichkeiten beweist sich der Einfallsreichtum des geschickten Amateurs.

Um Schaltungen elektronischer Geräte völlig neu zu entwickeln und durchzurechnen, bedarf es oftmals gediegener Ingenieurkenntnisse. Dies ist jedoch nicht unbedingt Aufgabe des Amateurs und daher auch nicht Ziel dieses Buches. Um eine funktionsfähig dimensionierte Schaltung anzuwenden und

nutzbringend einzusetzen, benötigt man aber vor allem den Überblick über vorhandene technische Möglichkeiten und – die entscheidende Idee!

Deshalb wurde der Versuch unternommen, in diesem Sinne hier »für jeden etwas« zu bieten.

Brandenburg, im Juni 1964

Hagen Jakubaschk

TEIL I

Grundlagen der Elektronik

1. Einige Grundbegriffe der Elektronik

Die Betrachtung der Schaltungsfunktionen kann in der Elektronik nicht immer mit den aus der Rundfunktechnik geläufigen Vorstellungen geschehen. Bereits auf dem Sektor Nachrichtentechnik begegnet der Amateur der Impulstechnik beispielsweise in einigen Baugruppen des Fernsehempfängers. In der Elektronik spielt die impuls-technische Betrachtungsweise teilweise eine, noch weit größere Rolle. Deshalb sollen einige Grundbegriffe behandelt werden, und zwar ausgehend von den entsprechenden Grundlagen, die der Amateur von der Funktechnik her kennt.

1.1. Wechselstrom und Wechselspannung

Wenn in der Nachrichtentechnik allgemein von Wechselspannung gesprochen wird, so ist damit meist eine Sinusschwingung mit definierter Frequenz gemeint. In der Impulstechnik hat man es jedoch selten mit einer reinen Sinusschwingung zu tun. Häufiger sind komplizierte Schwingungsformen, die völlig unterschiedlich und unregelmäßig verlaufen können. Die Definition der Spannung oder der Stromstärke und der Frequenz ist dann nicht mehr so einfach wie bei der Sinusschwingung. An Hand von Bild 1.1 sollen diese Definitionen daher zunächst geklärt werden. In der allgemeinen Elektrotechnik wird unter der Spannungsangabe (in Volt) gewöhnlich die Effektivspan-

nung U_{eff} einer Sinusschwingung verstanden. Die Effektivspannung (der Effektivstrom) ist die Spannung (der Strom), die in einem ohmschen Widerstand die gleiche Wärmeleistung erzeugt wie eine Gleichspannung (Gleichstrom) gleichen Betrags. Da die Wechselspannung nicht zu allen Zeitpunkten der Periode T gleich groß ist, sondern zwischen 0 und einem Höchstwert (Maximal- oder Scheitelspannung U_{max}) pendelt, muß die Maximalspannung U_{max} größer sein als die Effektivspannung, damit über den gesamten Zeitraum T die gleiche Wärmeenergie im ohmschen Widerstand erzeugt wird wie mit einer Gleichspannung in Höhe von U_{eff} . Der rechnerische Zusammenhang zwischen U_{eff} und U_{max} ist in Bild 1.1 angegeben – diese Beziehung gilt jedoch nur für sinusförmige Spannung! Bei anderen Kurvenformen ergeben sich andere, mathematisch z. T. sehr komplizierte Zusammenhänge zwischen U_{eff} und U_{max} .

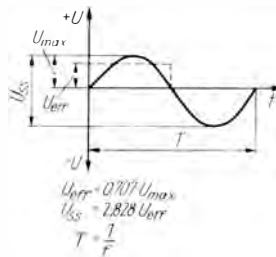


Bild 1.1

Zur Definition der Effektivspannung U_{eff} , Scheitelspannung (Maximalspannung) U_{max} , Spitzenspannung U_{ss}

Da beispielsweise die Netzspannung nahezu sinusförmig ist und deren Wert als Effektivspannung angegeben wird – eine für 220 V bestimmte Glühlampe erzeugt an 220 V Gleichspannung die gleiche Helligkeit wie an 220 V Wechselspannung –, beträgt die Maximalspannung des Netzes (periodisch kurzzeitig auftretender höchster Spannungswert) $1,414 \cdot U_{\text{eff}} = 310 \text{ V}$. Das ist insofern von Bedeutung, als Bauteile, wie Kondensatoren u. ä., in ihrer Isolierung für diese Spannung ausgelegt sein müssen.

Übliche Meßinstrumente (Volt-, Amperemeter, Vielfachmesser) sind so geeicht, daß sie bei sinusförmiger Spannung den Effektivwert anzeigen. Da diese Eichung der Instrumente mit der in Bild 1.1 angegebenen rechnerischen Beziehung zusammenhängt und nur für Sinusspannungen und Sinusströme gilt, läßt sich leicht erkennen, daß übliche Meßinstrumente bei nicht sinusförmigen Spannungen und Strömen – insbesondere also bei den verschiedenen Impulsformen, wie sie uns in der Elektronik begegnen – falsch anzeigen! Das Messen von Impulsspannungen und -strömen ist daher nur mit speziellen Verfahren, häufig nur auf oszillografischem Wege möglich! Näheres zu diesen Messungen ist in [2] und [3] zu finden.

Die Zeitdauer der positiven *und* negativen Halbwelle wird als eine Periode T bezeichnet, ihr Kehrwert $\frac{1}{T}$ ist die Frequenz f .

Bei Impulsen sind jedoch häufig positive und negative Halbwelle nicht gleich groß und auch nicht gleich lang. Die Angabe des Effektivwerts spielt bei Impulsen im allgemeinen keine Rolle; meist interessiert die maximale Spannungshöhe. Je nach der betrachteten Halbwelle (positiv oder negativ) wäre sie aber bei Impulsen u. U. ungleich, weshalb auch U_{max} in der Impulstechnik nur selten benutzt wird. Dagegen hat hier die Spitze-Spitze-Spannung U_{ss} große Be-

deutung. Dieses Maß (Bild 1.1) gibt die Spannungsdifferenz zwischen positivstem und negativstem Kurvenpunkt an; es ist im Gegensatz zu den vorangegangenen nicht auf die Nulllinie bezogen und daher auch von etwa ungleich großen Impulshalbwellen unabhängig. In der Impulstechnik wird daher im allgemeinen die Impulsspannung in Spitze-Spitze-Spannung (U_{ss}) angegeben, nur selten in Effektivwert U_{eff} (gemessen in V) oder Maximalspannung (Scheitelspannung) U_{max} (gemessen in V). Unter einer Impulsperiode T und der Impulsfrequenz $f = \frac{1}{T}$ ist stets die Länge einer positiven *und* der folgenden negativen Impulshalbwelle zu verstehen. Näheres dazu in Abschnitt 1.4.

1.2. Verschiedene Impulsformen

Bild 1.2 zeigt verschiedene Impulsformen, wie sie in der Elektronik häufig vorkommen, in idealisierter Form. Zwischen diesen und der Sinusform sind praktisch alle Übergangsformen denkbar. Die Sinusform (Bild 1.2) ist als mathematisch einfachste, als Grundform aller anderen Impulsformen anzusehen – tatsächlich läßt sich mit der sogenannten *Fourier*-Analyse jede beliebige Impulsform rechnerisch auf eine Anzahl Sinusschwingungen verschiedener Amplitude und Frequenz zurückführen. Für die Praxis ist das insofern von Bedeutung, als wir uns jede Impulsform aus diesen Sinus-Teilschwingungen entstanden denken können – das bedeutet aber nichts anderes, als daß dieser Impuls neben seiner Grundfrequenz (entsprechend Periodendauer T ; in Bild 1.2a bis 1.2e sind jeweils 2 Perioden dargestellt) auch die Frequenzen der »ursprünglichen« Sinus-Teilschwingungen mit enthält! Wie sich das praktisch äußert, wird unter 1.4. näher erläutert.

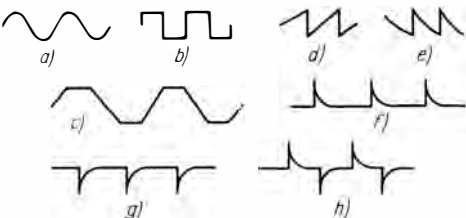


Bild 1.2

Verschiedene Impulsformen. a – Sinusschwingung, b – symmetrische Rechteckschwingung (Mäander), c – Trapezkurve, d – positive Sägezahn-schwingung, e – negative Sägezahn-schwingung, f – Nadelimpulse positiv, g – Nadelimpulse negativ, h – Nadelimpulse beider Polarität

Für die praktischen Anwendungen in der Elektronik sind neben der Sinusschwingung (Bild 1.2a) besonders von Bedeutung:

Rechteckschwingung (Bild 1.2b; diese wird, wenn positive und negative Halbwelle gleich groß und gleich lang sind, auch Mäanderschwingung genannt);

Nadelimpuls (Bild 1.2f bis 1.2h, mit 3 bzw. 4 Perioden dargestellt) und gelegentlich noch *Sägezahnimpuls* (Bild 1.2d und 1.2e).

Eine Übergangsform zwischen Sägezahnimpuls und Rechteckimpuls (nicht etwa zwischen Sinus und Rechteck!) bildet der *Trapezimpuls* nach Bild 1.2c.

Als *unsymmetrische Impulse* bezeichnet man solche, bei denen positive und negative Halbwelle ungleich sind, also Sägezahn- (1.2d und 1.2e) sowie Nadelimpulse einer Polarität nach Bild 1.2f (positiv) und 1.2g (negativ). Symmetrisch dagegen sind Sinus- (Bild 1.2a), Rechteck- (1.2b), Trapez- (1.2c) und Nadelimpuls nach Bild 1.2h.

Bei unsymmetrischen Impulsen ist deshalb die Impulspolarität von Bedeutung. Bild 1.2d zeigt einen nach positiver Richtung ansteigenden Sägezahn, Bild 1.2e einen negativen Sägezahn. Demgemäß stellt Bild 1.2f eine positive, 1.2g eine negative Nadelimpulsfolge dar, d. h., im zweiten Fall fließt also im Stromkreis jeweils ein kurzer Strom-

stoß in negativer Richtung; während der restlichen Periodendauer bis zur nächsten »Nadel« fließt kein Strom. In elektronischen Schaltungen haben unsymmetrische Impulsformen und ihre Polarität große Bedeutung. Nähere Angaben über diese Impulsformen, über ihre Erzeugung und Untersuchung enthält [2].

1.3.

Schaltungstechnische Ableitung von Impulsformen

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, eine Impulsform in die andere überzuführen. Für den Amateur hat in erster Linie die Erzeugung von Rechteck- und Nadelimpulsen aus Sinusspannungen Bedeutung. Bild 1.3 zeigt, wie es möglich ist, durch Begrenzung einer Sinusspannung eine Rechteckspannung zu gewinnen. Die Sinusspannung wird bei U_e mit etwa 50 bis 300 V ~ angelegt (die Angabe in V ~ drückt in der allgemeinen Elektronik den Effektivwert der Sinusspannung aus).

Je höher U_e , desto besser ist, wie noch gezeigt wird, die Form des bei U_a abnehmbaren Rechtecks. Über C_2 und den Vorwiderstand R_2 (Größenordnung 20 bis 200 k Ω) gelangt die Sinusspannung an 2 in Sperrichtung vorgespannte Dioden D_1 und D_2 (geeignet sind z. B. Germaniumdioden 0A 625). Die Vorspannungen U_1 und U_2 sind im allgemeinen gleich groß (Größenordnung 1 bis 3 V). Sobald nun die positive

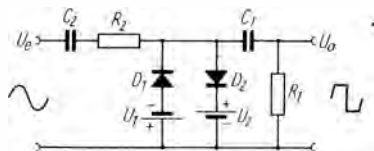


Bild 1.3

Begrenzerschaltung zur Umwandlung einer Sinusspannung in eine Rechteckspannung oder zur Spannungsbegrenzung

oder negative Sinushalbwellen den Wert der Diodenvorspannung übersteigt, wird die entsprechende Diode leitend (nach Bild 1.3 für die positive Halbwellen D2). Über den geringen Durchlaßwiderstand der nun *geöffneten* Diode und den ebenfalls geringen Innenwiderstand der Spannungsquelle U_1 bzw. U_2 ist die Wechselspannung dann nahezu kurzgeschlossen (Spannungsteilung über R_2 und $D_1 + U_1$ bzw. $D_2 + U_2$), so daß die Spannung für die Dauer dieser Halbwellen nicht weiter ansteigen kann. Beide Halbwellen werden also auf annähernd den Betrag U_1 bzw. U_2 begrenzt. Bild 1.4 zeigt diesen Vorgang bei a. U_1 und U_2 sind die Diodenvorspannungen, auf deren Höhe die Eingangsspannung U_e begrenzt wird. Die den Vorspannungswert übersteigenden Halbwellenanteile werden »abgekappt«. Da die Sinusspannung (wenn der Betrag von U_e hinreichend groß ist) in Nähe des Nulldurchgangs sehr steil verläuft, ergeben sich für die Rechteckkurve U_a die erwünschten, verhältnismäßig steilen Flanken. Ist R_2 (nach Bild 1.3) wesentlich größer als der Durchlaßwiderstand der Diode zuzüglich Innenwiderstand der Vorspannungsquelle, so sind auch die Dächer der Rechteckkurve sehr gut waagrecht. Aus dem Gesagten er-

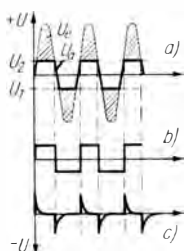


Bild 1.4

Zur Wirkungsweise der Begrenzerschaltung. Aus einer Sinusspannung U_e (a) entsteht durch Abkappen der Halbwelle eine Rechteckspannung U_a (b). Durch Differentiation des Rechtecks erhält man Nadelimpulse (c), die mit dem Nulldurchgang der ursprünglichen Sinusschwingung zusammenfallen

gibt sich, weshalb U_e wesentlich größer als U_1 , U_2 sein soll. Bild 1.4a läßt ferner erkennen, daß mit diesem Verfahren nur symmetrische Rechteckformen (Mäander) erreichbar sind. Bild 1.4b zeigt die auf diese Weise gewonnene Kurvenform. Läßt man eine der Dioden (nach Bild 1.3) nebst zugehöriger Vorspannung weg, so wird nur eine Halbwellen begrenzt; die andere erscheint in voller Höhe am Ausgang. Die Oszillogrammfotos (Bild 1.5 und Bild 1.6) zeigen eine solche einseitig begrenzte Sinusschwingung sowie eine Rechteckschwingung, bei der positive und negative Halbwellen ungleich lang sind. Diese Rechteckformen werden mit speziellen Rechteckimpulsgeneratoren erzeugt (Näheres s. in [2]).

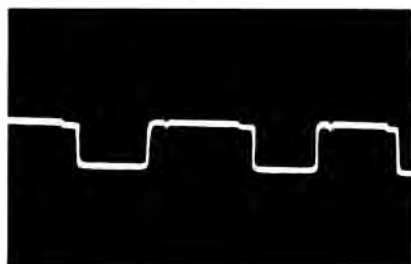


Bild 1.5

Oszillogramm einer unsymmetrischen Rechteckschwingung

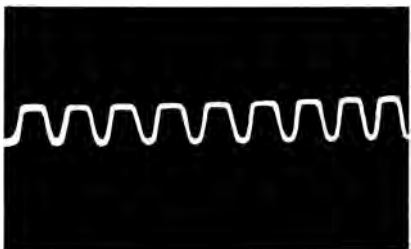


Bild 1.6

Einseitig begrenzte Sinusschwingung

Aus Rechteckimpulsen lassen sich durch das Verfahren der Differentiation sehr leicht Nadelimpulse ableiten; der Rechteckimpuls wird »differenziert« (die Bezeichnung erklärt sich aus der mathematischen Behandlung dieses Vorgangs). Ein Differenzierglied besteht im einfachsten Fall aus einer RC -Kombination (Bild 1.7a). Betrachtet sei zum Beispiel die positive Halbwelle des links angelegten Rechtecks.

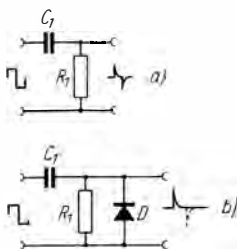


Bild 1.7

Differenzierglied zur Umwandlung eines Rechteckimpulses in Nadelimpulse (a). Durch Parallelschalten einer Diode lassen sich Nadelimpulse nichtgewünschter Polarität unterdrücken (b)

Kondensator C_1 wird über R_1 mit Plus am linken Anschluß geladen. Die Schnelligkeit der Aufladung hängt von der Dimensionierung ab. Sind R_1 und C_1 ausreichend klein, so erfolgt die Aufladung im Bruchteil der Dauer einer Rechteckhalbwellen – der Kondensator ist danach voll geladen, über R_1 fließt kein Strom mehr. Der Ladestrom durch R_1 erzeugt an diesem Widerstand einen – nach Bild 1.7a rechts abnehmbaren – Spannungsabfall; diese Spannung wird nach beendeter Aufladung 0. Sobald die Rechteckschwingung ihre Polarität umkehrt – was wegen der steilen Rechteckflanke im Verhältnis zur Periodendauer sehr schnell erfolgt –, wird C_1 über R_1 umgeladen (Plus jetzt rechts), wobei der Ladestromstoß bis zur beendeten Umladung wiederum an R_1 einen Spannungsstoß, diesmal mit umgekehrter Polarität, erzeugt.

An R_1 lassen sich daher jedesmal bei Polaritätswechsel der Rechteckschwingung kurze Spannungsimpulse abnehmen, die die Form von Nadelimpulsen (Bild 1.2h) haben. Die Dauer dieses Spannungsstoßes (Breite des Nadelimpuls-Fußes) hängt ab von der Schnelligkeit der Umladung und damit von der Größe von R_1 und C_1 – nicht von der Frequenz des Rechteckimpulses! Die Nadelspitzen fallen zeitlich stets genau mit der Vorderflanke des Rechtecks zusammen. Wird das Rechteck durch Begrenzung aus einer Sinusschwingung gewonnen, so fallen die Nadelimpulse genau mit deren Nulldurchgang zusammen, wie Bild 1.4c im Vergleich mit 1.4b und 1.4a deutlich zeigt.

Deshalb kommt der Bemessung von C_1 und R_1 (Bild 1.3) besondere Bedeutung zu. Es gibt zwei Möglichkeiten: Verlangt man bei U_a ein Rechteck, so müssen C_1 und R_1 so groß sein, daß während der gesamten Dauer einer Rechteckhalbwellen der Kondensator C_1 nicht nennenswert aufgeladen wird – nur dann ist der Stromfluß durch R_1 gegen Ende der Halbwelle noch etwa ebenso groß wie zu Beginn der Halbwelle, nur dann bleibt die hintere Rechteckflanke (Bild 1.4b) noch etwa ebenso hoch wie die vordere – nur dann erscheint bei U_a ein Rechteck mit geradem Dach. Sind C_1 und R_1 zu klein, so fällt das Dach schräg nach hinten ab, um bei weiterer Verkleinerung von C_1 und R_1 in die Nadelimpulsform überzugehen. Zur Abschätzung der Verhältnisse: Für eine Sinusspannung U_e mit 50 Hz ist R_1 und C_1 zu dimensionieren für Rechteck bei U_a (größenordnungsmäßig) $C_1 = 2\mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$; für Nadelimpulse je nach gewünschter Impulsbreite (größenordnungsmäßig) C_1 etwa 1 nF, R_1 etwa 50 k Ω .

Die Kombination R_1/C_1 hat eine gewisse Ähnlichkeit mit der Gitterkondensator-Gitterwiderstand-Kombination an Röhren. Tatsächlich verhält sich ein solches

Koppelglied in Verstärkern ebenfalls differenzierend. Für Impulsverstärker müssen deshalb, wenn Rechteck- oder ähnliche Impulsformen mit geradem Dach und relativ geringer Frequenz übertragen werden sollen, diese Bauteile ungewohnt große Werte aufweisen (größer als von NF-Verstärkern her geläufig!). Dies als Beispiel für die dem Radiobastler oft merkwürdig erscheinende Dimensionierung scheinbar »harmloser« Bauteile in Impulsschaltungen. Das Zahlenbeispiel zeigt auch, daß ein Erkennen der Schaltungsfunktion eines Impulsgeräts ohne Angabe der Einzeldimensionierungen im Schaltbild oft nicht möglich ist; auch aus Bild 1.3 läßt sich nicht ohne weiteres erkennen, ob bei U_a ein Rechteck-, ein Nadelimpuls oder eine Zwischenform auftritt.

Häufig werden Impulse nur einer Polarität benötigt, während die entgegengesetzte Polarität des Impulses stört. Diese beseitigt man durch Kurzschließen mittels einer Diode. Bild 1.7b zeigt das Verfahren zur Gewinnung eines positiven Nadelimpulses. Dem Differenzierglied nach Bild 1.7a ist jetzt die Diode D parallelgeschaltet, die die negativen Impulse kurzschließt. Wird D umgepolt, dann erscheinen am Ausgang nur die negativen Impulse.

1.4. Die wichtigsten Impulskennwerte

Ein Impuls beliebiger Form wird in der Impulstechnik durch eine Anzahl von Kennwerten gekennzeichnet, die kurz erläutert seien, da sie uns beim tieferen Eindringen in die Literatur begegnen werden. Bild 1.8 zeigt als Beispiel einen positiven Rechteckimpuls, die positive Halbwelle von U_a nach Bild 1.4a und 1.4b. Wie dort schon erläutert, benötigt die Impulsvorderflanke eine gewisse Anstiegszeit, die Rück-

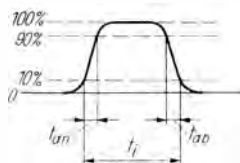


Bild 1.8

Zur Definition der Anstiegszeit t_{an} und Abfallzeit t_{ab} eines Impulses; t_i = Impulsdauer

flanke dementsprechend eine Abfallzeit – nämlich die Zeit, die im Verlauf der Sinusschwingung vom Nulldurchgang bis zum Erreichen des Vorspannungswerts U_1 bzw. U_2 vergeht oder umgekehrt von diesem Wert bis zum Nulldurchgang. Wie bei Bild 1.4 bereits gesagt, kann diese Zeit verkürzt werden, indem man U_e erhöht: Die Impulsflanke wird steiler, Anstiegs- und Abfallzeit werden kürzer. In Bild 1.8 ist t_{an} die Anstiegszeit, t_{ab} die Abfallzeit des Impulses. Da die Impulsecken häufig mehr oder weniger abgerundet sind (da die Dioden bei Erreichen der Vorspannung nicht schlagartig, sondern allmählich vom Sperr- in den Durchlaßzustand übergehen; dadurch erfolgt das »Abkappen« der Sinuskurve nicht schlagartig; Bild 1.3, 1.4), mißt man die Zeiten t_{an} und t_{ab} zwischen den Spannungswerten 10% und 90% der Maximalamplitude des Impulses, wie Bild 1.8 zeigt. Die Impulsamplitude (U_s in V) wäre dort übrigens gemäß der Definition Bild 1.1 zwischen 0% und 100% zu messen. Die gesamte Impulsdauer wird zwischen den 10%-Amplituden der Vorder- und Rückflanke gemessen; sie ist in Bild 1.8 mit t_i bezeichnet.

Bild 1.9 zeigt die Zusammenhänge zwischen Impulsfrequenz, Impulsdauer und Periodendauer. Oben ist ein positiver Sägezahnimpuls dargestellt. Dessen Rückflanke benötigt natürlich auch eine gewisse Mindestzeit, um auf 0 bzw. bis zum negativen Maximalwert abzufallen. Die Anstiegszeit ist mit t_1 , die Abfallzeit mit t_2 bezeichnet

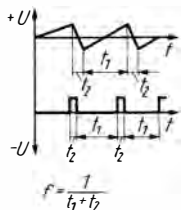


Bild 1.9

Zur Definition des Impulstastverhältnisses. Oben: positive Sägezahnspannungsschwingung. t_1 = Anstiegszeit, t_2 = Abfallzeit; unten: unsymmetrischer Rechteckimpuls, t_1 = Impulspause, t_2 = Impulslänge. Der Quotient t_1/t_2 gibt das Impulstastverhältnis an.

$$\text{Impulsfrequenz } f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

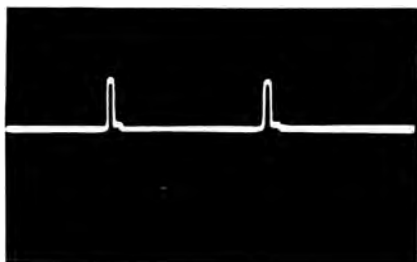


Bild 1.10

Oszillogramm von Rechteckimpulsen entsprechend Bild 1.9

(die Impulspolarität bei Sägezahnimpulsen wird stets nach der Richtung des zeitlich länger dauernden Teiles angegeben; s. auch Bild 1.2d und 1.2e).

Vorder- und Rückflanke zusammen ergeben den vollständigen Impuls, $t_1 + t_2$ stellen daher die Impulsperiodendauer T dar, und da (siehe Seite 22) $\frac{1}{T} = f$ ist, ergibt

$$\text{sieh die Impulsfrequenz zu } f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

Bild 1.9 zeigt unten einen unsymmetrischen Rechteckimpuls, wie ihn in ähnlicher Form das Oszillogrammfoto (Bild 1.10) darstellt (der dort abgebildete Impuls hat noch einen kleinen »Absatz«; natürlich haben wir es in der Praxis selten mit so idealen Im-

pulsformen zu tun, wie sie unsere Zeichnungsbeispiele der Deutlichkeit halber zeigen). Zunächst geht aus dieser Impulsform hervor, daß hier eine Spannungsabgabe tatsächlich nur in U_{ss} sinnvoll ist und U_{eff} dieses Impulses weit geringer sein muß als U_{ss} (während der überwiegenden Zeit t – Bild 1.9 – beträgt die Spannung 0!). Außerdem ist eine U_{max} -Angabe entweder mit $U_{max} = U_{ss}$ (für die positive Halbwellen) oder mit $U_{max} = 0$ (für die – nicht vorhandene – negative Halbwellen) möglich und daher sinnlos. Man vergleiche dazu Bild 1.1. Die Impulsfrequenz ergibt sich wiederum nach der in Bild 1.9 angegebenen Beziehung, die für jede Impulsform einschließlich der Sinusform gilt. Die Zeit t_2 wird wiederum als Impulsdauer oder auch als Impulsbreite bezeichnet. Sie kann in dieser Form auch z. B. bei dem im vorigen Abschnitt erläuterten Nadelimpuls definiert werden. Das Verhältnis $t_1 : t_2$ wird häufig auch Impulstastverhältnis genannt. Es ist bei der Mäanderschwingung bzw. dem symmetrischen Rechteck 1 : 1, bei dem in Bild 1.10 gezeigten Impuls etwa 1 : 7. Spezielle Impulsgeneratoren gestatten eine Regelung dieses Tastverhältnisses (Impulsbreitenregelung), z. B. in [2].

In Abschnitt 1.2. wurde bereits erwähnt, daß jede Impulsform aus einem Gemisch von Sinusschwingungen verschiedener Frequenzen und Amplituden bestehend gedacht werden kann. Diese Frequenzanteile bestimmen die Impulsform. Daher wird bei einer Impulsübertragung die Form verändert, wenn das Übertragungsglied frequenzabhängig ist. Beim Differenzierglied (Bild 1.7) wurde dieser Effekt bereits ausgenutzt. Man spricht daher beim Impuls nicht nur von der bereits erläuterten Impulsfrequenz gemäß Bild 1.9, sondern man muß stets beachten, daß der Impuls ein ganzes, je nach seiner Form verschiedenes zusammengesetztes Frequenzspektrum

aufweist – etwa so, wie »weißes« oder mischfarbiges Licht aus einem Gemisch der verschiedenen Spektralfarben und ihrer Wellenlängen (Frequenzen) besteht. Die nähere Erläuterung dieser komplizierten Zusammenhänge führt zu weit in die Theorie; von der Seite der praktischen Erscheinung und Auswirkung ist sie in [2] behandelt. Es sei nur kurz gesagt, daß eine Schwächung hoher oder tiefer Frequenzen bei einer Impulsübertragung die Impulsform mehr oder weniger, und zwar in ganz charakteristischer Weise ändert (aus den Verformungen kann man genaue Rückschlüsse auf die Übertragungseigenschaften ziehen!). Dabei sind die hohen Frequenzanteile des Impulses in seinen Flanken, die tiefen Anteile im Impulsdach »verborgen«. Unterdrücken der tiefen Anteile führt zum Abschrägen der Dächer oder läßt sie fast ganz verschwinden – das war beim Differenzierglied der Fall; Unterdrücken der hohen Frequenzanteile »verrundet« die Impulsecken und verlängert die Anstiegs- und Abfallzeit.

Bild 1.11 zeigt ein Beispiel dafür. Bei a ist ein Rechteckimpuls gezeigt, der z. B. mit einem NF-Verstärker übertragen wird. Unterdrückt dieser die hohen Frequenzen (Klangregler auf »dunkel«), so wird das Rechteck am Verstärkerausgang, etwa wie Bild 1.11b, erscheinen – das Maß der Flankenabrundung ist abhängig von der Höhen-

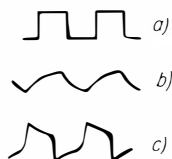


Bild 1.11

a – unverbogener Rechteckimpuls, b – Impulsverformung bei Verlust der hohen Frequenzen in der Übertragung, c – Verlust der tiefen Frequenzanteile des Impulses

absenkung des Frequenzgangs im Verstärker. Werden in diesem dagegen die tiefen Frequenzen geschwächt (Klangregler auf »hell«), so ergibt sich eine Kurvenform ähnlich Bild 1.11c. aus der bei weiterer Tiefenabsenkung dann die Nadelimpulsform zustande kommt. Anhebungen einzelner Frequenzen ergeben ähnliche Wirkungen im umgekehrten Sinne. Werden sowohl die hohen als auch die tiefen Frequenzen geschwächt, so entsteht eine Kombinationsform aus Bild 1.11b und Bild 1.11c deren Auswertung oft nicht ganz einfach ist. Natürlich sind diese Vorgänge auch weitgehend abhängig von der Impulsfrequenz des Impulses selbst. [2] gibt hierzu zahlreiche Bildbeispiele.

Diese Hinweise zu Grundlagen der Impulstechnik mögen im Rahmen dieses Buches genügen.

2. Bauelemente der Elektronik

In elektronischen Geräten begegnet der Amateur in der Hauptsache Bauelementen, die er bereits aus der Rundfunktechnik kennt. Sie werden daher hier nicht behandelt. Näheres ist in [1] sowie in [4], [5] und [6] zu finden. Relais spielen übrigens in der Elektronik – im Gegensatz zur Radiotechnik – eine beachtliche Rolle als Bauelement; das mechanische Relais ist also keineswegs als durch die Elektronik überholt anzusehen, sondern im Gegenteil ein wichtiges Bauelement dieser Technik!

Darüber hinaus gibt es aber für Elektronische Geräte eine Reihe spezieller Bauelemente, die dem Radioamateur und Radiobastler meist fremd sind. Ihre eingehende Behandlung ist wegen der teilweise komplizierten physikalischen Funktion in diesem Rahmen nicht möglich, sie sollen im folgenden jedoch so weit erläutert werden, wie es zum grundsätzlichen Verständnis ihrer Wirkungsweise und ihrer Eigenschaften sowie ihrer Funktion in den beschriebenen Schaltungen notwendig ist.

2.1. Gasentladungsröhren

2.1.1. Grundlagen der Gasentladung

Gasentladungsröhren sind luftdichte Gefäße (meist Glas), die mit einem Gas (meist Edelgas) oder Gasgemisch, auch Quecksilberdampf oder Quecksilberdampf/Edelgas-Gemisch, unter sehr niedrigem Druck

gefüllt wurden. Sie weisen 2 (bei vielen Sonderformen auch mehr) Elektroden auf, die keine leitende Verbindung zu anderen Elektroden der Röhre haben. Die dem Radio- und Elektrobastler geläufigste Form einer Gasentladungsröhre ist die Glimmlampe. Auch Reklame-Neonröhren und die Leuchtstofflampe gehören dazu. Für die folgenden Erläuterungen kann man sich als »Modell« beispielsweise eine der bekannten kleinen Röhrenglimmlampen (Prüfstiftglimmlampen) mit Neongasfüllung vorstellen – ein kleines zugeschmolzenes Glasgefäß mit beidseitig eingeschmolzenen Elektrodenstiften, die sich in einigen Millimetern Abstand gegenüberstehen.

Die Vorgänge in einer Gasentladungsröhre sind grundsätzlich andere als die in einer Vakuum-Rundfunkröhre. An die Elektroden der »Modell«-Glimmlampe wird zunächst eine geringe Gleichspannung angelegt. Da die Elektroden sich nicht berühren und die Gasfüllung nicht leitet, kommt vorerst kein Stromfluß zustande – es geschieht anscheinend nichts. Im Innern der Röhre besteht jedoch zwischen den Elektroden ein elektrisches Kraftfeld. Wesentlich ist, daß sich in der Gasfüllung bereits einige freie Elektronen und Ionen befinden. Ihr Vorhandensein ist Voraussetzung für die Einleitung des im folgenden besprochenen Zündvorgangs. In der normalen Gasfüllung sind stets, auch ohne angelegte Spannung, immer einige solcher geladenen Atomteilchen vorhanden.

was u. a. auf den Einfluß der auf der Erde überall vorhandenen kosmischen Höhenstrahlung zurückzuführen ist. Man kann für besondere Zwecke die Anzahl dieser freien Elektronen und Ionen künstlich steigern, indem man entweder im Röhreninneren (Kolbeninnenwand) eine geringe Menge schwach radioaktiver Substanz unterbringt oder auf die Gasfüllung starkes Licht bzw. Hochfrequenz einwirken läßt. Beides bewirkt eine leichte *Vor-Ionisation* der Gasfüllung. Die geladenen Atomteilchen sind bei an den Elektroden anliegender Spannung bestrebt, sich zu diesen Elektroden hin zu bewegen – die Ionen zur negativen Elektrode, der Katode, die Elektronen demgemäß zur positiven, der Anode. Auf ihrem Weg stoßen die Teilchen jedoch immer wieder auf andere, ungeladene Atomteilchen des Gases und kommen dadurch fast immer wieder vorzeitig zum Stillstand. Wir erhöhen nun allmählich die angelegte Spannung. Das Kraftfeld wird stärker, die Ionen bzw. Elektronen haben also mehr Energie und prallen stärker auf die Gasatome auf. Bei einer bestimmten Spannung reicht ihre Bewegungsenergie aus, um das Gasatom beim Aufprall ebenfalls zu ionisieren – aus den bis dahin elektrisch neutralen Gasatomen werden ebenfalls Elektronen »herausgeschlagen«, womit die Anzahl der geladenen Teilchen und damit das »Bombardement« auf die restlichen Gasatome zunimmt. Dieses Geschehen wächst lawinenartig, bis die Gasfüllung zwischen den Elektroden fast restlos ionisiert ist. Nunmehr kann sich ein starker Elektronenstrom zur Anode bewegen, die die Elektronen aufnimmt und in den Stromkreis zur Stromquelle ableitet. Die Ionen bewegen sich zur Katode, nehmen die dort austretenden Elektronen auf und sind damit wieder elektrisch neutral. Von den nachströmenden Ionen werden sie aber sofort erneut ionisiert – die *Ionisationslawine*

hält an, und infolge der Gasfüllung findet durch diesen Vorgang ein ständiger Stromfluß statt –, die Röhre leitet! Dieser – stark vereinfacht dargestellte – Vorgang ist mit einer Leuchterscheinung des Gases verbunden, die hauptsächlich in unmittelbarer Nähe der Katode auftritt (das ermöglicht u. a., die Polarität der Stromquelle festzustellen!). Damit das Einsetzen des Stromflusses – die *Zündung* der Röhre – erreicht wird, ist also eine zur Ionisation der Gasatome ausreichende Bewegungsenergie der anfänglich freien Ionen Voraussetzung, hierfür wieder eine ausreichende Beschleunigungsenergie dieser Teilchen, also eine bestimmte Mindesthöhe der an die Elektroden angelegten Spannung. Diese Mindestspannung, bei der die Ionenlawine zum Entstehen kommt, heißt *Zündspannung*. Sie ist eine für jede Röhre typische, allerdings nicht völlig konstante Größe, die durch Einwirkung von Licht, radioaktiver Strahlung oder HF-Energie verringert werden kann (ein oftmals recht unerwünschter Effekt!).

Ist die Ionenlawine einmal gebildet und die Entladung im Gange, dann kann die angelegte Spannung so weit verringert werden, daß gerade noch die zur Aufrechterhaltung der Ionisation notwendige Bewegungsenergie der Teilchen erzeugt wird. Verringert man die Spannung weiter, so reicht die Energie der meisten Teilchen nicht mehr zur Ionisation anderer Atome aus – die Anzahl der freien Ionen verringert sich rapide, die Entladung reißt ab, der Stromfluß hört auf. Die Spannung, bei der die Röhre verlöscht, ist die *Löschspannung*, während der Spannungswert, der sich im Betrieb während der Entladung einstellt, als *Brennspannung* bezeichnet wird. Die Brennspannung liegt also stets etwas höher als die Löschspannung, die Zündspannung wiederum etwas (z. T. auch beträchtlich) höher als die Brennspannung.

Die zahlenmäßige Größe dieser Span-

nungen hängt in weitem Umfang von Gasart, Druck, Konstruktion, Elektrodenform und -größe, Länge der Entladungstrecke sowie anderen Faktoren ab, insgesamt also in erster Linie von Typ und Zweckbestimmung der Gasentladungsröhre.

Sehr wichtig ist für die Anwendung, daß jede Gasentladungsröhre im gezündeten Zustand einen negativen Widerstand hat (fallende Kennlinie). Man kann dies so erklären: Sobald die Zündung erfolgt ist, fließt ein Strom durch die Röhre. Die Ionen und Elektronen ionisieren nun weitere Gasatome; die Ionendichte nimmt zu. Es stehen mehr »Träger« für die elektrische Energie zur Verfügung, ein stärkerer Stromfluß kommt zustande. Dadurch wird aber die Ionisation weiter verstärkt, weitere Ladungsträger werden frei, der Strom steigt somit noch weiter an usw. Die Stromstärke nimmt ebenfalls lawinenartig zu, bis es zur Lichtbogenbildung und Zerstörung der Elektroden kommt. Diese – physikalisch nicht ganz exakte – Erklärung zeigt, worauf es ankommt: Das ständige Wachsen des Stromes muß verhindert werden. Im allgemeinen schaltet man der Röhre einen Widerstand vor. Bis zur Zündung macht dieser sich nicht bemerkbar (da kein Strom fließt, fällt an ihm keine Spannung ab). Nach Zündung jedoch erzeugt der Stromfluß einen Spannungsabfall am Vorwiderstand, um dessen Betrag sich die Spannung an der Röhre vermindert. Dadurch aber verringert sich auch wieder die Ionisation – und das Ganze spielt sich auf einen Gleichgewichtszustand ein, bei dem gerade noch ausreichend Ionen gebildet werden, um den Stromfluß aufrechtzuerhalten. An der Röhre steht dann die Brennspannung. Gasentladungsröhren darf man daher niemals ohne Strombegrenzung betreiben, da dies zu sofortiger Zerstörung der Röhre führen würde! Die Strombegrenzung (meist Vorwiderstand, manchmal – bei Leucht-

stofflampe – eine Drosselspule) wird so bemessen, daß sich gerade der vom Hersteller vorgeschriebene Brennstrom einstellt.

Bei Betrieb mit Wechselspannung geschieht grundsätzlich das gleiche. Im einfachsten Fall sind Gasentladungsröhren mit 2 gleichartigen Elektroden ausgestattet. Es ist dann gleichgültig, welche von beiden als Katode und Anode wirkt.

Bei Wechselspannungsbetrieb zündet die Röhre in jeder Halbwelle in dem Moment, da die Halbwelle den Wert der Zündspannung erreicht hat. Mit absinkender Spannung der Halbwelle verlöscht die Röhre wieder, sobald die Spannung den Wert der Löschspannung unterschreitet. Bis zur nächsten Halbwelle fließt dann kein Strom; doch sobald diese die Zündspannung erreicht, zündet die Röhre erneut – jetzt mit umgekehrter Polarität. Die Röhre leuchtet also nicht ständig. Der Vorgang ist jedoch grundsätzlich der gleiche, wie für Gleichspannung geschildert.

Aus dem Gesagten ergeben sich folgende für die Anwendung wichtige Eigenheiten: Zwar verlaufen die Ionisationsvorgänge in der Röhre sehr schnell, aber da im Gegensatz zu Vakuumröhren nicht nur die Elektronen am Leitungsmechanismus beteiligt sind, sondern auch die – um ein vielfaches trägeren – Ionen, kann man Gasentladungsröhren nicht bis zu beliebig hohen Frequenzen einsetzen. Beim Abschalten vergeht z. B. eine gewisse kurze Zeitspanne, bis die vorhandenen Ionen mit den freien Elektronen rekombiniert, d. h. sich wieder zu neutralen Atomen vereinigt haben. Erst dann herrscht wieder der Anfangszustand, erst dann lassen sich erneut die für diese Röhre gültigen Werte für Zündspannung usw. erreichen. Ebenso vergeht beim Anlegen der Zündspannung eine kurze Zeit, bis es zur Bildung der Ionenlawine und zum Einsetzen des Strom-

flusses kommt, d.h., bei extrem kurzen Spannungsimpulsen zündet die Röhre nicht, selbst wenn der Spannungsimpuls beträchtlich über der Zündspannung liegt. Diese Trägheit ist bei manchen Anwendungen zu beachten.

Auf die Katode prallen die Ionen auf, die eine recht beträchtliche Masse verkörpern. Die Katode wird durch dieses »Bombardement« erwärmt und belastet, sie muß für diese Belastung ausgelegt, d. h. bei stärkeren Strömen großflächiger sein als die Anode. Bei den meisten Gasentladungsröhren ist daher die Polung vom Hersteller vorgeschrieben und muß beachtet werden. Eine Zusammenfassung zu dieser Thematik gibt [47].

2.1.2. Die Glimmlampe

Bild 2.1a zeigt die Prinzipschaltung einer Glimmlampe. Glimmlampen sind Gasentladungsröhren (meist mit Neonfüllung und mit 2 gleichartigen Elektroden), bei denen das Leuchten der Gasfüllung zur optischen Anzeige benutzt wird. Prinzipiell ebenso ver-

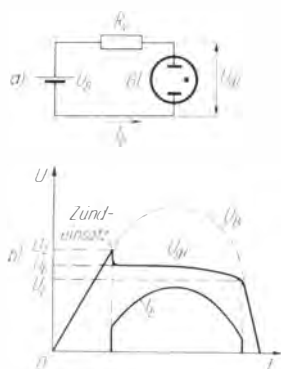


Bild 2.1
Grundschaltung der Glimmlampe (a) und Verlauf der Spannung an der Glimmlampe U_g und des Stromes durch die Lampe (Brennstrom, I_b). Als Betriebsspannung U_B ist die positive Halbwelle einer Sinusspannung angenommen

halten sich Glimmstabilisatorröhren, deren Aufgabe die Konstanzhaltung von Spannungen ist. Sie werden in Teil II beschrieben. Das in diesem Abschnitt Gesagte gilt ebenso für Glimmstabilisatoren. Bei diesen ist lediglich wegen der vorgesehenen größeren Stromstärke und der deshalb vorhandenen unterschiedlichen Ausbildung beider Elektroden auf richtige Polung zu achten.

U_B (Bild 2.1a) ist die Spannungsquelle. Der Betrag dieser Spannung muß mindestens der Zündspannung der Glimmlampe GL entsprechen bzw. etwas höher sein. R_V ist der Vorwiderstand zur Strombegrenzung, dessen Notwendigkeit bereits erklärt wurde. Nachdem die Glimmröhre gezündet hat, fließt ihr Brennstrom I_b , und an GL fällt die Spannung U_g ab. Sie ist nach Zündung gleich der Brennschspannung U_b . Bild 2.1b zeigt das Verhalten der Glimmlampe. U_B werde im Beispiel von 0 langsam erhöht und dann wieder verringert – etwa dem Spannungsverlauf einer Sinushalbwelle entsprechend (punktiert in Bild 2.1b). Spannung U_g ist vor der Zündung gleich U_B . Sobald die Zündspannung U_z erreicht ist, zündet GL, und der Strom I_b – bis dahin gleich 0 – beginnt zu fließen. Durch den einsetzenden Stromfluß tritt an R_V ein Spannungsabfall auf, und U_g geht auf den Wert der Brennschspannung U_b zurück. Wird U_B weiter erhöht, so nimmt der Stromfluß durch GL zu, was – wie bereits erläutert – zu verstärkter Ionisation und weiter wachsendem Stromfluß führen würde. Dadurch wächst aber der Spannungsabfall an R_V , weshalb U_g trotz ansteigenden Stromes I_b etwa auf dem Wert von U_b bleibt. Die Spannung an der Glimmlampe hält sich jetzt also annähernd konstant, die Erhöhung von U_B wirkt sich nur in steigendem I_b aus – die Glimmlampe zeigt demzufolge das typische Verhalten eines Spannungsbegrenzers. Erst wenn U_B sich dem Wert der Löschspannung U_L nähert, geht I_b rapid

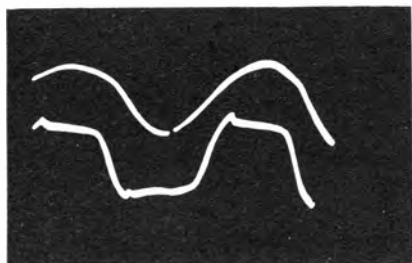


Bild 2.2
Brennspannungsverlauf einer mit Wechselspannung betriebenen Glimmlampe. Man erkennt deutlich die Zündensatzspitze und die nahezu konstant bleibende Brennspannung (untere Kurve, vergleiche dazu Bild 2.1b, U_{gl} -Kurve). Darüber die Kurvenform der Betriebsspannung U_B (Netzsinusspannung) gemäß Bild 2.1b

zurück und damit auch U_{gl} wieder auf den Wert von U_L . Bei weiterem Absinken von U_B wird die Löschspannung U_L unterschritten, Gl verlöscht, I_b wird 0. Die Kurvendarstellung zeigt zwei interessante Einzelheiten: Die Stromkurve läßt erkennen, daß Gl tatsächlich nur während eines Teiles der Halbwelle von U_B brennt. Die Spannungskurve zeigt – abgesehen von der für Gasentladungen typischen Zündensatzspitze –, daß die Spannung U_{gl} nahezu konstant bleibt, obwohl sich Strom I_b durch die Lampe und die Speisespannung U_B beträchtlich ändern! Diese interessante Eigenschaft wird bei Stabilisatorröhren bewußt ausgenutzt, um konstante Spannungen bereitzustellen (s. Teil II).

Bild 2.2 zeigt die oszillografisch aufgenommene Spannungskurve U_{gl} einer Glimmlampe. Spannung U_B war bei dieser Aufnahme die Netzwechselspannung und ist im Foto zum Vergleich mit abgebildet (aus [2]).

Aus Bild 2.1b läßt sich eine weitere interessante Eigenschaft ableiten. Angenommen sei, der Strom I_b wird periodisch in seiner Stärke geändert, etwa indem U_B als Gleichspannung (größer als U_L) mit ei-

ner überlagerten Wechselspannung gewählt wird. Wie die Kurven für U_{gl} und I_b zeigen, ergeben relativ große Stromänderungen nur sehr geringe Spannungsänderungen. Faßt man nun die Glimmlampe Gl als Widerstand auf, an dem beim Strom I_b die Spannung U_{gl} und bei den Stromschwankungen ΔI_b die Spannungsschwankungen ΔU_{gl} abfallen, so ergibt sich für die überlagerte Wechselspannung ein sehr geringer dynamischer Innenwiderstand der Glimmlampe – das bedeutet, die Lampe hat zusammen mit dem Vorwiderstand R_v die Funktion eines Siebgliebs und verhält sich dabei gegenüber einer der Gleichspannung U_B überlagerten *Brummspannung* ähnlich wie ein an Stelle von Gl eingeschalteter großer Kondensator! Tatsächlich kann die Glimmlampe auf Grund dieser Eigenschaft in stabilisierten Netzteilen von Geräten den sonst üblichen Siebkondensator ersetzen. Es wird in Teil II noch begründet, weshalb die Parallelschaltung eines Kondensators zu einem Glimmstabilisator im allgemeinen sogar unzulässig ist.

2.1.3. Die Kaltkathoden-Relaisröhre (Kaltkathoden-Thyratron)

Das Thyatron ist ein besonders für elektronische Schaltungen bestimmtes Bauelement. Bild 2.3 zeigt Schaltsymbol und Prinzipschaltung. Wie bei sämtlichen gasgefüllten Röhren deutet man die Gasfüllung – im

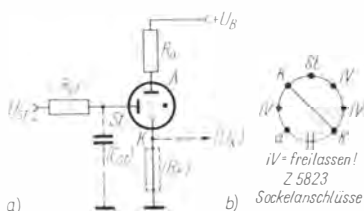


Bild 2.3

a – Prinzipschaltung einer Kaltkathoden-Relaisröhre (Thyratron), b – Sockelschaltung des Thyatrons Z 5823

Unterschied zur Vakuumröhre – mit einem dicken schwarzen Punkt an. Die Entladungsstrecke des Thyratrons wird begrenzt durch Katode K und Anode A, außerdem ist in Katodennähe eine Starterelektrode St vorhanden (bei einigen Typen auch mehrere Starter- und Hilfelektroden). Grundsätzlich verhält sich das Thyatron wie die bereits beschriebene Glimmröhre, jedoch weist es eine relativ große Differenz zwischen Zündspannung und Brennspannung auf. Die Spannung U_B (Betriebsspannung) wird geringer als die Anodenzündspannung gewählt; das Thyatron ist also zunächst nicht gezündet. Zur Strombegrenzung – die man auch hier benötigt – dient der Anodenwiderstand R_a , je nach Schaltung kommt dazu ein Katodenwiderstand R_k , bzw. es sind beide vorhanden.

Die Besonderheit des Thyratrons liegt darin, daß die Zündspannung des Starters St – der zusammen mit K eine zweite Entladungsstrecke bildet – wesentlich niedriger liegt als die Anodenzündspannung (Beispiel Thyatron Z5823: U_z – Anode ≥ 200 V, U_z – Starter 85 V, U_b – Anode etwa 65 V). Wird U_b zu etwa 120 V gewählt, so zündet das Thyatron zunächst nicht. Bei U_{st} wird nun eine etwas größere Spannung als die Starterzündspannung angelegt (im Beispiel 90 bis 100 V). Die Strecke Starter-Katode zündet jetzt. Dadurch wird im Raum zwischen Katode und Anode eine große Anzahl von Ladungsträgern (Ionen und Elektronen) freigesetzt, was bewirkt, daß nunmehr sofort auch die Hauptentladung zur Anode zündet. Der Stromfluß durch R_a kann dann um ein vielfaches stärker sein als der Starterstrom – es gelingt, mit einem kurzen Spannungsstoß bei U_{st} das Thyatron zu zünden und dadurch den Verbraucher R_a einzuschalten! Nach Zündung bleibt die Entladung aufrechterhalten, das Thyatron verlöscht nicht wieder von selbst. Deshalb genügt es, den Starter nur

kurzzeitig zum Zweck der Zündung anzuschalten. Um den Thyatronstrom wieder zu unterbrechen, muß U_B kurzzeitig unterbrochen werden, damit das Thyatron wieder verlöscht. Die Entladung des einmal gezündeten Thyratrons ist mit der Starterelektrode nicht mehr beeinflussbar, der Starter hat also nicht etwa die Funktion eines Steuergitters! Auch arbeitet das Thyatron lediglich als »Schalter«, eine Steuerung der Anodenstromstärke ist mit dem Starter ebenfalls nicht möglich. – Um die Zündung der Strecke Anode-Katode einzuleiten, benötigt der Starter einen gewissen Mindeststrom, sonst setzt er nicht genügend Ladungsträger in Katodennähe frei. Zwar ist dieser Starterstrom gering (beim Typ Z5823 noch unter 0,1 mA!), erfordert aber bei U_{st} eine gewisse Steuerleistung. Man kann dann einen Starthilfskondensator C_s anschalten (in Bild 2.3 punktiert). Er läßt sich über den zur Strombegrenzung auch beim Starter notwendigen Widerstand R_{st} mit sehr geringer Stromstärke laden. Erreicht er die Starterzündspannung, dann entlädt er sich stoßartig über den Starter, so daß dieser einen ausreichenden Starterstrom erhält und die Hauptentladung auch zündet, wenn der bei U_{st} zufließende Strom schwächer als der Mindeststarterstrom ist.

Verwendung finden derartige Thyratrons als Relaisröhren für verschiedene elektronische Schaltanlagen (Teil II gibt einige Beispiele dafür), in der Fernsprechvermittlungstechnik sowie für Zähl- und Rechengegeräte. Sein Vorteil liegt in der sofortigen Betriebsbereitschaft (keine Anheizzeit der Katode) und darin, daß es in Ruhestellung keinen Strom verbraucht. Den gezündeten Zustand des Thyratrons erkennt man am Aufleuchten der Gasfüllung. Für Amateurzwecke eignet sich am besten der Typ Z5823, der einen maximal zulässigen Katodenstrom von 25 mA

hat. Die Betriebsspannung U_B wird mit 105 bis 130 V gewählt, die Starterzündspannung beträgt 85 V, minimaler Starterstrom zur Zündung etwa $50 \mu\text{A}$, Anodenbrennspannung 65 V. Dieses Thyatron ähnelt in Aussehen, Größe und Sockel sehr den bekannten Novalröhren, etwa dem Rundfunkröhrentyp EC92. Vor starkem Licht sollen die Röhren geschützt werden, da dies die Anodenzündspannung stark herabsetzen kann. Das Thyatron zündet dann u. U. schon bei fehlender Starterspannung. Welche Möglichkeiten schaltungstechnisch bestehen, das gezündete Thyatron wieder zu löschen, zeigen die Schaltbeispiele in Teil II. Für manche Zwecke fügt man in die Katodenleitung einen Widerstand R_k ein, der den Zündvorgang grundsätzlich nicht beeinflusst (also keine Parallele zum Katodenwiderstand im Rundfunkgerät darstellt). An ihm tritt nach Zündung des Thyatrons durch seinen Katodenstrom ein Spannungsabfall U_k auf, der zur Auslösung weiterer Schaltstufen benutzt werden kann. Da er gleichzeitig zur Strombegrenzung beiträgt, ist es in besonderen Fällen möglich (R_k muß groß genug sein), auf R_a zu verzichten. Dadurch lassen sich nach Zündung sehr hohe Werte für U_k erreichen.

2.1.4. Sonderformen von Gasentladungsröhren

2.1.4.1. Ziffernanzeigeröhren

Hierbei handelt es sich um reine Anzeigeräte. In einem Glaskolben befindet sich eine Anode, und in Sichtrichtung hintereinander sind 10 getrennt anschließbare Katoden vorhanden. Jede Katode hat die Form einer Ziffer: 1; 2 ... 9; 0. Die jeweils angeschlossene Katode erscheint mit rötlichem Glimmlicht, sie verdeckt als leuchtende Ziffer die übrigen 9 (Verwendung als Ableseinstrument in digitalen Meß-

geräten sowie im Zusammenhang mit Zähl- und Rechengeräten zur Ergebnisanzeige). Eine Sonderform dieser Röhre hat an Stelle der Zahlen Katoden mit bestimmten Symbolen: V, A, W, Ω , Hz, =, $\sim$, +, - usw. (Verwendung zur Dimensionsanzeige in digitalen Meßgeräten u.ä.) – Für den Amateur haben diese Sonderformen wenig Bedeutung; sie sind relativ teuer und nur in umfangreichen Anlagen sinnvoll. Das Grundprinzip entspricht dem einer normalen Anzeigeglimmlampe.

2.1.4.2. Dekadische Glimmzählröhren

Dekadische Glimmzählröhren sind eine auch für den fortgeschrittenen Amateur sehr interessante Sonderform. Es gibt mehrere Ausführungen, von denen als Beispiel Typ N4 (VEB Elektronische Spezialröhren Leipzig; vormals Deutsche Glimmlampengesellschaft Pressler KG, Leipzig) als schaltungsmäßig einfachste und modernste Glimmzählröhre besprochen wird. Alle anderen Typen arbeiten prinzipiell ähnlich. Die Röhre dient zum Zählen von Spannungsimpulsen. In einem gasgefüllten Glaskolben ist zentrisch eine Anode angebracht, um sie sind ringförmig 10 Katoden sowie 10 Hilfskatoden angeordnet (Bild 2.4). Bild 2.4a zeigt den Prinzipaufbau, Bild 2.4b die prinzipielle Schaltung und das Schaltsymbol. Vorhanden sind 10 Katoden, K 1 bis K 0 (getrennt herausgeführt), 10 parallelgeschaltete Hilfskatoden H (gemeinsam herausgeführt) und die Anode A, der der Strombegrenzungswiderstand R_a vorgeschaltet ist (Bild 2.4b). Betriebsspannung für die N4 = 300 bis 350 V bei $+U_B$. Vorgeschiebener Katodenstrom für einwandfreie Funktion: 1,5 mA (wird durch geeignete Bemessung von R_a je nach Höhe von U_B erreicht).

Man nutzt nun den Effekt aus, daß bei

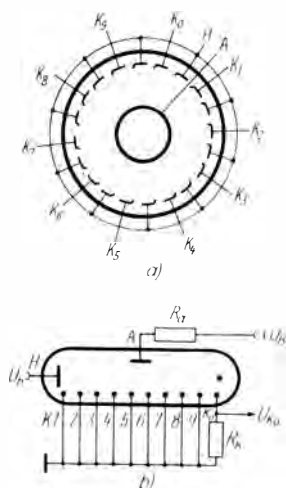


Bild 2.4
Prinzipaufbau einer dekadischen Glimmzählröhre (a) und ihre Grundschialtung (b), dargestellt für den Zählröhrentyp N4. Andere Typen haben z. T. zusammengefaßte Katoden und 2 Hilfselektroden H

einer Glimmentladung stets die Glimmstrecke zündet, zwischen deren Elektroden die größte Spannungsdifferenz herrscht (Voraussetzung: Alle Glimmstrecken müssen identisch sein), und daß von mehreren parallelgeschalteten Glimmstreckengleicher Art die zündet, bei der sich zwischen Anoden und Katode die meisten Ladungsträger befinden.

Beispiel

Es finde eine Glimmentladung zwischen Anode A und einer Katode statt (z. B. K5 nach Bild 2.4). Alle Katoden und Hilfskatoden haben einen kleinen Ansatz, der schräg seitlich in den Entladungsraum der jeweils vorhergehenden Katode hineinragt. Katode K5 ist jetzt mit einem deutlichen punktförmigen Glimmlicht bedeckt (die Katodenziffern werden auf einem außen um die Röhre gelegten Skalenblatt neben den Katodenleuchtpunkten angeschrieben). Hilfskatode H (Bild 2.4b)

erhalte nun eine gegen Masse negative Spannung von 30 bis 40 V. Die größte Spannungsdifferenz besteht dann zwischen A und allen Katoden H. Die zwischen Katode 5 und 6 liegende Hilfskatode ragt mit ihrem Ansatz in den Entladungsraum der gezündeten Katode 5. Diese Hilfskatode »übernimmt« von Katode 5 nunmehr die Glimmentladung. In ihren Entladungsraum reicht der Ansatz der Katode 6 hinein, während Katode 5 durch den Hilfskatodenansatz verdeckt wird. Die Spannung an H wechsele nun von -30 bis -40 V auf etwa $+30$ bis $+40$ V über. Damit besteht die größte Spannungsdifferenz also wiederum zwischen den Katoden 1 bis 0 und Anode. Von diesen Katoden zündet Katode 6 und übernimmt von der nebenliegenden Hilfskatode die Glimmentladung. Den ständigen Wechsel der Spannung und Polarität an H kann man durch Anlegen einer Sinuswechselspannung an H (Mindestgröße für die N4 = 25 V) erreichen. Die Glimmentladung wird dann mit jeder Periode der an H anliegenden Wechselspannung um eine Hauptkatode »weitergereicht«. Um den »zählenden« Leuchtpunkt eine Katode (eine Ziffer) weiterrücken zu lassen, muß also Spannung U_h kurzzeitig negativ, danach positiv gegen Masse werden. Nach dem 10. Impuls an U_h bzw. H ist der Leuchtpunkt wieder auf der ursprünglichen Katode angekommen.

Dieses einfache Prinzip ermöglicht verblüffend viele Anwendungsmöglichkeiten (s. Teil II). Wichtig ist jedoch die exakte Einhaltung der Betriebsdaten (insbesondere Anodenstrom). In die Katodenleitungen können bedarfsweise Widerstände (maximaler Wert für R_k bei der Zählröhre N4 = 10 k Ω) eingeschaltet werden; in Bild 2.4b ist dies nur bei Katode K0 eingetragen. Sobald die betreffende Katode zündet, entsteht an R_k ein Spannungsabfall, der für die Ansteuerung weiterer Stufen benutzt werden kann. In Bild 2.4b wird auf die Leitung

U_{ko} bei jedem zehnten Eingangsimpuls eine Spannung abgegeben. Wird sie der Hilfskatode H einer zweiten Zählröhre zugeführt, so wandert dort der Leuchtpunkt jedesmal dann eine Stelle weiter, wenn bei der 1. Röhre der Leuchtpunkt Katode 0 erreicht. Die 2. Röhre zählt die Zehner, die erste die Einer der bei U_h der ersten Röhre angelegten Impulse. Solcherart kann man Zählgeräte mit beliebig hoher Stellenzahl aufbauen. Die Zählröhre N4 benötigt bei $+U_B = 320\text{ V}$ und $U_h = 45$ bis 50 V einen Anodenstrom von $1,5 \pm 0,3\text{ mA}$; maximale Zähhfrequenz bei 25 kHz und mehr.

2.2. Halbleiterbauelemente

Über das umfangreiche Gebiet der Halbleitertechnik existieren bereits mehrere für den Amateur geeignete Einführungen, so z. B. [7], [8], [9]; eine eingehende Behandlung dieser Bauelemente ist daher nicht Aufgabe dieses Buches. Da die Halbleiterbauelemente aber auch in der Elektronik überragende Bedeutung erlangt haben, sei ein kurzer Überblick gegeben.

2.2.1. Die Halbleiterdiode

Man unterscheidet Spitzendiode und Flächendiode sowie nach dem benutzten Halbleitermaterial Germanium- und Siliziumdiode.

Bild 2.5 zeigt den Prinzipaufbau der Spitzendiode sowie das für alle Arten von

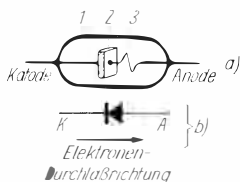


Bild 2.5
Aufbau und Schaltsymbol einer Halbleiterdiode (Spitzendiode)

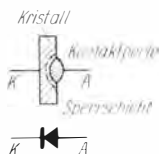


Bild 2.6
Aufbau und Schaltsymbol einer Halbleiterflächendiode

Halbleiterdioden gültige Schaltsymbol. Ein Germanium- oder Siliziumkristall (2) bildet die Katode. Auf seiner Oberfläche sitzt ein Kontaktträhtchen (3) auf, das die Anoden-zuführung bildet. Bei der Herstellung wird die Berührungsstelle durch einen kurzen Stromstoß gewissermaßen »verschweißt« (formiert), wobei sich an der Berührungszone beider Stoffe die für die Sperrwirkung erforderliche Sperrschicht bildet. Das Ganze ist in einem luftdichten Glasgehäuse (1) eingeschmolzen. Die Elektronen können fast ungehindert vom Kristall zum Kontaktdraht gelangen, umgekehrt jedoch werden sie fast völlig gesperrt. Elektronenflußrichtung im Schaltsymbol also entgegen der Dreieckspitze! Die Katode K ist bei fast allen Dioden mit Farbpunkt oder Farbbring gekennzeichnet.

Einen ähnlichen Aufbau zeigt die Flächendiode (Bild 2.6). Die Anode wird von einer in den Kristall einlegierten Kontaktperle (z. B. Indium) gebildet. Die zwischen beiden Stoffen entstehende Sperrschicht hat eine größere Fläche als bei Spitzendioden; dadurch sind höhere Strombelastungen möglich. Auch bei der Flächendiode besteht der Kristall entweder aus Germanium oder aus Silizium.

Halbleiterdioden sind keine idealen Gleichrichter. In Durchlaßrichtung weisen sie einen je nach Diodentyp verschieden großen Durchlaßwiderstand auf. Bei Stromfluß fällt demzufolge an der Diode eine Durchlaßspannung ab (Größenordnung etwa $0,2 \dots 1\text{ V}$ bei den in der Rundfunk-

technik üblichen Diodenarten und bei maximalem Durchlaßstrom). Der vom Hersteller vorgeschriebene maximale Durchlaßstrom darf keinesfalls – auch nicht kurzzeitig! – überschritten werden. Die Durchlaßspannung ändert sich mit schwankendem Durchlaßstrom nur relativ geringfügig (nichtlineare Diodenkennlinie); von dieser Eigenschaft wird gelegentlich Gebrauch gemacht. In Sperrichtung gepolt, fließt ein geringer Sperrstrom: Halbleiterdioden haben also einen endlichen Sperrwiderstand, der in der Elektronik häufig beachtet werden muß. Es gibt Diodentypen mit besonders hohem Sperrwiderstand und besonders hoher maximaler Sperrspannung und solche mit besonders geringem Durchlaßwiderstand und großem Verhältnis zwischen Sperr- und Durchlaßwiderstand (Schaltdioden). Mit Siliziumdioden lassen sich weit höhere Sperrwiderstände erreichen; man benutzt sie deshalb dort, wo sehr geringer Sperrstrom gefordert wird. Entsprechendes gilt für Flächendioden, die man bei höheren Stromstärken einsetzt (für Starkstromzwecke gibt es Silizium-Flächengleichrichter mit über 200 A Durchlaßstrom und Sperrspannungen um 1000 V und mehr). Für den Amateur sind als Universal-Flächendioden die Typen *GY 100* (0,1 A) und *GY 110* (1 A) für Spannungen bis etwa 20 V geeignet. Die maximal zulässige Sperrspannung darf auch nicht kurzzeitig überschritten werden, da sonst die Sperrsicht durchschlägt und die Diode zerstört wird. Einzelheiten zu Dioden siehe [7] bis [9].

2.2.1.1. Die Z-Diode

Z-Dioden (vormals *Zener-Dioden* genannt) werden in Sperrichtung betrieben, d.h., der bei üblichen Dioden »verbotene« *Zener-Effekt* wird bei speziell hierfür bestimmten Siliziumdioden ausgenutzt. Diese haben

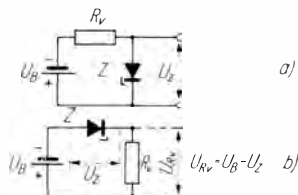


Bild 2.7
Prinzipschaltung und Schaltsymbol der Z-Diode.
a – Z-Diode als Spannungsstabilisator, b – Z-Diode zur Unterdrückung kleiner Spannungen (wenn U_B kleiner als U_Z , dann $U_{R_V} \approx 0$)

relativ geringe Sperrspannung (5 bis 30 V je nach Typ). Bei Überschreiten der Sperrspannung wächst der Sperrstrom, der bis dahin nur wenige Mikroampere betrug, lawinenartig. Um eine Zerstörung der Diode zu verhindern, wird er mit einem Vorwiderstand begrenzt. Bild 2.7 zeigt die Prinzipschaltung und das Schaltsymbol. U_B ist größer als die Z-Spannung der Z-Diode Z , bei der der Sperrstromanstieg einsetzt. Die Diodenkennlinie im Sperrbereich weist bei der Z-Spannung einen scharfen Knick auf. Da dann bereits äußerst geringe Spannungserhöhung sehr starke Stromzunahme ergibt, stellt sich an Z die Z-Spannung U_Z ein, die auch bei relativ großer Änderung des Stromes durch die Z-Diode nahezu konstant bleibt (Verhältnisse ähnlich, wie bereits bei der Glühlampe – Bild 2.1 – beschrieben!). U_Z ist daher weitgehend unabhängig von U_B (Anwendung zur Konstanthaltung von Spannungen; U_Z je nach Diodentyp). U_B muß stets größer als U_Z sein. Bei der Anwendung ist die vom Hersteller vorgeschriebene maximale Diodenverlustleistung zu beachten. Sie ergibt sich aus U_Z und dem durch Z fließenden Strom, dessen Größe mit R_V und U_B festgelegt werden kann. Für die Stabilisierung von Spannungen für nachgeschaltete Verbraucher – die mit der Spannung U_Z betrieben werden sollen – gilt daher sinngemäß

das gleiche wie bei Glimmlampen-Stabilisatorschaltungen.

Eine gelegentlich benutzte Anwendung zeigt Bild 2.7b. Hier sind Vorwiderstand und Z-Diode vertauscht. An R_v fällt daher stets die Spannung $U_{Rv} = U_B - U_z$ ab. Wird U_B kleiner als U_z , so sperrt die Z-Diode; R_v ist fast stromlos. Man kann damit erreichen, daß R_v erst von einer bestimmten Höhe der Spannung U_B ab Strom führt (Anwendung zur Restspannungsunterdrückung und zur Vergrößerung von Spannungsschwankungen).

2.2.1.2. Die Tunneldiode

Die Tunneldiode stellt eines der jüngsten Halbleiterbauelemente dar. Trotzdem ist es auch für den Amateur – den Techniker von morgen – von Wert, grundsätzlich über dieses Bauelement orientiert zu sein. In [8] finden sich einige Erläuterungen zu den sehr komplizierten und teilweise schwer verständlichen physikalischen Grundlagen der Tunneldiode sowie einige Anwendungsbeispiele.

Die Tunneldiode ist eine Germanium- oder Galliumarsenidflächendiode, die in Durchlaßrichtung betrieben wird, jedoch fast keine

Sperrwirkung zeigt und insofern von vornherein nicht als gleichrichtendes Bauelement angesehen werden sollte. Bild 2.8a zeigt den Kennlinienverlauf im Durchlaßgebiet, Bild 2.8b Prinzipschaltung und Schaltsymbol. Die Durchlaßkennlinie steigt zunächst normal an, im Gegensatz zu üblichen Dioden fällt sie jedoch bei Erreichen des Höckerstroms I_H wieder ab (Punkt B), wenn die Durchlaßspannung über die Höckerspannung U_H hinaus vergrößert wird. Bis zum Erreichen des Talstroms I_T (Punkt C) und der Talspannung U_T tritt eine fallende Kennlinie auf, bei Überschreiten der Talspannung steigt die Kennlinie wieder an und verläuft dann weiterhin wie eine normale Diodenkennlinie. Der fallende Kurventeil B-C ist das Gebiet des negativen Widerstands. Diese zunächst etwas abstrakt klingende Bezeichnung läßt sich etwa folgendermaßen erklären: An die Diode wird die Höckerspannung U_H angelegt, es fließt dann der Höckerstrom I_H (Kurvenpunkt B). Wird jetzt die Spannung vergrößert, so fällt der Strom (Kurvenpunkt B bis C), und zwar im Gegensatz zu einem üblichen Widerstand. Nach dem Ohmschen Gesetz betrachtet, bedeutet das: Der Diodenwiderstand ist kleiner als 0 – das heißt negativ.

Schaltet man diesen negativen Widerstand parallel mit einem gleich großen positiven (ohmschen) Widerstand, so ergibt sich der resultierende Gesamtwiderstand 0 – diese Kombination stellt ein ideal verlustloses Bauelement dar. Bild 2.8b zeigt eine Anwendung. Schwingkreis $L1/C1$ ist wie jeder Schwingkreis mit einem Verlustwiderstand behaftet. Ihm parallel liegt der negative Widerstand der Tunneldiode TD ($C2$ ist so groß, daß er für die Schwingkreis-Wechselspannung einen Kurzschluß bildet). Dadurch wird – nach dem Obengesagten – der Verlustwiderstand des Schwingkreises ausgeglichen, der Kreis also entdämpft. Ist der negative Widerstand von TD größer als

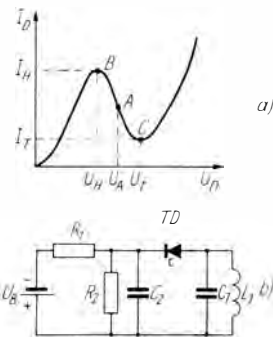


Bild 2.8
Kennlinienverlauf (a) und Prinzipschaltung (b) der Tunneldiode

der (reelle, d.h. positive) Verlustwiderstand des Schwingkreises, so beginnt die Schaltung selbständig zu schwingen. In dieser Weise lassen sich sehr einfache Oszillatorschaltungen aufbauen. Teil II bringt dafür ein Beispiel.

Mit R_1 und R_2 (Bild 2.8b) wird der Arbeitspunkt der Tunnel diode eingestellt, der in der Mitte des fallenden Kennlinienteils (Punkt A) liegen soll. Zu ihm gehört kein eindeutiger Diodenstrom (wie Bild 2.8a zeigt), wohl aber eine definierte Arbeitsspannung U_A , die größer als die Höckerspannung U_H , jedoch kleiner als die Talspannung U_T sein muß. Sie wird mit R_1 und R_2 je nach Diodentyp bemessen. Bei der Anwendung ist zu beachten, daß R_2 grundsätzlich kleiner sein muß als der zahlenmäßige Wert des negativen Widerstands der Diode. Bei den derzeit bekannten Tunnel dioden liegt der erreichbare negative Widerstand zwischen etwa $10\ \Omega$ und einigen $100\ \Omega$, der Höckerstrom I_H bei 1 bis $100\ \text{mA}$. Eine eingehende Abhandlung über Tunnel dioden findet der Fortgeschrittene in [10], konkrete Typen- und Datenangaben in [49].

2.2.2. Der Transistor

Den Transistor kann man sich funktionell grob vereinfacht aus 2 Flächendiode entstanden denken (Bild 2.9.). In den Kristall einer Flächendiode nach Bild 2.6 wird eine zweite Kontakterle einlegiert (Bild 2.9a), so daß die beiden entstehenden Sperrschichten sich im Kristallinneren bis auf wenige Tausendstel Millimeter gegenüberstehen, ohne sich jedoch zu berühren. Zunächst entspricht dieses Gebilde der Kombination zweier Dioden (Bild 2.9b), die eine gemeinsame Katode haben (Bild 2.9c). Diese gemeinsame Katode – der Kristall – wird als *Basis* (B) bezeichnet, die Anoden heißen *Kollektor* (C) und *Emitter* (E). Im Schalt-

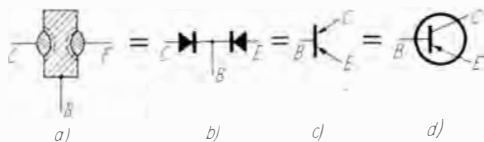


Bild 2.9

Prinzipaufbau des Legierungsflächentransistors (a). Der Aufbau kann auch als Kombination zweier Dioden (b) mit gemeinsamer Katode (c) aufgefaßt werden; d – Schaltsymbol für einen Transistor vom pnp-Typ

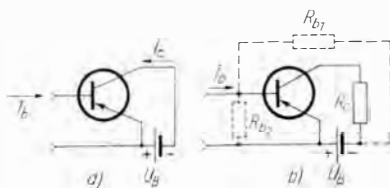


Bild 2.10

Zur Funktionserläuterung des Transistors

symbol (Bild 2.9d) wird der Kollektor – der gewöhnlich in Sperrrichtung gepolt ist – durch die fehlende Pfeilspitze unterschieden. Moderne Transistoren, insbesondere Silizium-Typen, werden heute fast immer nach der Planar-Technologie gefertigt, deren Beschreibung zu weit führt. Sie ist u.a. in [7] näher erläutert.

Bild 2.10 zeigt die Prinzipschaltung des Transistors. In der Transistortechnik werden 3 Grundsaltungen (*Emitterschaltung*, *Basisschaltung*, *Kollektorschaltung*) unterschieden. Die in Bild 2.10a gezeigte Emitterschaltung hat wie in der Rundfunktechnik so auch in der Elektronik die größte Bedeutung. Solange die Basis B nicht angeschlossen ist, kann kein Strom zwischen Kollektor und Emitter fließen, da die Kollektor-Basis-Diodenstrecke gesperrt ist (s. Bild 2.9). Wird zwischen Basis und Emitter eine Spannung mit Minuspol an der Basis angelegt, so kommt über die dann in Durchlaßrichtung gepolte Basis-Emitter-Diodenstrecke ein Stromfluß zustande. Wegen der unmittelbaren Nach-

barschaft beider Sperrschichten (Bild 2.9a) wirkt sich dieser Basisstrom auf den Kollektor aus; es beginnt nun ein Kollektorstrom in Sperrichtung zu fließen. Er ist um ein mehrfaches stärker als der Basisstrom und diesem annähernd proportional. Der Faktor, um den der Kollektorstrom I_c stärker ist als der Basisstrom I_b , wird als Stromverstärkungsfaktor β (oder B) bezeichnet und ist eine der wichtigsten Transistorkenngrößen. Bei den heute gebräuchlichen Transistoren kann β (bedingt durch Fertigungsstreuungen) zwischen 10 und 600 liegen. Einkauf eines bestimmten Transistortyps garantiert also keineswegs einen bestimmten β -Wert. Der Amateur wählt seine Transistoren daher zweckmäßig nicht nur nach dem Typ, sondern er sucht unter den vorhandenen Exemplaren nach solchen, deren β -Wert den Anforderungen der betreffenden Schaltung entspricht.

Wie jede in Sperrichtung gepolte Halbleiterdiode, hat auch die Kollektor-Basis-Strecke einen endlichen Sperrwiderstand. Deshalb fließt (Bild 2.10a) auch bei nicht angeschlossener Basis ein Kollektorreststrom, der mit I_{ceo} bezeichnet wird (vielfach wird der Kollektorreststrom auch mit I_{co} und der Stromverstärkungsfaktor mit h_{21e} bezeichnet). Der Reststrom ist die zweite für den Amateur wichtige Kenngröße des Transistors. Er soll im allgemeinen so gering wie möglich sein. Die wertvollsten Transistoren sind daher die mit hohem β und geringem I_{ceo} . Wichtig ist ferner zu wissen, daß der Reststrom stark von der Temperatur abhängt. In Datenblättern wird er für eine Umgebungstemperatur von 20°C angegeben, er verdoppelt sich bei Germanium-Typen jeweils bei etwa 8 bis 10°C Temperaturanstieg. Vor allem deshalb sind Halbleiterschaltungen im Vergleich zu Röhrenschaltungen empfindlich gegenüber Änderungen der Umgebungstemperatur;

oft müssen zusätzliche Maßnahmen zur Temperaturkompensation getroffen werden.

Das Halbleitermaterial war bisher bei den für Amateure interessanten Transistoren fast immer Germanium; jedoch gewinnen auch Siliziumtransistoren mehr und mehr an Bedeutung. Neben anderen Vorteilen haben sie einen Reststrom I_{ceo} , der um mehrere Größenordnungen geringer ist als der von Germaniumtransistoren; der Amateur kann im allgemeinen $I_{ceo} = 0$ setzen. Außerdem lassen sie sich bis zu weit höheren Umgebungstemperaturen (100 bis 120°C) einsetzen als Germaniumtransistoren (50 bis 70°C).

Im Unterschied zu den vom Amateur bisher vorzugsweise benutzten Germaniumtransistoren vom pnp-Typ handelt es sich bei Siliziumtransistoren meist um npn-Typen. Ihre Funktion ist die gleiche wie beim pnp-Typ, jedoch sind alle Polaritäten umgekehrt (z. B. U_B – Bild 2.10 – mit Minuspol am Emitter). In Bild 2.9b wären für den npn-Typ die beiden Dioden umgepolt zu denken (Anoden verbunden), und in Bild 2.9c wäre die Basis B in den vorstehenden Erläuterungen als »gemeinsame Anode« zu bezeichnen. Zur Unterscheidung beider Arten von Halbleitern wird im Schaltsymbol (Bild 2.9d) der Emitterpfeil umgekehrt gezeichnet; er weist beim npn-Typ von der Basis weg. Weitere Einzelheiten zum Unterschied zwischen pnp- und npn-Typen sind in Abschnitt 3.7.4. zu finden; auch [60] geht besonders darauf ein.

Die für den Amateur wichtigsten Kenndaten sind β , I_{ceo} und P_{max} . Dies ist die maximal zulässige Verlustleistung im Transistor, die keinesfalls – auch nicht kurzzeitig – überschritten werden darf. Sie wird vom Hersteller im allgemeinen für 20°C Umgebungstemperatur angegeben und ist bei höheren Temperaturen zu reduzieren. Die überwiegende Verlustleistung entsteht in der Kollektorsperrschicht des Transistors.

Sie kann mit für die Amateurpraxis genügender Genauigkeit aus der im Betriebszustand am Transistor zwischen Emitter und Kollektor stehenden Spannung und dem Kollektorstrom errechnet werden ($P = U_{ce} \cdot I_c$). Man sollte jedoch die maximal zulässige Leistung nie ganz ausnutzen; auch sind bei größeren Transistoren eventuelle Kühlvorschriften des Herstellers zu beachten. Nach der Größe von P_{max} teilt man die Transistoren in Leistungsklassen ein. Für den Amateur sind davon die Kleinstleistungstransistoren (auch Kleinsignaltypen genannt) für 25 bis etwa 500 mW und die Leistungstransistoren für $>0,5 \dots \approx 12 \text{ W}$ von Interesse. Der für ein Amateurvorhaben benötigte Transistor wird durch die Größen β , I_{ceo} und P_{max} im allgemeinen ausreichend gekennzeichnet. Danach kann man dann unter den gerade greifbaren Transistoren geeignete Exemplare auswählen. Näheres bringt insbesondere [7]; für Silizium-Typen auch [60].

2.2.2.1. *Der Transistor als Verstärker*

Im Gegensatz zur Vakuumröhre benötigt der Transistor eine Steuerleistung. Die Steuerelektrode ist im allgemeinen die Basis. Da der Transistor nicht Spannungen, sondern Ströme verstärkt, muß der Basis ein Steuerstrom (Basisstrom I_b – Bild 2.10) zugeführt werden, den die Steuerstromquelle aufzubringen hat.

In der Rundfunktechnik findet der Transistor vorwiegend Verwendung zur Verstärkung von Wechsellspannungen, diese Zusammenhänge werden daher als bekannt vorausgesetzt. In der Elektronik hat der Transistor vor allem Bedeutung für die Verstärkung von Gleichströmen und Gleichspannungen. Mit stärker werdendem Basisstrom (Bild 2.10b) nimmt auch der Kollektorstrom zu. Wird in die Kollektorleitung

ein Kollektorwiderstand R_c eingeschaltet, so können Kollektorstromschwankungen an ihm als Spannungsschwankungen abgenommen werden. Ist I_b ein impulsförmiger Strom, so muß, um beide Impulspolaritäten zu verstärken, zunächst ein mittlerer Kollektorstromfluß vorhanden sein. Man erreicht ihn durch Einspeisen eines Basisstroms (über R_{b1} – Bild 2.10b), mit R_{b1} wird also der Arbeitspunkt des Transistors festgelegt. Sollen positive Impulse verstärkt werden, so muß der Basisstrom (und entsprechend der Kollektorstrom) relativ stark sein (Nähe des oberen Kennlinienknicks); R_{b1} wird dann einen geringen Wert haben. Für positive Impulse stellt man also den Arbeitspunkt in Nähe des maximal zulässigen Kollektorstroms I_{cmax} , für negative Impulse entsprechend in Nähe des Reststroms I_{ceo} ein – allerdings muß dabei das Problem der Temperaturstabilität besonders beachtet werden. Eine von mehreren Möglichkeiten der Stabilisierung ist ein Widerstand R_{b2} zwischen Basis und Emitter. In Schaltungen, in denen ein besonders geringer Reststrom I_{ceo} auftreten soll, kann man ihn durch Einfügen dieses Widerstands wesentlich verringern; R_{b1} (Bild 2.10b) entfällt. – Sollen Gleichspannungen oder Gleichströme verstärkt werden, so verbindet man die einzelnen Stufen ohne Koppelkondensatoren unmittelbar (galvanisch gekoppelt). Das stößt jedoch auf Schwierigkeiten, weil sich dabei die temperaturbedingten Kollektorstromänderungen der Stufen multiplizieren, d.h., eine Änderung des I_{ceo} in der 1. Stufe würde bereits in der 2. nachgeschalteten Stufe um den Faktor β verstärkter erscheinen. Man hilft sich in solchen Fällen entweder durch Gegentaktschaltungen (temperaturbedingte Änderungen treten dann in beiden Zweigen eines Gegentaktverstärkers gleichsinnig auf und erscheinen daher nicht am Verstärkerausgang) oder indem man die zu verstär-

kende Gleichspannung in eine proportionale Wechselspannung umformt, die sich mit üblichen Wechselstromverstärkern (NF-Verstärkern) bequem weiterverstärken läßt. Diese Gleichspannungsumformer werden als Meßgleichspannungswandler oder Chopper bezeichnet. Teil II bringt auch dafür ein Beispiel.

2.2.2.2. Der Transistor als Schalter

Große Bedeutung hat der Transistor als Verstärker, eine noch größere Rolle spielt er jedoch in der Elektronik als Schalter. Bild 2.11 veranschaulicht das Prinzip. Der Kollektorwiderstand, als Glühlampe dargestellt (R_c), wurde für die Betriebsspannung U_B ausgelegt. Solange nun Schalter S offen ist, fließt kein Basisstrom; durch R_c gelangt dabei nur der Kollektorreststrom I_{ce0} (der Transistor ist deshalb kein »idealer« Schalter). Sobald S schließt, fließt ein Basisstrom, dessen Stärke von R_b abhängt. R_b wird so bemessen, daß sich aus der bekannten Beziehung $I_c = \beta \cdot I_b$ ein Kollektorstrom (rechnerisch) ergibt, der etwas über dem Strombedarf der Lampe liegt (dieser errechnet sich nach dem Ohmschen Gesetz zu $I_c = \frac{U_B}{R_c}$). Ein höherer Strom als dieser kann also im Kollektorkreis nicht fließen. Der Transistor ist in diesem Fall vollständig aufgesteuert, an seiner Kollektor-Emitter-Strecke fällt lediglich die geringe Kollektorrestspannung (auch Sättigungs-

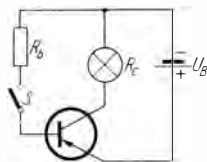


Bild 2.11
Transistor als Schalter. Schalter S symbolisiert das Zustandekommen eines Basisstroms

spannung genannt) ab; Größenordnung je nach Transistor und I_c bei 0,1 bis 1 V. Damit erhält R_c annähernd die volle Betriebsspannung U_B . Überschlägig kann man für diesen Schaltungsfall R_b nach der Faustformel $R_b \approx 0,8 \cdot \beta \cdot R_c$ bestimmen (der Faktor 0,8 ist ein Sicherheitsfaktor, der gewährleistet, daß der Transistor tatsächlich voll durchgesteuert ist). Der Transistor arbeitet hierbei im Gebiet der Kollektorstromsättigung.

Bei der Anwendung von Transistoren als Schalter ist den Belastungsproblemen Aufmerksamkeit zu widmen. Hierüber bestehen bei vielen Amateuren falsche Vorstellungen. Maßgebend für den Transistor im Schalterbetrieb ist nicht etwa P_{max} . Diesen Wert aus U_B (genauer dem Spannungsabfall an R_c) und I_c (dem Stromverbrauch der Lampe – Bild 2.11) zu bestimmen und bei der Auswahl des Transistors zugrunde zu legen, wäre also falsch! Tatsächlich kann ein Transistor ein Mehrfaches seiner eigenen zulässigen Maximalverlustleistung P_{max} schalten. Dies resultiert daraus, daß nur 2 Betriebszustände auftreten:

Einmal der Zustand *Transistor gesperrt*. Dabei liegt am Kollektor praktisch die volle Betriebsspannung U_B an, es fließt nur I_{ce0} . In diesem Stadium errechnet sich die im Transistor auftretende Verlustleistung zu $P = U_B \cdot I_{ce0}$. Sie ist so gering, daß sie gewöhnlich vernachlässigt werden kann. Der andere Betriebszustand ist *Transistor durchgesteuert* – jetzt steht am Kollektor nur noch die Kollektorrestspannung U_{csat} , und es fließt der (praktisch allein durch R_c bestimmte) Kollektorstrom I_c . Die Verlustleistung im Transistor ist nun $P = U_{csat} \cdot I_c$. Da U_{csat} gewöhnlich relativ gering ist, bleibt auch P gering. An R_c tritt (bei gleichem I_c) der überwiegende Anteil der Betriebsspannung auf – dort wird also der größte Leistungsanteil frei. Daher liegt die bei R_c geschaltete Leistung weit über der

maximal im Transistor als Verlustleistung auftretenden.

Schalttransistoren werden deshalb vor allem nach dem maximal zulässigen Kollektorstrom $I_{c\max}$ ausgewählt, der in jedem Fall mindestens so groß wie der vom R_c aufgenommene Strom sein muß. Außerdem ist die maximale Kollektorsperrspannung $U_{c\max}$ zu beachten, die (im Hinblick auf den gesperrten Transistor) mindestens so groß wie U_B sein muß. Für Schalteranwendungen sind also $I_{c\max}$ und $U_{c\max}$ die ausschlaggebenden Größen; $P_{\max}$ hat in diesem Fall untergeordnete Bedeutung, auch β ist nur insoweit von Interesse, als von ihm der zur völligen Öffnung des Transistors erforderliche Basisstrom abhängt. Allerdings muß dabei gewährleistet sein, daß die Umschaltung (Übergang vom Sperr- in den Durchlaßzustand) schlagartig erfolgt, denn eine einfache Betrachtung zeigt, daß während des Umschaltvorgangs – wenn der Transistor vom gesperrten in den durchgesteuerten Zustand übergeht und umgekehrt – im Transistor eine stark erhöhte Verlustleistung auftritt (bei gerade halb geöffnetem Transistor ergibt sich $P = \frac{1}{2} I_c \cdot \frac{1}{2} U_B$), die nur für ganz kurze

Augenblicke zulässig ist (so lange nämlich, wie die sehr geringe Wärmeträgheit des Transistorkristalls die dadurch drohende Temperatursteigerung in der Sperrschicht abfängt!). Die Schaltung muß daher so ausgelegt werden, daß der Transistor stets entweder voll durchgesteuert oder ganz gesperrt ist und die Umschaltung schlagartig erfolgt. Andernfalls muß der Transistor so bemessen sein, daß er bei langsamem Übergang von dem einen in den anderen Zustand die in diesem Moment erhöhte Verlustleistung verträgt (er darf dann nicht bis zum Wert $I_{c\max}$ belastet werden). Das bedeutet, bei gleicher zu schaltender Leistung wird ein wesentlich

leistungsstärkerer Transistor erforderlich! Bei Siliziumtransistoren ist außerdem zu beachten, daß nur für einige Epitaxie-Planartypen und für einige spezielle Schalttransistoren eine den Germaniumtransistoren vergleichbar geringe Kollektorrestspannung U_{csat} garantiert wird (s. dazu auch [60]). Manche Silizium-Exemplare haben $U_{\text{csat}} > 1\text{ V}$; sie sind für Schalterzwecke oft ungeeignet. Temperaturprobleme sind bei im Schalterbetrieb arbeitenden Transistoren im allgemeinen unkritisch, solange sich nicht der bei steigender Temperatur im Sperrzustand ansteigende I_{ceo} störend bemerkbar macht. Daraus erklärt sich unter anderem, daß der Transistor in der Elektronik vor allem als Schalter weitgehend Bedeutung gewonnen hat. Dazu siehe auch [11] und [60].

2.2.2.3. *Der Feldeffekttransistor (MOSFET)*

Der Feldeffekttransistor hat in jüngster Zeit auch für den Amateur Bedeutung bekommen. Es handelt sich um ein Bauelement, das trotz seiner äußeren Ähnlichkeit mit herkömmlichen Transistoren auf einem andersartigen physikalischen Wirkungsmechanismus beruht. Zwar wird der Feldeffekttransistor nach fast gleichen Technologien gefertigt wie der normale bipolare Transistor und wie dieser mit niedrigen Betriebsspannungen betrieben, er benötigt aber wegen seines nahezu unendlich hohen Eingangswiderstandes keine Steuerleistung. Das läßt weitgehende Parallelen zur klassischen Röhrenschaltungstechnik erkennen – trotzdem sollte der Feldeffekttransistor vergleichsweise eher als ein steuerbarer Widerstand angesehen werden. Feldeffekttransistoren werden stets auf Siliziumbasis hergestellt. Einzelheiten dazu sowie zum theoretischen Verständnis sind in [7], [64], [65] und [89] zu finden. Entsprechend dem

dort Erläuterten unterscheidet man 2 Arten von Feldeffekttransistoren: Sperrschicht-FET (deren Gate-Isolation durch einen in Sperrichtung vorgespannten pn-Übergang gebildet wird) und MOSFET (deren Gate-Steuerelektrode durch eine Siliziumoxidschicht isoliert ist). Entsprechend ihrer Bedeutung für den Amateur sollen nur die MOSFET berücksichtigt werden. Die Abkürzung MOSFET stammt aus dem Englischen (metal oxide semiconductor field effect transistor).

Das Funktionsprinzip des MOSFET beruht darauf, daß der Widerstand eines sehr dünnen halbleitenden Kanals durch ein angelegtes elektrisches Feld beeinflusst wird. Ein Stromfluß zwischen der dieses Feld erzeugenden Steuerelektrode (Gate – dem Röhrengitter bei Vakuumröhren wirkungsmäßig vergleichbar) und dem Kanal kommt dabei nicht zustande. Die angelegte Steuerspannung führt jedoch – je nach ihrer Polarität und der Beschaffenheit des Kanals – zu einer Anreicherung oder Verdrängung der die Stromleitung im Kanal bewirkenden Elektronen. Dies wirkt wie eine scheinbare »Querschnittsänderung« des Kanals und führt zu einer Erhöhung oder Verringerung seines Widerstands. Mit der Höhe der angelegten Gate-Spannung kann daher die durch den Kanal fließende Stromstärke beeinflusst werden.

Ähnlich wie bei Transistoren »klassischer« Art gibt es auch beim MOSFET 2 Leitungstypen, die sich nicht in der Funktion, sondern nur in der Polung ihrer Betriebsspannung unterscheiden (es sind somit auch Komplementärschaltungen zwischen MOSFET beider Leitungstypen sowie zwischen MOSFET und bipolarem npn- oder pnp-Transistor möglich). Der Kanal kann als n-dotierter Si-Kanal auf einem p-dotierten Siliziumkristall (*Substrat*, auch *Bulk* genannt) aufgebracht sein – diese Ausführung wird als *n-Kanal-MOS-*

FET bezeichnet – oder auch als p-dotierter Si-Kanal auf n-dotiertem Substrat (*p-Kanal-MOSFET*). Außerdem werden die MOSFET unterschieden nach *Verarmungstyp* (*Depletion-Typ*) und *Anreicherungstyp* (*Enhancement-Typ*), je nachdem, ob beim Anlegen einer Steuerspannung die Kanal-Leitfähigkeit zu- oder abnimmt.

Aus der DDR-Produktion stehen dem Amateur vorerst die Typen *SM 103* und *SM 104* zur Verfügung (*SM 101*, *SM 102* waren Vorläufertypen mit sehr ähnlichen Daten). Es handelt sich dabei um n-Kanal-Verarmungs-MOSFET. Die seit 1973 im Handel erhältlichen Transistoren *SMY 50*, *SMY 51* und *SMY 52* sind p-Kanal-Anreicherungstypen und daher nicht statt *SM 103* und *SM 104* verwendbar; sie konnten in diesem Buch noch nicht berücksichtigt werden [89]. Bild 2.12 zeigt schematisch den Aufbau eines solchen MOSFET im Schnitt. Auf dem p-leitenden Silizium-Substrat sind 2 der Kontaktierung dienende n-leitende Siliziumzonen vorhanden, zwischen denen der nur wenige Mikrometer dicke ebenfalls n-leitende Kanal besteht. Seine Oberfläche ist mit Siliziumdioxid SiO_2 abgedeckt. Über dem Kanal ist auf die – nur wenige Mikrometer dicke – Oxidschicht eine Metallelektrode als Steuerelektrode aufgedampft. Die Kanalanschlüsse werden als

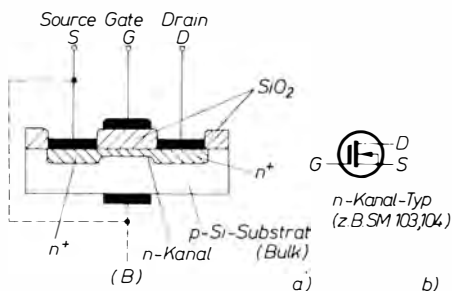


Bild 2.12
Prinzipaufbau (a) und Schaltsymbol (b) eines n-Kanal-Verarmungs-MOSFET

Source S und Drain D bezeichnet, die Steuerelektrode – die also keine leitende Verbindung zum Kanal hat – als Gate G. Eine zwischen Gate und einem der Kanalschlüsse angelegte negative Spannung bewirkt bei diesem MOSFET eine teilweise oder (ab einer bestimmten typeigenen Spannung) vollständige Verdrängung der Elektronen aus dem Kanalbereich, dessen Widerstand damit ansteigt. Bei einer bestimmten, vom Hersteller in Datenblatt und Kennlinien angegebenen Spannung, der *Abschnürspannung* (auch *Pinch-off-Spannung* genannt), wird die Kanalleitfähigkeit völlig unterbrochen und der Kanalstrom nahezu 0. Bei den Typen aus der DDR-Produktion (*SM 103*, *SM 104*) liegt die Abschnürspannung bei $-3 \dots -12 \text{ V}$ je nach Typ und Exemplar. Der MOSFET kann mit Spannungen zwischen $-15 \dots +5 \text{ V}$ (also auch mit positiver Gate-Spannung – Unterschied zur Röhre!) gesteuert werden. Statt des Stromverstärkungsfaktors β wie bei üblichen bipolaren Transistoren wird hier – ähnlich wie von der Vakuumröhre bekannt – die Steilheit in mS (entspricht mA/V) angegeben (*SM 103/SM 104*: $1 \dots 1,7 \text{ mS}$). Eine Meßschaltung dafür und für MOSFET-Funktionsprüfungen ist in [66] veröffentlicht.

Bild 2.12b zeigt das Schaltsymbol für n-Kanal-Verarmungs-MOSFET. Der n-Kanal wird (im Gegensatz zum npn-Transistor) durch den in den Kreis weisenden Substrat-Pfeil gekennzeichnet (beim p-Kanal-MOSFET Pfeilspitze umgekehrt), der MOSFET selbst durch die vom Kanal-Strich getrennt gezeichnete Gate-Elektrode (beim Sperrschicht-FET statt dessen eine auf den Kanal weisende Pfeilspitze). Verarmungs-MOSFET werden mit durchgezogenem Kanal, Anreicherungstypen mit unterbrochenem Kanalstrich gezeichnet. In den später beschriebenen Schaltungen wird – entsprechend den für Amateure zur

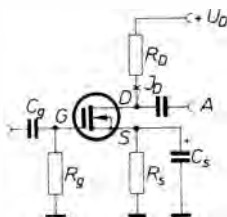


Bild 2.13
Zur Funktionserläuterung des MOSFET-Transistors

Zeit verfügbaren n-Kanal-Verarmungs-MOSFET – nur das hier gezeigte Symbol benutzt. Zu erwähnen ist noch, daß der Substratschluß auf definiertem Potential liegen muß. Er ist bei vielen MOSFET (u. a. *SM 103*, *SM 104*) im Transistorinneren mit dem Source-Anschluß verbunden und wird dann nicht extra gezeichnet. Bei einigen ausländischen Typen (evtl. Importe beachten!) ist er getrennt herausgeführt.

Die Funktion des MOSFET in der Schaltung sei an Hand von Bild 2.13 erläutert. Die Ähnlichkeit dieser einfachen Verstärkerstufe mit einer Röhren-Verstärkerstufe ist unverkennbar. Der gemeinsame Bezugspol ist meist die Source. Neben der Source-Schaltung gibt es jedoch in Sonderfällen auch die Drain-Basis- oder die Source-Folgerstufe (Vergleich: Röhrentechnik = Anodenbasisstufe, bipolare Transistoren = Kollektorstufe), bei der die Ausgangsspannung für A am Source-Widerstand R_s ausgekoppelt wird. Im Normalfall hat der Drain-Widerstand R_D die Funktion des (vergleichsweise) »Anoden«- oder »Kollektor«-Widerstands, d. h. des Arbeitswiderstands. Die erforderliche negative Gate-Vorspannung kann über den Gate-Widerstand (Vergleich zur Röhre: Gitterableitwiderstand) R_g zugeführt, oder wie in der Schaltung nach Bild 2.13, durch Spannungsabfall an dem Source-Widerstand R_s erzeugt werden (Vergleich zur Röhre: Katodenwiderstand). C_s überbrückt R_s auch in diesem Fall für Wech-

selspannung, um Gegenkopplung zu vermeiden. – Der Drain-Strom beträgt – je nach Schaltungszweck – zwischen einigen Mikroampere (!) und maximal 15 mA bei den Typen *SM 103* und *SM 104*. Die maximale Drain-Spannung liegt bei $U_D = 20$ V. Die maximal zulässige Verlustleistung ergibt sich aus der Drain-Source-Spannung und dem Drain-Strom, sie darf bei *SM 103* und *SM 104* bis 150 mW betragen. Insoweit hat dieses Bauelement also sowohl mit dem herkömmlichen bipolaren Transistor als auch mit der Vakuumröhre einige vergleichbare Merkmale. Das Wesentliche dabei ist der extrem hochohmige Gate-Eingang (*SM 103/SM 104* $\approx 10^{14} \Omega$), der praktisch nur durch die Isolation des Gate-Anschlusses bestimmt wird. Der Gate-Widerstand R_g kann daher nötigenfalls auch extrem hochohmig sein ($10^3 M\Omega$ und mehr), da kein Gate-Strom fließt.

Das Gate hat außerdem eine sehr geringe Eingangskapazität (*SM 103/SM 104*: 5...6 pF). Dies birgt zusammen mit der nur wenige Mikrometer dicken Gate-Isolationsschicht eine Gefahr: Es genügen dabei schon sehr geringe elektrostatische Ladungen, um am Gate G eine sehr hohe Spannung zu erzeugen, die zum Durchschlag der Gate-Isolation führen, womit der MOSFET unbrauchbar ist! Tatsächlich genügt bereits die durch Reibung u. ä. Ursachen entstehende Aufladung des menschlichen Körpers oder andere, z. B. an Werkzeugen bestehende Fehlerspannungen, um einen MOSFET sofort zu zerstören, wenn diese Ladung auf das offene Gate gelangt. Der Eingang von MOSFET-Schaltungen ähnlich Bild 2.13 ist deshalb besonders bei hochohmigem Gate-Widerstand sehr empfindlich gegen Überspannungen.

Aus diesem Grund sind besondere Schutzmaßnahmen beim Einbau eines MOSFET und beim Betrieb in der Schaltung erforder-

lich. In Schaltungen mit hochohmigem Gate-Widerstand sollte man Überspannungsbegrenzungen (Z-Diode parallel zu R_g o. ä.) vorsehen. Der Hersteller liefert MOSFET stets mit kurzgeschlossenen Anschlüssen, um Gate-Aufladungen zu vermeiden. Dieser Kurzschluß darf erst nach Einbau des MOSFET in die Schaltung aufgehoben werden (ein zwischen den Anschlüssen stramm eingezogenes, zuletzt herausziehendes Kurzschlußdrahtstück erfüllt diesen Zweck am besten). Ferner sollte man an MOSFET-bestückten Geräten grundsätzlich nur mit geerdetem, vom Netz getrenntem Lötkolben, auf leitfähiger, geerdeter Arbeitsfläche und niemals unter Spannung arbeiten. Weitere Hinweise dazu bringt [67]. Der Amateur wird MOSFET vorwiegend dort einsetzen, wo es auf extrem hochohmige Eingänge ankommt (Impedanzwandler, Verstärker für sehr hochohmige Spannungsquellen, Zeitverzögerungsglieder für lange Zeiten, Meßgeräte-Eingänge u. ä.), wobei in elektronischen Anwendungsbereichen dem MOSFET gewöhnlich »klassische« bipolare Transistoren nachgeschaltet sind.

Zum tieferen Eindringen in Funktion und Anwendung des Feldeffekttransistors sei auf die genannten Literaturstellen, insbesondere [89], verwiesen, die ihrerseits zahlreiche weitere Literaturnachweise geben.

2.2.3. Varistoren und Thermistoren

Unter Varistoren und Thermistoren versteht man Halbleiterwiderstände mit nichtlinearer Kennlinie, aber ohne Stromrichtungsabhängigkeit. Varistoren sind Widerstände, deren Ohmwert von der angelegten Spannung abhängt und sich mit ihrem Ansteigen verringert. Als Thermistoren dagegen bezeichnet man Widerstände, deren Ohmwert von ihrer Temperatur abhängt und der – im Gegensatz zu Me-

tallen – mit steigender Temperatur fällt. Sie werden deshalb auch Heißeiter genannt.

2.2.3.1. Der Varistor

Der Varistor, auch spannungsabhängiger Widerstand oder VDR-Widerstand (voltage dependent resistor – engl.) genannt, weist prinzipiell die in Bild 2.14 dargestellte Strom/Spannungs-Kennlinie auf. Bis zu einer Kniespannung U_K verhält er sich annähernd wie ein ohmscher Widerstand, bei weiterem Spannungsanstieg wird sein Widerstand geringer, so daß dann schon geringe weitere Spannungserhöhungen eine beträchtliche Stromzunahme ergeben. Die von der Stromrichtung unabhängige Kennlinie besagt, daß sich der Varistor auch für Wechselstrom verwenden läßt.

Bild 2.15a zeigt die prinzipielle Schaltung und das Schaltsymbol eines Varistors (VDR-Widerstands) für die Anwendung zur Spannungskonstanzhaltung. Die bei U_e angelegte Spannung ist größer als die Kniespannung des Varistors, die sich bei U_a abgreifen läßt. Steigt U_e , so steigt auch der Strom durch R_v und VDR, womit dessen Widerstandswert geringer wird – die Spannung U_a bleibt daher annähernd konstant. Diese Schaltung eignet sich auch zur Begrenzung von Wechselspannungen, die etwa auf den Wert der Kniespannung begrenzt werden. Wie Bild 2.14 zeigt, verläuft die Kennlinie oberhalb U_K jedoch nicht ganz waagrecht, auch ist der Knick bei U_K nicht sehr scharf ausgeprägt. Die Stabilisations- und Begrenzungseigenschaften sind daher nicht so gut wie vergleichsweise bei Glimmstabilisatoren oder Z-Dioden. Dagegen kann dieses recht preiswerte und robuste, gegen äußere Einflüsse und kurzzeitige Überlastung weitgehend unempfindliche Bauelement für einen breiten Bereich der Kniespannungen und Belastbarkeiten in verschiedensten Größen angefertigt werden. Es

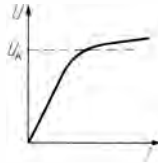


Bild 2.14
Kennlinienverlauf eines Varistors

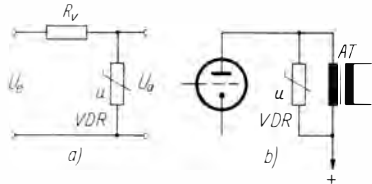


Bild 2.15
Varistor zur Spannungsstabilisation (a) und als Spannungsbegrenzer (b)

handelt sich um meist scheibenförmige, einige Millimeter dicke keramische Sinterkörper, deren Durchmesser zwischen etwa 5 mm und über 60 mm liegt. Varistoren können für Kniespannungen zwischen einigen zehn Volt und einigen tausend Volt hergestellt werden. Darüber sowie über den verschiedenartigen Kennlinienverlauf orientiert man sich im Einzelfall an Hand der Datenkataloge des Herstellers. In der DDR werden Varistoren in großer Auswahl vom Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf gefertigt; Anwendung außer zur Spannungsstabilisierung (u.a. in Fernsehgerät-Impulsstufen) auch zur Funkenlöschung an Schaltkontakten und als Überspannungsschutz auf Energiefreileitungen, Fernmeldeleitungen sowie in funktechnischen und elektronischen Geräten. Ein Anwendungsbeispiel zeigt Bild 2.15b. AT ist der Ausgangstransformator einer NF-Verstärker-Endstufe. VDR ist so zu bemessen, daß bei normaler Aussteuerung die NF-Spannung unterhalb der Kniespannung bleibt. Wird nun der Lautsprecher – etwa durch Leitungsschaden – abgetrennt, so

verhindert VDR das gefürchtete »Hochlaufen« der Ausgangsspannung über den Wert der Kniespannung, da sich sein Widerstand verringert. Röhren- und Transformatorschäden werden auf diese Weise zuverlässig vermieden. Weitere Hinweise und Anwendungsbeispiele für VDR-Widerstände enthält u. a. [12].

2.2.3.2. Der Thermistor (Heißleiter)

Heißleiter sind aus der Rundfunktechnik weitgehend bekannt. Unterschieden werden nach Verwendungsart folgende 3 Gruppen: Meßheißleiter, Kompensationsheißleiter und Anlaßheißleiter.

Heißleiter sind stab- oder perlenförmige keramische Sinterkörper verschiedenster Größe (Hersteller in der DDR ebenfalls Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf). Im Gegensatz zu metallischen Leitern verringern sie ihren Widerstand mit steigender Temperatur; ihr Verhalten ist unabhängig von der Stromrichtung. Heißleiter lassen sich daher auch für Wechselstrom verwenden. Das Maß der Widerstandsabnahme je Temperaturgrad, als *Temperaturkoeffizient TK* bezeichnet, liegt je nach Typ bei 1,5 bis, 7%/°C. Auch der Kaltwiderstand wird für 20°C angegeben.

Bild 2.16 zeigt die Anwendung eines *Meßheißleiters* für elektronische Temperaturmessung. Das Instrument I mißt den durch den Heißleiter HL fließenden Strom, der von dem Widerstand des Heißleiters und der Spannung U – die konstant sein muß – abhängt. Der gemessene Strom

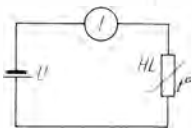


Bild 2.16
Zur Funktion des Thermistors (Heißleiters) HL

bildet ein unmittelbares Maß für die Temperatur von HL, I kann daher direkt in °C geeicht werden. Da die Konstanthaltung von U schwierig ist und U -Änderungen in das Meßergebnis eingehen, wählt man praktisch einen anderen Weg. Man betreibt HL in einer Brückenschaltung (*Wheatstonesche Brücke*, wie für Widerstandsmessungen bekannt), wodurch das Meßergebnis von der Betriebsspannung weitgehend unabhängig wird. Meßheißleiter dürfen nur mit so geringem Strom betrieben werden, daß durch den Meßstrom keine merkliche Eigenerwärmung des Heißleiters auftritt. Für spezielle Zwecke (z. B. in der Medizin oder in der Biologie) fertigt man Temperaturmeßfühler in Stäbchenform, bei denen in einer extrem dünnen Glasspitze eine kaum sichtbare, winzige Heißleiterperle eingeschmolzen ist. Damit sind punktförmige Temperaturmessungen an kleinsten Objekten möglich. Wegen der sehr geringen Wärmeträgheit dieser winzigen Heißleiter erfolgt die Temperaturanzeige binnen weniger Sekunden.

Kompensationsheißleiter sind aus der Transistortechnik (Gegentakt-Endstufen) bekannt. Sie haben die Aufgabe, die unerwünschten temperaturbedingten Arbeitspunktänderungen der Halbleiter auszugleichen. Prinzipiell läßt sich das an Bild 2.10 zeigen. Bei Erwärmung des Transistors würde dort dessen Reststrom und damit auch I_c – der Stromfluß durch R_c – ansteigen. Setzt man für R_{b2} jetzt einen Heißleiter ein, so erwärmt sich dieser zusammen mit dem Transistor. Dadurch wird ein zunehmender Anteil des über R_{b1} eingespeisten Basisstroms abgeleitet, der Basisstrom und damit der Kollektorstrom werden also geringer: Die temperaturbedingte Zunahme ist (bei richtiger Bemessung von R_{b1} und dem Heißleiter bei R_{b2}) verringert. Auch Kompensationsheißleiter gibt es mit den verschiedensten Widerstandswerten (einige

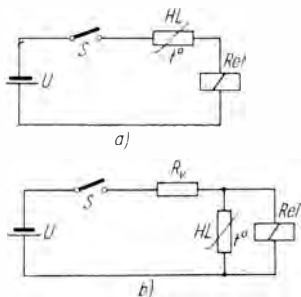


Bild 2.17

Anzugsverzögerung eines Relais mit Thermistor (a) und Abfallverzögerung nach Einschalten von S (b)

Ohm bis einige zehn Kiloohm) und mit unterschiedlichem TK-Wert.

Anlaßheißleiter wurden in vergangenen Jahren in Fernsehgeräten und Allstromrundfunkgeräten für Einschaltstromstoß-Unterdrückung im Heizkreis sowie parallel der Skalenlampe zur Sicherung des Stromflusses bei Lampenausfall benutzt. In der Elektronik verwendet man sie häufig für Zwecke der Zeitverzögerung. Bild 2.17 zeigt zwei Beispiele dafür. Wird der Schalter (Bild 2.17a) geschlossen, dann hat HL zunächst – weil noch kalt – einen so hohen Widerstand, daß das Relais Rel nicht zieht. Durch die an HL liegende Spannung erwärmt sich HL (wie jeder Widerstand im Stromkreis), sein Widerstand sinkt ab, und der Strom nimmt zu, so daß nach einiger Zeit Rel anzieht. Auf diese Weise läßt sich also eine Anzugsverzögerung (einige Sekunden bis wenige Minuten) erreichen. Im Unterschied zu Meß- und Kompensationsheißleitern (die sich trotz des sie durchfließenden Stromes nicht merklich erwärmen sollen) wird der Anlaßheißleiter mittels durchfließenden Stromes bis zu Temperaturen von 200°C und mehr aufgeheizt.

Bild 2.17b zeigt das gleiche Prinzip, jedoch zieht Relais Rel beim Schließen des

Schalters sofort an (R_v hat wesentlich geringeren Widerstand als Rel), und durch die an Rel stehende Spannung beginnt HL sich zu erwärmen. Nach einiger Zeit ist sein Widerstand so gering geworden, daß die (durch Spannungsteilung zwischen R_v und HL absinkende) Spannung an Rel nicht mehr zum Halten des Relais ausreicht. Rel fällt also nach einiger Zeit wieder ab. R_v verhindert eine durch zu starken Stromzuwachs mögliche Zerstörung des Heißleiters.

2.2.4. Fotohalbleiter

Fotohalbleiter sind lichtempfindliche Bauelemente, die ihre Kenndaten bei Lichteinfall ändern. Sie gehören zu den wichtigsten Bauelementen der Elektronik. Hinweise zur Auswahl und Anwendung gibt [56].

2.2.4.1. Fotowiderstände

Fotowiderstände sind Halbleiterwiderstände, die stromrichtungsunabhängig arbeiten. Ihr Dunkelwiderstand – ohne Lichteinwirkung – ist sehr hoch und nimmt bei Auftreffen von Licht auf die Halbleiterschicht stark ab. Als Halbleitermaterialien werden heute meist Kadmiumsulfid (CdS) und Bleisulfid (PbS) benutzt. Für Amateurzwecke eignen sich besonders die verschiedenen Fotowiderstände auf CdS-Basis, die auch in Teil II dieses Buches mehrfach angegeben sind. Welche Ausführung der Amateur benutzt, ist im allgemeinen von untergeordneter Bedeutung. Eine für Bastelzwecke gut geeignete Form zeigt Bild 2.18. Zwischen (im Foto hellen) kammerförmig ineinandergreifenden Elektrodenstreifen ist die dunklere Halbleiterschicht aufgetragen, das Ganze wird auf einem Glasplättchen als Träger aufgebracht und zum Schutz des Halbleiters luftdicht in einem Glasröhrchen eingeschmolzen. Foto-

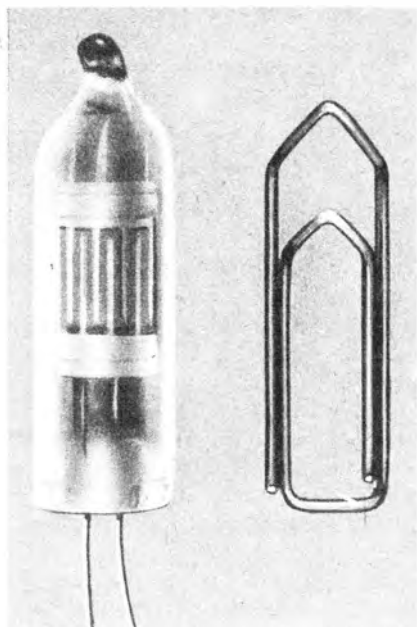


Bild 2.18

CdS-Fotowiderstand im Glasgehäuse, Hersteller VEB Carl Zeiss, Jena. Zwischen den hellen kammförmig ineinandergreifenden Elektroden ist dunkel die Kadmiumsulfid-Schicht (lichtempfindliche Fläche) erkennbar (siehe Tabelle im Anhang)

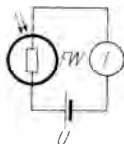


Bild 2.19

Prinzipschaltung und Symbol des Fotowiderstands

widerstände werden schaltungstechnisch als veränderliche Widerstände angewendet. Der Dunkelwiderstand der CdS-Typen liegt in der Größenordnung einiger hundert Megaohm und mehr; der abgedunkelte Fotowiderstand kann daher praktisch als völlig unterbrochen angesehen werden. Bei Beleuchtung sinkt der Widerstand um mehrere Größenordnungen ab und kann bei

ausreichend hellem Licht bis auf $10\text{ k}\Omega$ und weniger herabgehen. Die Temperaturabhängigkeit ist so gering, daß sie praktisch vernachlässigt werden kann. Daher sind Fotowiderstände gerade für den Amateur ideale »Lichtempfänger«. Nachteil: merkliche Trägheit, d.h., bei schnellen Lichtschwankungen folgt die Widerstandsänderung der Lichtänderung nicht mehr. Das ist jedoch nur bei Geräten von Bedeutung, die mit moduliertem Licht arbeiten (Lichttelefonie); hierfür sind also Fotowiderstände ungeeignet. Ihre Grenzfrequenz liegt bei einigen hundert Hertz. Die lichtempfindliche Fläche hat je nach Typ eine Ausdehnung von 2 bis 20 mm^2 ; daher wird in manchen Fällen die Verwendung einer Sammellinse zur Lichtbündelung schwierig sein. Bei der Anwendung ist der maximal zulässige Strom zu beachten (meist bei 0,1 bis $0,5\text{ mA}$), der ebenso wie die maximal zulässige Verlustleistung (die sich aus Strom durch den Fotowiderstand und an ihm anliegender Spannung ergibt) nicht überschritten werden darf. Fotowiderstände sind bis zu Spannungen von 50 bis 200 V (je nach Typ) einsetzbar. Mit entsprechend hoher Spannung ergeben sich schon bei geringer Lichtstärkeänderung große Stromänderungen und entsprechend hohe Empfindlichkeiten. Bild 2.19 zeigt Schaltsymbol und Prinzipschaltung des Fotowiderstands FW. Mit zunehmender Lichteinwirkung auf FW steigt der vom Instrument I angezeigte Strom. Die Spannung U kann grundsätzlich auch eine Wechselspannung sein.

2.2.4.2. Fotodioden

Die bereits bei der Halbleiterdiode und beim Transistor erwähnte Sperrschicht ist grundsätzlich lichtempfindlich. Lichteinwirkung auf die Sperrschicht einer in Sperrrichtung gepolten Diode erhöht ihren Sperrstrom. Deshalb sind übliche Dioden

und Transistoren lichtdicht verschlossen. Bei Fotodioden wird dieser sonst unerwünschte Effekt ausgenutzt. Es handelt sich um Germaniumdioden oder Siliziumdioden, die so ausgebildet sind, daß ein Teil der Sperrschicht möglichst freiliegt und man ihn durch ein Glasfenster im Gehäuse dem Licht aussetzen kann. Fotodioden können auf zweierlei Art verwendet werden. Bei Lichteinwirkung wird in der Sperrschicht eine – allerdings geringe – Spannung erzeugt (Größenordnung einige zehn bis maximal hundert Millivolt), die mit Minuspol an der Katode auftritt und entsprechend verstärkt werden kann. Die Lichtenergie wird dabei unmittelbar in elektrische Energie umgewandelt. Bild 2.20a zeigt Schaltsymbol und Prinzip der Fotodiode. Der empfindliche Spannungsmesser U zeigt die bei Lichteinfall abgegebene Spannung an. Wird die Fotodiodenspannung mit einem Transistor nachverstärkt, so ist die Schaltung nach Bild 2.20b anzuwenden (Diodenpolung beachten). Die Fotodiodenspannung erzeugt einen Basisstrom, der, entsprechend verstärkt, als Kollektorstrom-Erhöhung auftritt und vom Instrument I angezeigt wird. Weiterhin ist es möglich, die Fotodiode als veränderlichen Widerstand zu verwenden. Dabei wird der Effekt ausgenutzt, daß bei Lichteinwirkung der Diodensperrstrom zunimmt. Es ist also eine Hilfsspannung erforderlich (Bild 2.21a). Der lichtstärkeabhängige Sperrstrom der Fotodiode FD , die in Sperrichtung gepolt sein muß, wird bei I angezeigt. Eine Nachverstärkung mit Transistor erfolgt in diesem Fall nach Bild 2.20b. Die Fotodiode tritt an die Stelle des Basiswiderstands; ihre Sperrstromänderung wird als Basisstromänderung wirksam und, entsprechend verstärkt, bei I registriert. Im Gegensatz zum Fotowiderstand ist die Fotodiode jedoch temperaturempfindlich – bei steigender Temperatur steigt ihr Sperrstrom

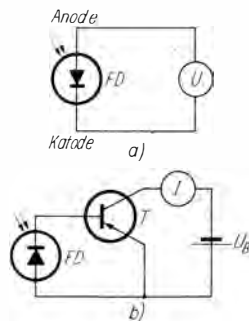


Bild 2.20

Prinzip der Fotodiode und ihr Schaltsymbol. FD kann als Spannungsquelle (a) benutzt werden. Verstärkung mit Transistor in diesem Fall gemäß (b)

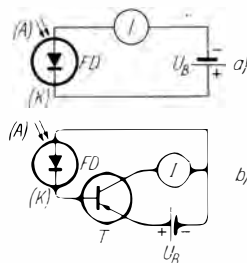


Bild 2.21

Fotodiode als veränderlicher Widerstand (a) und Zusammenschalten mit einem Transistor für diesen Anwendungsfall (b)

ebenfalls. Wird mit Temperaturschwankungen gerechnet, so ist die allerdings unempfindlichere, wenn auch nicht restlos temperaturstabile Schaltung nach Bild 2.20b günstiger, sofern man nicht besser einen Fotowiderstand an Stelle der Fotodiode (Bild 2.21b) einsetzt. Allerdings hat die Fotodiode gegenüber dem Fotowiderstand auch zwei wesentliche Vorteile: Einmal ist innerhalb gewisser Grenzen der Sperrstrom unabhängig von der Sperrspannung; nach Bild 2.21a würden also mäßige Änderungen von U_B das Meßergebnis bei I kaum beeinflussen. Zum anderen hat die Fotodiode eine wesentlich höhere Grenzfrequenz als

der Fotowiderstand (Größenordnung 100 kHz und mehr), eignet sich also auch für Lichtmodulationsverfahren. Den Temperaturgang des Sperrstroms kann man häufig durch entsprechend kräftiges Licht weitgehend ausschalten, weil der Diodenstrom dann vorwiegend vom Lichteinfall bestimmt wird und der Dunkelstrom-Anteil (Sperrstrom bei Dunkelheit) nur einen geringen Bruchteil davon ausmacht. Ein weiterer Vorteil der Fotodiode besteht in der geringen Größe ihrer lichtempfindlichen Fläche (1 mm² und weniger), die eine Anordnung im Brennpunkt einer Sammellinse und dadurch sicheres Ansprechen auf sehr schwaches Licht ermöglicht. Gewöhnlich ist bereits im Gehäuse der Fotodioden eine winzige Glaslinse eingeschmolzen und in ihrem Brennpunkt im Gehäuseinneren der Kristall angebracht. Da die Diode meist als Widerstand in Sperrrichtung betrieben wird, kennzeichnet man bei Fotodioden im allgemeinen nicht die Katode, sondern abweichend vom Üblichen die Anode farbig. Bei der Anwendung ist die maximale Verlustleistung, vor allem aber die maximal zulässige Sperrspannung zu beachten. Die maximale Verlustleistung wird gewöhnlich nur bei maximaler Sperrspannung und sehr starker Lichteinwirkung erreicht.

Da Fotodioden sehr klein sind, lassen sich auch mehrere auf sehr engem Raum unterbringen, was besonders für Anwendungsfälle in der industriellen Elektronik (z. B. lichtelektronische Lochkartenab-tastung bei programmgesteuerten Automaten) wichtig ist. Die Daten der seit 1967 in der DDR gefertigten Fotodioden sind in [49] zu finden.

2.2.4.3. Fototransistoren

Der Fototransistor ist mit der Fotodiode eng verwandt und arbeitet fast genau wie diese. Wie Bild 2.20b erkennen läßt, sind

die Diodenstrecken Basis-Emitter und FD praktisch parallelgeschaltet. Da auch in ihrem prinzipiellen Aufbau und in der physikalischen Funktion kaum ein Unterschied besteht, kann man das Licht ebenfalls unmittelbar auf die Basis eines dafür geeigneten Transistorkristalls (genau: auf die Basis-Emitter-Sperrschicht) einwirken lassen. Der Fotoeffekt entsteht dann in dieser Sperrschicht und bewirkt analog Bild 2.20b gleichzeitig eine Steuerung des Kollektorstroms. Die Basis eines solchen Fototransistors wird äußerlich nicht angeschlossen. – Durch die zusätzliche Verstärkerwirkung des Transistors ist jedoch die Stromänderung bei Lichteinfall wesentlich größer als bei der Fotodiode; sie entspricht annähernd der mit der Kombination FD und Transistor nach Bild 2.20b erreichbaren. Der Fototransistor kann also als »Fotodiode mit Eigenverstärkung« aufgefaßt werden. Vorteil gegenüber der Fotodiode: höhere Lichtempfindlichkeit; Nachteil: höhere Temperaturabhängigkeit, da ja der Fototransistor im Reststromgebiet arbeitet und der Reststrom ebenfalls der Eigenverstärkung unterliegt. In kompletten Schaltungen wird der Fototransistor ebenso wie die Fotodiode (Bild 2.21b) angeschlossen (Basis bleibt frei, Kollektor nach – U_B , Emitter zur Basis des nachfolgenden Verstärkertransistors). Eine solche Anordnung zeichnet sich durch sehr hohe Lichtempfindlichkeit und gutes Frequenzverhalten aus, zeigt aber unangenehm große Temperaturabhängigkeit.

Fototransistoren werden in der DDR nicht gefertigt; sie werden u. a. aus der ČSSR (KP 101) und UdSSR seit 1971 importiert. Grundsätzlich könnte man jeden üblichen Transistor als Fototransistor verwenden (Exemplare mit hohem β und geringem I_{ce0} sind zu bevorzugen), wenn es gelingt, dem Licht Zutritt zur Emitterkontaktperle zu verschaffen. Bei den ge-

legendlich noch beim Amateur vorhandenen älteren Importtransistoren mit lackiertem Glasgehäuse ist das durch Abwaschen (mit Aceton) oder Abkratzen des Lackes leicht möglich; man erhält auf diese Weise ausgezeichnet brauchbare Fototransistoren. Moderne Transistoren – u. a. alle Typen aus der DDR-Produktion – werden jedoch mit Plast- oder Metallgehäusen gefertigt. Grundsätzlich bestände die Möglichkeit, dieses vorsichtig auf der Emittersseite aufzuzeilen und mit einem aufgeklebten Piacryl-Glasfenster zu versehen; jedoch dringt bei einer solchen Prozedur unweigerlich etwas Luftfeuchtigkeit ein, die die Kristallsperrschichten früher oder später »vergiftet«. Die derart behandelten Transistoren werden dann meist sehr bald unbrauchbar, was sich in steigendem und unkonstantem I_{ceo} sowie absinkendem β und geringer werdender Lichtempfindlichkeit äußert. Der obengenannte, häufig geübte »Bastlerkniff« kann daher nur für gerade vorhandene billige Germaniumtransistor-exemplare angeraten werden und ist in jedem Falle riskant. Man sollte ihn nur als Notbehelf ansehen. Wer ihn anwenden will, muß dabei in einem möglichst luft-trockenen Raum arbeiten, den Transistor so schnell wie möglich wieder mit dem Glasfenster verschließen und das Eindringen von Staub, Feilspänen oder Atemfeuchtigkeit peinlichst vermeiden (Mundschutz). Erheblich bessere Erfolgsaussichten bietet die Verwendung von npn-Si-Transistoren in Planartechnik (z. B. SF 121 u. ä.); hierzu sind in [87] eingehende Hinweise zu finden. Für den Amateurbereich ist dieses Verfahren zur Selbstherstellung von Lichtempfängern sehr brauchbar, wie eigene Versuche zeigten.

2.2.4.4. Fotoelemente

Fotoelemente werden auf Selen- und Siliziumbasis hergestellt. Sie wandeln die Lichtenergie in elektrische Energie um, sind also in jedem Fall aktive Elemente. Siliziumelemente haben einen wesentlich besseren Wirkungsgrad (bei speziellen Sonnenbatterien werden 10 bis 12% des Lichtes in elektrische Energie umgewandelt) als Selenelemente (um 1% und weniger), scheiden aber für den Amateur im allgemeinen aus Preisgründen aus. Das Selenfotoelement ist durch seine Verwendung im fotoelektrischen Belichtungsmesser allgemein bekannt. Dort wird die vom Selenelement in elektrische Energie umgewandelte Lichtenergie mit einem Mikroamperemeter (meist um 20 μ A Vollausschlag bei modernen Geräten) registriert, das unmittelbar in Belichtungswerten geeicht ist.

Das Selenfotoelement besteht aus einer metallischen Grundplatte, auf der eine dünne Selenschicht und darüber eine noch dünnere, lichtdurchlässige Gegenelektrode angebracht ist (z. B. aus Platin). Zwischen Selen und Gegenelektrode bildet sich die lichtempfindliche Sperrschicht aus. Bei Belichtung gibt das Element eine geringe Spannung (Größenordnung 0,1 bis 0,3 V) mit Minuspol an der Gegenelektrode ab. Diese Spannung ist wie bei allen aktiven Fotohalbleitern lastabhängig und geht bei Stromentnahme entsprechend zurück. Der Kurzschlußstrom einer Selenzelle hängt von ihrer Fläche ab, liegt aber bei üblichen Größen noch beträchtlich unter 1 mA.

Die Selenfotoelemente sind weitgehend temperaturunempfindlich und zeitlich recht konstant. Deshalb werden sie hauptsächlich für Meßzwecke (Lichtstärkemessungen) benutzt. Nachteile: die große Fläche, die eine Bündelung des Lichtes mit Sammellinse kaum ermöglicht, sowie die niedrige

Grenzfrequenz (Größenordnung einige hundert Hertz). Vorteile neben der Temperaturunabhängigkeit: weitgehende Unempfindlichkeit gegenüber äußeren Einflüssen, Möglichkeit relativ großer Energieabgabe, wenn Elementfläche ausreichend groß. Für Bastelzwecke ist das Selenfotoelement ein genügend robustes Bauelement. Hersteller in der DDR: VEB *Röhrenwerk* Rudolstadt. Gefertigt werden verschiedene Typen in unterschiedlichen Formen und Größen. Das Selenfotoelement kann man seinem Aufbau nach als eng verwandt mit dem bekannten Selengleichrichter bezeichnen (die Gegenelektrode ist dort allerdings nicht lichtdurchlässig, sondern eine robuste Decklotschicht, die gleichzeitig die Selschicht schützt). Demzufolge zeigt auch das Selenfotoelement eine bei diesem Bauelement allerdings wenig interessierende Gleichrichterwirkung.

2.2.4.5. *Selbstbau von Selenfotoelementen*

Die bisher beschriebenen, speziell hergestellten Lichtempfänger sind leider verhältnismäßig teuer und für den Amateur häufig nur schwer zu beschaffen. Hier bietet ein von *Garbade* in [13] erstmalig veröffentlichtes und vom Verfasser mit gutem Erfolg benutztes Verfahren einen interessanten und preisgünstigen Ausweg. Wie im vorigen Abschnitt angedeutet, bestehen zwischen dem Selenfotoelement und einem üblichen Selengleichrichter aufbaumäßig weitgehende Parallelen. Als Ausgangsmaterial für das selbstgebaute Selenfotoelement kann man die einzelne Platte eines handelsüblichen Rundfunkgerät-Selengleichrichters mit der Mindestgröße von etwa 45 mm × 45 mm verwenden. Zu diesem Zweck wird entweder ein neuer Gleichrichter zerlegt oder vorteilhaft ein in Werkstätten kostenlos erhältlicher, de-

fekter Ausbaugleichrichter (bei dem gewöhnlich nur einige wenige Platten defekt sind) verwendet. Man nimmt eine einzelne, äußerlich unbeschädigte Platte und setzt sie, nachdem eine etwa vorhandene Lackierung mit Aceton abgelöst wurde, mittels M-4-Schraube und Gegenmutter sowie den vorhandenen Isolierbeilagen in originalgetreuer Reihenfolge (Schraube mit entsprechendem gekürztem Isolierrohr, Gegenkontaktfeder, Isolerring, Selenplatte, Lötöse, Isolerring und zweite Lötöse, abschließend Mutter) zusammen. Entstanden ist auf diese Weise ein aus einer einzelnen Platte bestehender Gleichrichter, bei dem beide Anschlüsse auf der Rückseite liegen. Die Schraube stellt dabei die Verbindung zur Gegenkontaktfeder her. Dieses Gleichrichterelement prüft man nun zunächst mit Ohmmeter auf Gleichrichterwirkung (Durchlaß- und Sperrwirkung). Ist diese einwandfrei, so wird das fertig montierte Element in einer Spiritusflamme vorsichtigerhitzt, bis das Decklot schmilzt. Mit einem sauberen, weichen Lappen ist es danach sofort und zügig abzuwischen, so daß die Selen-schicht – deren Schmelzpunkt höher liegt – zutage tritt. Lediglich unter dem Kontaktfederring bleibt das Lot stehen. Das Abschmelzen gelingt mit etwas Übung (Versuche an unbrauchbaren Selenplatten!) auch in der Gasflamme; jedoch schmilzt bei zu starker Erwärmung auch das Selen ab: Anthrazitglänzende Fläche und rettichartiger Geruch sind Anzeichen dafür – eine solche Platte ist dann verdorben.

Nach Abkühlen der Platte wird erneut auf Sperr- und Durchlaßwirkung geprüft. Diese muß noch vorhanden sein, jedoch dürfen sich die entsprechenden Werte gering verändert haben. Beim Abwischen des Lotes kommt es auf das richtige Maß an. Nach kurzer Übung an den reichlich vorhandenen Platten gelingt das einwandfrei (man fertigt am besten ohnehin gleich

mehrere solcher Selenfotoelemente). Das auf diese Weise präparierte Senelement wird mit einer dünnen Schutzschicht farblosen Lackes (gut eignet sich Nagellack, 1:1 mit Aceton verdünnt) beidseitig überzogen und ist danach gebrauchsfertig. Diese Eigenbauelemente geben natürlich bei weitem nicht die Energiemenge industriell gefertigter Selenfotoelemente ab, der Wirkungsgrad liegt bei 0,1% bis 0,01% (je nachdem, wie geschickt die Herstellung erfolgte), ist also 1 bis 2 Größenordnungen geringer als beim industriell gefertigten Selenfotoelement. Strom- und Spannungsabgaben reichen jedoch für alle Bastleranwendungen aus. Die Fotospannung wird mit Plus an der Platte, Minus am Gegenkontakt (Schraubenbolzen) abgegeben und kann mit einem Mikroamperemeter leicht nachgewiesen werden. Die vom Verfasser hergestellten Versuchsmuster (eines davon zeigen Bild 2.22 und Bild 2.23) gaben bei einer Beleuchtungsstärke von 250 lx (ent-

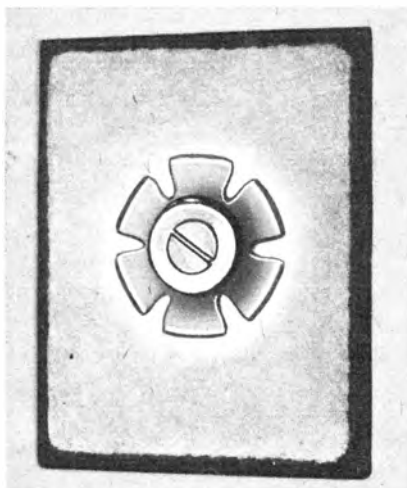


Bild 2.22
Selbstgefertigtes Selenfotoelement. Unter der Federring-Elektrode ist hell die stehengebliebene Decklackschicht sichtbar

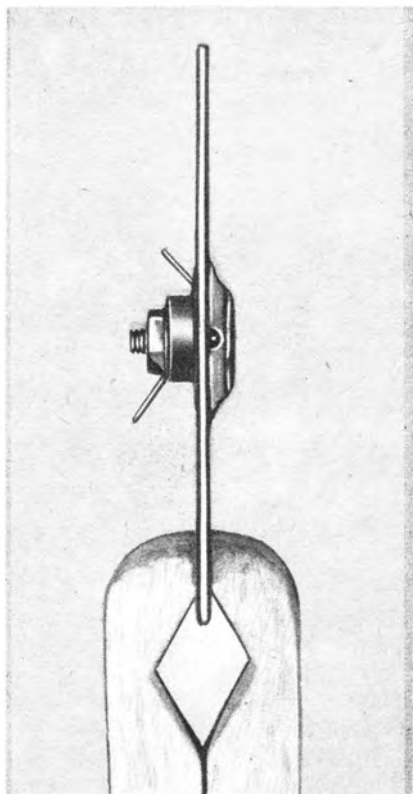


Bild 2.23
Die Seitenansicht läßt die Montage des selbstgefertigten Selenfotoelements erkennen. Eine M-4-Schraube mit Isolierrohr und Isolierscheiben stellt die Verbindung zum Anschluß der Rückseite her. Die zweite Lötflanke liegt auf der Platte auf

spricht etwa 100-W-Glühlampe in ≈ 30 cm Entfernung) eine Leerlaufspannung von 0,1 V und einen Kurzschlußstrom von rund $50 \mu\text{A}$ ab (Plattengröße $45 \text{ mm} \times 45 \text{ mm}$). Bei Verwendung von defekten Ausbaugleichrichtern kostet ein solches Senelement nur wenige Pfennige. Im übrigen trägt der Amateur mit diesem Verfahren dazu bei, den wertvollen Rohstoff Selen, der mit den Ausbaugleichrichtern

zur Zeit noch in den Schrott wandert, wenigstens teilweise zu erhalten. Die speziellen hochwertigen Selenfotoelemente sollte man nur dort einsetzen, wo sie wirklich notwendig sind. Siehe dazu auch [88].

2.2.5. Der Thyristor

Der Thyristor ist ein typisches Bauelement der Leistungselektronik, dringt jedoch zunehmend auch in alle anderen Bereiche der Elektronik ein. Schon jetzt ist abzusehen, daß der Thyristor auf vielen Gebieten ähnlich revolutionierend wirken wird wie seinerzeit der Transistor in der Elektronik. Grundsätzlich handelt es sich beim Thyristor um einen steuerbaren Halbleiterschalter, der anwendungstechnische Parallelen zum bereits beschriebenen Thyatron hat und daher gelegentlich auch als *Halbleiter-Thyatron* bezeichnet wurde. In [63], [90] und zahlreichen anderen Veröffentlichungen der letzten Jahre (der weniger erfahrene Amateur sei besonders auf [68], [69] verwiesen) wurden Funktion und Anwendung bereits eingehend behandelt. In diesem Buch wird deshalb nur eine kurze Erläuterung gegeben, soweit sie für die Anwendung dieses Bauelements innerhalb der Schaltungen notwendig ist.

2.2.5.1. Prinzip und Aufbau

Zum Verständnis der Funktion sei zunächst von einer Zusammenschaltung zweier komplementärer Transistoren (Bild 2.24a) ausgegangen. Eine Betriebsspannung sei in der dort gezeichneten Polarität an die beiden Emitter angelegt; Basisanschluß G sei vorerst nicht vorhanden. Beide Transistoren sind Si-Typen mit der angegebenen entgegengesetzten Leitfähigkeit. Offensichtlich fließt zunächst kein Strom durch dieses Gebilde, da keine Basis eine Vorspannung erhält und somit kein Transistor Kollektorstrom führt.

Zwischen Basisanschluß G und zugehörigem Emitter (Minuspole der angelegten Spannung) werde nun eine kleine Hilfsspannung angelegt; Pluspol dieser Steuerungsspannung an G. Damit wird der obere Transistor (npn-Typ) leitend. Sein Kollektorstrom bildet zugleich den Basisstrom für den unteren pnp-Transistor, der also ebenfalls leitend wird. Dessen Kollektorstrom wiederum bildet den Basisstrom für den oberen Transistor und hält diesen durchgesteuert, auch wenn jetzt die Hilfsspannung an G – die diesen Vorgang lediglich einzuleiten hatte – entfällt. Beide Transistoren steuern sich gegenseitig voll durch (was zu ihrer Stromüberlastung führen würde, wenn im äußeren Stromkreis

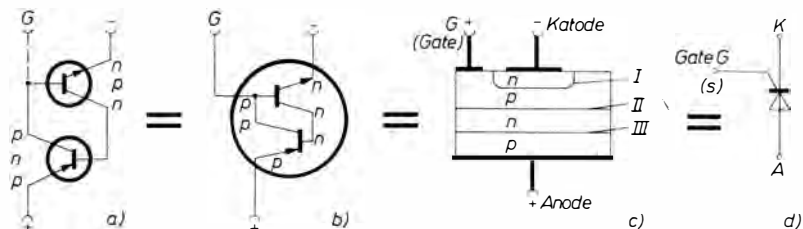


Bild 2.24 Zu Funktion und Aufbau des Thyristors; a – Kombination zweier komplementärer Transistoren, b – beide Transistoren können auf einem Kristall vereint werden, c – Aufbau des Thyristors. Die Zonenfolge entspricht der in Bild 2.24a und Bild 2.24b, d – Schaltsymbol des Thyristors

keine Strombegrenzung vorgesehen wäre), und zwar so lange, wie die Spannung zwischen Plus und Minus anliegt. Da beide Transistoren voll geöffnet sind, ist der Spannungsabfall über diesem Gebilde zwischen Plus und Minus sehr gering. Während zuvor kein Strom floß, bewirkt ein kurzer Spannungsimpuls an G somit das Öffnen beider Transistoren, die sich nunmehr gegenseitig voll durchgesteuert halten. Über G ist dieser Zustand nun nicht mehr zu beeinflussen. Erst bei Unterbrechung des Hauptstromkreises (im Bild 2.24a einer der Emitterzuleitungen) fällt die gegenseitige Durchsteuerung beider Transistoren weg, beide sperren wieder. Wird die Spannung zwischen Plus und Minus erneut angelegt, so bleiben zunächst wieder beide Transistoren gesperrt – das Gebilde ist zunächst nicht stromdurchlässig –, bis durch einen erneuten Stromimpuls über G die beschriebene gegenseitige Öffnung einsetzt. Das Gebilde wechselt daher grundsätzlich zwischen 2 Zuständen: Zwischen den Hauptanschlüssen Plus und Minus ist entweder kein Durchgang oder fast vollständiger Durchgang vorhanden. Der Durchgangszustand wird erreicht mit einem Spannungsimpuls zwischen G und Minus, der Sperrzustand kann nur durch kurzzeitige Unterbrechung des Hauptstromkreises erfolgen. Das Gebilde verhält sich somit ganzähnlich wie ein Thyatron, das ebenfalls nur durch Anlegen einer Steuerspannung »gezündet« und durch Unterbrechung oder starke Absenkung des Hauptstromes gelöscht werden kann.

Diese Parallelen gehen noch weiter. Zunächst kann der Hauptstrom sehr stark sein, wenn die Transistoren entsprechende Daten haben (in diesem Modell: übliche Grenzwerte für $I_{c\max}$ und $U_{ce\max}$ der benutzten Transistoren), dagegen genügt für den Steuerimpuls an G ein sehr geringer Strom. (Er muß nur ausreichen, je nach β

des Transistors einen Kollektorstrom für den unteren Transistor zu ergeben, der dort seinerseits als Basisstrom ausreicht, dessen Kollektorstrom merklich in Gang zu bringen. Letzterer addiert sich zum Steuerstrom von G, so daß nach einmal einsetzendem Stromfluß sich beide Transistoren gegenseitig lawinenartig und sehr schnell aufsteuern.) Die Spannung an G kann ebenfalls gering sein – sie muß lediglich die Basis-Emitter-Schwellenspannung des oberen Transistors überwinden und einen zum Beginn des Umschaltvorgangs ausreichenden Basisstrom ergeben –; ihre zeitliche Dauer kann ebenfalls sehr kurz sein, da der lawinenartige Stromanstieg sehr schnell verläuft. Wie beim Thyatron ist also auch hier nur ein kurzer »Zündimpuls« an der Steuerelektrode G (auch *Torelektrode* oder engl. *gate* genannt) erforderlich, um die Hauptstrecke zu »zünden«.

Das Rückschalten in den Sperrzustand erfolgt entweder bei Fortfall der äußeren Betriebsspannung oder bei Absinken des durchfließenden Stromes unter einen Mindestwert. Dies ist dann gegeben, wenn der Strom, der sich in diesem Modellgebilde zwischen beide Kollektor-Basis-Verbindungen aufteilt, so gering wird, daß er nicht mehr zur völligen Durchsteuerung beispielsweise des oberen Transistors ausreicht. Dadurch sinkt dessen Kollektorstrom, womit auch der untere Transistor weniger Kollektorstrom führt, den oberen weiter drosselt usw. –, bis der Rückkippvorgang beendet ist und beide Transistoren wieder sperren. Der Strom, bei dem dieser Vorgang einsetzt, wird *minimaler Haltestrom* genannt. Er ist bei Thyristoren um Größenordnungen geringer als der maximal zulässige Durchlaßstrom und darf nicht unterschritten werden, falls der Thyristor durchgesteuert bleiben soll.

Das Modell (Bild 2.24a) ist praktisch ausführbar und spielt in der Schaltungs-

technik gelegentlich eine Rolle, wie u.a. im nächsten Abschnitt noch gezeigt wird. Es weist bereits alle typischen Verhaltensweisen des Thyristors auf. Betrachtet man die Zonenfolge dieser Transistorkombination näher, so fällt auf, daß in diesem Falle eigentlich nur 4 entgegengesetzt leitfähige Schichten aufeinander folgen, da jeweils die Basis des einen Transistors den gleichen Leitfähigkeitstyp hat wie der Kollektor des anderen. Man kann sich deshalb beide **Transistoren ohne weiteres auf einem gemeinsamen Kristall vereinigt vorstellen** (Bild 2.24b), der dann nur noch die Hauptanschlüsse und den Steueranschluß aufweist. Praktisch ist ein Thyristor ganz ähnlich aufgebaut. Den vereinfachten Schnitt durch einen Thyristor in Planarbauweise zeigt Bild 2.24c. Er weist – beim Katodenanschluß K beginnend – die Zonenfolge n-p-n-p auf. Katode K ist identisch mit dem oberen Emitter des Transistormodells Bild 2.24a, die Sperrschicht I mit der Emitter-Basis-Strecke dieses Transistors. Sperrschicht II entspricht den Kollektor-Basis-Übergängen der Transistorkombination, Sperrschicht III der Basis-Emitter-Sperrschicht des in Bild 2.24a dargestellten unteren Transistors. Die Funktionsweise des nach Bild 2.24c aufgebauten Thyristors bedarf somit wohl keiner weiteren Erläuterung. Bild 2.24d zeigt das Schaltzeichen des Thyristors. Die Steuerelektrode (Gate, G) wird durch den seitlich schräg an die Katode gesetzten Strich im bekannten Diodensymbol gekennzeichnet. Wie sich aus der Funktionsweise ergibt, ist der Steuer- oder Zündimpuls (beide Ausdrücke sind üblich) zwischen G und K mit positiver Polarität an G anzulegen.

Zu betrachten sind nun noch einige im Rahmen der später beschriebenen Schaltungen wesentliche Eigenschaften des Thyristors. Wird ein Thyristor in Sperr-

richtung gepolt (Minuspol an A), so sperrt er wie eine normale Siliziumgleichrichterdiode. Bei diesem Sperrzustand wirkt im wesentlichen Sperrschicht III (Bild 2.24c), da Sperrschicht II für diese Polung durchlässig ist und Sperrschicht I nur eine maximale Sperrspannung von wenigen Volt zuläßt. Letzteres hat für den Anwender deshalb Bedeutung, weil wegen der geringen maximalen Sperrspannung bei Sperrschicht I die Belastbarkeit des Steueranschlusses G in **Sperrichtung** (negative Spannung an G) – womit der Thyristor ohnehin nicht steuerbar ist – auch bei Hochvoltthyristoren nur wenige Volt beträgt. Falls man also mit negativer Spannung an G rechnet, muß der Thyristor dagegen in der Schaltung nötigenfalls durch Vorschalten einer Si-Diode ausreichender Sperrspannung in Serie mit G gesichert werden.

In Durchlaßrichtung des Diodensymbols (Pluspol an Anode) ist der Thyristor bei fehlendem Steuerimpuls demzufolge zunächst ebenfalls gesperrt – jetzt sperrt Sperrschicht II (Bild 2.24c) –; bei Anlegen einer Spannung zwischen G und K und ausreichendem Stromfluß über G schaltet der Thyristor durch und verhält sich dann, solange der erwähnte minimale Haltestrom nicht unterschritten wird, wie eine übliche Gleichrichterdiode im Durchlaßzustand. Die infolge des Durchlaßstroms abfallende Durchlaßspannung zwischen K und A ist allerdings im Vergleich zu normalen Si-Gleichrichtern etwas höher (etwa 1 bis 2 V), weil in diesem Fall 2 Sperrschichten (I und III) in Durchlaßrichtung in Serie liegen.

Der Thyristor findet entsprechend diesen Eigenschaften vorwiegend als kontaktloser Schalter für hohe Ströme und Spannungen Anwendung. Mit derzeit bekannten Thyristoren lassen sich Ströme von einigen hundert Ampere bei Sperrspannungen um 1000 V schalten. Für den Amateur sind jedoch vorwiegend die für die Konsum-

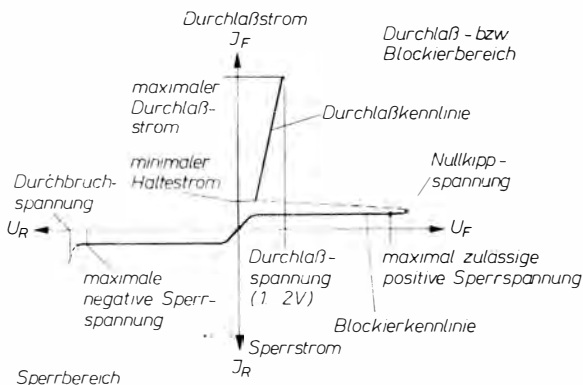


Bild 2.25
Prinzipieller Verlauf der Thyristorkennlinie mit Angabe der wesentlichsten Kennwerte

güter- und Haushaltelektronik bestimmten *Kleinleistungsthyristoren* für Ströme zwischen 1 A und einigen zehn Ampere sowie Spannungen bis 600 V von Interesse. Die im Rahmen dieses Buches wesentlichen Kenndaten werden am Kennlinienfeld eines Thyristors (Bild 2.25) näher erläutert. Der Amateur wählt seine Thyristoren nach dem jeweils im Handel erhältlichen Typenangebot sowie nach den in der jeweiligen Schaltung angegebenen Mindestdaten für den maximal zulässigen Dauerdurchlaßstrom und die maximale zulässige Sperrspannung aus, also nach ähnlichen Gesichtspunkten wie z. B. Siliziumgleichrichter. Strom- oder spannungsmäßig darf ein Thyristor überdimensioniert sein. Zu beachten ist dann – je nach Schaltung –, daß Thyristoren für sehr hohe Ströme meistens einen größeren minimalen Haltestrom und auch einen höheren Steuerstrombedarf für sichere Zündung haben als schwächere Typen. Außerdem sind Thyristoren für hohe Spannungen und starke Ströme z. T. noch relativ teuer, so daß auch der Kostenfaktor gegen unnötige Überdimensionierung spricht. Gegen Überlastung sind Thyristoren ebenso empfindlich wie Siliziumgleichrichterdioden, insbesondere bei Überschreiten der maximal zulässigen

Sperrspannung. Außerdem dürfen die zugelassenen Maximalwerte für den Steueranschluß nicht überschritten werden (nicht zu verwechseln mit den Datenblattangaben für Mindestzündstrom und Mindestzündspannung, unterhalb derer keine zuverlässige Zündung garantiert ist). Zwischen beiden besteht aber ein erheblicher Abstand, so daß man bei sorgfältigem Arbeiten kaum eine Überlastung der Steuerstrecke befürchten muß. Insgesamt ist daher der Thyristor ein relativ robustes und sehr zuverlässiges Bauelement. Die häufigste Ausfallursache im Amateurbereich ist das Auftreten zu hoher negativer Spannungen an der Steuerelektrode, deshalb sei nochmals erwähnt, daß auch Typen für hohe Sperrspannungen zwischen Gate und Katode nur wenige Volt negative Spannung vertragen. Es empfiehlt sich deshalb bei eigenen Schaltungsentwürfen gegebenenfalls eine Si-Diode in Serie mit dem Gateanschluß zu legen, deren Sperrspannung etwa den Wert der Thyristor-Anodensperrspannung und deren zulässiger Durchlaßstrom mindestens dem tabellenmäßigen Thyristorzündstrom entsprechen sollen. Katode dieser Schutzdiode zum Gate hin. Je nach Schaltung ist ein Schutz auch durch Paralleldiode zwischen Gate und

Katode möglich, die falsch gepolte Steuerungsspannungen kurzschließt (für die Sperrspannung sind in diesem Fall nur wenige Volt notwendig, Durchlaßstrom mindestens gleich dem Thyristorsteuerstrom oder größer; Diodenkatode an G, Diodenanode an K). Da die kurzzeitig zulässigen Stoßströme für Thyristoren meistens um 1 Größenordnung und mehr über dem – auch bei den Schaltungen dieses Buches zugrunde gelegten – zulässigen Dauerdurchlaßstrom liegen, eignen sich Thyristoren auch für das Schalten relativ hoher Impulsströme, z. B. bei Kondensatorentladungen. Im folgenden werden auch dafür Beispiele gezeigt.

Die wichtigsten Kenndaten der Thyristoren werden an der Kennlinie (Bild 2.25) nochmals erläutert. Im Sperrbereich entspricht die Kennlinie der einer sperrenden Si-Gleichrichterdiode; wie bei dieser darf auch beim Thyristor die vom Hersteller angegebene maximale Sperrspannung nicht überschritten werden. Es fließt dann nur der sehr geringe Sperrstrom (Größenordnung einige Mikroampere). Im Durchlaßbereich sind 2 Kennlinien möglich. Ohne Steuerungsspannung fließt auch in dieser Richtung zunächst nur ein sehr geringer Sperrstrom (wenige Mikroampere), wobei die anliegende Spannung nicht die vom Hersteller angegebene maximale positive Sperrspannung überschreiten darf (die maximal zulässige Sperrspannung ist meist in beiden Polungen die gleiche). Mit einem gewissen Sicherheitsabstand zur maximal zulässigen Sperrspannung kommt es bei der *Nullkippspannung* zu einem plötzlichen Zünden des Thyristors auch ohne Steuerimpuls. Ein Betrieb des Thyristors in diesem Bereich, d. h. ein Zünden durch überhöhte Betriebsspannung ohne Steuerimpuls, ist im allgemeinen unzulässig und kann bei plötzlichem Anstieg des Durchlaßstroms zur Zerstörung des Thyristors führen ([69]).

Der in Durchlaßrichtung gepolte, aber nicht gezündete Thyristor wird auch als *blockiert* bezeichnet, seine Sperrkennlinie im blockierten Zustand demzufolge (im Unterschied zur Rückwärts-Sperrkennlinie) als *Blockierkennlinie*. Die anwendbare Betriebsspannung für den Thyristor liegt zwischen dem Wert der Schleusenspannung (Durchlaßspannung 1 bis 2 V) und der maximal zulässigen Sperrspannung. Bewegt sich die mit Minus an Katode angelegte Betriebsspannung in diesem Bereich und wird dem Steueranschluß jetzt ein positiver Impuls zugeführt, so geht die Kennlinie in die Durchlaßkennlinie über. In dieser darf der durchgesteuerte Thyristor bis zu dem vom Hersteller angegebenen maximalen Durchlaßstromwert betrieben werden. Diese Angabe bezieht sich – soweit Datenbücher nichts Näheres dazu aussagen (das gilt auch für Schaltungen dieses Buches) – auf den ständig zulässigen Dauergleichstrom. Für Impuls- oder Halbwellenbetrieb in bestimmten Schaltungen sind oft höhere Werte zulässig. Unterhalb des minimalen Haltestromes geht der Thyristor wieder in den Sperrzustand über.

Die äußere Bauform eines Thyristors ähnelt – je nach zulässiger Stromstärke – entweder der einer Siliziumgleichrichterdiode mit Schraubstutzen für den bei voller Belastung meist nötigen Kühlkörper und läßt sich äußerlich daran erkennen, daß neben dem Katodenanschluß am Gehäuse noch ein gleichartiger, aber meist kleinerer weiterer Anschluß – das Gate – herausgeführt ist. Die Anode liegt bei dieser Bauform am Gehäuse. Kleinleistungsthyristoren bis etwa 1 A maximalem Durchlaßstrom sind oft auch in üblichen Transistorgehäusen untergebracht und von diesen dann nur durch die Typenbezeichnung zu unterscheiden. In neuerer Zeit setzt sich für diese Kleinleistungstypen auch Plastverpackung durch.

Der Amateur entscheidet über die Verwendbarkeit eines Thyristors für seine Zwecke ausreichend genau an Hand der Daten maximaler Dauerdurchlaßstrom und maximal zulässige Sperrspannung. Für ihn sind im wesentlichen die Typenreihen für 1 A, 3 A und größenordnungsmäßig 10 bis 25 A interessant. Sie werden – ähnlich wie Siliziumgleichrichterdioden – innerhalb einer solchen Typenreihe nach maximal zulässiger Betriebsspannung bzw. Sperrspannung unterteilt. Aus DDR-Fertigung sind z. Z. die Typenreihen *ST 111/1 ... ST 111/6* und *ST 121/1 ... ST 121/8* erhältlich (erstere für 13 A, gestaffelt von 70 V bis 560 V; letztere ebenso für 23 A), hinzu kommt die plastverkappte Typenreihe *ST 103/1 ... ST 103/6* für 3 A. Aus dieser Reihe käme z. B. für Netzbetrieb (220 V~; maßgebend Spitzenwert 310 V) der Typ *ST 103/5* (3 A, 500 V) in Frage. Ähnlich entscheidet man an Hand der Herstellerangaben (für Typen aus der DDR-Produktion Halbleiterdatenblätter der VVB *RFT*; für die dem Amateur häufig zugänglichen ČSSR- und UdSSR-Importe auch [59]) und der in der vorgesehenen Schaltung geforderten Mindestwerte.

Zu den Daten der Steuerstrecke ist wenig zu sagen. Der für ein sicheres Zünden bei geringen Blockierspannungen nötige Steuerstrom kann – wenn Herstellerangaben dazu fehlen – für Typen zwischen 3 bis 25 A mit höchstens 100 mA angesetzt werden, d. h., ein Stromimpuls dieser Stärke genügt zur sicheren Zündung. Die dabei an der Gate-Katode-Strecke erforderliche Zündspannung beträgt höchstens 2 bis 3 V. Bei höheren Blockierspannungen (in Nähe der für den betreffenden Typ zulässigen Maximalspannung) sind im allgemeinen bereits weit geringere Steuerspannungen und Steuerströme ausreichend, ebenso bei Thyristoren für 1 bis 3 A (Steuerstrommindestwert meist nur 10 bis 15 mA). Der minimale Haltestrom interessiert den

Amateur nur im Fall eigener Schaltungsentwürfe; er kann – wenn Herstellerangaben fehlen – überschlägig mit 1 % des maximal zugelassenen Durchlaßstroms und weniger angesetzt werden (Milliamperebereich).

2.2.5.2. Zündhilfen für Thyristoren

Wie die in den folgenden Abschnitten beschriebenen Schaltungen erkennen lassen, besteht die Aufgabe, einen für die Zündung des Thyristors geeigneten Steuerstromimpuls zu erzeugen. Dafür sind in der industriellen und Leistungselektronik spezielle Bauelemente (Vierschichtdiode, Diac, UJT – Unijunctiontransistor) bekannt, die jedoch für den Amateur weniger Bedeutung haben. Deshalb werden diese Bauelemente nicht behandelt, sondern im folgenden einige Möglichkeiten gezeigt, wie sich gleiche oder ähnliche Effekte mit den dem Amateur vertrauten Bauelementen – für ihn meist außerdem preisgünstiger – erreichen lassen.

Bild 2.26 zeigt die prinzipielle Aufgabenstellung. In einen hier nicht gezeichneten Lastkreis ist der Thyristor Th1 eingeschaltet. Um ihn durchzusteuern und damit den Lastkreis zu schließen, wäre zwischen G und K eine kurzzeitige oder auch dauernde Spannung anzulegen (der Steuerstrom hat nach Zündung keinen Einfluß mehr auf das Verhalten des Thyristors, deshalb genügt ein kurzer Stromimpuls). Häufig besteht die Aufgabe, den Thyristor in Abhän-

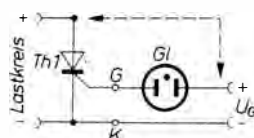


Bild 2.26

Zur Thyristoransteuerung: Prinzip der Zündung, in diesem Fall mit Glimmlampe. Statt G1 werden meist andere Zündhilfen benutzt

gigkeit vom Laststromkreis zu zünden. Dafür wird oft eine Glimmlampe Gl angegeben. Die Steuerspannung U_G muß nun den Wert der Glimmlampenzündspannung übersteigen. Erst dann zündet Gl, deren Strom wiederum Th zündet. Stellt man z. B. die punktiert angedeutete Verbindung her, so bewirkt die am zunächst noch gesperrten Thyristor stehende Anodenspannung aus dem Lastkreis selbst die Zündung, sobald sie einen bestimmten Wert überschreitet. Die Kombination Th1 und Gl verhält sich also bezüglich der Zündung ebenso, als wäre Gl direkt in den Lastkreis eingeschaltet, jedoch ist nach Zündung über Th1 ein um mehrere Größenordnungen höherer Strom zulässig als über eine statt Th1 eingeschaltete Glimmlampe. Außerdem beträgt nach Zündung der Spannungsabfall an Th1 höchstens 2 V. An Gl würde er ihrer – wesentlich höheren – Brennspannung entsprechen (s. Abschn. 2.1.2. und 2.1.3.). Diese Kombination bietet sich also als ein nach Zündung sehr »niederohmiges«, auch für starke Ströme geeignetes Funktionselement an. Ungünstig für die meisten Anwendungen ist aber die bei Glimmlampen relativ hohe Zündspannung. Außerdem liegt der Zündstrombedarf selbst kleiner Thyristoren schon bei etwa 10 mA und mehr,

was Glimmstrecken mit relativ großflächigen Elektroden erfordert. Deshalb wurden als Zündhilfen (in dieser Anwendung auch Triggerbauelemente genannt) Halbleiterkombinationen mit einem der Glimmröhre ähnlichen Verhalten, aber geringerer Zündspannung und größerem möglichem Durchlaßstrom entwickelt, deren Beschreibung u. a. in [63] zu finden ist.

Will der Amateur ohne derartige Spezialbauelemente erreichen, daß ein Thyristor gezündet wird, sobald eine vorhandene Steuerspannung eine bestimmte Größe überschreitet, dann bieten sich mehrere Wege an, die Bild 2.27 wiedergibt. Die dort gezeigten Teilschaltungen sind sämtlich an die Stelle von Gl in der Schaltung nach Bild 2.26 gesetzt zu denken, werden also dem Gate des Th1 vorgeschaltet.

Zunächst kann ein zweiter beliebiger Thyristor Th2 (Kleinleistungstyp mit beliebigen Daten, 20 bis 500 V, 0,1 bis 3 A oder ähnliche ungetypte, meist sehr preiswerte Exemplare) benutzt werden. Über seinen – exemplarabhängigen und je nach Typ und bei $+U_G$ vorhandener Steuerspannung experimentell zu bestimmenden – Gate-Anoden-Widerstand zieht Th2 bei steigender Spannung $+U_G$ zunehmend mehr Gate-Strom. R ist so zu bemessen, daß

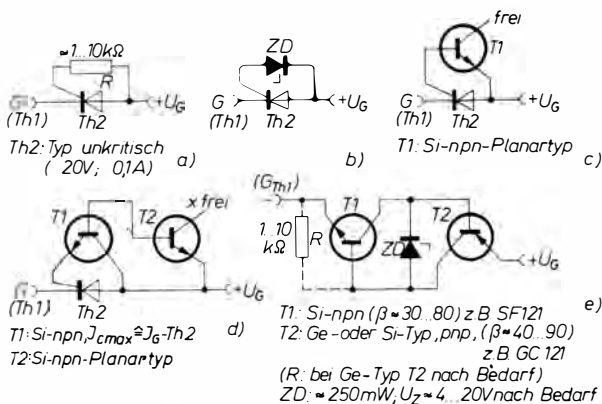


Bild 2.27
Zündhilfsschaltungen für Thyristoren. Variante nach Bild 2.27e wird in der Praxis häufig benutzt, ihr Verhalten entspricht dem einer Vier-schichtdiode

dieser Gate-Strom erst bei der gewünschten Höhe der Steuerspannung ausreicht, Th2 zu zünden. Über Th2 – der + U_G jetzt direkt zum Gate des Th1 durchschaltet – zündet dann auch der Hauptthyristor. Allerdings ist dabei schon vor dem Zündeinsatz ein Vorstrom (über K–G des Th1; K–G–R–A des Th2) vorhanden, der – da R relativ hochohmig sein kann – nur selten stört. Wünscht man einen genau definierten Zündeinsatz bei geringstmöglichem Vorstrom, so wird R durch eine Z-Diode ersetzt (Bild 2.27b). Die Z-Diode wählt man entsprechend der gewünschten Zündspannung aus; sie wird maximal mit dem für Th2 notwendigen relativ geringen Zündstrom und der daraus und aus ihrer Z-Spannung resultierenden Verlustleistung belastet. Ein 250-mW-Exemplar reicht demzufolge im allgemeinen aus. Für eine hohe Zündspannung kann man entweder mehrere Z-Dioden in Serie schalten oder in diesem Fall eine Glimmlampe geeigneter Zündspannung mit möglichst großflächigen Elektroden (die nur im Zündmoment mit einem kurzen Stromimpuls belastet wird, danach überbrückt sie Th2 und verlöscht sofort wieder) benutzen, die den Zündstrom für Th2 aufbringt. Gut geeignet dafür sind Glimmstabilisatorröhren (z. B. *StR 80/10*, *StR 150/30* o. ä.) oder das preiswert erhältliche Thyatron *Z 5823*, das dann mit seiner Katode zum Steueranschluß des Th2 hin angeschlossen wird (seine Startelektrode bleibt frei). Eine besonders preisgünstige Lösung für Amateurzwecke ergibt sich für Zündspannungen um 7 bis 9 V, wenn man statt der Z-Diode den Zenerdurchbruchseffekt bei den üblichen Si-Planartransistoren (Basis-Emitter-Strecke in Sperrichtung) ausnutzt, was unter bestimmten Voraussetzungen möglich ist (Bild 2.27c). Für T1 – der in diesem Fall die Funktion von ZD entsprechend der Schaltung nach Bild 2.27b übernimmt – eignen sich gut die sehr preiswerten Silizium-

basteltransistoren, wenn Th2 ein Kleinleistungsthyristor ist, der mit etwa 10 mA Steuerstrom bereits zündet. Dieser Strom ist für die in Sperrichtung im Zenerdurchbruchsbereich betriebene Basis-Emitter-Strecke der Si-Planartransistoren aller als Bastelware üblichen Typen und SF-Typenreihen noch zulässig, zumal T1 wiederum nur für die Dauer bis zum Zünden des Th2 belastet wird. In den Schaltungen mit Z-Diode oder als Z-Diode betriebenem Planartransistor kann ebenfalls noch ein geringer Vorstrom auftreten, wenn + U_G knapp unterhalb des Zündeinsatzpunkts liegt (Einsatz des Z-Stroms, bevor dieser den für die Zündung von Th2 nötigen Wert erreicht). Falls Th2 einen Zündstrom von mehr als etwa 10 mA benötigt (was praktisch nur bei stromstarken Typen der Fall ist, die ihrerseits entsprechend stärkere Leistungsthyristoren im Lastkreis zünden sollen), kann ZD durch einen Hilfstransistor (T1 der Schaltung nach Bild 2.27d) geringer belastet werden, der eine Stromverstärkung des Z-Stroms bewirkt (statt der Z-Diode wurde in der Schaltung nach Bild 2.27d wieder ein Si-Planartransistor benutzt). $U_{ce\ max}$ für T1 soll in diesem Fall mindestens 10 bis 15 V betragen – dem genügen alle üblichen Typen –, und T1 muß für einen Maximal Kollektorstrom entsprechend dem Zündstrombedarf von Th2 ausgelegt sein. Sowohl für T1 als auch für T2 eignen sich somit nahezu alle einschlägigen Si-Typen, besonders die preiswerten Basteltransistoren, und auch an Th2 werden keinerlei besondere Forderungen gestellt.

Bild 2.27e zeigt eine vielseitig benutzbare, auch in mehreren Schaltungen dieses Buches angegebene Kombination, die im übrigen funktionell und in ihren Eigenschaften der Vierschichtdiode nahekommt. In diesem Fall wird auf den Hilfsthystor verzichtet und die Komplementärschaltung zweier Transistoren benutzt, deren Soll-

Daten im Bild angegeben sind. Die Transistoren werden bei Zündung mit dem Zündstrom des damit angesteuerten Thyristors belastet. Da dieser meist unter 100 mA liegt und bis zu diesem Strom fast alle üblichen Transistoren zugelassen sind (ihre maximal zulässige Verlustleistung interessiert in diesem Fall nicht), ist die Auswahl unter vorhandenen Typen relativ groß. Vorteilhaft bei dieser Schaltung sind ausnahmsweise nicht zu hohe β -Werte für T1 und T2. Mit der Z-Diode legt man die gewünschte Schaltspannung, bei der diese Kombination durchschaltet und den nachgeschalteten Thyristor zündet, nach Bedarf fest. In Bereichen von 7 bis 9 V kann für ZD wiederum ein billiger Si-Planartransistor eingesetzt werden (Emitter entspricht ZD-Katode, Basis entspricht ZD-Anode, Kollektor bleibt frei). Wenn keine besonders genaue Zündspannung verlangt wird, läßt sich statt ZD in der Schaltung nach Bild 2.27e sogar ein Widerstand verwenden. Sein Wert richtet sich dann nach den β -Werten von T1, T2. Er muß erprobt werden und beträgt meist mehrere Megohm. Entsprechend gering ist der Vorstrom dieser Zünd- oder Triggerkombination unmittelbar vor Zündung (Mikroamperebereich). Diese Kombination verhält sich damit annähernd wie eine »Glimmlampe für niedrige Spannungen«, hat nach Durchschalten einen sehr geringen Widerstand und bringt demzufolge ausreichend Zündstrom auch für stärkere Thyristoren auf. (Der Zündstrom muß – hier nicht gezeichnet – ebenso wie bei Glimmlampen durch geeignete Maßnahmen begrenzt werden, z. B. Vorwiderstand in der Thyristor-Gate-Zuleitung.) Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist gleich der zur Thyristorfunktion (Bild 2.24a) erläuterten, in diesem Fall wird lediglich der Basisstromeinsatz nicht von außen über eine Gate-Leitung, sondern innerhalb der Kombina-

tion selbst über ZD erreicht (ähnlich arbeiten auch Vierschichtdioden). Diese Zündhilfskombination hat den Vorteil, daß sie sich 1polig in die Thyristor-Gate-Leitung einschalten läßt und keine Hilfsspannung benötigt – sie wird also sinngemäß wie die Glimmlampe Gl in der Schaltung nach Bild 2.26 eingesetzt. In dieser Form trifft man die Zündhilfsschaltung häufig; bei den im Buch vorhandenen Schaltungsbeschreibungen wird sie mehrfach verwendet und dort nicht mehr gesondert erläutert. Der in Bild 2.27e eingezeichnete Widerstand R ist nur bei Germaniumtransistoren für T2 erforderlich und dient zur Reststromkompensation, falls die Kombination bereits unterhalb der Z-Diodenspannung zündet. Sein Wert wird experimentell bestimmt und soll möglichst hoch sein. Diese Schaltung kann auch als Ersatz für Vierschichtdioden oder ähnliche Triggerhilfen (UJT-Transistoren) benutzt werden.

Thyristoren für niedrige Betriebsspannungen (100 V und weniger) erhält man für Amateurzwecke bereits recht preiswert, Typen für höhere Spannungen – also gerade solche für Anwendungen in netzgespeisten Schaltungen – sind jedoch meist erheblich kostspieliger. Deshalb wird noch eine Schaltung beschrieben, die die Serienschaltung zweier Thyristoren mit niedrigerer Sperr-

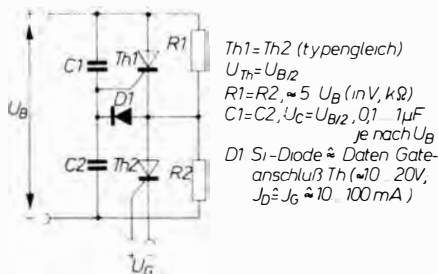


Bild 2.28
Serienschaltung zweier Thyristoren für Betrieb bei höheren Spannungen

spannung ermöglicht und auf diese Weise in manchen Fällen die Verwendung gerade vorhandener oder preisgünstiger Thyristortypen gestattet (Bild 2.28). Die Problematik der Serienschaltung von 2 Thyristoren ähnelt der bei Serienschaltung zweier Siliziumgleichrichterdioden. Zunächst muß für den Sperrzustand für gleichmäßige Aufteilung der Sperrspannung über beide Thyristoren gesorgt werden, was mit den Widerständen R_1 , R_2 geschieht. Ein zusätzliches Problem besteht in der Zündung beider Thyristoren von einem gemeinsamen Steuerimpuls aus (der bei U_G anzulegen ist). Zunächst steht über Th1 und Th2 und damit auch über C1 und C2 jeweils die halbe Betriebsspannung. U_B darf also das Doppelte der Sperrspannung eines Thyristors betragen; für 220-V-Netzanwendungen ($U_{\max} = 310 \text{ V}$) genügen dann bereits Thyristoren für je 160 V Sperrspannung (jedoch für den vollen vorgesehenen Laststrom). Der bei U_G angelegte Steuerimpuls zündet zunächst nur Th2. Dadurch tritt über Th2 Katode-Anode und Th1 Katode-Gate an C1 die volle Betriebsspannung auf. Der damit einset-

zende Ladestrom für C1 zündet auch Th1, noch bevor die Spannung an C1 wesentlich steigt. C2 dient zur kapazitiven Symmetrierung dieser Anordnung, da andernfalls beim Anlegen von U_B kurzzeitig während des Aufladens von C1 die volle Betriebsspannung über Th2 stände. D1 ermöglicht den Ladungsausgleich der Kondensatoren nach Löschen der Thyristoren durch Abschalten von U_B , ohne dabei die Steuerstrecke von Th1 in Sperrrichtung zu beanspruchen. Diese Diode wird nur mit wenigen Volt Sperrspannung und maximal etwa mit dem Thyristorsteuerstrom belastet und ist deshalb unkritisch. Da die Steuerspannung U_G in diesem Fall ebenso wie beim einzelnen Thyristor 1polig an Katode (entsprechend Minuspol Lastkreis) liegt, läßt sich die Kombination nach Bild 2.28 in vielen Fällen – z. B. in vielen Schaltungen dieses Buches – an Stelle eines Einzelthyristors mit der doppelten Sperrspannung verwenden. Ein gewisser Nachteil besteht in der gegenüber dem Einzelthyristor doppelt so hohen Durchlaßspannung, die hier 3 bis 4 V betragen kann.

TEIL II

Bauanleitungen und Schaltungsvorschläge

3. **Lichtelektronische Anwendungen** **Lichtgeber und Lichtempfänger**

Entsprechend der Zielsetzung des Buches kann nur auf die Schaltungstechnik eingegangen werden. Gerade bei lichtelektronischen Verfahren hat aber die optische Ausführung der Anlage entscheidende Bedeutung. Sie ist deshalb in [56] eingehend behandelt, zumal es dafür sehr vielfältige Einsatzmöglichkeiten gibt.

3.1. **Dämmerungsschalter**

3.1.1. **Universell verwendbarer einfacher Dämmerungsschalter**

Der in Bild 3.1 gezeigte Dämmerungsschalter kann zum Einschalten von Schaulenfenster-, Reklame-, Wohnraum- und Betriebsbeleuchtungen sowie im Kraft-

fahrzeug zum Einschalten des Parklichts bei nachlassendem Tageslicht benutzt werden. In Verbindung mit einer künstlichen Lichtquelle eignet er sich auch als einfache Lichtschranke für Zähl- und Sicherungszwecke oder zum Auslösen beliebiger anderer Schaltvorgänge. Als Lichtempfänger wird ein Kadmiumsulfid-Fotowiderstand FW benutzt. Bild 3.1a zeigt die Schaltung. An Stelle des Fotowiderstands kann ohne Änderung auch ein Fototransistor oder eine Fotodiode verwendet werden. Nimmt man ein Selenfotoelement – beispielsweise nach der in Teil I gegebenen Anleitung selbst hergestellt –, dann erfolgt dessen Anschaltung so, wie in Bild 3.1b dargestellt. Der 20-k Ω -Vorwiderstand entfällt in diesem Fall.

Sobald Licht auf den Fotowiderstand FW fällt, erhält Transistor T1 Basisstrom.

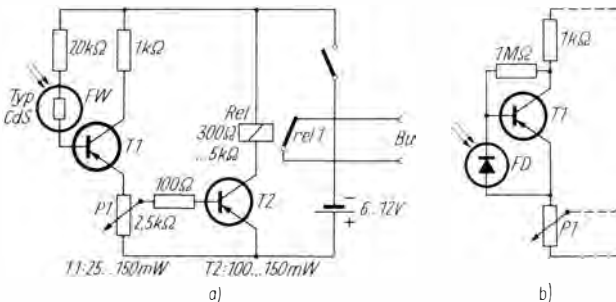


Bild 3.1 Schaltung eines einfachen Dämmerungsschalters (a). An Stelle des Fotowiderstands FW kann auch eine Fotodiode als veränderlicher Widerstand benutzt werden. Wird die Fotodiode als Spannungsquelle benutzt, so erfolgt Anordnung nach b, ebenso wird ein Selenfotoelement angeschaltet. Bei Verwendung von npn-Siliziumtransistoren Batterie und FD umpolen

Der dadurch hervorgerufene Kollektorstrom fließt zusammen mit dem Basisstrom über den Emitter und Regler P1 ab. Mit P1 läßt sich die Ansprechempfindlichkeit (der Schwellwert) des Geräts der jeweils vorhandenen Lichtstärke anpassen. Der Regler wird einmalig so eingestellt, daß das Gerät bei der gewünschten Helligkeit schaltet. Der bei P1 abgegriffene Spannungsanteil gelangt zur Basis von T2. Durch Lichteinfall auf FW wird T1 angesteuert und demzufolge auch T2. Sein Kollektorstrom bringt Relais Rel zum Ziehen. Das Relais ist daher stets so lange angezogen, wie Licht auf FW fällt. Bei Unterschreiten einer bestimmten mit P1 in weiten Grenzen wählbaren Mindesthelligkeit reicht der Kollektorstrom von T2 nicht mehr aus, das Relais zu halten. Dann schließt Relaiskontakt rel 1, und der an die Buchsen Bu angeschlossene Verbraucher wird eingeschaltet. Für das Relais eignen sich übliche Postrelais oder ähnliche Ausführungen, deren Widerstand in den angegebenen Grenzen liegt und die bei der jeweils benutzten Batteriespannung (die zwischen 6 bis 12 V betragen kann) sicher anziehen. Günstig sind Relais, die bereits mit etwa $\frac{1}{2}$ bis $\frac{2}{3}$ der Betriebsspannung ziehen (z. B. 6-V-Relais, bei 12 V Betriebsspannung). Sollen Starkstromverbraucher über Bu geschaltet werden, dann müssen die Relaiskontakte hinsichtlich Isolation und Belastung dafür ausgelegt sein. Bei Verwendung des Geräts als Parklichtautomatik im Kraftfahrzeug schaltet rel 1 das Parklicht ein. Die Betriebsspannung wird dann mit aus der Wagenbatterie entnommen. Den Fotowiderstand FW ordnet man in diesem Fall so hinter der Windschutzscheibe an, daß er schräg nach oben »blickt« und weder vom eigenen Parklicht noch von den Scheinwerfern entgegenkommender Fahrzeuge angestrahlt werden kann – andernfalls würde das Parklicht dann jedesmal ver-

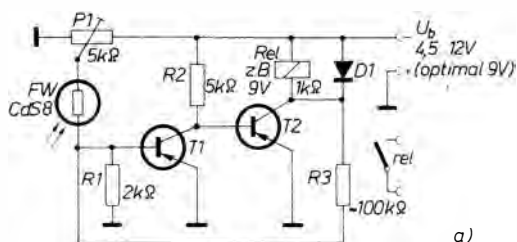
löschen! Die übrige Schaltung findet hinter dem Armaturenbrett an geeigneter Stelle Platz, wobei zu beachten ist, daß die Transistoren nicht vom Motorraum her erwärmt werden dürfen. [56] bringt dazu weitere Hinweise.

Übliche Relais haben stets eine Differenz zwischen Anzug- und Abfallstrom, d. h., sie fallen bei geringer Stromstärke ab, ziehen aber erst bei merklich höherem Strom wieder an. Das hat in diesem Fall den Vorteil, daß bei Erreichen der Schwellwerthelligkeit ohne besondere Vorkehrungen ein »Flattern« der Automatik vermieden wird, wenn die Lichtintensität zu diesem Zeitpunkt (etwa durch Wolkenbewegung, durch nahe vorbeigehende Personen usw.) geringfügig schwankt. Das einmal abgefallene Relais zieht erst bei merklich gesteigerter Lichtintensität wieder an.

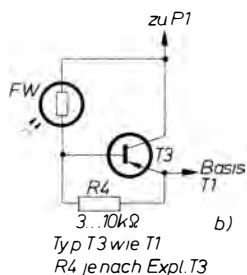
Die Wahl der Transistortypen ist dabei weitgehend unkritisch. T1 soll nach Möglichkeit geringen Reststrom haben, falls eine niedrige Schwellwertlichtstärke gefordert wird oder mit größeren Temperaturschwankungen zu rechnen ist. Die Stromverstärkung β beider Transistoren darf nicht zu gering sein – je höher der β -Wert, desto geringere Lichtstärken genügen zur Auslösung. Im allgemeinen wird die volle mögliche Empfindlichkeit jedoch nicht benötigt. Diese Schaltung kann auch mit Siliziumtransistoren aufgebaut werden.

3.1.2. Dämmerungsschalter mit Stromtrigger

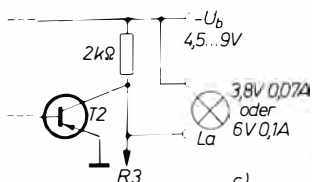
Eine andere Schaltungsvariante, die bei langsamen Lichtänderungen schlagartig umschaltet und in ihren Eigenschaften damit der in Abschnitt 3.3.1. beschriebenen Schaltung nahekommt, zeigt Bild 3.2a. Fotowiderstand FW (für den ohne sonstige Schaltungsänderung auch eine Fotodiode, z. B. GP-Typenreihe benutzt werden kann,



a)
 $T1, T2: \text{Ge-pnp } \approx 100 \text{ mW}; \beta \approx 90, J_{ce0} \approx 400 \mu\text{A}$
 (auch: Si-npn SF 121 o.ä.; $\beta \approx 120$, dann $D1, U_b$ umpolen)
 $D1$: beliebiger Typ $\approx 15 \text{ V}, \approx 0,1 \text{ A}$
 $R3$: Wert je nach Daten $T1, T2$



b)
 Typ T3 wie T1
 $R4$ je nach Expl. T3



c)

Bild 3.2
 Dämmerungsschalter mit Stromtrigger; a – Schaltung, b, c – zusätzliche Varianten

die Schaltung wird dann aber wegen des temperaturabhängigen Reststroms der Fotodiode weniger zuverlässig) und Empfindlichkeitseinsteller P1 entsprechen der Schaltung im vorigen Abschnitt. Das Prinzip des hier angewendeten Stromtriggers ist im Abschnitt 8.2.5. näher erläutert. Das Relais Rel ist im Gegensatz zur vorangehend beschriebenen Schaltung bei Lichteinfall auf FW abgefallen und zieht bei Lichtunterbrechung an. Da die Schwellwerte der Lichthelligkeit für Anzug und Abfall des Relais bei dieser Schaltung nur wenig differieren (die Differenz hängt u.a. von den Exemplardaten der Transistoren etwas ab), reagiert das Gerät in Nähe der mit P1 eingestellten Empfindlichkeitsschwelle schon auf geringe Helligkeitsunterschiede, was oft von Vorteil ist. Wird dies nicht gewünscht – z.B. bei der Anwendung als Parklichtautomatik im Kraft-

fahrzeug –, läßt sich eine Ansprechverzögerung erreichen, indem man zwischen Kollektor und Basis von T1 einen Elektrolytkondensator (einige Mikrofarad, Wert nach Bedarf erproben, Minuspol 'zum Kollektor) anschließt. Die Schaltung wird damit zu einem abgewandelten Miller-Integrator ergänzt (Abschn. 8.2.6.) und reagiert träger. Für die Anwendung im Kraftfahrzeug ist dies unerlässlich [56]. Das Relais benötigt aber auch mit dieser Ergänzung – beim Stromtrigger also in jedem Fall – die Paralleldiode D1 (Bild 3.2a), da T2 schlagartig schaltet.

Die Schaltung arbeitet optimal mit etwa 9 V – dafür gelten die im Bild angegebenen Richtwerte –, kann aber durch geringe Wertänderungen (Rel, R2, R3) auch für andere Spannungen von 4,5 bis 12 V, gegebenenfalls bis 24 V (je nach zulässiger Kollektorsperrspannung der benutzten

Transistoren) ausgelegt werden. Rückkopplungswiderstand R_3 ist abhängig von R_{el} , R_2 und den Transistordaten, er muß deshalb nach Versuch ermittelt werden (eventuell kleiner Einstellregler), so daß das Relais etwa in P-1-Mittelstellung bei Helligkeitsänderung auf FW sicher schaltet. Ein eventuell vorgesehener Integrationskondensator an T1 wird erst danach eingefügt, er beeinflusst den Wert von R_3 nicht.

Selen-Flächenelemente sind für diese Schaltung nicht geeignet. Je nach β -Wert T1, T2 kann u.U. die Empfindlichkeit nicht ausreichend sein, falls FW bereits bei geringen Helligkeiten schalten soll. Man kann dann für FW statt der üblichen Kleinausführungen (Typen *CdS6*, *CdS8*) den Typ *CdS19* nehmen oder auch eine Empfindlichkeitssteigerung nach Bild 3.2b bewirken. T3 bewirkt jetzt eine Verstärkung des FW-Stroms, so daß für FW bereits Kleintypen wie *CdS6*, *CdS8* auch bei schwachem Dämmerlicht ausreichen. Die Teilschaltung nach Bild 3.2b wird statt FW in die Schaltung entsprechend Bild 3.2a eingefügt. R_4 dient der Reststromverringern von T3 und ist nicht sehr kritisch. Bei Verwendung von Siliziumtransistoren entfällt R_4 . In diesem Fall (npn-Si-Transistor-Ausführung) kann für die Schaltung nach Bild 3.2b eventuell ein Selenfotoelement verwendet werden – darüber entscheidet der Versuch –, das dann an Stelle R_4 anzuschließen ist (sein Pluspol zur Basis T3). FW muß dann durch einen Widerstand (Größenordnung 1 bis 5 M Ω) ersetzt werden, dessen Wert von T3 abhängt und ausprobiert wird.

Die Stromtriggerschaltung arbeitet auch bei Wertänderungen ihres Ausgangswiderstands (Kollektorwiderstand T2) in weiten Grenzen. Deshalb kann diese Schaltung außer für Relaisbetrieb auch für andere Zwecke benutzt werden. Bild 3.2c verdeutlicht das. Statt R_{el} wird jetzt ein

Kollektorwiderstand eingefügt, parallel zu diesem kann der einzuschaltende Verbraucher angeschlossen werden (Maximalkollektorstrom von T2 beachten). Auf diese Weise ist z.B. direkte Einschaltung einer Kfz.-Parkbeleuchtung (bei La) ohne Verwendung eines Relais möglich. Die Schaltung wird dann entsprechend der Kfz.-Bordnetzspannung ausgelegt. Auch Verbraucher mit schwankender Stromaufnahme können bei La angeschlossen werden; es läßt sich hier – z.B. für Signalzwecke – die komplette Blinkschaltung nach Bild 8.9 anschließen. Dieser Dämmerungsschalter ist daher insgesamt sehr variabel anwendbar. Er läßt sich ebenfalls mit npn-Si-Transistoren aufbauen (beide Varianten sind etwa gleichwertig), wenn D1, die Betriebsspannung und (wenn an T1 vorhanden) etwaige Elektrolytkondensatoren umgepolt werden. Stromversorgung aus dem im nächsten Abschnitt beschriebenen oder einem ähnlichen Netzteil ist ebenfalls möglich.

Eine Möglichkeit für elektronische Selbsthaltung bei der Stromtriggerschaltung zeigt Abschnitt 3.3.1. (Bild 3.5 und Bild 3.6).

3.2. Lichtschranke für Zählung und Auslösung mit Netzanschluß

Der im vorigen Abschnitt beschriebene Dämmerungsschalter kann vorteilhaft auch für Stückgut- oder Personenzählung sowie für bleibende Auslösung beliebiger Vorgänge verwendet werden [56]. In letzterem Fall ist – etwa für Alarmanlagen – eine Selbsthaltung erforderlich; das einmal abgefallene Relais darf bei Wiedereinfall des Lichtes nicht wieder anziehen. In dieser Form kann die Anlage beispielsweise als »Schutzgitter« an einer Bandsäge eingesetzt werden. Sie setzt dort den Maschi-

3.3. Erweiterte Lichtschranken

3.3.1. Hochwertige Lichtschranken mit Schwellwertschaltung und elektronischer Selbsthaltung für sehr schnelle bzw. langsame Lichtänderungen

Die unter 3.1. und 3.2. beschriebenen Lichtschranken haben den (nur bei Dämmerungsschaltern erwünschten!) Nachteil, daß zwischen der für Relaisanzug und Relaisabfall erforderlichen Lichtstärke eine geringe, aber merkliche Differenz besteht. Bei der Selbsthaltungsschaltung nach Bild 3.3 muß man außerdem mit der mechanischen Trägheit des Relais rechnen. Ist die Lichtunterbrechung so kurz, daß das Relais nicht genügend Zeit zum Abfallen hat (diese Zeit kann bei üblichen Postrelais zwischen 0,02 und 0,2 s liegen), so reagiert das Gerät nicht. Die Schaltung nach Bild 3.4 vermeidet diese Nachteile weitgehend. Der von FW bei Lichteinfall gelieferte Strom wird mit T1 verstärkt. P1 ist wieder der Schwellwertregler (Einstellung je nach vorhandener Lichtstärke). Wegen des relativ hochohmigen Kollektorwiderstands steht bei Lichteinfall am Punkt A nur sehr ge-

ringe Spannung. Bei ausbleibendem Licht steigt diese beträchtlich an. Transistoren T2 und T3 bilden einen *Schmitt-Trigger* (näheres zu dieser in der Elektronik häufig benutzten Grundschialtung in Abschn. 8.2.2.). Solange an Punkt A keine oder nur geringe negative Spannung auftritt, ist T2 gesperrt, T3 durchgesteuert, da dieser Transistor über die Widerstände 3 k Ω und Basisspannungsteiler 20 k Ω /10 k Ω Basisstrom erhält. Der Emittterstrom von T3 erzeugt am 200- Ω -Widerstand einen Spannungsabfall, wodurch der Emittter von T2 negativer wird als die Basis und T2 zuverlässig sperrt. Steigt nun die Spannung an Punkt A über den Wert des Spannungsabfalls am 200- Ω -Widerstand zuzüglich der Basischwellschwelle von T2, dann öffnet T2, und sein Kollektorstrom bewirkt am 3-k Ω -Widerstand einen Spannungsabfall, wodurch der Basis- und damit der Emittterstrom von T3 schwächer wird. Dies ergibt verringerten Spannungsabfall am 200- Ω -Widerstand, womit der Emittter von T2 positiver und der Basisstrom von T2 demzufolge stärker wird – T2 öffnet weiter. Die Schaltung klappt schlagartig um in den zweiten Betriebszustand: T2 geöffnet, T3 gesperrt. Nun erzeugt der Emittterstrom von T2 am 200- Ω -Widerstand einen Spannungsabfall,

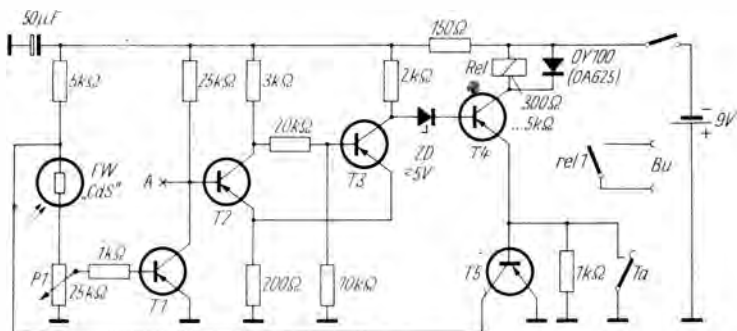


Bild 3.4 Lichtschranke mit Schwellwertschaltung und elektronischer Selbsthaltung. T1 – 25...150 mW, $I_{\text{ceo}} \leq 100 \mu\text{A}$, $\beta \geq 50$; T2/T3 – 25...150 mW, $I_{\text{ceo}} \leq 200 \mu\text{A}$, $\beta \geq 50$; T4/T5 – 100...150 mW, $I_{\text{ceo}} \leq 200 \mu\text{A}$, $\beta \geq 30$

der den Emitter von T3 »hochlegt«, so daß dieser negativer als die Basis von T3 wird. Damit ist T3 zuverlässig gesperrt. Beide Transistoren arbeiten also als Schalter, wobei stets einer voll durchgesteuert und der andere gesperrt ist. Bereits bei geringen und langsam verlaufenden Spannungsänderungen bei A »klappt« die Schaltung von einem in den anderen Betriebszustand. Die Spannungswerte für die Umschaltung liegen an Punkt A wenige Zehntel Volt auseinander, so daß sie bei geringsten Lichtstärkeänderungen zuverlässig umschaltet.

Bei Lichteinfall auf FW wird T1 durchgesteuert, bei A liegt also nur geringe Spannung an. T2 ist daher gesperrt und T3 durchgesteuert. Am Kollektor von T3 steht infolge des vom Kollektorstrom bedingten Spannungsabfalls am 2-k Ω -Kollektorwiderstand nur eine geringe Restspannung in der Größenordnung um 1 V. Bei Umschaltung – T3 gesperrt – liegt hier jedoch fast die volle Betriebsspannung an. Die Restspannung erklärt sich aus der Kollektorknie-spannung von T3 und dem sich dazu addierenden Spannungsabfall am 200- Ω -Widerstand. Der nachgeschaltete Transistor T4 betätigt als Schaltertransistor das Relais Rel. Rel ist bei Lichteinfall abgefallen und zieht bei Lichtunterbrechung an. Über Bu kann mit Relaiskontakt rel 1 der jeweilige Auslösevorgang vorgenommen werden. Rel ist wegen der beim Trigger schlagartig erfolgenden Umschaltung mit Schutzdiode gegen Abschaltinduktionsspitzen zu versehen; sonst wäre T4 gefährdet. Damit die beidurchgesteuerten T3 an dessen Kollektor stehende Restspannung nicht bereits eine teilweise Durchsteuerung des Transistors T4 bewirkt, ist der Basis von T4 eine Z-Diode ZD vorgeschaltet, deren Z-Spannung etwa den halben Wert der Betriebsspannung – höchstens aber 6 V – haben soll (für etwas höhere Z-Spannungen muß bei T4 ein Transistor mit höherem β -Wert benutzt

werden). Die Kollektorrestspannung an T3 liegt unter dem Wert der Z-Spannung, so daß die Diode sperrt. Sperrt nun T3, dann steigt dessen Kollektorspannung über den Wert der Z-Spannung, die Z-Diode wird durchlässig, und T4 erhält einen kräftigen Basisstrom. Diese Restspannung der *Schmitt*-Trigger-Schaltung und ihre Unterdrückung mit Z-Diode sind für diese Anwendung des Triggers typisch.

T5 bewirkt rein elektronisch die Selbsthaltung; dadurch umgeht man die Relais-trägheit. T5 wird stets zusammen mit T4 von dessen Emitterstrom durchgesteuert und schließt dann die Betriebsspannung für FW kurz, so daß FW bei erneutem Lichteinfall keinen ausreichenden Basisstrom für T1 mehr liefert. Wiedereinschaltung erfolgt durch Sperren von T5, indem dessen Basis mit Ta kurzgeschlossen wird. Der zu Ta parallelliegende 1-k Ω -Widerstand bewirkt bei gesperrtem T4 ein Absenken des Kollektorreststroms I_{ceo} von T5, dessen Temperaturabhängigkeit sich sonst in Betriebs-spannungsänderung für FW und damit Fehlauflösung bei Temperaturschwankungen auswirken würde. Da die Triggerschaltung eine extrem kurze Ansprechzeit hat (prinzipiell ermöglicht ein *Schmitt*-Trigger einige 100 000 Umschaltungen je Sekunde!), erfolgen schon bei kürzester Lichtunterbrechung Umlappen des Triggers und Abschaltung von FW durch T5. Das Relais selbst zieht also auch bei größerer Ansprechträgheit an, wenn in-zwischen der Lichtstrahl wieder einfällt.

Da die Spannungswerte bei A für An- und Abschalten des Relais nur sehr wenig differieren, reagiert die Anlage auch bei langsamer und geringfügiger Lichtstärke-änderung stets mit schlagartiger Auslösung. Die Widerstandswerte der Triggerschaltung sind etwas von den Exemplardaten der Transistoren abhängig. Bei abweichenden Transistordaten wird man eventuell

nach Versuch einige Werte ändern müssen. Vorteilhaft sind für T1, T2 und T3 hohe β -Werte (erforderliche Mindestdaten für β und I_{ce0} siehe Bild 3.4). Wenn Ta als Schalter ausgebildet oder auf die Selbsthaltung ganz verzichtet wird (T5 entfällt dann, Emitter T4 an Masse), eignet sich diese Lichtschranke sehr gut für die Auslösung von Fotokameras z. B. in der Tierfotografie (Fotofalle) [56]. Der Kamera-Magnetauslöser wird dann bei Bu angeschlossen.

Eine Netzstromversorgung ist auch hier möglich und kann wie bei der Schaltung nach Bild 3.3 erfolgen; der 50- μ F-Elektrolytkondensator muß dann auf 500 μ F vergrößert werden.

Eine elektronische Selbsthaltung, deren Ansprechzeit weit unter der des Relais liegt, ist auch bei der in Abschnitt 3.1.2. beschriebenen Stromtriggerschaltung möglich. Der Stromtrigger selbst wirkt bereits – wie beschrieben – als Schwellwertschalter und hat in diesem Fall die gleiche Aufgabe wie der zuvor erwähnte *Schmitt*-Trigger. Eine Selbsthaltung läßt sich relativ einfach erreichen, indem die Betriebsspannung für FW nicht mehr direkt am Minuspol, sondern am Kollektor T2 abgegriffen wird (Bild 3.5). FW liegt damit im Rückkopplungskreis des Triggers. Sobald das auf FW treffende Licht unterbrochen wird, sperrt T1, T2 öffnet, und am Kollektor T2 ist dadurch

keine Spannung mehr vorhanden. Dadurch setzt auch der Stromfluß über FW ganz aus bzw. sinkt so weit ab, daß auch bei Lichtwiederkehr keine Rückschaltung mehr erfolgen kann. Die Wiedereinschaltung (Abfallen des Relais) wird mit Taste Ta vorgenommen. Ein Nachteil dieser Variante ist, daß sich die Empfindlichkeit nicht gesondert einstellen läßt. Die Empfindlichkeit wird jetzt mit R3 im normalen Betriebszustand bei der für FW vorgesehenen Helligkeit eingestellt. Dieser Einstellwiderstand erfüllt nun primär die Funktion der Empfindlichkeitsregelung. Da die Triggerfunktion aber nur innerhalb eines gewissen Bereichs von R3 gewährleistet ist, muß man gegebenenfalls je nach vorgesehener Helligkeit auf FW einen Grobabbgleich durch Erproben des Werts für R1 vornehmen, um mit R3 einen befriedigenden Einstellbereich zu erzielen. R5 ist unkritisch. Im übrigen entspricht die Schaltung (auch bezüglich der im Bild fehlenden Halbleiterdaten usw.) dem Bild 3.2a. Beim Anschlußpunkt A kann hier wie auch bei den vorangegangenen und nachstehend beschriebenen Schaltungen eine zusätzliche Blockierung (Abschn. 3.3.2.) angeschlossen werden.

Eine elegantere Möglichkeit für die elektronische Selbsthaltung bei der Stromtriggerschaltung ergibt sich, wenn vom Ausgang zugleich die für Lichtschranken ohne-

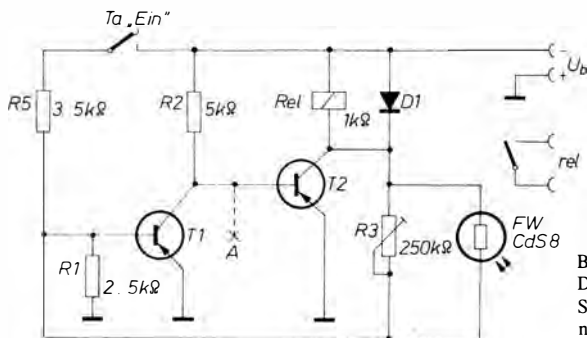


Bild 3.5
Dämmerungsschalter nach dem Stromtriggerprinzip mit elektronischer Selbsthaltung

3.3.2. Alarmlichtschranke mit Personenkennung

Die in Abschnitt 3.3.1. beschriebene Lichtschranke nach Bild 3.4 läßt sich – bei Verwendung als Einbruchssicherung u.ä. – vorteilhaft erweitern und mit einer »Freund-Feind-Kennung« versehen. Die Anlage löst dann nur bei Unterbrechung des Lichtstrahls durch Unbefugte aus. Befugte Personen können den Lichtstrahl unterbrechen, ohne daß die Anlage reagiert. Dies wird dadurch bewirkt, daß diese Personen einen kleinen magnetischen Frequenzgeber bei sich tragen, der bei Annäherung die Anlage blockiert. Der entsprechende Streufeldgeber ist in Abschnitt 6.2. beschrieben, der zugehörige Induktivempfänger entspricht genau dem unter Abschnitt 6.3. beschriebenen Garagentür-Fernbedienungsempfänger. Es sei deshalb auf diese Beschreibungen verwiesen und nur die Ankopplung des Induktivempfängers an die Lichtschranke nach Bild 3.4 gezeigt. In dem bei 6.3. beschriebenen Induktionsschleifenempfänger befindet sich Transistor T4, der jeweils bei Annäherung des Streufeldgebers durchgesteuert ist – also stets dann, wenn der Induktivempfänger ein Signal aufnimmt. Bild 3.7 deutet an, wie

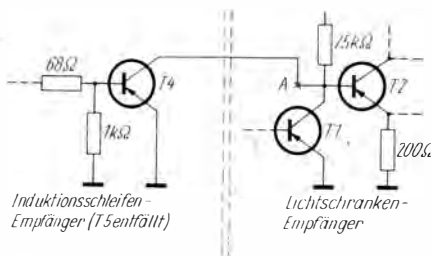


Bild 3.7

Zur Verbindung des Lichtschrankenempfängers nach Bild 3.4 mit dem Induktivschleifen-Empfänger nach Bild 6.5. Die Kombination ergibt eine Lichtschranke mit »Freund-Feind-Kennung«

man die Schaltung dieses Empfängers mit der Schaltung der Lichtschranke nach Bild 3.4 koppelt. In der bei Abschnitt 6.3. gezeigten Schaltung des Empfängers (Bild 6.5) entfällt der Transistor T5. Der Kollektor von T4 des Induktivempfängers wird an Punkt A (Bild 3.4) angeschlossen. Sobald nun der Induktivempfänger ein Signal aufnimmt (was dann der Fall ist, wenn sich eine Person der Lichtschranke nähert, die den zugehörigen Geber bei sich trägt), wird T4 durchgesteuert und das Potential an Punkt A auch dann niedriggehalten, wenn der Lichtstrahl jetzt bei FW eine Unterbrechung erfährt. Zwar wird T1 nicht mehr durchgesteuert, der durchgesteuerte T4 verhindert aber die Auslösung des *Schnitt-Triggers*. Fehlt das Signal beim Induktivempfänger, so ist dessen T4 gesperrt, und die Lichtschranke arbeitet normal. Ein nunmehr ausgelöster Alarm kann in diesem Fall entweder, wie beschrieben, mit Ta (Bild 3.4) gelöscht werden, oder er wird automatisch bei Annäherung der den Signalgeber tragenden Person wieder gelöscht, weil dann T4 des Induktivempfängers für den Spannungsabfall bei Punkt A (Bild 3.4 und Bild 3.7) und Rückschaltung des Triggers mit Sperrung von T5 (Bild 3.4) sorgt. Die Schaltungen mit Stromtrigger (Bild 3.5 und Bild 3.6) lassen sich ebenso funktionell ergänzen, wenn dort Punkt A mit Kollektor T4 entsprechend Bild 3.7 (linke Bildhälfte) bzw. Bild 6.5 verbunden wird. Da der Induktivempfänger (unter 6.3. beschrieben) selektiv – d.h. nur auf eine bestimmte Frequenz ansprechend – arbeitet, ist es möglich, auch mehrere gleichartige Anlagen für verschiedene Frequenzen auszulegen: Zum Beispiel kann man in Instituten, Dokumentationszentren u.ä. mehrere Räume so sichern, daß jeder nur von der dafür zuständigen Person bzw. in deren Gegenwart von Dritten betreten werden kann.

3.3.3. Richtungsempfindliche Lichtschranke

Für Stückgutkontrollen, Personenzählungen und ähnliche Aufgaben ist oft eine Lichtschranke nützlich, die nur auf Objekte anspricht, die in eine vorgegebene Richtung passieren (z. B. können am Eingang einer Ausstellung auf diese Weise die eintretenden Personen von den durch den Eingang heraustretenden unterschieden werden). Bild 3.8 zeigt eine entsprechende Schaltung (a) und die optische Anordnung dafür (b). Dabei sind 2 Fotowiderstände FW1 und FW2 – je nach örtlichen Gegebenheiten und Aufgabenstellung sowie Objektgeschwindigkeit – im allgemeinen unmittelbar nebeneinander bzw. in nur wenigen Zentimetern Abstand montiert, die von einer gemeinsamen Schrankenlampe angestrahlt werden. Die Schaltung reagiert nur, wenn FW1 vor FW2 abge-

dunkelt wird, jedoch nicht, wenn FW2 vor FW1 abgedeckt wird. Die zeitliche Differenz zwischen dem Abdunkeln beider FW braucht dabei nur wenige Zehntel Millisekunden zu betragen, so daß auch bei schnellbewegten Objekten und geringem FW-Abstand noch sichere Funktion gewährleistet ist. Die Schaltung läßt sich in dieser einfachen Form nur mit npn-Si-Transistoren (Epitaxialtypen mit niedriger Kollektorsättigungsspannung sind zu bevorzugen) realisieren. Die Funktion: Zunächst seien C und Kontakt rel nicht vorhanden (D2 schützt die Basis T1 vor negativen Sperrspannungen und kann entfallen, wenn auf C verzichtet wird). FW1 ist normalerweise beleuchtet, T1 somit durchgesteuert, T2 gesperrt, Rel abgefallen. Da FW2 ebenfalls beleuchtet wird, bleibt auch T4 geöffnet, T3 gesperrt. Durchquert nun ein Objekt den Lichtstrahl in Ansprechrichtung, so dunkelt zunächst

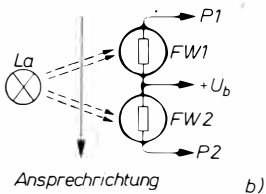
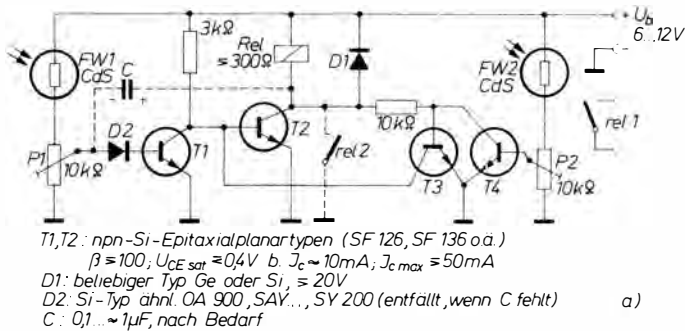


Bild 3.8 Richtungsempfindliche Lichtschranke; a – Schaltung, b – optische Anordnung

FW1 ab, T1 wird gesperrt, T2 durch den Spannungsanstieg am Kollektor T 1 geöffnet, Rel zieht. Zugleich fällt damit die Spannung am Kollektor T2 bis nahe 0, so daß T3, T4 keine Basis- und Kollektorspannung mehr bekommen. Das unmittelbar folgende Abdunkeln von FW2 und Sperren von T4 bleibt daher wirkungslos.

In umgekehrter Richtung dunkelt zunächst FW2 ab, während FW1 noch T1 geöffnet hält. Durch Sperren von T4 erhält T3 nunmehr Basisspannung, steuert durch und schließt damit die Basis T2 gegen Masse kurz, so daß T2 – wenn unmittelbar darauf auch FW1 abdunkelt und T1 sperrt – nicht mehr angesteuert werden kann. Das Relais kann daher nicht ziehen.

Die gegenseitige Blockierung hängt im wesentlichen von der Schaltgeschwindigkeit der Transistoren ab und erfolgt daher wesentlich schneller, als das Relais selbst anziehen kann. Deshalb lassen sich FW1, FW2 dicht nebeneinander anordnen. Wichtig für die Funktion ist, daß die Kollektorrestspannung der jeweils durchgesteuerten Transistoren unter 0,5 V (der Basis-schwellenspannung der Si-Transistoren) liegt, um zuverlässige Blockierung zu erreichen. Die Empfindlichkeitseinstellung mit P1 und P2 läßt sich am exaktesten vornehmen, indem die (mit hochohmigem Instrument zu messende) Kollektor-Emitter-Spannung von T1 bzw. T4 auf 0,35 bis 0,4 V bei beleuchtetem FW (Achtung – bei T4 liegt sie auch bei völlig falscher Einstellung nicht über 0,5 bis 0,6 V!) bzw. provisorisch nach Versuch auf sicheres Ansprechen eingestellt wird. Im übrigen enthält [60] weitere Hinweise zur Auswahl geeigneter Typen für derartige Schaltungen mit Amateurmitteln.

Die Relais-Anzugszeit entspricht der Abdunkelungsdauer von FW1 und hängt damit vom Objektdurchgang ab. Das kann bei schnellen Objekten zu sehr kurzen

Relais-Anzugszeiten bzw. zu nicht ausreichendem Anziehen von Rel und seiner Folgeeinrichtungen (Zählwerke sind mitunter relativ träge) führen. Für den Einsatz als Sicherungsschranke sieht man dann wieder eine Selbsthaltung vor, die sich z. B. mittels Relaiskontakt rel verwirklichen läßt. Auch schneller reagierende elektronische Lösungen sind möglich (z. B. könnte FW1 statt an $+U_b$ an Kollektor T2 angeschlossen werden). Durch eine Selbsthaltung wird der Einsatz als Zähl-schranke unmöglich. Für derartige Fälle kann bei schnellbewegten Objekten, die FW1 nur sehr kurz abdunkeln, eine einfache Impulsverlängerung notwendig sein (die Objekte dürfen dann nicht gar zu schnell aufeinander folgen; die Impulszeit ist daher nach Anwendungsfall zu bemessen). Das erreicht man durch Einfügen des Kondensators C, womit die Schaltung die Eigenschaften eines monostabilen Multivibrators (s. Abschn. 8.1.2.) bekommt. Die Ansprechgeschwindigkeit der Schranke wird dadurch kaum beeinflusst, die Relais-Abfallzeit nach Ansprechen jedoch verlängert, so daß nun auch bei sehr kurzer Lichtunterbrechung sicheres Arbeiten von Rel und seinen Folgeeinrichtungen gewährleistet ist. C wird nach Versuch bemessen und kann für längere Verzögerungszeiten ein (reststromarmer) Elektrolytkondensator sein. Richtwerte sind im Bild angegeben.

3.4. Einfache akustische Lichtanzeigeräte

Die beschriebenen Schaltungen erfordern wenig Materialaufwand, und es sind keine mechanisch bewegten Teile wie Relais u. ä. enthalten. Bild 3.9 zeigt einen im Gegentakt arbeitenden Tongenerator, dessen Leistung unmittelbar zur Speisung eines Lautsprechers ausreicht. Als Übertrager wird der bekannte Empfänger-Kleinübertrager

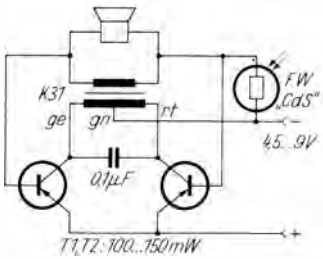


Bild 3.9

Einfaches akustisches Lichtnachweisgerät mit 2 Transistoren. Höheres β erfordert Widerstand vor FW (J_c -Begrenzung). Verwendung von npn-Siliziumtransistoren ist ebenfalls möglich (Batterie für npn-Typen umpolen)

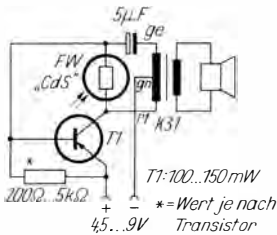


Bild 3.10

Einfaches akustisches Lichtnachweisgerät mit 1 Transistor. Nicht für npn-Silizium-Typen geeignet

K31 benutzt. An die Transistoren sind keinerlei besondere Anforderungen zu stellen – bis auf die Mindestbelastbarkeit von 100mW. Höhere β -Werte ergeben allerdings etwas größere Lichtempfindlichkeit, jedoch sprach das Mustergerät des Verfassers mit 2 Basteltransistoren mit einem β von 13 bereits bei schwachem Tageslicht an.

Die Transistoren haben, solange auf den Fotowiderstand FW (andere Lichtempfänger eignen sich kaum dafür) kein Licht fällt, keine Basisvorspannung; der Generator schwingt daher nicht an. Sollte bei höheren β -Werten doch schon bei Dunkelheit ein Toneinsatz erfolgen, so kann von der Basis eines der Transistoren gegen Plus ein Wider-

stand von einigen hundert Ohm (Wert erproben, nicht geringer als für Tonaussetzen bei Dunkelheit notwendig) geschaltet werden. Sobald Licht auf FW fällt, schwingt der Generator an, wobei Tonhöhe und Lautstärke in weiten Grenzen von der Lichtstärke abhängen. Als Lautsprecher eignet sich jeder impedanzmäßig einigermaßen zum K31 passende Typ (3 bis 8 Ω). Die Schaltung kann auch mit dem K21-Übertrager o.ä. aufgebaut werden. Der 0,1- μ F-Kondensator hat Einfluß auf Tonhöhe und Toncharakter; bedarfsweise wählt man ihn etwas größer oder kleiner.

Bei gleichem Effekt etwas einfacher, allerdings auch leistungsschwächer, ist die Generatorschaltung nach Bild 3.10. Es gilt sinngemäß das bereits Gesagte. Auch diese Schaltung schwingt an, sobald Licht auf FW fällt. Der mit * bezeichnete Widerstand ist je nach Transistor und Übertrager (auch hier kann der K21 benutzt werden) so zu bemessen, daß bei Dunkelheit kein Ton erzeugt wird. Fehlt er oder ist sein Wert zu hoch, so kann in größeren Abständen periodisches Knacken auftreten.

Anwendungsmöglichkeit für beide Schaltungen: Kontrolle von Räumen auf Licht (Einschalten der Beleuchtung durch Dritte oder Feuermeldung). Soll der erzeugte Ton nicht über Lautsprecher, sondern über andere Geräte (etwa vorhandene Verstärkerranlage) wiedergegeben werden, so muß die Sekundärseite des Übertragers in beiden Schaltungen mit einem Widerstand im Wert der Lautsprecherimpedanz abgeschlossen werden, zu ihm parallel nimmt man dann die Tonspannung ab.

3.5. Wechsellichtschranke

Übliche Lichtschranken arbeiten mit konstantem Licht. Hierbei stört oft ihre Empfindlichkeit gegenüber Fremdlicht so-

wie wegen der notwendigen Gleichstromverstärkung häufig auch die Temperaturabhängigkeit der Halbleiterbauelemente. Beides läßt sich umgehen, wenn mit Licht gearbeitet wird, das seine Helligkeit periodisch wechselt (Flacker- oder Flimmerlicht). Es gelingt dann auch nicht mehr, eine solche Lichtschranke durch künstliches Einstrahlen von Fremdlicht (Taschenlampe) unwirksam zu machen [56]. Die folgenden Schaltungen zeigen eine solche Anlage.

3.5.1. Lichtgeber

Man benutzt für die Wechsellichtschranke eine Lampe, deren Helligkeit mit bestimmter Frequenz schwankt. Mit Rücksicht auf die Wärmeträgheit des Glühfadens wird die Frequenz zu 20 bis 25 Hz gewählt. Bild 3.11 zeigt eine Multivibratorschaltung, die als Blinklichtgeberschaltung inzwischen allgemein bekannt ist und unter 3.7.2.1. noch näher behandelt wird. T1 und T2 arbeiten als Multivibrator; die über die Elektrolytkondensatoren verkoppelten Transistoren schalten sich periodisch gegenseitig ein und aus. Die frequenzbestimmenden Bauelemente sind so gewählt, daß sich eine Frequenz von etwa 25 Hz ergibt. Von T2 wird der Lampenschalttransistor T3 angesteuert, der die Lampe in diesem Rhythmus ein- und ausschaltet. Wegen der Wärmeträgheit der Lampe kommt es dabei nicht zu ihrem vollständigen Verlöschen, sondern zu einer kräftigen Helligkeitsmodulation (dieses »Flimmern« ist mit dem Auge nicht erkennbar). Die Lampe La erhält dadurch, daß sie jeweils $\frac{1}{50}$ s an- und abgeschaltet ist, nur die halbe effektive Leistung und »brennt« daher merklich dunkler als bei direktem Anschluß an die Stromquelle. Dies ist günstig für den Modulationsvorgang; außerdem wird die volle Lampen-

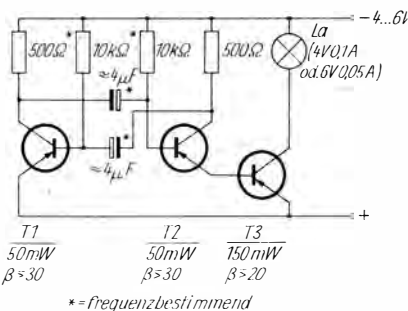


Bild 3.11
Multivibrator als Flimmerlichtgeber für Wechsellichtschranken

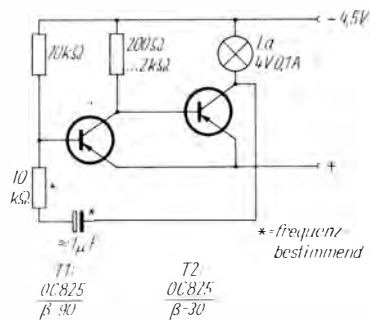


Bild 3.12
Vereinfachter Multivibrator als Flimmerlichtgeber. T1, T2: Ge- oder Si-Typen ≥ 150 mW

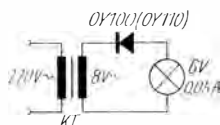


Bild 3.13
Flimmerlichtgeber mit Netzanschluß. Germanium- oder Siliziumdiode 0,1 ... 1 A

helligkeit auch bei größeren Lichtweglängen (einigen Metern) praktisch nie benötigt, da am Lichtempfänger im allgemeinen immer eine Lichtbündelung mit Sammellinse erfolgt. Sind doch einmal größere Helligkeiten erforderlich, so kann der Lampentyp 3,8 V/0,07 A bei 6 V Betriebsspannung benutzt werden. Stärkere als

die hier und in Bild 3.11 angegebenen Lampen sollte man mit Rücksicht auf den maximal zulässigen Kollektorstrom von T3 nicht benutzen.

Eine etwas einfachere, aber in der Erst-erprobung kritischere Schaltung zeigt Bild 3.12. Es handelt sich um die vereinfachte Sonderform eines Blinklicht-Multivibrators. Als Lampe eignet sich dafür auch der Typ 3,8 V/0,07 A gut. Alle Widerstandswerte sind jedoch sehr stark von den jeweiligen Transistorexemplardaten abhängig, insbesondere vom β -Wert. Die in Bild 3.12 angegebene Dimensionierung gilt anhaltsweise für die dort genannten β -Werte, mit denen das Mustergerät erprobt wurde. Zur Erprobung der Werte – die bis zum Verhältnis 1:10 abweichen können! – wählt man den Kondensator zunächst mit 10 bis 25 μF , so daß sich ein gut erkennbares Blinken ergibt. Arbeitet die Schaltung in dieser Weise einwandfrei, dann wird der Kondensator so weit verkleinert, daß man eben noch kein Flimmern der Lampe mehr erkennt, ihre Helligkeit aber nicht merklich zunimmt. Sind die Werte einmal festgelegt (dazu eignen sich wegen ihrer kritischen Bemessung kleine Einstellregler gut, die dann durch gleich große Festwiderstände ersetzt werden), so arbeitet die Schaltung betriebssicher.

Eine einfache, für manche Zwecke schon völlig ausreichende Variante zum Erreichen des notwendigen Flimmerlichts zeigt Bild 3.13. Die Lampe wird über den Klingeltransformator KT und einen Gleichrichter aus dem Netz gespeist. Da der Gleichrichter jeweils eine Halbwelle sperrt, erhält die Lampe nur in der anderen Halbwelle Strom. Diese Schaltung bewährt sich besonders bei stationären netzgespeisten Anlagen, während sich die Schaltungen nach Bild 3.11 und Bild 3.12 vor allem für transportable oder netzunabhängige Anlagen eignen [56] (Einbruchsicherungen müssen

netzunabhängig sein, sonst sind sie sinnlos!). Die Schaltungen nach Bild 3.11 und Bild 3.12 können auch mit npn-Siliziumtransistoren aufgebaut werden (Elektrolytkondensatoren und Batterie dann umpolen).

3.5.2. Lichtempfänger

Die Schaltung des zugehörigen Empfängers für die Wechsellichtschranke zeigt Bild 3.14. Als lichtempfindliches Organ dient ein Fototransistor (s. dazu Abschnitt 2.2.4.3.). Angesichts der relativ niedrigen Lichtfrequenz können bei etwas verringerter Empfindlichkeit auch Fotowiderstände verwendet werden. Sie bieten in diesem Fall jedoch kaum einen Vorteil, da die Temperaturabhängigkeit des Fototransistors hier nicht stört. P1 ist wiederum der Empfindlichkeitsregler, mit dem die Anpassung auf die vorhandene Lichthelligkeit erfolgt. An ihm wird lediglich der Wechselspannungsanteil des Fotostroms – also eine NF-Spannung der im Geber erzeugten Frequenz – ausgekoppelt und in einem 2stufigen NF-Verstärker (T1, T2, der keine Besonderheiten aufweist) nachverstärkt. Die Basiswiderstände dieser Transistoren werden je nach ihrem β so bemessen, daß die Kollektorspannung etwa der halben Betriebsspannung entspricht ($U_c \approx 0,5 \cdot U_B$). Sie sind relativ unkritisch. Näheres zu NF-Verstärkern siehe u.a. in [1], [7], [15], für npn-Siliziumtransistoren auch [60]. Bemerkenswert sind dabei lediglich die parallel zu Basis und Emitter liegenden 0,1- μF -Kondensatoren, die Frequenzen oberhalb einiger hundert Hertz unterdrücken, wodurch der Verstärker unempfindlich gegen fremde Störspannungen, Rauschen des Fototransistors usw., wird. Da relativ sehr niedrige Frequenzen verstärkt werden sollen, sind die Koppeldondensatoren mit je 25 μF unge-
wohnt groß bemessen.

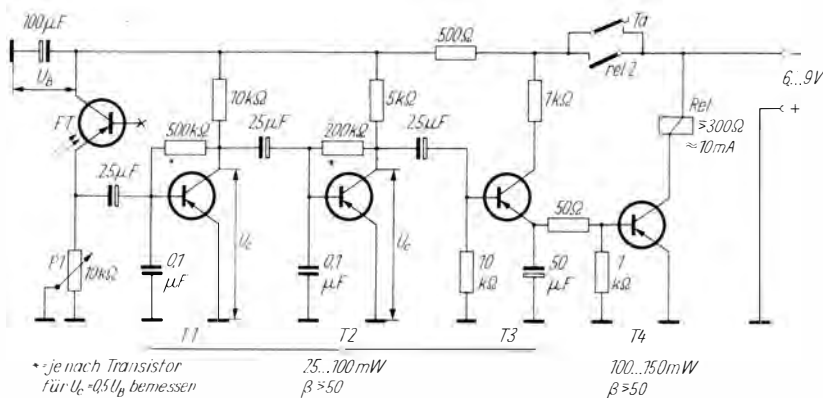


Bild 3.14 Wechsellichtempfänger für die Wechsellichtschränke. Schaltbeispiel für Germaniumtransistoren. Bei Verwendung von Siliziumtransistoren kann die Schaltung gegebenenfalls etwas vereinfacht werden. Beispiel dafür u. a. in [60]

Nach T2 folgt eine gleichrichtende Kollektorstufe. T3 ist bei fehlender NF-Spannung gesperrt, sein Emittorkondensator $50 \mu\text{F}$ daher spannungslos. Sobald NF-Spannung eintrifft, erfolgt ihre Gleichrichtung an der Basis-Emitter-Strecke von T3; der dabei in T3 einsetzende Kollektorstrom lädt den Emittorkondensator auf. Dessen Spannung steuert T4 – den Relaischalttransistor – durch. Rel ist daher stets so lange gezogen, wie auf FT modulierte Licht auftrifft; auf konstantes Licht reagiert Rel nicht. Eine Selbsthaltung – für Alarmzwecke u. ä. – wird einfach dadurch erreicht, daß das bei Lichtunterbrechung abfallende Relais Rel mit rel2 den NF-Verstärker abschaltet und nicht wieder anziehen kann, weil T4 zu diesem Zeitpunkt nicht mehr durchgesteuert wird. Löschung des Alarms mit Handtaste Ta. Ein nicht gezeichneter Relaiskontakt rel1 schaltet das jeweils auszulösende Gerät (Alarmhupe o. ä.). Damit ausreichende Verstärkung gewährleistet ist, müssen T1, T2 und T3 ausreichend großes β aufweisen. Der NF-Verstärker kann ohne

weiteres auch 3stufig aufgebaut werden (zusätzliche Stufe, geschaltet wie bei T2, zwischen T1 und T2 eingefügt), dann sind für T1, T2 und den zusätzlichen Transistor bereits Exemplare mit geringem β -Wert ausreichend. Gegenüber Umwelteinflüssen verhält sich diese Anlage außerordentlich stabil und eignet sich daher besonders für Anwendungen bei stark schwankenden Temperaturen (im Freien). Zu beachten ist nur, daß auf FT kein fremdes, modulierte Licht trifft. Besonders kritisch sind in dieser Hinsicht die am Wechselstromnetz betriebenen Leuchtstofflampen, die – ebenso wie in geringerem Maße alle am Wechselstromnetz betriebenen Glühlampen – ein Flimmerlicht mit der Frequenz 100 Hz abgeben. Abhilfe schafft hier eine Sammelinse vor FT, in deren Brennpunkt – Abbildung der zugehörigen Schrankenlampe – FT sitzt, und seitliche Lichtabschirmung von FT. Näheres dazu in [56]. Dann kann die Anlage auch bei starker Raumbeleuchtung noch über mehrere Meter Schrankenlänge betrieben werden.

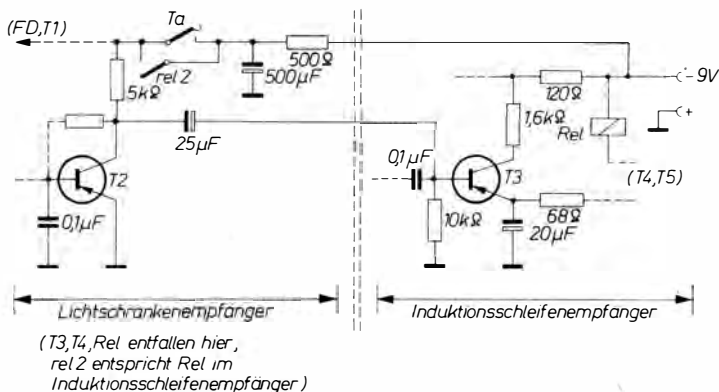


Bild 3.15 Zur Personenerkennung für die Wechsellichtschranke. Der Schaltungsauszug links entspricht Bild 3.14, rechts der Trennlinie entspricht Bild 6.5

3.5.3. Personenerkennung für die Wechsellichtschranke

Ähnlich wie unter 3.3.2. bereits beschrieben, läßt sich auch für die Wechsellichtschranke eine induktive Personenerkennung realisieren. Bild 3.15 zeigt diese Ergänzung. Der Wechsellichtempfänger nach Bild 3.14 wird jetzt nur bis zur Verstärkerstufe T2 aufgebaut, die danach folgenden Stufen T3, T4 und Rel entsprechend Bild 3.14 entfallen. Ab T2 (diese Stufe ist in Bild 3.15 links dargestellt) wird die Schaltung mit dem – vollständig aufzubauenden – Induktionsschleifenempfänger (Bild 6.5) kombiniert, wie in Bild 3.15 rechts wiedergegeben. Sein Relais wird nun normalerweise durch die Lichtstrahl-Modulations-NF ständig gezogen gehalten und übernimmt die Aufgaben des Rel entsprechend Bild 3.14 u. a. also auch die Selbsthaltung (rel2). Bei Durchqueren des Lichtstrahls durch befugte Personen wird das Lichtmodulationssignal an der Basis T3 dann durch das vom Induktionsempfänger kommende NF-Signal des Streufeldgebers ersetzt. Das Zusammenwirken beider Schaltungen ist also etwas anders als in der Schaltung nach

Bild 3.7, die praktische Wirkung jedoch die gleiche.

3.6. Lichtblitzpistole

Die beschriebene Lichtblitzpistole kann als ungefährliche »Schußwaffe« nicht nur für amüsante Unterhaltungsspiele, sondern auch als wertvolles Trainingsgerät für den Sportschützen dienen. Beim Abdrücken der Pistole (oder des Gewehrs) erfolgt ein »Schuß« in Form eines kurzen Lichtblitzes. Die Zielscheibe enthält im Zentrum einen Lichtempfänger, der auf diesen Blitz anspricht und den Treffer registriert, falls richtig gezielt wurde. Damit ausreichende Schußpräzision erreicht wird, empfiehlt sich eine besonders gute Bündelung des Lichtblitzes am Schußinstrument (Geber). Dafür eignet sich ein Taschenlampen-Hohlspiegel besser als eine Sammellinse, die merklich geringere Lichtausbeute ergibt. Zielseitig wird der Lichtempfänger etwas vertieft hinter der Scheibe angeordnet, um Fremdlicht abzuschatten, jedoch sollte man ihn nicht zu weit zurücksetzen; auch ist eine Lichtbündelung wie bei Licht-

schränken keineswegs sinnvoll, weil in beiden Fällen der Lichtblitz den Lichtempfänger nicht erreicht, wenn der Schütze das Zentrum zwar trifft, aber aus seitlicher Richtung auf die Scheibe schießt. Weitere ähnliche Geräte sind in [57] beschrieben.

3.6.1. Lichtblitzgeber

Die Schaltung des Lichtblitzgebers ist einfach (Bild 3.16). Über einen Vorwiderstand wird der 1000- μ F-Elektrolytkondensator (eventuell aus Parallelschaltung mehrerer Elektrolytkondensatoren kombinie-

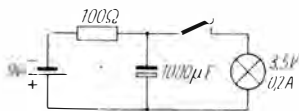


Bild 3.16
Lichtblitzgeber für die Lichtblitzpistole

ren) auf 9 V aufgeladen; als Batterie eignet sich für nicht allzu große Schußzahlen schon eine 9-V-Transistorbatterie, sonst werden 3-V-Stabbatterien o.ä. benutzt. Der Schal-

ter ist als Drucktaste mit dem Abzug der Pistole kombiniert. Beim Durchziehen des Abzugs wird der Kondensator über die Lampe entladen, die dadurch kurzzeitig aufblitzt. Der angegebene Lampentyp ergibt einen ausreichend kräftigen Lichtblitz, wobei die Lampe wegen ihrer thermischen Trägheit nicht überlastet wird. Nach Loslassen des Abzugs lädt sich der Kondensator erneut auf. Der Vorwiderstand verhindert »Dauerlicht« bei gedrücktem Abzug und damit scheinbar gute Trefferergebnisse, falls der Schütze versucht, das Ziel mit dem Lichtstrahl zu »suchen«.

3.6.2. Lichtblitzempfänger

Den zugehörigen Lichtblitzempfänger zeigt Bild 3.17. Sobald der Lichtblitz auf den Fotowiderstand FW (auch Verwendung eines Selenfotoelements möglich, das dann sinngemäß wie bei Bild 3.1b anzuschalten ist) trifft, wird T1 kurzzeitig leitend und gibt auf P1 einen negativen Spannungsimpuls ab (Empfindlichkeitsregler, kann evtl. durch Festwiderstand

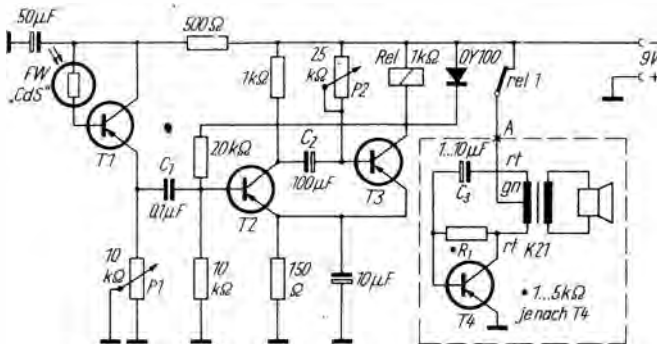


Bild 3.17 Lichtempfänger mit monostabilem Multivibrator als Zeitverzögerungsglied für die Lichtblitzpistole. Trefferanzeige erfolgt akustisch mit Tongenerator und Lautsprecher. Bei A können statt des Tongenerators auch andere Trefferanzeiger angeschlossen werden, z. B. Lichtsignal oder Modellbetätigungsmagnet (T1 – 25...100 mW, $I_{ceo} < 500 \mu$ A, $\beta \geq 100$; T2/T3 – 50...150 mW, $I_{ceo} < 500 \mu$ A, $\beta \geq 50$; T4 – 150...400 mW)

ersetzt werden). Der Spannungsimpuls gelangt über C1 auf den Eingang eines monostabilen Multivibrators, der als Zeitverzögerungsglied wirkt (zu dieser Grundschaltung Näheres in Abschnitt 8.1.2.). Diese Zeitverzögerung ist notwendig, um trotz des kurzen Lichtblitzes eine ausreichend lange Trefferanzeige zu erhalten. Normalerweise ist T3 über P2 durchgesteuert, seine Kollektorspannung und die Basisspannung von T2 sind daher sehr gering. Durch Spannungsabfall am 150- Ω -Widerstand wird der Emitter von T2 negativer als seine Basis, so daß T2 sperrt. Relais Rel ist ständig gezogen. Sobald über C1 der negative Auslöseimpuls eintrifft, wird T2 leitend, sein Kollektorpotential sinkt ab, was über C2 eine sofortige Sperrung von T3 bewirkt. Rel fällt ab, rel schließt: die Trefferanzeige erfolgt. Durch Sperrung von T3 steigt seine Kollektorspannung und damit die Spannung an der Basis von T2, so daß T2 auch nach Abklingen des über C1 eingetroffenen Auslöseimpulses leitend bleibt. Über P2 lädt sich nunmehr C2 allmählich auf. Bei fortschreitender Ladung wird das Basispotential von T3 etwas negativer als dessen Emitterpotential (dieser ist durch den von T2 verursachten Spannungsabfall am 150- Ω -Widerstand leicht negativ gegen Masse), dann öffnet T3 wieder, das Basispotential von T2 sinkt ab, T2 sperrt, und der dadurch verursachte Spannungsanstieg am Kollektor von T2 führt sofort zur vollen Öffnung von T3. Die Schaltung befindet sich damit wieder im Ruhezustand, Rel ist wieder gezogen. Der monostabile Multivibrator kippt also stets bei Eintreffen eines kurzen negativen Impulses über C1 in seine labile Stellung und nach Ablauf einer mit C2 und P2 in weiten Grenzen regelbaren Zeit wieder zurück. Mit der angegebenen Dimensionierung lassen sich Verzögerungszeiten bis etwa 2 s erreichen, mit größerem Wert für

C2 auch längere Zeiten. Die Trefferanzeige erfolgt beliebig. Bei A kann eine Anzeigelampe angeschlossen sein oder auch – falls an Stelle der Zielscheibe auf ein Zielmodell (Figur) geschossen wird – ein Elektromagnet, der diese Zielfigur in geeigneter Weise zum Umfallen bringt [57]. In Bild 3.17 ist im punktierten Rahmen ein einfacher Transistorsummer skizziert, der jeden erzielten Treffer für die mit P2 einstellbare Zeitdauer über einen Lautsprecher akustisch anzeigt. Mit C3 kann die Tonhöhe nach Bedarf bestimmt werden; R1 wird so bemessen, daß der Summer sicher anschwingt, bei A aber höchstens 0,1 A Stromaufnahme erfolgt. Wird beispielsweise die gesamte Schaltung in einem Spielzeugbären untergebracht, so kann dieser bei jedem Treffer zornig brummen.

Für größere Schußentfernungen reichen eventuell die Lichtenergie und der über C1 eingekoppelte Auslöseimpuls nicht mehr aus. Man benutzt dann für T1 ein Exemplar mit möglichst hohem β -Wert oder schaltet für T1 2 Transistoren zu einem Tandemtransistor (Kollektoren zusammen, Emitter des 1. an Basis des 2. Transistors, Basis des 1. an FW, Emitter des 2. an P1/C1, Kollektoren wie bei T1 nach Bild 3.17). Beide β -Werte multiplizieren sich dann; allerdings wächst auch der Reststrom des »Tandemtransistors« um den Faktor $I_{ce01}\beta_2$, was in diesem Fall aber noch tragbar ist. Vergleiche dazu als Beispiel Bild 8.16b, dort sind T1, T2 als Tandem geschaltet. Diese Tandemschaltung ist nur bei Germaniumtransistoren sinnvoll, für Silizium-Typen hat sie Nachteile, was in [60] näher begründet wird.

3.7. Blinklichtgeber

Blinklichtgeber haben inzwischen vielseitige Anwendung gefunden, einmal in der Signaltechnik (Beispiel: Warnblink-

lampen an Eisenbahnübergängen), zum anderen können fast alle Halbleiter-Blinklichtgeber an Stelle der Lampen mit Relais ausgestattet und dann als Taktzeitgeber für viele Zwecke benutzt werden. Eingehende Beschreibung hierzu sowie zu Fragen der Lampenwahl, Optik, Lichtfarben usw. in [56].

3.7.1. Glimmlampenblinkschaltungen

Mit Glimmlampen lassen sich sehr einfache Blinkschaltungen für Kontroll- und Signalzwecke aller Art aufbauen.

Bild 3.18 zeigt die einfachste Form einer Glimmlampenblinkschaltung. Beim Anlegen der Spannung wird zunächst Kondensator C über Widerstand R aufgeladen. Sobald die Spannung an C den Wert der Glimmlampenzündspannung erreicht hat, zündet Gl . Wegen des nach Zündung stark abfallenden Innenwiderstands von Gl wird C daraufhin stoßartig über Gl entladen, wobei Gl kurz aufblitzt. Sobald C bis zum Wert der Löschspannung von Gl entladen ist, verlöscht Gl , und über R wird C erneut bis zur Zündspannung aufgeladen. Die Spannung an C hat annähernd die Form eines Sägezahnimpulses, dessen Amplitude der Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung der Glimmlampe entspricht. Die Blinkzeit ergibt sich u. a. aus den Werten für R und C ; mit der angegebenen Dimensionierung liegt sie größenordnungsmäßig bei 1 bis 10 s. Bei regelbarem R kann die Blinkperiodendauer eingestellt werden. Für Gl eignen sich alle üblichen Kleinglimmlampen, jedoch darf Gl keinen im Sockel eingebauten Vorwiderstand haben. (Aus den in Teil I, Abschnitt 2.1.2., genannten Gründen ist bei Kontrollglimmlampen der notwendige Vorwiderstand zur Strombegrenzung oft in ihren Sockel eingebaut; diese Lampen sind für elektronische Schaltungen meist un-

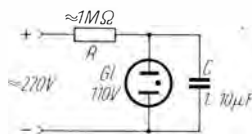


Bild 3.18
Einfache Glimmlampenblinkschaltung

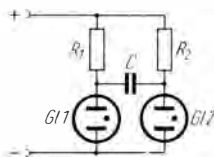


Bild 3.19
Glimmlampenblinkschaltung für Wechselblinklicht. $Gl1$ und $Gl2$ leuchten abwechselnd auf

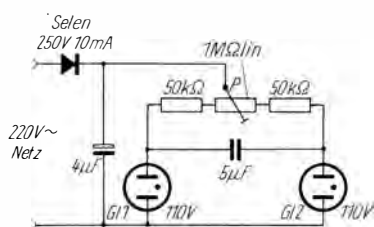


Bild 3.20
Vollständige Schaltung eines Glimmlampenwechselblinkers für Netzbetrieb. P regelt das Leuchtzeitverhältnis beider Lampen

geeignet!) Ideal für Bastelzwecke: die kleinen billigen Prüfstift-Röhrchenglimmlampen.

Bild 3.19 zeigt eine Kombination zweier Glimmlampenschaltungen nach Bild 3.18. Die Glimmlampen $Gl1$ und $Gl2$ sollen abwechselnd aufblinken. Beispielsweise habe $Gl1$ gerade gezündet; über $R2$ und ihren Innenwiderstand wird nun C aufgeladen, bis die Zündspannung für $Gl2$ erreicht ist. Dann zündet $Gl2$, wobei $Gl1$ verlischt. C wird jetzt über $R1$ und $Gl2$ mit umgekehrter Polarität aufgeladen, bis die Zündspannung für $Gl1$ wieder erreicht ist, wobei nunmehr $Gl2$ verlischt usw. – Werte ähn-

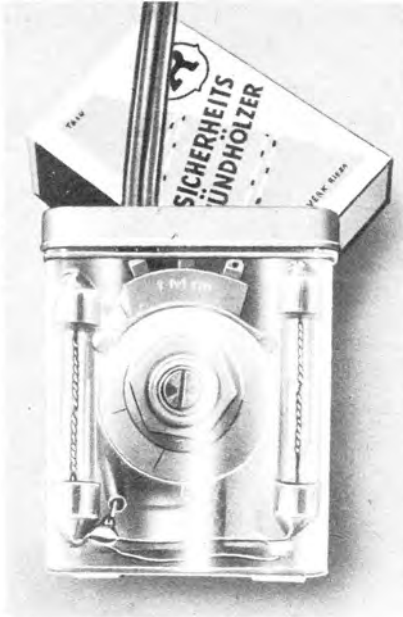


Bild 3.21

Ein Glimmlampenwechselblikner mit Netzgleichrichter nach der Schaltung Bild 3.20. Beidseits des Einstellreglers sind die Stabglimmlampen sichtbar. Hinter diesen liegt der Netzgleichrichter. Durch den Deckel des Gehäuses (durchsichtige Kunststoffdose) ist das Netzkabel geführt

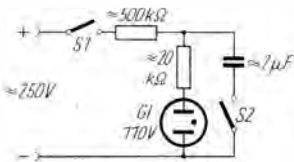


Bild 3.22

Glimmlampe mit 2 Kontrollfunktionen. Beim Schließen von S1 tritt Dauerlicht auf. Wird zusätzlich S2 geschlossen, so gibt G1 Blinklicht ab

lich wie bei Schaltung Bild 3.18 wählen. Die Schaltung nach Bild 3.19 kann für einen Glimmlampenwechselblikner mit regelbarem Tastverhältnis (Leuchtzeitverhältnis

beider Lampen) erweitert werden (Bild 3.20). Die beiden Hälften des Tastverhältnisreglers P entsprechen den Widerständen R1 und R2 in Bild 3.19, die 50-kΩ-Widerstände verhüten Lampenüberlastung bei Erreichen der Regler-Endstellung von P. Mit P kann dann erreicht werden, daß eine der beiden Lampen überwiegend leuchtet und nur periodisch kurz verlöscht, daß die andere in diesen Momenten kurz aufblinkt oder umgekehrt (Entsprechendes läßt sich durch verschieden große Bemessung von R1 und R2 nach Schaltung Bild 3.19 erreichen). Bild 3.20 zeigt gleichzeitig eine einfache Stromversorgung, mit der die ganze Einrichtung am Wechselstromnetz betrieben werden kann. Der 5-μF-Kondensator muß entweder ein Becherkondensator oder ein bipolarer Elektrolytkondensator sein, da an ihm die Spannung in beiden Polaritäten abwechselnd auftritt. Im Mustergerät (Bild 3.21) wurden dafür 2 übliche Elektrolytkondensatoren je 10 μF gegenpolig in Serie geschaltet (Minuspole verbunden, Pluspole zu G1 bzw. G2).

Bild 3.22 zeigt eine Möglichkeit, normale Kontrollampen zusätzlich blinken zu lassen. Bei elektronischen Geräten oder in der Amateurfunkstation kann eine nach Bild 3.18 geschaltete Kontrollampe wesentlich dazu beitragen, den Bedienenden zu entlasten, indem er auf bestimmte Vorgänge aufmerksam gemacht wird. Bei Verwendung eines abschaltbaren Kondensators erhält die Lampe 2 Anzeigefunktionen. Schalter S1 und S2 (Bild 3.22) können mit den Anlagenschaltern, die man kontrollieren will, gekoppelt sein. Wird S1 (z. B. Netzschalter) geschlossen, so leuchtet G1 zunächst normal auf. Schließt man später S2, so kommt die Blinkschaltung nach Bild 3.18 zustande. Der 20-kΩ-Serienwiderstand zu G1, nach Versuch zu bemessen, bewirkt eine Verlängerung der Leuchtdauer beim Aufblinken von G1.

3.7.2. Transistorblinkgeber

3.7.2.1. Die Transistorblinkboje

Transistorblinklichtgeber lassen sich mit Lampe und Batterie zu einer kompakten Einheit zusammenbauen und, falls erforderlich, auch wasser- und wetterfest gestalten. Solche Blinkzeichengeber haben, wenn sie so eingestellt sind, daß die Lampe in größeren Abständen kurz aufleuchtet, relativ geringen Batteriestromverbrauch (bei erloschener Lampe ist die Stromaufnahme sehr gering). Sie werden z. B. in der Fischerei zum Kennzeichnen von Netzen oder Fangplätzen eingesetzt. Sie können auch bei Nacht zur Markierung von Geländepunkten oder – bei Verwendung von Relais an Stelle der Lampe – allgemein als Taktgeber dienen. Wegen dieser sehr weitreichenden Anwendungsmöglichkeiten soll am Beispiel eines Blinklichtgebers mit einer Lampe die grundsätzliche Dimensionierung dieser Schaltung mit den Mitteln des Amateurs betrachtet werden. Bild 3.23 zeigt die Schaltung, die ausnahmsweise nicht dimensioniert ist. Diese Dimensionierung wird je nach Anwendungsfall folgendermaßen vorgenommen:

Man geht aus von der zu schaltenden Last (Relais oder Lampe La). Transistor T3 schaltet deren Stromverbrauch als Kollektorstrom I_{c3} . Dieser Wert muß gleich oder kleiner sein als der maximal für T3 zulässige Kollektorstrom. Die erforderliche Spannung U_b ergibt sich aus den Anforderungen der zu schaltenden Last, hat also in diesem Fall genau der Lampenspannung zu entsprechen bzw. mit Rücksicht auf die bei 0,1 bis 0,5 V liegende Transistorrestspannung im offenen Zustand um diesen Betrag größer zu sein. Im Sperrzustand liegt am Kollektor T3 diese Spannung U_b . Die maximal zulässige Kollektorsperrspannung für T3 und die übrigen von der gleich-

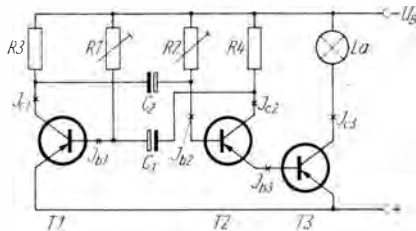


Bild 3.23

Astabiler Multivibrator als Blinklichtgeber. Auch mit npn-Silizium-Typen ausführbar (U_b und Elektrolytkondensatoren dann umpolen)

chen Spannung gespeisten Transistoren muß also gleich oder größer als U_b sein. Damit sind $I_{c3 \max}$ und $U_{c \max}$ für T3 bekannt. Aus den Typenlisten sucht man nun einen entsprechenden Transistor aus. Falls bei La eine Lampe betrieben wird, ist deren Einschaltstromstoß zu bedenken. Bekanntlich liegt dieser (da der Glühfaden von La beim Einschalten noch kalt ist und geringen Widerstand hat) beträchtlich über dem Strom der brennenden Lampe. Für I_{c3} muß daher ein höherer Wert als der Lampenstrom angesetzt werden. Für die im Amateurbetrieb auftretenden Aufgaben kann innerhalb der Grenzen, die durch die für den Amateur erhältlichen Transistoren gegeben sind, als Faustformel bei Lampenströmen bis 0,1 A für I_{c3} der 2fache Wert des Lampenstroms, bei höheren Lampenströmen sicherheitshalber der 3fache angesetzt werden. Für den Lampentyp 6 V/0,05 A wäre I_{c3} mit 0,1 A einzusetzen. Dieser Strom wird von einem Transistor der 150-mW-Typenreihe laut Datenblatt noch vertragen. Soll eine Lampe 6,3 V/0,3 A geschaltet werden, so wäre I_{c3} mit 0,9 A anzusetzen. Die Datenblätter zeigen, daß jetzt für T3 bereits ein 1-W-Transistor ($I_{c \max} = 1 \text{ A}$) erforderlich wird. Die Sperrspannung zu berücksichtigen ist erst dann erforderlich, wenn für U_b etwa 12 bis 14 V überschritten werden; bis zu dieser Span-

nung sind alle in Frage kommenden Transistortypen zugelassen. (Bei Verwendung von npn-Siliziumtransistoren ist deren geringe zulässige Basissperrspannung zu beachten – häufig $< 5\text{ V}$ –, man schützt diese Typen, falls $U_B > 5\text{ V}$, durch je 1 Siliziumdiode in Serie mit der Basiszuleitung von T1 und T2; Diodenkathode zur Basis.) Für das bei T3 benutzte Exemplar muß dessen β -Wert bekannt sein. Ein Zahlenbeispiel soll das verdeutlichen:

Für La wird eine Lampe $6\text{ V}/0,05\text{ A}$ benutzt. Nach dem Gesagten bedingt das für I_{c3} den Wert $0,1\text{ A}$ und für T3 einen 150-mW -Typ. Für T1, T2 und T3 werden beispielsweise Exemplare mit einem $\beta = 50$ benutzt. Um bei I_{c3} einen Strom von $0,1\text{ A}$ zu erhalten, benötigt T3 einen Basisstrom $I_{b3} = 2\text{ mA}$ ($I_c = I_b \cdot \beta$!). (Da im Kollektorkreis von T3 nach Einschalten und aufgeheizter Lampe nicht mehr als $0,05\text{ A}$ fließen können, ist gleichzeitig die »Schalterbedingung« nach Abschnitt 2.2.2.2., Teil I, erfüllt, d. h., der Transistor T3 wird mit Sicherheit in Sättigung betrieben.) I_{b3} wird als Emitterstrom von T2 geliefert und kann näherungsweise gleich seinem Kollektorstrom I_{c2} gesetzt werden. Erforderlich ist also bei durchgesteuertem T2 ein $I_{c2} = 2\text{ mA}$. Diesen Strom bestimmt R4, dessen Wert sich nach dem Ohmschen Gesetz ergibt, wobei für den Strom I_{c2} und für die Spannung nicht U_B , sondern ein um etwa $0,5$ bis 1 V geringerer Betrag angenommen wird. Damit sind Basisschwellspannung von T3 sowie Kollektorknie-spannung von T2 berücksichtigt. I_{c2} erzeugt ja an der Kollektor-Emitter-Strecke T2 und Basis-Emitter-Strecke T3 einen Spannungsabfall, der für R4 verlorengeht. R4 errechnet sich daher mit genügender Genauigkeit zu $R4 = \frac{U_B - 1\text{ V}}{I_{c2}} = \frac{5\text{ V}}{2\text{ mA}} = 2,5\text{ k}\Omega$. Dies ist der Maximalwert für R4, um volle Durchsteuerung von T3 zu er-

reichen. Der Wert kann geringer gewählt werden, solange dabei $I_{c\text{ max}}$ für T2 nicht überschritten wird. Das gleiche muß man dann für den Emitterstrom von T3 beachten (falls I_{c2} nicht wesentlich kleiner als I_{c3} ist, kann die zusätzliche Belastung des Emitters T3 durch $I_{c2} = I_{b3}$ nicht mehr vernachlässigt werden).

Für I_{b2} ergibt sich mit dem angenommenen $\beta = 50$ wiederum nach $I_{b2} \cdot \beta = I_{c2}$ und dem Wert 2 mA für I_{c2} ein Wert von $I_{b2} = 0,04\text{ mA}$. R2 liefert diesen Strom und wird sinngemäß ebenso wie R4 berechnet. Mit I_{b2} und $U = U_B - 1\text{ V} = 5\text{ V}$ ergibt sich für R2 ein Höchstwert von rund $100\text{ k}\Omega$, wobei I_{b2} sicherheitshalber – um restlose Durchsteuerung zu gewährleisten – nicht mit $0,04\text{ mA}$, sondern mit $0,05\text{ mA}$ angesetzt wurde. Damit sind R2 und R4 bestimmt. Für T2 reicht bereits ein 25-mW -Typ aus, wie die Datenblätter zeigen, da hier I_{c2} nur 2 mA beträgt. Zweckmäßig legt man die Schaltung symmetrisch aus, d. h., man wählt zunächst $R3 = R4$. Nur falls die spätere Berechnung der Periodendauer ergibt, daß für R1 ein höherer Wert als $R1 = R2 = 100\text{ k}\Omega$ wünschenswert ist, wird R3 erhöht. Dann genügt bei T1 schon geringerer I_{b1} , um den für völlige Durchsteuerung notwendigen Strom I_{c1} zu erreichen; R1 kann daher ebenfalls größer werden.

Bei Zweilampenblinkern (s. Bild 3.24) wird die »andere Seite« der Schaltung (dort T1, T4) ebenso, mit T4 beginnend, berechnet, wie für T2, T3 gezeigt. Damit sind zunächst die erforderlichen Widerstandswerte bestimmt. Die Rechnung zeigt bereits, daß hohe β -Werte dann vorteilhaft sind, wenn man für R1 und R2 besonders große Werte anstrebt. Da dies der Fall ist, wenn lange Blinkzeiten verlangt werden (R1 und R2 bestimmen die Periodendauer mit), hängt die jeweils erreichbare maximale Blinkzeit weitgehend vom β -Wert der

Transistoren ab. Eine vergleichsweise Durchrechnung des vorangegangenen Beispiels mit Transistoren höheren oder geringeren β -Wertes zeigt das deutlich. Die Rechnung läßt weiter erkennen, daß die β -Werte der Transistoren nicht unbedingt gleich sein müssen.

Die Periodendauer $T = t_1 + t_2$ (Blinkzeit bzw. Taktzeit) errechnet sich aus R_2 und C_2 für die eine Halbperiode, aus R_1 und C_1 für die andere Halbperiode nach der Überschlagsformel $t \approx 0,7 \cdot R \cdot C$ (mit $t = t_1$ oder t_2 , wobei $t_1 \neq t_2$ sein kann, wie der folgende Abschnitt zeigt). Verlangt wird z.B. eine Halbperiodendauer von $T = 1$ s. R_2 und C_2 bestimmen in der Schaltung nach Bild 3.23 die Sperrzeit von T_2 (und T_3 , damit also die Dunkelzeit der Lampe), R_1 und C_1 die Sperrzeit von T_1 . Da während dieser Zeit T_2 und T_3 geöffnet sind, bestimmen R_1 und C_1 die Leuchtzeit. R_1 und R_2 wurden bereits mit je $100 \text{ k}\Omega$ festgelegt. Nach der für die Periodendauer angegebenen Gleichung ergibt sich für C_1 und C_2 der Wert von rund $14 \text{ }\mu\text{F}$. Gewählt werden je $25 \text{ }\mu\text{F}$. Die damit etwas zu lange Zeit wird durch Verringerung von R_1 und R_2 (zu diesem Zweck als Regelwiderstände ausgebildet) genau eingestellt.

Werden verschiedene Zeiten für Leucht- und Dunkelperiode verlangt, so kann man C_1 und C_2 in weiten Grenzen verschieden groß wählen, ebenso innerhalb der oben angedeuteten Mindest- und Höchstwerte auch R_1 und R_2 . Die Periodendauer läßt sich also um sehr große Beträge verändern und nach Bedarf ansetzen. Bei vorgegebener Zeit wird ein um so größerer Wert für C_1 bzw. C_2 erforderlich, je kleiner R_1 und R_2 sind. Deren Höchstwert hängt aber, wie die Rechnung zeigte, vom β der Transistoren ab – geringeres β zwingt bei langen Zeiten demzufolge zu sehr hohen, schwer realisierbaren C -Werten. Weitere Hinweise zu dieser Schaltung bringt Abschnitt 8.1.1.

Die genaue Berechnung würde insofern komplizierter sein, als noch zusätzliche Einflüsse, wie Temperaturverhalten (steigender I_{ceo} und dessen Einfluß bei steigender Umgebungstemperatur) und absinkendes β bei steigendem Kollektorstrom, berücksichtigt werden müßten (β ist im Gegensatz zu dem bisher vereinfachend Angenommenen nicht konstant, sondern im gewissen Maße vom Wert I_c abhängig; meist fällt β mit steigendem I_c etwas ab). Die angegebenen Berechnungsunterlagen genügen jedoch für Amateurbelange.

Abschließend noch einige Bemerkungen zur Kontrolle der nach diesem Rechengang aufgebauten fertigen Schaltung und für eine eventuell vorgesehene ungefähre Ermittlung der Widerstandswerte:

Beachtet werden muß vor allem, daß T_3 voll durchgesteuert ist. Geschieht das nicht, so entsteht, wie in Abschnitt 2.2.2.2. erklärt, eine gefährliche überhöhte Verlustleistung im Transistor. Zwischen Kollektor und Emitter von T_3 muß daher bei dunkler Lampe praktisch die volle Spannung U_B meßbar sein; bei leuchtender Lampe U_B dürfen höchstens etwa $0,8 \text{ V}$ auftreten. Aus dem letztgenannten gemessenen Wert und dem bei I_{cs} meßbaren Kollektorstrom kann sicherheitshalber die praktisch auftretende Verlustleistung für T_3 errechnet werden, die den laut Datenblatt zulässigen Wert nicht überschreiten darf.

Bei überschlägiger Wertermittlung läßt man zunächst C_1 und C_2 fort; dann ist T_3 aufgesteuert. R_4 darf nun höchstens so groß sein, daß die soeben genannten Bedingungen eingehalten werden. Hierbei wird R_2 zunächst so gewählt, daß sich für I_{t2} rechnerisch etwa 2 mA ergeben (also mehr, als laut Rechnung benötigt würde). Ist R_4 gefunden, dann wird R_2 vergrößert, jedoch ebenfalls wieder höchstens so weit, daß T_3 noch voll durchgesteuert bleibt. Ebenso geht man für R_1 und R_3 vor. Danach

werden $C1$ und $C2$ angeschlossen. Der Blinker muß jetzt arbeiten. Falls dabei ein »schleichendes« Umschalten zu beobachten ist (die Lampe wird unmittelbar vor Verlöschen erst etwas dunkler, ehe sie ganz verlöscht), liegen die für $R1$ und $R4$ gewählten Werte bereits zu dicht an den maximal möglichen Grenzwerten; sie müssen in diesem Fall etwas verringert werden, bis der Blinker einwandfrei schlagartig umschaltet. Das »schleichende« Umschalten ist gefährlich, weil dabei wieder die bereits erwähnte erhöhte Verlustleistung in $T3$ auftritt. Beim Aufbau ist ein Kurzschluß von La unbedingt zu vermeiden (Fassungsteile zuverlässig isolieren), weil dies zu sofortiger Zerstörung von $T3$ führt. Für npn-Siliziumtransistoren und $U_B \approx 6\text{ V}$ erfolgt die Dimensionierung ebenso; Elektrolytkondensatoren eventuell umpolen.

3.7.2.2. Wechselblinkgerät – die Leitstrahlboje

Bild 3.24 zeigt die Erweiterung der Schaltung nach Bild 3.23 als Wechselblinkler. Nunmehr steuert auch $T1$ einen Schalttransistor $T4$ an; die Lampen $La1$ und $La2$ leuchten daher stets wechselseitig auf. Berechnung und Dimensionierung der

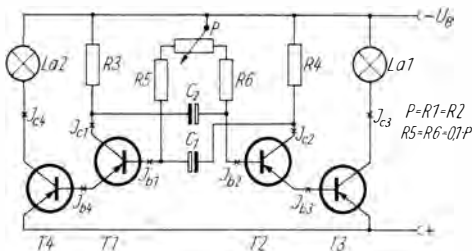


Bild 3.24 Wechselblinklichtgeber mit Transistoren (Leitstrahlboje). P regelt das Leuchtzeitverhältnis beider Lampen. Durch Abschalten oder Entfernen einer Lampe kann die Schaltung auch als einseitiger Blinklichtgeber verwendet werden

Schaltung erfolgen genau, wie im vorigen Abschnitt beschrieben, und zwar getrennt für beide Seiten der Schaltung. $R1$ und $R2$ sind zu einem Potentiometer P zusammengefaßt: der Wert von P ist also bei der Berechnung mit dem für $R1$ und $R2$ gefundenen Wert identisch. $R5$ und $R6$ dienen als Endanschlagsbegrenzung; dadurch läßt sich vermeiden, daß bei Erreichen der Regler-Endstellung von P die Transistoren durch zu starken I_{b1} bzw. I_{b2} überlastet werden. Man wählt $R5 = R6 = 0,1 \cdot P$ und kann dann mit P die Leuchtzeit jeder Lampe im Verhältnis 1:10 regeln. Wie im vorigen Abschnitt gesagt, sind $R1$ und $R2$ (hier durch die rechte bzw. linke Hälfte von P dargestellt) zeitbestimmend. Beim Regeln von P ändern sich also die Leuchtzeiten beider Lampen gegensinnig – beispielsweise kann $La1$ je Sekunde einmal für 0,1 s aufleuchten, $La2$ verlöscht für die gleiche Zeit und leuchtet während der übrigen 0,9 s. In der anderen Endstellung von P sind die Verhältnisse gerade umgekehrt. In Mittelstellung von P leuchtet jede Lampe für die Dauer von 0,5 s. Dazwischen ist jedes andere Tastverhältnis einstellbar. Werden $La1$ und $La2$ durch Relais ersetzt (gilt auch für Schaltung nach Bild 3.23), so müssen diese mit Schutzdioden versehen werden (s. Bild 3.3, Bild 3.4, Bild 3.17 u. ä.), damit $T3$ und $T4$ nicht spannungsmäßig überlastet werden.

Die Möglichkeit, 2 Lampen wechselseitig in bestimmtem Rhythmus (z. B. kurzlang) zu tasten, ist für Signalzwecke sehr vorteilhaft. Bei der Anwendung als Markierungsboje im Gelände ergibt sich dabei eine interessante Möglichkeit (s. dazu in [12]): $La1$ und $La2$ lassen sich unmittelbar nebeneinander montieren und durch eine dünne, zum Betrachter weit vorgezogene Wand trennen, die je nach Einsatzzweck 10 cm bis 1 m lang sein kann. Da stets eine von beiden Lampen leuchtet, er-

scheint, aus einiger Entfernung betrachtet, Dauerlicht, sofern man genau von vorn auf die Trennwand blickt. Blickt man etwas seitlich auf die Kante der Wand, so ist je nach Standort entweder die rechte oder die linke Lampe verdeckt und nur die andere sichtbar. In diesem Moment wird Blinklicht sichtbar, das je nach eingestelltem Taktverhältnis entweder kurz hell, lang dunkel oder umgekehrt leuchtet und dem Betrachter die Seitenabweichung kennzeichnet. Nur wenn der Betrachter sich genau in Verlängerungslinie der Wand befindet, sieht er scheinbares Dauerlicht. Es gelingt daher, diese Linie (den Leitstrahl) auch in großer Entfernung recht genau einzuhalten. Anwendung beispielsweise zur Kennzeichnung von Fahrrinnen in ungewässerten Gewässern. Der Blinker ist so am Ufer aufzustellen, daß die Verlängerungslinie der Trennwand in Fahrrinnenrichtung liegt. Das Boot muß dann derart gesteuert werden, daß Dauerlicht beobachtet wird. Tritt Blinklicht auf, so liegt das Boot außerhalb der Fahrrinne, wobei der Blinkrhythmus die Seitenabweichung angibt. Ein ähnliches Verfahren benutzt man unter Verwendung zweier gerichteter und getasteter Funkstrahlen an Stelle der Lampen in der Luftfahrt als Blindlandverfahren (Anflugschneisenkennzeichnung). Eine mit 4 Lampen ausgestattete 8-Richtungs-Ortungsboje nach diesem Prinzip ist in [56] beschrieben.

3.7.3. Dämmerungsschalter für die Blinklichtgeber nach 3.7.2.

Speziell bei der Verwendung der beschriebenen Blinker als Markierungsbojen im Freien bedeutet ein Betrieb bei Tag unnötigen Batteriestromverbrauch. Man kombiniert den Blinker dann zweckmäßig mit einem Dämmerungsschalter, der das Gerät bei Tag abschaltet. Wird gleichzeitig

eine einfache Einlampenblinkboje benutzt und deren Tastverhältnis durch geeignete Wahl von R_1 , R_2 , C_1 und C_2 (Bild 3.23) so festgelegt, daß die Lampe nur in größeren Abständen kurz aufleuchtet (etwa alle 30 s für 0,5 s Dauer), so fließt in den Dunkelphasen nur der geringe Strom I_{c1} (Bild 3.23); das Gerät kann mit relativ kleinen Batterien dann wochenlang wartungsfrei im Dauerbetrieb laufen (s. dazu auch Abschnitt 3.7.4.2.). Übrigens läßt sich auch der Wechselblinker nach Bild 3.24 bedarfsweise durch Abschalten einer Lampe jederzeit in einen Einlampenblinker umwandeln. – Ein Dämmerungsschalter nach Abschnitt 3.1.1. kann prinzipiell benutzt werden (rel 1 in Bild 3.1a schaltet dann die Stromzuführung des Blinkgebers ab), ist aber wegen des Vorhandenseins mechanischer Kontakte (Relais) und wegen des relativ hohen Relaisstromverbrauchs bei Tage für diesen Zweck ungünstig. Besser bewährt sich in solchen Fällen die Schaltung nach Bild 3.25.

Die Schaltung ähnelt dem Gerät nach Bild 3.4 – Abschnitt 3.3.1. Der Fotowiderstand FW steuert über den Empfindlichkeitsregler P1 (einzustellen auf Einschaltung des Blinkers bei Einbruch der Dämmerung) den Verstärkertransistor T1 und über diesen die bereits unter 3.3.1. beschriebene Schmitt-Trigger-Schaltung. Dazu ist lediglich zu sagen, daß die in Bild 3.4 vorhandene elektronische Selbsthaltung fortgelassen wurde. Bei Einbruch der Dämmerung werden – sobald der Trigger anspricht – T4 und der ihm nachgeschaltete Schalttransistor T5 durchgesteuert. In dessen Kollektorkreis liegt die komplette Blinkerschaltung nach Bild 3.23 oder Bild 3.24, deren Betriebsspannungsanschlüsse U_B (Bild 3.25) entsprechend angelegt werden. Die Batterie (Bild 3.25) versorgt daher neben dem Dämmerungsschalter gleichzeitig den Blinker; ihre Spannung wird

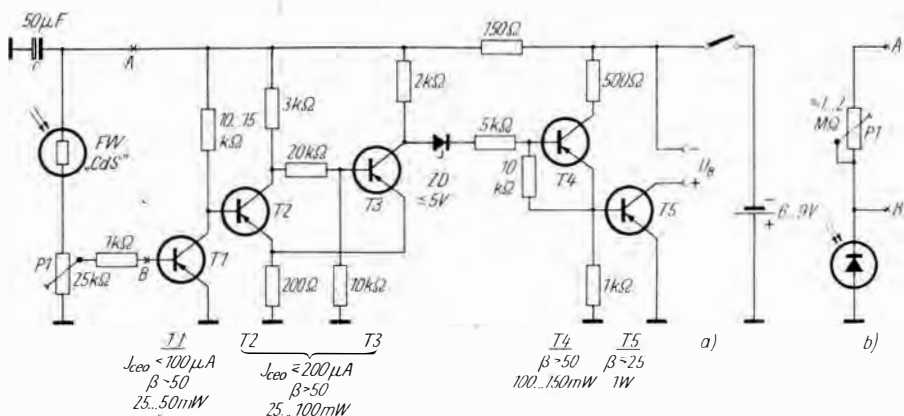


Bild 3.25 Dämmerungsschalter ohne Relais für die Verwendung mit den Blinklichtgebern nach Bild 3.23 und Bild 3.24. Als Lichtempfänger dient ein Fotowiderstand FW (a). Bei Verwendung einer Selenfotозelle: Anschaltung gemäß (b)

innerhalb des für den Dämmerungsschalter notwendigen Bereichs 6 bis 9 V entsprechend der für den Blinker und die Lampen gewählten Dimensionierung bemessen. Solange das Tageslicht auf FW fällt, sind T4 und T5 gesperrt, und der Blinker ist abgeschaltet. FW muß so angeordnet sein, daß er von den Blinklampen nicht beleuchtet wird. An Stelle eines Fotowiderstands kann auch ein Selenfotoelement benutzt werden, das entsprechend Bild 3.25b anzuschließen ist. Die Einstellung von P1 beeinflusst die Temperaturempfindlichkeit des Eingangstransistors. Im übrigen hat P1 wieder die Aufgabe des Empfindlichkeitsreglers. Sein Wert muß in diesem Fall mindestens so groß sein, daß der Blinker bei Dunkelheit sicher abgeschaltet wird. Je nach Empfindlichkeit des Selenfotoelements kann es in diesem Fall vorteilhaft sein, den Kollektorwiderstand von T1 mit weniger als 10 kΩ zu wählen, wodurch die ganze Anlage auch temperaturstabiler wird, die untere Lichthelligkeitsgrenze sich jedoch erhöht.

Die Verwendung einer Triggerschaltung

ist deshalb nötig, weil der Übergang zur Dämmerung allmählich erfolgt. Eine einfache Gleichstromverstärkung würde daher T4 und T5 allmählich aufsteuern, wobei es bei teilweiser Durchsteuerung zu stark erhöhter Verlustleistung in T5 käme, was unzulässig ist. Der Trigger vermeidet dieses schleichende Einschalten. T5 muß den gesamten Blinkstrom übernehmen und daher wenigstens ebenso stark bemessen sein wie T3 bzw. T4 in den Schaltungen nach Bild 3.23 und 3.24. Seine Belastung wird ebenso, wie für diese Transistoren erläutert, bestimmt (als I_c ist dabei die Summe $I_{c2} + I_{c3}$ – Bild 3.23 und 3.24 – anzusetzen) und durch Messung im Ein-Zustand überprüft. Eine andere Möglichkeit für relaislose Schaltung wurde in Abschnitt 3.1.2. (Bild 3.2c) gezeigt.

3.7.4. Schaltungen mit Komplementärtransistoren

In Teil I, Abschnitt 2.2.2., wurde bereits erwähnt, daß sich Transistoren außer als pnp-Typen auch mit umgekehrter Sperr-

schichtpolarität npn fertigen lassen. Soweit aus DDR-Fertigung stammend, beginnen die Typenbezeichnungen der npn-Siliziumtransistoren mit S; die Germaniumtransistoren mit G. Halbleitermaterial und Zonenfolge hängen nicht ursächlich zusammen; prinzipiell kann man also auch npn-Germaniumtypen oder pnp-Siliziumtypen fertigen, was bei Importtypen zum Teil der Fall ist.

Eine Schaltung, die ausschließlich mit Transistoren eines Leitungstyps (nur pnp oder nur npn) bestückt ist, kann grundsätzlich ebenso gut mit datenähnlichen Transistoren des umgekehrten Typs bestückt werden, wenn alle Polaritäten (Stromquelle sowie polaritätsabhängige Bauelemente wie Dioden, Elektrolytkondensatoren, Meßinstrumente usw.) umgekehrt werden. Interessante Möglichkeiten ergeben sich für den Elektronikamateur erst aus der Kombination beider Leitungstypen npn und pnp. Solche Schaltungen werden als *Komplementärschaltungen* bezeichnet. Der Ersatz eines Germaniumtyps durch einen Siliziumtyp oder umgekehrt ist dagegen (in [60] eingehend erklärt) in der Mehrzahl der Fälle nicht möglich. (Soweit das sinnvoll ist, wird bei den Schaltungen darauf hingewiesen, um dem Amateur die Materialauswahl zu erleichtern; dann sei jedoch besonders das Studium von [60] empfohlen.) Der Grund besteht darin, daß beide Halbleitertypen verschiedene Werte für die Basis-Emitter-Schwellenspannung (Spannungsabfall an der Basis-Emitter-Strecke bei Stromeinsatz in Durchlaßrichtung) haben – bei Ge-Typen etwa 0,1 bis 0,2 V, bei Si-Typen etwa 0,4 bis 0,7 V –; außerdem haben Si-Transistoren einen um mehrere Größenordnungen geringeren Reststrom als Ge-Transistoren. Der Kennwert I_{ce0} liegt bei Si-Transistoren meist im Bereich einiger hundertstel Mikroampere, ist daher mit amateurmäßigen Mitteln nicht mehr ohne weiteres meßbar und kann vom

Amateur gleich 0 gesetzt werden. Deshalb sind in den entsprechenden Schaltungen dieses Buches für Si-Transistoren auch keine Reststromwerte angegeben. Sowohl die unterschiedliche Basis-Emitter-Schwellenspannung als auch der unterschiedliche Kollektorreststrom haben erheblichen Einfluß auf die Schaltungsdimensionierung, wobei z.B. Schaltungen mit Si-Transistoren wegen der möglichen Voraussetzung $I_{ce0} \approx 0$ ungewöhnlich hoch ohmig dimensioniert sein können. Bei verschiedenen Si-Typen liegt die Sättigungsspannung (Kollektorrestspannung) bei 1 V und mehr – Planartypen –, im Gegensatz zu Ge-Typen (0,3... < 0,2 V) sowie speziellen Si-Schalterttypen (SS-Typen und Epitaxialplanartypen). Deshalb sind nicht alle Si-Typen für Schalteranwendungen geeignet. [60] gibt auch dazu Auskunft.

3.7.4.1. *Komplementärblinklichtgeber für Kraftfahrzeuge*

Beim üblichen Multivibrator (s. Abschnitt 3.7.2.1.) arbeiten beide Transistoren im Gegentakt. Es ist stets ein Transistor gesperrt, der andere leitend. Beim Komplementärmultivibrator arbeiten jedoch 2 Transistoren verschiedenen Leitungstyps (pnp und npn) im Gleichtakt, d. h., es sind stets beide Transistoren zugleich gesperrt oder durchgesteuert. In der Sperrphase fließt demzufolge kein Kollektorstrom im Multivibrator. Dadurch wird eine (nicht nur für die Kfz.-Anwendung sehr günstige) Schaltungslösung möglich, bei der die vorhandene Schaltung der Bordanlage des Fahrzeugs weitgehend beibehalten werden kann [53].

Bild 3.26 zeigt diese Schaltung. L_L , L_R sind die Fahrtrichtungsanzeigelampen. L_K ist die am Armaturenbrett vorhandene Kontrollampe, S der Fahrtrichtungsschalter, für den die im Kraftfahrzeug vorhandene

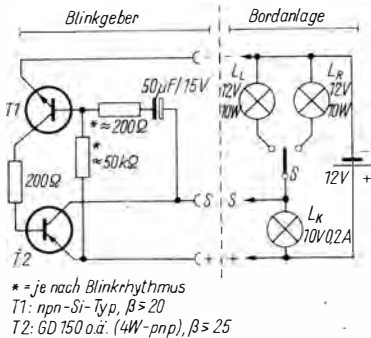


Bild 3.26
 Komplementärblinker für Kraftfahrzeuge

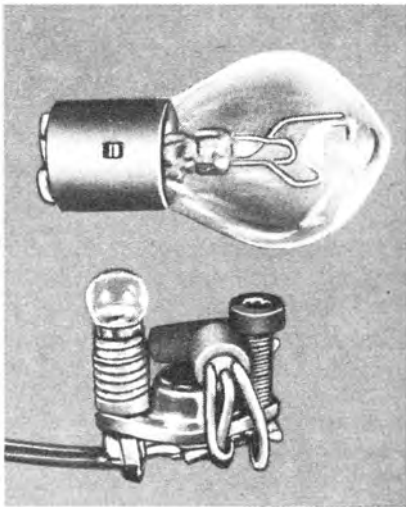


Bild 3.27
 Versuchsmuster des Komplementärblinkers für Kraftfahrzeuge nach Bild 3.26 im Vergleich zur Größe einer üblichen Kfz.-Bilux-Lampe. Kontrolllampe L_K und sämtliche Bauelemente des Blinkgebers wurden auf dem Gehäuse des Leistungstransistors T2 montiert, ebenso eine Steckbuchse für Anschluß des Schalters S. Über das Kabel ist die Bordbatterie angeschlossen. Dieser Geber kann komplett an Stelle der Kontrolllampe hinter dem Armaturenbrett angeordnet werden

1polige Ausführung benutzt werden kann. Steht S in Mittelstellung, so ist T1 über seinen 50-k Ω -Basiswiderstand angesteuert. Sein Kollektorstrom hält T2 offen, womit der Elektrolytkondensator 50 μ F über T2 auf Pluspotential, sein negativer Pol über die Basis-Emitter-Strecke T1 auf Minuspotential liegt. Der Elektrolytkondensator ist somit auf Betriebsspannung geladen. Wird mit S eine der Lampen angeschaltet, so liegt der Elektrolytkondensator über S, die Lampe am Emitter T1, und zwar mit Pluspotential am Emitter, Minus an Basis T1. Da T1 ein npn-Typ ist, wird er bei dieser Polung gesperrt, sein ausbleibender Kollektorstrom führt auch zur Sperrung von T2. Über L_L oder L_R und S liegt ferner die Batteriespannung an L_K , so daß diese Lampe aufleuchtet. Ihr Strom heizt gleichzeitig die Blinklampe vor, um deren Einschaltstromstoß zu verringern. Die für L_K und L_L , L_R benutzten Lampentypen sind im Hinblick darauf gewählt (für L_K keinen anderen Typ nehmen!). Sobald der Elektrolytkondensator sich über die Basis-Emitter-Strecke T1 entladen hat, beginnt T1 wieder zu öffnen. Sein Kollektorstrom öffnet T2, womit an S die Spannung absinkt. Dies führt über den Elektrolytkondensator zu weiterem Positivwerden der Basis T1, somit weiterem Öffnen von T1 und T2. Beide Transistoren schalten schlagartig in den Durchlaßzustand. Über S und T2 wird L_K kurzgeschlossen und erlischt, während die damit an voller Spannung liegende Blinklampe aufleuchtet. In dieser Form arbeitet die Schaltung periodisch.

Die Blinkzeit wird durch die Größe des Elektrolytkondensators sowie durch die als Etwa-Werte angegebenen Widerstände bestimmt und zweckmäßig auf 2 Impulse je Sekunde festgelegt. Die für 12 V angegebene Dimensionierung kann auch auf 6 V geändert werden. Alle Widerstandswerte sind dann etwa zu halbieren, der Wert des

Elektrolytkondensators entsprechend etwa zu verdoppeln.

Bei Ausfall einer Blinklampe L_L oder L_R kann der Blinkgeber nicht anspringen, L_K bleibt ebenfalls dunkel. Dagegen hat Ausfall von L_K keinen Einfluß auf die Funktion des Blinkgebers, lediglich die Lampenvorheizung für die Blinklampe entfällt. Um T2 nicht unnötig zu überlasten, sollte L_K dann alsbald wieder ersetzt werden. T2 ist mit Rücksicht auf den zu schaltenden Lampenstrom ein 4-W-Transistor, der jedoch keine Kühlung braucht, da er als Schalter arbeitet (2.2.2.2.). T1 ist unkritisch, soll mindestens 100 mW Belastbarkeit haben (was für alle üblichen Si-Transistoren zutrifft) und für einen maximalen Kollektorstrom von mindestens 150 mA zugelassen sein.

3.7.4.2. Komplementärblinkboje mit Dämmerungsschalter

Die Daten und die einfache Schaltung der in Bild 3.28a gezeigten Blinkboje lassen die Vorteile, die die Komplementärtechnik inmanchen Fällen bringt, deutlich erkennen. Die Funktion des Blinkgebers entspricht der im vorigen Abschnitt erläuterten.

Fotowiderstand FW sei zunächst nicht vorhanden. Bis auf die abweichende Dimensionierung, bedingt durch die anderen Lampendaten, entspricht die Schaltung der des Kfz.-Blinkgebers. La steht für L_L , L_R und S in Bild 3.26, eine Kontrolllampe (L_K in Bild 3.26) entfällt selbstverständlich. Zusätzlich eingefügt wurde zur Reststromverringerung des Ge-Typs T2 dessen Basis-Emitter-Widerstand 2,5 k Ω .

Blinkbojen haben sich inzwischen vielfach in der Praxis bewährt (Fahrtrinnenmarkierung in Gewässern, Netzmarkierung bei der Fischerei, in der Militärtechnik usw.). Die wichtigste Forderung ist meist die nach geringstem Stromverbrauch, um mit einer Batterie möglichst lange Betriebszeiten zu erreichen. Für die Lichtzeichen genügen meist kurze Lichtblitze im Abstand einiger Sekunden. Der steuernde Multivibrator muß also großes Tastverhältnis haben. Hierfür sind die konventionellen Blinkgeber, etwa nach Abschnitt 3.7.2.1., 3.7.2.2., weniger günstig, da sie auch in den Dunkelpausen, also in der überwiegenden Zeit, einen Ruhestrom aufnehmen. Beim Komplementärblinker sind in dieser Zeit beide Transistoren gesperrt. Eine Stromentnahme tritt daher nur während der tat-

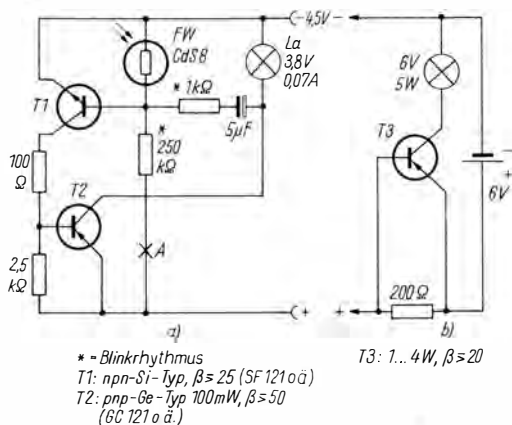


Bild 3.28
Komplementärblinkboje mit Dämmerungsschalter



Bild 3.29

Komplementärblinkboje mit Dämmerungsschalter nach Bild 3.28 mit Streichholzschachtel zum Größenvergleich. Links neben Lampe La ist FW angeordnet, rechts unterhalb La T1. Die komplette Blinkboje ist bis zum Fassungsrand in Gießharz eingebettet, das auch die Fassung nach unten abdichtet. Nur FW, La und die Batterie-zuleitung (links hinten) ragen aus dem Gießharz heraus. Nach Einschrauben von La wurde die Fassung mit Lacküberzug gesichert und das Gerät wochenlang ungeschützt im Freien störungsfrei betrieben. Einzelheiten zur Gießharzeinbettung siehe [45]; zu optischen Details [56]

sächlichen Leuchtzeit auf. Ein Dämmerungsschalter wird bei solchen Anwendungen fast immer gefordert, da Blinkzeichen bei Tag unnützen Batterieverschleiß bedeuten. Eine besondere Automatik hierfür (Abschnitt 3.7.3.) ist beim Komplementärblinker mit Si-Transistor nicht erforderlich. Es genügt lediglich, den Fotowiderstand FW einzufügen, wie Bild 3.28 zeigt.

Fällt Licht auf FW (Tageshelligkeit), so ist FW niederohmig und überbrückt die Basis-Emitter-Strecke von T1, womit beide Transistoren gesperrt bleiben. Bei Dunkelheit wirkt FW so, als wäre er nicht vorhanden. FW darf unmittelbar neben der Blinklampe L_a angeordnet und auch von deren Blinklicht getroffen werden, ohne daß dies die Wirkungsweise des Geräts beeinträchtigt. Würde man FW anstatt, wie gezeichnet, bei Punkt A einschalten, so wirkte er umgekehrt – die Blinkboje arbeitet

dann nur bei vorhandener Umgebungshelligkeit. Praktisch wird dies selten von Nutzen sein.

Am Tage sowie in den Blinkpausen nimmt das Gerät lediglich noch einen (durch den Spannungsteiler 250 k Ω und FW bedingten) Querstrom auf, der nur etwa 20 bis 40 μ A beträgt und daher für die Batterie keine nennenswerte Belastung darstellt. Je nach Exemplardaten von T1 und T2 kann der 250-k Ω -Basiswiderstand erhöht und damit der Reststrom des Geräts weiter reduziert werden. Außerdem bestimmt dieser Widerstand die Länge der Dunkelpause (grob festgesetzt mit dem Wert des Elektrolytkondensators) sowie die Ansprechempfindlichkeit des Dämmerungsschalters (Stilllegung bei beginnendem Tageslicht). Das Mustergerät (Bild 3.29) wurde für 2 s Dunkelpause und 0,05 s optische Leuchtzeit bemessen. Diese Leuchtzeit genügt zum erkennbaren Aufleuchten des angegebenen Lampentyps mit voller Helligkeit, die damit in dunkler Nacht mehrere hundert Meter weit zu erkennen ist. Mit diesen Daten ergab sich mit einer üblichen 4,5-V-Taschenlampen-Normalbatterie eine ununterbrochene Betriebszeit von etwa 5 Wochen.

Um stärkere Blinklampen zu schalten, nutzt man die Tatsache aus, daß der eigentliche Taktgeber nach Bild 3.28a lediglich im Leuchtmoment Strom aufnimmt. Ohne Eingriff in seine Schaltung schaltet man ihm die Schaltverstärkerstufe nach Bild 3.28b vor. Der Taktgeber – dessen Widerstandswerte jetzt für 6 V ermittelt werden – wird aus der für die stärkere 6-V/5-W-Blinklampe vorgesehenen Batterie mitgespeist, sein Gesamtstrom öffnet T3 (dessen 200- Ω -Basis-Emitter-Widerstand dient wiederum der Reststromverringern von T3 in den Dunkelpausen). Die 5-W-Lampe blinkt also zusammen mit L_a auf. La kann hierbei ein Typ 6 V/0,05 A sein oder

durch einen 120- Ω -Festwiderstand ersetzt werden. Auch der auf diese Weise entstandene leistungstärkere Blinker benötigt praktisch nicht mehr Energie als die Blinklampe selbst.

Zur Dimensionierung des Komplementärblinkers sei ergänzend gesagt, daß der mit dem Elektrolytkondensator in Serien liegende Widerstand die Leuchtzeit, der zwischen Basis T1 und + liegende Widerstand die Dunkelzeit bestimmt. Beide Werte sind voneinander und von den Transistorexemplardaten abhängig. Man legt deshalb, nachdem man durch Wahl der Größe des Elektrolytkondensators (die in sehr weiten Grenzen geändert werden darf) den Blinkrhythmus grob festgesetzt hat, die Widerstandswerte am einfachsten durch Versuch fest (Einstellregler zur Wertermittlung).

3.7.5. Effektlichtgeber für allmähliche Helligkeitsänderung

Die bisher behandelten Blinkgeber lassen nur sprunghaften Lichtwechsel (Lampe Ein/Aus) zu. Für gelegentliche Effekt- oder Dekorationszwecke, besondere Signalisierungen usw. benötigt man mitunter ein allmähliches rhythmisches Auf- und Abblenden der Lampenhelligkeit. Die sprunghafte Lampenspannungsänderung eines

Multivibrators muß dazu in eine diesem Spannungssprung langsam nachfolgende Spannungsänderung umgewandelt werden. Hierfür eignet sich gut die in Abschnitt 8.2.6. beschriebene Integratorschaltung, während als Taktgeber zum Ansteuern des Integrators eine vereinfachte astabile Multivibratorschaltung (Abschnitt 8.2.1.) benutzt wird. Der vollständige Effektlichtgeber, dessen Schaltung Bild 3.30 zeigt, setzt sich demzufolge aus Multivibrator (T1, T2) und Integrator (T3, T4) zusammen. Die Funktion des Multivibrators ist unter 8.2.1. kurz angedeutet, deshalb an dieser Stelle nur einige Dimensionierungshinweise. R1 bis R3 sind abhängig von den Exemplardaten der Transistoren T1, T2; die im Bild angegebenen Richtwerte gelten näherungsweise für β -Werte um 35 bis 50. Mit C1 wird der gewünschte Blinkrhythmus festgelegt. Bei den angegebenen R-Werten ergibt sich größenordnungsmäßig mit 10 μ F ein Blinkintervall um etwa 5 s. Strebt man große Zeiten an (C groß), dann muß der Elektrolytkondensator möglichst reststromarm sein, andernfalls kann der Taktgeber am Schwingen gehindert werden. C2 bestimmt die Verzögerungszeit (Integrationszeit) des Integrators, d. h., sobald an R7 Spannung anliegt (T2 gesperrt), folgt die Spannung an La diesem Spannungssprung nur langsam nach, La leuchtet allmählich zunehmend auf. Fällt die Spannung

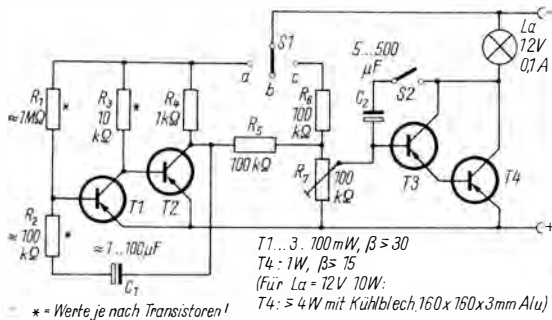


Bild 3.30
Schaltung des Effektlichtgebers für gleitende Helligkeitsänderung. Das Gerät besteht aus taktgebendem Multivibrator (T1, T2) und Integratorstufe (T3, T4)

an $R7$ weg ($T2$ durchgesteuert), so sinkt die Spannung an La langsam wieder ab. Da $C2$ die Verzögerungszeit bestimmt, muß dieser Kondensator so bemessen sein, daß La in einer Taktgeberperiode gerade die volle Helligkeit erreicht bzw. gerade vollständig verlöscht. Zu großer $C2$ -Wert bewirkt Aufleuchten von La nur bis zu mittleren Helligkeitswerten, zu kleiner Wert bei $C2$ bedingt Erreichen der vollen Helligkeit schon vor Ende der Taktgeberperiode, so daß La noch bis zur Rückschaltung gleichbleibend voll hell ist. $C2$ muß daher hinreichend auf die Taktgeberfrequenz abgestimmt sein. Mit $R7$ läßt sich das Zeitverhältnis der Hinlaufdauer des Integrators zur Rücklaufdauer (Aufblendzeit zur Abblendzeit) dem Tastverhältnis des Taktgebers (näherungsweise 1:1) angleichen. Für besondere Effektzwecke (schnelles Aufleuchten, langsames Verlöschen oder umgekehrt) kann $R7$ auch anders eingestellt werden. Der Wert von $C2$ hängt auch von $T3$, $T4$ ab und liegt im allgemeinen bei 5 bis $50 \cdot C1$. Mit $S2$ kann $C2$ abgeschaltet werden, wonach $T3$, $T4$ als einfache Schaltstufen arbeiten und La das bekannte schlagartige Blinklicht ergibt (Wertermittlung im Taktgeber deshalb mit $S2$ offen!). $S1$ ermöglicht Wahl verschiedener Betriebsarten: a = periodisches Auf- und Abblenden, b = Aus (Lampe blendet langsam ab), c = Ein (Lampe blendet langsam auf). Mit $S1$ sind daher einzelne Auf- und Abblendungen möglich; $S2$ wählt zwischen langsamem Blendvorgang und schlagartigem Umschalten.

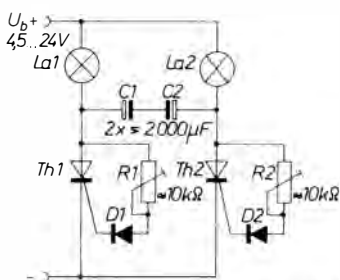
Die Verwendung einer stärkeren Lampe ist möglich, wenn $T4$ mindestens ein 4-W-Typ ist und mit Kühlblech (wie in Bild 3.30 angegeben) versehen wird. Blinklampe dann bis 12 V/10 W, wobei $R5$ und $R6$ eventuell verringert werden müssen, $C2$ dagegen größer zu wählen ist. Man beachte, daß $T4$ hier nicht als Schalter arbeitet! Zum Zeitpunkt der halben Lampenspannung tritt

an $T4$ die maximale Verlustleistung auf. Sie läßt sich mit der Lampen-Nennspannung (= Betriebsspannung) U und dem Lampen-Nennstrom I bestimmen zu $P_v \approx 0,4 \cdot U \cdot I$, wobei in dem Faktor 0,4 bereits ein Sicherheitsfaktor enthalten ist, der den bei halber Nennspannung verringerten Lampenwiderstand berücksichtigt. Typenwahl für $T4$ im Zusammenhang mit La darf in diesem Fall also nicht nach dem in Teil I, Abschnitt 2.2.2.2., für Schalteranwendung Gesagten erfolgen!

3.7.6. Thyristor-Takt- und Blinklichtgeber

3.7.6.1. Einfache Thyristorblinkschaltung für 4,5 bis 24 V

Bild 3.31 zeigt eine einfache Thyristorwechselblinkschaltung. Sie hat eine funktionelle Parallele zum Prinzip der Glimmlampen-Blinkschaltung (Abschn. 3.7.1., Bild 3.19). Beim Anlegen der Betriebsspannung (die man entsprechend den vorgesehenen Lampentypen wählt und die möglichst 12 V, oder mehr betragen sollte)



$La1, La2 \hat{=} U_B; R_{Lo} \hat{=} 50 \Omega$
 $D1, D2$: Si-Typen $\approx 0,1 A, U_{sperr} \hat{=} U_B$
 $C1, C2 \hat{=} U_B$; nach Blinkzeit u. R_{Lo}
 $Th1, Th2$: $\hat{=} 20 V, \hat{=} 1 A$

Bild 3.31
Einfache Thyristorblinkschaltung

wird zunächst einer der beiden Thyristoren Th1 oder Th2 über seinen Gate-Vorwiderstand R1 (R2) zünden. Dafür sei zunächst Th1 angenommen. La1 leuchtet somit auf; über Th1 liegt die Kombination der Elektrolytkondensatoren C1, C2 links an Minuspotential. Über La2 wird C1, C2 nun mit Pluspol rechts aufgeladen. In dem Maße, in dem die Spannung an C steigt, erhöht sich auch der Gate-Strom durch Th2 (über D2, R2), bis Th2 ebenfalls zündet. Damit wird C rechts an Masse gelegt, und sein linker Anschluß (C1) hat damit negatives Potential gegenüber der Anode Th1. Dadurch sperrt Th1 im Moment des Zündens von Th2. La2 leuchtet auf, La1 verlöscht, über La1 wird nun C mit umgekehrter Polarität geladen (deshalb ist die gegenpolige Reihenschaltung zweier Elektrolytkondensatoren erforderlich; Elektrolytkondensatoren sind wegen der großen nötigen C-Werte nicht zu umgehen), und für Th1 wiederholt sich der vorstehend für Th2 beschriebene Vorgang. Sobald Th1 zündet, wird C wieder umgeladen, Th2 sperrt usw.

Diese relativ einfache Schaltung hat einige Nachteile. Die Blinkfrequenz ergibt sich aus den Werten für C und den Lampenwiderständen, letztere sollen deshalb mög-

lichst hoch sein. C1, C2 sind daher u.a. von La abhängig, Richtwerte sind im Bild angegeben. Mit 2 Lampen 6 V/0,1 A und $C1 = C2 = 2000 \mu\text{F}$ ergab sich beim Versuchsmuster eine Blinkfrequenz von etwa 1 s. R1 und R2 sind von den Thyristor-Exemplardaten abhängig (Zünddaten streuen stark) und müssen bei der vorgesehenen Betriebsspannung nach Versuch bemessen werden. Sie erlauben in geringen Grenzen auch eine Veränderung der Blinkfrequenz (z. B. bedarfsweise exakte 1:1-Zeiteinstellung).

Werden für La1, La2 Typen für gleiche Spannung, aber unterschiedliche Stromstärken eingesetzt, so führt dies ebenfalls zu unterschiedlich langen Blinkzeiten für beide Lampen. D1, D2 schützen die Gate-Anschlüsse der Thyristoren vor negativen Spannungsspitzen im Abschaltmoment.

3.7.6.2. Thyristorblinkschaltungen mit frei wählbarer Lampenspannung und für Netzbetrieb

Um die im vorigen Abschnitt gezeigten Dimensionierungsprobleme zu umgehen, empfiehlt sich die Ansteuerung der Thyristoren durch Transistoren. Diese arbeiten

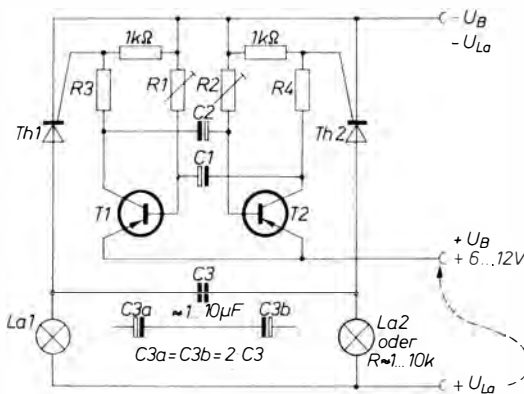


Bild 3.32
Thyristorblinkschaltung mit frei wählbarer Lampenspannung

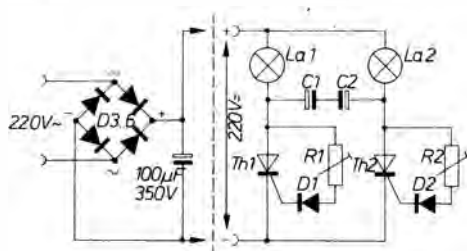
dann in der bereits beschriebenen Weise als Taktgeber, während die Thyristoren für starke Lampen oder andere Verbraucher oder Folgeorgane die Leistungsschaltung (vergleichsweise statt Relais) übernehmen. Dafür eignet sich eine Schaltung nach Bild 3.32. Die Ansteuerung der Thyristoren erfolgt dabei durch die Kollektorströme der Multivibrator-Transistoren nach dem in Abschnitt 15.8.2. erklärten Prinzip. Man kann hierbei die Multivibratorbetriebsspannung und die Lampenspannung getrennt wählen (beide liegen minusseitig zusammen) und für $+U_{La}$ und $La1, La2$ gegebenenfalls hohe Spannungen und starke Ströme ansetzen. Th1, Th2 sind nach Lampenspannung und maximalem Lampenstrom auszuwählen. Da ein Thyristor durch seinen Steuerstrom lediglich gezündet, aber über den Steueranschluß nicht wieder ausgeschaltet werden kann, muß man die gegenseitige Löschung über den Löschkondensator C3 vorsehen, dessen Funktion schon im vorigen Abschnitt erläutert wurde. Er hat hier aber keinen Einfluß mehr auf die Taktzeit und muß nur noch kurze negative Spannungssprünge an der Thyristor-anode erzeugen, deshalb kann er erheblich kleiner sein und wird im Wert relativ unkritisch. Richtwerte gibt das Bild an. Falls – bei sehr starken Lampenströmen – Werte für C3 erforderlich werden, die mit Foliekondensator nicht mehr realisierbar sind, kann man wiederum die gegenpolige Serienschaltung zweier Elektrolytkondensatoren anwenden. C3 ist für eine Mindestspannung entsprechend $+U_{La}$ auszuliegen.

Wird nur eine Lampe benötigt, so läßt sich $La2$ durch einen Widerstand von einigen Kiloohm (Wert erproben, relativ unkritisch) ersetzen (bei größeren Lampenspannungen Belastbarkeit des Widerstands beachten!); Th2 kann dann ein kleiner 1-A-Typ sein, ist aber wegen der Abschalt-

funktion mit C3 auch bei 1-Lampen-Betrieb nicht entbehrlich. Im übrigen können statt Lampen auch Magnete, Relais, u.ä. geschaltet werden. (Bei Verbrauchern mit induktiver Komponente Freilaufdiode parallellegen wie z. B. von Relais bekannt.)

Der Taktgeber selbst arbeitet als astabiler Multivibrator und wird nach dem in Abschnitt 3.7.2.1. und bei Bild 3.23 Gesagten dimensioniert. Man geht dabei aus von den Thyristor-Zündstrom-Sollwerten ($I_{G1min} = I_{cr1}$) und setzt zur Berechnung der Kollektorwiderstände R3, R4 diesen Strom sowie – wegen des Zündspannungsbedarfs des Thyristors – U_B um etwa 2 V geringer an als vorhanden. Danach ergeben sich dann, wie in 3.7.2.1. erläutert, alle anderen Werte für R1, R2, C1, C2, T1 und T2. Dieser Taktgeberteil wird also insgesamt so behandelt wie der schon beschriebene Transistorwechselblinker. Die zwischen Gate-Katode der Thyristoren liegenden 1-k Ω -Widerstände vermeiden u. a. Reststromeinflüsse der Transistoren auf Th1, Th2 und sind im Wert unkritisch, sie gehen in die Taktgeberberechnung nicht ein, dürfen also nicht etwa zu R3, R4 addiert werden!

Für einen Netzbetrieb (220-V-Glühlampen, 15 bis 25 W, für Warn- oder



$La1, La2: 220V \sim 25W$
 $Th1, Th2: \approx 350V \approx 1A$
 $D1, D2: Si\text{-}Dioden \approx 350V, \approx 0,1A$ (SY 204 o.ä.)
 $C1, C2: \approx 100\mu F / 350V$ (Blinkzeit) ($C1 = C2$)
 $R1, R2: \approx 100k\Omega$ (exemplarabhängig Th1, Th2)
 $D3...6: \approx 350V, J_D = J_{La/2}$

Bild 3.33

Einfache Blinkschaltung für Netzbetrieb

Reklameanwendungen u.ä.) läßt sich die Schaltung von Bild 3.31 sinngemäß verwenden (beim Aufbau dieser und aller ähnlichen netzverbundenen Schaltungen sind selbstverständlich die einschlägigen Berührungsschutz- und sonstigen Vorschriften strikt zu beachten!), wenn zuvor eine Gleichrichtung der Netzspannung vorgenommen wird. Bild 3.33 zeigt die Schaltung. Die notwendigen Richtwerte für die Dimensionierung sind im Bild angegeben. Wie schon erwähnt, hat auch diese Schaltung Dimensionierungsprobleme, weil sie bereits bei relativ geringen Lampenleistungen zu verhältnismäßig hohen C -Werten zwingt und keine allzu langen Blinkzeiten gestattet. Ihr Vorzug ist die Einfachheit. Ein Vergleich der Wertangaben mit denen der Niedervoltausführung (Bild 3.31) zeigt, daß für hohe Spannungen und dadurch bedingte höhere Lampenwiderstände günstigere Dimensionierung gelingt. Mit höheren C -Werten können noch Lampen von 60 bis 100 W in ausreichendem Blinkrhythmus geschaltet werden, was für fast alle Anwendungen ausreichen wird. Diese Lampenleistungen sind auch noch mit 1-A-Thyristoren und 1-A-Gleichrichterioden zu realisieren. Der für

die Funktion unentbehrliche Puffer-Elektrolytkondensator $100\ \mu\text{F}$ parallel zum Netzgleichrichter muß allerdings für Lampenleistungen über 25 W u. U. ebenfalls vergrößert werden, um auch in den Spannungs-Nulldurchgängen der Netzspannung noch ausreichenden Haltestromfluß im jeweils durchgeschalteten Thyristor zu gewährleisten.

Sollen Lampen o.ä. Verbraucher für 220 V mit längeren Zeiten geschaltet werden, so wendet man wiederum das bei Bild 3.32 gezeigte Prinzip an. Für diesen Fall kann man die Taktgeber-Betriebsspannung mit aus dem Netz gewinnen. Bild 3.34 zeigt eine solche in weiten Grenzen frei dimensionierbare Schaltung, in diesem Fall mit npn-Si-Transistoren bestückt. Die Ansteuerung der Thyristoren wird (s. Abschn. 15.8.2.) hier mit den Emittterströmender Transistoren vorgenommen. Der Leistungsteil mit $D1 \dots D4$, $Th1$, $Th2$, $La1$, $La2$ und $C3$ entspricht funktionell Bild 3.32; das dort Gesagte gilt auch in diesem Fall sinngemäß. Für $C3$ genügt bei den in Frage kommenden Thyristortypen ein relativ kleiner Wert (MP- oder ML-Rollkondensator). Da der Stromverbrauch des Taktgebers konstant bleibt (entweder $T1$ oder $T2$ ist stets durch-

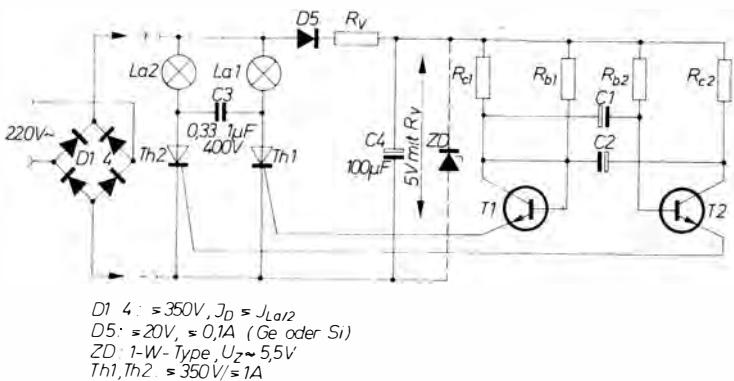


Bild 3.34 Verbesserte Blinkschaltung für Netzbetrieb

gesteuert, $R_{c1} = R_{c2}$), kann die Betriebsspannung mittels Vorwiderstand R_v und Siebelektrolytkondensator $C4$ aus dem Netz gewonnen werden. $D5$ verhindert dabei lediglich Rückentladung von $C4$ in den Lampenstromkreis während der Nulldurchgänge der Netzspannung. $Th1$ und $Th2$ zünden bei Beginn jeder Halbwelle neu, solange Gate-Strom vom zugeordneten Transistor fließt. Da hinter dem Netzgleichrichter $D1 \dots D4$ kein Ladelektrolytkondensator vorhanden ist, sperren $Th1$ bzw. $Th2$ jeweils im Nulldurchgangsmoment wegen Unterschreitung ihres Haltestroms. Deshalb kann man übrigens bei nicht zu kurzen Blinktakten $C3$ weglassen, falls $D1 \dots D4$ – je nach Lampenstromstärke – für 1 Halbwelle den Strom beider Lampen vertragen. Bei Zündung eines Thyristors (Umschalten des Taktgebers $T1, T2$) verlöscht der andere dann erst mit Ablauf der vorhandenen Halbperiode (das sind maximal 10 ms »Verspätung«), weil er danach nicht mehr gezündet wird. Sicherer (und bei Anschluß von Verbrauchern mit induktiver Komponente, Relais, Magnetventile usw. unumgänglich) ist die Verwendung von $C3$.

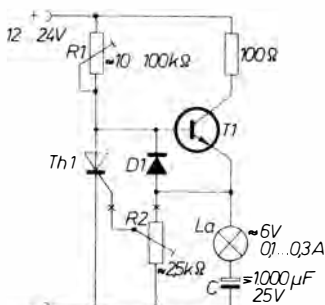
Die Z-Diode ZD kann bei sorgfältiger Dimensionierung entfallen; im Störfall ist dann allerdings mit Verlust der Transistoren zu rechnen. Um Basisschutzdioden vor $T1, T2$ (deren Basen bei npn-Si-Transistoren keine höheren Sperrspannungen als $-5V$ bekommen dürfen) zu erübrigen, setzt man die Taktgeberbetriebsspannung zweckmäßig auf nur $5V$ fest. Die Dimensionierung erfolgt wieder wie schon beschrieben. Für den Praktiker können unter den gegebenen Voraussetzungen und den Stromverstärkungsfaktoren für $T1, T2$ von je $\beta \approx 100$ folgende Vereinfachungen gelten: Transistortypen: $I_{c\max} = I_G$ der Thyristoren (für 1-A-Typen meist 10 bis 20 mA), für Thyristoren 3 A und größer maximal 0,1 A

erforderlich); damit ergibt sich für $R_{c1} = R_{c2}$ der Wert 470Ω (für 1-A-Thyristoren) bzw. 47Ω (für 3-A-Thyristoren und stärkere). $R_{b1} = R_{b2}$ bei $\beta \approx 100$ dann maximal $50k\Omega$ bzw. $5k\Omega$. Mindestwerte rund das 0,1fache davon. Mit $C1 = C2 = 20\mu F$ erreicht man dann Blinkzeiten um 1 s. Zuletzt wird R_v errechnet. Dafür legt man den Emitterstrom eines Transistors zugrunde (10 mA oder 0,1 A je nach Thyristortyp) und errechnet hieraus und aus der Netzspannung R_v (Belastbarkeit beachten!) nach dem Ohmschen Gesetz. Falls auf ZD verzichtet wird, setzt man R_v vorerst mit dem Doppelten des errechneten Werts ein und gleicht im Betrieb R_v auf $5V$ an $C4$ ab.

3.7.6.3. *Thyristorblinklichtgeber mit geringer Stromaufnahme*

Allen bisher beschriebenen Blinklichtgebern für Batteriebetrieb ist gemeinsam, daß sie einen relativ hohen Dauerstrom verbrauchen, mindestens aber ihre Stromaufnahme während der Lampenleuchtzeit gleich dem Lampenstrom ist. Mitunter stehen jedoch nur Spannungsquellen mit relativ hohem Innenwiderstand zur Verfügung (kleine Batterieformen oder Signalausgänge an Geräten u.ä.). Falls die Spannungsquelle nicht den vollen Lampenstrom aufbringen kann, bricht dann die Spannung zusammen. In manchen Fällen können Komplementärblinkgeber einen Ausweg bieten (Abschn. 3.7.4.2.), dann muß jedoch der Spannungsquelle immer noch ein großer Elektrolytkondensator parallel gelegt werden, der in der Leuchtperiode den Lampenstrom liefert und sich in den Dunkelpausen wieder auflädt.

Eine andere Möglichkeit für derartige Fälle bietet Bild 3.35. Ein Kondensator C wird hierbei mit geringem Ladestrom aufgeladen und durch Zündung eines Thyristors stoßartig über Blinklampe La entladen.



T1 Si-npn, $\beta \approx 100$, $J_{cmax} \approx 0,1A$ ($\approx 0,5-W$ -Typ)
D1 Si-Diode $\approx J_{La}$ (5V200 o.a.)
Th1 $\approx 25V \approx 1A$

Bild 3.35

Blinkimpulsgeber für geringen Stromverbrauch. Die Spannungsquelle wird auch während der Lampenleuchtzeit nur mit sehr geringem Strom belastet und kann daher hohen Innenwiderstand haben

Die Spannungsquelle wird daher nur mit dem geringzuhaltenden Ladestrom für C belastet und auch nicht durch Parallelschalten eines Elektrolytkondensators beeinträchtigt. Die Schaltung ist prinzipiell auch für höhere Spannungen dimensionierbar, die in Bild 3.35 angegebenen Werte zeigen ein Beispiel für die im Amateurbereich üblichen Spannungen.

Die Wirkungsweise ist einfach. Beim Anlegen der Speisespannung wird der Elektrolytkondensator C über La und $T1$ mit einem durch $R1$ einstellbaren Ladestrom aufgeladen. Zugleich steigt dabei die Spannung über $R2$. Je nach seiner Einstellung ist bei einer Spannung an C von 10 bis 15 V (also höher als die Lampen-Nennspannung) die Zündung für den Thyristor erreicht. $Th1$ zündet, und über $Th1$, $D1$, La wird C stoßartig entladen. La blitzt dabei auf. Danach setzt der Aufladevorgang erneut ein. Diese Schaltung ist somit vorwiegend für große Tastverhältnisse (kurze Lichtblitze, lange Dunkelpausen) geeignet. Die Lampenhelligkeit hängt – weil der Ent-

ladestromstoß nach einer angenäherten e-Funktion verläuft – von der auf C gespeicherten Ladungsmenge und den Daten von La ab. C muß deshalb nach der gewählten Lampentype bemessen werden; Anhaltswerte sind in der Schaltung angegeben. Die genaue Einstellung auf optimale Helligkeit ohne Überlastung der Lampe nimmt man, nachdem C festgelegt ist, mit $R2$ vor, dessen Einstellung auch von den Exemplardaten des $Th1$ abhängt. Die Dunkelpausenlänge und damit das Blinkintervall werden mit $R1$ eingestellt. Bei $R1$ darf man einen Mindestwert nicht unterschreiten, weil sonst u. U. nicht nur der Transistor überlastet wird (zu hoher Basisstrom), sondern im Zündmoment des Thyristors nach erfolgter Entladung von C der Haltestrom des Thyristors unterschritten werden muß, damit dieser wieder sperrt. $R1$ muß also mindestens so groß sein, daß über $R1$, $Th1$ weniger als der minimale Haltestrom des Thyristors (exemplarabhängig, für 1- bis 3-A-Typen u. U. 20 mA und weniger!) fließen kann. Die obere Wertgrenze für $R1$ ist durch das Teilverhältnis $R1/R2$ und die Betriebsspannung gegeben, da an $R2$ mindestens noch die Zündspannung des Thyristors erreicht werden muß. Darüber hinaus hängt der über $T1$ fließende Strom von seinem Basisstrom und damit bei über $R1$ kleiner werdender Spannung von dessen β ab. Um sehr geringe Stromaufnahme zu erreichen (sie läßt sich unter 1 mA halten), ist somit für $T1$ ein hoher β -Wert (der hohen $R1$ -Wert ermöglicht) ratsam. Für extreme Anforderungen an geringe Stromaufnahme und lange Dunkelpausen kann man die Schaltung erweitern, indem $R2$ entfällt (und damit die durch ihn erzeugten Stromverluste) und dafür bei X X eine Zündhilfsschaltung (Bild 2.27e, dort $ZD \approx 1,5 \dots 2 \cdot U_{La}$) eingefügt wird. Die Stromaufnahme der Schaltung läßt sich damit in den Dunkelpausen bis

3.8. Der Lichtstrahl als Übertragungsleitung (Lichttelefonie)

Modulationsfrequenzen grundsätzlich die Verwendung einer modulierten Glühlampe möglich ist, sei nebenbei erwähnt. Dieses schaltungstechnisch aufwendigere Verfahren wird der Amateur jedoch kaum wählen.

Wenn der Lichtstrahl sender- und empfängerseitig gut gebündelt ist (Hohlspiegel oder Sammellinse) und beide Geräte präzise aufeinander ausgerichtet sind, lassen sich mit den beschriebenen Schaltungen auch bei Tages- oder hellem Raumlicht Entfernungen bis zu etwa 80 m, bei Verwendung eines stärkeren Transistors (12 W) sowie des Lampentyps 6,3 V/0,3 A und entsprechend geringerer oberer Frequenzgrenze (2,5 bis 3 kHz, für Sprachzwecke ausreichend) im Sender sogar bis 250 m überbrücken, wie Versuche ergaben. Außer für Telefonieverbindungen eignen sich die beschriebenen Geräte für alle ähnlichen Aufgaben, z. B. für die Modellfernsteuerung. Beim Einsatz der Lichttelefonie außerhalb geschlossener Räume ist nach den geltenden gesetzlichen Bestimmungen eine Genehmigung der zuständigen Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen erforderlich; eine entsprechende vorherige Anfrage empfiehlt sich in jedem Fall!

3.8.1. Lichtstrahlsender

Bild 3.36 zeigt die Schaltung eines einfachen, allen Ansprüchen dieses Verfah-

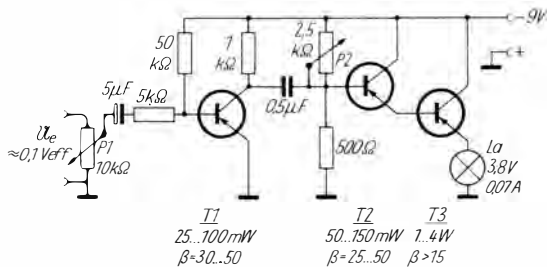


Bild 3.36
Lichtstrahlender zur Übertragung von NF-Schwingungen (Sprache, Musik, Fernsteuerkommandos u.ä.) mittels Lichtstrahl

rens genügenden Senders. Als Eingangsspannung U_e muß eine effektive NF-Spannung von etwa 100 mV vorhanden sein. P1, der Modulationsgradregler, ist so einzustellen, daß die Senderglühlampe La bei der Übertragung noch nicht sichtbar flackert (Zeichen von Übermodulation) und daß keine Verzerrungen auftreten. T1 arbeitet als Vorverstärker, T2 und der Lampenmodulationstransistor T3 sind in Tandemschaltung gekoppelt. Mit P2 wird die Grundhelligkeit der Sendelampe eingestellt – sie hängt weitgehend von der Übertragungsentfernung ab. Für kurze Strecken (10 m bis 15 m) ist sie so gering, daß die Lampe kaum erkennbar glimmt. Die thermische Trägheit des Glühfadens bewirkt ein Abfallen des Wirkungsgrads nach höheren Frequenzen, d. h., der Frequenzgang sinkt mit steigender Frequenz stetig ab. Dies wird durch den mit $0,5 \mu\text{F}$ sehr klein bemessenen, eine Höhenanhebung bewirkenden Koppelkondensator zwischen T1 und T2 weitgehend ausgeglichen. Dadurch kann im Frequenzbereich von etwa 20 Hz bis etwa 6 kHz ein ausreichend linearer Frequenzgang erzielt werden. An Stelle des Lampentyps 3,8 V/0,07 A kann für etwas kürzere Sendeentfernungen (bis etwa 40 m) auch der Typ 6 V/0,05 A benutzt werden, der eine geringfügig höhere

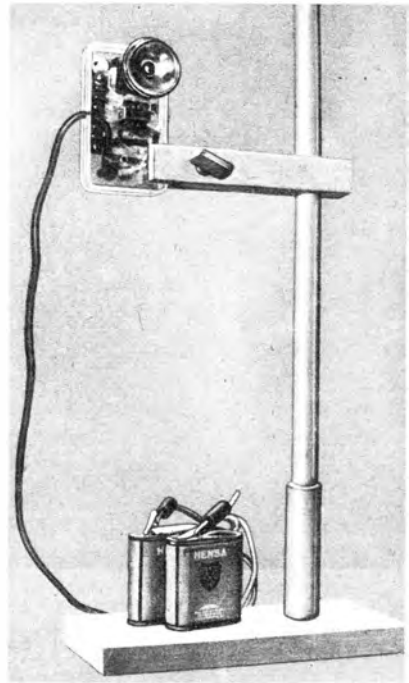


Bild 3.38

Versuchsmuster eines Lichtstrahlsenders für Lichtmodulation. Auf dem durchsichtigen Gehäuse, das die Schaltung nach Bild 3.36 enthält, ist ein Taschenlampenhohlspiegel als Strahler aufgesetzt, der auf bestmögliche Lichtbündelung eingestellt wird



Bild 3.37

Blick in den Innenaufbau des Lichtstrahlsenders

Grenzfrequenz ermöglicht. Bei Verwendung eines stärkeren Lampentyps würde die obere Frequenzgrenze herabgedrückt; außerdem wäre dann für T3 ein stärkerer Transistor (12-W-Typ) erforderlich. Dieser Transistor arbeitet nicht als Schalter, sondern als üblicher Leistungsverstärker in Kollektorschaltung; an ihm tritt daher eine ganz beachtliche Verlustleistung auf. 1-W-Transistoren müssen bei den angegebenen Lampentypen deshalb bereits mit Kühlblech montiert werden. Bild 3.37 und Bild 3.38 zeigen das Mustergerät; mit ihm erzielte Meßergebnisse sind in der unter [19] veröffentlichten eingehenden Beschreibung zu finden.

3.8.2. Lichtempfänger

Bild 3.39 zeigt den zugehörigen Lichtempfänger. Wegen der erforderlichen relativ hohen Grenzfrequenz des lichtempfindlichen Bauelements scheiden Fotowiderstände und Senelemente aus. Geeignet sind Fotodioden (FD in Bild 3.36) und Fototransistoren (s. dazu Teil I, Abschnitt 2.2.4.). Der Anschluß eines Fototransistors FT an Stelle der Fotodiode FD ist schematisch mit angegeben. Wie einleitend schon erwähnt, bildet eine gute

Lichtbündelung die Voraussetzung für die Erzielung großer Reichweiten. Der Empfänger muß daher mit Sammellinse ausgestattet sein. Die kleine lichtempfindliche Fläche der für diesen Zweck geeigneten Fotohalbleiter kommt dem entgegen; sie ist genau im Brennpunkt der Linse anzuordnen. Mit P1 erfolgt die Einstellung auf die Grundhelligkeit des empfangenen Lichtstrahls; dieser Regler ist nicht allzu kritisch. Nur falls der Sender auf große Helligkeit eingestellt oder kräftig moduliert wird, muß man P1 – Normalwert 10 k Ω – verringern. Im Interesse großer Reichweiten sollte der Empfänger möglichst rauscharm ausgelegt sein, weshalb man für FD bzw. FT mit geringer Betriebsspannung (1 bis 1,5 V an R1) arbeitet. R1 ist entsprechend zu bemessen; Richtwert 200 bis 500 Ω je nach Betriebsspannung. Verwendet man einen Fototransistor, so wähle man ebenfalls einen möglichst rauscharmen Typ (bei Selbstanfertigung vor Anbringen im fertigen Gerät nach Bild 3.39 auf geringes Rauschen aussuchen! Öffnen von Metallgehäusen ist riskant, vergleiche dazu Abschnitt 2.2.4.3.; in Frage kommt Decklackentfernung bei Importtransistoren mit Glasgehäuse!) Das gleiche gilt für T1. Dieser Transistor (gegebenenfalls auch FT) sollte außerdem

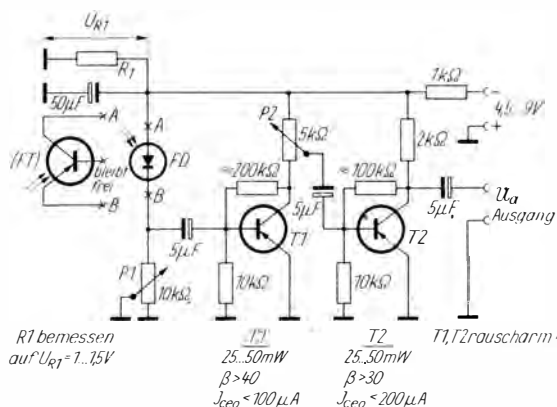


Bild 3.39
Lichtstrahlempfänger für die Übertragung von NF-Schwingungen mittels modulierten Lichtes. Als Lichtempfänger sind nur Fotodiode FD und Fototransistor FT brauchbar

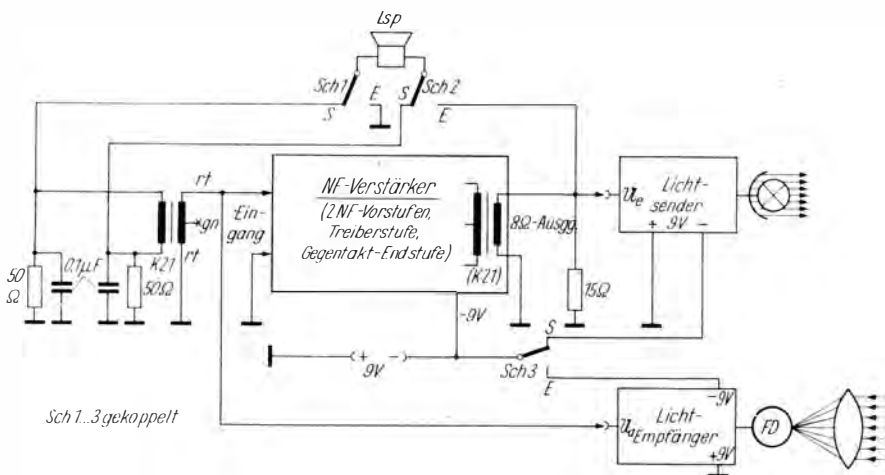


Bild 3.40 Kombination von Lichtstrahlsender (Bild 3.36), L Lichtstrahlempfänger (Bild 3.39) und beliebigem NF-Verstärker zu einer Wechselsprechanlage (Lichtstrahltelefon)

aus gleichem Grunde möglichst geringen I_{ceo} haben. P2 ist der Lautstärkeregl. Das Gerät nach Bild 3.39 entspricht einem Vorverstärker; ihm ist also in jedem Fall noch ein üblicher NF-Verstärker nachzuschalten (u. a. in [1], [7], [15], [17] und [60] zu finden).

3.8.3. Wechselsprechverbindung über Lichtstrahl

Dieser Abschnitt soll an Hand eines Beispiels die Anwendung der vorstehend beschriebenen Geräte zeigen. Herzustellen ist eine Wechselsprechverbindung über Lichtstrahl. Beide Sprechstellen müssen dann mit je einem Sender nach Bild 3.36, einem Empfänger nach Bild 3.39 und einem beliebigen kleinen NF-Verstärker mit Endstufe ausgerüstet sein (für den NF-Verstärker sei auf den gut dafür geeigneten Verstärkerbaustein *GES4-1* hingewiesen, der in [18] und verschiedenen Fachzeitschriften beschrieben ist). Jede Sprechstelle hat einen Lautsprecher, der gleichzeitig als

Mikrofon benutzt wird. Geeignet dafür sind alle permanentdynamische Kleinaltsprecher. Bild 3.40 zeigt in Form eines Übersichtsschaltplans die Zusammenschaltung der Einzelgeräte für eine Sprechstelle. Der Lichtsender entspricht Bild 3.36, der Lichtempfänger Bild 3.39. Lautsprecher Lsp ist in der gezeichneten Stellung *Senden* (Schalter Sch1 bis 3 gekoppelt in Stellung S; dafür kann auch ein Relais benutzt werden) mit dem Eingang des Verstärkers über den Anpaßtransformator K21 (vom Empfängertyp *Sternchen*, Ausgangstransformator) verbunden. Der Verstärker Ausgang entspricht dem niederohmigen Lautsprecherausgang (Sekundärseite des üblichen Gegentakt-Ausgangstransformators der Endstufe) und ist wegen der bei Sendstellung fehlenden Lautsprecherlast mit 15Ω abgeschlossen. Die auf diese Weise erzielte Verstärkung genügt, um den Sendereingang ausreichend anzusteuern. Die Gegenstelle hat ihre Anlage auf *Empfang* (Sch1 bis 3 in Stellung E) geschaltet. Dort liegt jetzt der Lautsprecher

am Verstärkerausgang – der parallellliegende Sendereingang macht sich nicht bemerkbar –, und der Verstärkereingang erhält vom Lichtempfänger die NF-Spannung der Gegenstelle. Hierbei stört der noch am Verstärkereingang liegende Übertrager nicht, da er wegen des abgetrennten Lautsprechers jetzt einen ausreichend hohen Scheinwiderstand hat. Damit Verkopplungen vermieden werden, schaltet Sch3 die Betriebsspannung jeweils entweder an den Sender oder an den Empfänger. Dadurch wird das Umschalten der Tonleitungen vereinfacht, und man kommt mit insgesamt nur 3 Umschaltkontakten aus. Die RC-Glieder $50\Omega/0,1\mu F$ dienen in Stellung *Empfang* zur zusätzlichen Symmetrierung der dann unbenutzten niederohmigen Seite des K21 und verhüten die sonst u. U. mögliche Selbsterregung durch Rückkopplung vom Verstärkerausgang über die Streukapazität der Kontakte Sch1 und Sch2 sowie über die Wicklungskapazität des Übertragers. Auch diese Maßnahme trägt dazu bei, mit nur 3 Umschaltkontakten auszukommen.

Sch3 sorgt dafür, daß die jeweilige Sendelampe nur brennt, wenn auf der betreffenden Seite gesprochen wird (Batterieschönung).

Als Batterie genügen für nicht zu lange Betriebszeiten (10 bis 15 Stunden bei unterbrochenem Betrieb) bereits 2 Taschenlampenbatterien. Den Hauptanteil des Stromes benötigt der Sender.

3.9. Transistor-Elektronenblitzgerät für Fotografen

Elektronenblitzgeräte gehören für den fortgeschrittenen Amateur- und Fachfotografen zur unentbehrlichen Ausrüstung. Ihr Prinzip beruht darauf, daß ein Kondensator, dem eine – meist mit dem Edelgas Xenon gefüllte – Gasentladungslampe

(Blitzröhre) parallelgeschaltet ist, auf eine Spannung aufgeladen wird, die unterhalb der Blitzlampenzündspannung liegt. Durch einen außen an die Blitzlampe angelegten, sehr hohen Spannungsimpuls wird im Lampeninneren eine Ionisation erzeugt, die die Zündung der Blitzröhre bewirkt. Die im Kondensator gespeicherte Energie entlädt sich nun stoßartig über die Blitzlampe, wobei die Gasfüllung für Bruchteile von Sekunden sehr hell aufleuchtet. Die Blitzdauer ist wegen des nach Zündung äußerst geringen inneren Widerstands der Blitzröhre sehr kurz (Größenordnung

$\frac{1}{1000}$ s), der Entladestromstoß sehr hoch (Größenordnung 50 A). Die angegebene Lichtleistung wird in Wattsekunden (Ws) – entspricht der früher bei Blitzgeräten üblichen Angabe in Joule – gemessen. Sie hängt von der Lampenspannung (auf die der Blitzkondensator geladen wird) und von der Kapazität des Kondensators ab; sie errechnet sich nach $A = \frac{C \cdot U^2}{2}$ (A in Ws,

C in μF , U in kV). Zur Erzeugung der Zündimpulsspannung für die Blitzröhre wird eine besondere, mit im Lampenstab untergebrachte Zündschaltung benötigt. Für das Aufladen des Kondensators ist entsprechende Stromversorgung erforderlich. Moderne Blitzgeräte arbeiten ausschließlich mit der Lampenspannung 500 V als günstigstem Kompromiß. Da das Blitzgerät tragbar sein muß, kommt nur Stromversorgung aus Batterien in Frage; es wird also eine Spannungstransformation erforderlich. Hierfür waren bei älteren Geräten mechanische Wechselrichter (Zerhacker) üblich, die jedoch relativ stör anfällig sind und unangenehm viel zusätzlichen Strom aufnehmen, wodurch die maximale Blitzzahl je Batterie begrenzt wird. Das beschriebene Gerät benutzt einen Transistor-Spannungswandler. Diese

Bild 3.41 zeigt die Schaltung eines Blitzgeräts für den anspruchsvollen Fotografen. Als Stromquelle eignet sich im Hinblick auf hohe Leistung, kurze Wiederaufladezeit und ausreichende Blitzzahl nur ein kräftiger 6-V-Bleiakkumulator; empfohlen wird dafür der auch beim Mustergerät benutzte, speziell für Elektronenblitzgeräte geschaffene Typ *EB 6* (6 V/5 Ah). Mit S1 wird das Gerät eingeschaltet. Die Transistoren T1 und T2 bilden zusammen mit dem Transformator den Transverter, der dem unter 9.2.2. beschriebenen Leistungstransverter entspricht. Der Transformator muß nach den dort gegebenen Daten speziell gewickelt werden. Im allgemeinen wird die Transverterausführung für 5 W Leistung bereits ausreichen. Eine bedeutend kürzere Wiederaufladezeit – wichtig für schnelle Aufnahmefolge – ergibt der 10-W-Transverter mit 4-W-Transistoren, der allerdings die Batterie stärker belastet und daher eine etwas geringere Blitzanzahl je Akkumulatorladung bringt. Das Mustergerät war mit dem 5-W-Transverter ausgestattet und ergab nach Abblitzen eine Wiederbereitschaftszeit von etwa 12 s (je nach Akkumulatorladezustand) bei etwa 150 Blitzen je Akkumulatorladung (bei 50 Ws Lichtleistung). Mit dem 10-W-Transverter sind Ladezeiten von 7 s und weniger erreichbar.

112

verters gewährleistet. Nach beendeter Aufladung zieht Rel an und schließt mit rel 1 die Rückkopplungswicklung L2 kurz, womit der Transverter aussetzt und der Batterie lediglich noch der geringe Reststrom der Transistoren T1 und T2 (1 mA und weniger) entnommen wird. L3 des Transformators legt man je nach gewählter Transverterausführung gemäß den Angaben in 9.2.2. für eine Spannung von 260 bis 270 V aus. Während des Aufladens zeigt G12 das ordnungsgemäße Arbeiten des Transverters an, ihr Verlöschen die Funktion der Schaltautomatik. Mit der Spannungsverdopplerschaltung C2, D1 und D2 wird aus der von L3 abgegebenen Spannung die notwendige Ladespannung von 520 bis 540 V erzeugt, die über R3 den Blitzkondensator C3 sowie die bedarfsweise zwecks Erhöhung der Lichtleistung zuschaltbaren Zusatzkondensatoren C4 und C5 (die auch fortgelassen werden können) auflädt. Diesen parallel liegt die Blitzlampe. Als Blitzkondensatoren werden die speziell dafür gefertigten Fotoblitzkondensatoren vom VEB *Kondensatorenwerk* Gera (250 oder 500 μ F) oder ähnliche empfohlen. R3 wird so bemessen, daß der Transverter bei völlig entladene Blitzkondensator mit Sicherheit anschwingt. Dieser Widerstand hat einerseits den Zweck, zu verhüten, daß der Transverter in diesem Fall zunächst im Kurzschluß arbeitet und dadurch nicht anschwingen kann. Andererseits entsteht an ihm durch den Ladestrom eine merkliche, nutzlos eingebüßte Verlustleistung, die die Anzahl der Blitze je Akkumulatorladung mindert. R3 soll daher nicht größer sein als erforderlich; ungefähre Richtwert 3 k Ω . Günstig ist ein Drahtwiderstand mit Schelle, der entsprechend abgeglichen werden kann.

In den Blitzkondensatoren ist eine recht erhebliche Energie gespeichert, die bei Kurzschluß zu regelrechten Explosionen,

schweren Materialschäden und Brandverletzungen führen kann. Daher gilt als oberstes Gebot: reichliche Isolierung aller Hochspannung führenden Leitungen, wobei besonders die Kabelkupplung der Blitzlampe sowie deren Kabel (nur Starkstromgummikabel verwenden!) zu beachten sind. Daß darüber hinaus die hohe Lampenspannung sehr gefährlich werden kann, bedarf keiner Erläuterung! Ferner muß man beachten, daß beim Abblitzen die Kondensatoren nicht restlos entladen werden, da die Blitzlampe, wie jede Gasentladungslampe, bereits bei ihrer Löschspannung verlöscht. Nach Abblitzen können an den Blitzkondensatoren noch bis zu 100 V stehen, die bei Eingriffen ins Gerät nicht etwa durch einfaches Kurzschließen beseitigt werden dürfen! Hierfür dient der im Geräteinnern angebrachte und möglichst sogar mit dem Gehäusedeckel gekuppelte Sicherheitsschalter S3, der die Kondensatoren gefahrlos entlädt und während der gesamten Eingriffszeit geschlossen sein muß. Aus dem gleichen Grund ist der Leistungsumschalter S2 (mit dem – z. B. bei Farbfilmaufnahmen oder größeren Objektentfernungen – bei entsprechend verlängerter Aufladezeit die Blitzleistung auf 150 Ws erhöht werden kann) 3stufig ausgeführt. Es muß sich im Hinblick auf die hohen Blitzentladeströme um eine stabile, kontaktsichere Starkstromausführung handeln; aus dem gleichen Grund hat auch das Lampenkabel mindestens einen Querschnitt von 1,5 mm² aufzuweisen. Die Mittelstellung von S2 wird im Gebrauch mäßig schnell überschaltet. Über den 150- Ω -Widerstand werden die Zusatzkondensatoren dann nachgeladen, bevor sie dem Kondensator C3 unmittelbar parallel liegen. Bei sofortigem Zuschalten und unterschiedlich geladenen Kondensatoren käme es sonst zu einer stoßartigen Umladung zwischen C3 und C4/C5, die S2

explosionsartig zerstören würde. Die Abschaltautomatik arbeitet mit der lichtgeschützt (schwarzlackierten!) im Geräteinnern untergebrachten Glimmlampe G1 und den Transistoren T3, T4. P1 wird so ein gestellt, daß die Glimmlampe genau dann zündet, wenn an C3 gerade 500 V stehen. Dadurch erhält T3 und von diesem T4 Basisstrom. Rel zieht an und setzt mit rel 1 den Transverter still. Nachdem abgeblitzt oder bei längerer Wartezeit die Spannung an C3 auf etwa 480 V abgefallen ist, verlöscht G1, Rel fällt ab und startet mit rel 1 den Transverter. Für G1 soll eine Ausführung mit möglichst geringer Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung benutzt werden. Für hohe Ansprüche empfiehlt sich die Verwendung einer für Stabilisationszwecke bestimmten Glimmlampe, z. B. Typ *STR 85/10*; es sind auch andere Glimmlampen für höchstens 80 bis 150 V Zündspannung geeignet, etwa die bekannten kleinen Prüfstift-Stabglimmlampen. Die Genauigkeit der beschriebenen Automatik reicht für die Praxis aus. Eine präziser arbeitende Abschaltung ist in [15] zu finden.

R4 sollte aus etwa 5 einzelnen Widerständen (Gesamtwert $5\text{ M}\Omega$) zusammen-

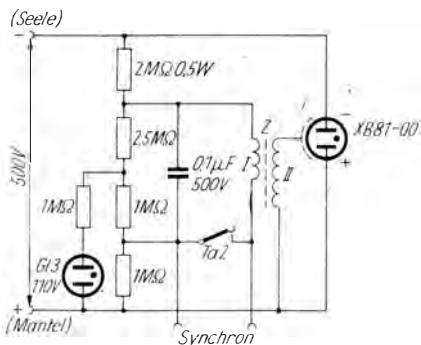


Bild 3.42
Schaltung des Lampenstabs (Hauptlampe) zum
Elektronenblitzgerät

gesetzt werden, um Spannungsüberschläge durch Kriechstrombildung zu vermeiden – immerhin wird das Gerät gelegentlich auch staubiger Luft und feuchtem Klima ausgesetzt sein! Das Mustergerät, von dem Bild 3.43 und Bild 3.44 einen Eindruck geben, wurde zusätzlich mit einem Meßinstrument I zur Kontrolle der Batteriespannung (Ladezustand) und der Lampenspannung während der Aufladung (Tal gedrückt) versehen. Diese Einrichtung kann zwar grundsätzlich entfallen; sie hat sich aber als



Bild 3.43
Fotoelektronenblitzgerät. Im Koffer das Gerät nach Schaltung Bild 3.41. Die Blitzlampe ist die handelsübliche »Hauptlampe« zum Blitzgerät Typ B70 (VEB Elgawa, Plauen)

nützlich erwiesen, falls in dringenden Fällen einmal vorzeitig abgeblitzt oder aus einem schon fast entladenen Akkumulator noch ein Blitz »herausgequält« werden muß. Nach der Instrumentanzeige kann man dann eine etwaige Leistungsminderung abschätzen und bei der Kameraeinstellung berücksichtigen. Ebenfalls praktisch bei Arbeiten im Dunklen ist der Pilotlichtanschluß, an dem sich eine kleine Einstellhilfslampe für die Kameraeinstellung anschließen läßt. Bei offenem SI kann über diesen Anschluß auch der Akkumulator ohne Ausbau geladen werden.

Da es schwierig ist, die Zündspule, die einen Spannungsimpuls von größenordnungsmäßig 10 bis 20 kV abgeben muß, selbst herzustellen, wird zur Benutzung eines handelsüblichen Lampenstabs mit Blitzlampe geraten, zumal der Eigenbau weder kleiner noch billiger würde. Gut geeignet sind die bekannten Blitzlampenstäbe (Hauptlampe) zum Blitzgerät B70 des VEB Elgawa, Plauen. Falls eine Zündspule vorhanden ist (auch die Zündspulen aus den Handgriffen der alten HF-Heilgeräte früherer Jahre, die häufig noch in Bastelkisten »schlummern«, sind brauchbar, wenn ihre zuoberst liegende Primärwindungszahl etwa verdoppelt wird), kann der Eigenbau nach der in Bild 3.42 angegebenen Schal-

tung, aus der auch der Blitzröhrentyp hervorgeht, vorgenommen werden. Gl3 ist die übliche, allerdings sehr ungenaue Bereitschaftslampenanzeige, Ta2 die Blitzauslösetaste für Handauslösung, Z die Zündspule.

3.9.1. Zubehör zum Blitzgerät – die 2. Lampe

Welch entschiedenen Vorteil bei der Bildgestaltung die Verwendung einer 2. Lampe im Hinblick auf eine ausgeglichene Lichtführung bietet, weiß jeder Fotograf.

Hierfür gibt es folgende Möglichkeiten:

Synchronzusatz zum gleichzeitigen Auslösen einer 2. selbständigen Blitzlichtquelle (2. Blitzgerät oder im einfachsten Fall zusätzliche Vakublitzlampe) und die »Tochterlampe«, die mit aus dem vorhandenen Blitzgerät gespeist wird (dabei verteilt sich die verfügbare Blitzenergie etwa zu gleichen Teilen auf beide Lampen – die Zusatzkondensatoren C4 und C5 nach Bild 3.41 werden dann besonders wertvoll).

Die Synchronauslösung eines 2. Blitzgeräts kann durch das Licht des 1. geschehen, indem am Lampenstab des 2. Geräts eine Fozelle angebracht wird, die auf den Lichtschein des 1. Geräts mit Aus-

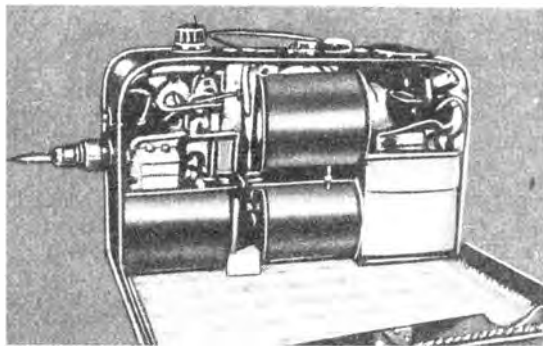


Bild 3.44
Innenaufbau des Blitzgeräts; rechts unten der Akkumulator, darüber das Kontrollinstrument, Gerätmittle und links unten die Blitzkondensatoren, links oben Transverter und Abschaltautomatik, oben der Lichtleistungsumschalter (S2 in Bild 3.41), links die Kabelkupplung für die Blitzlampe

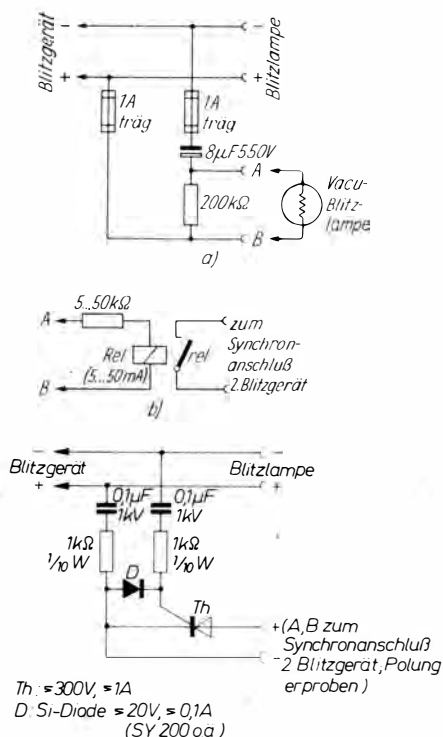


Bild 3.45

Synchronschaltung zum gleichzeitigen Auslösen einer 2. Blitzlichtquelle (a). Bei A-B kann entweder eine Vakublitzlampe direkt oder über ein Zwischenrelais (b) ein 2. Blitzgerät beliebiger Bauart angeschlossen werden. Ankopplung eines 2. Blitzgeräts kann auch mittels Thyristors erfolgen (c)

lösung des 2. reagiert. Zwar bringt der VEB Elektronische Spezialröhren Leipzig (vormals Deutsche Glimmlampengesellschaft Preßler KG, Leipzig) spezielle Fotozellen für diesen Zweck auf den Markt, die jedoch für den Amateur wenig Bedeutung haben. Ihn wird mehr eine leicht improvisierbare Kopplungsmöglichkeit für ein beliebiges (evtl. ausgeliehenes) 2. Blitzgerät interessieren, wie Bild 3.45 zeigt. Die Synchron-

schaltung nach Bild 3.45a kann fest mit in den Blitzkoffer eingebaut werden, oder man schaltet sie zwischen Blitzkoffer und Blitzlampe; dann liegt sie der Blitzlampe parallel. Der $8\mu F$ -Elektrolytkondensator (übliche Rundfunkgerätausführung für 550 V) wird über den $200k\Omega$ -Widerstand stets zusammen mit dem Blitzkondensator aufgeladen und speichert rund 1Ws Energie. Beim Abblitzen rückt sich dieser Elektrolytkondensator in den Blitzkondensator; sein Energieanteil geht also nicht restlos verloren. Im Moment des Abblitzens steht die volle Spannung von 500 V am $200k\Omega$ -Widerstand und damit an den Buchsen A-B. Hier kann man nun eine beliebige Vakublitzlampe (Spannung gleichgültig) anschließen, die durch die Rückentladung des $8\mu F$ -Elektrolytkondensators in den Blitzkondensator mit Sicherheit gezündet wird. Zwecks Synchronisation eines 2. Elektronenblitzes schließt man die Relaiskombination nach Bild 3.45b an. Rel zieht dann jeweils beim Abblitzen des Hauptgeräts; sein Kontakt Rel ist mit dem Synchronanschluß des 2. Blitzgeräts verbunden und zündet dieses. Der Vorwiderstand wird je nach Relais typ bemessen und beeinflusst in erster Linie dessen Anzugsdauer, die lang genug sein muß, um ein sicheres Durchziehen des Ankers zu bewirken. Dementsprechend legt man den günstigsten Widerstandswert nach Versuch fest. Hochohmige Relais mit nicht zu schwerem Anker kommen eventuell ganz ohne Vorwiderstand aus und werden dann direkt bei A-B angeschlossen.

Auf das Relais und seine u. U. nicht unerhebliche mechanische Verzögerungszeit kann verzichtet werden, wenn ein Thyristor zur Zündung des 2. Elektronenblitzgeräts benutzt wird. Bild 3.45c zeigt die Schaltung dafür. Sie ist nach dem bisher Gesagten leicht verständlich. Die beiden $0,1\mu F$ -Kondensatoren speichern bei Auf-

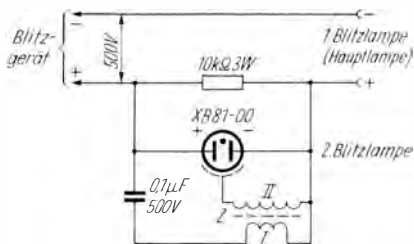


Bild 3.46
Schaltung der 2. Blitzlampe (Tochterblitzlampe)

ladung die für die Thyristorzündung nötige Energie. D schützt den Thyristorsteuerschluß vor negativen Impulsspannungen; sie schließt außerdem die Thyristorzündstrecke während des Aufladevorgangs kurz. Beim Abblitzen entladen sich die 0,1- μ F-Kondensatoren in den Blitzkondensator, ihr Entladestrom zündet Th. Über Th wiederum wird sofort der am Thyristor-anodenkreis angeschlossene Synchronzündanschluß des 2. Blitzgeräts kurzgeschlossen. Diese Schaltung arbeitet völlig kontaktlos und damit sehr zuverlässig. Allerdings muß die Synchronspannung des 2. Blitzgeräts mit der richtigen Polung an Th anliegen; dies wird je nach Typ und Konstruktion des Zweitgeräts gegebenenfalls durch Versuch festgestellt. Bei Falschpolung des Synchronanschlusses erfolgt keine Zündung.

Zu beachten ist in diesem Fall, daß durch diese Synchronschaltung eine Ipolige Verbindung zwischen beiden Blitzgeräten zustande kommt. Deshalb wurde der Thyristorzündkondensator auf 2 0,1- μ F-Kondensatoren in beiden Zuleitungen aufgeteilt, die aus Sicherheitsgründen für 1 kV dimensioniert sein sollen. Damit besteht zwischen beiden Geräten keine Berührungsgefahr mehr, auch nicht zwischen den mit ihnen verbundenen 1, gegebenenfalls 2 Kameragehäusen, wenn die Blitzlampen selbst vorschriftsmäßig (Bild 3.42)

geschaltet sind (bei handelsüblichen zugelassenen Geräten stets der Fall). Die 1-k Ω -Serienwiderstände begrenzen den Thyristorsteuerstrom. Sie haben darüber hinaus Schutzfunktion (bei möglichem Kondensator Kurzschluß brennen sie ab und unterbrechen die Verbindung) und sollen deshalb nicht größer als 0,1 W dimensioniert sein.

Eine 2. Blitzlampe für das eigene Blitzgerät (Tochterblitzlampe, auch fertig käuflich!) kann man nach Bild 3.46 bauen, wenn eine geeignete Zündspule vorhanden ist. Zündspule und Blitzröhre entsprechen denen der Hauptlampe (Bild 3.42). Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist recht interessant. Die Hauptlampe liegt in Serie mit dem 10-k Ω -Widerstand. Da bis auf den geringen Lampenstab-Spannungsteiler-Querstrom (Bild 3.42) kein Strom fließt, macht sich kein Spannungsabfall bemerkbar. Sobald die Hauptlampe gezündet wird, tritt wegen des dann sehr niedrigen Lampenwiderstands der Hauptlampe am 10-k Ω -Widerstand stoßartig die volle Betriebsspannung auf. Dadurch lädt sich der 0,1- μ F-Kondensator über Wicklung I der Zündspule Z stoßartig auf, der dabei in Wicklung II induzierte Spannungsstoß zündet sofort die 2. Blitzlampe nach, die dadurch ebenfalls niederohmig wird. Nunmehr liegen beide Blitzlampen gezündet in Serie, und die Kondensatorspannung des Blitzkondensators verteilt sich etwa zu gleichen Teilen auf beide Lampen, dementsprechend auch die Lichtenergie. Zu beachten ist, daß im Moment der Zündung jeder Lampe die volle Kondensatorspannung von 500 V zur Verfügung steht, da beide Lampen unmittelbar *nacheinander* zünden. Die Zündung erfolgt deshalb ebenso sicher wie bei Einlampenbetrieb – es steht also nicht etwa jeder Lampe nur die halbe Betriebsspannung zur Zündung zur Verfügung, wie man im ersten Moment bei Betrachtung dieser Schaltung annehmen könnte!

3.9.2. Elektronenblitzgeräte für Netzbetrieb

Für Blitzgeräte, die vorwiegend stationär eingesetzt werden, ist Batteriebetrieb unrentabel. Man speist in diesem Fall aus dem Netz. Es gibt dafür schaltungstechnisch folgende Möglichkeiten.

Man kann von der Schaltung des Batteriegeräts ausgehen und dort den Transverter weglassen (Bild 3.41). An die Stelle der Transformatorwicklung L_3 tritt dann der Netzanschluß. Dies bedingt jedoch Beibehaltung der Abschaltautomatik, wobei Relaiskontakt rel1 nach Aufladung der Blitzelektrolytkondensatoren auf 500 V das Netz abschaltet, und für die Automatik (Rel, T3, T4) eine besondere kleine Stromquelle (Batterie oder Netztransformator mit Gleichrichter und Siebelektrolytkondensator) – eine insgesamt ungünstige Lösung. Die Automatik wäre nicht entbehrlich, da die Netzspannung 220 V ~ beträgt, ihr Scheitelwert somit bei 310 V liegt (s. dazu Bild 1.1) und durch die Spannungsverdopplung die Blitzelektrolytkondensatoren auf rund 620 V geladen und damit zerstört würden. Günstiger ist es deshalb, einen Netztransformator vorzusehen, dessen Sekundärwicklung an die Stelle von L_3 in der Schaltung nach Bild 3.41 tritt und rund

175 ~ abgeben muß. Dann kann auch auf die Abschaltautomatik verzichtet werden. C2 wählt man in diesem Fall zwecks schneller Aufladung etwas größer (4- bis 10- μ F-Elektrolytkondensator mit Minuspol nach D1, D2 möglich!), R3 kann auf etwa 100 Ω verringert werden oder ganz entfallen.

Ein weiterer schaltungstechnisch möglicher Weg besteht darin, das Netz über ein Spannungsreduzierglied direkt anzuschließen. Man spart damit den Netztransformator ein – hat allerdings in der gesamten Blitzgerätschaltung galvanische Netzverbindung, was bezüglich der Berührungsgefahr beim Aufbau, bei der Lampenstabschaltung und ihrer Verbindung zum Kamerasynchronkontakt (= Kameragehäuse!) zu beachten ist! – und kommt auf diese Weise zu einer relativ einfachen, klein aufzubauenden und trotzdem leistungsfähigen Schaltung.

Als Spannungsreduzierglied kann man jedoch keinen Vorwiderstand benutzen, weil die Stromaufnahme während der Kondensatoraufladung nicht konstant ist und gegen Ladungsende fast zu 0 wird, womit auch der Spannungsabstand an einem Vorwiderstand etwa 0 würde und die Kondensatoren wiederum gefährdet wären. Man benutzt hierfür einen Varistor (Abschnitt 2.2.3.),

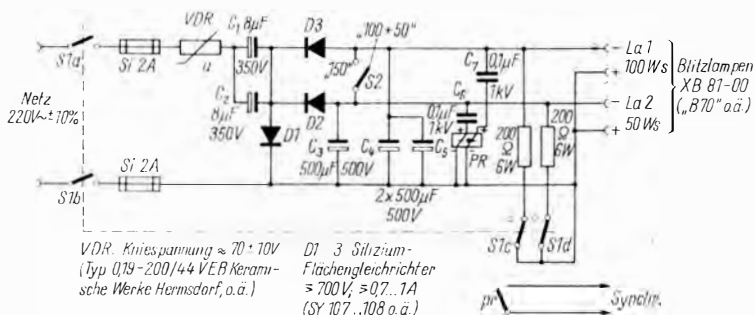


Bild 3.47 Schaltung einer Netzstromversorgung für 2 Fotoelektronenblitzhauptlampen

dessen Kniespannung vom durchfließenden Strom weitgehend unabhängig ist. Diese Kniespannung soll, wie sich aus dem Gesagten und unter Berücksichtigung eines Sicherheitszuschlags für mögliche Netzüberspannung und Bauteiltoleranzen ergibt, etwa 65 bis 75 V betragen.

Bild 3.47 zeigt eine nach diesem Prinzip aufgebaute Stromversorgung. Als Blitzlampen benutzt man die schon in den vorangegangenen Abschnitten genannte Ausführung. Neben der Stromversorgung ist an dieser Schaltung eine weitere Variante interessant, die sich prinzipiell auch beim Transistorgerät (Bild 3.41) anwenden läßt: die gleichzeitige Anschlußmöglichkeit zweier Lampen direkt am Blitzgerät. Dabei wird keine Tochterblitzlampe (Abschnitt 3.9.1.), sondern eine 2. gleichartige Hauptlampe benutzt. Sie werden bei La1, La2 angeschlossen. Ist S2 geschlossen, so sind die Blitzkondensatoren C3...C5 sowie die Dioden D2, D3 parallelgeschaltet. Man kann dann mit nur einer Lampe bei La1 oder La2 arbeiten, die die volle Leistung (150 Ws) aufnimmt. Wird S2 geöffnet, so ist es möglich, entweder an La1 mit 100 Ws oder an La2 mit 50 Ws zu arbeiten, da jetzt 2 völlig getrennte Lampenstromkreise vorhanden sind, die auch getrennt aufgeladen werden (D2, D3). So lassen sich aus einem Gerät 2 voneinander völlig unabhängige und auch unabhängig voneinander abblitzbare Lampen (z. B. jede mit eigener Kamera) betreiben. Interessanter ist die Möglichkeit, eine der Lampen als Hauptlicht zu verwenden und von der Kamera zu synchronisieren, die zweite Lampe aber als Effektlucht für das gleiche Objekt zu benutzen. Daß beide Lampen unterschiedliche Lichtleistung haben, kommt den Anforderungen der Praxis bei der Motivausleuchtung sehr entgegen. Die 2. Lampe muß dann mit der 1. synchronisiert sein, die ihrerseits mit der Kamera

synchronisiert ist. Zur Synchronisation wird das Prinzip nach Bild 3.45a, b benutzt. Die Schaltung nach Bild 3.47 sieht dafür ein polarisiertes Telegrafengerät mit einseitiger Ruhelage vor (PR). Geeignete Ausführungen haben 2 Wicklungen je etwa 1 k Ω (bei Anschluß richtige Polung beachten!) und einen Ansprechstrom bei 1 mA. Ihr Anker ist sehr klein und trägheitsarm. Da 2 Wicklungen auf PR vorhanden sind, kann das Relais mit seinen Umladekondensatoren C6, C7 auf beide Lampenkreise aufgeschaltet werden. Es zieht stets dann kurz an, wenn eine der beiden Lampen gezündet und der zugehörige Blitzkondensator entladen wird. Dabei schließt Kontakt pr kurzzeitig. An pr ist ein ausreichend langes Synchronkabel vorgesehen, das zur Zündung der 2. Lampe dient. Stets ist also eine Lampe mit der Kamera, die andere mit der von pr kommenden Synchronleitung verbunden – welche der beiden Lampen und von wo synchronisiert wird, bleibt gleichgültig. Mit Auslösung der Kamera zünden beide Lampen, wobei die über pr synchronisierte mit etwa 1/100 s Verzögerung oder weniger (je nach Relais PR) zündet, was fast in keinem Fall Bedeutung hat. Ist S2 geschlossen, so kann eine der beiden Lampen von der Kamera gezündet werden und übernimmt dann die volle Leistung; die andere bleibt dunkel, und zwar auch dann, wenn sie über pr mitsynchronisiert wird. Dies kommt durch die Verzögerung über PR zustande, weil zum Zeitpunkt der Zündung der 2. Lampe bereits alle Blitzelektrolytkondensatoren von der ersten nahezu entladen sind. Man kann daher die Lampen beliebig während der Arbeit vertauschen und nach Bedarf untereinander synchronisieren sowie die Lichtenergie nach Bedarf auf eine oder beide Lampen verteilen. Damit wird weitgehend freizügiges Arbeiten möglich. Bei nur einer Lampe können D2, PR, La2 und S2 entfallen.

Für S2 kann ausnahmsweise auf die Zwischenstellung mit Schutzwiderstand (S2 in Bild 3.41) verzichtet werden, da stets beide Blitzkondensatorgruppen gleichzeitig und gleich weit geladen sind und das Nachladen nach Abblitzen – falls nur ein Kondensator abgeblitzt wurde – sehr schnell erfolgt. Man soll lediglich S2 nicht sofort nach Abblitzen in Ein-Stellung bringen, was ohnehin bedienungstechnisch kaum vorkommen kann. 3 bis 4 s nach Abblitzen darf S2 eingeschaltet werden.

Die Aufladeschaltung entspricht dem zuvor Gesagten und ähnelt – abgesehen von der auch beim Transistorblitzgerät möglichen »Aufspaltung« der Ladekreise auf 2 Lampen-Kondensator-Gruppen – der Spannungsverdopplung nach Bild 3.41. Als Spannungsreduzierglied wird ein Varistor (VDR in Bild 3.47) benutzt. Um kurze Aufladezeit zu erreichen, wurde der Reihen-kondensator der Verdopplerschaltung mit $16 \mu\text{F}$ ($C1 + C2$) bemessen und auf einen Vorwiderstand (entsprechend R3 in Bild 3.41) ganz verzichtet. Damit ist die Belastungsgrenze für die angegebenen Siliziumgleichrichter nahezu erreicht, da zu Beginn der Kondensatoraufladung bereits ein erheblicher Strom fließt. Mit dieser Dimensionierung konnte beim Mustergerät trotz der hohen Lichtleistung von 150 Ws eine Aufladezeit von weniger als 3 s erreicht werden. Der Varistor wird dabei erheblich belastet. Es muß daher aus dem jeweils angebotenen Herstellerprogramm

der höchstbelastbare Typ ausgewählt werden; eventuell schaltet man 3 gleiche Varistoren mit entsprechender Knie-Spannung (je $\approx 25 \text{ V}$) in Serie. Der Varistor darf maximal etwa 200°C erreichen (bei Einbau bezüglich Umgebung des VDR beachten!). Wird die angegebene extrem kurze Aufladezeit nicht mehr als 4- bis 5mal hintereinander ausgenutzt und dann eine etwas längere Bereitschaftspause eingelegt (auch als Abkühlungspause für die Blitzröhre erforderlich), so hält sich die Erwärmung des relativ wärmeträgen Varistors in vertretbaren Grenzen, wenn dieser die übliche Scheibenform mit wenigstens 40 bis 50 mm Durchmesser hat. Andernfalls kann man C2 fort lassen sowie C1 verringern und kommt auf diese Weise zu einer längeren, den Varistor und die Blitzröhre schonenden Aufladezeit. Auch wenn das Gerät für insgesamt geringere Lichtleistung ausgelegt wird (für Heimzwecke reichen fast immer schon $500 \mu\text{F}$ entsprechend 50 Ws!), so erreicht man geringere Belastung für den Varistor, selbst wenn die Aufladezeit nur bei etwa 3 s liegt. Sie ist im wesentlichen außer von der Lichtleistung (Gesamtwert von C3 ... C5) vom Wert C1, C2 abhängig. $16 \mu\text{F}$ dürfen nicht überschritten werden. Der Varistor läßt sich in dieser Schaltung durch kein andersartiges Bauelement ersetzen.

Bild 3.48 zeigt eine für Heimzwecke ausreichende einfache Stromversorgungsschaltung, die ohne spezielle Blitzkondensatoren

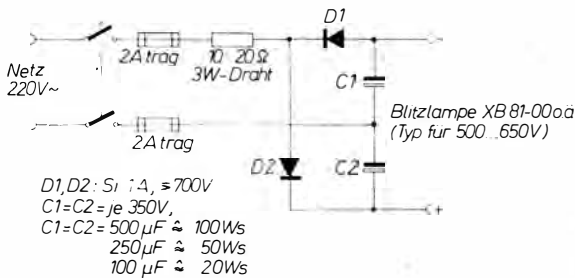
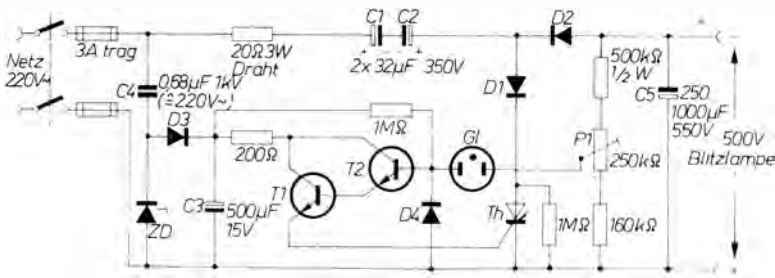


Bild 3.48
Vereinfachte Schaltung eines
Netzteils für Blitzlampen



$Th: \approx 350V \approx 1A$ ($\approx 3A$ -Typ) (wenn $Th \approx 650V$; entfällt $D1$)
 $D1, D2: \approx 650V \approx 1A$ (SY205...207 o.ä.)
 $D3$ Ge od. Si $> 20V \approx 0,1A$ (SY200, GY100)
 $D4$ Ge-Diode $\approx 15V \approx 10mA$ (GA 100 o.ä.)
 ZD : 1-W-Typ, $U_z = 9...10V$
 $T1, T2$: Si-npn, $\beta \approx 100...200$; $I_{c\max} \approx 0,1A$ (SF 121 o.ä.)
 Gl : Stabglühlampe 110V

Bild 3.49 Schaltung eines thyristorgeregelten Blitzgerät-Netzteils mit automatischer Abschaltung

auskommt. Bei dieser Schaltung wird davon ausgegangen, daß alle üblichen Blitzröhren und auch die Dimensionierung der zugehörigen Lampenstabschaltung einen Betrieb mit 600 bis 650 V = noch zulassen. Für die Blitzröhre selbst ist das – solange nicht die maximal zulässige Blitzleistung überschritten wird und die Blitzlampe u U. schon ohne äußere Auslösung selbst zündet, was bei 500-V-Blitzröhrentypen meist erst oberhalb 1 kV geschieht – ohne Bedeutung, für den Lampenstab lediglich ein üblicherweise noch völlig unkritisches Belastungsproblem der dortigen Widerstände und des Zündkondensators. Sofern also der eigentliche Blitzkondensator Spannungen bis 650 V aushält, kann man mit einfacher Spannungsverdopplung aus dem Netz arbeiten und auf die Abschaltautomatik verzichten. Im gezeigten Beispiel benutzt man 2 in Serie geschaltete handelsübliche Rundfunknetzteil-Ladeelektrolytkondensatoren, die über $D1, D2$ auf den doppelten Spitzenwert der Netzspannung aufgeladen werden. Für die Blitzlampe stehen dann etwa 620 bis 630 V = zur Verfügung. Diese einfache

Schaltung hat den Vorteil schneller Wiederbereitschaft (kurze Aufladezeit), jedoch sollten nicht allzu viele Blitze in kurzen Abständen abgegeben werden, weil übliche Elektrolytkondensatoren für derartige Zwecke (Stoßentladung) nicht vorgesehen sind. Es ergeben sich dabei in den Elektrolytkondensatoren relativ hohe Verluste, was bei großer Blitzhäufigkeit zu schädlicher Erwärmung führen kann. Die mit handelsüblichen Elektrolytkondensatorwerten maximal zu erreichenden Lichtleistungen sind im Bild mit angegeben. Zu beachten ist, daß stets $C1 = C2$ sein muß.

Abschließend soll noch ein thyristorgeregeltes Netzgerät für einen Elektronenblitzer beschrieben werden, dessen Schaltung Bild 3.49 zeigt. Es ist dem bei Bild 3.47 gezeigten ähnlich und läßt sich wie dieses für 2-Lampen-Betrieb auslegen (der Schaltungsteil ab $D2$ mit $P1$ und $C5$ wird dann entsprechend Bild 3.47 doppelt ausgeführt, $P1$ ist nur in einem Zweig vorhanden und braucht nicht gedoppelt zu werden). Die Spannungsverdopplung erfolgt prinzipiell wie schon beschrieben ($C1, C2, D1$ entsprechen den Teilen in

Bild 3.47), jedoch wird hier kein VDR-Vorwiderstand benutzt, sondern nach Erreichen der Ladespannung von 490 V (Abgleich mit P1) durch Sperren des Thyristors Th der Ladevorgang unterbrochen.

Die Automatik arbeitet wie folgt: Über C4, ZD, D3 wird an C3 die Betriebsspannung für die Transistoren T1, T2 gewonnen (Speiseprinzip nach Abschn. 5.4.4.). T1, T2 sind während der Aufladung über ihren 1-M Ω -Basisvorwiderstand ständig durchgesteuert, von T1 erhält Th während der Aufladung ständig Zündstrom und ist daher ebenfalls geöffnet, so daß die bereits in Bild 3.47 gezeigte Spannungsverdopplerschaltung zustande kommt. Nach Erreichen der Ladeendspannung zündet die Glimmlampe Gl, wodurch auf die Basis T2 negatives Potential gelangt. T2 und T1 sperren somit, Th erhält keinen Zündstrom mehr, kann in der folgenden Halbperiode der Netzspannung nicht mehr zünden und beendet die Aufladung. Bereits bei geringem Nachlassen der Ladespannung am Blitzkondensator C5 wird der Glimmlampenstrom geringer als der Basisstrom von T2, so daß T2 wieder öffnet. Th zündet und es erfolgt eine Nachladung. Die Automatik hält die Lampenspannung an C5 auf ± 10 V konstant. C5 wird wie zuvor bei Bild 3.47 erläutert bemessen.

Falls etwas längere Ladezeiten (10 bis 20 s) nicht stören, empfiehlt sich Verkleinerung von C1, C2. Dadurch werden außerdem D1, D2 geschont und für Th nur ein 1-A-Typ benötigt. Die in Bild 3.49 angegebenen Werte sind bereits Höchstwerte für extrem schnelle Wiederbereitschaft. Für C1, C2 sollte dann besser statt der Reihenschaltung von Elektrolytkondensatoren ein Foliekondensator (MP- oder ML-Typ $\approx 4 \mu\text{F}/400\text{V}$) benutzt werden. Elektrolytkondensatoren haben bei häufigem Blitzen den Nachteil relativ starker Erwärmung, da sie nicht für ständige Um-

ladung vorgesehen sind (erhebliche Verluste). Dies gilt auch für die Schaltung nach Bild 3.47. Die Verwendung von Elektrolytkondensatoren an dieser Stelle ist lediglich eine Frage der Realisierbarkeit und des Platzbedarfs der entsprechenden Kondensatorgrößen und insoweit keine optimale Lösung.

Beim Aufbau dieser und ähnlicher Netzblitzgeräte ist neben den schon unter 3.9. erwähnten Gefahrenquellen besonders die direkte Netzverbindung zu beachten. Es muß daher ein Isoliergehäuse benutzt werden; alle Bedienelemente sind berührungssicher auszubilden (Kabelkupplungen besonders beachten!). Ferner hat man auf gute Isolierung des pr-Kontakts gegen PR und die übrige Schaltung zu achten, da pr mit dem nicht berührungssicheren Normalsynchronlampenstecker verbunden ist. Beide Lampen müssen nach Bild 3.42 geschaltet sein (bei modernen industriell gefertigten Hauptlampen der Fall), zwischen Lampensynchronanschlüssen und beiden Blitzlampenpolen + und - muß je 1 M Ω als Mindestwert vorhanden sein. Mit Lampenanschluß »Synchron« steht über die Kamera der Körper des Bedienenden in Verbindung mit dem Netz! Es empfiehlt sich in jedem Fall zusätzliche Verwendung eines Trenntransformators 220/220 V zwischen Netz und Blitzgerät zur Erhöhung der Sicherheit. S1 c, d in Bild 3.47 sind die mit dem Netzschalter gekoppelten Sicherheitsladeschalter entsprechend S3 in Bild 3.41.

3.10. Lichtblitzstroboskope

Die Lichtblitzstroboskopie stellt eines der interessantesten und für den Außenstehenden eindruckvollsten Verfahren der Elektronik dar; es ist auch für den Amateur äußerst nützlich. Mit dem Lichtblitzstroboskop können schnelle Bewegungsabläufe scheinbar verlangsamt oder zum

Stillstand gebracht und damit der optischen Beobachtung unmittelbar zugänglich gemacht werden. Große Bedeutung hat dieses Verfahren in der Industrie zur Schwingungsuntersuchung an Maschinen und Maschinenteilen sowie zur berührungslosen Drehzahlmessung. Auch in der medizinischen Elektronik (Kehlkopfmedizin) gewinnt es neuerdings mehr und mehr Bedeutung. Die Kraftfahrzeugtechnik benutzt es beispielsweise, um das Ventilstößenspiel eines Motors in beliebigem Zeitlupentempo unmittelbar am Objekt zu beobachten und dabei eventuelle Ventilprellungen oder andere Unregelmäßigkeiten festzustellen; in der Elektroakustik kann man u. a. damit das Schwingungsverhalten von Lautsprechermembranen, in der Zoologie den Ablauf der Bewegung von Insektenflügeln usw. beobachten. Diese wenigen Beispiele mögen genügen. Das Prinzip ist einfach. Angenommen sei die Beobachtung eines rasch rotierenden Ventilatorflügels im scheinbaren Stillstand – etwa zwecks Feststellung von fliehkraftbedingten Flügelverformungen –: Man beleuchtet in einem abgedunkelten Raum den Ventilatorflügel mit kurzen periodischen Lichtblitzen.

Ein Lichtblitz treffe den Flügel beispielsweise, wenn er gerade senkrecht steht. Ist die Dauer des Lichtblitzes kurz genug, so bewegt sich der Flügel während der Leuchtdauer der Stroboskoplampe nicht merklich von der Stelle. Die Lampe verlöscht nun wieder, der Flügel setzt seinen Weg in Dunkelheit fort. Genau nach einer Umdrehung, wenn er wieder senkrecht steht, blitzt die Lampe erneut auf usw. Da während der Blitzpausen Dunkelheit herrscht, sieht das Auge des Betrachters den Flügel stets nur in senkrechter Stellung – er steht scheinbar still! Wird die Blitzfolge ein klein wenig schneller, so erreicht der 2. Blitz den Flügel, wenn dieser noch nicht ganz senkrecht steht – der Flügel hat

sich scheinbar ein wenig rückwärts gedreht, er rotiert langsam rückwärts. Wird die Blitzfolge etwas langsamer als die Drehzahl des Flügels, so erreicht der jeweils nächste Blitz den Flügel, wenn dieser knapp über die zuvor »angeblitzte« Stellung hinausgelangt ist – er scheint langsam vorwärts zu rotieren. Sind Drehzahl und Blitzfolge schnell genug, so sieht der Betrachter wegen der Trägheit des menschlichen Auges die Lichtblitze als Dauerlicht, und in der Beleuchtung dieses – in Wirklichkeit zu weit über 99% der Zeit aus Dunkelheit bestehenden – »Dauerlichts« scheint das schnellbewegte Objekt stillzustehen oder je nach Blitzfrequenz langsam zu rotieren.

Das Lichtblitzstroboskop muß dazu zwei Anforderungen gerecht werden. Die Blitzfrequenz (Schnelligkeit der Blitzfolge) hat der Objektbewegungs»frequenz« zu entsprechen. Um sie diesem anzupassen, kann sie entweder von Hand geregelt oder in geeigneter Weise vom zu untersuchenden Objekt selbst synchronisiert werden. Weiterhin muß die Leuchtdauer des Blitzes extrem kurz sein; denn während der Leuchtdauer bewegt sich das Objekt ebenfalls; zu lange Leuchtzeit ergibt daher merklich unscharfe Betrachtungsbilder.

3.10.1.

Einfacher Modellversuch

Die grundsätzlichen Zusammenhänge kann man sich mit einer einfachen Versuchsschaltung nach Bild 3.50 klarmachen. Über einen Vorwiderstand wird ein Kondensator aufgeladen. Sobald Kontakt K schließt, zündet die Glimmlampe, der

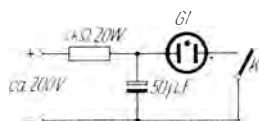


Bild 3.50
Modellversuch zur Lichtblitzstroboskopie

Kondensator wird über diese sehr schnell entladen, die Glimmlampe blitzt kurz auf. Inzwischen öffnet K wieder, der Kondensator lädt sich wiederum auf, bei erneutem Schließen von K erfolgt ein weiterer Lichtblitz. Für die Glimmlampe eignet sich eine größere Ausführung mit großflächiger Katode, beispielsweise eine Stabilisatorglimmlampe älterer Ausführung ohne äußeren Lichtschutz. Um ausreichende Lichtenergie zu erhalten, muß der Kondensator mit $50\text{ }\mu\text{F}$ relativ groß, der Vorwiderstand zwecks schnellem Nachladen mit etwa $1\text{ k}\Omega$ relativ klein sein. Mit Rücksicht auf die hohe Belastung der Glimmlampe soll man den Versuch bei wertvollen Lampen nur kurz durchführen. – Kontakt K wird jetzt am Rande einer Drehscheibe – z. B. Plattenteller auf die Achse eines Ventilator-motors gesetzt – so angeordnet, daß ein am Plattenrand vorstehender kleiner Stift den Kontakt jedesmal bei Erreichen einer bestimmten Stellung kurzzeitig schließt. Jeweils in diesem Moment wird die Drehscheibe daher von der dicht darüber angeordneten Glimmlampe angeblitzt: Die Drehscheibe scheint im verdunkelten Raum stillzustehen. Die Drehzahl reguliert man so ein, daß das Flimmern des Lichtes nicht allzusehr stört, Kontakt K und die Glimmlampe aber noch sicher arbeiten. Man kann dann gut das fliehkraftbedingte Verhalten kleiner auf der Drehscheibe befestigter Objekte beobachten. Damit man ausreichende Lichtenergie und genügend kurze Lichtblitze erhält, muß etwas mehr Aufwand getrieben werden. Auch ist zu fordern, daß das Betrachtungsobjekt ohne Vorkehrungen (Hilfskontakte u. ä.) untersucht werden kann; die Blitzfrequenz sollte daher von Hand zu regeln sein. Mit Glimmlampen läßt sich dabei keine befriedigende Lichtleistung erreichen; man benutzt dann speziell dafür geeignete Xenon-Blitzlampen.

3.10.2. Netzunabhängiges Transistorstroboskop

Dieses Stroboskop genügt den Ansprüchen des Werkstattpraktikers und Amateurs völlig; es weist alle wesentlichen Merkmale industriell gefertigter Stroboskope auf. Zur näheren Information sei auf [20] verwiesen. Im Gegensatz zur Technik industrieller Stroboskope wurden jedoch bis auf die Blitzröhre – den allgemein verbreiteten, für Fotoblitzgeräte benutzten Standardtyp *XB 81-00* – ausschließlich die üblichen, dem Amateur zugänglichen Bauteile benutzt. Damit ist es auch dem Amateur möglich, ein relativ einfaches, dabei aber vollwertig brauchbares Transistorstroboskop für Batteriebetrieb aufzubauen, das beim Einschalten sofort betriebsbereit ist. Bild 3.51 zeigt die Schaltung.

Als Impulsgeber, an den relativ große Forderungen bezüglich Kurzzeitfrequenzkonstanz zu stellen sind, wird hier ein Komplementärtransistorgenerator benutzt, der eine Sägezahnschwingung erzeugt. Die Funktionsbeschreibung dieses Generators ist in [46] und [62] enthalten; die Funktion kann im folgenden nur kurz umrissen werden. Eine *Schmitt*-Triggerstufe entfällt; zur Zündung der bei diesem Stroboskop benutzten Fotoelektronenblitzröhre *XB 81-00* wird eine Thyatronstufe mit dem speziell für die Anwendung in Transistorschaltungen konstruierten Thyatron-Typ *Z 865 W* des VEB *Werk für Fernseh elektronik* Berlin benutzt. Die Verwendung eines Thyristors statt der *Z 865 W* ist möglich und bringt gewisse Vorteile; das Thyatron ist die preisgünstigere Lösung. Zur Thyristor-Variante wird abschließend noch Näheres gesagt. Die Blitzlampenspannung dient gleichzeitig als Betriebsspannung für Impulsgeber und Zündstufe. Sie wird mittels Transverter gewonnen.

geschaltet werden kann (Ta: Ruhestromtaste oder kleiner Schalter). Sobald C1, C2 aufgeladen sind und das Gerät zu arbeiten beginnt, wird R₁ wieder überbrückt. Der Transverter setzt nun, da C1, C2 geladen sind, nicht mehr aus. Bei stationärem Einsatz kann man zur Batterieschonung Netzbetrieb vorsehen (Umschalter S1), jedoch hat dann die gesamte Schaltung galvanische Netzverbindung. Das Gerät muß völlig berührungssicher aufgebaut sein, da zwischen beliebigen Punkten der Schaltung und Erde im ungünstigsten Fall bis 1000 V auftreten können! Auf den Synchron Eingang Sync. ist bei Netzbetrieb zu verzichten oder der Netzanschluß über Trenntransformator 220/220 V zu betreiben, was aus Sicherheitsgründen auf jeden Fall anzuraten ist.

Die entweder vom Transverter oder vom Netz gelieferte Spannung von 220 V~ wird mit einer Spannungsverdopplerschaltung D1, D2 und C1, C2 auf rund 600 V_~ gebracht. Bei dieser Verdopplerschaltung lädt jeweils eine Wechselspannungshalbwelle C1 (über D1), die andere C2 (über D2) auf, wobei jeder Kondensator auf den Scheitelwert der Wechselspannung geladen wird. Da beide Kondensatoren in Serie liegen, addieren sich beide Spannungen. Gegen den Bezugspunkt (Spannungsnull, entspricht »Masse«, jedoch nicht an Chassis oder Gehäuse legen!) der Mitteverbindung C1/C2 gemessen, hat C1 eine Spannung von etwa +300 V, C2 von -300 V. Beide Potentiale werden für die Zündstufe benötigt; ihre Summe dient als Lampenspannung. Über den 5-k Ω -Vorwiderstand lädt sich der Lampenblitzkondensator C3 auf (Wert je nach benötigter Lichtleistung und möglicher Transverterbelastung!). C3 wird über die Blitzröhre XB 81-00 entladen, sobald diese über ihre Außenelektrode Z zündet.

Die Zündung erfolgt mit der Original-

blitzzündspule einer Fotoelektronenblitzlampe. Beim Mustergerät wurde eine Originalspule der Blitzlampe des Blitzgerätetyps B 70 (VEB *Elgawa* Plauen) benutzt. Wie schon unter 3.9. abschließend gesagt, wäre der Selbstbau einer solchen Spule sehr schwierig; sie enthält auf engem Raum etwa 10 000 Wdg., mit einer bis über 20 kV belastbaren Isolation und ist aus industrieller Fertigung deshalb stets besonders präpariert (vakuumgetränkt). Entsprechende Zündspulen sind aber in Blitzgerätlampen zusammen mit der ohnehin benötigten Blitzröhre, dem Reflektor usw. enthalten, so daß man gegenüber dem Kauf einer kompletten Blitzlampe – die dann nur schaltungsmäßig zu ändern ist – im Selbstbau ohnehin kaum an Kosten spart. In Bild 3.51 ist L4/L5 die Zündspule. Sie liegt im Katodenkreis eines Thyratrons Z 865 W (VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin). Sobald das Thyatron zündet, wird der zuvor über den 10-k Ω -Widerstand auf +300 V geladene Kondensator C4 über Thyatron und L4 entladen. Diese Stoßentladung bewirkt an L5 einen Hochspannungsimpuls von etwa 10 bis 15 kV, der die Blitzröhre zündet. Nach Entladung von C4 verlischt das Thyatron wieder. C4 wird sofort nachgeladen, so daß mit Eintreffen des nächsten Steuerimpulses am Thyatron erneute Zündung möglich ist. Da die Zündimpulse in ihrer Frequenz den Lichtimpulsen entsprechen, kann man durch Messen der Impulsfrequenz z. B. die Drehzahl eines rotierenden, mit dem Stroboskoplicht zum scheinbaren Stillstand gebrachten Objekts unmittelbar und berührungslos feststellen. Zum Messen der drehzahlproportionalen Impulsfrequenz kann der Spannungsanstieg an C4 benutzt werden, denn dort steht eine frequenzproportionale Sägezahnspannung an. Hierfür sind die Buchsenanschlüsse »fx« geeignet (punktiert gezeichnet), an

die z. B. der in Abschnitt 12.11. beschriebene direktanzeigende Frequenzmesser angeschlossen werden kann. Es besteht aber auch eine einfache Meßmöglichkeit mit einem dafür im Stroboskop selbst fest eingebauten Milliampereometer. Da der Ladestrom für C_4 direkt der Frequenz proportional ist, genügt es für die in Frage kommenden Anwendungsfälle, dessen Mittelwert zu messen. Man trennt dazu den Ladestromkreis der Thyatronstufe bei »tr« auf und schaltet dort, wie punktiert angedeutet, ein Meßinstrument mit Parallelkondensator (zur Zeigerberuhigung) und Abgleichshunt R_{sh} ein. Mit dem Shunt wird das Instrument auf den mit dem Impuls-generator erfaßten Frequenzbereich abgeglichen und kann dann durch Vergleich mit einer geeigneten Meßeinrichtung unmittelbar in Frequenzen oder auch Drehzahlen o.ä. je nach Anwendungszweck geeicht werden.

Die Funktion des benutzten Thyatrons weicht in gewisser Beziehung von der üblicher Thyatrons, z. B. dem unter 2.1.3. beschriebenen Typ, ab. Übliche Thyatrons benötigen mindestens etwa 80 V Starterzündspannung und sind daher mit Transistoren nicht unmittelbar anzusteuern. Das Thyatron *Z865 W* weist jedoch an Stelle des Starters ein Lochgitter auf, das zwar als »Gitter« bezeichnet wird, jedoch die Funktion der Starterelektrode beim üblichen Thyatron hat, ähnlich dieser lediglich zur Zündung dient und keinerlei weitere Steuerwirkung hat. Einige der Thyatrons üblicher Bauart haben Hilfsanoden, die an eine positive Hilfsspannung zu legen sind. Demgegenüber weist der Typ *Z865 W* eine Hilfskatode auf, die an ein negatives Potential anzuschließen ist. Damit wird erreicht, daß zur Zündung des Thyatrons an dessen Gitter (hat eine Vorspannung von -10 bis -15 V gegen Katode) nur noch etwa $+10$ bis $+15$ V erforderlich

sind; Zündspannungen dieser Größe jedoch können ohne weiteres mit Transistor-schaltungen erzeugt werden (näheres zu diesem Thyatron in [50]).

Bezogen auf seine Katode, bekommt das Thyatron in der Schaltung nach Bild 3.51 eine Anodenbereitschaftsspannung von $+300$ V (an C_4).

Seine Hilfskatode erhält über einen Vorwiderstand $1\text{ M}\Omega$ ständig eine negative Spannung von C_2 , an dem -300 V gegen Katode des Thyatrons stehen. Das Gitter g des Thyatrons (die eigentliche »Starter«-Elektrode) erhält von der Z-Diode D_4 her eine negative Vorspannung von etwa -12 V gegen Katode. Hierbei ist das Thyatron nicht gezündet. Die Zündung erfolgt, sobald die Gittervorspannung bis zur Spannung 0 gesenkt wird. Dies läßt sich durch einen dem Gitter zugeführten positiven Impuls erreichen. Nach Zündung verlischt das Thyatron infolge Entladung von C_4 von selbst wieder.

Der Impulsgenerator arbeitet mit T_1, T_2 . Zur Funktion dieses Komplementärsägezahn-generators: Basis T_1 wird von der Z-Diode D_4 her auf konstantem Potential gehalten. C_5 ist zunächst entladen, der Emitter T_1 somit positiv gegen seine Basis, so daß der npn-Transistor T_1 sperrt. Über P_1 erfolgt allmähliches Aufladen von C_5 . Da die Ladespannung vor P_1 -300 V beträgt und C_5 nur bis etwa 12 V aufgeladen wird, erfolgt der Spannungsanstieg an C_5 sehr gut linear. Sobald an C_5 das Basispotential von T_1 überschritten wird, erhält Emitter T_1 negatives Potential gegen seine Basis, T_1 öffnet, und sein Kollektorstrom steuert T_2 durch. Dieser Transistor öffnet daher ebenfalls, senkt durch Kurzschluß das Basispotential T_1 auf 0 , so daß T_1 sofort voll öffnet und C_5 über T_1 und T_2 schlagartig entladen wird. Danach schließen T_1, T_2 wieder, und es beginnt erneut Aufladung von C_5 . An diesem Konden-

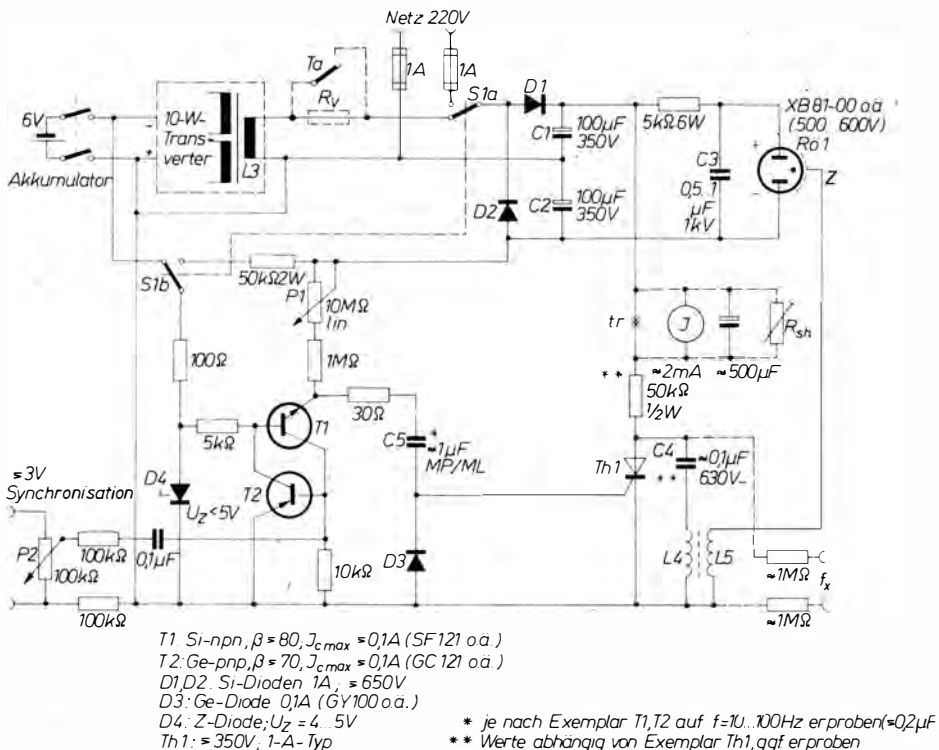


Bild 3.52 Schaltung des Transistorstroboskops mit Thyristorzündstufe

sator steht daher eine wegen der sehr hohen Ladespannung praktisch lineare, deshalb und wegen des für T1 mit D4 stabilisierten Basispotentials auch gut frequenzkonstante Sägezahnspannung. Sie weist eine steile positive Rückflanke (Entladung C5) auf.

Während das Aufladen von C5 am Thyatron nicht zur Auswirkung kommt, da D3 sperrt, wird die Rückflanke des Sägezahns über C6 und den hinter D3 liegenden 10-k Ω -Widerstand (Thyatron-gitterwiderstand) differenziert. Am Thyatron-gitter erscheint somit ein kurzer positiver Nadelimpuls, der die Zündung bewirkt. Differenzierung zur Nadel ist

erforderlich, weil sonst bei tiefen Impulsfrequenzen das Thyatron nach Wiederaufladung von C4 sofort wieder nachzünden würde.

Durch die genau definierten Zündzeitpunkte und die ungewohnt hohe Ladespannung des Impulsgenerators wird bei dieser – im Normalfall ebenso wie andere Impulsschaltungen von sich aus wenig frequenzkonstanten – Generatorschaltung eine für zitterfreie, völlig scharfe Bilder ausreichende Impulsfolgekonstanz erreicht. Die hohe Ladespannung für den zeitbestimmenden Kreis P1/C5 erfordert bei den notwendigen, relativ geringen Frequenzen sehr hochohmige Dimensionie-

rung für P1, was durch die Verwendung eines Siliziumtransistors T1 ermöglicht wird. Mit P1 läßt sich eine Frequenzregelung im Verhältnis 1:10 realisieren. Den Frequenzbereich setzt man mit C5 auf etwa 10 bis 100 Hz fest, sofern nicht zur leichteren Bedienung C5 umschaltbar gestaltet und der Regelbereich von P1 dafür etwas eingeengt wird. Eine Fremdsynchronisation dieses Impulsgenerators kann man leicht ermöglichen. Sie erfolgt über P2 an der Basis von T2, wozu weniger als 1 V~ erforderlich ist.

Ein – bis auf die Blitzröhre selbst – vollständig halbleiterbestücktes Stroboskop ergibt sich, wenn das Thyatron Z865 W durch einen Thyristor ersetzt wird. Bild 3.52 zeigt die Schaltung für diese Ausführung. Sie entspricht bis auf die geänderte Zündeinheit weitgehend dem Gerät nach Bild 3.51, so daß sich eine nähere Funktionsbeschreibung erübrigt. Da sich diese Ausführung vorwiegend für transportablen Einsatz (Batteriebetrieb mit Transverter) eignet, wird die Speisespannung für die Z-Diode D4 bei Batteriebetrieb in der entsprechenden Stellung von S1 direkt der

Batterie entnommen, was die Kurzzeitfrequenzkonstanz des Impulsgenerators, auf die es hier ankommt, kaum beeinträchtigt. Außerdem ist der Anodenwiderstand des Thyristors Th1 hochohmiger als beim Thyatron Z865 W. Beide Maßnahmen zusammen ergeben eine Batteriestromeinsparung von rund 30% gegenüber der Ausführung nach Bild 3.52 (bei zündfreudigem Blitzröhrenexemplar – worüber der Versuch entscheidet – kann ggf. C4 auf 0,05 μ F verringert und der Anodenwiderstand für Th1 auf etwa 100 k Ω erhöht werden). Die durch den Thyristor notwendige Schaltungsänderung besteht im wesentlichen in der etwas geänderten Ankopplung des Thyristors an den Impulsgenerator. Frequenzmeßbuchsen fx und Einschaltung eines Frequenzanzeige-Instruments – für Drehzahlmessungen u. ä. – bei »tr« sind ebenfalls möglich. Für den Blitzröhren-Zündübertrager L4/L5 gilt das schon bei Bild 3.51 Gesagte. Technisch bietet die Thyristorzündstufe die bessere Lösung, dagegen ist das Thyatron Z865 W für den Amateur vorläufig noch das preiswertere Bauteil.

4. Signal- und Warnanlagen

Zu den Signal- und Warnanlagen gehören anwendungsmäßig natürlich auch die bereits unter 3.1. bis 3.5. behandelten Lichtschranken und Lichtnachweisgeräte. In diesem Abschnitt sollen nun einige weitere lichtelektronische Warn- und Signalanlagen behandelt werden, ergänzend dazu einige nach anderen Prinzipien arbeitende Geräte.

4.1. Einfache Feuchtigkeitsmelder

Feuchtigkeitsmelder können beispielsweise zur Kontrolle von Treibhausbeeten, in der Landwirtschaft zur Mietenüberwachung, in Industrie und Handel zur Kontrolle von Lagerräumen benutzt werden. Die Ausbildung der Anlage hängt weitgehend von der jeweiligen Aufgabenstellung ab, weshalb nur das grundsätz-

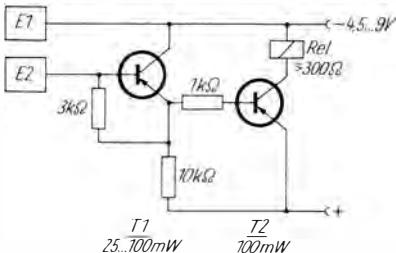


Bild 4.1
Einfacher Feuchtigkeitsmelder mit Batteriebetrieb; Aufbau vorteilhaft auch mit Si-Transistoren möglich; hierfür 3 kΩ ändern in ≈ 10 bis 33 kΩ

liche Schaltungsprinzip behandelt werden kann. Eine originelle, aber keineswegs nur für größere Kinderkrippen nützliche Anwendung ist die mit entsprechenden Elektroden versehene »elektronische Babywindel«, die bei Feuchtwerden ein Signal auslöst [46].

4.1.1. Gleichstrombetriebener Feuchtigkeitsmelder für Batteriebetrieb

Bild 4.1 zeigt eine einfache Schaltung. T1 und T2 sind normalerweise gesperrt, ihre Basis-Emitter-Widerstände verringern den störenden Reststrom. Rel ist abgefallen. Sobald zwischen den geeignet anzuordnenden Elektroden E1 und E2 Feuchtigkeit auftritt, besteht zwischen ihnen leitende Verbindung: T1 bekommt Basisstrom, wodurch T2 angesteuert wird. Rel zieht und löst je nach Aufgabenstellung ein geeignetes Signal aus. Werden für T1 und T2 Transistoren mit hohem β -Wert benutzt, so reagiert das Gerät bereits bei Widerständen von 5 MΩ und mehr zwischen E1 und E2. Sollen schon geringere Feuchtegrade angezeigt werden (etwa feuchte Luft in Lagerräumen), so legt man die Elektroden als kleine Drahtgazenetze mit dünner Stoffzwischenlage aufeinander. Der Stoff wird mit einer hygroskopischen Substanz, im einfachsten Fall mit Kochsalzlösung, getränkt.

Bei Kontrollen von Beeten, Mieten u. ä. fällt Rel ab, sobald der Boden zu trocken wird. E1 und E2 sind Metallplatten, die in geeignetem Abstand (ausprobieren je nach Empfindlichkeit und verlangtem Ansprechgrad) in den Boden gesteckt werden. Nachteil dieser Schaltung: Bei Feuchtigkeit und länger dauerndem Stromfluß kommt es zu elektrolytischen Zersetzungsvorgängen an den Elektroden. Dadurch kann außerdem dicht benachbartes Wurzelwerk in Beeten geschädigt werden.

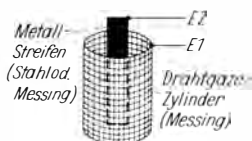


Bild 4.3

Ausführungsvorschlag für die Elektroden des Feuchtigkeitsmelders bei Verwendung in Treibhausbeeten u. ä.

4.1.2. Feuchtigkeitsmelder mit Wechselstrombetrieb

Damit der genannte Nachteil elektrolytischer Zersetzung vermieden wird, benutzt man bei Anwendungen, in denen vorhandene Feuchtigkeit der Normalzustand ist, besser Wechselstrom. Bild 4.2 zeigt eine geeignete Schaltung. Da es sich meist um stationäre Anlagen handelt, wird mit Netzbetrieb gearbeitet. Ein Klingeltransformator liefert 3 V an Elektrode E1 (Beschaffenheit, wie im vorigen Abschnitt genannt). E2 ist mit dem Eingang eines Wechselstromempfängers verbunden. Es kann (innerhalb des punktierten Feldes angedeutet) die Schaltung nach Bild 3.14 benutzt werden. Mit P1 wird die Ansprechempfindlichkeit (Feuchtegrad) eingestellt, die Grobeinstellung erfolgt wiederum durch geeignete Bemessung des Abstands E1-E2. In der Schaltung nach Bild 3.14 entfällt demzufolge FT; auch die Selbsthaltung (Ta, rel2) ist überflüssig. Je nach Feuchtegrad kann meist eine Verstärkerstufe ein-

gespart werden, etwa T2 (in Bild 3.14), indem T3 direkt an T1 angekoppelt wird. Relais Rel fällt ab, sobald die Feuchtigkeit ein Mindestmaß unterscheidet. Die Stromversorgung des Verstärkers nach Bild 3.14 erfolgt in der gezeigten Weise (Bild 4.2) mit aus dem vorhandenen Klingeltransformator über Gleichrichterdiode GY 100 oder über einen entsprechenden kleinen Selengleichrichter. Sorgfältige Siebung ist Bedingung (1000- μ F-Elektrolytkondensator; der in Bild 3.14 mit 100 μ F angegebene Elektrolytkondensator sollte ebenfalls auf 500 μ F erhöht werden), da sonst eingeschleppte Brummspannungsreste der Speisespannung nicht vorhandene Feuchtigkeit vortäuschen können.

Für die Anwendung in Pflanzenbeeten u. ä. stört eventuell auch dann noch das elektrische Feld um E1 und E2 in seinen Auswirkungen auf die Pflanzen. In solchen Fällen sind diese Elektroden so auszubilden, wie Bild 4.3 zeigt. Außerhalb des Zylinders E1 ist, wenn E1 beidseits über E2 etwas hinausragt und die Zuleitungen isoliert herangeführt werden, kaum noch ein schädlicher Stromfluß vorhanden. Zum Schutz gegen feuchtigkeitsbedingte

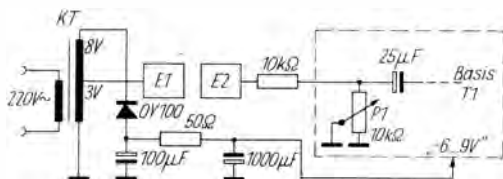


Bild 4.2

Schaltung eines Feuchtigkeitsmelders mit Wechselstrombetrieb und Netzanschluß. Innerhalb des punktierten Feldes wird die Schaltung nach Bild 3.14 als Signalempfänger benutzt

oder durch chemikalienhaltige Böden verursachte Korrosion sollte man für die Elektroden möglichst Edelmetalle oder sonstige weitgehend korrosionsfeste Metallegierungen verwenden. In dieser Hinsicht ist für E2 – falls das elektrische Streufeld der Elektroden nicht stört, auch für beide – die Verwendung von Kohleelektroden (aus alten Batterien ausgebaut) sehr vorteilhaft.

Ergänzend sei darauf hingewiesen, daß sich diese Schaltungen gut zur Füllstandsignalisierung bei Behältern mit leitenden Flüssigkeiten eignen. Bei Wasserbehältern können die Elektroden dicht über dem Wasserspiegel angeordnet werden. Steigt dieser, so werden E1–E2 verbunden: Das Signal wird ausgelöst. Handelt es sich um einen Pumpwasserbehälter, so kann das entsprechend anziehende Relais den Pumpenmotor stillsetzen. Bei fallendem Wasserspiegel werden die Verbindung E1 – E2 unterbrochen und der Pumpenmotor wieder eingeschaltet, so daß der Behälter stets gefüllt ist.

Bei der eingangs erwähnten »elektrischen Babywindel« – die kein Scherz ist, sondern tatsächlich in größeren Kinderkrippen und Säuglingsheimen zur Anwendung gelangt! – werden die Elektroden E1 und E2 als kleine Metallfolien in die Windel ein-

gelegt und über Bananenstecker an die neben dem Bett installierte Anschlußdose angeschlossen; von dort führt eine Leitung zu dem in einem anderen Raum aufgestellten Meldegerät. Dabei können ohne weiteres mehrere Leitungen auf einen Melder parallelgeschaltet werden.

Selbstverständlich kann man mit einer ähnlichen Einrichtung auch seine Badewanne vor dem Überlaufen bewahren.

4.1.3. Feuchtigkeitsmelder mit sehr geringem Ruhestromverbrauch

Der in Bild 4.4 gezeigte Melder ist insbesondere zur Überwachung von Pflanzenbeeten aller Art – vom Treibhaus bis zum häuslichen Blumentopf – bestimmt, läßt sich aber auch für alle ähnlichen Aufgaben anwenden. Bei zu geringem Feuchtegehalt soll Signal gegeben werden. Bei derartigen Anlagen spielt der sparsame Ruhestromverbrauch im Normalzustand eine besondere Rolle; außerdem ist eine Signalisierung nicht unbedingt sofort erforderlich, sondern z.B. nachts unerwünscht. Die Schaltung arbeitet mit einem Komplementär-Taktgeber als Signalgenerator, der im Ruhezustand durch Basis-Emitter-Kurzschluß von

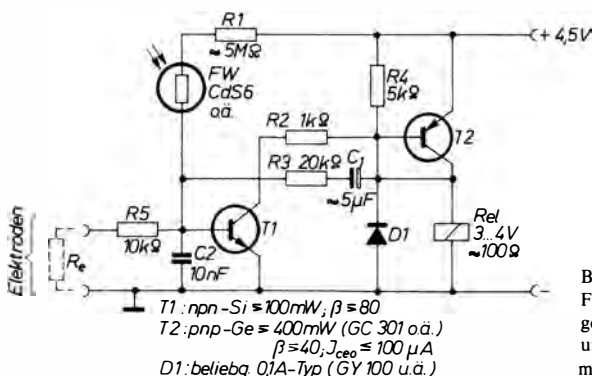


Bild 4.4
Feuchtigkeitsmelder mit sehr geringem Ruhestromverbrauch und optischer Blockierungsmöglichkeit

T1 blockiert ist. Widerstand R_e tritt zwischen den in die zu kontrollierende Erde gesteckten Elektroden auf – der fließende Strom beträgt nur wenige Mikroampere und macht sich daher nicht nachteilig bemerkbar. Zum Schutz gegen Korrosion der Elektroden empfiehlt es sich, diese aus Kohlestiften (alte Batterien) herzustellen. Auch graphithaltige Bleistiftminen reichen für häusliche Anwendung aus und ermöglichen kleine, unauffällige Elektrodenanordnung. Solange R_e kleiner als etwa $100\text{ k}\Omega$ ist, sind beide Transistoren gesperrt. Relais Rel ist abgefallen, und der Ruhestromverbrauch des ganzen Geräts beträgt höchstens etwa $10\text{ }\mu\text{A}$, so daß eine übliche Taschenlampenbatterie als die billigste und sicherste Stromquelle für monatelangen Dauerbetrieb ausreicht. Bei austrocknendem Erdboden steigt R_e über $100\text{ k}\Omega$ an, und über R_1 und FW erhält T1 nunmehr Basisstrom. Damit wird auch T2 geöffnet, und der Taktgeber beginnt zu arbeiten. Er entspricht in seiner Wirkungsweise dem unter 3.7.4.2. (Bild 3.28) beschriebenen Blinkgeber und wird daher nicht näher erläutert. Mit der in Bild 4.4 gezeigten Dimensionierung zieht das Relais alle 10 bis 15 s für jeweils etwa 1 s kurz an. Sein (nicht gezeichneter) Kontakt kann in diesem Intervall geeignete Signalisierungen auslösen (Glockenanschläge o. ä.). Nennenswerter Stromverbrauch tritt auch in diesem Fall nur während der Signalgabe, nicht in den Pausen auf. Pausenzeit und Signalgabezeit können mit C_1 , R_1 (Pausen) und R_3 (Signaldauer) nach Bedarf optimiert werden. R_5 und C_2 haben lediglich die Aufgabe, Fremdstörungen vom Eingang der Schaltung – die zu Fehlauslösung führen könnten – fernzuhalten. Fotowiderstand FW (eine Fotodiode ist dafür nicht verwendbar) kann gegebenenfalls entfallen. Er hat die Aufgabe, nutzlose Signalisierung während der Nachtstunden

zu vermeiden. Bereits geringe Helligkeit auf FW reicht aus, um – bei genügend hochohmigem R_e – das Gerät arbeiten zu lassen.

Diese Schaltung läßt sich weitgehend variieren. So kann z.B. die Funktion umgekehrt und das Gerät zur Signalisierung auftretender Feuchte – etwa zu hoher Luftfeuchte in Lager- und Archivräumen – benutzt werden. R_e entfällt dann oder wird im Bedarfsfall durch einen Einstellwiderstand zur Einstellung der Ansprechgrenze auf einen bestimmten Wert (Größenordnung $1\text{ M}\Omega$) ersetzt, die Elektroden des Feuchtefühlers werden an Stelle von FW angeschlossen (dann auf gut isolierte Leitung achten!) und R_5 basisseitig mit dem bei FW angeschlossenen Fühler in Serie gelegt. Das Gerät reagiert bereits auf einen Übergangswiderstand von einigen Megaohm bei FW (ggf. R_1 verringern). Zur Anzeige zu hoher relativer Luftfeuchte genügt dann z.B. bereits ein mit Kochsalzlösung getränktes und danach gut getrocknetes Filzstückchen, in das nebeneinander in dichtem Abstand 2 etwa 10 mm lange Graphit-Bleistiftminen als Elektroden eingestochen werden. Weitere interessante Bauhinweise zu einer ganz ähnlichen Schaltung findet der Leser in [60], dort sind noch weitere Anregungen für mögliche Anwendungen zu finden.

4.2. Sollwertkontrollschaltungen

4.2.1. Temperatursollwert – Fernkontrolle

Mit der Schaltung nach Bild 4.5a ist eine Fernkontrolle der Temperatur an einem beliebigen Meßort möglich. Die Einrichtung eignet sich zur Überwachung von

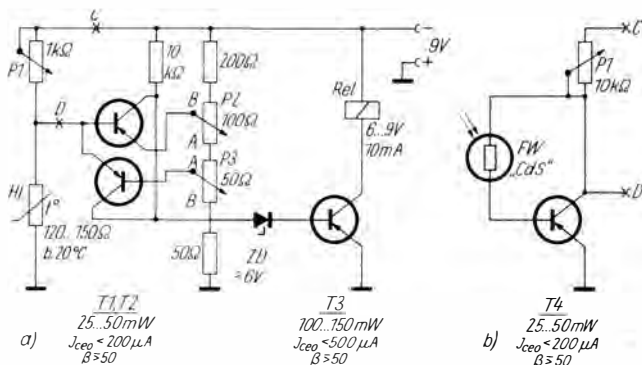


Bild 4.5 a – Schaltung der Temperatursollwertkontrolle. Das Gerät meldet jede Temperaturabweichung von der eingestellten Solltemperatur. b – Schaltung des Geräts zur Lichthelligkeits-Sollwertkontrolle

Aquarien-, Trockenschrank-, KÜhlschrank-, Lagerraumtemperaturen u. ä., bei denen ein bestimmter Sollwert nicht überschritten werden darf. Als Meßfühler dient ein Heißleiter HL (Kaltwiderstand R_{20} etwa 120 bis 150 Ω ; verwenden lassen sich dafür u.a. die Kompensationsheißleiter aus Transistorgeräten sowie alle entsprechenden Meßheißleiter). Die Transistoren T1 und T2 werden antiparallelgeschaltet. Bei einer vorgegebenen Temperatur steht zwischen HL und P1 eine bestimmte Spannung an Punkt D. P2 und P3 seien zunächst in Stellung A gedreht. An diesem Punkt A soll die gleiche Spannung wie bei D herrschen. Dann bekommt weder T1 noch T2 Basisstrom. Steigt die Temperatur, so sinkt der Widerstand von HL und damit die Spannung an Punkt D. A ist jetzt gegen D negativ, daher wird der untere Transistor angesteuert. Im umgekehrten Fall (Abkühlung von HL) steigt die Spannung an D über den Wert der Spannung A, womit der obere Transistor leitend wird. Die Temperatur, bei der die Spannungen an A und D gleich sind, kann mit P1 eingestellt werden; mit P1 gleicht man die Anlage auf Solltemperatur

ab. Bei geringen Temperaturabweichungen wird entweder T1 oder T2 leitend. Da ihre Kollektoren jedoch parallelgeschaltet sind, sinkt in beiden Fällen durch Spannungsabfall am 10-k Ω -Widerstand das Kollektorpotential. Dieses aber steuert über die Z-Diode ZD T3 an. Rel ist daher normalerweise gezogen. Wird T1 oder T2 infolge Temperaturabweichung leitend, dann sinkt das Kollektorpotential unter den Wert der Z-Spannung, ZD sperrt, Rel fällt ab und löst dabei das gewünschte Signal aus. Wird gefordert, daß die Anlage innerhalb eines geringen Temperaturintervalls noch nicht, sondern erst bei größerer Abweichung ansprechen soll, so kann man mit P2 und P3 die entsprechenden »Vergleichspotentiale« für T1 und T2 gegenüber Punkt D verschieben. T1 und T2 werden dann (entsprechende Regler in Richtung auf B) erst mit größerer Spannungsabweichung bei D leitend. Solange sich die Temperatur und damit die Spannung an D zwischen den bei P2 und P3 eingestellten Werten bewegt, löst das Gerät nicht aus. Eine Unterscheidung, ob die Temperatur vom Sollwert nach oben oder unten abweicht, ist mit dieser Schaltung nicht möglich. Hierfür ist eine

Dreipunktanzeige nach Abschnitt 12.6.3. geeignet.

4.2.2. Lichthelligkeits- Sollwertkontrolle

Mit der gleichen Schaltung läßt sich auch eine Sollwertkontrolle bestimmter Lichthelligkeiten erreichen, wenn an Stelle des Heißeiters in Bild 4.5a ein Fotowiderstand mit zusätzlichem Verstärkertransistor T4 bei den Punkten C und D angeschlossen wird, wie Bild 4.5b zeigt. P1 hat jetzt 10 k Ω und dient wie vorher als Sollwerteinsteller, P2 und P3 legen wiederum die maximal zulässige Abweichung der Lichtstärke vom Sollwert fest. Im übrigen ist die Schaltungsfunktion die gleiche wie bei der Temperatursollwertkontrolle.

Anwendung beispielsweise in der medizinischen Elektronik zur Überwachung der Sollstärke von Bestrahlungslampen (Lichtbäder). Dabei kann man eventuell FW sogar am Patienten befestigen, so daß auch Abstandsänderungen zur Bestrahlungsquelle, die die Bestrahlungsintensität ändern, erfaßt werden.

Eine andere Anwendung ist die als Sicherungslichtschranke. Ein Außerbetriebsetzender Lichtschrankemit künstlicher Lichtquelle gelingt dann nicht bzw. ergibt ebenfalls Alarm, da es mit Behelfen wie Taschenlampe o. ä. nicht gelingt, die genau gleiche Lichtstärke einzuhalten.

Weitere Anwendungen sind in der chemischen Industrie denkbar. Die Konzentration einer farbigen oder trüben Flüssigkeit kann während der laufenden Fertigung überwacht werden, indem diese ein durchleuchtetes Glasrohr durchströmt. Bei konstant gehaltener Lichtquelle – erreichbar durch Betrieb einer Glühlampe mit konstantem Strom oder konstanter Spannung, z. B. gemäß Abschnitt 5.4.1. oder Abschnitt 5.2. (Lampe an Stelle Akkumu-

lator) bzw. Abschnitt 5.7. – hängt der die Flüssigkeit durchdringende Lichtanteil nur von ihrer Konzentration ab. Je nachdem, ob diese stärker oder schwächer wird, löst sie das Kontrollgerät aus, dessen Fotowiderstand in der Schaltung nach Bild 4.5b den Lichtanteil kontrolliert. Auch in solchen Fällen kann eine Dreipunktanzeige nach Abschnitt 12.6.3. vorteilhafter sein.

4.2.3. Farbton- Vergleichseinrichtung

Häufig besteht die Aufgabe, ein Produkt (Farbstoff, Lackierungen, farbige Materialien) auf gleichbleibenden Farbton zu überwachen. Dazu kann entweder ein Vergleich mit einem farbgleichen Probestück vorgenommen werden – diese Möglichkeit ist in Abschnitt 12.6.3. mit angegeben und in anderer Form auch in [56] behandelt –, oder die Farbtemperatur wird elektronisch ausgewertet. Dieses Verfahren setzt allerdings eine entsprechend gleichbleibende Beleuchtung (möglichst tageslichtähnlicher Beschaffenheit bzw. je nach dem Verwendungszweck des zu kontrollierenden Objekts) voraus, kommt damit aber dem visuellen Eindruck am nächsten. Aus der Farbfotografie sind spezielle, für wenig Geld im Fotozubehörhandel erhältliche Filterscheibenvorsätze für Belichtungsmesser bekannt. Diese bestehen aus einer Blau-Rot-Filterkombination (beliebige Rot- und Blau-Filter lassen sich allerdings nicht ohne weiteres kombinieren) und werden einem üblichen Belichtungsmesser vorgesetzt, um die Farbtemperatur für farbtongetreue Farbaufnahmen feststellen zu können. Ein solches Filter (Hersteller u. a. Firma *Arnz*, Jena) besteht aus 2 benachbarten rot bzw. blau gefärbten, aufeinander abgestimmten Hälften. Es eignet sich sehr gut für elektro-

nische Farbton-Sollkontrollen und Vergleiche auf farbliche Übereinstimmung.

Bild 4.6 zeigt schematisch den optischen Teil der Kontrolleinrichtung. Sie besteht aus 2 gegeneinander lichtdicht abgeschirmten typgleichen Fotowiderständen, von denen einer durch den roten, der andere durch den blauen Filter vom reflektierten Licht des zu kontrollierenden Objekts getroffen wird. Die zur Objektbeleuchtung dienende Lichtquelle soll diese Anordnung nicht direkt beleuchten. FW1 und FW2 liegen in der Brückenschaltung einer Dreipunkt-Sollwertanzeigeschaltung, die vollständig in Bild 12.20 gezeigt und deren Funktion dort näher beschrieben ist. Die Einzelteilbezeichnungen in Bild 4.6 und Bild 12.20 sind identisch. Mit R1 wird der Feinabgleich auf den gewünschten Farbton vorgenommen, mit R2 die zulässige Toleranzbreite der Farbtonabweichung eingestellt. Die beiden Anzeigelampen (Bild 12.20) sind dann bei Vorhandensein der Sollfärbung erloschen. Bei Farbabweichung in Richtung »kälter« oder »wärmer« Färbung spricht sinngemäß die eine bzw. die andere Lampe an. Näheres zur Schaltung siehe Abschnitt 12.6.3., Details zu

optischen und anwendungstechnischen Fragen findet der Leser auch in [56].

4.2.4. Spannungs-Sollwertanzeiger

Bild 4.7 zeigt eine einfach zu verwirklichende Dreipunktanzeige zur Kontrolle der Einhaltung eines Spannungssollwerts. Sie kann sehr häufig das für solche Zwecke sonst benötigte, recht kostspielige Voltmeter ersetzen, zumal sich in diesem Fall für alle Transistoren die inzwischen sehr preiswerten Bastlertypen benutzen lassen. Bei Umpolung aller Spannungen und der Z-Dioden sind auch npn-Si-Typen verwendbar. ZD1, ZD2 werden – wenn sehr hohe Genauigkeit der Anzeige verlangt wird – entsprechend der zu kontrollierenden Spannung bemessen, anderenfalls etwas unter dieser, so daß man am Eingang U_e mit vorgeschaltetem Potentiometer einen Feinabgleich vornehmen kann. Die zu kontrollierende Spannung U_e kann auch, wenn es sich um eine Wechselspannung handelt, gleichgerichtet (Einweggleichrichtung mit kleinem Ladelektrolytkondensator dahinter genügt völlig) und gegebenenfalls zuvor herabtransformiert werden (z. B. für Netzspannungskontrollen). Darüber hinaus läßt sich diese Spannung dem zu kontrollierenden Gerät auch in anderer Form entnehmen. Wesentlich ist hier die Z-Spannungs-Differenz zwischen ZD1 und ZD2. Sie bestimmt die Breite des als »normal« (= Sollwert) angezeigten Spannungsbereiches und damit also die Ansprechgrenzen für die Anzeigelampen bei Sollwertabweichung. Mit 2 Z-Dioden, deren Z-Spannung nur um wenige zehntel Volt differiert, wird demzufolge eine Abweichung von U_e vom Sollwert um wenige zehntel Volt bereits angezeigt. Der Sollwert von U_e liegt zwischen den beiden

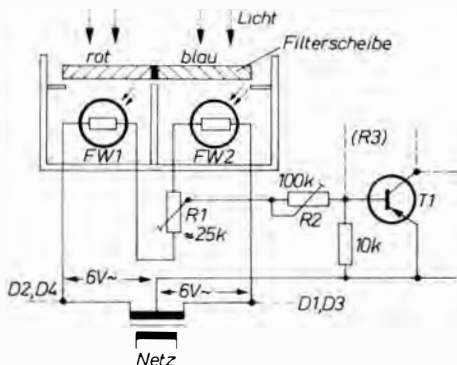


Bild 4.6
Optische Anordnung für die Farbtonvergleichseinrichtung. Der Schaltungsatz entspricht dem Eingang von Bild 12.20

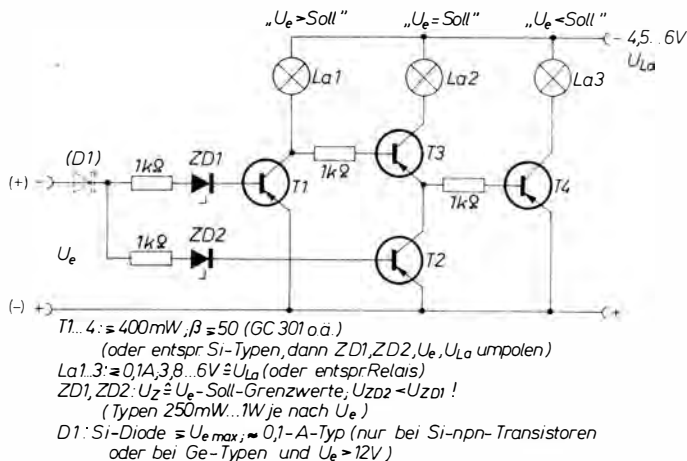


Bild 4.7 Spannungssollwertanzeiger. Bei eingehaltenem Sollwert der bei U_e angelegten Spannung leuchtet La2, bei Unterschreitung La3, bei Überschreitung La1

Z-Spannungswerten. Die Z-Diode mit der kleineren Z-Spannung setzt man bei ZD2 ein. Die Schaltungsfunktion ist sehr einfach: Bei $U_e = \text{Sollwert}$ leitet ZD2 bereits, während ZD1 noch sperrt. Damit ist T2 durchgesteuert, T1 sperrt, und auf Grund seiner Kollektorspannung steuert auch T3 durch. La2 zeigt das Vorhandensein der Sollspannung an. Sinkt U_e unter den mit ZD2 gegebenen Grenzwert, so sperrt T2, La2 verlischt, und die am Kollektor T2 stehende Spannung öffnet T4: La3 zeigt Unterspannung an. Bei Überschreitung des durch ZD1 vorgegebenen Grenzwerts bleiben ZD2, T2 durchgesteuert, und T4 sperrt, jedoch öffnet nun auch ZD1 den Transistor T1. La1 zeigt Überspannung an, wobei zugleich die Spannung am Kollektor T1 so weit absinkt, daß T3 sperrt und La2 verlischt. Diode D1 hat nichts mit der Anzeigefunktion zu tun, schützt aber – insbesondere bei Verwendung von Si-Transistoren und falls U_e Beträge über $-5V$ (bei Si-npn-Typen) oder $+12V$ (bei Ge-Transistoren) annehmen kann – die Transistoren vor gefährlich hohen Basissperrspannungen, da bei falsch gepolter U_e beide ZD in Durchlaßrichtung arbeiten. Im übrigen kann D1 auch – entsprechend den benutzten Transistoren gepolt – zur Gleichrichtung dienen, falls bei U_e Wechselspannung kontrolliert werden soll. Hinter D1 ist dann noch ein Elektrolytkondensator (etwa 10 bis 50 μF , Spannung entsprechend maximal bei U_e zu erwartender Spitzenspannung) gegen die Plusleitung zu legen. Die Lampenbetriebsspannung geht nicht in die Anzeigegenauigkeit ein. Sie kann daher auf beliebige Weise je nach Einsatzfall gewonnen werden, wobei lediglich die 1polige Verkopplung der Lampenspannung mit U_e zu beachten ist. Statt der Lampen können auch Relais eingesetzt werden. Damit läßt sich aus dem Anzeigegerät eine geeignete Nachregelungsgröße (z. B. Nachlaufsteuerung für einen Transformatorstellmotor o.ä.) gewinnen.

4.2.5. Kapazitiver Füllstandsanzeiger

Die in Bild 4.8 gezeigte Schaltung eignet sich zur Füllstandssignalisierung von Tankinhalten u.ä. bei nichtleitenden Flüssigkeiten. Eine Anzeige ähnlich den unter 4.1. behandelten Schaltungen ist bei nichtleitenden Flüssigkeiten nicht möglich. Man kann dann die Veränderung der Kapazität eines Fühlers gegen die Tankwandung (oder bei nichtleitenden Behältern auch zweier Fühlerelektroden gegeneinander) durch die als Dielektrikum wirkende Flüssigkeit als Meßgröße heranziehen. Eine dazu geeignete Schaltung zeigt Bild 4.8. $T1$ und $L1/L2$, $C1$ bilden einen Generator, der auf 10 bis 15 kHz schwingt. Wesentlich höhere Frequenzen sind mit Rücksicht auf die mögliche Abstrahlung von Oberwellen und die dafür geltenden Störstrahlungsbedingungen nicht ratsam und auch nicht erforderlich. $L1 \dots L3$ werden auf Ferritschalenkern gewickelt, die Windungszahl hängt vom A_L -Wert des

verwendeten Kerns ab und ist zu erproben (ggf. $C1$ etwas verändern). Richtwerte sind für $L1$: 200 bis 300 Wdg., 0,1-mm-CuL, $L2 \approx 1/3$ der Windungszahl von $L1$, $L3 \approx 5$ fache Windungszahl von $L1$ (etwa 1000 Wdg., 0,08-mm-CuL). Diese Richtwerte gelten für etwa 10 kHz, $C1 = 10$ nF und einen A_L -Wert von etwa 400.

Die an $L3$ abgenommene NF-Spannung führt man einer Brückenschaltung zu, deren rechter Zweig aus $P1$ und dem 30-k Ω -Widerstand gebildet wird, der linke Zweig besteht aus der Kapazität $C2$ und der Kapazität des Fühlers F . Den Fühler bringt man als flächige, isolierte Elektrode in etwa 5 mm Abstand innen an der – als Gegenelektrode dienenden – Tankwandung an. Seine Kapazität soll im Normalzustand (je nach Anwendungszweck gefüllter oder leerer Tank) etwa gleich $C2$ sein; eventuell kann $C2$ zu diesem Zweck etwas abgeändert werden. Bei nichtleitendem Behälter übernimmt eine 2. Fühlerelektrode die Funktion der Tankwandung.

Im Normalzustand (Behälterfüllstand

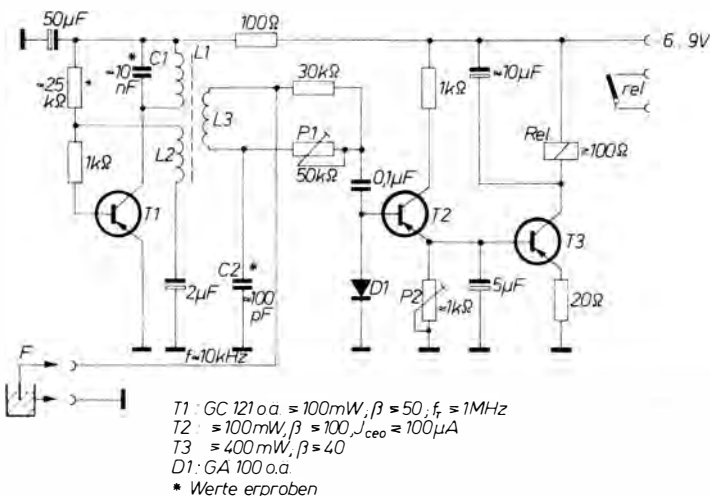


Bild 4.8 Schaltung des kapazitiven Füllstandsanzeigers. Geeignet für nichtleitende Flüssigkeiten

normal) ist die Brücke im Gleichgewicht bzw. wird mit P1 exakt hierauf abgeglichen, so daß am Verbindungspunkt P1 – 30 k Ω keine Spannung auftritt. Bei Veränderung des Füllstands im Tank ändert sich die Fühlerkapazität, womit die Brücke aus dem Gleichgewicht kommt und an der Basis T2 die nun auftretende Brückendiagonalspannung gleichgerichtet wird. D1 bewirkt dabei zusammen mit dem 0,1- μ F-Kondensator durch Spannungsverdopplung eine höhere Ansprechempfindlichkeit (die sich mit P2 einstellen läßt). Die Richtspannung steuert T2 und T3 auf, so daß Rel anspricht und die Abweichung vom vorgegebenen Füllstand normalisiert.

Die Leitung zum Fühler F soll kurz und kapazitätsarm sein; eventuell empfiehlt es sich deshalb, die gesamte Schaltung direkt beim Behälter anzuordnen. Bei zu langer Fühlerleitung sinkt nicht nur die Ansprechempfindlichkeit, da die Leitungskapazität mit eingeht und damit die Kapazitätsvariation geringer wird, sondern es können über die Fühlerleitung auch netzfrequente oder anderweitige Störspannungen eindringen, die bei T2 gleichgerichtet werden und eine Fehlanzeige ergeben. Gegen netzfrequente Brummeinstreuungen kann man Abhilfe schaffen durch eine Drosselspule ausreichend hoher Induktivität (etwa 0,5- bis 1fache Windungszahl von L3 auf einen Schalenkern gleichen Typs gewickelt). Die Drosselspule schaltet man an Stelle des 0,1- μ F-Kondensators und D1 zwischen Verbindungspunkt P1 – 30 k Ω und Masse (Basis T2 wird ebenfalls an diesen Punkt gelegt). Damit sinkt allerdings die Ansprechempfindlichkeit um etwa die Hälfte.

Eine hohe Ansprechempfindlichkeit benötigt man insbesondere dann, wenn schon geringe Füllstandsabweichungen signalisiert werden sollen und die Kapazitätsänderung des Fühlers entsprechend

gering ist. Aber auch für eine mögliche Erweiterung ist eine hohe Ansprechempfindlichkeit erforderlich: Man kann statt des Relais (eventuell parallel zu diesem) ein Voltmeter einsetzen und damit eine kontinuierliche Füllstandsanzeige gewinnen, wenn der Fühler eine langgestreckte Form längs der gesamten Füllhöhe hat. Das Instrument wird dann bei leerem Tank mit P1 auf Nullanzeige abgeglichen, mit P2 läßt sich gegebenenfalls der Endausschlag abgleichen. Die Anzeige ist allerdings nicht streng linear, genügt aber für viele Anwendungen, z. B. für Treibstoff- oder Heizöltankkontrollen. Bei einer möglichen Kfz.-Anwendung wird die Schaltung aus dem Bordnetz gespeist, die Spannung sollte dabei jedoch mit Z-Diode stabilisiert werden.

4.3. **Hochfrequenz-Annäherungsschalter**

Zum Betrieb von HF-Annäherungsschaltern, soweit sie mit ausgedehnter Antenne arbeiten (praktisch also für fast alle Ausführungen), sind die gesetzlichen Vorschriften über Störstrahlungsbedingungen zu beachten. Betrieb ist im allgemeinen nur mit Genehmigung der zuständigen Dienststelle des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen zulässig. Im Zweifelsfall empfiehlt sich Rückfrage bei der zuständigen Bezirksdirektion. Eine vorhandene Modellfunk- oder Amateurfunkgenehmigung genügt im allgemeinen nicht.

4.3.1. **HF-Annäherungsschalter mit Röhre**

Bild 4.9 zeigt einen HF-Annäherungsschalter auf kapazitiver Grundlage. Beim Annähern einer Person oder eines Gegenstands an eine kleine Fühlerantenne reagiert das Gerät durch kapazitive Verstimmung mit Ansprechen des Relais Rel.

Anwendungen: Schaufensterreklame-Einschalter (bei Vorübergehen eines Passanten flammt die Beleuchtung auf), Diebstahlsicherungen, Registrier- oder Zählgerät für beliebige Stückgüter, für vorbeifahrende Kraftfahrzeuge u.ä. Bei Anwendung als Zählgerät kann Rel ein kleines Zählwerk (Postgesprächszähler o.ä.) schalten.

Die Schaltung ist ein *Huth-Kühn*-Oszillator mit einer *EC92*, einer datenähnlichen Triode oder auch Pentode. Es eignen sich auch ältere Röhren aus der »Bastelkiste« (ein Versuchsmuster wurde z. B. mit einer *RV 12 P 2000* betrieben). Der Oszillator schwingt ständig auf einer Frequenz, deren Wert prinzipiell nebensächlich ist (günstiger Wert: etwa 1 MHz; dafür gelten die Werte in Bild 4.9). *L1/C1* bestimmen die Frequenz und sind in einer eigenen Abschirmkammer untergebracht, in die auch der Gitteranschluß der Röhre hineinragt. Für *L1* eignet sich eine normale Mittelwellenschwingkreisspule. Der Rückkopp- lungstrimmer *C3* wird nur so weit eingedreht, daß die Schwingungen gerade einsetzen, wenn dem Fühler kein Objekt angenähert ist. Die Empfindlichkeit des Geräts hängt von dem – deshalb groß ge- wählten – *L/C*-Verhältnis des Anoden- schwingkreises ab. Für *L2* kann eventuell eine Langwellenschwingkreisspule be- nutzt werden. Der Gitterwiderstand diffe- riert je nach Röhrentyp und Exemplar und wird daher nach Versuch bemessen. Der Abgleich geschieht mit *C2* und *C3* wechselseitig und wird mit *C2* beendet. *C2* soll dabei einen möglichst kleinen Wert aufweisen. Der Anodenstrom im Schwing- zustand liegt bei etwa 1,5 mA (abhängig vom Wert des Gitterwiderstands) und steigt bei Abreißen der Schwingungen – nämlich sobald durch Annähern eines Gegenstands an den Fühler der Anoden- kreis verstimmt wird – auf etwa 12 mA,

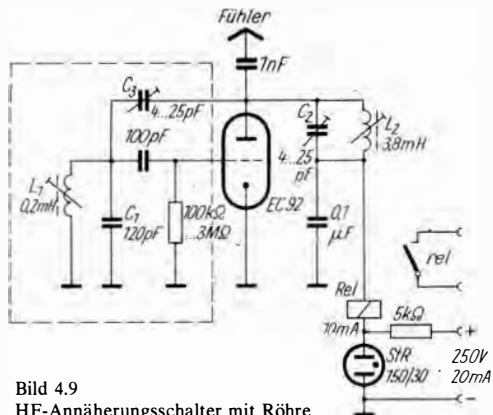


Bild 4.9
HF-Annäherungsschalter mit Röhre

wobei Rel anzieht. Bei Entfernen des Objekts aus Fühlernähe müssen die Schwin- gungen wieder einsetzen. Die Empfind- lichkeit hängt ab von Fühlerart und sorgfältigem Abgleich. Das Mustergerät ergab mit einer etwa 50 cm langen Stab- antenne als Fühler bereits bei Annäherung einer Person auf 1 bis 2 m Auslösung. Zweckmäßiger sind etwas größere Fühler- antennen, z. B. im Zickzack auf Holzwand verspannter Draht bzw. Zimmerantennen- litze. Auf diese Art sind noch beträcht- lich größere Reichweiten erzielbar, je- doch wird dann der Abgleich umständlich, da sich die abgleichende Person unver- meidlich schon im Auslösebereich befin- det. Der Einbau muß in ein geschlossenes Metallgehäuse erfolgen (allseitige Abschi- rung). Die Anodenspannung (bei extremen Empfindlichkeiten auch die Heizspannung) soll gut stabilisiert sein. Das kann erreicht werden, indem das komplette Gerät (dessen Netzteil in Bild 4.9 nicht gezeichnet ist, da es dem Üblichen entspricht) über einen kleinen magnetischen Spannungskon- stanthalter betrieben wird. Sonst kommt es bei Netzschwankungen zu Fehlau- slösung oder Versagen. Für die Netzzu-

leitung sollte man eine HF-Verdrosselung vorsehen. Näheres zum Prinzip des *Huth-Kühn*-Oszillators vgl. [24].

4.3.2. HF-Annäherungsschalter mit Transistoren

Für zahlreiche Anwendungen wird keine allzu große Reichweite gefordert. Vorteilhafter als die Röhrenschaltung nach Bild 4.9 ist dann eine ähnliche Schaltung mit Transistoren, die Bild 4.10 zeigt. In der Wirkungsweise gleicht sie der im vorigen Abschnitt beschriebenen: Das dort zum Abgleich Gesagte gilt sinngemäß auch hier. Die Schwingungen des Oszillators setzen aus, sobald der Kreis C_1/L_1 verstimmt wird. Dies kann entweder durch kapazitive Verstimmung mit dem angedeuteten Fühler bewirkt werden (Anwendungen neben den obengenannten z.B. als Endabschalter für mechanische Vorschubeinrichtungen an Maschinen aller Art) oder durch induktive Verstimmung von L_1 . In dieser Form eignet sich das Gerät gut als Metallnachweisgerät, etwa an Fließbändern mit nichtmetallischen Stückgütern (Getreidekontrolle auf Metallfremdkörper in Mühlenbetrieben), oder als Stückgutzahlgerät für kleinere Metallteile (Kugellagerferti-

gung, Schraubenfertigung, Stanzbetriebe usw.). L_1 wird dann als Luftspule mit etwa 20 mm Durchmesser, 10 mm Höhe ausgebildet, Betriebsfrequenz etwa 100 kHz, mit etwa 1000 Wdg., 0,12-mm-CuL, Basisanzapfung bei 25 % der Windungszahl vom unteren Ende von L_1 (in Bild 4.10). Für kapazitive Auslösung benutzt man für L_1 einen Manifer-Schalenkern, dessen Windungszahl (Anzapfung wieder bei 25 %) vom A_L -Wert des Kernes und von der gewählten Frequenz abhängt. Für kapazitive Auslösung eignet sich neben der Frequenz 100 kHz eine Frequenz um 1 MHz. Für etwa 100 kHz genügt bei T1 ein GF105, für 1 MHz ist die Verwendung eines GF126 o.ä. Typs mit einer Grenzfrequenz von mindestens 10 bis 12 MHz erforderlich, um ausreichend stabiles Verhalten und gute Empfindlichkeit zu erreichen.

Für L_2/L_3 benutzt man einen Manifer-Schalenkern, Windungszahl entsprechend Frequenz und A_L -Wert des Kernes. Anzapfung für L_2 bei etwa 15 % vom mit Minus verbundenen Spulenende (abhängig von den Transistorexemplardaten). L_3 bekommt 10 bis 12 % der Windungszahl von L_2 , sämtliche Wicklungen mit 0,1-mm- bis 0,12-mm-CuL, Abgleich wechselseitig mit

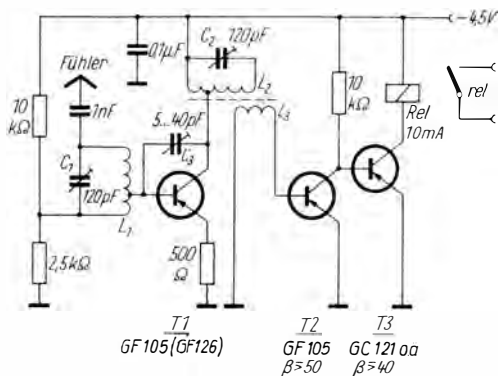


Bild 4.10
HF-Annäherungsschalter mit Transistoren

C2 und C3, zu beenden mit C2. Für sehr schwingfreudige Transistoren wird C3 eventuell auf 1 pF oder weniger verkleinert (Trimmertyp dann z. B. KO 3383). C3 ist so einzustellen, daß der Oszillator gerade anschwingt. Die von L3 abgenommene HF-Spannung wird in T2 gleichgerichtet und dieser dabei durchgesteuert; Rel ist abgefallen. Sobald man L1 verstimmt oder bedämpft, reißt die Schwingung ab, T2 sperrt, Rel zieht an. Vorteilhaft bei dieser Schaltung ist ihre sehr weitgehende Unempfindlichkeit gegen Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen, weshalb im allgemeinen auf Speisespannungsstabilisierung auch bei Netzbetrieb (über Transformator, Gleichrichter und übliche RC-Siebung) verzichtet werden kann. Einbau aus Abschirmgründen in ein Metallgehäuse. Bei Verwendung einer Luftspule für L1 entfällt der Fühler. Grundsätzlich ist es bei Frequenzen bis 100 kHz ohne weiteres möglich, den Durchmesser der Spule L1 bei auszunprobierender Windungszahl entsprechend zu vergrößern (auf 10 cm bis 20 cm). Zu zählende kleine Stückgüter läßt man dann – bei industriellem Einsatz z. B. über eine geeignete Fallrinne – durch L1 hindurchfallen. Bei Getreidemöhlen kann der Körnerstrom durch L1 geleitet werden, wobei Registrierung von Fremdkörpern metallischer Art und eventuell Abschalten des Mahlwerks über Rel erfolgt. Für eine entsprechend vergrößerte Ausführung von L1 folgen hier keine genauen Angaben, da diese Variante beim Mustergerät nicht erprobt wurde. In der Industrie trifft man solche Geräte sehr häufig. Ähnliche Anwendungen zeigen u. a. [20] und [21].

4.4. Berührungsschalter

Berührungsschalter sind Vorrichtungen, bei denen durch leichte Berührung einer belie-

big geformten leitenden Fläche ein Schaltvorgang ausgelöst wird. Die Berührungsschalter sind meist netzgespeist, die leitenden Flächen (Schaltflächen) haben über einen ausreichend hohen Vorwiderstand oft Netzspannungspotential gegen Erde. Bei ihrer Berührung kommt daher ein (sehr geringer) Stromfluß gegen Erde zustande. Dieser Stromfluß bewirkt z. B. das Anziehen eines Schaltrelais, mit dem beliebige Vorgänge ausgelöst werden können. Falls Netzwechselspannung benutzt wird, kommt auch dann, wenn der Körper der berührenden Person gegen Erde isoliert ist, über die Körper-Erde-Kapazität der notwendige Auslösestrom zustande; andernfalls bewirken die im freien Raum immer vorhandenen Fremdfelder (Netzfrequenz, HF) die Auslösung. Die Schaltflächen können z. B. Teile des Gestells einer Stehlampe sein, die man also durch einfaches Berühren oder auch nur Annähern der Hand aus- und einschaltet. Für Raumbeluchtungen kann die metallene Türklinke als Schaltfläche benutzt werden, wodurch sich das Raumlicht bei Berühren der Klinke automatisch einschaltet. Nach dem gleichen Prinzip läßt sich mittels leitender Fläche auf einem Treppengeländer der Treppenlichtzeitschalter einschalten oder der Berührungsschalter für Alarm- und Warnanlagen verwenden, wobei u. U. das zu sichernde Objekt oder Teile desselben als Schaltfläche dienen [56]. Die wenigen Beispiele mögen genügen. Generell ist bei allen Berührungsschaltern lediglich folgende Einschränkung zu beachten: Die Schaltflächen selbst sollen keine allzu große Kapazität gegen Erde haben, damit sie nicht durch ihre Eigenkapazität bereits auslösend wirken. Zuleitungen zu Schaltflächen müssen deshalb kurz gehalten werden; ausgehende Objekte sind als Schaltflächen ungeeignet.

4.4.1. Berührungsschalter mit Thyristor

Bild 4.11 zeigt die Schaltung eines netzgebundenen Berührungsschalters mit Thyristor. Einleitend sei auf das zu derartigen Berührungsschaltern unter Abschnitt 4.4.3. abschließend Gesagte hingewiesen. Außerdem sei daran erinnert, daß Thyristorschaltungen am Netz zu mehr oder weniger starken HF-Störungen neigen. Im vorliegenden Fall wird allerdings der Thyristor stets in Nähe des Nulldurchgangs der Netzspannung gezündet, so daß kaum merkliche HF-Störungen entstehen. Zur Beseitigung von HF-Störungen an Thyristorschaltungen siehe Abschnitt 15.10.

Die Schaltung nach Bild 4.11 erhält den Leistungsschaltteil mit Thyristor Th, Gleichrichterdiolen D1...D4. Diese Brückenschaltung ermöglicht es hier wie in vielen Fällen, mit nur einem Thyristor auszukommen, sie stellt die für den Amateur gegenüber 2 antiparallelen Thyristoren erheblich preisgünstigere und für die An-

steuerung schaltungstechnisch einfachere Lösung dar. Hinzu kommt die Stromversorgung für die transistorbestückte Ansteuerschaltung (Klingeltransformator KTr, D5...D8, Elektrolytkondensator 100 bis 500 μ F); dieser Leistungsteil kann auch für die folgende Schaltung (Abschn. 4.4.2., Bild 4.12) benutzt werden. KTr und D5...D8 stellen eine Betriebsspannung von etwa 10 bis 14 V = für die Transistoren bereit. Als zu schaltende Last ist hier symbolisch eine Glühlampe angenommen. Welche maximale Leistung dieser – seiner Funktion nach beliebige – Verbraucher haben kann, hängt lediglich von den Grenzwerten für D1...D4 und Th ab. Mit einem 3-A-Thyristor lassen sich bis etwa 450 W schalten, wenn die angegebenen Dioden benutzt werden. Th zündet und schließt den Gleichstromzweig der Brücke kurz – womit die Last Spannung erhält –, solange von T5 Steuerstrom geliefert wird. Diese Schaltungsweise, die Last in den Wechselstromzweig der Brücke D1...D4 zu verlegen, hat den Vorteil, daß die Last wie ge-

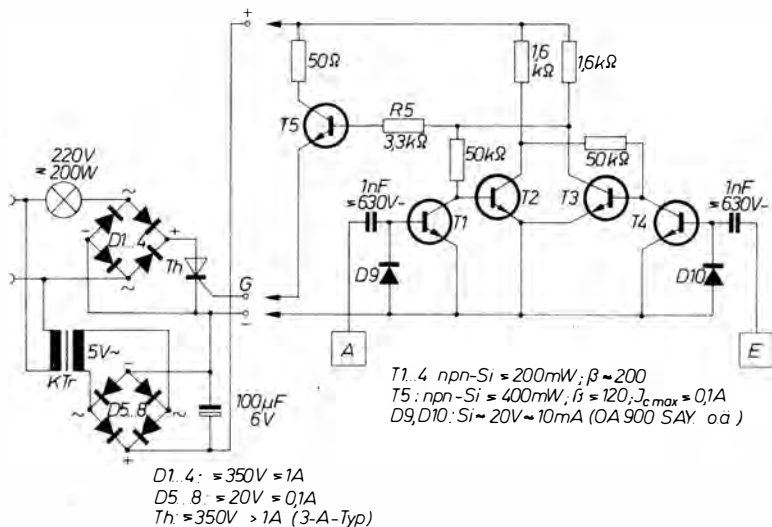


Bild 4.11 Berührungsschalter mit Thyristor statt Relais

wohnt Netzwechselspannung erhält und die Diodenbrücke keiner besonderen Absicherung bedarf. Bei Kurzschlüssen an D1...D4 und Th wird lediglich die Last eingeschaltet.

Der Berührungsschalter selbst ist mit seiner Ausschaltfläche A und seiner Einschaltfläche E als bistabiler Multivibrator aufgebaut; diese Schaltung wird unter 8.1.3. näher erläutert. T1 und T4 bewirken die Ansteuerung der Multivibratortransistoren T2 und T3, D9 und D10 schützen ihre Basisstrecken gegen Überspannungsimpulse in Sperrichtung. Vom Kollektor T3 wird T5 mit angesteuert, der den Zündstrom für den Thyristor liefert. Falls dieser Berührungsschalter eine zu hohe Empfindlichkeit aufweist – das ist an unstabilem Arbeiten und gelegentlichem Selbstumschalten festzustellen –, läßt sich die Empfindlichkeit verringern, indem parallel zu D9 und D10 Widerstände gelegt werden (Wert erproben, Größenordnung 1 bis

100 k Ω). D9 und D10 können dann beliebige preiswerte Germaniumdioden sein.

4.4.2. Berührungsschalter mit Thyristor

Nach dem im vorangehenden Abschnitt beschriebenen Prinzip läßt sich ein Zeitschalter aufbauen, der mit einer Schaltfläche eingeschaltet wird, aber keine Ausschaltfläche hat, sondern nach Ablauf einer bestimmten Zeit selbsttätig wieder ausschaltet. Bild 4.12 zeigt die Schaltung.

Der Leistungsteil ist in diesem Fall etwas anders geschaltet, um die Betriebsspannung für die Transistoren ohne Transformator direkt aus dem Netz gewinnen zu können, womit ein kleinerer Aufbau möglich wird. Es kann dafür aber auch – an den Punkten +, G, –, anzuschließen – der Leistungsteil entsprechend Bild 4.11 benutzt werden oder umgekehrt die in Bild 4.12 für den Lei-

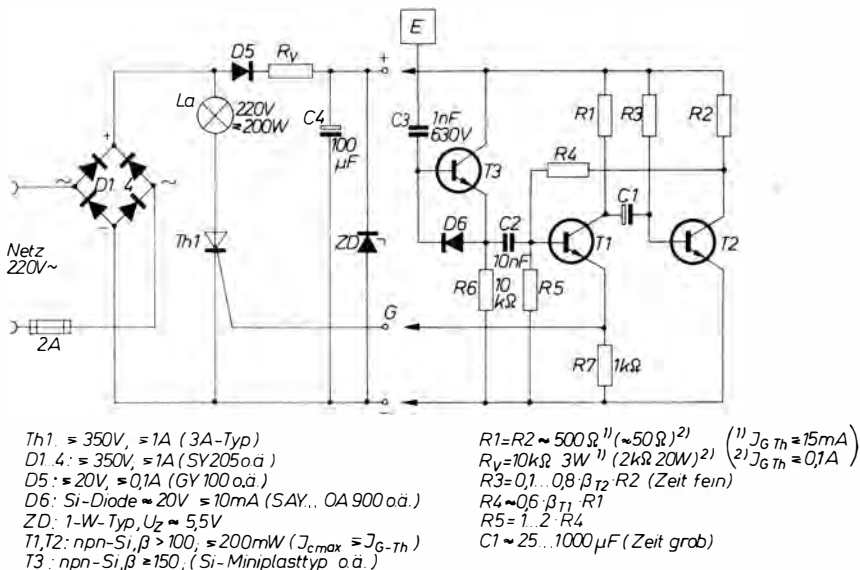


Bild 4.12 Berührungsschalter mit Thyristor statt Relais

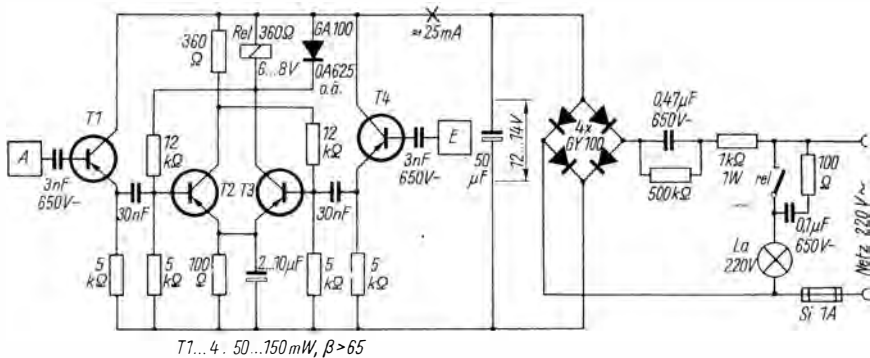


Bild 4.13 Berührungsschalter mit Ge-Transistoren (nach G. Pichl)

stungsteil gezeigte Schaltung zur Speisung des bistabilen Multivibrators nach Bild 4.11.

Der Lastkreis (wiederum L_a symbolisch für den zu schaltenden Verbraucher) liegt hier im Gleichstromzweig der Brücke, was je nach Art des Verbrauchers zu beachten und (Transformatoren, Motore) nicht in allen Fällen möglich ist. Die Betriebsspannung für die Transistoren wird über den Vorwiderstand R_v aus der Netzspannung gewonnen sowie über ZD und C_4 stabilisiert und gesiebt. D_5 verhindert Rückentladungen in den Leistungsteil. Dem Vorteil des eingesparten Transformators steht allerdings der Nachteil der hohen an R_v auftretenden Verlustleistung entgegen (s. Angaben in Bild 4.12), so daß beide Varianten Vor- und Nachteile haben und die Auswahl vom Anwendungsfall abhängen wird.

Der Zeitschalter ist als monostabiler Multivibrator ausgeführt, dessen prinzipielle Funktion in Abschnitt 8.1.2. erläutert wird. T_3 dient zur Triggerung (Auslösung des quasistabilen Zustands) des Zeitschalters. R_3 und C_1 sind die zeitbestimmenden Glieder. Die Dimensionierung – Bild 4.12 gibt die notwendigen Beziehungen an – geht aus von dem Zündstrom-

bedarf des Thyristors (1-A-Typen kommen im allgemeinen mit 15 mA zur sicheren Zündung aus, dagegen erfordern Leistungsthyristoren – 3 A und größer – bis zu 0,1 A Gate-Strom). Dadurch und mit der an ZD stehenden Spannung sind R_1 , R_2 und R_v vorgegeben. Lange Einschaltzeiten erfordern also möglichst hohe β -Werte bei T_1 , T_2 , was aber mit Si-Transistoren meist erreichbar ist. Für C_3 , T_3 und D_6 gilt das bereits bei Bild 4.11 sinngemäß zur Empfindlichkeit Gesagte; die Empfindlichkeit kann ebenso auch hier bedarfsweise reduziert werden. Mit den in Bild 4.12 angegebenen Richtwerten lassen sich Einschaltzeiten bis zu 10 min erreichen. R_3 kann innerhalb des angegebenen Bereichs als Regelwiderstand vorgesehen werden, damit sich die Einschaltdauer variieren läßt.

4.4.3. Berührungsschalter mit Transistoren

Ein Berührungsschalter läßt sich – nach einem Vorschlag von G. Pichl – auch mit Relais und Ge-Transistoren nach der Schaltung Bild 4.13 aufbauen. Kernstück der Schaltung ist ein bistabiler Multivibrator mit T_2 und T_3 (s. dazu Abschnitt 8.1.3.). Die Transistoren T_1 und T_4 arbeiten

als Impedanzwandlerstufen und ermöglichen das Umschalten des Multivibrators mit dem beim Berühren der Schaltflächen zustande kommenden, geringen Berührungsstrom. Beim Berühren der Einschaltfläche E bewirkt die negative Halbwelle des dabei entstehenden Erdstroms ein Durchsteuern von T4. Der dabei an seinem Emittterwiderstand auftretende Spannungsimpuls steuert T3 durch, wobei T2 sperrt. Der Kollektorwiderstand von T3 wird durch Relais Rel gebildet, das daher anzieht und mit rel den zu schaltenden Verbraucher einschaltet. Die an der Basis von T4 durch Gleichrichtungseffekte entstehende Aufladung des 3-nF-Vorschaltkondensators wird anschließend sehr schnell wieder durch die Restströme von T4 beseitigt, ohne daß besondere Schaltvorkehrungen notwendig sind. Bei Berühren der Ausschaltfläche A kommt es in gleicher Weise zur Ansteuerung von T1 und T2, wobei T3 wieder sperrt und das Relais abfällt.

Da ohnehin direkte Netzverbindung erforderlich ist, erfolgt die Speisung mit dem Vorschaltkondensator 0,47 μ F. Der 1-k Ω -Widerstand bietet dabei zusätzliche Sicherheit bei möglichen Kondensatorschäden und verringert den Einschaltstromstoß. Zur Spannungsreduzierung trägt er nur wenig bei. Durch den Vorschaltkondensator läßt sich ein unökonomischer, viel Wärme entwickelnder Vorwiderstand vermeiden, und die Schaltungsfunktion wird – durch die benutzte Graetz-Brückengleichrichtung – von der Netzpolung unabhängig.

Die Schaltung kann nach den unter 8.1.3. gegebenen Hinweisen auch für andere Relais Typen und Spannungen ausgelegt werden. Falls auf ein anderes Relais umdimensioniert werden soll, legt man dessen Spannungs- und Strombedarf zugrunde. Hiermit und mit dem Relaiswicklungswiderstand, der als Kollektorwiderstand von T3 in die Rechnung eingeht (der Kolle-

torwiderstand für T2 wird stets gleich dem Relaiswiderstand bemessen), kann man nach Abschnitt 8.1.3. die übrigen erforderlichen Werte festlegen. Der Strombedarf der Schaltung (in Bild 4.13 entsprechend dem dort zugrunde gelegten Relais 25 mA) sowie ihre Betriebsspannung (im Beispiel etwa 12 bis 14 V) bestimmen dann die Größe des Vorschaltkondensators. Sein Wert kann bei andersartiger Dimensionierung erheblich von 0,47 μ F abweichen und wird nach Versuch so festgelegt, daß sich der für die Berechnung zugrunde gelegte Kollektorstrom einstellt. Die Werte der Impedanzwandlerstufen T1 und T4 bleiben unverändert.

Bei dem Relais ist auf gute Kontaktisolierung zu achten, da der Kontakt Netzspannung zu schalten hat. *Bei allen Berührungsschaltern ist darauf zu achten, daß die Schaltung – Ausnahme sind lediglich die Schaltflächen! – vollständig berührungssicher aufgebaut wird, da sie unmittelbar Netzverbindung hat (für die Ankoppelkondensatoren B-Typen benutzen).*

4.4.4. Berührungsschalter ohne Netzanschluß

Die im freien Raum stets vorhandenen Fremdfelder (HF- oder 50-Hz-Felder) können auch zur Auslösung von Berührungsschaltern dienen. Es handelt sich dabei um die Ausnutzung der Spannungen, die z.B. als Brummspannung im Lautsprecher hörbar werden, wenn man einen offenen NF-Verstärkereingang mit dem Finger berührt. Eine andere Möglichkeit ist die Beeinflussung eines kleinen HF-Generators durch Berühren eines Schwingkreiselements. Alle diese Varianten führen zu batteriebetriebenen und damit netz-unabhängigen, transportabel einsetzbaren – und nicht zuletzt für den Amateur unge-

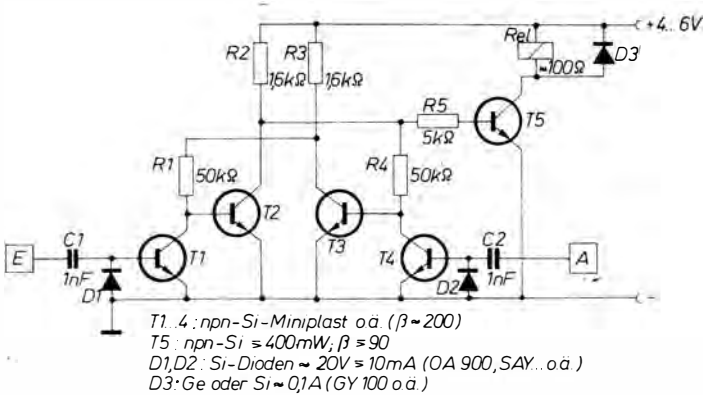


Bild 4.14 Berührungsschalter ohne Netzanschluß

fährlichen – Berührungsschaltern, deren Ausgabeorgan dann stets ein Relais ist.

Dafür kann man beispielsweise die unter 4.3.2. (Bild 4.10) beschriebene Schaltung benutzen, deren Fühler als Berührungsfläche ausgebildet wird (Schaltung für 100 kHz oder weniger auslegen). C3 und die Anzapfungen an L1 und L2 entsprechend Bild 4.10 werden so gewählt, daß der Oszillator erst bei direktem Berühren des Fühlers aussetzt. Relais Rel ist dann während der Berührungsdauer des Fühlers

gezogen. Man kann auch auf T3 und Rel nach Bild 4.10 verzichten und am Kollektor T2 über einen Kondensator von 10 nF bis 0,1 μF den Schaltimpuls auskoppeln und einen bistabilen oder monostabilen Multivibrator nachschalten (Abschn. 8.1.2. und Abschn. 8.1.3.), so daß sich ein Ein/Aus-Berührungsschalter oder Zeitschalter ergibt. Nachteilig bei diesem Prinzip ist die mögliche Abstrahlung von HF-Energie, die aber durch geeignete Auslegung der Schaltfläche klein gehalten werden kann.

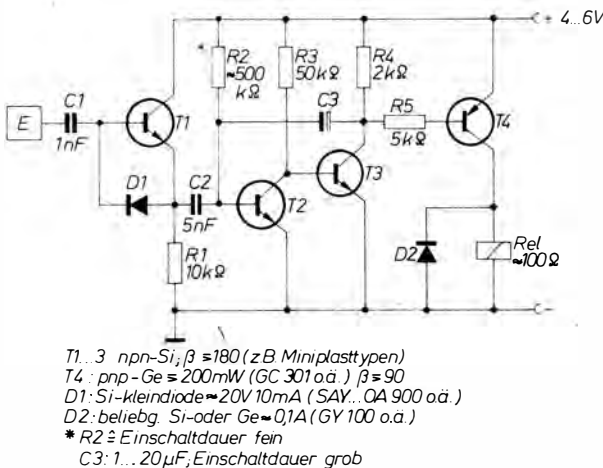


Bild 4.15
Berührungsschalter
ohne Netzanschluß

Eine weitere Möglichkeit für netzunabhängige Berührungsschalter sowie Hinweise zu Auswahl und Einsatz von Annäherungs- und Berührungsschaltern sind in [56] zu finden.

In der Industrie, bei der Verkehrsüberwachung, auf dem Gebiet des Arbeitsschutzes usw. besteht häufig die Notwendigkeit, die Stärke von Störschall, Arbeitslärm usw. festzustellen. Wenn es dabei nur darauf ankommt, die Einhaltung einer bestimmten maximal zulässigen

Am Eingang E ist ein Mikrofon anzuschließen, das den Lärm aufnimmt. Für exakte Kontrollen sollte man ein möglichst hochwertiges dynamisches Mikrofon verwenden, das alle vom Ohr wahrgenommenen bzw. das menschliche Befinden beeinträchtigenden Frequenzen überträgt. Geeignet sind alle dynamischen Studio- und guten Heimmikrofone mit Impedanzen um $200\ \Omega$ bis $5\ \text{k}\Omega$. Unter ständig gleichbleibenden Anwendungsbedingungen – etwa innerhalb derselben Werkhalle bei ständig gleichem Arbeitsablauf oder für überschlägige Routinekontrollen seitens des Arbeitsschutzbeauftragten u.ä. – kann man jedoch oftmals bereits mit einem als Mikrofon benutzten Kleinstlautsprecher auskommen, z. B. einem *Sternchen*-Lautsprecher mit zugehörigem Übertrager *K 21*. Je nach vorgesehenem Anwendungsbereich wird mit P1 die Geräteempfindlichkeit grob eingestellt, um zu verhindern, daß bei der nachzuweisenden Lärmpegelstärke

bereits die folgenden Verstärkerstufen T1, T2 übersteuert werden (Anzeigefehler). T1, T2 sind als 2stufiger NF-Verstärker ohne Besonderheiten geschaltet. An P2 – dem Feinabgleichregler für die anzuzeigende Lärmschwelle – steht eine für den eigentlichen Indikatorteil ausreichende NF-Spannung zur Verfügung. P2 wird so eingestellt, daß der Indikator genau bei der als Grenzwert festgelegten Lärmpegelstärke anspricht (ggf. einmalig mit industriellem Phonmesser vergleichen). P2 soll dabei mindestens zur Hälfte aufgedreht sein, andernfalls ist P1 zu vergrößern.

Der eigentliche Indikator benutzt Glühlampenanzeige und arbeitet nach dem in Abschnitt 12.5. beschriebenen Prinzip. Seine Inbetriebnahme erfolgt, wie dort angegeben. Als Anzeigelampe, die eine Überschreitung des eingestellten Lärmpegels durch Blinklicht erkennen läßt, wird ein Typ 6 V/0,05 A benutzt. Die Stromaufnahme beträgt im Blinkmoment etwa 60 mA (in Ruhe etwa 7 mA); deshalb sollte eine ausreichend kräftige Batterie benutzt werden. Geeignet sind 2 Stück 4,5-V-Taschenlampenbatterien in Serienschaltung. P1 und P2 werden nur einmalig eingestellt; man bringt sie deshalb im Geräteinnern so unter, daß sie von außen nicht verstellbar sind. Das Gerät wird mit Lautsprecher bzw. Mikrofon zusammen in einem Gehäuse angeordnet und trägt äußerlich nur Anzeigelampe und Batterieeinschalter.

In Punkt A kann eine 2., gleichartig aufgebaute Indikatorstufe, beginnend ab P2 – also mit eigenem Feinabgleichregler –, parallelgeschaltet werden. Stellt man P2 beider Indikatoren verschieden ein und färbt man die Anzeigelampen eventuell verschieden, so lassen sich 2 Lärmpegelschwellen erreichen und damit 3 Lautstärkegrade anzeigen. Man kann auf diese Weise z. B. zwischen einem

nur für kurze Zeit zulässigen (ein Indikator spricht an) und einem unzulässigen (beide Indikatoren zeigen Blinklicht) Lärmpegel unterscheiden.

4.6. Geschwindigkeits- Kontrollgerät mit 2 Lichtschranken

Häufig besteht die Aufgabe, ein sich bewegendes Objekt auf seine Geschwindigkeit zu kontrollieren. Dabei genügt es oft, nicht den tatsächlichen Wert der Geschwindigkeit, sondern nur die Überschreitung einer vorgegebenen Höchstgeschwindigkeit anzuzeigen. Das kontrollierte Objekt kann ein Fahrzeug oder auch ein Objekt auf einem Fließband sein. Weitere Anwendungsgebiete finden sich im Sport. Die in Bild 4.17 gezeigte Schaltung arbeitet mit 2 Lichtschranken, die in einem bestimmten Abstand – der vom Anwendungsfall abhängt – quer zur Bewegungsrichtung des Objekts liegen und von diesem nacheinander durchquert werden. Die beiden Lichtschranken enden an den Fotowiderständen FW1 und FW2. Das zu kontrollierende Objekt unterbricht zunächst das auf FW1 fallende Licht, danach FW2. In umgekehrter Richtungerfolgt keine Registrierung. Da nur die Überschreitung eines Höchstwerts zur Anzeige kommen soll (Überschreitung einer maximal zugelassenen Fahrgeschwindigkeit als Beispiel), kann die Schaltung vergleichsweise unkompliziert gehalten werden.

Beim Abschatten von FW1 sperrt T1, ebenso T2, wobei am Kollektor T2 ein negativer Spannungssprung auftritt. Er wird der Basis von T3 – dem Triggereingang des aus T3, T4 bestehenden monostabilen Multivibrators – zugeführt und bewirkt sein Umschalten in den quasistabilen Zustand. Die benutzten 2 Multivibratoren

sind nach den in Abschnitt 8.1.2. (Bild 8.4) erläuterten Grundlagen aufgebaut und dimensioniert, so daß sich eine Funktionsbeschreibung erübrigt. Durch den auslösenden Impuls wird T3 leitend, T4 gesperrt, so daß am Kollektor T4 und damit an Anode D1 nahezu volle negative Betriebsspannung steht. D1 ist daher gesperrt. Die Dauer dieses Sperrzustands hängt von der Verzögerungsdauer des Multivibrators T3, T4 ab, die sich mit P1 einstellen läßt (Grob- festlegung durch C1; diesen Elektrolyt- kondensator kann man auch für mehrere Bereiche umschaltbar auslegen, wenn das Gerät universell eingesetzt werden soll).

Das auslösende Objekt durchquert kurz darauf Lichtstrahl 2 und schattet FW2 ab, was zur Sperrung von T5, T6 führt. Nunmehr entsteht am Kollektor T6 ein negativer Spannungssprung. Da Diode D1 – wie angenommen sei – noch gesperrt ist, gelangt dieser Impuls über D2 an die Basis von T7 und löst somit den 2. Multivibrator (T7, T8) aus. Das im Bereitschaftszustand ständig angezogene Relais Rel fällt ab. Über seinen Kontakt rel gibt es am Signalausgang S das gewünschte Signal ab. Die Anzugsdauer (Signalisierungsdauer) kann entweder mit C2 und dem 30-k Ω -Basis- widerstand von T8 festgelegt werden (Mindestwerte für sicheres Anziehen des Relais siehe Bild, für auswertbare Signal- dauer sollte C2 100 bis 500 μ F sein, falls auf die Selbsthaltung mit rel-Kontakt und Ta verzichtet wird), oder man benutzt die im Bild gezeigte Selbsthaltung. Dabei trennt das abfallende Relais sich selbst von der Betriebsspannung ab und kann daher nicht wieder anziehen – das Signal bleibt dann bis zum Drücken der Lösch Taste Ta stehen.

Bewegt sich das kontrollierte Objekt langsamer, so ist die mit FW1 ausgelöste Verzögerungszeit des 1. Multivibrators abgelaufen, bevor FW2 abgedunkelt wird.

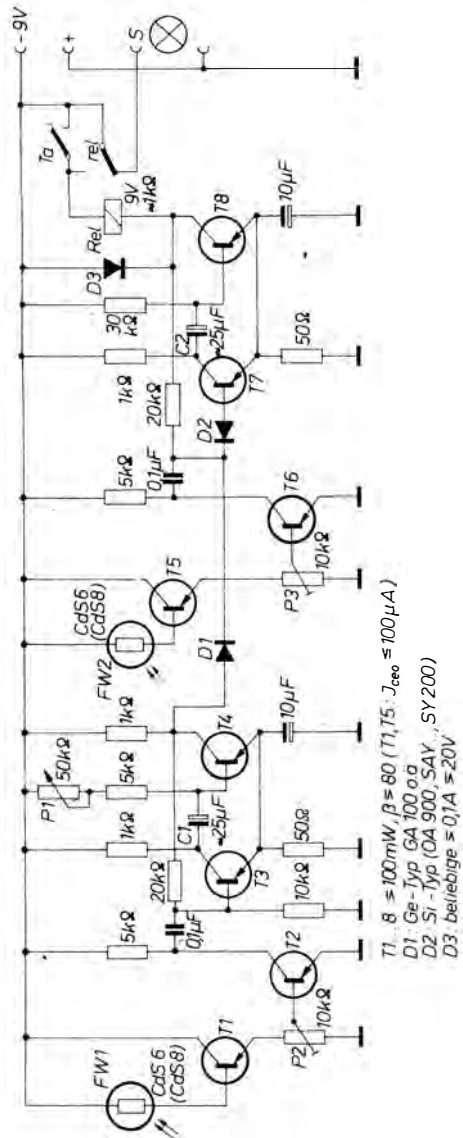


Bild 4.17

Geschwindigkeitskontrollgerät mit 2 Lichtschranken. Bei Überschreitung einer einstellbaren Maximalgeschwindigkeit wird Signal S betätigt

Der 1. Multivibrator schaltet demzufolge noch vorher in seine Ruhelage zurück (T3 gesperrt, T4 leitend), womit die Diode D1 anodenseitig auf dem sehr geringen Ruhe-Ausgangspotential des Multivibrators (hier etwa $-0,5$ bis $-0,8$ V) liegt. Wird erst jetzt FW2 abgedunkelt, so kann der vom Kollektor T6 dabei abgegebene negative Impuls über D1 und T4 abgeleitet werden. Die Spannung an D1, D2 genügt jetzt nicht, um D2 (Siliziumdiode mit $0,5$ bis $0,7$ V Schleusenspannung) zu öffnen. T7 wird daher nicht angesteuert und der 2. Multivibrator nicht ausgelöst; Rel bleibt angezogen. Signalgabe erfolgt also nur, wenn das Objekt noch innerhalb der mit P1 eingestellten Verzögerungszeit FW2 erreicht hat. Die dazu erforderliche Mindestgeschwindigkeit hängt somit ab von der Verzögerungszeit des 1. Multivibrators und vom Abstand der beiden Lichtschranken zueinander. Für sehr hohe Geschwindigkeiten wird man einen relativ großen Schrankenabstand wählen, für sehr geringe Geschwindigkeiten sind neben geringem Schrankenabstand größere Werte von C1 erforderlich. Die in Bild 4.17 angegebenen Werte für C1 und P1 eignen sich bei einem Lichtschrankenabstand (Meßstreckenlänge)

von 1 m zum Erfassen einer Geschwindigkeit zwischen 20 und 180 km/h; diese Werte sind insbesondere auch für Anwendungen z. B. in der Verkehrskontrolle und im Motorsport geeignet. P2, P3 werden je nach Lichtweglänge und Lichtleistung der Schrankenlampe so abgeglichen, daß T2 und T6 gerade voll geöffnet sind (Kollektor-Emitter-Spannung $0,7$ bis 1 V), bzw. so, daß beide Schranken sicher ansprechen. Speziell bei Anwendungen im Sport- und Verkehrsbereich empfehlen sich entsprechende optische Maßnahmen (Schrankenlichtbündelung, Lichtschutztubus), wie sie näher in [56] erläutert sind. Diode D2 hat hier die Aufgabe, die Mindest-Auslösespannung für T7 so weit heraufzusetzen, daß sie mit Sicherheit über dem Restspannungspotential an der Katodenseite von D1 liegt (dieses setzt sich zusammen aus Restspannung am Kollektor T4 – vgl. dazu Bild 8.4 – und Schwellenspannung von D1, die deshalb eine Ge-Diode sein muß). Die Schaltung arbeitet sehr zuverlässig und läßt – ausreichende Speisespannungskonstanz vorausgesetzt – Anzeigegenauigkeiten von besser als 5% auch im transportablen Einsatz zu, so daß gegebenenfalls eine Eichung von P1 möglich ist.

5. Steuer- und Regeltechnik

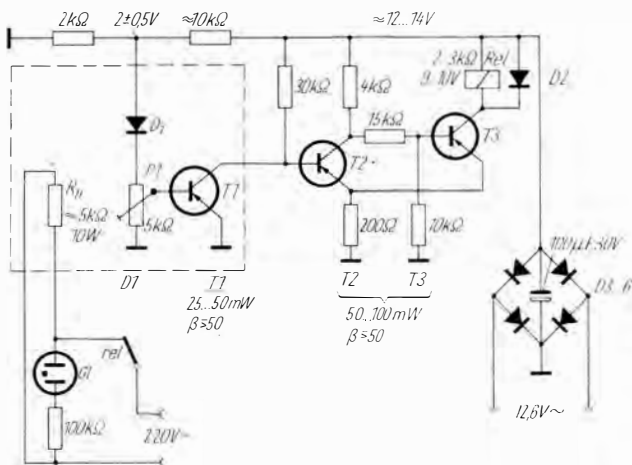
Industrielle Steuer- und Regeltechnik sowie Betriebsmeßtechnik (abgekürzt als BMSR-Technik bezeichnet) sind zu einem selbständigen umfangreichen Fachgebiet geworden. Wegen ihrer spezifischen Besonderheiten und Einsatzbereiche bieten sie relativ wenig unmittelbare Berührungspunkte zur Amateurpraxis.

Schaltungen, Bauelemente und Geräte der BMSR-Technik haben mit dem in der Amateurtechnik Vorhandenen trotz gleicher Grundlagen oftmals ebensowenig Ähnlichkeit wie die chemische Großproduktion bestimmter Substanzen mit der Darstellung dieser Substanzen mit experimentellen Mitteln im Schülerversuch. Es werden daher nur einige unter den Begriff der Steuer- und Regeleinrichtungen fallenden Geräte für den Amateur- und Werkstattgebrauch beschrieben. Zur näheren Information über industrielle Anwendungen und solche der Militärtechnik – wo die Steuer- und Regeltechnik ebenfalls eine dominierende Rolle spielt – wird auf [20], [21], [25], [58] und [61] verwiesen. Über weitere, verhältnismäßig zahlreich vorhandene einschlägige Literatur zu diesem Gebiet berät jede Fachbuchhandlung nach dem jeweils neuesten Stand.

5.1. Thermostatschaltung

Die in Bild 5.1 gezeigte Thermostatschaltung ist insbesondere als Quarzthermostat für die Amateurfunkstation gedacht,

kann aber auch für alle ähnlichen Zwecke verwendet werden. Die Thermostatenkammer ist in Bild 5.1 punktiert angedeutet, sie wird durch den vom Relais Rel über Kontakt rel geschalteten Heizwiderstand R_H auf die konstant zu haltende Arbeitstemperatur – die man im allgemeinen zu etwa 40°C wählt – aufgeheizt. Mit P1 ist diese Solltemperatur einmalig abzugleichen. Als Temperaturfühler wird eine Germaniumflächendiode GY 100 (D1) benutzt. Das Prinzip beruht auf der Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms der in Sperrrichtung betriebenen Diode D1. Dieser ist innerhalb gewisser Grenzen (bei der GY 100: $2 \pm 0,5$ V) von der angelegten Sperrspannung unabhängig und wird nur von der Diodentemperatur bestimmt. Mäßige Schwankungen der Sperrspannung gehen nicht in die Temperaturkontrolle ein. Daher braucht die Betriebsspannung für D1 (2 V) nicht besonders stabilisiert zu sein. Bei Verwendung eines Heißleiters (Thermistors) an Stelle von D1 müßte diese Spannung mit geeigneten Maßnahmen (z. B. Z-Diode) stabilisiert werden, wodurch Material- und Schaltungsaufwand steigen. T1 verstärkt den Diodenstrom, dessen Stärke ein Maß für die Temperatur ist. Um den Temperaturgang von T1 auszuschaalten, wird dieser Transistor einfach mit im Thermostaten untergebracht. T1 steuert eine (in Abschn. 8.2.2. beschriebene) Schmitt-Trigger-Schaltung an. Bei Temperaturanstieg steigt der Sperrstrom von D1,



die Kollektorspannung an T1 sinkt ab, T2 sperrt, T3 öffnet, Rel zieht an und schaltet mit rel die Heizung R_H ab. Sinkt die Temperatur unter Sollwert, so steigt das Kollektorpotential von T1, der Trigger schaltet wieder um, T3 sperrt, Rel fällt ab und schaltet R_H wieder an. T2 und T3 arbeiten, wie schon früher beschrieben, als Schalter; ihr Temperaturgang geht daher nicht in die Anlagenfunktion ein. Die Umschaltspannungen für Relaisanzug bzw. -abfall an der Basis von T2 liegen dicht beieinander. Falls T1 genügende Stromverstärkung hat, bewirken schon sehr geringe Sperrstromände-

rungen von D1 die Umschaltung. Die Temperatur kann dann ohne weiteres bis auf $\pm 0,2^\circ\text{C}$ konstant gehalten werden. Benutzt man die Schaltung als Quarzthermostat im Amateursender, so lässt sie sich mit 12 V~ aus dessen Netzteil speisen. Bild 5.2 verdeutlicht einen Aufbauvorschlag für die entsprechende Thermostatkammer. Übrigens sind auch Thermosbehälter dafür sehr gut geeignet.

5.2. Konstantstrom-Akkumulatorladegerät

Die Ladung des Akkumulators erfolgt gewöhnlich über einen Vorwiderstand und durch Einstellung eines bestimmten Ladestroms. Die Akkumulatorkapazität ist bekannt; als Faustregel gilt, daß in den Akkumulator die 1,4fache Nennkapazität »hineinzuladen« ist. Ein 5-Ah-Akkumulator wäre also mit 7 Ah und bei einem zulässigen Ladestrom (falls der zulässige Maximal-Ladestrom unbekannt ist, kann er mit etwa 10% der Nennkapazität angenommen werden; für einen 0,4-Ah-Akkumulator z. B. 0,04 A) von z. B. 0,5 A 14 Stunden

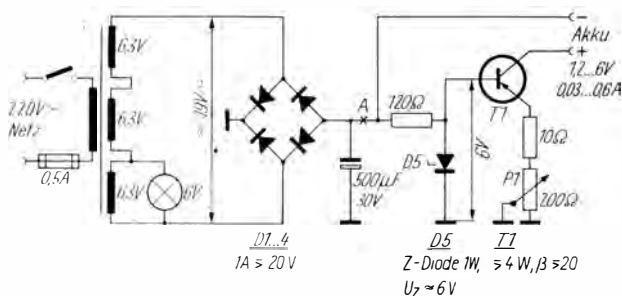


Bild 5.3
Konstantstrom-
Akkumulatorladegerät

den lang zu laden. Dabei wird meist nicht beachtet, daß der anfänglich auf 0,5 A eingestellte Ladestrom mit zunehmender Ladung zurückgeht, weil dann die Zellenspannung des Akkumulators – die als Gegenspannung zur Ladespannung auftritt – steigt. Gegen Ladungsende beträgt der Ladestrom also weniger als 0,5 A, und man ist entweder auf geschätzte Ladezeitverlängerung angewiesen, oder man hat nach 14 Stunden noch keinen voll aufgeladenen Akkumulator.

Das beschriebene Gerät (Bild 5.3) bewirkt einen während des ganzen Ladevorgangs konstanten Ladestrom, so daß die Ladung nach der obenerwähnten Ladezeitberechnung »blind« durchgeführt werden kann und trotzdem ein exaktes Ladeergebnis gewährleistet ist. Als Ladetransformator sei z. B. ein üblicher Netztransformator mit 3 in Serie geschalteten 6,3-V-Wicklungen angenommen. Der aus 4 Ge- oder Si-Flächendioden, D1 bis D4 (1-A-Typen), aufgebaute Ladegleichrichter ist mit 500 µF gepuffert und reicht – ebenso wie Regeltransistor T1, der ein 4-W-Typ sein muß – für Akkumulatoren beliebiger Art und für maximal 6 V Spannung aus. Das Gerät gibt einen mit P1 einstellbaren Ladestrom zwischen 30 mA und 0,6 A ab, der unabhängig von Akkumulartyp und Akkumulatorspannung konstant bleibt. P1 kann daher ohne weiteres eine in A geeichte Skale bekommen, nach der der Ladestrom

gewählt wird. Ein Strommesser ist dann überflüssig. Die Z-Diode D5 stellt eine konstante Bezugsspannung von etwa 6 V an der Basis von T1 bereit. Der Transistor – in dessen Kollektorkreis der zu ladende Akkumulator liegt – ist stets so lange durchgesteuert, wie die Emitterspannung unter dem Wert der konstanten Basisspannung liegt. Erreicht die Emitterspannung den Wert der Basisspannung, so sperrt T1. Bei welchem Emitter- und damit Kollektorstrom (= Ladestrom) dies geschieht, hängt lediglich vom Wert bei P1 ab. Je größer P1, desto geringer Emitter- und damit Akkumulatorstrom, der das Erreichen der entsprechenden Emitterspannung bewirkt. Weiterer Stromanstieg ist nicht möglich, da dann T1 sperrt. Steigt während der Ladung die Akkumulatorgegenspannung, so wird der Ladestrom entsprechend geringer. Der dadurch verringerte Spannungsabfall in der Emittierleitung senkt dessen Potential ab, womit T1 aufgeregelt und der Ladestrom wieder verstärkt wird. In dieser Weise regelt sich die Schaltung stets auf konstanten Strom ein. T1 wird vom Ladestrom durchflossen, zwischen seinem Kollektor und Emitter steht die bei Punkt A vorhandene Ladespannung, abzüglich der Summe der am Akkumulator und in der Emittierleitung abfallenden Spannung. Letztere wiederum ist näherungsweise gleich der Z-Spannung. Wenn bei A mit rund

15 V gerechnet wird und die am Akkumulator abfallende Ladespannung z. B. 4 V beträgt (wobei ein Ladestrom von 0,5 A angenommen sei), so stehen zwischen Emitter und Kollektor $15\text{ V} - 6\text{ V} - 4\text{ V} = 5\text{ V}$. Hieraus und aus dem Ladestrom ergibt sich für T1 bereits eine Verlustleistung von 2,5 W. T1 muß daher mindestens ein 4-W-Typ sein (für größere Akkumulatorspannungen oder Ladeströme wäre ein stärkerer Transistor erforderlich) und unbedingt mit reichlich bemessener Kühlfläche versehen werden. Man kann die Belastung von T1 etwas verringern, wenn bei Ladung von Akkumulatoren geringerer Zellenzahl (bis 4 V) die am Ladetransformator abgenommene Spannung mittels Umschalters auf 12 V herabgesetzt wird.

5.3. Akkumulatörladegerät mit automatischer Umschaltung auf Pufferbetrieb

Häufig besteht die Aufgabe, Akkumulatoren dauernd betriebsbereit zu halten. Sie werden zu diesem Zweck über ein Ladegerät ständig am Netz angeschlossen und mit geringer Stromstärke nachgeladen. Dies bewahrt sich beispielsweise für Geräte (etwa die in Abschn. 3. beschriebenen

Alarmlichtschranken), die auch bei Netzausfall betriebsbereit bleiben müssen. Der ständig fließende Ladestrom darf nur gering sein; der Akkumulator wird sonst überladen. Bei längerer Stromentnahme aus dem Akkumulator reicht aber dieser geringe Ladestrom nicht zur Wiederaufladung aus. In solchem Fall kann vorteilhaft eine Schaltung nach [26] benutzt werden, die den Akkumulator bei völliger oder teilweiser Entladung hinreichend schnell – mit entsprechend starkem Strom – nachlädt und bei Ladeende (Erreichen der Ladeschlussspannung am Akkumulator) auf Pufferbetrieb mit geringem Ladestrom umschaltet. Bei Stromentnahme aus dem Akkumulator wird dann automatisch wieder mit stärkerem Strom nachgeladen. Bild 5.4 zeigt diese Schaltung. Als Ladegleichrichter und Ladetransformator kann die Ausführung nach Bild 5.3 benutzt werden, wobei die Punkte A (Bild 5.3 und Bild 5.4) zu verbinden sind.

Die in [26] ausführlich beschriebene Wirkungsweise soll nur kurz erläutert werden. Beim Einschalten des Geräts lädt sich der 25- μ F-Elektrolytkondensator über P1 auf. Durch Spannungsabfall an P1 wird T1 kurzzeitig durchgesteuert, T2 erhält nicht ausreichend "Basisspannung, womit T3 öffnet. Über La, deren Aufleuchten die

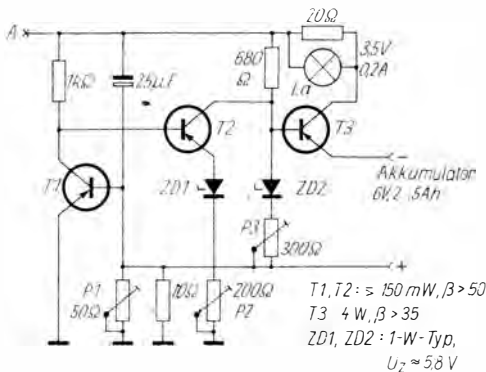


Bild 5.4
Akkumulatorladegerät mit automati-
scher Umschaltung auf Pufferbetrieb

Nachladung anzeigt – bei Pufferbetrieb ist La erloschen –, und T3 bekommt der Akkumulator Ladestrom. Dieser erzeugt an P1 auch nach Laden des 25- μ F-Elektrolytkondensators (der lediglich Starterfunktion für T1 hat) einen Spannungsabfall, der T1 offenhält. Mit fortschreitender Ladung steigt die Akkumulatorgegenspannung und damit an T3 das Emitterpotential. Ist die Ladeschlußspannung von 7,5 V (gültig für 6-V-Akkumulator) erreicht, so entspricht das Emitterpotential T3 dessen Basispotential, das durch die Z-Diode ZD 2 und P3 festgelegt ist. T3 wird nicht mehr ausreichend durchgesteuert und drosselt den Ladestrom. Damit sinkt der Spannungsabfall an P1, so daß bei Unterschreiten eines bestimmten Ladestroms (15 bis 20 mA) T1 nicht mehr öffnet. Dessen demgemäß ansteigendes Kollektorpotential steuert nunmehr T2 durch, womit das Basispotential an T3 weiter absinkt und T3 daraufhin völlig sperrt. Die Ladung ist beendet, La erlischt. Das Basispotential an T3 liegt jetzt nur wenig höher als die Spannung der Z-Diode ZD 1 und wird mit P2 bestimmt. Erst wenn die Akkumulatortension so weit absinkt, daß dieses Potential unterschritten wird, öffnet T3 wieder, es fließt erneut Ladestrom über T3, Akkumulator und P1, T1 öffnet wieder, T2 sperrt: ZD 2 und P3 bestimmen wiederum das Basispotential von T3. Da dieses höher liegt als zuvor, wird T3 wieder voll durchgesteuert, bis erneut die Ladeschlußspannung erreicht ist. Das An- und Abschalten des Ladestroms erfolgt schlagartig. P1 wird so abgeglichen, daß Abschaltung des Ladestroms dann erfolgt, wenn dieser während der Ladung auf etwa 20 mA abgesunken ist (je nach Basischwellenspannung vom T1 – exemplarabhängig – muß der 10- Ω -Widerstand parallel zu P1 eventuell etwas geändert werden). P3 wird auf die Ladeschlußspannung (Abschaltspannung) von 7,5 V

eingestellt; ist diese Spannung an den Akkumulatorklemmen erreicht, dann muß das Gerät den Ladestrom abschalten. Mit P2 stellt man die Pufferspannung – bei der die Zuschaltung des Ladestroms erfolgt – auf etwa 6,5 V ein. Sinkt die Akkumulatortension durch Stromentnahme oder Selbstentladung auf diesen Wert ab, so erfolgt Nachladung. Der Akkumulator wird daher stets voll aufgeladen gehalten. Der anfängliche Ladestrom beträgt etwa 0,35 A und sinkt gegen Ladeende auf etwa 20 mA ab, bevor die Abschaltung erfolgt. Die Dimensionierung in Bild 5.4 ist für Akkumulatortypen von 6 V (Bleiakkumulator) und 2 bis 5 Ah Kapazität gültig, entspricht also den im Amateurbetrieb am häufigsten verwendeten Akkumulatortypen. ZD 1 und ZD 2 sind 6-V-Typen; bezüglich T3 gelten ähnliche Verhältnisse wie bei der Schaltung nach Bild 5.3. Ein Umdimensionieren der Schaltung auf andere Akkumulatortypen ist grundsätzlich möglich. Zu diesem Zweck sei auf die Einzelheiten der Originalveröffentlichung [26] verwiesen. Ein Ladegerät mit Thyristor, auch für größere Akkumulatoren geeignet, ist unter 15.4. beschrieben.

5.4. Elektronisch geregelte Netzteile

Zur Erzeugung hochkonstanter Speisespannungen oder geringer Innenwiderstände der Spannungsquelle finden weitgehend elektronisch geregelte Netzteile Verwendung. In Amateurreisen bestehen allerdings oft noch falsche Vorstellungen hinsichtlich der Realisierbarkeit solcher Geräte mit amateurmäßig vertretbarem Aufwand. Hochwertige Regelnetzteile für Werkstatt und Industrie erfordern oftmals einen für den Amateur völlig unrentablen Material- und Schaltungsaufwand. Außer-

dem stellt die Konstruktion solcher Geräte in erster Linie ein Belastungsproblem der betreffenden Regelorgane dar, weil in diesen meist beachtliche Verlustleistungen auftreten, die zu erhöhtem Aufwand zwingen und amateurmäßig schwer zu beherrschen sind. Deshalb sollen hier einige weniger aufwendige, für Amateurzwecke ausreichende Schaltungen vorgestellt werden, die gleichzeitig die prinzipielle Technik erkennen lassen. Gerade bei dem Bauobjekt Regelnetzteil kommt es für den Amateur auf sinnvolle Beschränkung an. Die Leser, die sich eingehender mit dieser Problematik beschäftigen wollen, finden Einzelheiten sowie zahlreiche einschlägige Literaturhinweise in den angegebenen Literaturquellen. Röhrenschaltungen werden nicht besonders behandelt, da Regelnetzteile für den Amateur nur noch im Zusammenhang mit der Halbleitertechnik von praktischem Interesse sind.

Interessant sind in neuerer Zeit thyristorgeregelte Netzteile (s. Abschn. 15.3.).

5.4.1. Spannungskonstanthalter mit Transistoren

Die im folgenden beschriebenen Schaltungen arbeiten nach dem – überwiegend

benutzten – Prinzip der Längsregelung, d.h., das Regelorgan liegt in Serie mit dem Verbraucher. Dieses Prinzip ist gut an dem einfachen Gerät nach Bild 5.5 zu erkennen (nähere Einzelheiten in [27]). Ein Netzteil mit Gleichrichter, der – bis auf die bei den notwendigen hohen Strömen sehr niederohmige Drossel – keine Besonderheiten aufweist, speist die Regelschaltung mit T1 bis T3. T3 ist der eigentliche Regeltransistor, der vom Verbraucherstrom durchflossen wird. Das Gerät gibt im Leerlauf 6 V ab; diese Spannung geht bei der maximal entnehmbaren Stromstärke von 1 A auf etwa 5,7 V zurück. Der Innenwiderstand des Netzgeräts – vom Verbraucher her »in die Anschlußbuchse hineingesehen« – liegt bei $0,3 \Omega$. Eine Netzspannungsänderung von $\pm 10\%$ ergibt eine Änderung der Ausgangsspannung um etwa 0,05 V.

Die Z-Diode stellt eine konstante Bezugsspannung bereit und ist in dieser Anwendung typisch für alle derartigen Geräte. Die Bezugsspannung – in der einschlägigen Literatur auch als *Referenzspannung* bezeichnet – beträgt 6 V. T1 bekommt zunächst Basisstrom; er steuert – um den Betrag der Stromverstärkung von T1 erhöht – mit seinem Emitterstrom den Transistor T2 durch und dieser wie-

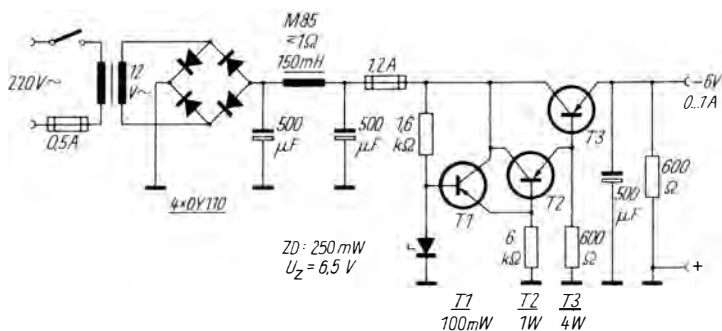


Bild 5.5 Einfaches elektronisch stabilisiertes Netzgerät für eine konstante Ausgangsspannung

derum T3. Die Widerstände $6\text{ k}\Omega$ und $600\ \Omega$ bewirken eine Verminderung des Reststromeinflusses von T2 und T3. Über T3 würde nun ein kräftiger Stromfluß einsetzen, der am angeschlossenen Verbraucher – bei dessen Fehlen nur an der Ausgangsvorbelastung $600\ \Omega$ – einen Spannungsabfall erzeugt. Sobald dieser 6 V erreicht, entspricht das Emittential von T3, T2, T1 (diese 3 Transistoren in Tandemschaltung kann man sich in diesem Fall als einen Transistor mit sehr hohem β -Wert vorstellen) annähernd dem von der Z-Diode bestimmten Basispotential für T1.

Bei weiterem Stromanstieg durch T3 und Verbraucher würde Emitter T1 negativer als die Basis, also T1 und damit auch T2, T3 sperren. Bei jedem zwischen 0 bis 1 A entnommenen Ausgangsstrom werden also T1, T2 und T3 zugeregt, wenn die Ausgangsspannung der Z-Diodenspannung (die konstant ist), vermindert um den Summenbetrag der Basis-Emitter-Spannungsabfälle T1, T2 und T3, die ebenfalls als konstant angesehen werden können, gerade entspricht. Das heißt, die Ausgangsspannung bleibt konstant. Dies ist das Prinzip des Längsreglers. Die Ausgangsspannung hängt also von der Größe der Referenzspannung (Z-Diodenspannung) ab. Der Regelvorgang beruht auf einem Vergleich beider Spannungen und auf der Ausregelung

ihrer Differenz. Die Konstanz der Ausgangsspannung hängt außer von der Konstanz der Referenzspannung vom Gesamtverstärkungsfaktor der Regelkette T1 bis T3 ab; höhere β -Werte verbessern also die Genauigkeit der Ausgangsspannung bei schwankender Last oder schwankender Netzspannung. Alle Transistoren wirken als Verstärkertransistoren. Wie sich aus der Schaltungsfunktion erkennen läßt, muß, damit eine einwandfreie Regelung ermöglicht wird, die vom Gleichrichter abgegebene Spannung um einige Volt größer sein als die Ausgangsspannung (diese Differenz ist nicht nur als Kollektorspannung für T1, T2 und T3 erforderlich, sondern auch, damit man eine für die Referenzdiode und ihren Vorwiderstand ausreichende Stabilisationsspannung erreicht). Beträgt die hinter der Drossel vorhandene Spannung z. B. 10 V , so fallen 4 V an Kollektor-Emitter ab. Bei maximalem Ausgangsstrom von 1 A ist T3 also bereits mit 4 W maximal belastet (höherer Ausgangsstrom nicht zulässig!). Man darf daher nicht annehmen, daß für T3 bereits ein 1-W -Transistor mit $I_{c\text{ max}} = 1\text{ A}$ ausreicht! Kurzschlüsse am Ausgang würden T3 sofort zerstören. Deshalb ist eine Feinsicherung vorgesehen, die nicht stärker als $1,2\text{ A}$ bemessen werden darf. Trotzdem arbeitet eine solche Sicherung noch zu träge, um den Transistor T3 im Kurzschlußfall ausreichend zu schützen

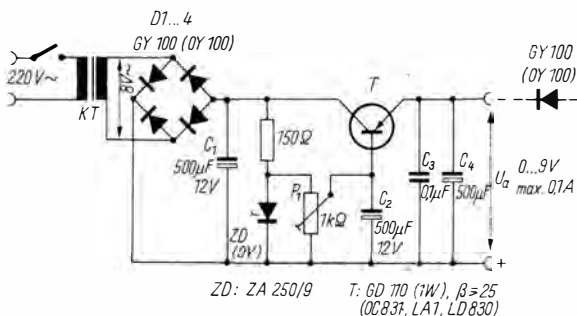
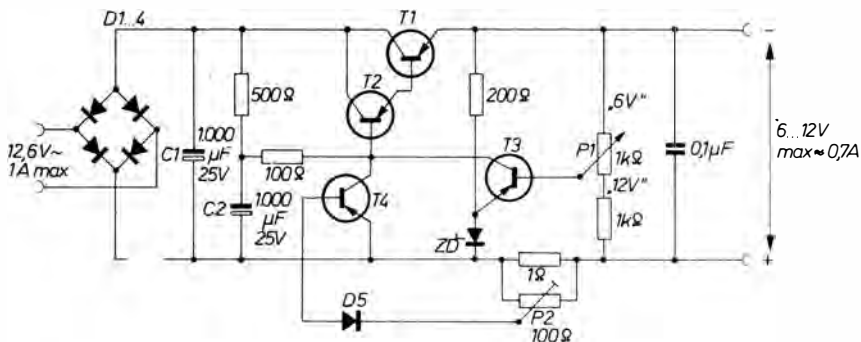


Bild 5.6
Einfacher Universalnetzteil für
Kofferempfänger



D1..4: 20V, 1A
 D5: Ge-Diode $\approx 10\text{mA}$ (GA 100 o.ä.)
 ZD: Z-Diode $\approx 250\text{mW}$, $U_Z = 5.5 \dots 6\text{V}$
 T1: $\approx 10\text{-W-Typ}$ (GD 240 o.ä.), $\beta \approx 15$; mit Kühlblech 150mm x 100mm x 2mm Alu
 T2: $\approx 0.4\text{W}$ (GC 301 o.ä.) mit Kühlstern, $\beta \approx 60$, $J_{ce0} \approx 0.5\text{mA}$
 T3, T4: $\approx 150\text{mW}$, $\beta \approx 80$

Bild 5.7 Universalnetzteil mit Ausgangsstrombegrenzung für allgemeine Anwendungen. Der Ausgang ist jedoch nur bedingt kurzschlußfest

Hochwertige Regelgeräte haben daher elektronische Sicherungseinrichtungen, die bei Überlastung extrem schnell abschalten (s. dazu Abschn. 5.6.). Die Schaltung nach Bild 5.5 genügt daher noch nicht allen Ansprüchen. Dagegen läßt sich das Prinzip dieser Schaltung für die Anwendung als Universalnetzteil für Transistortaschenempfänger und »Kofferradios« noch weiter vereinfachen. Ein solcher Universalnetzteil kann die Originalbatterie des Empfängers ersetzen. Bild 5.6 zeigt die Schaltung eines solchen, für alle Batteriespannungen bis 9V geeigneten Netzteils für Empfänger mit nominellen Ausgangsleistungen bis etwa 1W.

Eine ausreichende Spannungskonstanz für diesen Fall (Empfänger sind diesbezüglich wenig empfindlich) erreicht man schon mit 1 Transistor (in Bild 5.5 entfallen T1, T2). Die Z-Diodenspannung greift man über einen Einstellregler P1 ab, mit dem die benötigte Ausgangsspannung einmalig nach Bedarf eingestellt wird. Wenn für T3 ein 4-W-Transistor und für D1 bis D4 1-A-Typen (GY 110) verwendet werden,

kann man bis maximal 0,3 A Ausgangsstrom entnehmen. Maßgebend für die Brummsiebung ist vor allem C2 (für C2 und C1 sind 500 μF der Mindestwert, wenn Netzbrummen restlos unterdrückt werden soll). C4 soll man jedoch nicht größer als 500 μF wählen; es kann C4 auch fortfallen.

C3 verringert den Innenwiderstand des Netzteils für HF, was für Empfängerbetrieb zum Vermeiden hochfrequenter Selbsterregung unter Umständen notwendig ist. Als Netztransformatator wird in diesem Fall ein Klingeltransformatator KT benutzt (Sekundärwicklung 8V $\sim$ 1A), mit dem gleichzeitig die TGL-Schutzvorschriften erfüllt sind.

Ebenso wie die Schaltung nach Bild 5.5 ist auch die Schaltung Bild 5.6 nicht kurzschlußfest. Ausgangsseitiger Kurzschluß kann zur Zerstörung von T3 führen. Es empfiehlt sich deshalb, im Empfänger (nicht im Netzteil!) die punktierte ange deutete Schutzdiode einzubauen, die bei versehentlicher Falschpolung der Verbindung Netzteil-Empfänger Kurzschluß verhindert. Sie kann auch bei Wiederverwen-

dung der Originalbatterie im Empfänger verbleiben.

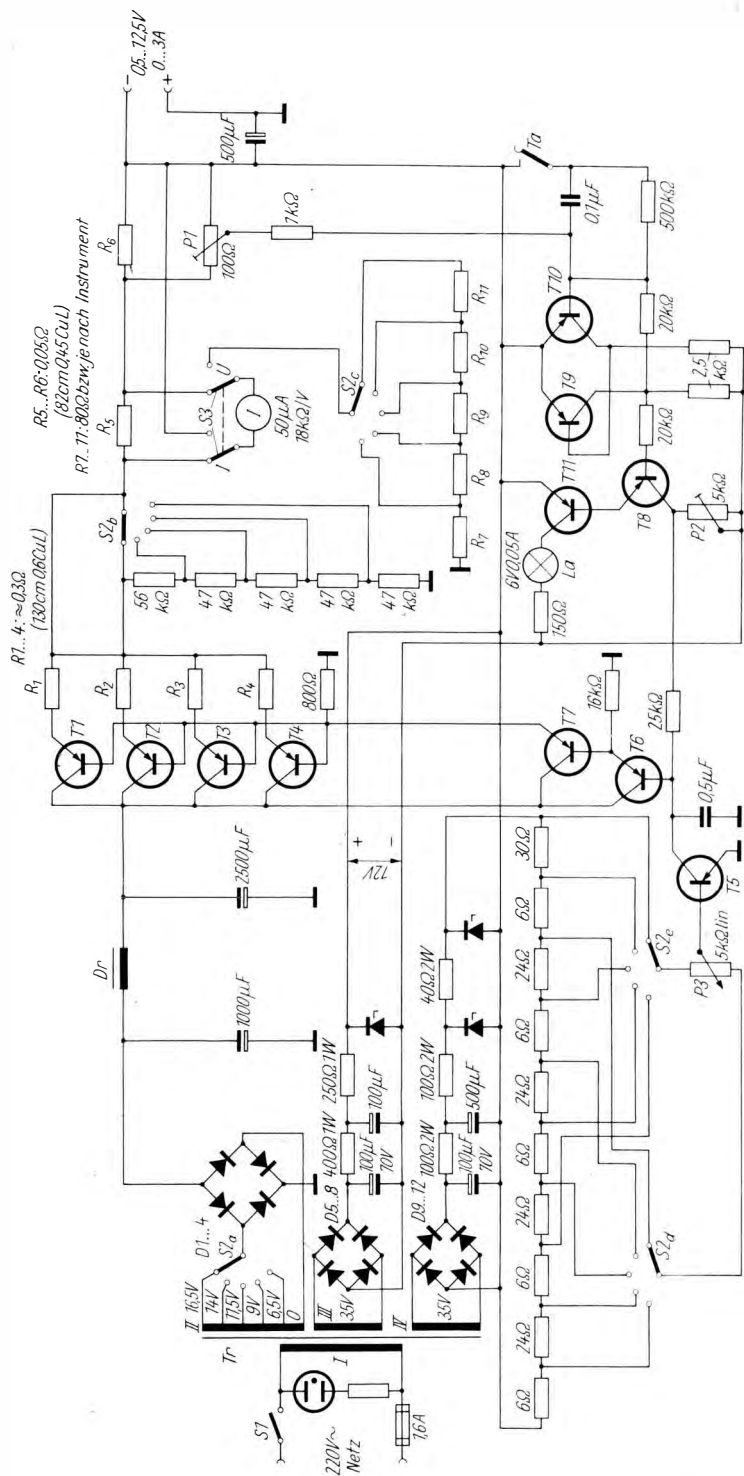
Ein etwas leistungsfähigeres Netzteil mit besseren Stabilisierungseigenschaften zeigt die Schaltung Bild 5.7. Auch sie ist – wie die schon vorher beschriebenen Schaltungen – ausgangsseitig nicht kurzschlußfest. Es empfiehlt sich deshalb, falls das Gerät auch für Experimentierzwecke benutzt werden soll und deshalb mit Kurzschlüssen gerechnet werden muß, die Verwendung einer geeigneten elektronischen Sicherung (z. B. nach Abschn. 5.6., Bild 5.15) – für Experimentierarbeiten ist allerdings aus diesem Grunde der unter 5.4.3. beschriebene Parallelregler geeigneter.

Die Schaltung nach Bild 5.7 arbeitet prinzipiell ebenso wie die vorhergehend beschriebenen. Für den Regeltransistor muß jetzt ein stärkerer Leistungstyp (s. Angaben im Bild) auf ausreichend großem Kühlblech benutzt werden. Um den Regelfaktor zu verbessern und die Regelschaltung mit geringerem Strom betreiben zu können, wird er mit einem Transistor T2 in Tandemschaltung angesteuert (auch als *Darlington*-Schaltung bekannt). Gegenüber der einfachen Schaltung Bild 5.6 hat diese Schaltung zwei Besonderheiten: Einmal wird die Vergleichsspannung nicht direkt an der Z-Diode, sondern an der Ausgangsspannung abgegriffen (an P1 kann die Ausgangsspannung von 6 bis 12 V eingestellt werden) und zwischen Basis und Emitter T3 mit der Z-Diodenspannung verglichen. Diese ist hier besonders konstant, da sich der Z-Diodenstrom ebenfalls aus der Ausgangsspannung ableitet. Übersteigt die an P1 abgegriffene Ausgangsspannung den Wert der Z-Spannung, so wird T3 geöffnet und regelt den Basisstrom der Längstransistoren T1, T2 und damit die Ausgangsspannung herab. Diese Rückführung der Ausgangsspannung (geschlossener Regel-

kreis mit Soll/Istwertvergleich) ergibt eine sehr hohe Spannungskonstanz auch bei schwankender Ausgangsbelastung.

Die zweite Besonderheit der Schaltung besteht in einer – aus Aufwandgründen sehr einfach gehaltenen – Ausgangsstrombegrenzung. Sie arbeitet mit P2, D5 und T4. P2 wird so eingestellt, daß bei dem maximal zulässigen Ausgangsstrom die über P2 abfallende Spannung gerade ausreicht, T4 zu öffnen. Dadurch wird der Basisstrom der Längstransistoren gegen Plus abgeleitet und somit Ausgangsstrom und Ausgangsspannung gedrosselt. Es kommt dabei aber unvermeidlich zu einer erhöhten Verlustleistung in T1. Diese Ausgangsstrombegrenzung kann deshalb eine vollständige elektronische Sicherungsschaltung nicht ersetzen, verhindert aber immerhin Sofortschäden an den Transistoren so lange, daß der Kurzschluß oder die Überlastung bemerkt und das Gerät rechtzeitig abgeschaltet werden kann. Länger anhaltender Ausgangskurzschluß würde jedoch u. U. trotzdem zu thermischer Überlastung von T1 führen. Diese Schaltung stellt insgesamt einen für Amateurzwecke ausreichenden, guten Kompromiß zwischen Aufwand und Eigenschaften eines solchen Netzgeräts dar.

Bild 5.8 zeigt die Schaltung eines vollwertigen, dabei noch relativ einfachen (!) Netzgeräts. Es kann als Standardtyp für die Schaltungstechnik von Regelnetzgeräten mittlerer Geräteklasse angesehen werden und geht auf die in [28] und [29] eingehend beschriebenen Geräte zurück. Die Ausgangsspannung ist zwischen 0,5 V und 12,5 V in 5 Stufen grob wählbar (Schalter S2a bis e) und in jeder Stufe mit P3 fein regelbar; der entnehmbare Strom kann 0 bis 3 A maximal betragen. Die Schaltungsfunktion ist grundsätzlich die gleiche wie bei der Schaltung nach Bild 5.5. Die Referenzspannung wird hier zwecks größerer Genauigkeit mit 2 in



b)

$T1...4: \approx 4W, U_{CE} > 30V, \beta \approx 20$
 $T5...11: \approx 150mW, \beta \approx 40...90$
 $Z\text{-Dioden}: 1W, U_Z = 12 \text{ bzw. } 15V$
 $D1...4: \approx 30V, \approx 10A$
 $D5...12: \approx 40V, \approx 0.1A$

Bild 5.8 Elektronisch stabilisiertes Netzgerät mit regelbarer Ausgangsspannung und elektronischer Sicherung

Kaskade geschalteten Z-Dioden ZL 910/16 und ZL 910/12, erzeugt; die Spannungsteilerkette zwischen S2d und S2e gestattet, einen entsprechenden Teilbetrag davon abzugreifen, der mit P3 fein wählbar ist. Damit sich die Spannungsbereiche bei S2 überlappen, wird die Umschaltung mit S2d,e 2polig vorgenommen. T5 bis T7 bilden wieder die Regelspannungsverstärkung und entsprechen T1, T2 in Bild 5.5 (jedoch eine Stufe mehr und damit größere Ausgangsspannungskonstanz). T3 in Bild 5.5 – der Regeltransistor – wird hier, damit ein größerer Ausgangsstrom entsteht, durch 4 parallelgeschaltete Leistungstransistoren T1 bis T4 dargestellt, und damit sich der Ausgangsstrom auf diese gleichmäßig aufteilt (Basis-Emitter-Durchlaßwiderstände differieren stets), sind die Ausgleichswiderstände R1 bis R4 notwendig. Zwecks Senkung der Verlustleistung an den Regeltransistoren T1 bis T4 bei kleiner Ausgangsspannung wird in diesem Fall mit S2a gleichzeitig die Transformatorspannung verringert. S2b schaltet – ebenfalls abhängig von der gewählten Ausgangsspannung – die geeignete Ersatzlast (bei fehlender oder sehr geringer Stromentnahme am Ausgang) ein. Die an diesem Schalter liegende Widerstandskette entspricht der Schaltung nach dem 600- Ω -Widerstand am Ausgang in Bild 5.5. Die Ausgangsspannung kann mit Instrument I (S3 in Stellung U) gemessen werden, wobei S2c einen dem jeweiligen Spannungsbereich entsprechenden Vorwiderstand einschaltet. Dadurch lassen sich auch geringe Ausgangsspannungen noch gut ablesen. S3 in Stellung I erlaubt Messung des Ausgangsstroms, wobei R5 als Shunt für das Meßinstrument wirkt. Ein weiterer Shunt R6 betätigt die elektronische Sicherung (T8 bis T10). Sie wirkt folgendermaßen: Normalerweise sind T10 gesperrt, T9 durchgesteuert und T8, T11 (der nur Anzeigefunktion hat)

ebenfalls gesperrt, da am Kollektor T9 keine ausreichende Kollektorspannung steht. Sobald der entnommene Ausgangsstrom den Maximalwert 3 A überschreitet, fällt an R6 eine zur Öffnung des Transistors T10 ausreichende Spannung ab (Abschaltstromstärke 3 A wird mit P1 genau eingestellt). T10 öffnet, womit für T9 die Basisspannung entfällt, und T9 sperrt. Durch Potentialanstieg an seinem Kollektor erhält T10 über den 20-k Ω -Widerstand zusätzlich Basisstrom und bleibt daher voll durchgesteuert, T9 dagegen gesperrt. Gleichzeitig wird jetzt T8 durchgesteuert (mit ihm T11, der La zum Aufleuchten bringt und damit das Ansprechen der elektronischen Sicherung anzeigt), und das an T8 absinkende Kollektorpotential verringert das Basispotential von T6 so weit, daß dieser Transistor sofort sperrt und mit ihm alle nachfolgenden (T7, T1 bis T4). Damit ist der Ausgangsstrom unterbrochen.

Diese elektronische Sicherung – bei der es sich um das in Abschnitt 8.1.3. behandelte Prinzip des bistabilen Multivibrators handelt – spricht bedeutend schneller an als eine Schmelzsicherung und reagiert auch schon bei geringem Überschreiten des Ausgangsstroms. Nur auf diese Weise läßt sich eine Beschädigung der stark belasteten Regeltransistoren vermeiden. T10 bleibt auch nach Abschaltung durchgesteuert. Um nach Beseitigung der Kurzschlußursache das Gerät wieder einzuschalten, wird Ta gedrückt. Der Aufladestromstoß des 0,1- μ F-Kondensators sperrt T10 kurzzeitig, so daß T9 wieder öffnet und T10 wegen des fortgefallenen Basisstroms nicht mehr öffnen kann. Demzufolge sperrt auch T8 wieder, und die Regelstrecke wird erneut eingeschaltet. Ist am Ausgang die Kurzschlußursache noch vorhanden, so kommt es – auch wenn Ta noch gedrückt ist – sofort zu erneuter Abschaltung.

Dem weniger Geübten wird für even-

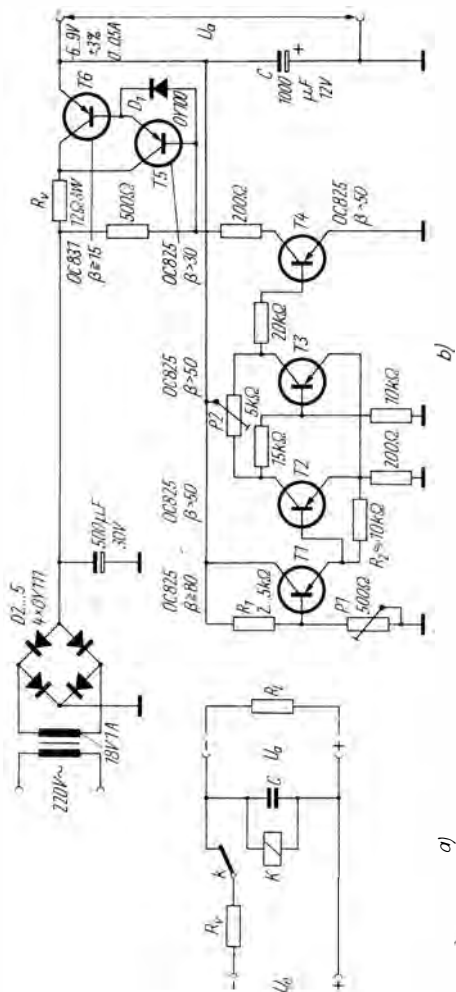


Bild 5.9
Prinzip des Zweipunktreglers (a) und Schaltung
eines Regelnetzteils nach diesem Prinzip (b);
T1 ... T5: $\geq 150 \text{ mW}$; T6: $\geq 1 \text{ W}$ (4 W); D1: 0,1 A;
D2 ... D5: 1 A, $\geq 20 \text{ V}$

tuellen Nachbau das Studium der eingangs
genannten Veröffentlichungen empfohlen.
Deshalb werden hier nur die Wickeldaten
für Transformator und Drossel angegeben
(nach [28]).

Tr.: Kern M 102/35, Dyn.-Bl. IV, wech-
selseitig geschichtet; Wicklung I: 704 Wdg.,
0,45-mm-CuL; Wicklung II: 58 Wdg.,
1,5-mm-CuL, Abgriffe bei 22,5; 31; 40; 48,5
Wdg.; die Wicklungen III und IV bekom-
men je 120 Wdg., 0,35-mm-CuL. Drossel
Dr: Kern M 102/35, Dyn.-Bl. IV, 1-mm-Luft-
spalt, einseitig geschichtet, mit 1,5-mm-CuL
ohne Lagenisolation vollwickeln.

5.4.2. Transistor-Zweipunkt- Spannungsregler

Seltener angewendet als die im vorigen
Abschnitt erläuterte Längsregelung wird
ein Verfahren, bei dem der Transistor zwar
ebenfalls im Längsweig liegt, aber als
Schalter arbeitet. Die in ihm entstehende
Verlustleistung kann dadurch bei gleicher
Ausgangsleistung geringer gehalten werden
als bei der im vorigen Abschnitt genannten
»gleitenden« Regelung (vgl. 2.2.2.2.). Für
den Amateur wird auf diese Weise das
Belastungsproblem des Regeltransistors
etwas einfacher. Einen höheren Wirkungs-
grad haben Zweipunktregler allerdings
nicht, weil die im Transistor eingesparte
Verlustleistung nunmehr in seinem Vor-
widerstand auftritt. Bild 5.9a zeigt das Prin-
zip des Zweipunktreglers.

Die Spannungsquelle U_e lädt über R_v den
Kondensator C auf. Sobald an ihm die
Spannung einen bestimmten Sollwert er-
reicht hat, zieht das (hier Hilfsweise ange-
nommene) Relais K und öffnet seinen Kon-
takt k . Dadurch kann die Spannung an C
nicht weiter steigen. Sobald C über den
Lastwiderstand R_L geringfügig entladen
wird, fällt K wieder ab, k schließt, über R_v
erfolgt Nachladung, bis der Spannungs-
sollwert erneut erreicht ist und k ent-
sprechend wieder öffnet. Bei kleinerem
 R_L , also größerer Stromentnahme, ent-
lädt C sich schneller, k schließt etwas eher,

und die periodisch erfolgende Aufladung geschieht in kürzeren Abständen, jedoch wird die Sollspannung an C trotzdem gehalten, solange dafür gesorgt ist, daß über R_v noch eine im Verhältnis zur Stromentnahme bei R_L ausreichende Nachladung erfolgt.

An Stelle des mechanischen Relais K wird ein Schalttransistor benutzt. Trotzdem haftet dem Gerät ein grundsätzlicher Nachteil an, der jedoch praktisch recht geringgehalten werden kann: Die Ausgangsspannung an R_L ist prinzipiell mit einer Restwelligkeit behaftet; sie pendelt zwischen den Punkten für Anziehen und Abfallen des »Relais« K hin und her. Daher die Bezeichnung Zweipunktregler für dieses System.

Bild 5.9b zeigt die komplette Schaltung des Zweipunktreglers. Die Aufgabe des Kontakts k übernimmt T_6 , die des Relais K eine *Schmitt*-Trigger-Schaltung (T_2 , T_3 mit Verstärkertransistor T_1 – der hohe Triggerempfindlichkeit, damit geringe Differenz beider Spannungspunkte und geringe Welligkeit der Ausgangsspannung bewirkt – und den zur ausreichenden Durchsteuerung von T_6 erforderlichen Schalthilfstransistoren T_4 , T_5). D_1 gewährleistet Reststromsenkung und schnelles Sperren von T_6 im Umschaltmoment. Die an C stehende Sollspannung wird vom Trigger über R_1 , P_1 und T_1 kontrolliert. Mit R_1 ist die gewünschte Ausgangsspannung (die zwischen 6 bis 9 V liegen kann) grob festzulegen, mit P_1 in einfacher Weise fein regelbar. Der schon früher beschriebene Trigger – theoretisch u. a. in [30] behandelt – reagiert auf geringe Spannungsänderung am Eingang mit schlagartigem Umschalten.

Entsprechend dem bei Bild 5.9a Gesagten wird daher T_6 gesperrt, wenn U_a den Sollwert erreicht, und wieder geöffnet, wenn U_a geringfügig absinkt. Das Tastverhältnis (Sperr-Öffnungszeit von T_6) ist demzu-

folge abhängig vom entnommenen Ausgangsstrom. Beim Mustergerät, dessen Dimensionierung – noch mit älteren Transistortypen, die sich ohne weiteres durch die entsprechenden modernen Äquivalenttypen ersetzen lassen – Bild 5.9b zeigt, ergab sich ein Tastverhältnis von etwa 1:1 bei einem Ausgangsstrom von rund 0,3 A. Ohne angeschlossene Last erfolgt (je nach Verluststrom durch C) nur in mehreren Sekunden Abstand ein ganz kurzes Auftasten von T_6 , bei maximaler Last (0,5 A) würde T_6 in etwa 0,5 s Abstand jeweils für einen kurzen Moment gesperrt. Die Tastfrequenz liegt beim Tastverhältnis 1:1 bei etwa 30 Hz und hängt u. a. von der Einstellung P_1 und P_2 ab. Mit P_2 kann der Trigger auf geringste Restwelligkeit an C (geringste Umschalt-Schwellwertdifferenz) eingestellt werden, was zweckmäßig bei geringer Last geschieht. Eine Einstellung von P_2 , bei der der Trigger instabil wird (d. h., wenn er bei geringer bzw. fehlender Ausgangslast mit hoher Frequenz arbeitet), muß vermieden werden. Bei Verwendung eines 4-W-Transistors für T_6 und verringertem R_v (C sollte man dann auf 2500 μF vergrößern) kann das Gerät für Ausgangsströme bis 2 A ausgelegt werden. Nähere Einzelheiten zum – relativ unkomplizierten – Aufbau findet der weniger geübte Amateur in [31], theoretische Einzelheiten zu Prinzip und Problematik des Zweipunktreglers in [32].

5.4.3. Experimentiernetzteil mit Strombegrenzung

Während die unter 5.4.1. und 5.4.2. behandelten Schaltungen verhältnismäßig aufwendig sind, läßt sich das nachfolgend beschriebene Gerät auch von Ungeübten leicht nachbauen. Es ist speziell zur Erprobung von Versuchsschaltungen sowie im Werkstattbetrieb zur Untersuchung

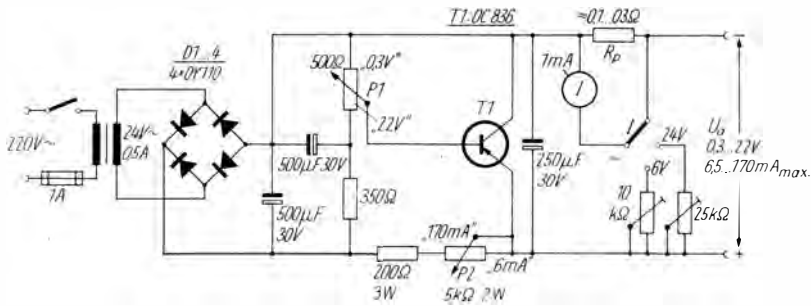


Bild 5.10 Experimentiernetzteil mit Ausgangsstrombegrenzung. Gut geeignet als Batterieersatzgerät bei Versuchsarbeiten und Reparaturen an Transistorgeräten; DI ... D4: 1 A, ≥ 40 V; T1: 4-W-Type

von defekten Transistorgeräten bestimmt und tritt an die Stelle der jeweils vorgesehenen Gerätebatterie. Die Aufgabe dieses Geräts ist im Gegensatz zu den vorangegangenen nicht der Ausgleich von Netzspannungsschwankungen. Das Gerät gibt bei schwankender Stromentnahme eine weitgehend konstante Spannung ab, die erst kurz vor Erreichen eines einstellbaren Höchststroms zurückgeht und bei dessen Erreichen 0 wird. Im Kurzschlußfall gibt das Gerät daher nur die zuvor eingestellte Maximalstromstärke ab. Soll z.B. eine NF-Gegentakt-Verstärkerstufe untersucht werden, so stellt man am Netzteil die erforderliche Betriebsspannung und die für die benutzten Transistoren des Prüflings maximal zugelassene Stromstärke (z.B. 100 mA) ein. Bei Kurzschlüssen während der Arbeit am Prüfling, bei falsch eingestelltem Basisspannungsteiler u.ä. kann dann allenfalls die Betriebsspannung zusammenbrechen, jedoch können die Transistoren niemals versehentlich überlastet werden.

Bild 5.10 zeigt die Schaltung. Es wird das Prinzip der Parallelregelung benutzt, d.h., der Regeltransistor T1 liegt dem Verbraucher parallel. Mit P1 wählt man die gewünschte Ausgangsspannung zwischen 0,3 V und 22 V, mit P2 stellt man den maxi-

mal entnehmbaren Strom (Kurzschlußstrom) zwischen 6 mA und 170 mA ein. Beide Regler können geeichte Skalen bekommen. Das Ausgangsinstrument I, mit dem Ausgangsstrom (über den Shunt R_p , je nach Instrumentdaten zu bemessen) und Ausgangsspannung gemessen werden, kann dann eventuell entfallen. Eichung von P1 erfolgt mit Voltmeter bei U_a , Eichung von P2 mit einem bei U_a angeschlossenen Strommesser (Kurzschlußstrommessung). Als Transformator wurde beim Mustergerät ein Modellbahntransformator benutzt. Die Ausgangsspannung U_a bleibt konstant bis etwa zum 0,7- bis 0,8fachen Wert des mit P2 gewählten Maximalstroms (abhängig vom β des Transistors; höheres β ergibt bessere Konstanz, jedoch reichen β -Werte um 20 bereits aus). Das Funktionsprinzip ähnelt dem des unter 5.2. beschriebenen Geräts. Im Gegensatz zu Längsregelungen ergibt sich jedoch die größte Transistorbelastung bei geringstem Ausgangsstrom, da der Transistor jeweils den vom Verbraucher nicht benötigten Strom übernimmt (der Strom durch P2 bleibt bei schwankendem Verbraucherstrom konstant). Die maximale Verlustleistung im Transistor tritt demzufolge auf, wenn P1 auf geringste Ausgangsspannung, P2 auf höchsten Ausgangsstrom einge-

stellt ist und bei U_a kein Strom entnommen wird. Netzspannungsschwankungen werden nicht ausgeglichen, $\pm 10\%$ Netzspannungsabweichungen ergeben demzufolge $\pm 10\%$ U_a -Abweichung. Bei dem vorgesehenen Verwendungszweck stört das jedoch nicht. Das Gerät kann für alle üblichen Kleintransistorgeräte jeglicher Art während ihrer Erprobung die Batterie ersetzen und auch für beliebig andere Experimentierzwecke benutzt werden, da der Ausgang praktisch vollständig kurzschlußfest ist.

5.4.4. Stabilisierte Spannungsquelle ohne Transformator für netzgespeiste Schaltungen

In manchen Schaltungen besteht die Aufgabe, Transistoren oder andere Bauelemente mit Kleinspannungen zu versorgen, die bereits von ihrer Funktion her mit Netzspannung führenden Kreisen verkoppelt sind. Es ist dann lästig, einen platzraubenden und schweren Transformator zu verwenden, aber auch ein Vorwiderstand setzt meist sehr viel Leistung in Wärme um – dabei stören die auftretende Erwärmung und die damit bedingten konstruktiven Probleme. Man kann in solchen Fällen eine relativ einfache Schaltung benutzen, die Bild 5.11 zeigt. Vorausgesetzt wird eine Netzwechselspannung, die 1polig mit der

zu speisenden Kleinspannungsschaltung verkoppelt ist (oder werden darf) sowie aus Dimensionierungsgründen ein maximaler Strombedarf der zu speisenden Schaltung von 100 bis 150 mA.

Beispiele für die Anwendung der Schaltung zeigen unter anderem in diesem Buch Bild 3.49 und Bild 15.8 (Abschn. 15.2.3.4.). Selbstverständlich muß bei dieser Schaltung dann auch das gesamte damit gespeiste Gerät als netzspannungsführend betrachtet und entsprechend berührungssicher sein! Dabei sind also die einschlägigen Vorschriften auch für das gespeiste Gerät selbstverständlich strikt zu beachten. Dies bedeutet unter anderem, daß eine solche Speiseschaltung keinesfalls als eine Art einfaches »Universalnetzteil« für Geräte benutzt werden darf, die ursprünglich für Batteriebetrieb gebaut wurden und bei denen demzufolge der notwendige Netzspannungs-Berührungsschutz nicht gegeben ist.

Die Funktion der Schaltung ist einfach. Statt eines Vorwiderstands wird ein Vorschaltkondensator benutzt, der im wesentlichen Blindleistung aufnimmt und sich daher im Gegensatz zu Vorwiderständen nicht erwärmt. Der ihm parallel liegende 500-k Ω -Widerstand bewirkt die Entladung von C_v beim Abziehen des Netzsteckers (an dem sonst die am geladenen C_v stehende Spannung auftreten würde, was den Berührungsschutzvor-

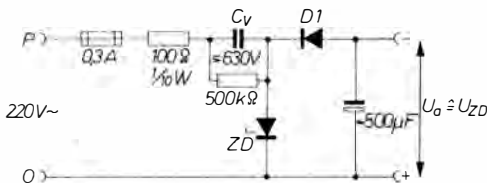


Bild 5.11 Erzeugung einer stabilisierten Spannung aus dem Netz. Die Schaltung wird in diesem Buch bei mehreren Schaltungen zur Speisung netzgekoppelter Schaltungsteile verwendet, ist jedoch wegen der direkten Netzverbindung nicht zur Speisung von ursprünglich für Batterie bestimmten Geräten geeignet! Verwendung als Batterieersatz oder universelles Netzteil unzulässig

schriften widerspricht; der Widerstand kann entfallen, wenn dieser Gefahr in anderer Weise begegnet wird). Der in Serie mit C_v liegende 100- Ω -Widerstand stellt – mit nur $1/10$ W bemessen – eine Sicherung gegen mögliche Kondensator-kurzschlüsse dar (in diesem Fall brennt er ab, falls auf die nur zusätzlich vorgesehene Schmelzsicherung verzichtet wird; dies ist zulässig, wenn das Abbrennen des Widerstands keine Schäden an dicht benachbarten Bauteilen hervorrufen kann) und begrenzt den Einschaltstromstoß auf ein für ZD ausreichendes Maß.

Z-Dioden arbeiten in Durchlaßrichtung wie übliche Dioden, in Sperrichtung fällt an ihnen die Z-Spannung ab. Der über ZD fließende Strom wird also durch C_v bestimmt und soll etwas größer bemessen werden als das Doppelte des maximalen Ausgangsstroms. Die in Sperrichtung an ZD abfallende Spannung stellt die Ausgangsspannung dar und wird über D1 dem Ladeelektrolytkondensator zugeführt. D1 verhindert Rückentladung des Elektrolytkondensators über ZD während der Halbwellen, für die sie in Durchlaßrichtung arbeitet. Es handelt sich also um eine modifizierte Einweggleichrichtung mit ZD, die gleichzeitig Konstanz der Ausgangsspannung bewirkt. Die Z-Diodenspannung wird demzufolge entsprechend der gewünschten Ausgangsspannung bemessen. Eine Berechnung für C_v erübrigt sich meist, da für ZD 2 Leistungsklassen (250-mW-Typenreihen ZA 250/... und SZX... sowie 1-W-Typenreihen SZ 50..., SZ 600/...) verfügbar sind und dafür 2 maximale C_v -Werte in Frage kommen (die Differenz zwischen U_{ZD} und Netzspannung kann dabei unberücksichtigt bleiben). Man bemißt C_v für 1-W-Z-Dioden bis etwa 12 V zu $4 \mu\text{F}/630 \text{ V}$ =, für 250-mW-Typen (die ohne Kühlung auskommen) zu etwa $0,68 \mu\text{F}$ (Maximalwerte). Mit 1-W-Z-Dioden

lassen sich dann bis etwa 150 mA Ausgangsstrom, mit 250-mW-Dioden bis etwa 20 mA entnehmen, was für sehr viele Zwecke bereits ausreicht. In diesem Fall ergibt sich ein sehr platzsparender Aufbau. D1 ist unkritisch (Mindestwerte entsprechend Ausgangsspannung und Ausgangsstrom), C_v muß jedoch netzspannungsfest sein (mindestens 630 V =, besser 1 kV = oder 250 V ~).

5.5. **Kontaktlose Drehzahlregelung von Batteriemotoren**

Eine Drehzahlregelung von Batteriekleinmotoren ist beispielsweise für batteriebetriebene Magnetbandgeräte und Plattenspieler unumgänglich. Meist werden dafür Spezialmotoren benutzt, die durch Fliehkraftkontakt – eventuell zur Schonung des Motors über einen Schalttransistor – den Motorstrom bei Überschreiten der Solldrehzahl unterbrechen oder die Drehzahl verringern [48]. Nach einem in [33] veröffentlichten Verfahren kann die Drehzahlregelung aber auch bei normalen Kleinmotoren ohne Hilfskontakt erfolgen. Dadurch wird das Verfahren gerade für den Bastler besonders interessant. Es lassen sich dann übliche Spielzeugmotoren verwenden. Bild 5.12 zeigt zunächst das Prinzip. Motor M wird in einer Brückenschaltung mit R_1 , P_1 , R_2 angeordnet, R_{IM} ist sein Innenwiderstand (Wicklungswiderstand des Ankers beim Permanentmagnetmotor). Bei laufendem Motor entsteht in der Ankerwicklung bekanntlich eine Gegeninduktionsspannung, die nach außen hin scheinbar den Innenwiderstand erhöht und das Absinken des Motorstroms nach Anlaufen herbeiführt. Diese Gegenspannung U_M ist mit R_{IM} in Serie geschaltet zu denken und der Betriebsspannung U_B

entgegengesetzt gepolt. Sie wird für den Regelvorgang ausgenutzt. Wenn die Brückenschaltung entsprechend abgeglichen ist, herrscht zwischen x und y keine Spannung. Bei laufendem Motor tritt an diesen Punkten ein der Gegenspannung U_M direkt proportionaler Spannungsanteil auf, dessen Größe ein Maß für die Drehzahl ist und daher zur Steuerung des Motorstroms benutzt werden kann.

Bild 5.13 zeigt die nach diesem Prinzip dimensionierte Schaltung für einen handelsüblichen 6-V-Spielzeugmotor. Bei der Auswahl des Motors ist zu beachten, daß dieser auch im Anfahrmoment keinen größeren Strom als 1 A aufnimmt, damit der Regeltransistor T1 nicht überlastet wird. Für stärkere Motoren muß dort, falls erforderlich, ein 4-W-Transistor vorgesehen werden. Maßgebend ist also nicht der bei laufendem Motor aufgenommene Strom, sondern der bei von Hand gehaltenem Motor gemessene!

Ein Vergleich der Einzelteilbezeichnungen läßt in Bild 5.13 die Brückenschaltung erkennen. Batterie B1 dient dem Motorantrieb, Batterie B2 liefert eine Hilfsspannung (Vergleichsspannung) für die als Regelgröße benutzte Brückendiagonalspannung zwischen den Punkten x und y. Mit P1 erfolgt der Brückenabgleich. P2 ermöglicht entweder eine Drehzahlregelung oder die Einstellung auf Solldrehzahl. Sobald der Motor zu schnell läuft, bewirkt die dann steigende Gegenspannung ein Öffnen von T4. Dessen Kollektor senkt das Emittential von T3 nach positiven Werten ab, wodurch T3 höheren Kollektorstrom zieht. T2 und T1 werden dadurch herabgeregelt (Basispotential von T2 fällt ab), wobei T1 den Motorstrom verringert, so daß dieser gedrosselt wird. Der Vorgang verläuft bei zu geringer Drehzahl genau umgekehrt. Der Motor hält daher auch bei in weiten Grenzen schwan-

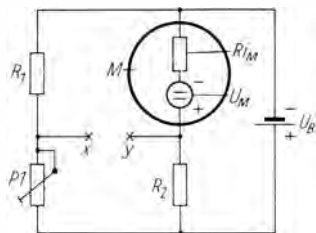


Bild 5.12
Zum Prinzip der kontaktlosen Motordrehzahlregelung

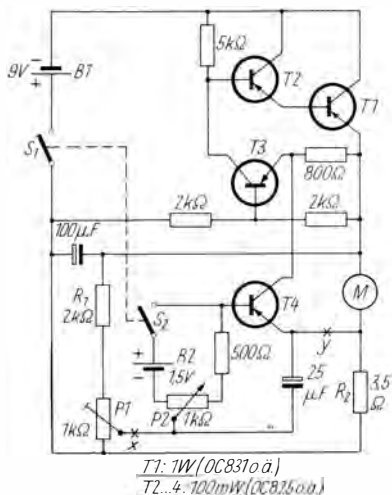


Bild 5.13
Stromlaufplan der kontaktlosen Drehzahlregelung für kleine Batteriemotoren (nach [33])

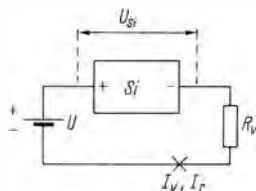


Bild 5.14
Die Sicherungsschaltung S_i wird 1polig in den zu sichernden Stromkreis eingefügt

kender Belastung seine Solldrehzahl recht genau ein. Diese Schaltung ist besonders für den Selbstbau von Transistormagnetbandgeräten [48] gut geeignet, wobei man ohne Spezialmotor auskommen kann.

5.6. Überstromsicherungsautomatik

Zum Absichern von Transistorschaltungen, Versuchsaufbauten usw. gegen zu hohe Stromaufnahme sind Schmelzsicherungen wegen ihrer zu großen Trägheit ungeeignet. Man benutzt dafür elektronische Schaltungen, die bei Überschreiten des vorgesehenen Nennstroms mit sehr geringer Trägheit die Speisespannung abschalten. Solche Sicherungsschaltungen sind u.a. in Transistornetzgeräten üblich (s. Abschnitt 5.4.1.) und arbeiten gewöhnlich auf der Funktionsgrundlage eines bistabilen Multivibrators. Ihr Nachteil ist, daß sie fast immer nur für eine bestimmte Betriebsspannung oder einen bestimmten Betriebsstrom ausgelegt sind und außerdem 3polig angeschlossen werden müssen, d.h., außer der Einschaltung in den zu sichernden Stromkreis wird noch der 2. Pol der Betriebsspannung benötigt. Für universelle Anwendung zusammen mit beliebigen Geräten sind diese Schaltungen daher nicht ohne weiteres zu übernehmen.

Bild 5.14 zeigt die Einschaltung der Überstromsicherung Si in den zu schützenden Stromkreis, der aus Gleichspannungsquelle U und Verbraucher (hier durch R_v symbolisiert) besteht. Die Einschaltung erfolgt 1polig analog einem elektromechanischen Sicherungsautomaten oder Schalter. Spannung U darf dabei, ohne daß die Sicherung geändert werden muß, zwischen 1,5 bis 15 V betragen. In diesem Bereich liegen die Betriebsspannungen aller üblichen Transistorgeräte. Eine Anwendung

bei höheren Betriebsspannungen ist möglich, wenn für T2, T3 Typen entsprechend hoher Kollektorsperrspannung ($U_{CE\max} \geq 1,5 \cdot U_{\text{Nenn}}$) verwendet und R2, R3 sowie P vergrößert werden. Der Nennstrom der Sicherung Si läßt sich zwischen 20 mA und 1 A beliebig einstellen; man wählt ihn so, daß er dem von R_v maximal aufgenommenen Verbraucherstrom I_v entspricht. Bereits bei etwa 10% Überschreitung des eingestellten Nennstroms spricht die Sicherung mit einer Schnelligkeit von ≈ 1 ms an und unterbricht den Stromkreis, wonach durch R_v und Si lediglich noch ein geringer Reststrom I_r fließt, der für R_v in jedem Fall unschädlich ist. An Si fällt bei Betrieb eine geringe Verlustspannung U_{si} ab. Ihre Größe wird durch Verbraucherstrom I_v und Innenwiderstand der Sicherung (je nach Betriebszustand 0,5 bis 1 Ω) bestimmt und liegt in jedem Fall unter 1 V. Dieser geringe Spannungsverlust ist für R_v unerheblich.

Der nach Abschalten verbleibende Reststrom I_r kann überschlägig mit der Betriebsspannung U bestimmt werden zu $I_r \approx 3 \cdot U$ (in V, mA) und beträgt somit allenfalls wenige 10 mA.

Bild 5.15 zeigt die Gesamtschaltung der Sicherungsautomatik Si. Sie wird mit ihren Anschlußklemmen + und - entsprechend Bild 5.14 eingefügt. Die Schalttransistoren T2 und T3 können, da ihre Kollektoren verbunden sind, unmittelbar auf ein gemeinsames kleines Kühlblech (25 cm² Alu reichen aus) montiert werden, das zugleich als Gehäusewand oder Grundplatte für die übrigen Bauteile dient. Mit Regler P läßt sich der Ansprechstrom der Sicherung zwischen 20 mA bis 1 A einstellen.

Ausschlaggebend für die Funktion ist Kondensator C. Im Einschaltmoment des Verbrauchers R_v (Bild 5.14) tritt zunächst die gesamte Betriebsspannung an Si auf. Da C erst über P aufgeladen werden muß, kommt für T1 zunächst kein Basisstrom

zustande, T1 bleibt gesperrt. Über R2 werden T2 sowie T3 angesteuert und öffnen daher sofort. Damit besteht über R5 und T3 Durchgang für Si, womit am Verbraucher die volle Betriebsspannung auftritt. Entsprechend dem Verbraucherstrom bleibt lediglich infolge Spannungsabfalls an R5 eine geringe Restspannung U_{s1} zwischen + und - stehen, die zum Offenhalten von T2, T3 über R2 ausreicht. Diese geringe Restspannung, über P und R1 geteilt, genügt nicht, um die Schwellenspannung der in Durchlaßrichtung betriebenen Diode D1 zu überwinden. T1 bleibt somit gesperrt.

Steigt der Verbraucherstrom über das zulässige Maß, so vergrößert sich entsprechend der Spannungsabfall zwischen + und - und damit auch die an D1 stehende Spannung. Sobald der Verbraucherstrom den Nennstrom überschreitet, ist entsprechend der Einstellung von P die Spannung an D1 so weit gestiegen, daß über D1 ein Basisstrom für T1 zustande kommt. T1 beginnt zu öffnen und schließt damit den Basisstrom für T2 teilweise kurz, womit T2 und T3 zugeregelt werden. Das ergibt an T3 und damit zwischen + und - erhöhten Spannungsabfall. D1 und T1 steuern entsprechend stärker durch, wobei T2, T3 weiter schließen usw. – die Schaltung springt schlagartig in den Sperrzustand um, wobei T2 und T3 geschlossen sind, T1 dagegen geöffnet ist. Zwischen + und - steht fast die gesamte Betriebsspannung U . Sie hält jetzt T1 über P und D1 geöffnet. Der Reststrom I_r kommt über R2 und T1 parallel R1-P-R3 zustande.

Um nach Beseitigung der Kurzschluß- oder Überstromursache die Sicherung wieder einzuschalten, wird lediglich die Betriebsspannung U kurz unterbrochen; einen besonderen Einschalter weist die Sicherung also nicht auf. Bei Fortfall von U entlädt sich C über R1. Bei erneutem Anlegen der Spannung herrscht also wieder der Aus-

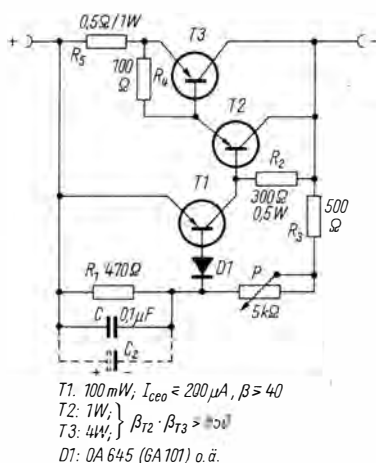


Bild 5.15
Stromlaufplan der elektronischen Überstromsicherung. Nur mit Ge-Halbleitern aufzubauen, Verwendung jedoch auch zusammen mit siliziumbestückten Geräten möglich

gangszustand. Besteht die Kurzschlußursache noch immer, so kommt es nach Wiederaufladen von C sofort erneut zur Ansteuerung von T1 über D1 und Abschaltung des Verbrauchers. Die Ansprechgeschwindigkeit der Sicherung wird von C bestimmt. Mit den angegebenen Werten liegt sie unter 1 ms. Geringere Werte sind nicht möglich, weil C T1 zumindest so lange gesperrt halten muß, bis T2, T3 völlig geöffnet sind, was wegen der relativ geringen Grenzfrequenz von T2, T3 einige zehntel Millisekunden dauert. Dagegen kann die Ansprechzeit erheblich vergrößert und damit das Verhalten einer »trägen Sicherung« erreicht werden, indem man C nach Bedarf vergrößert. Dies kann (sogar mit Umschalter zur Wahl der Ansprechgeschwindigkeit je nach Anwendungszweck) durch Zusatzkondensator C_z , wie punktiert angedeutet, geschehen. Höchstwert für $C_z = 5 \mu F$. Noch höhere Werte gefährden im Kurzschlußfall T3!

Ein träges Ansprechen ist notwendig, wenn der Verbraucher eingangsseitig Elektrolytkondensatoren oder Glühlampen u. ä. Bauelemente enthält, die einen Einschaltstromstoß bewirken. Hat man z. B. als R_v in der Schaltung nach Bild 5.14 eine Glühlampe und in der Sicherung $C = 0,1 \mu F$, so müßte P auf den etwa 5fachen Nennstrom der Lampe eingestellt werden, damit der (durch den kalten Glühfaden und dessen geringen Widerstand bedingten) Einschaltstromstoß ohne Si-Auslösung abgefangen wird.

Vergrößert man C auf etwa $1 \mu F$, so kann P auf einen nur wenig über dem Nennstrom liegenden Betrag eingestellt werden und löst dann schon bei geringem Überstrom aus. Andererseits vermag die mit $C = 0,1 \mu F$ trägheitsarm gemachte Sicherung z. B. bei eisenlosen NF-Endstufen die Endtransistoren auch gegen kurze Lautstärke-spitzen (im Fall der Ausgangsfehl-anpassung oder Übersteuerung) zuverlässig zu schützen. Die Sicherung kann im angegebenen Spannungs- und Strombereich mit beliebigen Stromquellen und Verbrauchern zusammenarbeiten (auf richtige Polung von Si achten!). Will man sie mit einem bestimmten Verbraucher ständig zusammen-schalten, so kann P als einmalig einzu-stellender Trimmwiderstand oder Festwiderstand entsprechender Größe vorgesehen werden. Die Sicherung arbeitet dann voll-ständig wartungs- und bedienungsfrei. Wie-dereinschaltung erfolgt dabei mit dem am Verbraucher vorhandenen Einschalter. Für universelle Benutzung wird P mit Bedienknopf versehen. Eine Eichung von P in Stromstärken ist nur für eine bestimmte Betriebsspannung möglich. Trifft diese Voraussetzung nicht zu, so läßt man P ohne Nennstromangaben und stellt P jeweils nach Versuch so ein, daß die Automatik bei Nennstromaufnahme des Verbrauchers ge-rade noch nicht abschaltet.

Das Versuchsmuster der Sicherungs-automatik wurde über einen periodisch schaltenden Relaiskontakt an Stelle von R_v mehrere 100mal direkt an eine 12-V-Kraft-fahrzeugbatterie angeschlossen, was dem extremen Kurzschlußfall entspricht. Weder am Relaiskontakt noch an der Sicherung traten dabei Schäden auf.

5.7. Stromkonstanthalte-schaltung

Das bereits in Abschnitt 5.2., Bild 5.3, benutzte Prinzip der Stromkonstanthaltung beruht darauf, daß eine Z-Diode eine konstante Vergleichsspannung bereitstellt und ein Transistor mit Emittterwiderstand basisseitig auf das Potential der Z-Diode gelegt wird. Der Emittterstrom des Transi-stors und damit auch sein Kollektorstrom stellen sich dann so ein, daß am Emittter-widerstand gerade etwa die Spannung der Z-Diode abfällt. Der Kollektorstrom ist damit unabhängig von dem wirksam wer-denden Kollektorwiderstand konstant und hängt bei vorgegebener Z-Diodenspan-nung lediglich vom Wert des Emittterwider-stands ab.

Dieses in Abschnitt 5.2. beschriebene Prinzip hat gelegentlich Nachteile. Der mit konstantem Strom zu betreibende Ver-braucher liegt kollektorseitig und hat (wenn, wie üblich, die Betriebsspannung mit Plus am gemeinsamen Massepunkt liegt) keine Masseverbindung. Ferner wird bei dieser einfachen Anordnung zusätzlich die Spei-sung für die Z-Diode benötigt, d. h., die Anordnung benötigt als dritten Pol die Betriebsspannung.

In diesem Fall bietet die Komplementär-technik einen Ausweg. Bei Verwendung von 2 komplementären Transistoren und 2 Z-Dioden kann man erreichen, daß beide Funktionsgruppen sich gegenseitig sta-

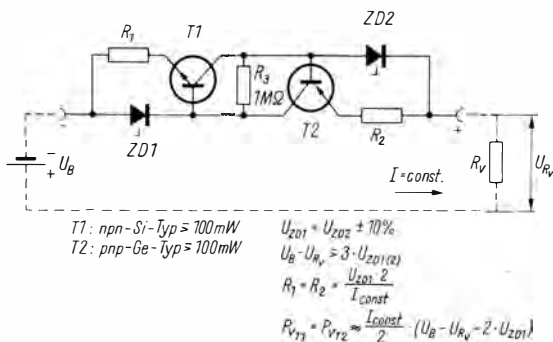


Bild 5.16
Stromlaufplan der Stromkonstanthaltungeschaltung. T1 ist ein npn-Siliziumtyp. Dimensionierungsangaben im Text

bilisieren. Dadurch entfällt die Notwendigkeit der Direktverbindung mit der Speisespannung; die ganze Konstantstromschaltung läßt sich als Zweipol auffassen und schaltungstechnisch an beliebiger Stelle einsetzen.

Bild 5.16 zeigt eine solche Anordnung. T1 ist ein npn-Si-Transistor, T2 ein pnp-Ge-Transistor (s. dazu 3.7.4.). T2 mit Z-Diode ZD2 und R2 bilden eine Funktionsgruppe, die sich, wie beschrieben, auf konstanten Kollektorstrom (abhängig von R2, ZD2) einstellt. Für T1, R1 und ZD1 gilt das gleiche, lediglich mit umgekehrter Polung. Um richtiges Zusammenspiel beider Gruppen zu erreichen, muß die gesamte Schaltung symmetrisch sein, d. h. Strom durch ZD1 (ZD2) = Strom durch R1 (R2). Die Transistoren selbst brauchen in ihren Exemplardaten nicht besonders übereinzustimmen (β -Differenz beider bis zu 1:3 zulässig). Die Gesamtfunktion ergibt sich aus dem Gesagten, wenn berücksichtigt wird, daß die Kollektorströme beider Transistoren gleich sind und somit jede Schaltungshälfte gerade den für die Funktion der anderen Hälfte notwendigen Stromfluß ergibt.

Die Gesamtschaltung wird benutzt, wie in Bild 5.16 punktiert dargestellt. Die Konstantstromschaltung liegt einfach in Serie mit der Betriebsspannungsquelle

U_B und dem Verbraucher R_V , wobei R_V seinerseits wieder eine vollständige, mit konstantem Strom zu speisende Schaltungsanordnung sein kann (Beispiel: Tunnel-diodenoszillator). Unabhängig vom Wert R_V ist der Strom durch I_V konstant. Wertänderung bei R_V ergibt daher Änderung der am Verbraucher abfallenden Spannung U_{R_V} (Meßmöglichkeit für Widerstände u. ä., da U_{R_V} in diesem Fall R_V direkt und linear proportional). $I = const.$ wird entsprechend den Anforderungen für R_V bemessen und mit ZD1, ZD2 und R1, R2 festgelegt. Dabei müssen die Maximalwerte für T1 und T2 bezüglich maximal zulässigen Kollektorstrom, maximal zulässiger Kollektorspannung und maximal zulässiger Kollektorverlustleistung beachtet werden. (Der Ge-pnp-Typ wird je nach Belastung aus dem allen Amateuren geläufigen Typensortiment gewählt.) Die Dimensionierung geschieht wie folgt:

Einzuhalten sind die Bedingungen $U_{ZD1} = U_{ZD2} \pm 10\%$ (d. h. 2 gleiche Z-Dioden) sowie $R1 = R2$. Die Betriebsspannung muß um den Betrag der für Z-Dioden und Transistoren notwendigen Betriebsspannung höher liegen als die für R_V benötigte höchste Spannung:

$$U_B - U_{R_V} \geq 3 \cdot U_{ZD1(2)}; \\ \text{sie darf maximal betragen} \\ U_{B \max} < 2 \cdot U_{CE \max T}$$

(mit $U_{CE\max T}$ = zulässiger Maximal Kollektorspannung des Transistors, der den geringeren Grenzwert aufweist – meist ist das der Ge-Typ).

Da durch ZD näherungsweise der gleiche Strom fließt wie durch R und T, ergibt sich entsprechend dem maximal zulässigen Kollektorstrom $I_{C\max}$ des geringer belastbaren Transistors (wiederum meist der Ge-Typ) und unter Einbeziehung eines Sicherheitsfaktors die Bedingung:

$$I_{\text{const.}} < 1.5 \cdot I_{C\max}$$

Die an den Transistoren auftretende Verlustleistung bestimmt sich näherungsweise zu

$$P_{VT1} = P_{VT2} \approx 0.5 \cdot I_{\text{const.}} \cdot (U_B - U_{Rv} - 2 \cdot U_{ZD1(2)})$$

Die maximal zulässige Verlustleistung beider Transistoren muß größer sein als die für P_v errechnete Leistung. Aus den genannten Beziehungen – nach denen die Mindestdaten für die Transistoren zu bestimmen sind – ergibt sich, daß für ZD Z-Dioden mit möglichst geringer Z-Spannung vorteilhaft sind, damit man den auf die Konstantstromschaltung entfallenden Spannungsverlust $U_B - U_{Rv}$ und damit auch U_B gering halten kann. Bei vorhandenen Transistoren erlauben die genannten Beziehungen ein Abschätzen, welche Werte sich für $I_{\text{const.}}$, U_{Rv} und U_B erreichen lassen.

Nachdem die Werte U_{Rv} , U_B bestimmt

und die Z-Dioden ausgewählt sind (Z-Diodenverlustleistung:

$$P_{ZD} = U_{ZD} \cdot 0.5 \cdot I_{\text{const.}})$$

werden R1 und R2 entsprechend dem vorgegebenen $I_{\text{const.}}$ bestimmt:

$$R1 = R2 = \frac{U_{ZD} \cdot 2}{I_{\text{const.}}}$$

Ihre Belastbarkeit ergibt sich zu

$$P_R = U_{ZD} \cdot 0.5 \cdot I_{\text{const.}}$$

Damit hat man die Schaltung ausreichend dimensioniert. R3 dient lediglich als »Starthilfe« im Einschaltmoment. Sein Wert ist weitgehend unkritisch. Die β -Werte der benutzten Transistoren sollen nicht unter ≈ 30 bis 50 liegen, wenn die oben genannten, z. T. vereinfachten Beziehungen genügend genaue Ergebnisse liefern sollen.

5.8. Batteriepufferschaltung bei Netzausfall

In [56] wurde bereits eine Möglichkeit erwähnt, Transistorschaltungen, die mit einem Netzteil aus dem Netz gespeist werden, bei Netzausfall kontaktlos auf eine ständig vorhandene Gerätebatterie umzuschalten. Bild 5.17 zeigt eine für diesen Zweck vielseitig anwendbare und insbesondere für den wahlweisen umschaltungs-freien Netz/Batteriebetrieb von Transistor-empfängern, Bandgeräten u.ä. geeignete andersartige Schaltung.

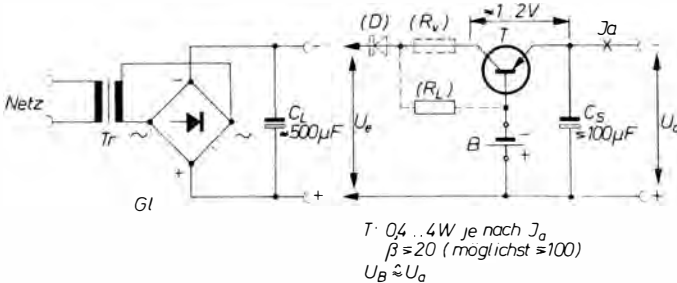


Bild 5.17 Batteriepufferschaltung bei Netzausfall. Funktion und Dimensionierung siehe Text

Der eigentliche Netzteil mit Netztransformator Tr, Gleichrichter Gl und Ladekondensator C_L ist nur angedeutet; er entspricht dem Üblichen. Bei U_a wird das zu speisende Gerät angeschlossen, dessen Siebkondensator (oder Batterieparallelkondensator) in der Schaltung nach Bild 5.17 entfallen kann, falls ihn das gespeiste Gerät bereits enthält. Die Umschaltung besteht dann lediglich aus T und der Originalgerätebatterie B des gespeisten Geräts. Die punktiert gezeichneten Bauelemente seien zunächst nicht vorhanden, sie können eventuell auch entfallen.

Die Funktion: Batterie B stellt an der Basis von T eine Vergleichsspannung bereit, die T öffnet, sobald man bei U_a den Verbraucher anschaltet. B hat jetzt nur noch einen geringen Basisstrom für T zu liefern, während der Betriebsstrom des Verbrauchers als Kollektor-Emitter-Strom von T dem Netzteil entnommen wird. Gleichzeitig ist T eine wirkungsvolle Brumm-siebung, sofern Batterie B einen nicht zu hohen Innenwiderstand hat, so daß weitere Siebmaßnahmen im Netzteil häufig entfallen können. Die Batterie B hat in dieser Schaltung also auch bei Netzbetrieb noch einen geringen Basisstrom für T aufzubringen, wird also immer noch minimal belastet. Die Stromentnahme ist aber um den Faktor β des Transistors kleiner als der Stromverbrauch des angeschlossenen Geräts. Mit hohen β -Werten kann man daher die Batteriebelastung auf 1 mA und weniger senken, womit ihre Lebensdauer bereits in die Größenordnung ihrer Lagerfähigkeit kommt. Wegen dieser geringen Belastung und weil die Batterie ähnlich einer Z-Diode die Basisspannung konstant hält, bleibt auch U_a bis nahe der Erschöpfungsgrenze der Batterie B konstant. Bei entfernter oder verbrauchter Batterie kommt keine Ausgangsspannung zustande – dadurch ergibt sich automatisch auch bei Netz-

betrieb eine ständige Bereitschaftskontrolle der Batterie. Außerdem ist der Batterieanschluß verpolungssicher – bei Falschpolung von B sperrt die Basisstrecke des Transistors, B wird nicht belastet, und U_a kommt nicht zustande.

Bei Netzausfall übernimmt automatisch die Batterie die gesamte Stromversorgung des Verbrauchers über die dann als einfache Diode wirkende Basis-Emitter-Strecke von T. Der über dieser Diodenstrecke entstehende Spannungsabfall von höchstens 0,1 bis 0,2 V ist ohne Bedeutung.

Das zugehörige Netzteil soll eine um 1 bis 2 V höhere Spannung liefern als B (also z. B. etwa 8 V bei 6-V-Batterie). Liegt die vom Netzteil gelieferte Spannung U_e höher, so steigt entsprechend die Verlustleistung an T. Um trotzdem mit kleinen Typen ohne Kühlung auszukommen, kann in solchen Fällen ein Vorwiderstand R_v eingeschaltet werden (Wert nach Verbraucherstrom und Differenz U_e/U_a so bemessen, daß über T 1 bis 2 V stehen). Transistor T wird dann im allgemeinen nach dem höchsten zu erwartenden Verbraucherstrom I_a ausgesucht, wobei I_{an} für Ströme bis etwa 150 mA bei I_a noch mit einem 400-mW-Typ (GC 301 o. ä.) auskommt. Dies hat den Vorteil, daß T und eventuell R_v im allgemeinen noch mit im vorhandenen Batterie-fach des Verbrauchergeräts zusammen mit B untergebracht werden können (C_s ist fast immer schon im Gerät vorhanden) und man aus diesem nur noch den Anschluß zum Netzgerät herausführen muß. Das Netzgerät läßt sich dann wie gewohnt an den Anschluß anschließen. Falls beim Netzgerätsanschluß Verpolungsgefahr besteht, kann als Schutz die Diode D dienen (Werte auswählen gemäß I_a und Sperrspannung $U_B + U_e$). Bei höheren Strömen wird für T ein Leistungstransistor notwendig sein.

Falls für B eine Kombination wiederaufladbarer Akkumulatoren benutzt wird,

kann für diese vorteilhaft eine Erhaltungsladung vorgesehen werden, so daß bei Netzbetrieb praktisch keinerlei Batterieentladung mehr erfolgt (bei zeitlich weit überwiegendem Netzbetrieb erreichen dann selbst die bekannten kleinen 2-V-Trockenakkumulatoren Typ *RZP2* und ähnliche ein Mehrfaches ihrer nominellen Lagerfähigkeit als Lebensdauer). Dafür setzt man den Widerstand R_L ein. Sein Wert wird am einfachsten experimentell durch Messung des bei Netzbetrieb über R_L in die Batterie fließenden Stromes bestimmt. Bei normaler Netzspannung bzw. normalem Wert für U_e dimensioniert man R_L so, daß in der Batteriezuleitung ein Ladestrom (entgegen der Entladestromrichtung) fließt, dessen Wert für Pb- und NC-Akkumulatoren für eine Erhaltungsladung (nicht mit Wiederaufladung einer entladenen Batterie zu verwechseln) etwa 1 mA/Ah Akkumulatorkapazität betragen soll (für Akkumulator

RZP2 also höchstens 0,5 mA). Falls bei dieser Schaltung nicht auf besondere Kleinheit und Einbau in einem vorgegebenen Raum Wert gelegt wird, läßt sich R_L auch umschaltbar ausführen (Wertverringering), um bei entladener Batterie eine reguläre Nachladung ohne zusätzliche Geräte vornehmen zu können. Primärelemente sind selbstverständlich nicht wiederaufladbar, aber bei extremen Anforderungen an die Ausnutzung der Batterie kann auch in solchem Fall mit R_L zumindest ein Ausgleich des Transistorbasisstroms erreicht werden (R_L auf Batteriestromentnahme 0 oder minimalen Gegenstrom – einige zehn Mikroampere bei den für Amateurzwecke üblichen Primärelementen – bemessen). R_L wird, falls man diese Zusatzmaßnahme anwendet, bei angeschlossenem und auf minimalen Stromverbrauch eingestelltem Verbraucher (Transistorempfänger: Lautstärkeregler zu!) bemessen.

6. Fernsteuerung und Fernwirktechnik

Die Fernsteuerung ist ein umfangreiches Amateurgebiet, das in diesem Kapitel auch nicht annähernd umrissen werden kann. Amateurgerechte Veröffentlichungen darüber sind in Zeitschriften verhältnismäßig zahlreich vorhanden; insbesondere sei auf die Jahrgänge der Zeitschriften *Modellbau und Basteln* sowie *Funkamateur* verwiesen, auch in [34], [57] und [70] werden zahlreiche Hinweise für Modellfernsteuerungsverfahren gegeben. Grundsätzlich müssen bei der Betrachtung von Fernsteuerungen das Steuerverfahren mit den dafür benutzten Baugruppen (Kommandogeber, Kommandoauswertung usw.) und das Übertragungsverfahren (Sender, Empfänger) getrennt werden. Das zweite fällt, soweit HF-Verfahren (Funksender) benutzt werden, in den Wirkungsbereich des Amateurfunks. (Derartige Anlagen erfordern eine Funkfernsteuergenehmigung, die die Deutsche Post erteilt; Näheres dazu ist in [35] veröffentlicht.) In diesem Abschnitt wird daher auf Schaltungen, die für den Modellfunk spezifisch sind, nicht mehr eingegangen, um den Rahmen des Buches nicht zu sprengen. Zugunsten der übrigen Abschnitte wurden auch die Schaltungen zur Proportionalimpulssteuerung – die verfahrensmäßig nach wie vor aktuell und auch außerhalb der Modellsteuerung anwendbar sind – in dieser Auflage fortgelassen. Der Leser findet sie in der 1. bis 3. Auflage dieses Buches sowie in [34]. Statt dessen soll auf einige interessante, für die

Elektronik typische Verfahren eingegangen werden, die bisher in der Modellfunksteuerung zu Unrecht weniger beachtet wurden. Sie sind gleichzeitig typisch für die auch in der industriellen Elektronik und Elektrotechnik, u. a. bei der Energieversorgung, nicht mehr wegzudenkenden Verfahren der *Fernwirktechnik*. Die Anwendungsmöglichkeiten dieser Grundverfahren sind im täglichen Leben so vielfältig, daß sie hier auch andeutungsweise nicht alle genannt werden können. Gerade hier bietet sich dem Ideenreichtum des Amateurs ein weites Feld bezüglich praktischer Anwendungsmöglichkeiten.

6.1. Einfache Fernschalt-einrichtungen mit Dioden

6.1.1. Übertragung von 4 Schaltkommandos über eine Leitung

Über eine 2adrige Leitung sollen 4 voneinander getrennte Schaltvorgänge in beliebiger Reihenfolge ausgelöst werden.

Bild 6.1a zeigt die Schaltung. Ein Klinkeltransformator KT speist die Anlage. Mit Schalter S wird der gewünschte Vorgang 1 bis 4 gewählt. Die Relais A und B am anderen Leitungsende führen den Schaltbefehl aus. Sie werden mit dem von den Dioden gleichgerichteten Wechselstrom betrieben; zur Verhinderung von Anker-

flattern schaltet man ihnen bedarfsweise einen Elektrolytkondensator (Wert je nach Relaisdaten) parallel. In Schalterstellung 1 sind beide Relais abgefallen. In Stellung 2 wird von D1 nur die negative Halbwelle auf die Leitung gegeben. Für diese Halbwelle ist am anderen Leitungsende D2 durchlässig, D4 jedoch gesperrt (D1 und D2 liegen gleichpolig, D1 und D4 gegenpolig in Serie). Demzufolge zieht jetzt nur Relais B an. In Schalterstellung 3 liegen die Verhältnisse wegen der antiparallel gepolten Diode D3 gerade umgekehrt: Jetzt zieht nur A. In Stellung 4 sind beide Wechselstromhalbwellen auf der Leitung vorhanden; nunmehr ziehen beide Relais an.

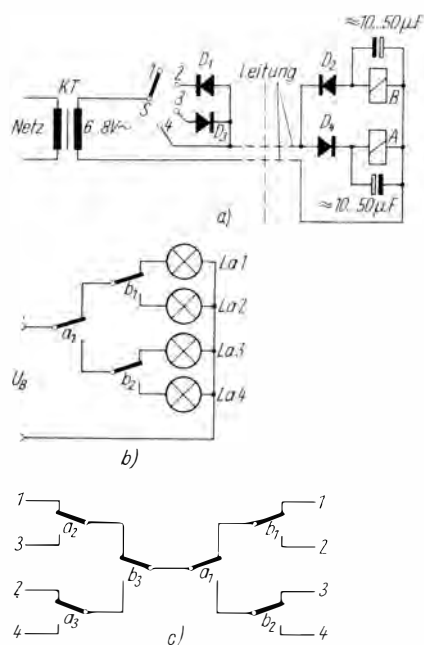


Bild 6.1. Übermittlung von 4 Ein/Aus-Schaltbefehlen über eine Leitung (a), Schaltung für Speisung aller Verbraucher aus gemeinsamer Stromquelle (b), Schaltung für Betätigung von 4 voneinander unabhängigen Stromkreisen (c)

Bild 6.1b zeigt die Ausführung der Schaltkommandos, wobei als Beispiel die 4 Lampen $La1$ bis $La4$ als zu schaltende Organe angenommen sind. An ihre Stelle können beliebig andere Geräte treten; diesen entsprechend wird U_B gewählt. Sind beide Relais abgefallen (Schalter S in Bild 6.1a in Stellung 1), dann leuchtet $La1$. In Schalterstellung 2 zieht B; über $a1$, $b1$ leuchtet nun $La2$. In Stellung 3 zieht A; über $a1$, $b2$ leuchtet $La3$. Sind in Schalterstellung 4 schließlich beide Relais gezogen, dann leuchtet $La4$.

Die Schaltung zum Betätigen von 4 vollständig getrennten Stromkreisen – deren Betriebsspannung ganz unterschiedlich sein kann – zeigt Bild 6.1c. Hier sind je nach gezogenen Relais in Schalterstellung 1 von S (Bild 6.1a) die Anschlüsse 1-1 miteinander verbunden, in Schalterstellung 2 die Anschlüsse 2-2 usw., die man nach Belieben in die fernzuschaltenden Stromkreise einfügen kann.

6.1.2. Getrennte Regelung zweier Motoren über eine Leitung

Nach dem im vorigen Abschnitt angegebenen Prinzip kann man auch 2 Gleichstrompermanente Motoren (z. B. Modellmotoren) über eine Leitung unabhängig voneinander kontinuierlich regeln. Bild 6.2 zeigt diese Schaltung (nach einem Vorschlag von Garbaden). Als Spannungsquelle dient wiederum ein geeigneter Netztransformator (Modell- oder Klingeltransformator). Jeder Motor wird mit einer Halbwelle der Wechselspannung gespeist, es handelt sich um die Kombination zweier Einweggleichrichtungen. Für Motor M1 sind D1, D2 zuständig; mit dem in Serie mit D1 liegenden Regelwiderstand kann die Stärke dieser Halbwelle und damit

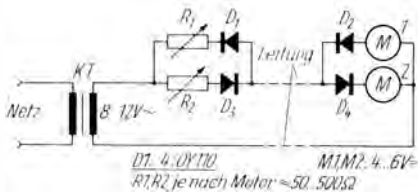


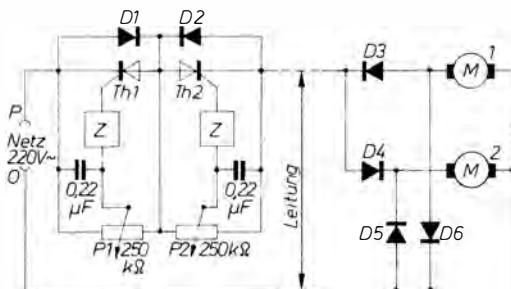
Bild 6.2

Getrennte Drehzahlregelung zweier Motoren über eine gemeinsame Leitung. Jeder Gleichstrommotor arbeitet mit einer Halbwelle der Speisenspannung

die Motordrehzahl für M1 geregelt werden. Das gleiche gilt für die andere Halbwelle und R2, D3, D4 sowie Motor M2. Beide Motoren sind daher mit R1 und R2 getrennt kontinuierlich von 0 bis zum Maximalwert regelbar; sie beeinflussen sich gegenseitig nicht. Je nach verwendeten Gleichrichter-typen kann das Verfahren ebenso für stärkere Motoren und höhere Spannungen benutzt werden.

Für leistungsstarke Motoren ergeben sich dann allerdings erhebliche Belastungen und Verlustleistungen für R1 und R2. In diesem Fall bietet die Verwendung von Thyristoren (Bild 6.3) einen Ausweg. Es wird das Prinzip der Phasenanschnittsteuerung benutzt (s. Abschn. 15.2.), jedoch

nur eine der beiden Halbwellen für jeden Motor geregelt. Die beiden Phasenanschnittregler bestehen aus Th1, Zündhilfsschaltung Z und P1 für Motor M1, D3 sowie Th2, Z, P2 für M2 und D4. Die Motoren benötigen wegen der steilen Phasenanschnittflanken jetzt die Freilaufdioden D5, D6. Ihre Wirkung läßt sich etwa mit der der bekannten Relaisparallelindioden vergleichen. Die unter 15.2. behandelte Phasenanschnittsteuerung braucht nicht näher erläutert zu werden. Für die Zündung der Thyristoren können bei Z entweder Vier-schichtdioden oder (funktionell das gleiche) Diac benutzt werden. Es läßt sich auch die Zündhilfsschaltung nach Bild 2.27e einsetzen. Die in dieser Schaltung enthaltenen Z-Dioden sind unkritisch (6 bis 12 V). Wie die Dimensionierung nach Bild 6.3 zeigt, werden die Stellorgane P1 und P2 selbst bei sehr leistungsstarken Motoren kaum noch belastet. Es lassen sich damit Motorleistungen bis zu einigen Kilowatt steuern (je nach verfügbaren Dioden und Thyristoren, die mindestens für den maximalen Motorstrom und für mindestens 350 V – bei professionellen Anwendungen sicherheitshalber für 700 V – ausgelegt sein sollen). Allerdings erhält jeder Motor nur



Z = Zündhilfsschaltung

Th 1,2 : $\approx 350V \approx 3A$
D1, 2 : $\approx 350V \approx 1A (\neq J_{Motor})$
M1,2 : 110 (220)V=

Bild 6.3

Anwendung des Prinzips nach Bild 6.2 zur Regelung leistungsstarker Antriebe für 220 V ~ mit Thyristoren

noch eine Halbwelle, was zunächst Verwendung von Gleichstrommotoren erfordert. Werden diese für 110 V ausgelegt, so bringen sie in dieser Schaltung am 220-V-Netz näherungsweise ihre Nennleistung auf.

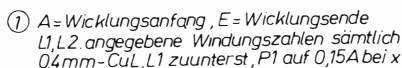
D1 und D2 schließen jeweils die »nicht benötigte« Halbwelle für den einen oder anderen Steuerkreis kurz, so daß der für diese Halbwelle »zuständige« Thyristor mit seiner Steuerschaltung direkt im Leitungsweg liegt. Statt Motoren sind auch andere Verbraucher denkbar (D5, D6 können bei ohmschen Lasten entfallen). So läßt sich durch diese Schaltung z.B. bei transportablen Bühnen- oder Filmbeleuchtungen die ohnehin dort notwendige Beleuchtungsregelung vornehmen und dabei u. U. bis zu 50 % der oft umständlich und aufwendig auszulegenden Verteilerkabel für die Scheinwerfer einsparen. Das ist z. B. eine Möglichkeit, die in dieser oder ähnlicher Form dem Amateur auch als Grundlage für Rationalisierungsvorschläge an seinem Arbeitsplatz dienen könnte.

Wie bei allen Thyristor-Phasenschnittregelungen ist auch in diesem Fall mit dem Auftreten von HF-Störstrahlungen (durch die steilen Impulsflanken) zu rechnen. Es sind also je nach Anwendungsfall entsprechende Entstörmaßnahmen (s. Abschn. 15.10.) notwendig. Im übrigen haben die für den Amateur recht preiswert erhältlichen Kleinleistungsthyristoren auch im Schwachstrombereich bereits erhebliche Vorteile gegenüber der Schaltung gemäß Bild 6.2, wenn man Ströme von einigen Ampere regeln muß, da dafür bereits recht große und nicht billige Regelwiderstände R1, R2 in der Schaltung nach Bild 6.2 notwendig wären. Insoweit wird der Einsatz von Thyristoren ab etwa 12 V~ und ab 0,5 bis 1 A je Motor sinnvoll, zumal die Dioden ohnehin benötigt werden und entsprechende Halbleiter für geringe

Sperrspannungen preisgünstiger als solche für 350 V sind.

6.2. Streufeldkommandogeber für Induktionsschleifenverfahren

Für den unter 6.3. beschriebenen Garagentürfernsehempfänger, der auch für viele andere Fernschaltanwendungen über kurze Entfernungen geeignet ist (s. u. a. Abschn. 3.3.2.), dient als *Sender*, d. h. als drahtloser Kommandogeber, ein Streufeldgeber. Bild 6.4a zeigt die Schaltung. Es handelt sich um einen Gegentaktsinusgenerator, der eine Frequenz von 7 kHz erzeugt. Das Besondere an ihm ist der offene Eisenkern des Übertragers, den man durch Absägen der Außenbleche eines normalen EI-42-Trafokerns gewinnt, wie Bild 6.4b zeigt. Dadurch gibt der Generator ein kräftiges magnetisches 7-kHz-Wechselstreufeld ab, das einige Meter weit reicht und in einer in diesem Umkreis angeordneten Induktionsschleife eine geringe 7-kHz-Spannung erzeugt, die nach Verstärkung zum Auslösen eines Schaltvorgangs benutzt wird. Der Generator wird entsprechend den Daten in Bild 6.4a aufgebaut (Windungszahlen gelten für den angegebenen Kern), mit 2 Transistoren (1 W) bestückt und mit einer üblichen Taschenlampenbatterie betrieben (bei Verwendung als Garagentürfernsehempfänger aus der 6-V-Autobatterie). Mit P1 stellt man bei der gewählten Betriebsspannung auf eine Batteriestromaufnahme von 0,15 A ein. Die Transistoren können ohne Kühltasche mit Spule und Batterie eng zusammengebaut werden. Das Ganze wird dann entweder als kleines Kästchen in der Tasche getragen (etwa für die Anwendung nach Abschn. 3.3.2.) oder unter der Stoßstange bzw. unter dem Chassis des Wagens (als Garagentüraus-



$T_1: 25..100\text{mW}$
 $\beta \approx 80..120$

$T_2: 25..100\text{mW}$
 $\beta \approx 80..120$

$T_3: 50..100\text{mW}$
 $\beta \approx 80..120$

$T_4: \beta \approx 70$
 100mW

$T_5: 150\text{mW}$
 $\beta \approx 30$

* = abgleichen auf Sender-Frequenz

Schleife 3.10Wdg. 0.5..1.5mH

L1: 500 Wdg, 0,14 - mm - CuL } für $\approx 7\text{kHz}$
 L2: 150 Wdg, 0,14 - mm - CuL }
 Manifer - Schalenkern

löser) befestigt. Mit dem 0,22- μ F-Kondensator erfolgt nur Grobabweichung auf 7 kHz (eventuell kleine Kondensatoren parallel schalten), danach Feinabweichung auf die Generatorfrequenz am Empfänger. Der Generator ist auch bei größeren Batteriespannungsschwankungen sehr frequenz-

180

großen Festwiderstand ersetzt werden. Weitere Ausführungsmöglichkeiten, u. a. mit Ferritstab als Streuspulenkern in [57].

6.3. Garagentürfernshalter mit Induktionsschleife

Als Geber für den dargestellten Ein/Aus-Fernschaltempfänger dient das unter 6.2. beschriebene Gerät. Den zugehörigen Empfänger zeigt Bild 6.5. Die als »Empfangsantenne« dienende Induktionsschleife (einige Windungen geeigneten Leitungsmaterials, je nach Anwendung 0,5 m bis 1,5 m Schleifendurchmesser oder mehr) nimmt das magnetische Streufeld des Gebers auf. Die in ihr induzierte geringe NF-Spannung von 7 kHz wird mit T1 selektiv verstärkt.

Dadurch und durch Verwendung von Transistoren mit hohem β -Wert kommt man mit 2 Verstärkerstufen aus. $L1/C1$ sind auf die Geberfrequenz abgestimmt (Grobabgleich mit $C1$ durch Kombination mehrerer kleiner Werte, Feinabgleich mit $L1$). Dadurch reagiert der Empfänger nicht auf andere NF-Spannungen, so daß trotz der hohen Empfindlichkeit des Geräts die Schleife am Eingang ohne besondere Abschirmmaßnahmen verlegt werden kann.

Bei Verwendung als Garagentürfernshalter bringt man sie in geringer Tiefe unter dem Zufahrtsweg so an, daß der Geber beim Überfahren der Schleife in ihre Nähe kommt. Als Schleife ist ein Ring aus normalem 4adrigen Starkstromkabel geeignet, dessen Adern in Serie geschaltet werden. Für die Lichtschrankenanwendung nach Abschnitt 3.3.2. kann die Schleife mit dünnem Draht unter Tapete oder Fußboden in der Nähe des Lichtstrahls angeordnet werden oder auch die Scheuerleiste des zu sichernden Raumes umlaufen. – Die in Bild 6.5 angegebene Windungszahl für $L1$

und $L2$ gilt für 7 kHz (Geber und Empfänger lassen sich selbstverständlich auch für andere Frequenzen auslegen) und sind vom verwendeten Schalenkern und dessen A_L -Wert abhängig (s. [1], [4]). Für das Mustergerät wurde ein Manifer-Schalenkern benutzt, für den die angegebene Windungszahl gilt.

T3 in Kollektorschaltung richtet die empfangene NF-Spannung gleich, wobei der 20- μ F-Elektrolytkondensator (Wert unkritisch) aufgeladen wird. Dabei werden T4, T5 durchgesteuert; Rel zieht an, solange der Geber eingeschaltet ist und sich in Schleifennähe befindet. An Bu kann der Öffnungsmechanismus für die Garagentür oder ein anderes auszulösendes Objekt angeschlossen werden (z. B. Fernbedienung für den Netzschalter von Fernsehgeräten, für den Weiterschaltmechanismus automatischer Diaprojektoren u. ä.). Das Mustergerät ergab mit einer Schleife von 10 Wdg. mit 1 m Durchmesser eine sichere Schaltung bis zu Geberentfernungen von 4 m vom Rand der Schleife. Mit größerer Schleife läßt sich die Reichweite noch steigern. Umfaßt diese mit 2 bis 3 Wdg. ein ganzes Zimmer, so ist in diesem und aus den Nebenräumen sichere Betätigung möglich. Weiteres dazu, u. a. Anwendungsbeispiele, Schleifendimensionierung, in [57].

6.4. 7-kHz-Empfänger für akustische Fernsteuerung

Die Schaltung nach Bild 6.5 läßt sich auch gut für akustische Fernsteuerung verwenden. Als Geber benutzt man dann einen beliebigen Tongenerator, der als Multivibrator oder nach Prinzip des Gebers Bild 6.4 (NF-Spannung an einem Kollektor abzugreifen) geschaltet sein kann. Weitere geeignete Schaltungen für Tongeneratoren in [1], [7], [15], [18], [24], [34], und [57].

Über einen NF-Verstärker mit Kleinlautsprecher wird der 7-kHz-Ton abgestrahlt, den die Zusatzschaltung (Bild 6.6) aufnimmt. Sie ist dem Empfänger nach Bild 6.5 vorgesetzt und tritt dort an die Stelle der Schleife (benutzt man den Geber nach 6.2. zusammen mit einem NF-Verstärker und Lautsprecher, so ermöglicht das nach Belieben Betriebsartwechsel zwischen beiden Verfahren). Das Kristallmikrofon arbeitet auf einen Resonanzkreis, der ebenso wie $L1/L2$ und $C1$ (Bild 6.5) mit gleichartigem Schalenkern aufgebaut ist. Der Parallelkondensator zum Mikrofon stimmt den Kreis zusammen mit der Mikrofonkapazität auf Resonanz ab. Der Empfänger arbeitet also mit 2 Resonanzkreisen, womit sehr gute Sicherheit gegen fremde Raumgeräusche gegeben ist. Allerdings muß der Abgleich beider Kreise äußerst sorgfältig vorgenommen werden. Da das Kristallmikrofon einen näherungsweise rein kapazitiven Innenwiderstand hat, arbeitet es im Resonanzfall im Leerlauf bzw. stellt selbst einen Teil der Kreiskapazität dar; es sollte mit dem Übertrager eng zusammengesetzt werden (kein Mikrofonkabel größerer Länge benutzen!). Für alle Geräusche, deren Frequenz nicht mit der Resonanzfrequenz zusammenfällt, arbeitet das Mikrofon näherungsweise im Kurzschluß. Weitere Einzelheiten zur akustischen Fernsteuerung bringen [34] und [37].

6.5. Tonresonanzschaltkreise für Fernsteuerempfänger

Es handelt sich in diesem Fall um selektive Schaltstufen in Empfängern, die auf eine bestimmte Niederfrequenz mit Ansprechen eines Relais reagieren. Ausführliche Abhandlungen zu diesem bei Modellfernsteuerungen verbreiteten Verfahren sind

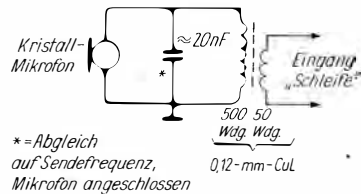


Bild 6.6

Für den Empfänger nach Bild 6.5 kann dieser Mikrofonvorsatz benutzt werden, womit man einen selektiv arbeitenden akustischen Signalempfänger (akustische Fernschaltung) erhält

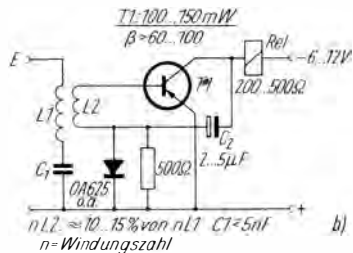
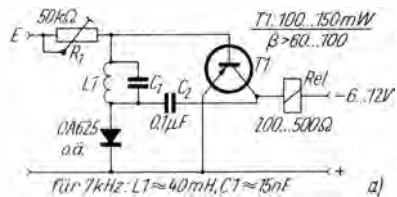


Bild 6.7

a - Tonfrequenz-Resonanzschaltstufe in Parallelresonanz für Fernsteuerempfänger.
b - Tonfrequenz-Resonanzschaltstufe in Serienresonanz für Fernsteuerempfänger

zahlreich vorhanden, u.a. sei auf [5], [38] und [57] verwiesen. Derartige Stufen geben ein Ein/Aus-Kommando ab, je nachdem, ob am Eingang ihre Resonanzfrequenz vorhanden ist oder nicht. Man kann sie entsprechend zum Übertragen mehrerer Kommandos im Simultanbetrieb verwenden (der Sender überträgt dann die ent-

sprechenden Frequenzen nacheinander oder zugleich). Hier sollen deshalb nur die grundsätzlichen Schaltungen behandelt werden (nach [38]).

Prinzipiell kann man mit Serienresonanzkreis oder Parallelresonanzkreis arbeiten; beide haben je nach Verwendungszweck Vor- und Nachteile. Bild 6.7a zeigt die Parallelkreisschaltung. Am Eingang E tritt die vom Ausgang des Fernsteuerempfängers gelieferte Tonfrequenz auf. R1 dient u. a. zur Entkopplung, falls bei E mehrere Tonkreisstufen parallelgeschaltet werden.

L1/C1 sind auf die Tonfrequenz abgestimmt. T1 verstärkt die Resonanzspannung, die über C2 und die Diode anschließend gleichgerichtet wird. Die Richtspannung steuert über L1 wiederum T1 an, der Transistor wirkt daher gleichzeitig als NF-Verstärker und als Gleichstromverstärker. Außerdem wird mit C2 eine Rückkopplung und damit Empfindlichkeitssteigerung erzielt. Bei Vorhandensein der Resonanzfrequenz zieht Rel an.

Bild 6.7b zeigt die Serienresonanzkreisschaltung. L1/C1 arbeiten als Serienresonanzkreis. Koppelwicklung L2 führt dem Transistor die NF-Spannung zur Verstärkung zu. Über C2 und die Diode erfolgt wiederum Gleichrichtung; die Richtspannung steuert auch hier T1 als Gleichstrom-

verstärker über L2 an, so daß Rel bei Vorhandensein der Resonanzfrequenz zieht. Auch diesmal wird T1 für NF- und Gleichstromverstärkung doppelt ausgenutzt.

L1/C1 werden in beiden Schaltungen nach den üblichen Schwingkreisformeln berechnet, wobei man zweckmäßig Manifer-Schalenkerne zugrunde legt. Richtwerte sind in Bild 6.7a,b angegeben. Bei der Schaltung nach Bild 6.7b soll C1 nicht größer als 5 nF gewählt werden und L2 etwa 10 bis 15 % der Windungsanzahl von L1 haben.

Hinweis

Zu beachten ist, daß die seit dem 1. 4. 1974 gültige neue Landfunkordnung [35] – die u. a. jetzt auch den Bereich der bisherigen Modellfunkordnung mit einschließt – erheblich weiter gefaßt wurde. So sind jetzt alle drahtlosen Fernwirkverfahren und Verbindungen, also u. a. auch die Lichttelefonie, Induktionsschleifenverfahren und ähnliche (also nicht nur HF-Funksender!) unter bestimmten Bedingungen genehmigungspflichtig. Soweit nach dem (dringend anzurathenden) Studium von [35] hierzu noch Fragen offenbleiben, sollte man sich – vor Baubeginn! – vorsorglich bei der zuständigen Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen, Fachgebiet Funk, erkundigen.

7. Kybernetische Modelle

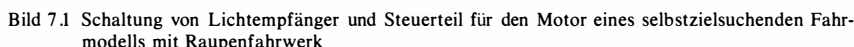
Es ist nicht Aufgabe dieses Buches, den Begriff Kybernetik zu erklären. Nur soviel sei gesagt, daß die Kybernetik eine Querschnittswissenschaft darstellt, die sich mit der Erforschung der Gesetzmäßigkeiten selbstregelnder Systeme aller Art befaßt, also keineswegs nur auf die Elektronik beschränkt ist. In der Kybernetik begegnen sich außer der Elektronik u. a. die Biologie und die Mathematik. Für den Amateur ist jedoch vor allem die technische Anwendung kybernetischer Methoden von Interesse, die man – obwohl nicht ganz zutreffend – meist unter dem Begriff *kybernetische Experimente* zusammenfaßt. Einige Beispiele dafür soll dieser Abschnitt geben. Wer sich näher mit den Grundlagen der Kybernetik in technischer Hinsicht vertraut machen will, sei auf [11] und [25] verwiesen, wo auch zahlreiche weitere Literaturhinweise zu finden sind, Modellbaubeschreibungen insbesondere in [57].

7.1. Optisch selbstziel-suchendes Fahrmodell

Das beschriebene Fahrmodell enthält auf einem Raupenfahrwerk, das von 2 getrennten Motoren angetrieben wird, einen Lichtempfänger. Dieser steuert das Modell so, daß es stets auf die Lichtquelle zuläuft. Auf die – dem Üblichen und von Spielzeugraupenfahrwerken Bekannten entsprechende – mechanische Ausbildung

des Fahrwerks braucht ebenso wenig eingegangen zu werden wie auf die äußere Gestaltung. Es kann z. B. ein Tiermodell gewählt werden (»elektronische Katze« – läuft hinter vorgehaltener Taschenlampe her). Bild 7.1 zeigt zunächst die Schaltung des Lichtempfängers. Er ist entweder doppelt vorhanden – dann steht das Modell still, wenn kein Licht eintritt, und setzt sich sofort bei Lichteinfall zur Lichtquelle hin in Bewegung – oder nur einfach. In diesem Fall bekommt der 2. Fahrmotor ständig einen (zweckmäßig etwas gedrosselten) Fahrstrom. Dabei kreist das Modell, bis es eine Lichtquelle »erblickt«, und fährt dann darauf zu.

Eine Fotodiode FD (Selenfotoelemente sind ebenfalls geeignet) speist einen 3stufigen Gleichstromverstärker T1 bis T3. Mit P1 erfolgt die Anpassung auf die gewünschte Lichtempfindlichkeit. Bei Lichteinwirkung auf FD wird T1 durchgesteuert, T2 gesperrt, T3 durchgesteuert. T3 schaltet den Fahrmotor M an. Motoren sind z. B. in dem bekannten Spielzeug-Fahrmodell *Omega* des VEB *Weimarer Spielwaren* sowie in ähnlichen 2motorigen Raupenfahrgeräten aus der Produktion anderer Spielwarenhersteller enthalten, die sich für den Umbau zu kybernetischen Fahrmodellen gut eignen. Die Motoren müssen, um Rückwirkungen auf die Steuerung zu verhüten, sorgfältig entstört sein. Diesem Zweck dienen auch sämtliche in Bild 7.1 angegebenen Kondensatoren. In hartnäckigen



Falls keine ausreichend hochverstärkten Transistoren greifbar sind, kann zwischen Kollektor T2 und Basis T1 noch ein Rückkopplungswiderstand (Größenordnung einige Megaohm, nach Versuch bemessen) eingefügt werden, was die Lichtempfindlichkeit, aber auch die Abhängigkeit von der Raumtemperatur steigert. Wird die Rückkopplung zu stark (Widerstand zu klein), so kommt es eventuell zur Selbsterregung.

Bild 7.2 zeigt die Anordnung der Lichtempfänger FD auf dem Raupenfahrwerk. FD3 und Prallkontakt PK gehören zu dem im nächsten Abschnitt beschriebenen Modell und seien zunächst, als nicht vorhanden gedacht. FD1 und FD2 sind die Lichtempfänger der beiden vorhandenen Steuerschaltungen nach Bild 7.1. FD1 und FD2 werden etwas erhöht auf dem Hinterteil des Fahrzeugs befestigt und so durch eine vorgezogene Trennwand getrennt, daß jede Fotodiode einen »Blickwinkel« (Win-

kel, unter dem sie von Licht getroffen werden kann) von genau voraus bis querab (90°) erhält. Von links kommendes Licht trifft dann nur FD1: Das bewirkt Einschalten des Antriebs für die rechte Raupe, und das Modell schwenkt nach links auf die Lichtquelle zu. Das gleiche gilt umgekehrt für FD2, wenn Licht von rechts einfällt; FD1 und FD2 wirken also »über Kreuz«. Nur wenn das Fahrzeug genau auf die Lichtquelle zufährt, haben beide Fotodioden Licht, und beide Raupen laufen, so daß das Fahrzeug geradeaus fährt. Wandert die Lichtquelle oder kommt das Fahrzeug außer Kurs, so wird eine der Dioden durch die

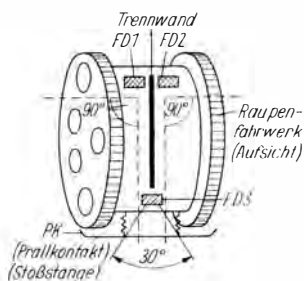


Bild 7.2
Anordnung der Fotodioden FD1 bis FD3 und Prallkontakt PK auf dem Raupenfahrwerk für Fahrmodelle gemäß Bild 7.1 und Bild 7.5

Trennwand abgedeckt und setzt die zugehörige Raupe still – das Fahrzeug schwenkt wieder auf die Lichtquelle ein.

Falls für größere Modelle stärkere Motoren benutzt werden sollen, kann auch auf die direkte Schaltung des Motors durch den Leistungstransistor (Bild 7.1) verzichtet werden. Man benutzt dann (nach Bild 7.3) ein Relais für die Schaltung des Motors. Als T3 genügt in solchen Fällen ein kleinerer Transistortyp; außerdem ermöglicht diese Variante bei stark störenden Motoren eine Trennung von Motor- und Steuerbatterie. Tritt die Schaltung (Bild 7.3) an Stelle von T3 nach Bild 7.1, so wird dort bei T2 der Kollektorwiderstand auf 2 bis 3 k Ω erhöht, der von T1 gegebenenfalls bis auf 10 k Ω . Dadurch ergibt sich gleichzeitig auch ohne die im Text zu Bild 7.1 vorgeschlagene Rückkopplung eine sehr hohe Lichtempfindlichkeit der Steuerung. Läßt man in der Skizze nach Bild 7.2 einen Lichtempfänger weg (Bild 7.1 ist dann nur einfach vorhanden, womit das Ganze sehr wenig aufwendig wird), dann legt man den dadurch »frei werdenden« Motor über einen kleinen Vorwiderstand direkt an die Motorbatterie. Er läuft nun ständig mit etwas geringerer Drehzahl als der gesteuerte Motor: Das Modell kreist, und nach »Erblicken« einer Lichtquelle nähert es sich ihr im »Schlängelkurs«. Die Trennwand ist weiterhin erforderlich.

Bild 7.4 zeigt eine für Siliziumtransistoren geeignete Steuerschaltung für den gleichen Zweck. Sie kann ebenfalls doppelt oder – bei ständig kreisendem Modell – nur einmal vorgesehen werden. Die Siliziumtransistoren ermöglichen bei Verzicht auf ein Relais eine vereinfachte Schaltungstechnik. Für T2 ist der maximal zulässige Kollektorstrom (entspricht Motorstrom bei blockiertem Motor) bei der Typenauswahl zu beachten. Wegen ihrer geringeren Sättigungsspannung sind Epitaxial-

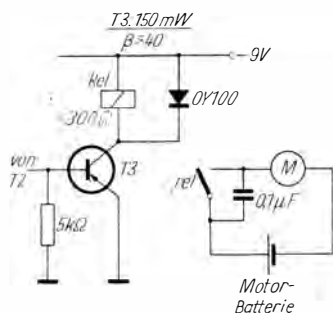


Bild 7.3
Für stärkere Motoren kann an Stelle der direkten Motorschaltung mit Leistungstransistor (Bild 7.1) ein Kleinrelais für die Motorbetätigung eingefügt werden

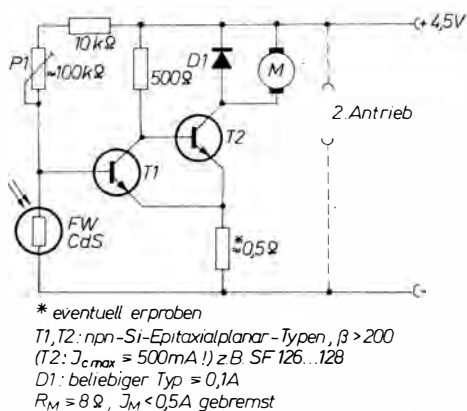


Bild 7.4
Mit Siliziumtransistoren läßt sich für den Lichtempfänger eine einfachere Schaltung realisieren

planar-Typen zu bevorzugen. Als Lichtempfänger wird ein Fotowiderstand FW (CdS 8 oder bei ausreichend starkem Licht auch CdS 6 – für schwache Lichtquellen bzw. Modelle, die sich nach diffusen oder wenig hellen Lichtquellen, wie kleinen »Maueröffnungen« o. ä., orientieren sollen, der Typ CdS 19) benutzt. Solange Licht auf FW fällt, ist T1 gesperrt (mit P1 die Ansprechempfindlichkeit entsprechend ein-

stellen), T2 durchgesteuert, und der Motor läuft. Bei Lichtausfall wird FW hochohmiger, womit T1 öffnet, T2 schließt und M stehenbleibt. Durch den gemeinsamen Emittterwiderstand – der vorteilhaft auch durch eine für den Motorstrom bemessene Siliziumdiode (1-A-Typ, z. B. SY200) ersetzt werden kann – erhält diese Schaltung das Verhalten eines *Schmitt-Triggers* (s. Abschn. 8.2.2.), so daß der Motor stets schlagartig ein- oder ausgeschaltet wird. Dadurch ist T2 stets entweder völlig durchgesteuert oder gesperrt und arbeitet im Schalterbetrieb. Damit vermeidet man das Auftreten unnötig hoher Verlustleistungen an T2 in Nähe des Schwellwerts, und es läßt sich der maximal zulässige Kollektorstromwert ausnutzen. Die Schaltung ist mit gleichen Transistortypen auch für 9 V verwendbar – was leistungsstärkere Motoren ermöglicht –, wenn alle Widerstandswerte etwa verdoppelt werden.

7.2. **»Denkendes« Fahrmodell mit Schwellwert- Wendesteuerung, Tastsinn und 2 »Gedächtnis«-Reflexen**

Das beschriebene Modell stellt eine Erweiterung des im vorigen Abschnitt beschriebenen zielsuchenden Modells dar. Es kann selbstverständlich nicht im menschlichen Sinne denken; sein Verhalten weist aber – besonders wenn man 2 derartige Modelle gegeneinander »ansetzt« – deutliche Parallelen zum Verhalten eines Tieres in bestimmten Situationen auf. In seiner grundsätzlichen Funktion ähnelt es der aus zahlreichen Presseveröffentlichungen bekannten, in verschiedenen Ländern gebauten »kybernetischen Schildkröte«.

Das Fahrwerk entspricht dem bei Bild 7.2 beschriebenen. Zusätzlich ist jetzt noch

ein 3., frontal angebrachter Lichtempfänger FD3 vorhanden, der einen »Blickwinkel« nach vorn mit etwa 30° Öffnungswinkel haben soll (wird durch geeignet angebrachte Blenden erreicht) sowie einen Prallkontakt PK, etwa in Form einer Stoßstange. Der Kontakt wird stets dann geschlossen, wenn das Fahrzeug auf ein Hindernis stößt. Bild 7.5 zeigt die Gesamtschaltung dieses mit 11 Transistoren und 4 Relais ausgerüsteten Modells. Links von der punktierten Linie ist die elektronische Steuerschaltung, rechts die Motor- und Relaisschaltung angegeben.

Das Modell hat zielsuchende Eigenschaft wie das zuvor beschriebene. FD1 schaltet über T1 bis T3 (den aus Bild 7.1 bekannten Lichtempfänger) und Rechts-Relais R den Rechtslauf-Motor M_R , FD2 entsprechend über T4 bis T6 und Links-Relais L den Linkslauf-Motor M_L . Je nach Lichteinfall bekommen die Motoren von der Motorbatterie B_M über w_1 und r_1 bzw. l_1 Fahrstrom. Ohne Lichteinwirkung bleibt das Modell daher stehen, bei Lichteinwirkung steuert es, wie im vorigen Abschnitt beschrieben, die Lichtquelle an. P_{1L} und P_{1R} dienen zum Einstellen der Lichtempfindlichkeit, die für beide Seiten gleich und möglichst hoch sein soll. Zusätzlich ist nun ein 3. Lichtempfänger FD3 mit T7 bis T9 vorhanden, dessen Funktion den anderen beiden entspricht, der aber geringere Lichtempfindlichkeit hat. Der geeigneten Abstimmung der Lichtempfindlichkeiten untereinander dienen auch die Verstärkungsgradregler P_{2R} , P_{2L} und P4 in den Verstärkern.

Das Modell läuft auf eine feststehende Lichtquelle zu. Ein einfaches Fahrmodell prallte schließlich auf diese auf. Ein Tier wiche jedoch, wenn es sich der Lichtquelle (dem »Feuer«) bedrohlich näherte, vor dessen »Hitzeeinwirkung« zurück. Diese Reaktion wird beim Modell durch FD3

bewirkt. Kommt das Modell der Lichtquelle zu nahe, so spricht über FD3 zusätzlich zu den Relais R und L auch Relais W an (die Dioden OA 625, auch GA 100 und ähnliche geeignet, entkoppeln die vorhandenen 2 Ansteuerbaugruppen für T9 gegeneinander). Über w1, w2 und w3 werden nun die Antriebsmotoren umgepolt, das Modell weicht nach Erreichen des »Schwellwerts« der Lichtstärke (mit P4 einstellbar) vor dem Licht zurück. Nimmt die Lichtstärke bis zu einem bestimmten Grad ab, so fällt Wende-Relais W wieder ab: Das Modell strebt erneut auf die Lichtquelle zu. Es wird ständig pendeln – es versucht scheinbar, die Lichtquelle zu erreichen, scheut aber vor ihrer allzugroßen Nähe zurück.

Nähert sich das Modell von fern der Lichtquelle und trifft es dabei auf ein Hindernis, das die Lichtquelle verdeckt, so bleibt es stehen (Lichtreiz als »Lockreiz« für das Modell verschwunden). »Sieht« es die Lichtquelle noch, so prallt es auf das Hindernis auf, wobei Prallkontakt PK geschlossen wird. Über PK und w2 zieht das Prallrelais P und bleibt durch den gleichzeitig geladenen Kondensator C2 (je nach Relais zu bemessen) für 0,5 s angezogen (Abfallverzögerung). Über p1 wird auf den monostabilen Multivibrator T10, T11, der als Zeitverzögerungsglied arbeitet (s. Abschn. 3.6.2. und Abschn. 8.1.2.), ein Spannungsimpuls gegeben, der diesen auslöst. T11 ist normalerweise durchgesteuert und sperrt jetzt für die Dauer der mit C1 und P5 wählbaren Verzögerungszeit, und zwar je nach den mechanischen Fahrwerkeigenschaften etwa 1 bis 1,5 s lang. Für diese Zeitspanne bekommt der Transistor T9 vom Kollektor T11 Basisstrom, W zieht für die mit P5 eingestellte Zeitspanne. Wie schon beim Schwellwertempfänger FD3 beschrieben, bewirkt das ein Rückwärtsfahren des Modells. Diese

Rückwärtsfahrt hält also etwa 1 s an. Diesmal ist aber durch das verzögerte P-Relais p2 am Motor M_R für etwa 0,5 s geöffnet und Vorwiderstand P6 eingeschaltet. Dadurch fährt das Modell beim Aufprallen auf das Hindernis zunächst mit einer kleinen Seitwärtskurve zurück (M_R läuft wegen P6 jetzt langsamer als M_L), dann nach Abfall des P-Relais (P6 überbrückt) noch für etwa 0,5 bis 1 s rückwärts geradeaus. Dies hat folgenden Grund: Würde das Modell nur geradeaus rückwärts fahren, dann träfe es bei der anschließenden Vorwärtsfahrt auf die gleiche Stelle des Hindernisses. Würde es ausschließlich im Bogen rückwärts fahren, so stände es zu Beginn der anschließenden Vorwärtsfahrt seitlich zur Lichtquelle und träfe – durch FD1 und FD2 sofort entsprechend auf diese eingelenkt – damit ebenfalls wieder an nahezu gleicher Stelle auf das Hindernis. Durch die kombinierte Bogen-Geradeaus-Rückwärtsfahrt erreicht man jedoch, daß das Modell nach Abfall von W (wenn die Verzögerungszeit des monostabilen Multivibrators T10, T11 abgelaufen ist) sofort von FD1, FD2 auf die Lichtquelle eingelenkt wird und nun entsprechend weiter seitlich auf das Hindernis trifft. Der Vorgang wiederholt sich so lange, bis das Modell seitlich am Hindernis vorbeifahren kann – es weicht ihm aus.

Außer diesen Grundfunktionen ist ein »Gedächtnis« vorhanden, das die Grundform des tierischen »Erfahrungssammelns« darstellt. Diese Reflexbildung kann auf zweierlei Weise geschehen. Eine Möglichkeit ist in Bild 7.5 bereits gezeigt. Sobald das Modell auf ein Hindernis trifft und den Prallkontakt schließt, schaltet man die Lichtquelle kurz ab. Ein vorhandener »tierischer Reflex« würde jetzt das Ereignis »Licht aus« mit dem Ereignis »Anprall« verknüpfen. Erlischt späterhin wiederum das Licht, so würde ein Tier auf Grund der

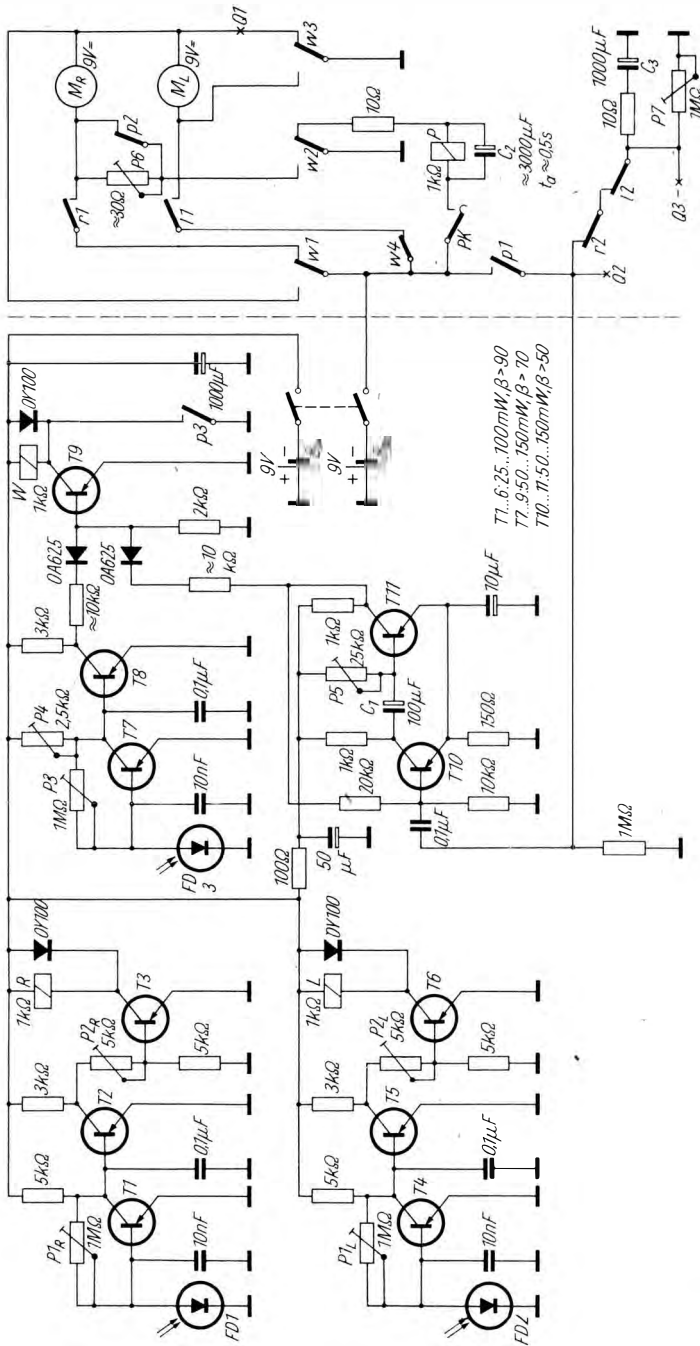


Bild 7.5 Vollständige Schaltung eines kybernetischen Fahrmodells. Das Modell reagiert auf Lichteinwirkung mit Annäherung und bei zu hellem Licht mit Flucht. Es umgeht selbständig Hindernisse und weist einen »Gedächtnisreflex« auf

gesammelten Erfahrung einen erneuten Anprall befürchten und vor dem nicht vorhandenen, lediglich vermuteten Hindernis ausweichen. (Auch beim Menschen treten solche Reflexe zahlreich auf: Wenn es nachts am Himmel aufblitzt, warten wir unwillkürlich auf den erfahrungsgemäß folgenden Donner, ohne nachzudenken, ob es sich überhaupt um ein Gewitter handelt.)

Dieser Reflex wird nach Bild 7.5 folgendermaßen erzeugt: Das Modell prallt auf ein Hindernis, PK und über P auch p1 schließen, r2 und l2 sind in diesem Fall normalerweise gezogen – das Modell »sieht« ja nach wie vor das Licht. Schalten wir in diesem Moment, solange P gezogen ist, das Licht kurz ab, so fallen R und L ab, und über p1, r2, l2 wird C3 aufgeladen. Das ist zunächst alles. Die in C3 gespeicherte Ladung stellt die »gesammelte Erfahrung« dar. Das Modell steuert anschließend nach Umfahren des Hindernisses wieder auf die Lichtquelle zu und hat freie Bahn. Wir schalten nun erneut kurz das Licht ab. r2, l2 schließen dabei wieder, und die in C3 gespeicherte Ladung gibt entsprechend auf den Eingang des Multivibrators einen Impuls, löst diesen und damit Relais W aus – das Modell »schreckt zurück«! Im Unterschied zum Aufprall auf ein Hindernis führt es keine Seitwärtsdrehung aus, da P nicht gezogen hat und p2 geschlossen ist. Dies wäre auch unlogisch, denn das Modell »hat nicht die Absicht«, ein Hindernis zu umgehen, sondern »erschrickt«! Danach setzt es seine Fahrt fort. Die in C3 gespeicherte Ladung reicht aus, den Reflex noch einige Male zu wiederholen. Danach ist C3 entladen – das Modell »hat gelernt«, daß das Abschalten des Lichtes nichts zu bedeuten hat, und reagiert nun nur noch mit Stillstand, sobald C3 leer, das Gedächtnis »erloschen« ist und danach das Licht abgeschaltet wird. Wie lange bei Nichtverwendung des Reflexes das »Gedächtnis«

an den Aufprall erhalten bleibt, kann mit P7 eingestellt werden.

Das nach Bild 7.5 geschaltete Modell reagiert also auf das Vorhandensein von Licht, auf dessen Richtung und Stärke. (Wegen der Schwellwertwendesteuerung kann man es tatsächlich gefahrlos auf ein offenes Feuer zufahren lassen! Es ähnelt im Verhalten dann einer das Licht umschwärmenden Motte.) Mit seinem »Tast-sinn« umgeht es vorhandene Hindernisse. Zwischen beiden Sinnen (Licht und Berührung) vermag es einen »Reflex« herzustellen.

Mit etwas höherem Aufwand kann man dem Modell noch einen 3. (akustischen) Sinn, ein »Gehör«, sowie einen damit verbundenen 2. Reflex hinzufügen. Ein derart ausgestattetes Modell zeigt dann tatsächlich ein verblüffend tierähnliches Verhalten in verschiedensten Situationen.

Der »Gehörsinn« erfordert den Einbau eines akustischen Empfängers, wozu sich die Schaltung nach Bild 6.5 eignet. An Stelle der Schleife benutzt man die Mikrofonschaltung nach Bild 6.6, so daß das in Abschnitt 6.4. beschriebene Gerät entsteht. Als Schallgeber wird ein entsprechender Generator verwendet. Ein NF-Empfänger ohne eine NF-Frequenzselektion, der auf beliebige Geräusche reagiert, ist nicht brauchbar, weil das Gerät dann entweder auf die eigenen Laufwerkgeräusche ansprechen oder zu unempfindlich sein würde. Relais Rel (Bild 6.5) ist in die Steuerschaltung nach Bild 7.5 so einzufügen, wie Bild 7.6 auszugsweise darstellt. Die Relaiskontakte rel1 und rel2 des akustischen Empfängers werden bei den entsprechenden Punkten Q1, Q2 und Q3 (Bild 7.5) eingefügt.

Fährt das Modell ungehindert auf die Lichtquelle zu und wird jetzt ein 7-kHz-Ton hörbar, so zieht Rel an und rel1 (Bild 7.6) unterbricht bei Q1 (Bild 7.5) die Motor-

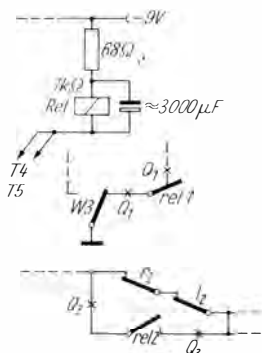


Bild 7.6

Zur Erweiterung des kybernetischen Fahrmodells nach Bild 7.5 auf akustischen Reiz (»Gehörsinn«) und zweiten »Gedächtnisreflex«

stromkreise – das Modell »stutzt« für die Dauer des Tones (bleibt stehen) und setzt danach seinen Weg fort. Offensichtlich »weiß« es mit dem Ton nichts Rechtes anzufangen«. Anders, wenn der Ton im Moment des Anpralls an ein Hindernis gegeben wird. Das Modell »stutzt« wegen des dabei öffnenden rel1 und rückt nicht, wie vorgesehen, von dem Hindernis ab – es wird durch den Ton bei der ordnungsgemäßen Durchführung des Ausweichmanövers »irritiert« und muß dieses daher anschließend wiederholen. (Je nach Dauer des Tones kommt es, wenn inzwischen W wieder abfiel, nicht zum Zurückweichen oder, wenn P bereits abgefallen, W aber noch gezogen ist, zu geradlinigem Zurückweichen und erneutem Aufprall auf die gleiche Stelle des Hindernisses.)

Gleichzeitig bildet sich aber nun der bekannte »Reflex«, da trotz vorhandenen Lichtes jetzt C3 über Q2, rel2, Q3 aufgeladen wird. Hat das Modell später das Hindernis umfahren und wieder freie Bahn, so »stutzt« (stoppt) es bei erneutem Ton diesmal nicht, sondern weicht – wie bereits beschrieben – wegen der »Erinnerung«

an den Aufprall zurück. Interessante Studien lassen sich treiben – und damit werden derartige Modelle für die Verhaltensforschung wissenschaftlich interessant –, wenn man 2 solcher Modelle mit Scheinwerfern ausstattet, die nach vorn strahlen, ohne die eigenen Lichtempfänger zu treffen, und sie aufeinander ansetzt. Jedes Modell steuert dann auf den Scheinwerfer des anderen los. Bei entsprechender Annäherung reagiert schließlich eines von beiden Modellen – welches, ist bei gleich eingestellter Schwellwertempfindlichkeit vom Zufall abhängig – zuerst mit Schwellwertumschaltung, d. h., es »flieht« vor dem anderen. Das rückwärts fahrende Modell wird »verfolgt«, bis dieses nicht weiterkann, weil es auf ein Hindernis trifft. Demzufolge wird sich das andere Modell so weit nähern, daß es nun seinerseits den Schwellwert erreicht und »flüchtet«, »verfolgt« vom ersten Modell, das wieder auf Vorwärtsfahrt schaltet, sowie sich das andere entfernt. Die Modelle jagen sich also gegenseitig und suchen sich, falls eines außer Kurs gerät und das andere »aus den Augen verliert«. Auf ähnliche Art lassen sich noch weitere interessante Kombinationen (auch der gegenseitigen Reflexe beider) denken, die jedoch hier nicht alle aufgeführt werden können.

Inzwischen durchgeführte weitere Versuche mit 2 nach Bild 7.5 und Bild 7.6 ausgerüsteten Modellen, die zusätzlich je einen auf die »Hörfrequenz« des anderen Modells abgestimmten Tongenerator mit Kleinlautsprecher enthielten, ergaben z. B. diese typisch tierähnliche Reaktion:

Der Tongenerator ertönte (durch einen weiteren p-Kontakt eingeschaltet), sobald das Modell auf ein Hindernis prallte. Dies entspricht dem Warnruf eines Tieres bei außergewöhnlichen Vorkommnissen. Prallte ein Modell auf ein Hindernis, so »stutzte« das andere. Hatte dieses 2. Modell zuvor be-

reits einen Anprall mit Reflexbildung, wie beschrieben, »erlebt«, so bewirkte der beim Anprall des 1. Modells entstehende »Warnruf« zugleich ein Zurückweichen des 2., in diesem Moment nicht behinderten Modells. Dies entspricht genau dem Verhalten von Herdentieren, die ebenfalls – wenn ein Tier der Herde erschrickt – auf dessen Warnruf mit zur Flucht veranlaßt werden. Dieses Beispiel mag zeigen, wie weit die Analogien zwischen dem Verhalten tierischer Lebewesen und den entsprechenden kybernetischen Modellen geführt werden können.

7.3. Leitstrahlgelenktes Fahrmodell

Das im folgenden beschriebene Modell kann als Demonstrationsmodell für die Funktion von Leitstrahlenlenkungen, wie sie in der Raketentechnik üblich sind, benutzt werden. Der bei Raketen angewendete Funkstrahl wird in diesem Fall durch einen Lichtstrahl ersetzt. Bild 7.7 zeigt das Prinzip. Der Lenkscheinwerfer besteht aus 2 unmittelbar aneinandergesetzten, sehr gut bündelnden Hohlspiegelscheinwerfern La1, La2. Geeignet dafür sind Taschenlampenhohlspiegel mit wenigstens 50 mm Durchmesser und einstellbarer Fokussierung; außerdem sollen ausgesuchte Glühlampen mit gut zentrisch sitzendem Glühfaden verwendet werden, um auch über brauchbare Entfernungen gute Lenkgenauigkeit zu erhalten. Es kommt darauf an, mit jedem Scheinwerfer einen möglichst kleinen runden Lichtfleck zu erreichen, der in etwa 10 m Entfernung höchstens 50 bis 70 cm Durchmesser haben sollte. Gute Bündelung ist die entscheidendste Bedingung für entsprechende Lenkreichweite. Wie Bild 7.7 zeigt, überlappen sich beide Lichtkegel ein wenig, was man

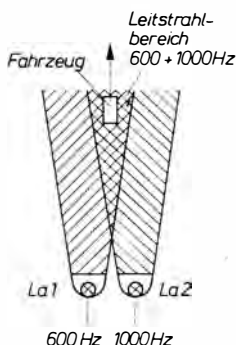


Bild 7.7

Zum Prinzip der optischen Leitstrahlenlenkung. Scheinwerfer La1 und La2 werden starr miteinander gekoppelt und gemeinsam als Lenkscheinwerfer geschwenkt

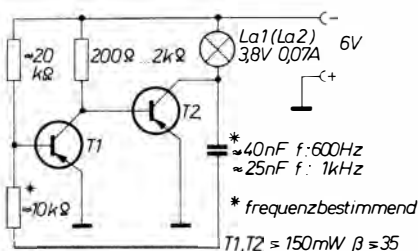


Bild 7.8

Lichtmodulator für einen Leitstrahlscheinwerfer. Die Schaltung ist für jeden der beiden Scheinwerfer in Bild 7.7 gesondert vorhanden

durch geeignete Justierung beider Reflektoren erreicht. Die beiden starr gekoppelten Scheinwerfer bilden eine gemeinsam schwenkbare Einheit, den Lenkscheinwerfer.

Beide Lichtstrahlen werden NF-moduliert. Einzelheiten zur Lichtmodulation wurden bereits unter 3.8. behandelt. La1 wird mit etwa 600 Hz, La2 mit etwa 1 kHz moduliert (die Frequenzen sollen zueinander nicht in ganzzahligem Verhältnis stehen). Das Fahrmodell hat einen Lichtempfänger für moduliertes Licht und 2 Ton-

kreisschaltstufen für die beiden Modulationsfrequenzen. Befindet es sich im Überlappungsbereich beider Lichtkegel, so empfängt es beide Töne. Weicht das Modell nach links ab, dann kommt es außer Bereich des Lichtkegels von La2 und »hört« dann nur noch den 600-Hz-Ton. Bei Seitenabweichung nach rechts »hört« das Modell nur 1 kHz. Das Modell reagiert darauf so, daß das allein vorhandene 1-kHz-Signal zu einer Linkswendung, das 600-Hz-Signal zu einer Rechtswendung führt; Vorhandensein beider Töne ergibt Geradeausfahrt. Damit steuert sich das Modell stets auf den Überlappungsbereich beider Lichtkegel ein. Dieser Bereich ist der »Leitstrahl«. Wird der Scheinwerfer nach rechts oder links geschwenkt, so kommt das Modell wie beschrieben außer Leitstrahl, empfängt nur noch einen der beiden Töne und läuft daher dem Leitstrahl nach. Das vor oder neben dem Lenkscheinwerfer und von diesem weg in Fahrt gesetzte Modell kann daher durch Schwenken des Scheinwerfers an einen beliebigen, mit dem Scheinwerfer angeleuchteten Punkt herangeführt werden. Bei Ausfall des Scheinwerferlichts bleibt es stehen; der vorhandene Leitstrahl »weist die Marschrichtung«.

Bild 7.8 zeigt die Modulationsschaltung für einen Scheinwerfer; diese Schaltung ist 2mal vorhanden. Beide Modulatoren können direkt mit ihren Scheinwerfern zusammengebaut werden und sind stets gleichzeitig in Betrieb. Benutzt wird in diesem Fall die unter 8.2.1. gezeigte Schaltung (Bild 8.9), die man für die entsprechenden Steuerfrequenzen dimensioniert. Für La ergibt sich eine kräftige Helligkeitsmodulation, die selbstverständlich wegen der hohen Frequenz nicht sichtbar ist – das Auge sieht Dauerlicht! Für die Betriebsspannung von 6 V eignet sich der Lampentyp 3,8 V/0,07 A am besten; stärkere Lampen lassen sich auf Grund der Transi-

storbelastung und ihrer thermischen Trägheit nicht verwenden. Da die Lampe zu etwa 50% der Zeit stromlos ist, zeigt sie bei 6 V gerade normale bis kräftige Helligkeit. Mit diesem Lampentyp lassen sich – wie Versuche zeigten – auch im Freien und bei Tageslicht (!) noch Lenkreichweiten von 15 bis 20 m und mehr erreichen. Die in Bild 7.8 angegebenen Richtwerte sind abhängig von den Transistoren und daher zu erproben. Bei der Ersterprobung der Modulatorschaltungen kann man feststellen, ob der Modulator schwingt, indem ein hochohmiger Kopfhörer parallel zu La gelegt wird. Die Modulationsfrequenz muß dann hörbar sein. Schwingt die Schaltung nicht, wobei La entweder erloschen ist oder auffallend hell leuchtet, sind die Widerstandswerte nach Versuch zu ändern.

Bild 7.9 zeigt die Schaltung des im Modell vorhandenen Empfängers. Benutzt wird auch in diesem Fall ein 2motoriges Raupenfahwerk der in den vorhergehenden Abschnitten genannten Art, das aber keine Trennwände benötigt. Vorhanden ist jetzt nur ein Lichtempfänger – dafür läßt sich wegen der geringen Trägheit nur eine Fotodiode oder ein Fototransistor einsetzen (Fotowiderstände eignen sich nicht); die Fotodiode wird an der Rückseite des Fahrzeugs mit »Blickrichtung« nach hinten angeordnet. FD erzeugt an P1 eine NF-Spannung entsprechend der Sendermodulationsfrequenz. Mit P1 erfolgt 1maliger Abgleich auf die durchschnittliche Helligkeit bei etwa $\frac{1}{3}$ der Gesamtreichweite. Die Einstellung hängt auch von der Stärke des vorhandenen Nebenlichts ab (nach oben hin empfiehlt sich eine kleine Abdeckblende für FD gegen Nebenlicht). Man beginnt mit höchstem Wert für P1 und verringert ihn nur so weit, wie für sicheres Ansprechen am Startort (Scheinwerfernähe) erforderlich ist. T1, T2 sorgen für Nachverstärkung der NF, wobei mit P2 einmalig der Ver-

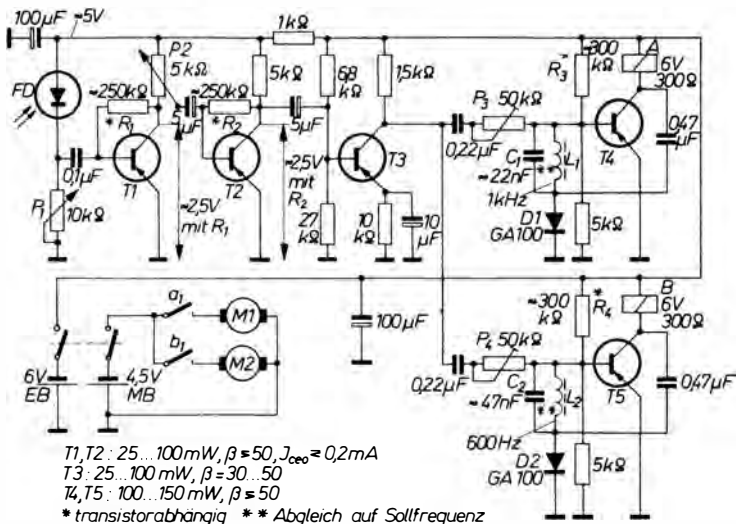


Bild 7.9 Empfängerschaltung für das leitstrahlengelenkte Fahrmodell

stärkungsgrad so eingestellt wird, daß sich bei möglichst großer Reichweite in Sendernähe noch keine Übersteuerung der Schaltstufen (erkennbar an flatterndem Ansprechen beider Relais) ergibt. T3 wirkt als Begrenzerstufe und gewährleistet gleichmäßiges Ansprechen beider Tonschaltkreise auch bei der später ständig abnehmenden »Empfangslichtstärke«. Ab P3, P4 entspricht die Schaltung den unter 6.5. (Bild 6.7a) behandelten Tonschaltkreisen. P3 und P4 gestatten Grobabweich beider Schaltkreise auf gleich große Empfindlichkeit. R3 und R4 werden so bemessen, daß der Kollektorstrom von T4 bzw. T5 im Ruhezustand maximal etwa 0,5 mA beträgt. R1 und R2 wählt man so, daß sich an T1, T2 etwa die angegebenen Kollektorspannungen einstellen. C1, L1 werden auf 1 kHz, C2, L2 auf 600 Hz abgeglichen. Die Resonanzfrequenzen dieser beiden Kreise müssen mit den Modulatorfrequenzen über-

einstimmen. Da sich in den Modulatoren die Frequenzen leichter abgleichen lassen (den 10-k Ω -Widerstand in der Schaltung gemäß Bild 7.8 zu diesem Zweck als Einstellregler 10 bis 25 k Ω ausführen), kann man für L1, L2 gegebenenfalls nicht-abstimmbare Festkreise verwenden, für deren Dimensionierung auf Abschnitt 6.5. und [5], [38], [57] verwiesen sei. Für L1, L2 ist auch je ein Treiberübertrager Typ K20 (nur Sekundärwicklung, Anschlüsse grün-grün) verwendbar. Mit C1, C2 setzt man die Resonanzfrequenzen fest; die angegebenen Werte in Bild 7.9 sind Richtwerte, die auch für eine Selbstanfertigung von L1, L2 als Berechnungsgrundlage dienen sollten.

Bei Vorhandensein des mit 1 kHz modulierten Lichtstrahls zieht demzufolge Relais A an, bei vorhandenem 600-Hz-Licht Relais B, und solange sich das Modell im Leitstrahlbereich befindet, ziehen beide

Relais. Jedes Relais schaltet einen Raupen-antrieb, wobei die Motoren an Relais so zu-geordnet sind, daß sich beim Abfallen eines der Relais ein Wiedereinlenken in den Leitstrahlbereich ergibt. Wird der Lenkscheinwerfer völlig abgeschaltet oder zu schnell geschwenkt, so fallen A und B ab, das Modell stoppt. Der Ruhestromver-brauch des Modells bei fehlendem Lenk-licht beträgt nur etwa 2 mA. Fremdlicht hat, solange es FD nicht völlig übersteuert und sättigt oder selbst eine starke Modula-

tion aufweist (z.B. netzbetriebene Leucht-stoffröhren in unmittelbarer Nähe), keinen Einfluß auf die Steuerung, die auch dann noch möglich ist, wenn sich das Lenklicht auf dem Modell mit bloßem Auge längst nicht mehr erkennen läßt.

Um Rückwirkungen der Motoren auf die Tonschaltkreise zu vermeiden, empfiehlt sich wieder die Trennung von Motorbatterie MB und Empfängerbatterie EB auf von-einander unabhängige Stromkreise (keine gemeinsame Masseleitung benutzen!).

8. Periodische Schalter und Zeitschalter

Verschiedene Grundsaltungen kehren in elektronischen Geräten immer wieder, was auch die anderen Abschnitte dieses Buches erkennen lassen. Neben einigen praktischen Anwendungen soll daher kurz auf Wirkungsweise und überschlägige Dimensionierung solcher Schaltungen eingegangen werden. Insbesondere ermöglicht der Multivibrator die Lösung zahlreicher Schaltaufgaben; er ist daher für den Wirkungskreis des Amateurs wichtig. Eine theoretische Behandlung ist im Rahmen dieses Buches, das praktische Anregungen geben soll, nicht möglich. Der Fortgeschrittene findet solches Material in [39] und [62] sowie vereinfacht in [7], [11], [17] und [60]. Entsprechend ihrer Bedeutung in der Amateurpraxis werden nur Transistorschaltungen betrachtet. Zur Schaltungsauswahl bei entsprechend vorgegebener Aufgabenstellung findet der Leser auch in [56] Hinweise. MOSFET-Schaltungen siehe [89].

8.1. Der Transistormultivibrator und seine Dimensionierung

Man unterscheidet grundsätzlich 3 Multivibratorschaltungen: Es handelt sich dabei um den *astabilen* Multivibrator, den *monostabilen* Multivibrator und den *bistabilen* Multivibrator (der in der Literatur gelegentlich auch als *Flip-Flop*-Schaltung bezeichnet wird).

8.1.1. Der astabile Multivibrator

Der astabile Multivibrator ist ein selbsttätig arbeitender, periodischer Umschalter. Er findet Verwendung als Rechteckimpulsgenerator im NF-Bereich (Tongenerator) und – seltener – im HF-Bereich (dabei richtet sich die obere Frequenzgrenze nach den verfügbaren HF-Transistoren). Für sehr tiefe Frequenzen ausgelegt, benutzt man diese Schaltung als periodischen Zeitgeber (Taktgeber z. B. für Blinklichtgeräte, s. Abschn. 3.7.2.). Bild 8.1 zeigt die Schaltung. Angenommen sei: T1 ist gerade durchgesteuert, das Potential am Kollektor T1 abgesunken. Diese Spannungsänderung wird über C1 auf die Basis T2 übertragen, T2 sperrt also. C1 lädt sich nun über R3 um. Sobald sich diese Umladung so weit vollzogen hat, daß T2 wieder Basisstrom erhält, öffnet dieser, und am Kollektor T2 sinkt

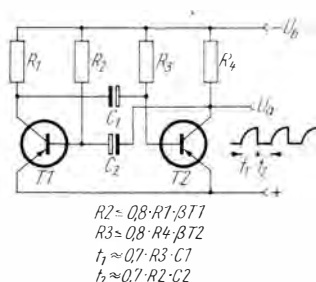


Bild 8.1
Zur Funktion des astabilen Multivibrators und seiner Dimensionierung

das Potential. Dies gelangt über C_2 auf die Basis T1, wodurch T1 gesperrt wird. Sein ansteigendes Kollektorpotential führt zu sofortigem völligem Öffnen von T2 (über C_1). Nunmehr ist T1 gesperrt, T2 geöffnet, C_2 wird über R_2 umgeladen. T1 öffnet, wenn bei fortschreitender Umladung seine Basis wieder negativ wird. Dabei erfolgt über C_1 erneut Sperrung von T2 und damit Rückkehr zum Ausgangszustand. Die Schaltung »kippt« also – unabhängig von äußeren Einflüssen – schlagartig von dem einen in den anderen Zustand.

An den Kollektoren (in Bild 8.1 für T2 gezeigt) läßt sich eine Rechteckspannung in annähernd der Größenordnung von U_b abnehmen. Die Öffnungszeit t_1 für Transistor T1 hängt daher ab von R_3 und C_1 , die Zeit t_2 für Öffnen von T2 entsprechend von R_2 und C_2 . Bild 8.1 gibt für die Zeitberechnung die Näherungsformel an (einzusetzen in s, M Ω , μ F). Über R_2 und R_3 muß der für volle Durchsteuerung von T1 bzw. T2 notwendige Basisstrom fließen können. Sein erforderlicher Wert hängt ab von dem jeweiligen Kollektorwiderstand und dem β des Transistors. Daraus resultieren für R_2 und R_3 die in Bild 8.1 angegebenen Formeln für die Höchstwerte dieser Widerstände (Faktor 0,8 ist ein Sicherheitsfaktor). Die Mindestwerte für R_2 und R_3 ergeben sich aus dem für den Transistor höchstzulässigen Emittorstrom ($= I_c + I_b$). Aus $t_1 + t_2$ leitet man gemäß Bild 1.9 die Impulsfrequenz ab. Legt man die Schaltung unsymmetrisch aus (C_1 ungleich C_2 bzw. R_2 ungleich R_3), dann wird auch das Tastverhältnis t_1/t_2 unsymmetrisch (Anwendung dafür z.B. Abschn. 3.7.2.2.). Durch unterschiedliche Bemessung von R_2 , R_3 bzw. C_1 , C_2 läßt sich ein Tastverhältnis von etwa 1:10 erreichen. Wählt man auch für R_1 und R_4 unterschiedliche Werte, so sind Tastverhältnisse bis 1:100 und mehr möglich. Ein Beispiel für praktische Durchrechnung

wurde in 3.7.2.1. gegeben. Das dort Gesagte bestimmt die Gesichtspunkte für die Wahl von R_1 und R_4 .

Die Schaltung kann bequem für Tastzeiten bis zu einigen Minuten (bis zu 1/1000 Hz Impulsfrequenz und weniger) ausgelegt, jedoch mit entsprechend kleinerer Zeitkonstante, $R_3 \cdot C_1$ bzw. $R_2 \cdot C_2$, auch für Frequenzen von 10 bis 100 kHz und mehr (je nach Grenzfrequenzeigenschaften der Transistoren) dimensioniert werden. Sie eignet sich daher sehr gut als Rechteckgenerator. Allerdings ist die Ausgangsspannung nicht exakt rechteckförmig. Die Impulsvorderflanke kommt, wie Bild 8.1 andeutet, stets etwas verschliffen. Die Ursache dafür bildet C_2 , der im Umschaltmoment über R_4 geladen wird, weshalb die Kollektorspannung an T2 nicht sofort den Höchstwert erreicht. Soweit das bei bestimmten Anwendungen stört, kann es durch Aufteilung von R_4 und Einschalten einer Entkopplungsdiode vermieden werden. Diese Ergänzung zeigt Bild 8.2. Die Werte für R_5 und R_6 sind dort vermerkt; sie ergeben sich aus dem nach Bild 8.1 bestimmten Wert für R_4 . Diode D verhindert die Rückwirkung der Aufladung von C_2 auf die Ausgangsspannung U_a , die daher gute Rechteckform aufweist. Bei geöffnetem

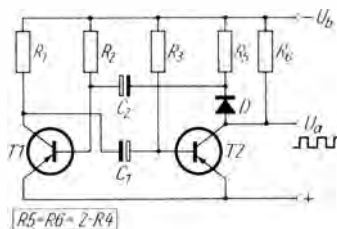


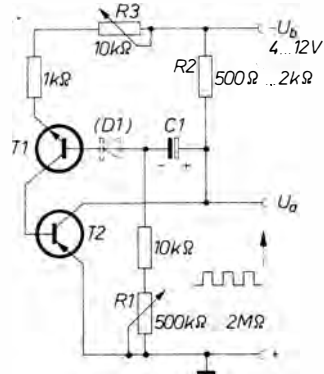
Bild 8.2
Erweiterung des astabilen Multivibrators für Ausgangsimpulse mit steilen Flanken. Für D ist jede Diode mit niedrigem Durchlaßwiderstand geeignet, vorzugsweise die als Schaltdioden angebotenen Typen

netem T2 ist D durchlässig, R5, R6 liegen parallel und entsprechen dann R4 in Bild 8.1. C2 wird aber bei gesperrtem T2 nur noch über R5 geladen, da bei Sperrung von T2 auch D sperrt. Bei der Bemessung der Kollektorwiderstände R1 und R4 (bzw. R5, R6) muß man auch davon ausgehen, daß diese gering genug sein müssen, um bei der höchsten zu erwartenden Umgebungstemperatur noch einen Kollektorstrom fließen zu lassen, der ein Mehrfaches des dann auftretenden Transistorreststroms I_{ce0} darstellt. Über I_{ce0} ist daher für R1, R4 der Höchstwert gegeben. Ihr Mindestwert wird bestimmt durch den für T1, T2 zulässigen maximalen Kollektorstrom. Für die Anwendung als Tongenerator kann man als Faustwert für R1 und R4 meist etwa $5\text{ k}\Omega$ zugrunde legen.

Astabile Multivibratoren nach Bild 8.1 oder Bild 8.2 werden mit npn-Si-Transistoren ebenso geschaltet und bemessen. Dabei sind gegebenenfalls lediglich folgende Einschränkungen zu beachten: Bei geringen Betriebsspannungen (unter 3 bis 4 V) kann der Einfluß der bei Si-Transistoren höheren Basisschwellenspannung (0,6 V oder u. U. mehr, gegenüber etwa 0,15 bis 0,2 V bei Ge-Typen) nicht mehr vernachlässigt werden; das wird durch Verringerung von R2, R3 berücksichtigt. Bei höheren Betriebsspannungen als etwa 6 V – in Schaltungen für hohe Zuverlässigkeit grundsätzlich! – sollte der Amateur in Serie mit den Basiszuleitungen der Si-Transistoren Siliziumdioden legen (Katode zur Basis), um eine Überschreitung der bei Si-Planartransistoren geringen zulässigen Basissperrspannung zu vermeiden. Man muß bedenken, daß die abwechselnd auf Betriebsspannung aufgeladenen Kondensatoren C1, C2 im Moment der Umschaltung negatives Potential in nahezu der Höhe der Betriebsspannung an den Basisanschluß des gesperrten Transistors führen. Dies gilt im übrigen

auch für den im nächsten Abschnitt beschriebenen monostabilen Multivibrator. Allerdings hat die mit dem Basisanschluß in Serie gelegte Siliziumdiode den Nachteil, die Basisschwellenspannung weiter zu erhöhen (1,2 V und mehr), was aber in diesen Fällen wegen der ohnehin höheren Betriebsspannung meist unberücksichtigt bleiben kann. Ge-Typen sind wegen des zu geringen Sperrwiderstands sinnlos. Für die Si-Diode eignen sich Kleintypen (SAY-Serie, OA 900 u. ä.), ersatzweise sind auch Flächendioden vom Typ SY 200 besser als gar kein Schutz. Im übrigen gelten – bis auf die zu vertauschenden Polaritäten – auch für Si-npn-Ausführung alle in Bild 8.1 und Bild 8.2 angegebenen Beziehungen.

Multivibratoren mit 2 Transistoren gleichen Leitungstyps müssen, wenn man große Tastverhältnisse t_1/t_2 wünscht, unsymmetrisch ausgelegt werden, für Tastverhältnisse größer als 1 : 10 ergeben sich auch für R1, R4 unterschiedliche Werte. Nachteilig sind außerdem die ständige Stromauf-



T1: Si-npn $\approx 200\text{ mW}$, $\beta > 30$
T2: Ge-pnp $\approx 150\text{ mW}$, $\beta > 40$
D1: Si-Diode (OA900, SAY...) bei $-U_b > 5\text{ V}$

Bild 8.3
Komplementär-Rechteckgenerator für große Tastverhältnisse

nahme (einer der Transistoren leitet stets) und die nur durch zusätzliche Maßnahmen zu beseitigende Flankenverschleifung des Ausgangsimpulses. In diesem Fall bietet der Komplementärmultivibrator einen Ausweg. Er ist mit einem pnp- und einem npn-Transistor bestückt (es können Ge- und Si-Typen kombiniert werden). Bild 8.3 zeigt die Schaltung. Sie zeichnet sich durch großes Tastverhältnis (1 : 1000 und mehr ist erreichbar) sowie gute Rechteckform und Flankensteilheit der Ausgangsimpulse aus. Anwendungsbeispiele sind in diesem Buch mehrfach zu finden (Bild 3.28, Abschn. 3.7.4.2. usw.). Diode D1 in Bild 8.3 ist die bereits erwähnte, bei Betriebsspannungen oberhalb 5 bis 6 V ratsame Basisschutzdiode für den Si-Planartransistor. Kennzeichnend für den Komplementärmultivibrator ist, daß stets beide Transistoren zugleich leiten oder sperren. In den Pausenzeiten ist daher die Stromaufnahme äußerst gering (praktisch nur durch U_b und R1 bestimmt). Die Schaltungsfunktion: Beim Anlegen von U_b wird T1 über R3, Emitter-Basis T1 und R1 angesteuert. Der Kollektorstrom von T1 steuert auch T2 auf, wodurch sein Kollektorpotential und damit der Pluspol von C1 an Masse gelegt werden. C1 wird nun über R3, T1 Emitter-Basis und Kollektor T2 aufgeladen, sein Ladestrom hält T1 und über seinen Kollektorstrom auch T2 voll geöffnet. Diese stromführende Phase wird zeitlich durch C1 (Grobwert) und R3 (Feineinstellung Impulsdauer) bestimmt. Sobald C1 geladen ist, reicht der über R1 fließende Strom nicht mehr aus, T1 voll durchgesteuert zu halten. Der absinkende Kollektorstrom von T1 beginnt auch T2 zu schließen, was zu einer Potentialverschiebung nach negativen Werten an C1 führt. Diese Potentialänderung schließt T1 sofort, T2 sperrt ebenfalls. C1 – zuvor in der gezeichneten Polarität geladen – wird nun über R1, C1 und R2 entladen, wobei

anfänglich die volle Ladespannung von C1 als Sperrspannung zwischen Basis und Emitter T1 auftritt. Die Entladedauer wird durch R1 bestimmt und kann sehr groß sein. Die Dimensionierung – für die Bild 8.3 ein Beispiel angibt, mit diesen Werten und $C = 1 \text{ nF}$ kann man mit R1 den Frequenzbereich von 2 bis 20 kHz überstreichen, mit $C1 = 5 \text{ }\mu\text{F}$ kommt man in die Größenordnung von 1 Hz, mit $500 \text{ }\mu\text{F}$ entsprechend in den Bereich einiger Minuten (Taktgeberanwendungen) – ergibt sich sinngemäß aus der Funktionserläuterung. R2 ist der Arbeitswiderstand – es kann auch ein Relais mit Paralleldiode eingesetzt sein – und stets während der (kürzeren) Impulszeiten stromführend, während der längeren Impulspausen stromlos. Bei U_a steht daher in den Pausen die Betriebsspannung an, sie geht während der Impulsperiode gegen 0 (eine Ausgangsspannung umgekehrter Polarität, die während der Pausenzeiten 0 ist, kann man an einem in die Emitterleitung von T2 eingefügten Widerstand abgreifen, dessen Größe man gleich $0,5 \text{ bis } 3 \cdot R2$ wählt). Man kann aber für Taktgeberzwecke auch die gesamte Schaltung als Ansteuerorgan benutzen, da sie nur während der Impulszeit nennenswerten Strom aufnimmt – Bild 3.28 zeigt dies als Beispiel für die Ansteuerung von T3. Die Pausenzeit (Entladung C1) wird durch R1 bestimmt. Sein Höchstwert ist dadurch gegeben, daß über R1 noch ein für Aufsteuerung von T1 ausreichender Strom fließen muß. Bei hohen β -Werten für T1 kann daher R1 bis zu $10 \text{ M}\Omega$ und mehr betragen. Die untere Grenze für R1 ist unkritisch. C1 wird zusammen mit R1 nach der gewünschten Frequenz bemessen (Pausenzeit näherungsweise gleich $0,7 \cdot R1 \cdot C1$; in s, $\text{M}\Omega$, μF). R2 richtet sich nach der zulässigen Transistorbelastbarkeit, soll aber wesentlich kleiner als R1 sein. Der Mindestwert für R2 ergibt sich

aus dem für T2 zulässigen maximalen Kollektorstrom und $-U_b$.

Die Impulsdauer (während der R2 Strom führt) ergibt sich aus C1 und R3. Der obere Grenzwert für R3 hängt vom β -Wert für T2 ab, da über R3 noch ein Basisstrom fließen muß, der zur vollen Öffnung von T2 ausreicht. Der untere Grenzwert ist durch den maximal zulässigen Emittorstrom für T1 gegeben. Für Amateurzwecke führt eine empirische Wertermittlung schneller zum Ziel als Vorausberechnung, wobei lediglich die Mindestgrößen für R3 (Anschlagbegrenzung deshalb mit Vorwiderstand, wie das Bild zeigt), R2 und R1 entsprechend den Transistor-Maximalbelastbarkeiten zu beachten sind. Im übrigen geht man von den im Bild angegebenen Anhaltswerten aus, wobei hohe β -Werte nur für besonders lange Pausenzeiten benötigt werden. Die β -Werte von T1, T2 sollten dann nicht mehr als im Verhältnis von etwa 1:2 bis 1:3 differieren. Die Einstellungen von R3 (Impulsbreite) und R1 (Pausendauer) sind voneinander weitgehend unabhängig. Die Schaltung ist insgesamt unproblematisch. Ihr Anwendungsbereich erstreckt sich vorwiegend auf die Erzeugung schmäler, flankensteiler Rechteckimpulse sowie auf Taktgeberanwendungen.

8.1.2. Der monostabile Multivibrator

Beim monostabilen Multivibrator handelt es sich um ein Zeitverzögerungsglied. Die Schaltung hat einen Ruhezustand. Durch einen negativen Impuls am Eingang bei U_e (Bild 8.4) kippt sie in den instabilen Zustand und kehrt nach Ablauf der Zeitverzögerung wieder in den stabilen Zustand zurück. Anwendung außer als Zeitverzögerungsglied (Beispiele in Abschn. 3.6.2. und 4.6.) auch für Frequenzteilung und Impulsformung (der Nadelimpuls bei U_e in Bild 8.4 wird

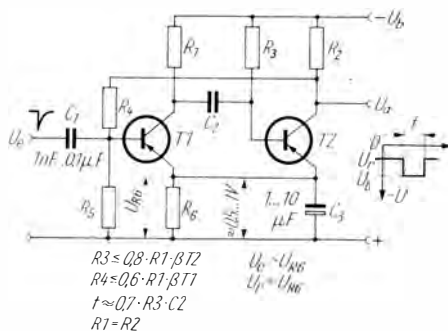


Bild 8.4
Zur Funktion des monostabilen Multivibrators

zum Rechteckimpuls bei U_a »regeneriert«). Die Ausgangsimpulsdauer bei U_a kann mit geeigneten Transistoren größenordnungsmäßig zwischen 0,01 ms und etwa 30 ms liegen.

Im stabilen Zustand ist stets T2 über R3 durchgesteuert. Dessen Emittorstrom erzeugt an R6 einen Spannungsabfall, so daß T1 – der über R4, R5 seine Basisspannung vom Kollektor T2 erhält – gesperrt ist (durch Spannungsteilung R4/R5 liegt die Basis auf positiverem Potential als der Emittor T1). Trifft bei U_e ein negativer Impuls ein, so wird über C1 die Basis von T1 negativ gegen den Emittor, sofern U_e größer als die Emittorspannung U_{R6} ist (Auslöseschwellwert). Für U_{R6} wählt man durch geeignete Bemessung von R6 je nach Aufgabenstellung 0,5 bis 1 V oder mehr; diesen Wert muß U_e übersteigen, damit Auslösung erfolgt. Dann wird T1 durchgesteuert; sein sinkendes Kollektorpotential bewirkt über C2 Sperrung von T2. Spannung U_{R6} bleibt durch den Strom über T1 erhalten, wofür man im allgemeinen $R1 = R2$ wählt. Am Kollektor T2 erreicht die Spannung nahezu den Wert von U_b ; über R4 erhält T1 damit Basisspannung und bleibt auch nach Abklingen des Impulses bei U_e durchgesteuert. C2 wird nun über

$R3$ umgeladen. Sobald die Basisspannung an $T2$ dabei den Wert U_{R6} wieder übersteigt, wird $T2$ durchlässig. Sein Kollektorpotential für $T1$ sinkt ab. Kollektorpotential $T1$ steigt, was über $C2$ sofortige vollständige Öffnung von $T2$ und über $R4$ Sperrung von $T1$ bewirkt – die Schaltung kippt schlagartig in den stabilen Ausgangszustand zurück. Die Zeitdauer des instabilen Zustands hängt von der Schnelligkeit der Umladung von $C2$ über $R3$ ab: Sie sind also die zeitbestimmenden Glieder. $C3$ erhält im Umschaltmoment die Spannung an $R6$ aufrecht. Die maximalen Werte für $R1$ bis $R4$ ergeben sich aus ähnlichen Überlegungen wie bei Bild 8.1; die entsprechenden Grenzbedingungen sind in Bild 8.4 angegeben. $R5$ wählt man zu $0,3$ bis $0,4 \cdot R4$. Bei Berechnung von $R1$ bis $R4$ ist nicht der Wert für U_b einzusetzen, sondern der Wert $U_b - U_{R6}$. $R6$ wählt man nach dem Gesagten und je nach gewünschter Ansprechempfindlichkeit. Sein Wert ergibt sich aus U_{R6} und dem – von $R2$ abhängenden – Kollektorstrom von $T2$. Die Impulslänge t (Verzögerungszeit) ergibt sich zu $t = 0,7 \cdot R3 \cdot C2$ (M Ω , μ F, s). Bei U_a wird ein negativer Impuls abgegeben, dessen Amplitude näherungsweise gleich $U_b - U_{R6}$ ist. Am Ausgang U_a steht daher auch im stabilen Zustand eine kleine, um den Betrag der Kollektorkniespannung $T2$ über U_{R6} liegende Spannung U_r , was bei der Ankopplung weiterer Stufen zu beachten ist.

Man kann $R1$ oder $R2$ durch ein Relais ersetzen und erhält dann einen sehr einfachen Zeitschalter. Das Relais ist jedoch zur Verhütung von Instabilität und Beschädigung des Transistors (Abschaltinduktionsspannung!) mit einer Schutzdiode (s. z. B. Bild 7.3 oder Bild 3.17) zu versehen.

Der monostabile Multivibrator kann ebenso auch mit npn-Si-Transistoren aufgebaut werden. Dabei ergeben sich einige

Vereinfachungen, die auf der bei Si-Transistoren höheren Basisschwellenspannung beruhen. Sie erlaubt (wenn Typen mit niedriger Kollektor-Sättigungsspannung benutzt werden, siehe dazu auch [60]; vorzugsweise sind Epitaxialplanartransistoren geeignet) eine Direktkopplung der Transistoren, wobei in der Schaltung gemäß Bild 8.4 der Teiler $R4$, $R5$ und die Emitterkombination $R6$, $C3$ entfallen können. Das ergibt zugleich eine geringere Restspannung am Ausgang. Bild 8.5 zeigt die Schaltung. Bei Betriebsspannungen über 5 bis 6 V ist aus den im vorigen Abschnitt genannten Gründen wiederum die Basisschutzdiode $D1$ – hier punktiert gezeichnet – vorzusehen. Die Dimensionierung erfolgt sinngemäß ebenso wie bei der Schaltung Bild 8.4, die Funktion ist die gleiche. $R2$ darf gegebenenfalls erheblich größer als $R1$ sein (maximal $\approx 0,6 \cdot \beta_{T1} \cdot R1$); für $R3$ gilt dies sinngemäß ($R3_{\max} \approx 0,6$ bis $0,8 \cdot \beta_{T2} \cdot R2$). Daraus ergibt sich eine für $R3$ mögliche sehr hochohmige Dimensionierung (bei den für npn-Si-Typen häufig greifbaren β -Werten von 200 und mehr besonders vorteilhaft!) und somit bei vorgegebener Zeit t eine ungewohnt kleine Kapazität für $C3$, was meist erwünscht ist. Die Beziehung für t entspricht der in Bild 8.4 angegebenen. Eine Besonderheit des Multivibrators nach Bild 8.5 ist es, daß er bei zu groß bemessenem

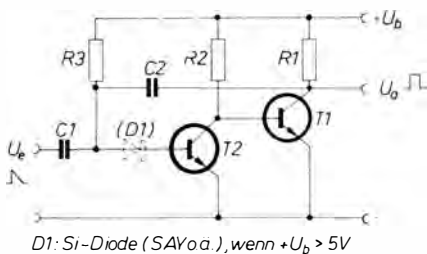


Bild 8.5
Monostabiler Multivibrator mit Si-Transistoren

Wert von R_3 astabil wird, d. h. selbständig schwingt, da dann nach Zeitablauf der über R_3 fließende Basisstrom nicht ausreicht, um T2 voll geöffnet zu halten. Wird dieses Verhalten ausgenutzt, so ergibt sich die in Abschnitt 8.2.1. (Bild 8.9) behandelte, für diesen Zweck auch mit Germaniumtransistoren realisierbare Variante des vereinfachten astabilen Multivibrators.

Der monostabile Multivibrator nach Bild 8.5 wird ausgelöst durch negative Impulse bei U_e , die T2 sperren. Ihre Amplitude muß mindestens den Wert der Basis-schwellenspannung T2 zuzüglich eventuell D1 überschreiten (etwa 1,5 V). C1 wird mit 1 nF bis 0,1 μ F bemessen, muß aber wesentlich kleiner bleiben als C2.

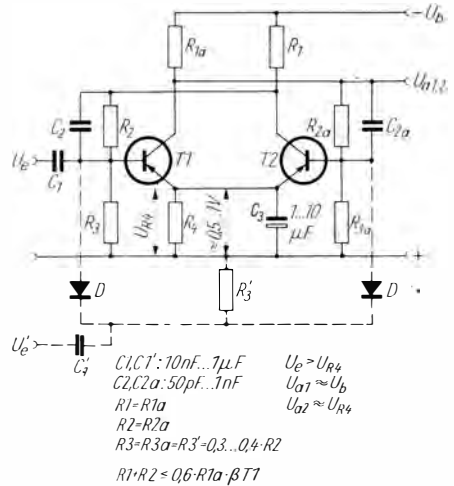


Bild 8.6

Zur Funktion des bistabilen Multivibrators

8.1.3. Der bistabile Multivibrator

Diese Schaltung hat 2 stabile Zustände. Durch einen Auslöseimpuls erfolgt Umschaltung von dem einen in den anderen stabilen Zustand. Der jeweilige Schaltzustand bleibt bis zum Eintreffen eines neuen Impulses bestehen. Daraus ergeben sich die Anwendungsmöglichkeiten. Verwendung u. a. zur Impulsregenerierung periodischer Impulsformen (Beispiel: Rückverwandlung von Nadelimpulsen in Rechteckimpulse) und zur Frequenzteilung. Bild 8.6 zeigt die Schaltung. Angenommen sei, daß T1 durchgesteuert ist. An seinem Kollektor steht nur geringe Spannung, an R_4 tritt durch den Emittterstrom T1 ein Spannungsabfall U_{R_4} auf. Über den Spannungsteiler R_{2a} - R_{3a} ist also die Basis T2 positiver als dessen Emittter und demnach T2 gesperrt. Am Kollektor T2 steht nahezu die volle Spannung U_b , über R_2 , R_3 erhält T1 Basisstrom und bleibt daher geöffnet. An U_e tritt nun ein positiver Impuls auf. Über C_1 senkt dieser das Potential an der Basis T1 unter dessen Emittterpotential ab (Voraus-

setzung dafür: U_e größer als U_{R_4} - Ansprechschwellwert), T1 sperrt also; an seinem Kollektor steht fast der volle Wert U_b , womit T2 über R_{2a} , R_{3a} Basisstrom erhält und öffnet. Das Kollektorpotential T2 sinkt ab, U_{R_4} bleibt jetzt durch den Emittterstrom T2 erhalten. T1 erhält über R_2 keine ausreichende Basissspannung mehr und bleibt gesperrt. Dies ist der 2. stabile Zustand: T1 gesperrt, T2 geöffnet.

Durch einen negativen Impuls bei U_e kann T1 nun erneut geöffnet werden – das gleiche wäre durch Anlegen eines positiven Impulses an die Basis T2 möglich: T2 würde sperren. – T1 öffnet; sein Kollektorpotential sinkt ab, womit die Basissspannung für T2 entfällt. T2 sperrt; dessen steigendes Kollektorpotential ergibt über R_2 Basissspannung für T1, so daß T1 'offen und T2 gesperrt bleibt – der Ausgangszustand (1. stabiler Zustand) ist wieder erreicht.

Die Schaltung kann also jeweils durch einen Impuls an U_e zum Umklappen, durch Anlegen eines Impulses entgegengesetzter

Polarität wieder zum Zurückklappen gebracht werden. Die Umschaltung geschieht sehr schnell. Sie wird durch $C2$ und $C2a$ noch beschleunigt. Diese Kondensatoren kompensieren die Basiseingangskapazität der Transistoren. Am Ausgang U_a steht, je nach Schaltzustand, eine Gleichspannung U_{a1} (annähernd gleich U_b) oder U_{a2} (annähernd gleich U_{R4}). Für $R4$ und $C3$ gilt das bei Bild 8.2 Gesagte.

Soll die Schaltung mit Impulsen nur einer Polarität ausgelöst werden, so sind zusätzlich (punktiert gezeichnet) $C1'$, $R3'$ und die Dioden D erforderlich. Bei U_e' werden jetzt Impulse einer Polarität angelegt, wobei jeder Impuls die Schaltung in den jeweils anderen Schaltzustand versetzt. Am Ausgang U_a ist dann bei periodischen Impulsen an U_e' eine Rechteckspannung mit der halben Eingangsfrequenz abnehmbar (Anwendung als Frequenzteiler). Der bei U_e' eingespeiste Eingangsimpuls muß ebenfalls größer als U_{R4} sein. Die erforderliche Polarität hängt von der Polung der Dioden D ab (nach Bild 8.6 reagiert Eingang U_e' auf negative Impulse; für positive Impulse sind die Dioden umzupolen). Der Eingangsimpuls kommt bei dieser Schaltung nur am entsprechend »zuständigen« Transistor zur Wirkung; bei negativen Impulsen gemäß Bild 8.6 über U_e' also beim jeweils gesperrten Transistor. Man wird diese Schaltung im allgemeinen symmetrisch auslegen, wie die Bezeichnungen $R1$, $R1a$ usw. schon andeuten. Die Grenzbeziehungen sind wieder im Bild angegeben. $R4$ wird je nach erforderlichem Schwellwert für U_e gewählt, Mindestwert 0,5 bis 1 V. Daraus und aus dem (von $R1$ bzw. $R1a$ abhängenden) Kollektorstrom eines Transistors ergibt sich $R4$. $R3$ wählt man wieder zu etwa 0,3 bis $0,4 \cdot R2$. $C2$, $C2a$ sind unkritisch; Richtwerte siehe Bild 8.6.

Auch der bistabile Multivibrator wird vorteilhaft mit npn-Si-Transistoren aufge-

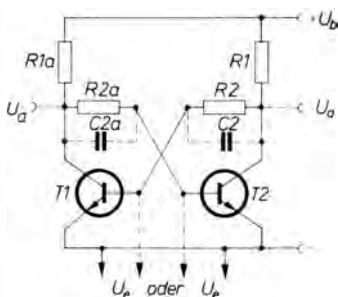


Bild 8.7
Bistabiler Multivibrator mit Si-Transistoren

baut, wobei sich aus den im vorigen Abschnitt genannten Gründen wiederum Vereinfachungen ergeben, wie ein Vergleich von Bild 8.6 und Bild 8.7 zeigt. Die Dimensionierung der noch vorhandenen wenigen Werte erfolgt ebenso, wie in der Schaltung gemäß Bild 8.6 angegeben. Dies gilt auch für die Ansteuerung mit U_e (gegenüber Bild 8.6 umgekehrte Polaritäten beachten!). Die bei U_a verbleibende Restspannung entspricht der Sättigungsspannung des Transistors und kann mit geeigneten Typen (Epitaxialplanartypen) unter 0,3 V gebracht werden. Wegen der vernachlässigbar geringen Restströme von Si-Transistoren hat diese Schaltung einen weiteren Vorteil: Man kann die Kollektorwiderstände (falls sie nicht z. B. durch Relais o. ä. vorgegeben sind) sehr hoch ohmig dimensionieren und mit Kollektorströmen im Mikroamperebereich arbeiten. Entsprechende Werte können 20 k Ω und mehr betragen. Für die Basiswiderstände ergeben sich dadurch ebenfalls ungewohnt hohe Werte, die im Megaohmbereich liegen können, da Si-Transistoren oft hohes β haben (was in diesem Fall nicht sein muß). Die Schaltung läßt sich daher mit Si-Transistoren sehr stromsparend betreiben. Basisschutzdioden sind wegen der fehlenden Kapazitäten entbehrlich, soweit nicht eingangsseitig (U_e)

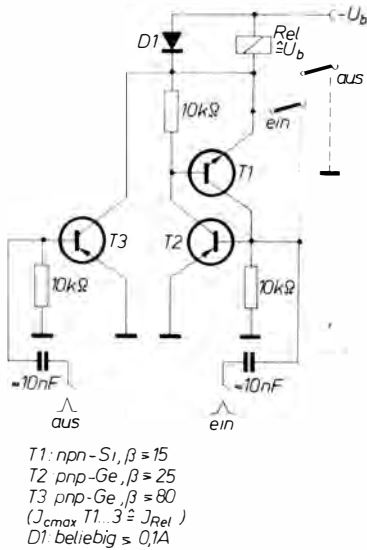


Bild 8.8

Komplementäre Schaltung mit bistabilem Verhalten für Relaiselbsthaltung ohne Relaiskontakt

mit dem Auftreten negativer Spannungsspitzen gerechnet wird.

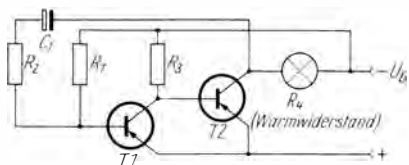
Abschließend zeigt Bild 8.8 noch eine Komplementärschaltung mit einem Verhalten, das dem bistabilen Multivibrator ähnelt. Sie eignet sich speziell für solche Zwecke, bei denen ein Verbraucher (im Bild ist dafür ein Relais angenommen) durch einen kurzen Eingangsimpuls eingeschaltet, durch einen anderen Impuls wieder ausgeschaltet werden soll. Für diese Aufgabe bietet sich zunächst der bistabile Multivibrator an (bei Relais z.B. für Selbsthaltung ohne Relaiskontakt). Man kann in diesem Fall jedoch die in Bild 8.8 gezeigte Schaltung vorteilhafter einsetzen, da ihr Stromverbrauch in Ruhe nahe 0 ist und sie 1polig im Relaisstromkreis liegt, d. h. keine Speisespannungszuführung für einen 2. Kollektorkreis benötigt. T3 bewirkt nur die kontaktlose Wiederausschaltung und

kann auch entfallen. Die Ein- und Ausschaltung des – als Beispiel angenommen – Relais läßt sich mit Kontakten (punktirt angedeutet) oder mit Steuerimpulsen vornehmen. Ist Ausschaltung durch Unterbrechen der Betriebsspannungszuführung möglich, so wird T3 ebenfalls entbehrlich. Die Schaltung selbst benötigt keine nähere Erläuterung, ihre Funktion wurde für die sich gegenseitig steuernden Transistoren T1, T2 in anderem Zusammenhang bereits unter 2.2.5.2. (Bild 2.27e) erläutert. Übrigens kann auch in der Schaltung nach Bild 8.8 ebenso eine Z-Diode zwischen T1, T2 eingesetzt werden. Die Schaltung reagiert dann mit Selbsteinschaltung, sobald $-U_b$ den Betrag der Z-Spannung überschreitet.

8.2. Andere Impulsgrundschaltungen

8.2.1. Vereinfachter astabiler Multivibrator

Bei üblichen Multivibratorschaltungen ergeben sich für lange Zeiten (z. B. Blinklichtgeber) häufig unangenehm große C-Werte. Für einen solchen speziellen Anwendungszweck kann die Schaltung nach Bild 8.9 benutzt werden. Sie entspricht wirkungsmäßig dem astabilen Multivibrator, kommt jedoch bei gleicher Impulszeit mit beträchtlich kleineren Kapazitäten aus und benötigt auch nur einen Kondensator. Auf nähere Behandlung der Schaltung muß verzichtet werden. Nachteil der Schaltung: Alle Widerstandswerte sind weitgehend von den Exemplardaten der Transistoren abhängig und müssen von Fall zu Fall erprobt werden, wozu sich kleine Einstellregler (die man später durch wertgleiche Festwiderstände ersetzt) gut eignen. Die Grenzbedingungen für R1, R2 und R3 sind in Bild 8.9 angegeben. Ausgangspunkt ist



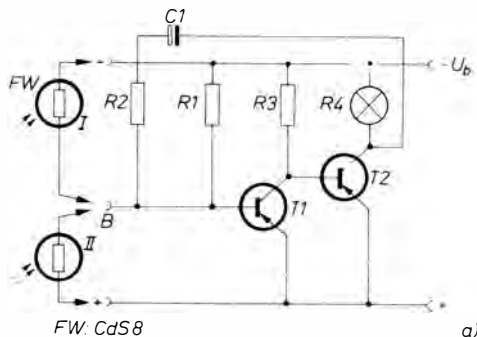
$$\begin{aligned}
 R1 &\approx R4 \cdot \beta T1 \cdot \beta T2 \\
 R2 &\leq R4 \cdot \beta T1 \cdot \beta T2 \quad (\approx 0,3 \cdot R4 \cdot \beta T1 \cdot \beta T2) \\
 R3 &\leq R4 \cdot \beta T2 \quad R4 \leq R2 \\
 t1 &\approx 1 \dots 10 \cdot R2 \cdot C, t2 > t1 \quad (t2 = \text{Leuchtzeit } R4)
 \end{aligned}$$

Bild 8.9

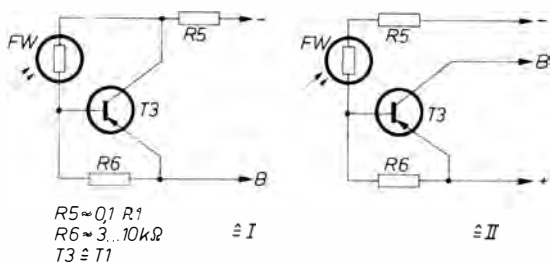
Vereinfachter astabiler Multivibrator mit fest vorgegebenem Tastverhältnis, geeignet insbesondere für einfache Blinklichtschaltungen. Aufbau auch mit npn-Si-Transistoren ausführbar; Ge- und Si-Variante sind gleichwertig. Bei npn-Typen U_b und $C1$ umpolen

$R4$, für den der Warmwiderstand der Lampe La (ergibt sich aus Spannung und Stromaufnahme) eingesetzt wird. Hieraus und aus den β -Werten der Transistoren, die bekannt sein müssen, ergeben sich die Grenzwerte für $R1$, $R2$ und $R3$. $T2$ muß nach den in

Abschnitt 3.7.2.1. genannten Gesichtspunkten bezüglich der Belastbarkeit ausgewählt werden. Bei unterschiedlichen β -Werten wird zweckmäßig für $T1$ der höhere β -Wert eingesetzt. Das Tastverhältnis (Leucht-/Dunkelzeit) kann in diesem Fall nicht verändert werden; grundsätzlich ist die Leuchtzeit $t2$ immer geringfügig größer als die – nach der angegebenen Näherungsgleichung bestimmbare – Dunkelzeit $t1$ der Lampe La . $R4$ soll wesentlich kleiner als $R2$ sein. C ergibt sich aus dem – durch die anderen Beziehungen weitgehend festgelegten – Wert von $R2$ und gewünschter Blinkzeit. Je nach Transistorwerten kommt man mit kleineren (um den Faktor 10 bis 100) C -Werten aus als bei der Multivibratorschaltung nach Abschnitt 3.7.2.1. für die gleiche Blinkzeit. Ein dimensioniertes Beispiel zeigen Bild 3.11 und Bild 3.12. Der Wert C kann in weiten Grenzen freizügig gewählt werden. Ein für längere



a)



$$\begin{aligned}
 R5 &\approx 0,1 \cdot R1 \\
 R6 &\approx 3 \dots 10 k\Omega \\
 T3 &\approx T1
 \end{aligned}$$

b)

Bild 8.10

Mit einem Fotowiderstand kann der vereinfachte astabile Multivibrator zu einem hellkeitsgesteuerten Signalgeber erweitert werden. Schaltung (a) mit Anschlußpunkten für den Fotowiderstand, Möglichkeiten zur Erhöhung der Empfindlichkeit für beide Varianten (b, c)

Blinkzeiten geeignetes, dimensioniertes Beispiel bringt auch [12]; eine ähnliche Dimensionierung für lange Zeiten siehe Abschnitt 3.7.5.

Diese Schaltung kann im übrigen leicht mit einem Fotowiderstand kombiniert werden und ergibt dann eine Kombination aus Taktgeber und Dämmerungsschalter mit sehr einfacher Schaltung. Bild 8.10a zeigt diese Möglichkeit. Fotowiderstand FW wird in der Schaltung – die im übrigen zunächst ohne FW, wie bei Bild 8.9 erläutert, zu bemessen ist – entweder bei I oder bei II eingeschaltet. Der Anschluß bei I ergibt ein Verhalten entsprechend dem Dämmerungsschalter (La erloschen, wenn auf FW Licht fällt; FW dunkel bewirkt Blinklicht). Wird dagegen bei II angeschlossen, so erhält man die umgekehrte Funktion (Blinklicht, solange FW beleuchtet ist). Je nach den Transistorexemplarwerten und den dazu gefundenen R-Werten ergibt diese einfache Variante gelegentlich relativ geringe Lichtempfindlichkeit für FW. Das ist übrigens bei Verwendung von npn-Si-Transistoren, für die sich die Schaltung ebenso eignet, wegen ihrer meist hohen β -Werte weniger problematisch. Man kann dann bedarfsweise entweder den großflächigen, niederohmigeren Fotowiderstand *CdS 19* einsetzen oder einfacher eine Empfindlichkeitssteigerung durch einen 3. Transistor erreichen, wie Bild 8.10b für beide Anschlußvarianten zeigt.

8.2.2. Der Transistor-Schmitt-Trigger

Der *Schmitt-Trigger* ähnelt in seiner Schaltung dem monostabilen Multivibrator, hat jedoch keine eigene Zeitkonstante. Bild 8.11 zeigt die Schaltung eines Transistor-Schmitt-Triggers. Auf die Dimensionierungseinzelheiten dieser Schaltung kann

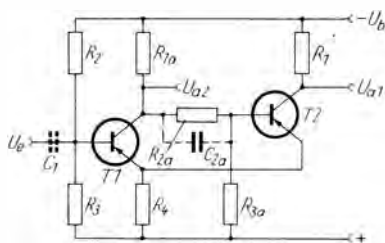


Bild 8.11
Zur Funktionserläuterung des *Schmitt-Triggers*

nicht eingegangen werden, sie sind für Röhrentechnik in [22], für Transistortechnik in [30] zu finden. [39], [57] und [62] bringen ebenfalls Einzelheiten zur Dimensionierung.

Prinzipiell handelt es sich um einen Schwellwertschalter, der 2 stabile Betriebszustände hat. Welcher von beiden auftritt, wird von der Eingangsspannung U_e (Bild 8.11) bestimmt. C1 sei zunächst nicht vorhanden und R2 so gering gewählt, daß T1 durchgesteuert ist. An R4 tritt, durch T1 verursacht, ein Spannungsabfall auf; wegen des geringen Kollektorpotentials an T1 erhält T2 über seinen Basisspannungsteiler R_{2a} - R_{3a} keine ausreichende Basisspannung: T2 ist gesperrt. Am Ausgang U_{a1} tritt nahezu der Wert U_b , an U_{a2} etwa der Wert der an R4 abfallenden Spannung zuzüglich Sättigungsspannung von T1 auf. Die Spannung U_{a2} ist entsprechend gering.

Die Basis von T1 wird jetzt positiver, was durch Vergrößerung von R2 oder durch einen über U_e angelegten positiven Impuls geschehen kann. Sobald die Basisspannung T1 den Wert der – durch R4 bestimmten – Emitterspannung erreicht, sperrt T1. Über R_{1a} , R_{2a} , R_{3a} erhält T2 jetzt Basisspannung und öffnet. Sein Emittierstrom bewirkt an R4 weiterhin einen Spannungsabfall. Nunmehr ist T1 gesperrt, T2 offen, womit an U_{a2} fast die volle Span-

nung U_b , an U_{a1} dagegen nur die geringe Restspannung des Triggers, etwa im Wert des Spannungsabfalls an R_4 , auftritt. Die Verhältnisse liegen jetzt umgekehrt als zuvor. Sobald die Basis T1 wieder etwas negativer wird, öffnet T1 erneut, wobei T2 durch Fortfall seiner Basisspannung sperrt – der Trigger klappt in den Ausgangspunkt zurück. Es ist also immer ein Transistor durchgesteuert, der andere gesperrt. Der Wechsel zwischen beiden Zuständen erfolgt schlagartig und kann, falls man eine extrem schnelle Umschaltzeit wünscht, durch den zusätzlichen Kondensator C_2a (Wert $\approx 100\text{ pF}$) noch beschleunigt werden. Welcher der beiden Transistoren gesperrt ist bzw. welche Ausgangsspannung damit z. B. bei U_{a1} auftritt, hängt lediglich von der an der Basis T1 liegenden Spannung und damit von U_e ab. Wird bei U_e über den Trennkondensator C1 eine Wechsellspannung (Sinusspannung) angelegt, so schaltet der Trigger in deren Rhythmus ständig um; an den Ausgängen tritt eine frequenzgleiche Rechteckspannung auf. In dieser Anwendung benutzt man den Trigger oft zur Umwandlung von Sinusschwingungen in Rechteckschwingungen sehr guter Flankensteilheit. Transistortrigger lassen sich je nach Grenzfrequenz der Transistoren größenordnungsmäßig bis zu einigen Megahertz einsetzen. In der Anwendung als Schwellwertschalter entfällt C2, eventuell auch R_2 oder R_3 , je nach Anwendung. Der Trigger reagiert dann stets mit schlagartiger Umschaltung, wenn bei T1 ein bestimmtes Basispotential beliebig langsam über- oder unterschritten wird. Anwendungen dafür zeigen Abschnitt 3.3.1., 3.7.3., 10.2.1. u. a. Dort sowie in [57] und [62] kann der Leser auch für ähnliche Fälle Dimensionierungshinweise erhalten. R_1 und R_1a nach Bild 8.11 können eventuell wieder Relais sein, die mit Schutzdiode zu versehen sind; jedoch neigt der Trigger

in solchen Fällen unter Umständen zur Selbsterregung. Zur Selbsterregung kann ein *Schmitt*-Trigger auch bei ungünstigem Aufbau oder falscher Dimensionierung neigen. Ursache ist dann zu große Eingangsstreukapazität zwischen Basis T1 und Masse (s. in [46]). Gegenmaßnahme in solchen Fällen ist Einschaltung eines Widerstands von einigen Kiloohm zwischen Basis T1 und Verbindungspunkt $R_2/R_3/U_e$; Wert nach Versuch. Einstellung des Arbeitspunkts bei fehlender Eingangsspannung U_e (je nach Schaltungszweck T1 offen oder gesperrt) erfolgt mit R_2 oder R_3 .

8.2.3. Der Komplementärtrigger

Bild 8.12 zeigt die Schaltung eines mit komplementären Transistoren aufgebauten Triggers. Sein Vorteil liegt darin, daß er im »Aus«-Zustand (U_e fehlt) nahezu keinen Stromverbrauch hat. Der Ruhestrom entspricht dem Kollektorreststrom von T1. R_4 und C seien zunächst nicht vorhanden. Dann sind – ohne U_e – beide Transistoren

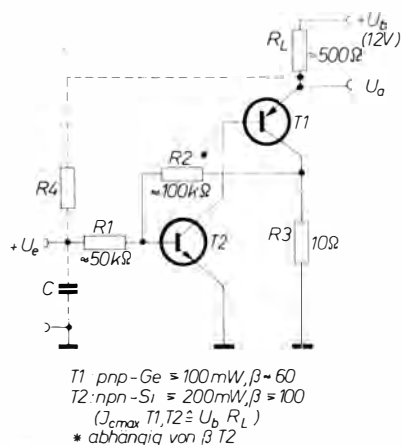


Bild 8.12
Schaltung des Komplementärtriggers

gesperrt, Lastwiderstand R_L (hierfür kann z. B. auch ein Relais eingesetzt sein) ist stromlos, und an U_a befindet sich näherungsweise die volle Betriebsspannung. Überschreitet U_e einen Schwellwert (er hängt von R_1 , R_2 und R_3 ab und liegt über 0,5 bis 1 V), so öffnet T2, sein Kollektorstrom öffnet T1, und der über R_3 durch den Laststrom entstehende Spannungsabfall führt über R_2 zur vollständigen Durchsteuerung beider Transistoren. Die Stromaufnahme im »Ein«-Zustand ist dann näherungsweise gleich dem durch R_L fließenden Strom und hängt von seiner Größe und U_b ab. An U_a steht dann noch die sehr geringe Restspannung, die über R_3 zuzüglich Kollektorsättigungsspannung T1 abfällt.

Diese Schaltung – für die in Bild 8.12 Anhaltswerte für ein Dimensionierungsbeispiel angegeben sind – läßt sich sehr variabel und vielseitig einsetzen. Zu ihrer Dimensionierung sei deshalb auf [71] verwiesen. Mit den im Bild angegebenen Werten ergibt sich eine Hysterese (Differenz zwischen der für Ein- und Ausschaltung notwendigen U_e) von etwa 0,2 V. Die Hysterese ist durch geeignet angepaßte Dimensionierung ebenfalls sehr variabel; die Einschaltsschwellenspannung kann in weiten Grenzen mit R_1 beeinflusst werden. Da der Eingang hier relativ hochohmig sein kann, ist eine direkte Zuführung der Eingangsspannung auch von geeigneten Gebern (Heißleiter, Fotowiderstände) möglich, so daß sich damit für viele Fälle sehr einfache Temperatur- oder Helligkeitsschwellwertschalter realisieren lassen.

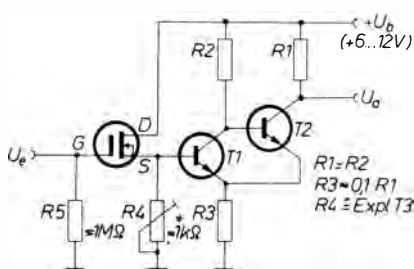
Die Schaltung kann auch für negative Speisespannung ausgelegt werden, wenn man für T1 einen npn-Si-Typ und für T2 einen pnp-Ge-Typ einsetzt. In diesem Fall soll T2 auf geringen Reststrom ausgesucht sein (besser geeignet wäre ein pnp-Si-Transistor für T2, den der Amateur jedoch nur gelegentlich aus Importen erhalten wird),

und T1 kann dann ausnahmsweise eine niedrige Stromverstärkung haben. Andernfalls könnte der Reststrom von T2 ausreichen, um T1 aufzusteuern und den Trigger bereits ohne U_e in den Einschaltzustand zu versetzen.

Werden die punktiert gezeichnete Teile R_4 und C eingefügt, so läßt sich eine Selbsterregung erreichen. Der Trigger arbeitet dann als Schwingungsgenerator. Anwendungen sind u. a. als Impulsgeber und Taktgeber denkbar.

8.2.4. Schmitt-Trigger mit MOSFET-Eingang

Beim normalen Schmitt-Trigger (8.2.2.) muß die Steuerquelle U_e einen ausreichend geringen Quellenwiderstand haben bzw. in der Lage sein, einen zur Durchsteuerung des 1. Transistors ausreichenden Basisstrom aufzubringen. Dies ist bei manchen Anwendungen schwierig. In diesen Fällen kann dann vorteilhaft ein Schmitt-Trigger benutzt werden, der mit einem geeigneten MOSFET (s. 2.2.2.3.) im Eingang arbeitet. Bild 8.13 zeigt eine entsprechende Schaltung für Si-npn-Transistoren T1, T2 und positive Speisespannung. T3 ist ein



T1, T2 npn-Si; $\beta_{T1} \approx \beta_{T2}$; typengleich
T3: MOSFET SM103/104

Bild 8.13

Schmitt-Trigger mit MOSFET-Eingang

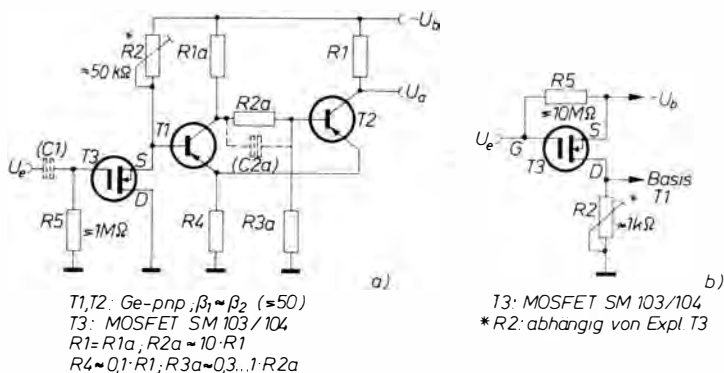


Bild 8.14 Abwandlungen des *Schmitt*-Triggers mit MOSFET-Eingang für pnp-Ge-Transistoren

entsprechender MOSFET, für den sich die Typen aus der DDR-Produktion SM 103/SM 104 oder ähnliche n-Kanal-Verarmungs-MOSFET eignen. Für T3 stehen dem Amateur die datenmäßig relativ stark streuenden, aber sehr preiswerten Exemplare der im Handel angebotenen Bastelware zur Verfügung. R4 ist deshalb sehr von den Exemplardaten T3 abhängig und wird entsprechend diesen und dem gewünschten Ansprechschwellenwert für U_e eingestellt. Für die übrigen Dimensionierungen gibt das Bild Richtwerte an. Das Verhalten der Schaltung entspricht dem des einfachen Transistor-*Schmitt*-Triggers. Da für T3 eine leistungslose Spannungsansteuerung vorliegt, wird U_e strommäßig nur durch den Gate-Ableitwiderstand R5 belastet, der unkritisch ist und – wenn U_e es erfordert – sehr hochohmig sein darf. Man sollte R5 jedoch nicht hochohmiger auslegen als erforderlich, da Feldeffekttransistoren sehr empfindlich auf Gate-Überlastungen sind (s. 2.2.2.3. und [67]). Falls bei U_e mit höheren Eingangsspannungen gerechnet werden muß, ist das Gate gegebenenfalls in der bereits erwähnten Weise (hier z. B. 2 gegengleich in Serie geschaltete Z-Dioden parallel zu R5) zu schützen.

Bild 8.14a zeigt eine Ausführungsform dieser Schaltung für pnp-Ge-Transistoren und negative Betriebsspannung. Der *Schmitt*-Trigger mit T1, T2 entspricht in allen Einzelheiten Bild 8.11. Der MOSFET T3 wird in diesem Fall mit relativ geringer Drain-Spannung als gesteuerter Widerstand betrieben, seine Gate-Eingangsspannung ändert das Teilerverhältnis zwischen der Drain-Source-Strecke und R2 und damit die Eingangsspannung für den bereits beschriebenen *Schmitt*-Trigger. Auch hier ist R2 stark von den Exemplardaten T3 abhängig und wird entsprechend der gewünschten Triggerschwelle eingestellt. Für den Gate-Eingang und R5 gilt das bereits bei Bild 8.13 Gesagte. In beiden Schaltungen ist Ansteuerung auch mit Wechselspannung möglich, wobei wegen der Hochohmigkeit von R5 auf einen Eingangskondensator C1 im allgemeinen verzichtet werden kann, ohne die Quelle zu beeinträchtigen. Für die Funktion von T3 ist C1 in keinem Fall erforderlich.

Bild 8.14b zeigt eine andere Variante dieser Schaltung. Gegenüber der Variante nach Bild 8.14a – die im übrigen unverändert bleibt – sind lediglich T3 und R2 gegeneinander vertauscht. U_e wäre als steuernde

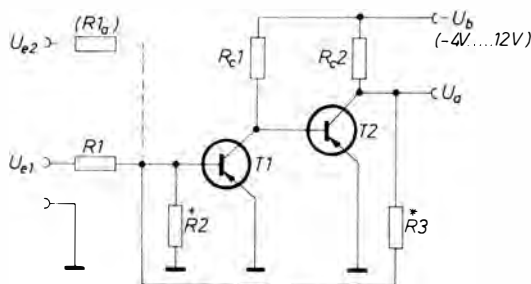
Gleichspannung jetzt zwischen Gate-Anschluß und $-U_b$ zuzuführen – ein Fall, der im übrigen bei der Kombination verschiedener Teilschaltungen nicht selten auftritt! Falls eine Wechsellspannung bei U_e angelegt wird, ist jedoch vor den Eingang ein Kondensator zu schalten, der sehr gute Isolation haben muß, aber wegen der Hochohmigkeit von R_5 für Frequenzen über 50 bis 100 Hz bereits mit 1 bis 3 nF ausreichend dimensioniert wäre. Ohne diesen Kondensator zeigt diese Schaltung dagegen noch eine andere interessante Eigenschaft, die weitere Anwendungsmöglichkeiten eröffnet. Da – wegen der Verwendung von pnp-Transistoren und der damit gegen Masse negativen Speisespannung – T-3-Source und R_5 jetzt gegen $-U_b$ geschaltet sind, reagiert der Eingang bereits auf sehr hochohmige Widerstände und ihrer Änderung zwischen Eingang U_e und Masse. Dies ist leicht erkennbar, wenn man beachtet, daß ein zwischen U_e und Masse liegender Widerstand zusammen mit R_5 einen Spannungsteiler ergibt, an dessen Abgriff das Gate liegt. Das Teilverhältnis und damit die Ansprechschwelle hängen daher auch von dem – nahezu beliebig variierbaren – R_5 ab. Für diesen Fall kann R_5 zwischen einigen

hundert Ohm und mehr als 100 M Ω liegen. Er wird entsprechend dem etwa 10fachen Wert des zwischen U_e und Masse normal auftretenden Widerstands bemessen.

Ein Auslösen des Triggers ist nun sehr einfach durch Änderung des (nicht gezeichneten) Widerstandswerts zwischen U_e und Masse möglich, womit sich U_e ebenfalls ändert. Wird R_5 entsprechend bemessen, so können im Megaohmbereich schon geringe Wertänderungen den Trigger umschalten. Anwendungen sind denkbar in allen Fällen, bei denen Widerstandsänderungen ohmscher Widerstände erfaßt werden sollen, insbesondere in dem mit üblichen bipolaren Transistoren nicht ganz so einfach zu beherrschenden Bereich oberhalb 10 bis 100 M Ω . Diese Schaltung könnte daher – um nur ein Beispiel zu nennen – u. a. zum Nachweis geringer Feuchte oder sich ändernder Isolationswiderstände dienen.

8.2.5. Der Stromtrigger

Eine recht einfache und gegenüber dem *Schmitt*-Trigger gelegentlich vorteilhafter anzuwendende Schaltung für einen Schwellwertschalter ist der Stromtrigger, dessen



$R_{c1} \approx 1 \dots 10 \cdot R_{c2}$ (im allg. $R_{c1} = R_{c2}$)
 $R_2 \approx 1 \dots 10 k\Omega$, $R_3 \approx 10 \dots 100 k\Omega$
 $R_1 \approx 10 k\Omega$, * = Werte erproben ($R_1 \hat{=} U_e$)
 $T_1, T_2 \approx 30 mW$ ($\hat{=} U_b$ und R_{c2} bzw. $J_{c max}$)
 $\beta T_1 \approx \beta T_2 (\approx 90)$

Bild 8.15
Schaltung des Stromtriggers

grundsätzliche Schaltung Bild 8.15 zeigt. Diese Schaltung läßt sich sowohl für pnp-Ge- als auch für npn-Si-Transistoren verwenden. Ihre Theorie und ihre genaue Berechnung sind ausführlich in [72] behandelt. Anhaltswerte für eine Dimensionierung enthält Bild 8.15. Sie genügen für den Praktiker und ersparen dem Amateur im allgemeinen eine – nicht ganz einfache – Berechnung zugunsten einer für ihn leichter durchführbaren empirischen Dimensionierung. Die grundsätzliche Arbeitsweise ist einfach. Eine bei U_{e1} angelegte Steuerungsspannung – sie kann wie bei allen bisher behandelten Triggerschaltungen eine Gleich- oder Wechselspannung sein – öffnet oberhalb eines bestimmten, weitgehend mit $R1$ zu beeinflussenden Schwellwertes $T1$ so weit, daß die Basis von $T2$ kurzgeschlossen wird. In diesem Augenblick steigt U_a – die bis dahin nahe 0 ist – an und speist über $R3$ zusätzlichen Basisstrom in $T1$ ein, so daß dieser vollständig durchsteuert und $T2$ völlig sperrt. Unterschreitet U_e den Schwellwert, dann reicht der über $R3$ kommende Basisstrom allein nicht aus, $T1$ geöffnert zu halten ($R3$ wird entsprechend bemessen und ist deshalb abhängig von den Exemplarwerten $T1$, $T2$ und den Widerstandswerten der Schaltung), so daß wiederum schlagartig die Rückschaltung erfolgt, wobei $T1$ sperrt und $T2$ durchsteuert. Wesentlichen Einfluß für die Funktion hat auch der Widerstand $R2$. Die gegenüber dem *Schmitt-Trigger* vorteilhaften Eigenschaften der Schaltung sind neben vergleichsweise guter Flankensteilheit der Ausgangsimpulse zu den Umschaltzeitpunkten der hochohmige Eingang (näherungsweise gleich $R1$; der Steuerstrombedarf und die Belastung der Quelle sind allerdings nur bei Verwendung von Si-npn-Transistoren und hochohmiger Dimensionierung wesentlich geringer als beim *Schmitt-Trigger*, der Eingangswiderstand ist aber im Gegensatz zum

Schmitt-Trigger in beiden Schaltzuständen etwa gleich). Die Bezeichnung *Stromtrigger* rührt her von der über $R1$ erfolgenden Stromsteuerung für $T1$, im Gegensatz zur Spannungssteuerung beim *Schmitt-Trigger*-Eingang. Ein Schutz gegen zu hohe Eingangsspannungen insbesondere in Sperrrichtung an der Basis von $T1$ läßt sich leicht ermöglichen durch Parallelschalten einer Diode zur Basis-Emitter-Strecke von $T1$, die in Basisdurchlaßrichtung sperrt. Vorteilhaft ist weiter, daß die Ausgangsspannung bei fehlender Eingangsspannung nahe 0 liegt (entsprechend Kollektorsättigungsspannung $T2$), was die Ansteuerung nachfolgender Stufen eventuell erleichtert. Beim Stromtrigger kann man außerdem ohne weiteres mehrere Eingänge parallel schalten – im Bild punktiert für U_{e2} und $R1_a$ angedeutet –, wobei sich die über $R1$ und $R1_a$ fließenden Ströme und damit die Eingangsspannungen addieren. Auf diese Weise läßt es sich ermöglichen, daß weder U_{e1} noch U_{e2} allein die Triggerschwelle erreichen und der Trigger nur bei gleichzeitigem Auftreten beider umschaltet, oder man führt bei U_{e2} eine einstellbare Spannung zu, mit der der Triggerschwellwert für U_{e1} verändert werden kann. Diese Schaltung ist also recht vielseitig und erlaubt in manchen Fällen einfache Schaltungslösungen. Beispiele dafür sind in diesem Buch u. a. in Abschnitt 3.1.2. zu finden. R_{c2} ist häufig auch unmittelbar ein Relais, eine Lampe oder ein sonstiges Ausgaborgan.

8.2.6. Der Transistor-Miller-Integrator

Der *Miller-Integrator* kann prinzipiell ebenso wie der *Schmitt-Trigger* und fast alle anderen vorangehend beschriebenen Impulsgrundschaltungen analog auch mit Röhren aufgebaut werden. Für den Amateur

hat aber nur die Transistorschaltung Bedeutung. Beim *Miller-Integrator* handelt es sich um eine Schaltung, mit der schnelle Spannungsänderungen in zeitlich verzögerte, langsamer ablaufende (»nachgleitende«) Spannungsänderungen überführt werden können. Der Vorgang der Integration einer Spannungsänderung über die Zeit stellt die Umkehrung der Differentiation dar (vgl. dazu Abschnitt 1.3. und Bild 1.7). Tatsächlich erhält man ein einfaches Integrierglied, wenn man in Bild 1.7 C_1 und R_1 vertauscht. Soll der Integrationsvorgang über längere Zeit ablaufen, so erhält man hierbei unangenehm große, kaum noch realisierbare C -Werte. Trotzdem kann man ein solches einfaches Integrierglied z. B. für Zeitverzögerungen (Zeitschalter) benutzen; Bild 8.21 (dort P_1 und der über S_1 gewählte Kondensator) sei als Beispiel genannt.

Der *Miller-Integrator* ermöglicht es, bei gleicher Zeitkonstante mit erheblich geringerem C -Wert auszukommen. Darüber hinaus erfolgt bei ihm der Spannungsanstieg gut linear, was beim einfachen Integrierglied nicht der Fall ist. Eine nähere Behandlung dieser Zusammenhänge ist in [39] zu finden.

Der *Miller-Integrator* wird in der Impulstechnik vorzugsweise zur Impulsformung, insbesondere zur Umwandlung von Rechteck- in Sägezahnimpulse benutzt. Als Transistor-*Miller-Integrator* hat er für den Amateur darüber hinaus gelegentlich Vorteile als Zeitverzögerungsglied [56].

Bild 8.16a zeigt die Grundschialtung. Am Eingang E wird eine Rechteckimpulsfolge angelegt. Zunächst ist T gesperrt und C über R_c und die Basis-Emitter-Strecke von T auf die Betriebsspannung U geladen. Liegt nun am Eingang eine negative Spannung an (z. B. negative Halbwelle der Rechteckschwingung), so wird über R_b T angesteuert und beginnt zu öffnen. Das führt zum Absinken des Potentials am

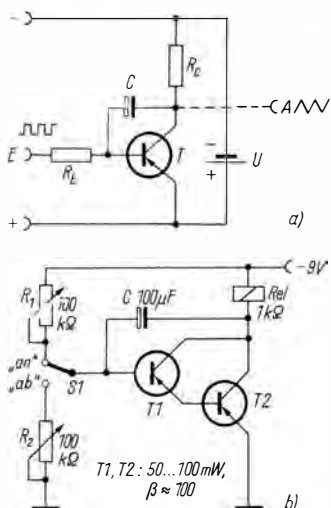


Bild 8.16

Prinzipschaltung des Transistor-*Miller-Integrators* (a) und dimensioniertes Beispiel für den Integrator (b)

Kollektor, dessen Spannung sich also nach positiver Richtung ändert. Diese Spannungsänderung wird über C auf die Basis rückgekoppelt und wirkt der dort anliegenden negativen Basisspannung entgegen – der Transistor öffnet daher nicht sofort. – Mit absinkendem Kollektorpotential kann sich C nur über R_b entladen, sein Ladestrombedarf verringert aber den Basisstrom für T und damit auch das Absinken des Potentials am Kollektor, was wiederum die Entladung von C verzögert. T wirkt sich daher direkt als scheinbare Vergrößerung des Wertes von C aus. Es hängt somit vom β des Transistors, von R_c , R_b und C_{ab} , wann T ganz geöffnet und die Kollektorspannung 0 wird. C ist zu diesem Zeitpunkt entladen. Fällt an E die negative Spannung weg oder wird sie positiv, so läuft der Vorgang umgekehrt ab. T beginnt zu sperren, was zum Spannungsanstieg am Kollektor und beginnender Ladung von C führt. Der Lade-

strom von C wird jedoch als Basisstrom (gewissermaßen als »Ersatz« für den zuvor über R_b zugeführten Strom) wirksam, so daß T nicht sofort schließt, sondern nur allmählich in dem Maße, wie sich C über R_b und E aufladen kann. Die Kollektorspannung an T läuft daher der Eingangsspannung verzögert nach – aus der eingangsseitigen Rechteckspannung wird eine Sägezahnspannung.

Der unter Abschnitt 3.7.5. gezeigte Effektllichtgeber läßt das Verhalten des Integrators gut erkennen, bei dem ein Multivibrator das steuernde Rechteck erzeugt und ein Integrator dieses zu dem für langsame Auf- und Abblendung notwendigen sägezahnförmigen Spannungsverlauf umwandelt.

Wird diese Schaltung als Zeitverzögerer oder Zeitgeber benutzt, so hat sie den Vorteil, daß man auch mit kleinem C -Wert und einfacher Schaltung relativ hohe Zeiten erzielt. R_C kann dann z. B. ein Relais sein. Bezüglich der Funktion als Zeitverzögerer muß aber zwischen dem dafür ebenfalls geeigneten monostabilen Multivibrator (Abschnitt 8.1.2.) und dem Integrator unterschieden werden. Der monostabile Multivibrator bewirkt nach Ablauf seiner Verzögerungszeit ausgangssseitig wiederum einen plötzlichen Spannungssprung, er gibt also ein (zeitlich »gedehntes«) Rechteck ab. Der *Miller*-Integrator dagegen liefert einen ständig vor sich gehenden langsamen Anstieg oder Abfall der Ausgangsspannung (er kennt demzufolge auch 2 Ruhelagen, je nachdem, ob am Eingang negative Spannung vorhanden ist oder nicht). Diese »schleichende« Spannungsänderung hat bei Zeitschaltern den Nachteil, daß sich für ein vorhandenes Relais kein eindeutig definierter Umschaltzeitpunkt ergibt; der *Miller*-Integrator läßt sich daher als Verzögerungsglied nur bei geringen Anforderungen an die Zeitgenauigkeit einsetzen [56].

Bild 8.16b zeigt ein dimensioniertes Anwendungsbeispiel. Angenommen wird verzögerte Schaltung eines Relais mittels Schalters S_1 . Eine Relaisparallelodiode ist wegen der langsamen Spannungsänderung entbehrlich. In Stellung »an« beginnt der Kollektorstrom bei T_1 und T_2 allmählich zu fließen, so daß Rel nach Erreichen seines Anzugsstromwerts anzieht. In Stellung »ab« von S_1 erfolgt der umgekehrte Vorgang. R_b aus Bild 8.16a ist hier auf 2 voneinander unabhängige Widerstände R_1 , R_2 aufgeteilt, so daß man Anzug- und Abfallverzögerung getrennt einstellen kann. Beide können auch zu einem Potentiometer zusammengefaßt werden, dessen Schleiferanschluß an die Stelle von S_1 tritt (s. dazu Bild 3.30).

Da die Zeitverzögerung unmittelbar mit dem Wert des Stromverstärkungsfaktors β zusammenhängt und mit diesem steigt, ist eine solche Schaltung meist nur mit sehr hohem β -Wert sinnvoll. Man erreicht diesen durch die bekannte Tandemschaltung (*Darlington*-Schaltung) zweier Transistoren, wobei sich die β -Werte beider Transistoren multiplizieren. Benutzt man für T_1 und T_2 Exemplare mit je $\beta \approx 100$, so ergäbe sich eine resultierende Stromverstärkung von $\beta_{ges} \approx 10000$! Allerdings hat dieses Verfahren auch erhebliche Nachteile: Der Reststrom von T_1 erscheint um den β -Faktor von T_2 verstärkt und addiert sich zu dessen Reststrom! T_1 muß daher bei Verwendung von Ge-Transistoren besonders reststromarm sein. Im Fall des Transistor-*Miller*-Integrators kommt dazu noch der Reststrom (Leckstrom) des Elektrolytkondensators C , der, um $\beta_{T_1} \cdot \beta_{T_2}$ verstärkt, zum Kollektorreststrom addiert auftritt! Beide Einflüsse ergeben oft schon einen Reststrom dieser Tandemstufe in Nähe des Relaisabfallstroms oder gar darüber, so daß die Stufe nicht arbeiten kann. Man ist daher außer auf einen reststromarmen T_1 auch

auf einen sehr reststromarmen Kondensator angewiesen. Bei Einsatz von Si-Transistoren entfallen zwar ihre Reststromprobleme (I_{ceo} bei Si-Transistoren $\ll 1 \mu\text{A}$) – der Leckstromeinfluß von C bleibt jedoch bestehen –, dagegen macht sich die bei Si-Transistoren höhere U_{BE} -Schwellspannung ($> 1,2 \text{ V}$ für die Tandemstufe) unangenehm bemerkbar; die Tandemstufe läßt sich daher mit Si-Typen erst ab $U_b > 6 \text{ V}$ hierfür einsetzen. Mit den in Bild 8.16b angegebenen Richtwerten läßt sich eine Relaisabfallverzögerung von 4 bis 6 min erreichen; ein Wert, der in anderen Schaltungen häufig nur mit erheblich größerem C -Wert möglich ist. Die Nachteile des schleichenden Schaltpunkts und des Reststroms einer in Tandemschaltung arbeitenden Integratorstufe lassen sich durch geeignete Erweiterung (z. B. Nachsetzen eines *Schmitt-Triggers*) vermeiden. Ein Beispiel dafür zeigt Abschnitt 8.9. Dort sind auch Hinweise zum Einsatz von Si-Transistoren (für lange Zeiten) zu finden.

Eine mögliche Anwendung der Integratorstufe sei als Beispiel für mögliche Kombinationen der in diesem Buch gezeigten Schaltungen nur angedeutet, ihre Realisierung dem Amateur überlassen. Man erhält damit einen sehr sicher arbeitenden, vom Pkw aus ferngesteuerten Garagentüröffner mit Steuerung durch moduliertes Licht (die Verwendung der Lichtmodulation unterbindet Einfluß von Fremdlicht, Mißbrauch mit Taschenlampe usw.). Dazu wird im Fahrzeug ein einfacher Flimmerlichtgeber hinter der Windschutzscheibe so angeordnet, daß der Lichtstrahl das Garagentor trifft. Dieses enthält eine Öffnung, hinter der der zugehörige Lichtempfänger angebracht ist. Für Lichtgeber und Lichtempfänger kann man ohne wei-

teres die unter 3.5. beschriebene Wechsellichtschranke verwenden, wobei im Empfänger ein Fotowiderstand verwendet werden kann. Ta und rel 2 in Bild 3.14 entfallen selbstverständlich bei dieser Anwendung. Trotzdem wäre der Empfänger noch nicht hinreichend störsicher, denn das Relais – das im Gegensatz zur Lichtschranken-anwendung in Ruhe abgefallen ist, bei auftretendem Flimmerlicht anzieht und den Türöffnermotor sowie das Türschloß schaltet – könnte auch bei schnellen Lichtänderungen (vorüberfahrende Autos, Anblinker mit Taschenlampe) zum kurzzeitigen Anzug gebracht werden. Deshalb verzögert man seine Anzugszeit, wozu sich der Integrator gut eignet. In Bild 3.14 wird zu diesem Zweck an Stelle von T4 eine Integratorstufe ähnlich Bild 8.16b eingesetzt (oberes Ende von R1 in Bild 8.16b an Emitter T3 in Bild 3.14). S1 in Bild 8.16b entfällt, R1, R2 und T1 werden direkt verbunden. Die Anzugsverzögerung braucht nur etwa 0,5 s zu betragen; deshalb kommt man im Integrator mit einem Transistor aus. Mit R1 stellt man die zur Sicherheit gegen Fremdlicht notwendige Anzugsverzögerung ein; R2 dagegen kann wesentlich größer sein und ergibt demgemäß eine erheblich längere Abfallverzögerung, die ausreicht, um auch bei aus dem Lichtstrahl ausschwenkendem Torflügel noch den vollen Ablauf des Öffnungsvorgangs zu gewährleisten.

Die Stromversorgung des Empfängers nimmt man, um gegen Netzausfälle gesichert zu sein, zweckmäßig aus der in der Garage oft vorhandenen Kfz.-Reservebatterie, die ja ohnedies in gewissen Abständen nachgeladen werden muß. Sie kann evtl. durch eine Pufferladeschaltung (Abschnitt 5.3. und Abschnitt 15.4.1.) ständig betriebsbereit gehalten werden.

8.2.7. Komplementär-Sägezahn- generator mit guter Linearität

Sägezahnschwingungen werden häufig für meßtechnische Zwecke, aber auch z. B. in der elektronischen Klangerzeugung benötigt. Bild 8.17 zeigt einen Sägezahn-generator, der bei einfachem Aufbau eine Sägezahnschwingung mit guter Linearität des Spannungsanstiegs und steilem Spannungsabfall liefert. Für sehr hohe Ansprüche an die Linearität und Frequenzkonstanz empfiehlt sich gegebenenfalls Stabilisierung der Speisespannung. Über C_2 läßt sich der Generator außerdem leicht mit frequenzkonstanten Schwingungen beliebiger anderer Form, auch Sinusschwingungen, synchronisieren.

T₂ arbeitet als Konstantstromgenerator für die Aufladung des frequenzbestimmenden Kondensators C₁. Über den Spannungsteiler 200 Ω /1 k Ω liegt die Basis von T₂ auf einem festen Potential. Der Kollektorstrom ist deshalb ebenfalls konstant und

hängt vom Wert des Widerstands P1 ab. Mit P1 kann die Aufladegeschwindigkeit des Kondensators und damit die Frequenz im Verhältnis 1:10 stufenlos eingestellt werden. Größere Frequenzänderungen erreicht man durch Umschaltung von C₁ (dessen Wert für den NF-Bereich je nach gewünschter Frequenz bei 1 nF bis 10 μ F liegen kann). Über den Spannungsteiler 1 k Ω /1 k Ω liegt die Basis T1 ebenfalls auf festgehaltenem Potential. Sobald die Kondensatorladung – die wegen des über T₂ konstant gehaltenen Ladestroms linearen Spannungsanstiegs ergibt – die Basisspannung an T1 übersteigt, öffnet T1. Sein Kollektorstrom öffnet T₃, und beide Transistoren steuern sich gegenseitig in die Sättigung. Der Kondensator wird dabei schlagartig über T₁, T₃ entladen. Der Widerstand in der Emitterleitung von T₃ begrenzt den Entladestrom auf einen für die Transistoren zulässigen Wert. An ihm lassen sich gleichzeitig steile Nadelimpulse abnehmen, die

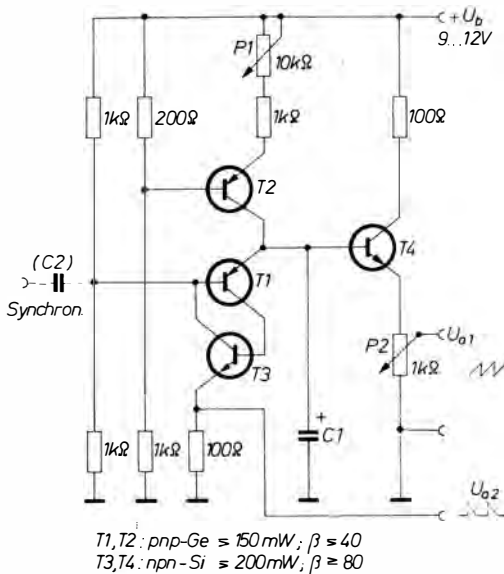


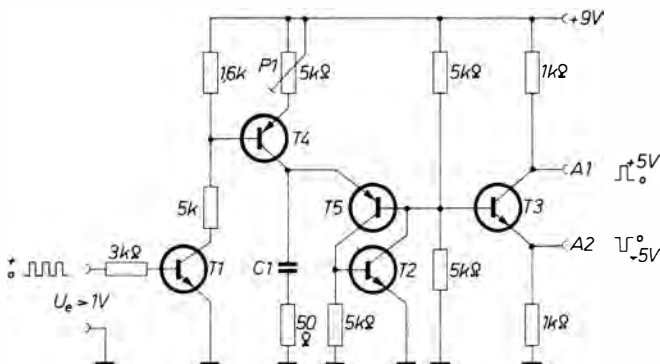
Bild 8.17
Schaltung des Komplementär-Sägezahn-
generators. Für T1 ist ein pnp-Si-
Typ zu bevorzugen. Wird ein pnp-Ge-
Typ benutzt, so kann parallel zu
Basis-Emitter von T3 ein zusätzlicher
Widerstand (Richtwert 1...5 k Ω) not-
wendig sein

zeitlich mit der Rückflanke des Sägezahns zusammenfallen und z. B. zur Synchronisation weiterer Baugruppen, beim Oszillografieren zum Einblenden von Hellmarken usw. dienen können. Nach beendeter Entladung von $C1$ sperren $T1$, $T3$ wieder, und die Kondensatoraufladung beginnt erneut. Der Einsatzzpunkt der Kondensatorentladung läßt sich durch Spannungsänderung an der Basis $T1$ verschieben, was auch durch eine synchronisierende Fremdspannung erfolgen kann. Um $C1$ bei der Aufladung nicht merklich zu belasten – was die Linearität der Schwingung verschlechtern würde –, ist eine Emitterfolgerstufe $T4$ nachgesetzt, an deren Emitter über $P2$ regelbar die Ausgangsspannung abgenommen wird. Mit der angegebenen Dimensionierung beträgt die Sägezahn-Amplitude etwa 50% des Wertes der Speisespannung.

Die Schaltung kann auch für negative Betriebsspannung aufgebaut werden, indem die pnp- und npn-Typen jeweils vertauscht werden ($T1$, $T2$ dann npn-Typen, $T3$, $T4$ pnp). Weitere ähnliche Schaltungen dieser Art und Dimensionierungshinweise sind in [62] zu finden.

8.2.8. Einfacher Frequenzteiler für Teilverhältnisse bis 10 : 1

Für viele Anwendungen sind Frequenzteiler mit großem Teilverhältnis erwünscht. Soll z.B. eine Frequenz von 100Hz auf 1Hz untersetzt werden (diese Aufgabe tritt im Amateurbereich besonders oft im Zusammenhang mit dem Wunsch nach einer »elektronischen Uhr« auf; in [56] ist darauf näher eingegangen), dann schreckt der Amateur meist vor dem erheblichen Aufwand an Teilerstufen zurück, die die bekanntesten Frequenzteiler (bistabile Multivibratoren, die 1:2 untersetzen, wesentlich höher reichen auch die meisten dem Amateur geläufigen anderen Teilerschaltungen nicht) erfordern. Bild 8.18 zeigt eine weniger aufwendige Teilerschaltung, die sich allerdings nur für eine vorgegebene Frequenz einstellen läßt, dann aber Teilverhältnisse bei stabilem Betrieb bis zu 10 : 1 und mehr ermöglicht. Bei U_e wird der Teiler mit einer Rechteckschwingung angesteuert, die ein konstantes Tastverhältnis (nahe 1 : 1) haben soll und



$T1...3$: npn-Si $\approx 200mW$, $\beta \approx 100$
 $T4, T5$: pnp-Ge $\approx 100mW$, $\beta \approx 80$

Bild 8.18 Schaltung des Frequenzteilers für Teilverhältnisse bis 10 : 1 und mehr. Die Schaltung kann durch Vertauschen der Transistoren auch für negative Betriebsspannung ausgelegt werden

z. B. mit einem vorgeschalteten einfachen Begrenzer oder besser mit einem *Schmitt-Trigger* oder Stromtrigger leicht erzeugt werden kann. Die U_e -Impulse sollen positive Polarität haben. Erwähnt sei, daß die Schaltung durch Vertauschen der npn- und pnp-Transistoren auch für umgekehrte Impulspolarität und negative Speisespannung ausgelegt werden kann. Funktionell hat die Schaltung eine Ähnlichkeit mit dem im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Sägezahn-generator. Sie schwingt jedoch nicht selbst, da T1 bei fehlender U_e gesperrt ist und damit auch T4 keinen Kondensatorladestrom für C1 liefern kann. Das hat den Vorteil gegenüber anderen für höhere Teilverhältnisse oft empfohlenen Teilern (z. B. Sperrschwingerschaltungen), daß der Teiler bei ausfallender U_e ebenfalls keinen Impuls mehr abgibt – die ausgangsseitige Impulsfrequenz entspricht also, sofern sie überhaupt vorhanden ist, dem eingestellten Teilverhältnis. T1 wird durch U_e periodisch aufgesteuert. Damit liefert T4 – der als Konstantstromquelle arbeitet – einen konstanten Ladestromimpuls für C1 in jeder positiven Halbwelle von U_e . C1 wird daher sprunghaft aufgeladen, an ihm baut sich eine Treppenspannung auf. Erreicht diese den Wert des Emitterpotentials von T5 bzw. Basispotentials von T3 – das zunächst der halben Betriebsspannung entspricht –, so beginnen T5, T2 zu leiten. Beide steuern sich gegenseitig in der schon beschriebenen Weise schlagartig durch, so daß C1 sofort entladen wird. Der 50- Ω -Widerstand in Serie mit C1 sorgt für Begrenzung des Entladestromes über T5, T2 und bewirkt zugleich eine leichte Verlängerung des Entladeimpulses. Während der Entladung von C1 sind T5, T2 leitend und das Basispotential T3 somit nahezu an Masse gelegt. An den Ausgängen A1, A2 – an denen normalerweise je etwa die halbe Betriebsspannung gegen Masse auftritt – erscheinen

in diesem Moment zueinander gegenphasige Impulse. Sie können je nach Verwendungszweck auch durch einen nachgeschalteten monostabilen Multivibrator zeitlich gedehnt werden, da ihre Zeitdauer an A1, A2 kürzer als die Dauer einer Halbwelle der Steuerungsspannung U_e ist.

Nach wieviel Ladestromstößen – wieviel steuernden U_e -Halbwellen – die Spannung an C1 das Basispotential von T3, T5 übersteigt, hängt von der (mit P1 einstellbaren) Ladestromstärke ab. Da nach jeweils einer gewissen Anzahl von Eingangshalbwellen die Treppenspannung an C1 die Entladung mit kurzzeitiger Sperrung von T3 bewirkt, entfällt ein Ausgangsimpuls auf die entsprechende, mit P1 eingestellte Anzahl von Eingangsimpulsen. Wie aus der Schaltungsfunktion ersichtlich ist, wird das mit P1 eingestellte Teilverhältnis daher nur für eine bestimmte U_e -Frequenz eingehalten, wie es die meisten Anwendungsfälle erfordern. Man muß lediglich beachten, daß U_e eine genügend große Amplitude hat, um T1 jeweils voll durchzusteuern – anderenfalls ist der Ladestrom von T4 her nicht konstant –, und daß für höhere Teilverhältnisse die Betriebsspannung entsprechend gut stabilisiert sein soll. Letzteres kann eventuell in der Schaltung selbst erfolgen, wenn der 1,6-k Ω -Widerstand zwischen Basis T4 und Betriebsspannung sowie der 5-k Ω -Widerstand zwischen Basis T3 und Masse durch Z-Dioden ersetzt werden. Für T4 wäre eine Z-Diode mit etwa 1,5 V erforderlich, die der Amateur mit ausreichender Genauigkeit aus 2 bis 3 in Serie geschalteten, in Durchlaßrichtung gepolten Si-Dioden nachbilden kann. Für T3 ist eine Z-Diode mit annähernd 4,5 bis 5 V (bei höherer Speisespannung: mit dem Wert der halben Betriebsspannung) erforderlich. Im allgemeinen wird jedoch bei Geräten, in denen man diese Schaltung einsetzt, eine zentrale Stabilisierung der Betriebsspannung sinnvoller sein. Die

Schaltung läßt sich dann für Teilverhältnisse zwischen 1:3 bis 1:14 einstellen und stabil betreiben. C1 bemißt man grob nach der vorgegebenen Frequenz und stellt mit P1 das Teilverhältnis im Betrieb einmalig genau ein. Für eine Eingangsfrequenz von 1 kHz und 1:10-Teilung auf 100 Hz beträgt C in der angegebenen Schaltung etwa 0,47 μF . Weitere Einzelheiten zu dieser Schaltung findet der Leser in der Originalveröffentlichung [73], ähnliche Schaltungen in [62].

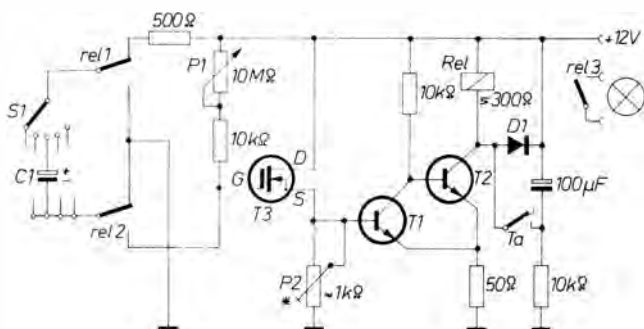
8.3. Zeitschalter mit MOSFET

Zeitschalter arbeiten im allgemeinen mit Kondensator-Umladungen als zeitbestimmende Größen. Dabei ist fast immer im Hinblick auf die Verwendung kleiner Kondensatoren für lange Zeiten ein sehr hochohmiger Eingang für die nachfolgende Transistorschaltstufe erwünscht. In diesem Fall bietet sich die Verwendung eines Feldeffekttransistors an.

Der beschriebene Zeitschalter (Bild 8.19) ist ebenso wie der im folgenden Abschnitt beschriebene insbesondere für die Anwen-

dung als Belichtungsuhr für Dunkelkammerzwecke und ähnliche Aufgaben gedacht. Er stellt eine Anwendung des unter 8.2.4. (Bild 8.13) beschriebenen *Schmitt*-Triggers mit MOSFET-Eingang dar, der mit npn-Si-Transistoren aufgebaut ist und unmittelbar das Relais für die Kopierlampe steuert. Der Verbraucherstromkreis wird nur mit seinem Relaiskontakt rel 3 angedeutet.

Am Eingang des MOSFET ist die zeitbestimmende RC-Kombination angeschlossen. Mit S1 lassen sich mehrere Kondensatoren wählen (Zeitwahl grob). Der jeweils angeschlossene Kondensator C1 ist im Ruhezustand ständig auf die Betriebsspannung aufgeladen, und das Gate von T3 erhält positive Spannung über P1, so daß T3 praktisch voll öffnet. Sein Source-Strom öffnet T1, so daß T2 gesperrt und das Relais abgefallen ist. Zur Auslösung des Zeitablaufs wird Ta betätigt und dadurch der Elektrolytkondensator 100 μF über Rel entladen, wodurch Rel kurz anzieht. Diese Startschaltung bewirkt, daß bei sehr kurz eingestellter Belichtungszeit Rel wieder abfallen kann, auch falls Ta zu lange gedrückt wird und nach Zeitablauf noch geschlossen ist.



T1, T2: Si-npn $\approx 200\text{mW}$, $\beta \approx 90$; D1: 0,1A beliebiger Typ
T3: MOSFET SM 103/104,
* Wert abhängig von Exemplar T3

Bild 8.19 Schaltung des Zeitschalters mit MOSFET-Eingang

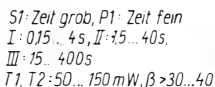
Sobald Rel zieht, legen rel 1, rel 2 den geladenen Elektrolytkondensator mit negativem Pol an das Gate T3, der damit gesperrt wird. Somit sperrt auch T1, T2 öffnet, und Rel bleibt so lange angezogen, bis C1 über P1 gegen die umgepolte Speisespannung weit genug entladen ist, um wieder ausreichend Drain-Strom durch T3 fließen zu lassen. Danach schaltet der Trigger wieder zurück. P2 hängt vom Exemplar T3 ab und wird so eingestellt, daß das Relais im Ruhezustand gerade sicher abgefallen ist. Mit P1 wird die gewünschte Zeit innerhalb des mit S1 gewählten Bereichs fein eingestellt. Grundsätzlich kann man für P1 höhere Werte wählen und kommt dann zu entsprechend kleineren Werten von C1 oder noch längeren Zeiten (Bereich einiger Stunden ist mit ausgewählten Kondensatoren und bei bestens isoliertem Aufbau möglich). Praktisch bereitet jedoch nicht nur die Beschaffung hochohmiger Potentiometer für P1 Probleme, sondern mehr noch die dabei stark bemerkbar werdenden Isolationsfehlströme im Aufbau (kritische Stellen sind S1, Relaiskontakte und Kondensatorleckströme), was zumindest im Dunkelkammerklima nicht sehr sinnvoll ist. Bereits bei den hier angegebenen Werten empfiehlt es sich, für C1 ausgewählte, fabrikneue und entsprechend reststromarme Elektrolytkondensatoren zu verwenden und auf beste Isolation im gesamten Zeitkreis zu achten. Auf die außerdem zu beachtenden Einbauvorschriften für MOSFET sei nochmals hingewiesen ([67] und Abschn. 2.2.2.3.). Das Prinzip der Kondensatorumladung, das erhebliche Vorteile hat [20], [56], wird auch in der im nächsten Abschnitt beschriebenen Schaltung benutzt.

In der Schaltung gemäß Bild 8.19 ergeben sich näherungsweise (etwas abhängig vom Exemplar für T3 und der Einstellung von P2) für $P1 = 10\text{ M}\Omega$ folgende Zeiten: Mit

$C1 = 1\text{ }\mu\text{F}$ etwa 0,3 bis 5 s, mit $C = 10\text{ }\mu\text{F}$ bis 80 s, mit $100\text{ }\mu\text{F}$ sind bei einwandfreiem Kondensator mühelos 14 bis 15 min erreichbar. Werte über $100\text{ }\mu\text{F}$ können erprobt werden, dabei machen sich schon die erwähnten Isolationsprobleme bemerkbar, jedoch lassen sich – wie die Versuche ergaben – Zeiten bis zu etwa 2 Stunden durchaus erreichen, was allerdings selten benötigt wird. Zur Genauigkeit von Zeitschaltern siehe insbesondere auch [56]. Wie dort begründet wird, ist für derart lange Zeiten oftmals die mechanische Kontaktuhr (Reisewecker *Sumatic*, *Midimatic* oder Eigenbau) die einfachere und zweckmäßigere Lösung. Der Amateur sollte sich also nicht durch prinzipiell gegebene elektronische Lösungsmöglichkeiten um der Technik willen »verführen« lassen.

8.4. Zeitschalter mit Transistoren für Belichtungsuhr

Auch dieser Zeitschalter eignet sich vorwiegend für die Dunkelkammer, kann aber in gleicher Form z.B. für Treppenlichtschaltautomaten benutzt werden. Im Ruhezustand nimmt er nur geringen, bei Netzbetrieb praktisch unerheblichen Strom auf. Bild 8.20 zeigt die komplette Schaltung. Das Gerät ist für Netzspeisung ausgelegt, kann bei anderen Anwendungen natürlich auch aus Batterien betrieben werden, deren Spannung dann bei etwa 15 bis 18 V liegen soll. Als Netztransformator Tr eignet sich ein Klingeltransformator. rel 3 schaltet bei Anzug des Relais das Kopierlicht ein. Mit S1 sind 3 Zeitbereiche wählbar (in Bild 8.20 angegeben), mit P1 erfolgt innerhalb des Bereichs die Feineinstellung der Zeit. P1 bekommt eine entsprechende Zeitskala, die jedoch wegen der Elektrolytkondensatortoleranzen für alle 3 Bereiche getrennt



aufgenommen werden muß. Im Ruhezustand ist T1 über P1, 10 k Ω , D5 durchgesteuert, T2 daher gesperrt und Rel abgefallen. Um bei kurz eingestellten Zeiten eine ungewollte Belichtungsverlängerung durch zu lang gedrückte Starttaste zu vermeiden, erfolgt die Auslösung ebenfalls durch eine Kondensatorentladung, die schnell genug abklingt. Zu diesem Zweck wird der auf Betriebsspannung aufgeladene 100- μ F-Elektrolytkondensator beim Drücken von Ta über Rel entladen, wodurch Rel anzieht. Der jeweils mit S1 eingestellte, zeitbestimmende Elektrolytkondensator (es sollten hochwertige Ausführungen mit geringem Reststrom benutzt werden, moderne Bauelemente genügen den gestellten Anforderungen, wenn sie fabrikneu sind) ist auf Betriebsspannung aufgeladen. Beim Anziehen von Rel polen rel 1 und rel 2 den Elektrolytkondensator um und legen ihn mit Plus an Diode D5, die dadurch gesperrt wird. T1 sperrt ebenfalls, T2 öffnet, Rel bleibt daher auch nach Ab-

220

die Belichtung, rel 1, rel 2 schalten den Zeitkondensator wieder zum Nachladen an die Betriebsspannung. Das Relais sollte man – wie bereits früher erwähnt – mit einer Schutzdiode gegen Abschaltinduktionsspannungen versehen, was nicht nur wegen der verhältnismäßig schnell erfolgenden Sperrung von T2, sondern auch wegen der relativ hohen Betriebsspannung (die bereits die geringe, durch Induktivitätsänderung beim Ankerabfall in Rel entstehende Spannungsspitze bedenklich anwachsen läßt) erforderlich ist. D5 wird im Hinblick auf lange Zeiten benötigt und soll eine zusätzliche Entladung des zeitbestimmenden Kondensators über den Transistorreststrom verhindern. Es muß also der Diodentyp OA705 oder GA104 mit hohem Sperrwiderstand benutzt werden; noch günstiger ist eine Siliziumdiode; z. B. SA-Y-Typenreihe, OA900, eventuell auch SY200. Außerdem verhindert D5 eine durch die Betriebsspannung bedingte, unzulässig hohe Emitter-Basis-Sperrspannung an T1. Um längere Zeiten zu erreichen, kann man für T1, T2 Si-Typen ($\geq 200 \text{ mW}$, $\beta \geq 60$) verwenden. T1 sollte möglichst $\beta > 200$ haben; sein Kollektorwiderstand wird dann auf $20 \text{ k}\Omega$ erhöht. Elektrolytkondensatoren und Dioden für npn-Typen umpolen. P1 kann unter diesen Voraussetzungen auf 2 bis $3 \text{ M}\Omega$ erhöht und damit eine bis zu

10fach längere Zeit erreicht werden. Voraussetzung dafür sind jedoch sehr hochwertige, reststromarme Elektrolytkondensatoren.

8.5. Zeitschalter mit Thyatron

Bild 8.21 zeigt einen mit dem Thyatron Z 5823 bestückten Zeitschalter für Starkstromanwendungen (Wirkungsweise des Thyatrons s. Abschnitt 2.1.3.). Über P1 erhält das Thyatron beim Einschalten des Geräts Starterspannung und zündet. Rel zieht, über rel wird der Starter kurzgeschlossen und der über S1 eingeschaltete zeitbestimmende Kondensator entladen. Gleichzeitig trennt rel den Verbraucher vom Netz ab. Um diesen einzuschalten, d.h. das Gerät zu starten, drückt man Ta. Kondensator C_1 wird dabei über den 1-k Ω -Kathodenwiderstand aufgeladen, wodurch das Katodenpotential kurzzeitig so weit steigt, daß die Löschspannung des Thyatrons unterschritten wird. Es erlischt, wobei Rel abfällt. C_1 entlädt sich nach Loslassen von Ta über seinen Parallelwiderstand. rel schaltet beim Abfallen des Relais den Verbraucher an und hebt den Kurzschluß des Starterstromkreises auf. Nunmehr wird über P1 der jeweils mit S1 (Zeit grob) gewählte

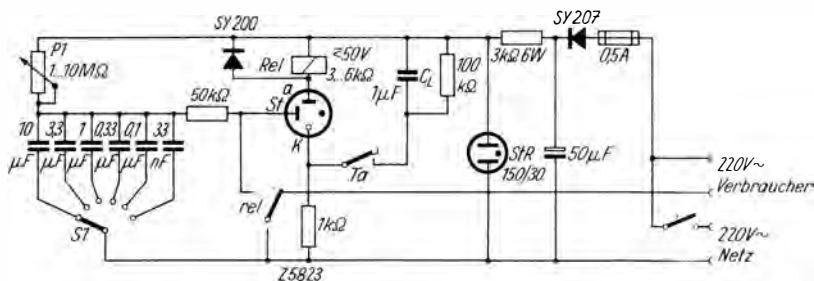


Bild 8.21 Zeitschalter mit Thyatron für Netzbetrieb

Kondensator allmählich aufgeladen; der Zeitraum des Aufladens bis zum Erreichen der Starterzündspannung kann mit P1 (Zeit fein) gewählt werden. Je nach P1 und Stellung von S1 sind Verzögerungszeiten von weniger als einer Sekunde bis zu einigen Minuten erreichbar. Nach Erreichen der Starterzündspannung zündet das Thyatron wieder, rel schaltet den Verbraucher ab und beseitigt die Kondensatorladung bei S1. Eine Anwendungsmöglichkeit für diese Schaltung ist z. B. der Zeitautomat für Treppenbeleuchtungen.

Ein Zeitschalter mit Thyristor ist in Abschnitt 15.6. zu finden; auch Abschnitt 8.7. zeigt eine mögliche Variante ohne Relais.

8.6. Lichtmengenschalter mit Thyatron

Nach dem Prinzip (Bild 8.21) läßt sich für die Zwecke der Dunkelkammer (Fotolabor) ein Lichtmengenschalter bauen, dessen Schaltung Bild 8.22 zeigt. Hierbei wird nicht die erforderliche Belichtungszeit je Positiv durch die üblichen Probebelichtungen bestimmt, sondern das Gerät regelt nach einmaliger Einstellung auf die Empfindlichkeit der benutzten Fotopapiersorte bei verschiedenen Negativdichten oder bei schwan-

kender Lichthelligkeit (Netzspannungseinflüssen!) die jeweils erforderliche Belichtungszeit selbst ein. Die Funktionsweise beruht auf folgendem Prinzip: Um einen bestimmten Schwärzungsgrad des Fotopapiers zu erreichen, ist eine bestimmte Lichtmenge erforderlich, die sich aus Lichtstärke und Belichtungszeit ergibt. Ein Fotowiderstand FW registriert die vom Kopiergerät auf das Papier abgegebene Lichtmenge. Hat diese das erforderliche Maß erreicht, dann schaltet das Kopierlicht ab. Der Fotowiderstand FW kann zu diesem Zweck mit im Belichtungsfeld des Geräts – bei Vergrößerungsgeräten beispielsweise auf dem verstellbaren Randabdeckrahmen der Papierkassette – so angeordnet (ggf. einfach lose aufgelegt) werden, daß er außerhalb des kopierten Bildfelds von einer Negativstelle mittlerer Dichte bestrahlt wird. Das Thyatron ist normalerweise gezündet, Rel gezogen, über rel der Starter kurzgeschlossen und das Kopiergerät abgeschaltet. Durch Drücken der Ruhestromtaste Ta – jedoch kann auch die Startschaltung aus Bild 8.21 benutzt werden – erlischt das Thyatron. Rel fällt ab, rel schaltet das Kopierlicht ein und hebt den Kurzschluß der mit S1 wählbaren Zeitkondensatoren auf. Über P1 (Lichtmenge fein) wird der mit S1 (Lichtmenge grob)

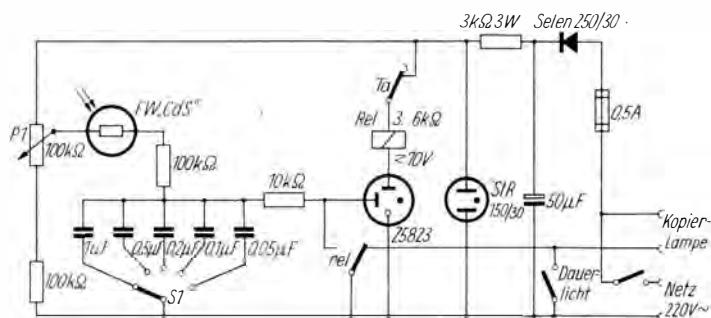


Bild 8.22 Lichtmengenschalter mit Thyatron zur weitgehend automatischen Selbstregelung der Belichtungszeit von Fotopapieren u. ä.

gewählte Kondensator nun je nach der auf FW einfallenden Lichtstärke mehr oder weniger schnell aufgeladen. Nach Einwirkung einer bestimmten Lichtmenge ist die Starterzündspannung erreicht; Rel zieht, rel unterbricht die Belichtung. Je nach der benutzten Papiersorte, Entwicklersorte usw. werden S1 und P1 einmalig eingestellt. Innerhalb dieser Sorte gleicht das Gerät dann alle Dichteunterschiede bei verschiedenen Negativen selbsttätig aus. Insbesondere in Fotolabors, die Kundenarbeiten ausführen, ist ein solches Gerät nützlich. P1 und S1 werden dort einfach entsprechend den benutzten Standardpapiersorten und Gradationen beschriftet. Die erforderliche Papiergradation läßt sich am Aussehen des Negativs weitgehend abschätzen und wird am Gerät voreingestellt. Die Belichtungszeit paßt sich dann der Negativdichte selbsttätig an. Auf diese Weise können die sonst üblichen zeit- und materialschluckenden Probelichtungen bei der im Laborbetrieb stark schwankenden Negativbeschaffenheit weitgehend eingeschränkt werden, so daß sich eine beachtliche Steigerung der Arbeitsproduktivität und Senkung der Materialkosten erreichen läßt. Eine vorteilhafte Lösung ergibt sich, wenn FW über der Papierkassette (in Nähe des Objektivs bei Vergrößerungsgeräten) so angeordnet wird, daß ihn nur das von der Papieroberfläche reflektierte Streulicht trifft. FW kann ein entsprechendes kleines Gehäuse mit seitlichem Lichtschutz erhalten. Dadurch wird automatisch stets die mittlere Dichte des gesamten Negativs oder Bildausschnitts erfaßt, auf die es bei der Belichtung ankommt. Versuche zeigten, daß das reflektierte Streulicht ausreichend stark und in seiner Intensität weitgehend unabhängig von den verschiedenen Papieroberflächen ist. Die jeweils benutzte Papiersorte bleibt daher auf die Lichtmengendosierung praktisch ohne Einfluß.

8.7. Lichtmengenschalter mit Thyristor

Die Funktion und der Anwendungszweck des Lichtmengenschalters wurden im vorhergehenden Kapitel bereits erläutert. Zwar ist für den Amateur das Thyatron vorerst noch die billigere Lösung, weshalb die entsprechende Schaltung in dieser Auflage des Buches beibehalten wurde. Da eine größere Anzahl von Leserzuschriften das Interesse an dieser Anwendung zeigten, wird im folgenden jedoch eine gleichwertige Lösung mit Thyristor statt Thyatron gezeigt (Bild 8.23). Die Funktion des zeitbestimmenden Teiles (linksseits der punktierten Linie in Bild 8.23) entspricht der vorstehend beschriebenen. Relais Rel ist im Bereitschaftszustand angezogen, Th1 gezündet. Rel, Th und der Zeitgeber teil erfordern wiederum die glimmstabilisierte Speisespannung (*StR 150/30*). Gleichzeitig wird aus dem Stabilisatorquerstrom mit ZD die Betriebsspannung für T1 gewonnen. Da die Glimmlampe Gl (sie ersetzt hier funktionell die Starterstrecke eines Thyatrons; verwenden lassen sich z. B. die kleinen Prüfstift- oder Kontrollglimmlampen ohne Vorwiderstand mit Zündspannungen um 80 bis 90 V) erloschen ist, sperrt vorerst auch T1.

Durch kurzes Drücken der Starttaste Ta wird der parallel zu Rel aufgeladene 1- μ F-Kondensator mit seinem Pluspotential an Masse gelegt. Dadurch tritt kurzzeitig negatives Potential an der Anode von Th1 auf, wodurch Th1 sperrt. Rel fällt ab, setzt mit rel die Kopierlampe in Betrieb und gibt den Zeitkreis zur Aufladung frei. Sobald an dem mit S1 gewählten Kondensator (Werte und erreichbare Zeiten entsprechen der Thyatronschaltung) die Zündspannung für Gl erreicht ist, zündet diese und steuert T1 durch. Der parallel zu ZD liegende Elektrolytkondensator bewirkt jetzt, daß

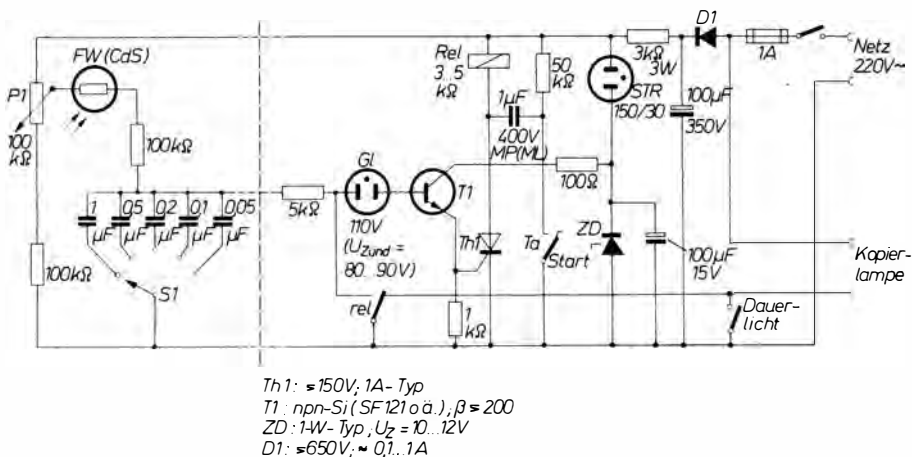


Bild 8.23 Lichtmengenschalter mit Thyristor statt Thyatron. Links der punktierten Linie kann auch der Zeitschalterteil nach Bild 8.21 angeschlossen werden

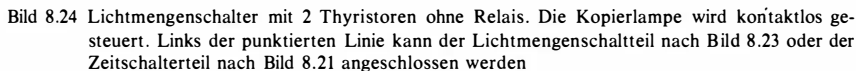
T1 einen für die Zündung des Thyristors ausreichenden Emittierstrom aufbringt. Th wird damit erneut gezündet, Rel zieht, Rel beendet die Belichtung und entlädt mit seinem Arbeitskontakt den Zeitkondensator vollständig.

Die gleiche Schaltung kann im übrigen auch als Thyristorzeitschalter (Funktionsparallele zu Abschn. 8.5., Bild 8.21) benutzt werden. In der Schaltung gemäß Bild 8.23 tritt dann links der punktierten Linie der entsprechende Schaltungsteil (P1, S1, Kondensatoren) von Bild 8.21 hinzu.

Da sich mit Thyristoren stärkere Ströme schalten lassen als mit Thyatronen, liegt der Gedanke nahe, auf das Relais zu verzichten und die Kopierlampe des Zeitschalters oder Lichtmengenschalters direkt und kontaktlos zu schalten. Dies bedingt allerdings einen 2. Thyristor und eine etwas andersartige Schaltungsweise. Bild 8.24 zeigt die Schaltung für eine solche kontaktlose Kopierlichtschaltung. Links der punktierten Linie wird wieder je nach Verwendungszweck der Zeitgeberteil des Zeitschalters

(Bild 8.21) oder des Lichtmengenschalters (Bild 8.23) angeschlossen. StR und ZD stellen auch in diesem Fall die nötigen Spannungen für T1 und Zeitgeberteil bereit. Jedoch ist jetzt im Bereitschaftszustand Th2 gezündet, StR somit erloschen, und über R_v fällt die volle Netzspannung ab. Für Th2 genügt ein 1-A-Typ, für Th1 ist bei Kopierlichtstärken über 200 W ein 3-A-Typ notwendig. Eine Einweggleichrichtung reicht in diesem Fall nicht mehr aus; es wird eine Brückenschaltung D1 bis D4 benutzt. Die Kopierlampe liegt jetzt im Gleichstromzweig. Die im Bereitschaftszustand (Th1 gesperrt, Th2 gezündet) an R_v abfallende Verlustwärme ist beim Aufbau zu beachten. Dafür bietet sich jedoch eine günstige Lösung an, wenn für R_v eine – in der Dunkelkammer ohnehin vorhandene – Dunkelkammerlampe 220 V, 15 W- (nicht stärker!) eingesetzt wird. Sie hat während der Belichtungsphase (Th1 gezündet, Th2 gesperrt) gerade den passenden Kaltwiderstand, um bei der dann anliegenden geringeren Spannung recht genau den notwen-

Die etwas ungewöhnlich anmutende Anordnung des Dauerlichtschalters ist in dieser Form notwendig, weil ein Schalten der Kopierlampe über Th1 zugleich Löschung von Th2 und Beginn des Zeitablaufs zur Folge hätte, wenn nicht gleichzeitig der Löschkondensator abgeschaltet würde. Bei Dauerlichteinschaltung wird also eine statt R_v eingesetzte Dunkelkammerleuchte nicht vorverschön.



8.8. Periodische Zeit- schalter mit Thyratrons

Mit Kaltkatodenthyratrons lassen sich selbsttätig periodisch arbeitende Schaltungen aufbauen, die weitgehende Ähnlichkeit mit dem Prinzip des astabilen Multivibrators haben. Diese Schaltungen eignen sich besonders dort, wo höhere Ausgangsspannungen nötig sind oder das Gerät ohnehin im Rahmen von Starkstromanlagen eingesetzt werden soll. Bild 8.25 zeigt die Schaltung eines Impulsgenerators, der eine annähernd rechteckförmige Schwingung mit einer Frequenz von maximal 1 kHz (begrenzt wegen der relativ langen Entionisierungszeit der Thyratrons) und etwa 100 V bei U_a abgibt. Die Betriebsspannung von 215 V – die genau einzuhalten ist – wird von 2 in Serie geschalteten Stabilisatorröhren *StR 108/30* bereitgestellt. Nach Einschalten kann vorerst kein Thyatron zünden, da beide Starterelektroden ohne Vorspannung sind. Zunächst muß kurz die Starttaste *Ta* gedrückt werden, wodurch das linke Thyatron zündet. Nunmehr tritt durch dessen Stromfluß ein Spannungsabfall auf; an R_k 35 V, an R_k1 etwa 110 V. Diese Katodenspannung an R_k liegt über dem Wert der Starterzündspannung für

das rechte Thyatron (85 V), jedoch wird C_{k2} über R_{st2} verzögert aufgeladen. Die Starterspannung am rechten Thyatron steigt also allmählich bis zum Zündwert 85 V. Nunmehr zündet das rechte Thyatron, wobei das linke erlischt. Dies kommt folgendermaßen zustande:

C_{k2} ist zunächst noch ungeladen, da R_{k2} keinen Strom führte. Sobald dieses Thyatron zündet, liegt seine Katode also für den ersten Augenblick über C_{k2} auf Massepotential. Die Brennspannung des gezündeten Thyatrons beträgt rund 65 V; auf diese Spannung geht das beiden Röhren gemeinsame Anodenpotential herab. Die linke, bereits gezündete Röhre hat aber ein gegen Masse um rund 110 V positives Potential, da C_{k1} dort inzwischen durch den Spannungsabfall an R_{k1} auf Katodenpotential geladen ist. Im Moment der Zündung der rechten Röhre wird daher für die linke Röhre die Löschspannung unterschritten, so daß sie verlöscht. Nunmehr lädt sich C_{k2} durch den über R_{k2} entstehenden Spannungsabfall auf etwa 110 V auf. Über R_{st1} und C_{st1} steigt – abhängig von der Zeitkonstante dieser beiden Bauteile – die Starterspannung für die linke Röhre. Erreicht diese 85 V, so zündet die linke Röhre. Ihr Katodenkondensator hat sich

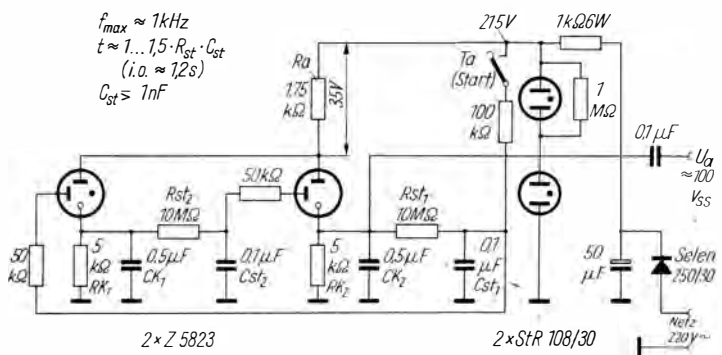
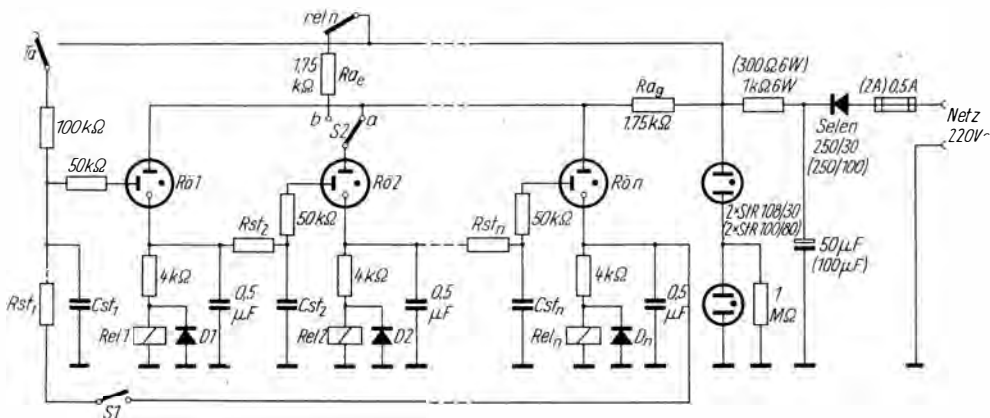


Bild 8.25 Astabiler Multivibrator mit 2 Thyratrons, geeignet als periodischer Taktgeber



$$t_n = 1 \dots 1.5 \cdot R_{stn} \cdot C_{stn} \text{ (M}\Omega, \mu\text{F)}$$

t_n : Zündverzögerung

$$C_{st} \approx 1 \text{ nF}$$

$$R_{01} \dots n: Z 5823$$

Rel 1... n: 1kΩ, 20mA Zug (20 V)

$$D1 \dots n: 0Y 101$$

Bild 8.26 Mehrstufiger periodischer Taktzeitgeber mit Thyristrons

inzwischen über R_{k1} entladen, so daß im Zündmoment diese Katode auf Massepotential liegt, die Katode der rechten Röhre dagegen auf etwa +110 V. Daher wird bei Zündung der linken Röhre die Löschspannung der rechten Röhre unterschritten. Der geschilderte Vorgang beginnt nun von neuem. C_{st1} und C_{st2} werden jeweils bei Zündung der Starterstrecke über diese entladen. Beide Röhren schalten sich mit den durch R_{st1}/C_{st1} und R_{st2}/C_{st2} gegebenen Zeitkonstanten gegenseitig ein und aus, wobei die Löschung durch den gemeinsamen Anodenwiderstand und die RC-Kombinationen in den Katodenleitungen zustande kommt. Die Kondensatoren C_{st} sollen, um ausreichenden Starterstrom zu gewährleisten – wenigstens 1 nF groß sein. Die Näherungsformel für die Zündverzögerung t jeder Röhre (entspricht einer Impulshalbwelle am Ausgang U_a) gibt Bild 8.25 an. Nach tiefen Frequenzen kann die Schaltung bis zu Taktzeiten von einigen Minuten ausgelegt werden; C_{st} wird dann

allerdings sehr groß. Die Dimensionierung im Bild ergibt etwa 1,2 s Taktzeit. Durch unterschiedliche Bemessung von R_{st1}/C_{st1} gegenüber R_{st2}/C_{st2} ist selbstverständlich auch ein unsymmetrisches Schaltverhältnis möglich. Die Katodenwiderstände können Relais sein oder mit Relais in Serie geschaltet werden, wie z. B. auch Bild 8.26 zeigt. Der Gesamtwiderstand von 5 kΩ für R_k muß erhalten bleiben.

Nach diesem Prinzip lassen sich auch mehr als 2 Thyristrons koppeln. Man erhält auf diese Weise eine sich selbständig fortschaltende Programmtaktsteuerung, deren Taktzeiten jeweils mit C_{st} und R_{st} unterschiedlich festgelegt sein können.

Für solche Schaltungen bieten sich zahlreiche industrielle Anwendungsmöglichkeiten, die gegebenenfalls dort vom Amateur realisiert oder zumindest angeregt werden können. Bild 8.26 zeigt die Kombination einiger möglicher Schaltungsvarianten, die sämtlich auf die Grundfunktion Bild 8.25 zurückgehen. Vorhanden sind je

nach gewünschter Zahl nacheinander ablaufender Schaltvorgänge die Thyatronen Röl bis Rön, die (sämtlich in gleicher Weise gekoppelt) die Zeitschalterkette bilden; von der letzten Röhre Rön, führt die Koppelleitung zum Starter der Röl zurück. S1 sei zunächst offen, S2 in Stellung a. Beim Einschalten ist keine Röhre gezündet. Durch Drücken von Ta wird der Programmablauf gestartet: Röl zündet. Rel1 zieht an und führt den ersten (beliebigen) Schaltbefehl aus. Die Relais sind mit Dioden D1 bis Dn geschuntet, um Rückzündungen der Röhren durch die Relaisabschaltspannung beim Löschvorgang zu vermeiden. Nach Ablauf der durch R_{st2}/C_{st2} bestimmten Verzögerungszeit zündet Rő2, wobei Röl dann durch Absenken des Anodenpotentials am allen Röhren gemeinsamen Anodenwiderstand R_{ag} erlischt, was unter Mitwirkung der Katodenkondensatoren $0,5\mu F$ ebenso wie bei der Schaltung nach Bild 8.26 vor sich geht. Sobald Rő2 zündet, zieht Rel2 und führt den nächsten Schaltbefehl aus, Rel1 fällt mit löschender Röl ab. Über R_{stn}/C_{stn} erfolgt, zeitlich verzögert, die Zündung der folgenden Röhre, wonach Rel n zieht usw. bis zum Erreichen der letzten Röhre der Kette (durch Rön dargestellt). Ist S1 offen, so kommt der Programmablauf nun nach einmaligem Durchlauf zum Stillstand. Ist S1 geschlossen, dann wird von Rön über R_{st1}/C_{st1} Röl erneut gezündet, und das Programm läuft ständig von neuem ab. R_{st} und C_{st} jeder Stufe werden entsprechend der (je nach auszuführendem Schaltbefehl) gewünschten Anzugszeit des betreffenden Relais bemessen.

Für bestimmte Aufgabenstellungen kann es erforderlich werden, daß eines der Relais nicht sofort beim Zünden der folgenden Stufe und Anzug seiner Relais abfällt, sondern noch für die Dauer einiger weiterer Schaltbefehle angezogen bleibt. Die zugehörige Röhre darf dann beim

Zünden der folgenden nicht löschen. Das erreicht man, indem die folgende Röhre einen eigenen Anodenwiderstand erhält. Bei Rő2 ist diese Möglichkeit gezeigt. S2 wird dazu in Stellung b gebracht. Damit erhält Rő2 einen eigenen Anodenwiderstand R_{ae} . (Für die Stromversorgung ist jetzt zu beachten, daß dem Netzteil zeitweilig der Strombedarf zweier Röhren zugleich entnommen wird. Stabilisatoren und Netzteil müssen in diesem Fall, wie in Klammer angegeben, stärker ausgelegt sein.) Röl habe gezündet, Rel1 sei gezogen. Sobald Rő2 nachzündet, erfolgt jetzt keine Löschung der Röl, Rel1 bleibt gezogen, Rel2 zieht zusätzlich. Erst beim Zünden der 3. Röhre – hier Rön – löscht Röl, während Rő2 ständig gezündet, Rel2 daher ständig gezogen bleibt. Durch den Relaiskontakt rel n einer der nächsten Stufen kann Rő2 im Zusammenhang mit einem der folgenden Schaltkontakte gelöscht und Rel2 zu diesem Zeitpunkt zum Abfall gebracht werden. Nach diesem Prinzip lassen sich beliebige Kombinationen und Überlappungen der einzelnen von den Relais bewirkten Schaltbefehle erreichen. Die Beziehung für die Verzögerungszeit t_n der einzelnen Stufen ist in Bild 8.26 in Sekunden angegeben; die übrigen Dimensionierungen sollen nicht geändert werden. Das »Weiterreichen« der Zündung von einer Röhre auf die nächste kommt zustande, weil die Katodenpannung jeder Röhre die Starterzündspannung der folgenden übersteigt. Verringert man die Katodenwiderstände so weit, daß die Katodenpannung der gezündeten Röhre etwas unter dem Wert der Starterzündspannung der folgenden bleibt, so kann man über die unteren Anschlüsse der von Masse abgetrennten Kondensatoren C_{st} das Zünden der jeweils folgenden Röhre durch einen kleinen zusätzlichen Spannungsimpuls bewirken. Die Zündung wird also nicht sofort, sondern erst nach Ein-

treffen eines Fortschaltimpulses an den – sämtlich in einem Punkt zusammengefaßten – unteren Enden von C_d auf die jeweils nächste Stufe übergeben. Diese Schaltung entspricht den in der älteren Zähl- und Rechenelektronik benutzten Zählketten-schaltungen. Sie kann zur Impulszählung, Frequenzteilung, für elektronische Rechen-maschinen usw. vielseitig benutzt werden. Einzelheiten zu derartigen Impulszähl-schaltungen sind u.a. anschaulich in [40] dargestellt, wo auch eine dimensionierte Schaltung für eine mit Thyratrons Z5823 bestückte Zählkette zu finden ist.

8.9. Langzeitschalter mit Integratorstufe

In manchen Anwendungsfällen werden Zeitschalter für längere Zeiten benötigt, deren Zeitgenauigkeit nicht besonders hoch zu sein braucht. Etwas problematisch ist bei Transistorschaltungen für lange Zeit-verzögerung stets die Notwendigkeit sehr großer Kondensatoren für das zeitbestim-mende Glied. In solchen Fällen kann ein Transistor-Miller-Integrator vorteilhaft sein (vgl. Abschnitt 8.2.6.). Damit man die in Abschnitt 8.2.6. angedeuteten Reststrom-probleme umgeht und zwecks weiterer Ver-

längerung der Zeit möglichst den gesamten Ausgangsspannungshub des Integrators ausnutzt, wird der Integratorstufe ein *Schmitt*-Trigger (Abschnitt 8.2.2.) nach-geschaltet, der gleichzeitig einen definierten Schalterpunkt für das Relais ergibt.

Bild 8.27 zeigt die Schaltung des Lang-zeitschalters. Die Funktion des Integrators wurde unter 8.2.6. bereits beschrieben. Zeitbestimmend wirkt der Kondensator C , dessen Größe man entsprechend der ge-wünschten Verzögerungszeit durch Ver-such bestimmt. Das Relais bleibt angezogen, solange Auslösetaste Ta geöffnet ist. Es fällt ab mit Schließen von Ta . Die Relais-kontakte bewirken den gewünschten Schalt-vorgang. Mit $P1$ kann das Verhältnis An-zugsverzögerung/Abfallverzögerung ge-wählt werden. Mit $P1$ am oberen Anschlag fällt Rel sofort bei Schließen von Ta ab, um erst nach Öffnen von Ta (vom Öffnungs-zeitpunkt ab beginnt die Verzögerungs-zeit – Unterschied zu anderen Zeitschalter-konstruktionen!) mit der maximalen Ver-zögerungszeit wieder anzuziehen. In Nähe des unteren Anschlags von $P1$ läßt sich nach Schließen von Ta die maximale Ver-zögerungszeit bis zum Relaisabfall errei-chen, während nach Öffnen von Ta erheb-lich schnellerer Anzug erfolgt; die Ver-hältnisse sind also in diesem Fall gerade

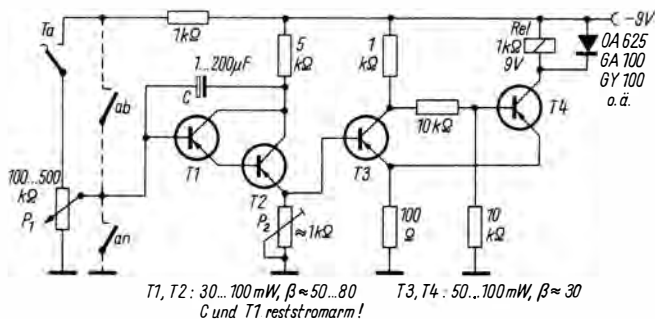


Bild 8.27 Langzeitschalter mit Integratorstufe ($T1, T2$) und *Schmitt*-Trigger ($T3, T4$)

umgekehrt. Im Gegensatz zu andersartigen Zeitschaltern kennt diese Schaltung daher 2 stabile Zustände entsprechend den Schaltstellungen von Ta. Je nach Anwendung kann Ta daher auch ein Schalter mit 2 Ruhelagen sein, wobei der mit Rel ausgelöste Schaltvorgang die entsprechende Verzögerung nach Ta-Betätigung erfährt. Die punktiert angegebenen Schalter »an« und »ab« deuten weitere Schaltmöglichkeiten an. An dieser Stelle angeordnete Kontakte oder Schalter bewirken unabhängig von P1 sofortiges Anziehen (»an«) oder Abfallen (»ab«) von Rel – der Verzögerungsablauf kann auf diese Weise jederzeit unterbrochen bzw. beendet werden. Schließlich sei noch auf eine andere Möglichkeit hingewiesen, die den Anwendungsbereich dieser Schaltung weiter vergrößert: Ta kann ein Arbeitskontakt des Relais Rel sein. In diesem Fall arbeitet die Schaltung selbsttätig als periodischer Taktzeitgeber (und ist mit entsprechend großem C für sehr lange Taktzeiten geeignet), wobei P1 jetzt das Taktverhältnis (Anzugs-/Abfallzeit von Rel) bestimmt. Wirkungs- und anwendungsmäßig entspräche eine solche Schaltung dann einem astabilen Multivibrator als Taktgeber, ermöglicht jedoch weit längere Zeiten als dieser.

Für einmalige Zeitverzögerungen sei als Beispiel die Anwendung als Treppenlichtzeitschalter beschrieben. Die Treppenlichteinschalttaste wird dann bei »an« angeschlossen, Ta überbrückt, »ab« entfällt dann. Das Relais zieht sofort an, schaltet die Beleuchtung ein, und ihre Brenndauer wird mit P1 bestimmt. Die Integrator-schaltung hat dabei noch den Vorteil gegenüber anderen Zeitgeberschaltungen, daß sie ein »Nachtasten« ohne Lichtunterbrechung ermöglicht, d.h., man kann vor Ablauf der Einschaltdauer nochmals »an«

kurz drücken, womit ohne Relaisabfall der Zeitzyklus von vorn beginnt.

P2 dient lediglich dazu, die Auswirkung des (aus den in Abschnitt 8.2.6. genannten Gründen erheblichen) Transistorreststroms auf den Triggereingang zu verhindern. P2 wird so eingestellt, daß bei der höchsten zu erwartenden Umgebungstemperatur Rel gerade noch zuverlässig anzieht. Trotzdem ist für T1 ein reststromarmes Exemplar zu wählen, ebenso für C!

Konkrete Zeitangaben sollen hier nicht vermittelt werden, da insbesondere die β -Werte der Transistoren sowie der resultierende Reststrom am Emitter T2 erheblich in die erreichbare Zeit eingehen. Man kann C daher nur nach Versuch festlegen. Als grober Orientierungswert sei genannt, daß sich mit $P = 100\text{ k}\Omega$ (zwischen Basis T1 und Masse gerechnet) und $C = 100\text{ }\mu\text{F}$ eine Anzugsverzögerung für Rel in der Größenordnung um 10 bis 20 min erzielen läßt. Hohe β -Werte bei T1, T2 und sehr reststromarme Bauteile (T1, T2, C) ermöglichen unter Umständen erheblich höheren Wert für P1 und C sowie Verzögerungszeiten (auch mit Ta = Relais-Kontakt als periodische Taktzeit!) von 1 Stunde und mehr. Selbst diese Zeit läßt sich noch erheblich steigern, wenn für alle Transistoren Siliziumtypen benutzt werden (bei npn-Typen Batterie, C und Relaisdiode umpolen!). Man kann dann P auf mehrere Megaohm festlegen und für C ein ausgesuchtes Exemplar (die Industrie benutzt in solchen Fällen die allerdings kostspieligen Tantal-Elektrolytkondensatoren) einsetzen und auf diese Weise Verzögerungen von vielen Stunden erreichen. Der Aufwand von Tantal-Elektrolytkondensatoren dürfte allerdings für den Amateurbedarf im allgemeinen unrentabel sein. Zur Problematik und Genauigkeit von Langzeitschaltern siehe insbesondere [56].

8.10. Lichtmengen­zähler

Das Prinzip der Lichtmengen­zählung be­ruht darauf, daß Beleuchtungsstärke und Beleuchtungs­dauer des auf ein Objekt auf­treffenden Lichtes registriert werden. In vielen Fällen – etwa bei biologischen Vor­gängen (bei Treibhausklimaanlagen und bei künstlicher Treibhausbeleuchtung) oder bei fotografischen Anwendungen – be­stimmt nicht nur die Lichtstärke bzw. Be­leuchtungsstärke allein, sondern das Pro­dukt aus ihr und der Einwirkungszeit den zu erreichenden Effekt. Um beispiels­weise die auf ein Gewächs einwirkende Licht­menge zu registrieren, bedarf es der Messung sowohl der Beleuchtungsstärke als auch der Beleuchtungs­dauer, wobei die Einzelergebnisse beider Messungen nicht von Interesse sind. Man benutzt in diesem Fall ein ähnliches Prinzip, wie bereits unter 8.6. beschrieben, ordnet aber einer be­stimmten Lichtmenge (Dosis) einen Zähl­impuls zu. Je registrierter Dosis­einheit entsteht somit ein elektrischer Impuls. Diese Impulse werden mittels Zählwerks registriert und ergeben eine eindeutige, von Schwan­kungen der Lichtintensität, Aus- sowie Ein­schaltdauer usw. weitgehend unabhängige Aussage über die auf das (beim interessie­renden Objekt angeordnete) Meßorgan einwirkende Gesamtlichtmenge.

Eine einfache Schaltung, die allerdings nur innerhalb eines begrenzten Lichtinten­

sitätsbereichs sowie Aus-/Ein-Schaltinter­valls hinreichend genau arbeitet und sich daher vorwiegend für Demonstrationsan­wendungen oder orientierende Über­schlagsmessungen eignet, zeigt Bild 8.28. Erforderlich ist (sollen hinreichend genaue Ergebnisse erzielt werden) Stabilisierung der Betriebsspannung mit Stabilisator St. Die Betriebsspannung (250 bis 350 V) kann zusammen mit der Zählwerks­spannung (9 V bzw. je nach Zählwerktyp) aus einem üblichen Netzteil, wie auch für Rundfunk­empfänger bekannt [1], entnommen werden. Die Stabilisator­brennspannung soll min­destens 150 V betragen. Näheres zur Stabi­lisation siehe unter 12.7.1. Der Vorwider­stand R_v errechnet sich bei der Schaltung in Bild 8.28 zu $R_v = \frac{U_n - U_{st}}{I_{qmax}}$, mit I_{qmax} als

den für den gewählten Stabilisortyp maxi­mal zulässigen Querstrom (bereits Stabi­lisatoren für wenige Milliampere sind aus­reichend). Die an St stehende konstante Spannung lädt über den Fotowiderstand FW den Kondensator C auf. Sobald die Span­nung an C den Wert der Zündspannung der Glimmlampe Gl erreicht hat, zündet Gl und entlädt C über T , wodurch der Transistor mit einem kurzen Basisstromimpuls an­gesteuert wird. Dementsprechend schaltet Zählwerk Z (z. B. Postgesprächszählwerk o. ä. elektromechanische Ausführung) um einen Zählschritt weiter. Danach beginnt erneutes Aufladen von C über FW bis zum

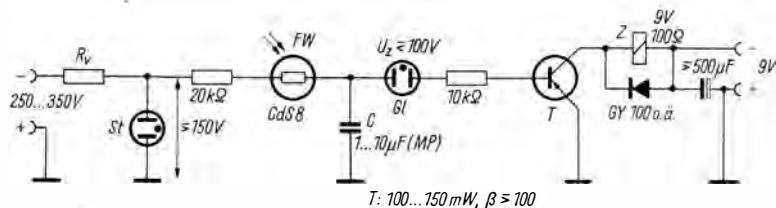


Bild 8.28 Einfacher Lichtmengen­zähler mit Glimmlampenentladekreis. Bei Verwendung eines npn-Si-Transistors Elektrolytkondensator, Diode und beide Spannungen umpoler

nächsten Zünden von Gl und dem damit bewirkten nächsten Zählimpuls.

Die Zahl der Impulse über eine bestimmte Zählzeit hinweg hängt davon ab, wie lange FW beleuchtet ist (wenn FW dunkel, dann Widerstand so hoch, daß Aufladung von C vorwiegend über Isolations- und Nebenschlußwiderstände bei FW erfolgt – hier liegt auch die Grenze der Anwendbarkeit) und wie stark. Mit zunehmender Helligkeit sinkt der Widerstand von FW, so daß schnelleres Aufladen von C und je Zeiteinheit öftere Entladung über Gl, d. h. höhere Impulszahl je Zeiteinheit, erreicht werden. Mit C läßt sich je nach Helligkeit die Impulszahl in gewissen Grenzen festsetzen, was einer Grob festlegung des »Meßbereichs« entspricht. Bei geringer Lichtstärke muß C sehr hochwertige Isolation haben. Elektrolytkondensatoren sind hier ungeeignet. Für die Glimmlampe Gl sollten nur Ausführungen ohne eingebauten Vorwiderstand und mit großflächigen Elektroden vorgesehen werden, z. B. eine Einschraubglimmlampe mit plättchenförmigen Elektroden oder auch sehr gut ein 2. kleiner Stabilisator. Die Zündspannung von Gl darf höchstens 100 V betragen. Transistor T soll (insbesondere wenn C sehr klein wird) hohes β haben, damit ausreichender Anzug des Zählwerks gewährleistet ist. Nötigenfalls schaltet man 2-Transistoren in Tandemschaltung (s. z. B. Bild 8.16b). FW ist der

beim Objekt, dessen Lichtdosismenge gemessen werden soll – z. B. dicht bei einem Pflanzenblatt –, anzuordnende Meßfühler. Seine Zuleitungen müssen sehr gut isoliert sein, sonst Fehlzählung durch Isolationsströme! Bei zu hoher Lichtintensität wird FW zu niederohmig, um noch ein Arbeiten des Geräts zu ermöglichen – Gl zeigt dann Dauerlicht. Man paßt FW in diesem Fall der vorhandenen Helligkeit durch geeignete Abschattung oder durch Anbringen eines lichtschwächenden Filters an (einige Lagen transparentes graues Papier o. ä. genügen!). Eine nur mit Transistoren und Niederspannung arbeitende Schaltung für einen Lichtmengen-zähler zeigt Bild 8.29. Für FW gilt das bereits Gesagte. Zählwerk Z ist in diesem Fall allerdings in den Impulspausen gezogen und fällt beim Zählimpuls ab, was auf seine Funktion keinen Einfluß hat, aber für die Schaltung zu einer relativ viel Betriebsstrom verbrauchenden Dimensionierung zwingt. Dieser Nachteil läßt sich vermeiden, indem an Stelle von Z ein Relais eingesetzt wird, das seinerseits mit einem Ruhekontakt den Zähler schaltet. Der Zähler ist dann in den Impulspausen stromlos. Das bei Z eingesetzte Relais darf 1 bis 2 k Ω Widerstand haben. Alle übrigen R-Werte (mit Ausnahme des an FW angeschlossenen 20-k Ω -Widerstands, der beibehalten wird) kann man dann etwa verzehnfachen, C dagegen erheblich verkleinern und die

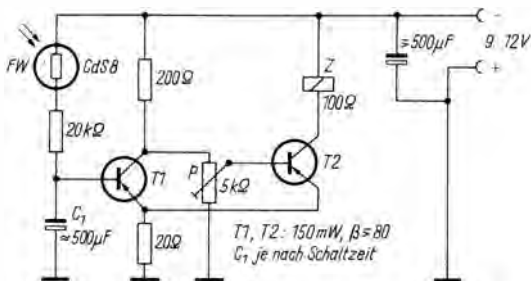


Bild 8.29
Lichtmengen-zähler mit Transi-
storen

Ruhestromaufnahme des Geräts dadurch erheblich verringern. Sie beträgt bei direkter Einschaltung von Z etwa 0,1 A (bei Speisung aus Netzteil belanglos). Bei Verwendung eines Zwischenrelais nur noch etwa 10 mA.

Die Schaltung stellt einen modifizierten *Schmitt*-Trigger dar. Man nutzt dabei die Tatsache aus, daß der Eingangswiderstand des Triggers in seinen beiden Schaltzuständen verschieden groß ist. Wenn T1 gesperrt und T2 geöffnet ist, so hat man an der Basis T1 einen relativ hohen Eingangswiderstand. Über FW wird nun C1 – mit dem auch in dieser Schaltung die Grobfestsetzung der Impulsanzahl je Zeiteinheit erfolgt – entsprechend der auf FW einwirkenden Beleuchtungsstärke aufgeladen. Sobald der Einschaltsschwellwert des Triggers erreicht ist, wird T1 geöffnet. T2 sperrt, Z fällt ab und schaltet dabei eine Ziffer weiter. C1 muß jetzt den Basisstrom für T1 aufbringen (wegen dieses Basisstrombedarfs ergibt sich für diesen zweiten Schalt-

zustand des Triggers ein niedrigerer Eingangsscheinwiderstand). Dadurch entlädt sich C1 über T1 relativ schnell so weit, daß der Ausschaltsschwellwert des Triggers unterschritten wird und T1 wieder sperrt. Anschließend beginnt die nächste Aufladepiode für C1.

P wird je nach den mechanischen Zählwerkeigenschaften so eingestellt, daß sich ein sicheres Fortschalten des Zählmechanismus ergibt.

Mit der in Bild 8.29 gezeigten Dimensionierung und einem unmittelbar eingeschalteten 100- Ω -Postzählwerk ergab sich beim Versuchsmuster mit $C1 = 500 \mu F$ 1 Impuls je 1 bis 30 s (abhängig von der Beleuchtungsstärke auf FW). Diese Zahlen können als grobe Orientierungswerte dienen, sie sind u. a. auch erheblich abhängig vom β der benutzten Transistoren. Je höhere β -Werte verwendet werden können, eine desto längere Impulspause ergibt sich bei gleich großem C1 und gleich starker Beleuchtung von FW.

9. Transistor-Spannungswandler (Transverter)

Transverter (»Zerhacker«) sind Gleichspannungswandler, die aus einer geringen Gleichspannung eine höhere Gleichspannung erzeugen.

Die Gleichspannung wird durch Transistoren »zerhackt« und transformiert. Anwendungen z. B. zum Betrieb von Leuchtstofflampen aus Batterien (u. a. in Fahrzeugen), im Amateurbereich zum Erzeugen der Anodenspannung für Röhren aus niedrigen Batteriespannungen. Man unterscheidet *Eintaktsperrwandler*, *Eintakt-Flußwandler* (diese haben für den Amateur eine geringere Bedeutung und werden daher nicht behandelt) und *Gegentaktwandler*.

9.1. Der Sperrwandler

Bild 9.1 zeigt die Prinzipschaltung des Sperrwandlers. Auf die verhältnismäßig komplizierte Berechnung dieser Wandler muß verzichtet werden; sie hat für den Amateur nur in Sonderfällen Bedeutung.

Behandelt werden soll eine Eintakt-Rückkopplungsschaltung. $L1$ ist die Primärwicklung, $L2$ die Rückkopplungswicklung, $L3$ die Sekundärwicklung, die die Ausgangsspannung liefert. Beim Einschalten kommt – da Transistor T über $R1$ und $R2$ eine Basisvorspannung erhält – über $L1$ ein Stromfluß zustande. In $L2$ wird dadurch eine Spannung induziert, die bei der – in Bild 9.1 angegebenen – richtigen Polung T

weiter öffnet. Der Strom durch $L1$ nimmt lawinenartig zu. $L3$ und D sind so gepolt, daß hierbei im Ausgangskreis kein Strom fließt. Sobald der Transformator Kern magnetisch gesättigt oder (bei geeigneter Dimensionierung von $L1$ und $L2$, abhängig von den Daten des Transistors) T ins Sättigungsgebiet gesteuert ist, nimmt der Strom in $L1$ nicht weiter zu. In $L2$ wird daher keine Steuerspannung mehr für T induziert, T sperrt und schaltet $L1$ schlagartig von der Spannungsquelle ab. Das im Transformator Kern gespeicherte Magnetfeld bricht

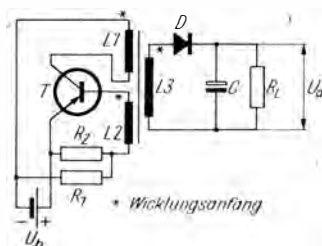


Bild 9.1
Prinzipschaltung des Eintaktsperrwandlers. Entscheidend für die Funktion ist die richtige Polung aller Wicklungen und der Diode. Diese Schaltung darf nie ohne Last R_L betrieben werden. Eine gewisse Sicherheit gegen Transistorschäden bei Lastausfall kann man durch Parallelschaltung eines Varistors zu C erreichen, dessen Knickspannung etwas über der Spannung U_a liegt. Läuft bei Lastausfall die Transverter-Ausgangsspannung hoch, so übernimmt der Varistor (Abschn. 2.2.3.1.) die Belastung des Transverters

daraufhin zusammen und erzeugt in L_3 eine Spannung entgegengesetzter Richtung, die nunmehr D öffnet und den Ausgangsstrom erzeugt. Nach Zusammenbrechen des Magnetfelds beginnt der Vorgang von neuem.

Entsprechend der Polung von L_3 und D – die für die Funktion als Sperrwandler, wie man sieht, entscheidende Bedeutung hat – entsteht der Ausgangsstrom stets, wenn T gesperrt, die Stromquelle also abgetrennt ist. Die Ausgangsspannung hat, da es sich um eine Abschaltinduktionsspannung handelt, keinen konstanten Wert, sondern hängt von der Belastung ab. Bei fehlender Last R_L läuft diese Spannung auf sehr hohe Werte auf; bei großer Stromentnahme ist sie sehr gering. Das kennzeichnende Merkmal für den Sperrwandler besteht darin, daß er keine konstante Spannung, sondern an R_L eine der im Transformator kern gespeicherten magnetischen Energie entsprechende Leistung abgibt. Da diese konstant ist, wird die Ausgangsspannung mit verringerter Stromentnahme größer. Die erreichbare Ausgangsspannung hängt daher nicht wie bei üblichen Transformatoren vom Windungszahlverhältnis L_1/L_3 (Übersetzungsverhältnis) ab! Das Verhältnis U_a/U_b kann bedeutend größer sein als das Verhältnis L_3/L_1 . Ein Windungszahlverhältnis von beispielsweise 1:10 ermöglicht eine Spannungstransformation von 1:100 und mehr. Voraussetzung für konstante Spannung ist konstante Last R_L ; der Sperrwandler kann daher nur für eine bestimmte, vorgegebene Last R_L dimensioniert werden. Unbelastet darf man einen Sperrwandler nicht betreiben, da dann die Ausgangsspannung außerordentlich hohe Werte annimmt. Dabei muß beachtet werden, daß der Wert von U_a , mit dem Windungszahlverhältnis L_3/L_1 transformiert, wieder am Kollektor des Transistors als Kollektor-Sperrspannung erscheint. Bei

zu hoch laufender Ausgangsspannung – also bei Ausfall der Last R_L – kommt daher Transistor T sofort zu Schaden! Dieser Nachteil kann nur durch zusätzliche Maßnahmen (Spannungsbegrenzung z.B. mit Varistor an L_3) vermieden werden.

Der Sperrwandler eignet sich daher besonders zur Erzeugung hoher Spannungen an einem konstanten Lastwiderstand (Anwendung u.a. bei Kernstrahlungszählgeräten in der Militärtechnik zum Erzeugen der hohen Zählrohrspannung).

Für den Amateur interessante Anwendungen, die gleichzeitig als Dimensionierungsbeispiele dienen, zeigen Abschnitt 9.3. und Abschnitt 13.7.

Den einleitend erwähnten Durchflußwandler erhält man durch Umpolen der Diode D in Schaltung nach Bild 9.1. Er liefert Ausgangsstrom jeweils in der Durchlaßphase von T . Seine Betriebseigenschaften sind also ganz andere; er sollte jedoch in allen in der Amateurpraxis auftretenden Fällen besser durch den unkomplizierter aufzubauenden und leichter zu beherrschenden Gegentaktwandler ersetzt werden. Näheres u.a. in [7] und [17].

Abschließend ein Dimensionierungsbeispiel für einen Sperrwandler nach Bild 9.1. Batteriespannung $U_b = 6\text{ V}$, Ausgangsspannung $U_a = 70\text{ V}$. Ausgangsstrom $I_a = 2\text{ mA}$, $R_L = 35\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ }\mu\text{F}$, $T = 100\text{-mW-Typ}$ mit $\beta = 40$ bis 50 . D : *GA 104*, besser Si-Diode $\geq 100\text{ V}$, $R_1 \approx 1\text{ k}\Omega$, $R_2 \approx 100\text{ }\Omega$. Kern: Manifer 163, A_L -Wert 425 (Ferritschalenkern 3×17 , TK 5983), $L_1 = 114\text{ Wdg.}$, $0,18\text{-mm-CuL}$, $L_2 = 45\text{ Wdg.}$, $0,08\text{-mm-CuL}$, $L_3 = 1000\text{ Wdg.}$, $0,06\text{-mm-CuL}$. Wenn die Schaltung einwandfrei arbeiten soll, darf von diesen Daten nicht abgewichen werden, eine Änderung einzelner Größen ohne Berücksichtigung der anderen ist beim Sperrwandler nicht möglich. Beim Anschluß der Wicklungen auf richtige Polung achten!

9.2. Der Gegentakttransverter

Gegentakttransverter geben eine von der Ausgangslast weitgehend unabhängige Ausgangsspannung ab und lassen sich auch für verhältnismäßig große Ausgangsleistungen auslegen. Die abgegebene Ausgangsspannung hat annähernd Rechteckform und kann in prinzipiell beliebiger Weise gleichgerichtet werden. Die Berechnung der Transformatoren von Gegentakttransvertern kann nicht, wie vom Amateur oft angenommen wird, analog der Berechnung etwa eines Netztransformators geschehen, da es sich dabei um eine Rechteckimpulsspannung, nicht um eine Sinusspannung handelt. Die ebenfalls verhältnismäßig umfangreiche Berechnung von Gegentakttransvertern ist u. a. wieder in [7] und [17] zu finden.

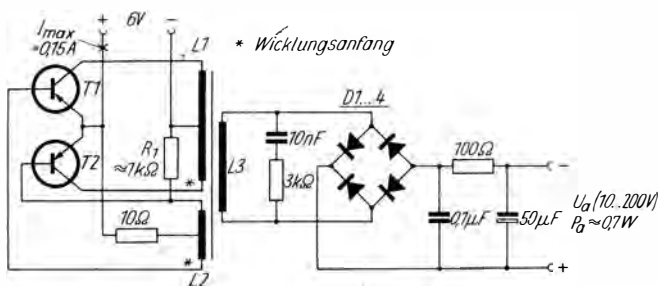
Hier seien 2 Varianten von Gegentakttransvertern mit Dimensionierungsvor-

schrift gegeben, die für alle beim Amateur auftretenden Aufgaben die geeignete Auslegung ermöglichen.

9.2.1. Transverter für kleine Leistung ($P_{\text{max}} = 0,7 \text{ W}$)

Für viele Fälle wird bereits eine geringe Ausgangsleistung ausreichen. Man kommt dann mit einem relativ kleinen Transformatorkern mit üblichen Kleinleistungstransistoren (150 mW) und mit relativ geringer Batteriebelastung aus. Bild 9.2 zeigt die Schaltung mit allen notwendigen Angaben. $L1$ ist die Primärwicklung, $L2$ die Rückkopplungswicklung und $L3$ die Sekundärwicklung.

Beim Einschalten der Batterie entsteht über $R1$, obere Hälfte von $L2$, 10- Ω -Widerstand, ein Spannungsstoß im Transformator, der das Anschwingen bewirkt. $T1$ und



$T1, T2$: $\approx 150 \text{ mW}$ (GC 301 o.ä.) mit Kühlstellen; $f = 1 \text{ kHz}$

$D1 \dots 4$: bei $U_a = 10 \dots 50 \text{ V}$: GY 102

bei $U_a = 50 \dots 100 \text{ V}$: GY 116 evH, GY 105

bei $U_a = 100 \dots 200 \text{ V}$: SY 202 o.ä.

Transformatorkern: M42/15 Dyn.-Bl. IV

Bleche wechselseitig ohne Luftspalte

$L1 = 2 \times 25 \text{ Wdg.}, 0,5 \text{ -mm -CuL}$

$L2 = 2 \times 16 \text{ Wdg.}, 0,2 \text{ -mm -CuL}$

$L3 = 6,4 \text{ Wdg./V}, 0,2 \text{ -mm -CuL}$

(z.B. 100V = 640 Wdg.)

Bild 9.2 Schaltung des Gegentakttransverters für eine Ausgangsleistung von maximal 0,7 W. Der maximal entnehmbare Ausgangsstrom ergibt sich aus Maximalleistung und gewählter Ausgangsspannung

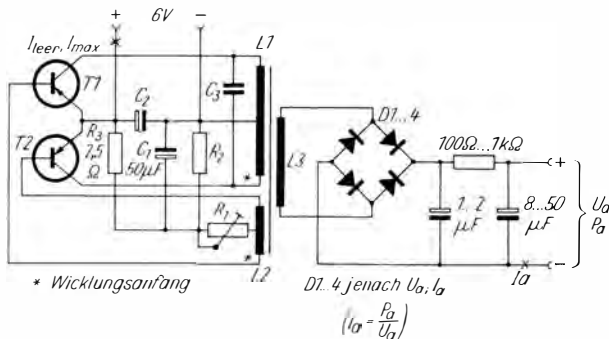


Bild 9.3 Schaltung des Gegentakttransverters für Ausgangsleistung von maximal 5 bzw. 10 W. Die Tabelle auf Seite 238 gibt die erforderlichen Dimensionierungen für die jeweils gewählte Leistungsklasse an.

T2 arbeiten als Schalter und steuern sich wechselseitig auf und zu. Da das Umschalten schlagartig erfolgt, entsteht an L3 eine annähernde Rechteckspannung. Die Kombination $10 \text{ nF}/3 \text{ k}\Omega$ dämpft die im Umschaltmoment auftretenden Spannungsspitzen, die sonst unter Umständen die Transistoren gefährden könnten. R1 wird je nach Transistorexemplaren (deren Werte nicht zu sehr differieren sollten; Pärchen sind vorteilhaft, jedoch nicht unbedingt notwendig) auf einen Batteriestrom von maximal 0,15 A bei maximaler Ausgangslast eingestellt. Die Schwingfrequenz liegt bei etwa 1 kHz, wodurch sich die Siebung hinter dem Gleichrichter wirksamer auslegen läßt. L3 wird je nach gewünschter Ausgangsspannung bemessen, wie Bild 9.2 angibt. Für 50 V Ausgangsspannung wären bei L3 demzufolge $50 \times 6,4 = 320 \text{ Wdg.}$ erforderlich. Der maximal entnehmbare Ausgangsstrom ergibt sich aus der gewählten Ausgangsspannung und der maximal verfügbaren Ausgangsleistung von 0,7 W (wer mit dem Selbstbau von Transvertern noch keine Erfahrung hat, setze dafür sicherheitshalber nur 0,5 bis 0,6 W an). Der Drahtquerschnitt für L3 kann aus den üblichen Belastungstabellen (z. B. in [1]) ent-

nommen werden. D1 bis D4 wählt man je nach U_a . Mit entsprechend geänderter Einstellung von R1 kann man den Transverter ohne sonstige Änderungen zwischen 4 und 8 V Batteriespannung einsetzen, wobei sich U_a proportional zur Batteriespannung ändert. Der günstigste Wirkungsgrad ergibt sich jedoch bei 6 V; dieser Spannung sollte daher der Vorzug gegeben werden.

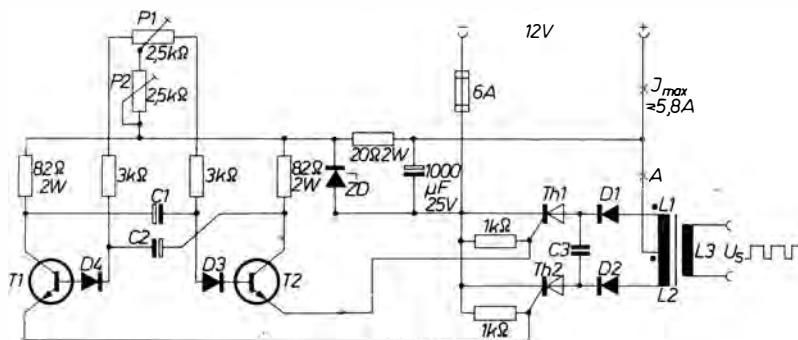
9.2.2. Transverter für 5 W bzw. 10 W Ausgangsleistung

Für höhere Ausgangsleistungen wählt man die Schaltung nach Bild 9.3. Entsprechend den benutzten Transistoren (4-W- oder 10-W-Typen) läßt sich die Ausgangsleistung auf 5 oder 10 W steigern. In Bild 9.3 und der zugehörigen Tabelle sind für beide Leistungsklassen alle notwendigen Daten und Einstellhinweise angegeben. L3 wird wieder gemäß der gewünschten Ausgangsspannung U_a bemessen. D1 bis D4 können je nach Auslegung der Sekundärseite Flächengleichrichter oder Selengleichrichter sein. T1 und T2 sind mit den in der Tabelle angegebenen Kühlflächen isoliert

	$P_{a\max} = 5 \text{ W}$	$P_{a\max} = 10 \text{ W}$
T1, T2/Kühlfläche	$2 \times \text{GD } 160/100 \text{ cm}^2$	$2 \times \text{GD } 240/\approx 200 \text{ cm}^2$
R1	$0 \dots 50 \Omega$	$0 \dots 5 \Omega$
R2	$0,5 \dots 3 \text{ k}\Omega$	etwa 100Ω
C2	$100 \mu\text{F}$	$50 \mu\text{F}$
C3	$0,1 \mu\text{F}$	$0,22 \mu\text{F}$
$I_{\max}$ (bei $P_a = P_{a\max}$)	$\leq 1,1 \text{ A}$	$2,4 \dots 2,6 \text{ A}$
I_{Leer} (bei $P_a = 0$)	$\leq 0,3 \text{ A}$	$\leq 0,5 \text{ A}$
Wirkungsgrad η	$\approx 70 \%$	$\approx 65 \%$
Schwingfrequenz	$\approx 500 \text{ Hz}$	$\approx 50 \text{ Hz}$
Transformatorkern/ Schichtung (Dyn. Bl. IV/0,35)	M42/einseitig 0,5-mm-Luftspalt	M55/wechelseitig ohne Luftspalt
L1 (zuunterst) – beide Teilwicklungen bifilar wickeln	$2 \times 65 \text{ Wdg.},$ 0,75-mm-CuL	$2 \times 65 \text{ Wdg.},$ 0,9-mm-CuL
L2 (auf L1 ohne Zwischenlage, bifilar)	$2 \times 22 \text{ Wdg.},$ 0,3-mm-CuL	$2 \times 30 \text{ Wdg.},$ 0,5-mm-CuL
L3 ($n = U_a \cdot \text{Wdg.}/V$) (Beispiel)	$12,7 \text{ Wdg.}/V$ ($220 \text{ V} : 2800 \text{ Wdg.},$ 0,12-mm-CuL)	$13,6 \text{ Wdg.}/V$ ($220 \text{ V} : 3000 \text{ Wdg.},$ 0,15-mm-CuL)
Einstellhinweise	R1 auf $I_{\max}$ bei $P_{a\max}$ R2 nicht kleiner, als für Anschwingen bei $P_{a\max}$ notwendig	

direkt bei $L3$ angeschlossen werden, wenn ihre Leistungsaufnahme 10 W nicht übersteigt. Bei der Ersteinstellung ist darauf zu achten, daß $I_{\max}$ nicht überschritten wird.

Für Transverterausgangsleistungen über 10 W werden nach dem jetzigen Stand der Technik meist Thyristorwechselrichter den Vorzug verdienen. Mit ihnen lassen sich bei höheren Primärspannungen weitaus höhere Leistungen bei gutem Wirkungsgrad umsetzen. Bild 9.4 zeigt ein Schaltungsbeispiel. Es sei aber betont, daß sich der Nachbau dieser Schaltung insgesamt nur dem fortgeschrittenen Amateur empfehlen läßt, der bereits einige Erfahrungen auch im Umgang mit Thyristoren gesammelt hat. Bei derartigen Wechselrichtern hängt



viel von der sachgerechten Anfertigung des Transformators und der Sorgfalt bei der ersten Inbetriebnahme ab.

Die Schaltung arbeitet wie alle einfachen Thyristorwechselrichter fremdgesteuert. Ein mit ZD stabilisierter Multivibrator stellt die Steuerfrequenz 50 Hz bereit. Mit P2 nimmt man den Feinabgleich auf 50 Hz vor, wobei zunächst die Thyristoren durch Auftrennen der Leitung bei A stillgelegt sind. Wichtig ist in diesem Fall ein möglichst genau eingehaltenes 1:1-Tastverhältnis (Symmetrie) der Rechteckschwingung. Sie wird oszillografisch kontrolliert und mit P1 auf 1:1 eingestellt. Nach Anschließen der Transformatormitte bei A ist dieser Abgleich nochmals zu kontrollieren. Eine technisch bessere, allerdings aufwendigere Lösung wäre zu erreichen, wenn man einen 100-Hz-Sinusoszillator (RC-Phasenschieber oder festabgestimmte Wien-Brücke, [62] u. a.) als Steuergenerator benutzt, dessen Sinusschwingung begrenzt und zu Nadelimpulsen differenziert wird. Man erreicht damit bessere Frequenzkonstanz und vor allem zwangsläufig das hier wichtige 1:1-Tastverhältnis. Die 100-Hz-Nadelimpulse steuern dann einen bistabilen Multivibrator an, der an Stelle T1, T2 in gleicher Weise die Ansteuerung der Thyristoren übernimmt und zugleich auf 50 Hz untersetzt.

Die Thyristoren werden gegentaktig angesteuert und schalten abwechselnd L1 und L2 an die Primärspannung. C3 übernimmt dabei in der unter 15.8. und bei anderen Schaltungen dieses Buches schon beschriebenen Weise die Löschung des jeweils zuvor gezündet gewesenen Thyristors. D1, D2 halten die im Umschaltmoment auftretenden Gegenspannungsspitzen von C3 und den Thyristoren fern.

C3 ist relativ kritisch und durch Versuch optimal zu bemessen, was ohne Oszillograf nur schwierig gelingt. Richtwerte für alle

Schaltelemente sind in Bild 9.4 angegeben, ebenso die Transformatoraten. Sie gelten für 12 V Speisespannung und 50 Hz Steuerfrequenz. Die Berechnung solcher Übertrager geschieht ebenso wie bei Gegentakttransvertern; sie weicht von üblichen Netztransformatorberechnungen erheblich ab (es handelt sich hier nicht um sinusförmige, sondern um Rechteckspannungen!) und kann nicht behandelt werden. Der Leser findet dazu in der einschlägigen Literatur viele Hinweise. Die Sekundärspannung U_s ist demzufolge wie bei Transistortransvertern ebenfalls rechteckförmig. Beim Auftreten erheblicher Überspannungsspitzen an den Umschaltflanken des Rechtecks kann die Parallelschaltung eines Kondensators zu L3 notwendig sein, dessen optimale Größe ebenfalls oszillografisch ermittelt werden muß. Bei konstanter Last an U_s läßt sich mit einem solchen Parallelkondensator eine annähernd sinusförmige Ausgangsspannung erreichen.

Eine gewisse Gefahr bei der ersten Inbetriebnahme – solange C3 noch nicht optimal bemessen ist oder wenn der Transformator nicht einwandfrei dimensioniert und gewickelt wird – besteht darin, daß beim Durchschalten des 2. Thyristors der 1. nicht löscht, womit die weiteren Steuerimpulse wirkungslos und beide Thyristoren durchgesteuert bleiben. Der dann fließende Strom wird nur noch durch die ohmschen Widerstände von L1 bzw. L2 begrenzt und kann daher zu sofortiger Überlastung von D1, D2, Th1, Th2 und der Transformatorwicklung führen. Es empfiehlt sich deshalb, die Schaltung während der Ersterprobung mit schwächerer Sicherung abzusichern.

Die Primärspannung wurde in diesem Fall mit 12 V als der unteren sinnvollen Grenze gewählt. Höhere Primärspannungswerte ergeben bessere Wirkungsgrade (mit entsprechend größerem Transformator und je nach Maximalbelastbarkeit von D1, D2,

Th1 und Th2 lassen sich bei 24 V₋ Ausgangsleistungen bis 500 W realisieren; die kommerzielle Leistungselektronik kennt Thyristorwechselrichter nach diesem Prinzip für 10 kW und mehr). Für die angegebene Dimensionierung und mit 12 V Primärspannung liegt der Wirkungsgrad bei etwa 65 bis 70 %, was man keinesfalls als Optimum ansehen kann. Der Grund dafür ist der relativ hohe Spannungsabfall an Th1, Th2 und den in Serie mit den Thyristoren liegenden Dioden, der immerhin rund 2 V beträgt, so daß an L1, L2 faktisch bereits nur noch etwa 10 V verfügbar sind. Ein Einsatz von Thyristorwechselrichtern unterhalb 12 V hat daher wenig Sinn. Um bei den in den Thyristoren und Dioden auftretenden erheblichen Verlustleistungen noch ausreichende Kühlung zu erzielen, sind für die angegebene Dimensionierung reichlich bemessene Kühlflächen erforderlich. Die in Bild 9.4 genannten Abmessungen sind Mindestwerte. Zweckmäßig werden die Kühlflächen insbesondere dann größer bemessen oder als Alu-Rippenkühlkörper ausgebildet (ggf. die dafür im Bauelementehandel erhältlichen Kühlkörper benutzen), wenn mit höheren Umgebungstemperaturen oder nicht einwandfreier Luftzirkulation gerechnet wird. Da üblicherweise bei Thyristoren die Anode am Gehäuse liegt, bei Dioden die Katode, kann man für Th1 und D1 sowie Th2 und D2 jeweils einen gemeinsamen Kühlkörper benutzen, auf den die Halbleiter ohne Isolierzwischenlage aufzuschrauben sind.

Bei einwandfreiem Aufbau und Abgleich arbeitet ein solcher Wechselrichter sehr zuverlässig. Sein Vorteil liegt in der guten Frequenzkonstanz auch bei schwankender Belastung, was durch die Fremdsteuerung bedingt ist. Zur Speisung kommen nur entsprechend kräftige Stromquellen (Kfz.-Bleiakkumulatoren, Scheinwerferbatterien o. ä.) in Betracht.

9.3. Hochspannungsimpuls- erzeuger für Batteriebetrieb

Mit der in Bild 9.5 gezeigten Schaltung ist die Möglichkeit gegeben, Hochspannungsimpulse geringen (ungefährlichen) Energiegehalts zu erzeugen. Anwendungen sind möglich für physikalische Versuche, als Zündimpulsgeber für Gasentladungsröhren sowie analog dem »elektrischen Weidezaun«-Gerät zum Betrieb eines Miniaturweidezauns, der z. B. dem Kleintierhalter für die Abgrenzung eines Gänse- oder Kaninchenauslaufs nützliche Dienste leisten kann. Daß sich der Impulsgeber sehr klein aufbauen läßt und als Gehäuse dafür z. B. ein Isolierstab (PVC-Rohrstück) geeignet ist, ermöglicht auch eine ernsthaftere Anwendung als elektrischer Viehtreibstock in Zucht- und Transportbetrieben, Schlachthäusern usw. Es sei dazu allerdings bemerkt: Die abgegebene Hochspannungsenergie ist zwar ungefährlich, doch bei unsachgemäßem Umgang oder bei Berührung durch darauf unvorbereitete Personen sind eventuell Unfall-

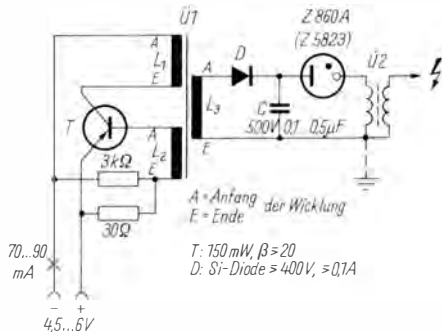


Bild 9.5
Hochspannungsimpulserzeuger für Batteriebetrieb. Die Hochspannung wird aus einer mit Transverter Ü1 erzeugten Betriebsspannung von etwa 300 V mit Kondensatorstoßentladung über Ü2 gewonnen

möglichkeiten durch Schreck- oder Schockwirkung gegeben.

Die Hochspannung wird in 2 Stufen erzeugt. Dieser zunächst etwas umständlich erscheinende Weg ermöglicht jedoch die Verwendung fertiger Bauteile bzw. erspart dem Amateur den sehr schwierigen Eigenbau der sonst notwendigen Transverter-spule mit Hochspannungswicklung und den dabei auftretenden, vom Amateur kaum zu beherrschenden Isolationsproblemen.

Übertrager Ü1 – der selbst anzufertigen und relativ unkritisch ist – und Transistor T bilden einen als Sperrwandler arbeitenden Transverter (s. Abschnitt 9.1.). L3 bildet die Sekundärwicklung. An ihr steht eine Spannung von maximal etwa 300 V. Über der Siliziumflächendiode D wird der Stoßkondensator C aufgeladen. Bezüglich Polung von D und L1 bis L3 ist das unter 9.1. Gesagte zu beachten.

Sobald die Spannung an C den Wert der Zündspannung der Zünddiode Z860A erreicht hat, zündet diese, wobei der Kondensator C stoßartig über Ü2 entladen wird. Durch diese Kondensatorentladung entsteht in der Sekundärwicklung von Ü2 der Hochspannungsimpuls. Die unteren Enden von Ü2 werden entweder geerdet (bei Anwendung als Viehtreibstock genügt dafür die Handkapazität am Isoliergehäuse des Geräts, die Erdverbindung entfällt dann) oder mit dem Bezugspunkt bzw. der Masse des Geräts verbunden, in dem der Hochspannungsimpulsgeber als Baugruppe eingesetzt wird. Nach erfolgter Entladung von C findet Nachladung über D statt, bis wiederum die Zündspannung der Zünddiode erreicht ist usw. – das Gerät erzeugt daher periodische Hochspannungsimpulse. Ihre Frequenz hängt ab von den Eigenschaften des Transverters, der gewählten Batteriespannung und der Größe von C; sie liegt in der Größenordnung 10 Hz.

Für Ü2 wird eine Original-Fotoelektronenblitzzündspule (beim Versuchsgerät aus einer B-70-Blitzlampe, s. 3.9.) benutzt, mit der sich eine Hochspannung von größenordnungsmäßig 5 bis 10 kV und mehr (Funkenschlagweite von 6 bis 9 mm) erreichen läßt. Selbsterstellung ist problematisch. Eine selbstgefertigte Spule müßte auf einem Ferritzylinderkern primär etwa 100, sekundär etwa 10000 Windungen enthalten (Drahtstärken: primär 0,3-mm-CuL, sekundär 0,06- bis 0,08-mm-CuL), mit Lagenisolation gewickelt sowie anschließend vakuumgetränkt werden – soviel als Orientierungswerte für diese wenig empfehlenswerte Arbeit.

Unproblematischer ist Ü1. Beim Versuchsmuster wurde dafür ein Maniferschalenkern, 18 × 30 mm, A_L-Wert 2500 (VEB *Keramische Werke* Hermsdorf) benutzt. Auch ähnliche Kerngrößen und A_L-Werte sind geeignet.

Gewickelt werden darauf zuunterst L1 mit 50 Wdg., 0,12-mm-CuL, darüber L2 mit 20 Wdg., 0,12-mm-CuL, nach ausreichender Isolierzwischenlage zuoberst L3 mit 1000 Wdg., 0,08-mm-CuL (nach je 200 bis 250 Wdg. eine Isoliereinlage!). Falls Kerne anderer Art benutzt werden, wickelt man L3 mit 1500 Wdg., Anzapfungen bei 500, 800, 1100 Wdg. und benutzt bei der späteren Erprobung die Anzapfung, die das beste Betriebsverhalten erbringt. Die Batteriestromaufnahme soll je nach Batteriespannung und Transvertereigenschaften bei 70 bis 90 mA maximal liegen.

Wie unter 9.1. erwähnt, braucht jeder Sperrwandler eine Sekundärspannungsbegrenzung, um ein Hochlaufen der Spannung und Zerstörung von T zu vermeiden. Sie erfolgt in diesem Fall zwangsläufig dadurch, daß die Spannung an L3 nicht über den Wert der Zündspannung der Zünddiode Z860A ansteigen kann. Die Widerstände des Basisspannungsteilers

sind relativ unkritisch und können bedarfsweise bei stark abweichenden Werten von T oder $\dot{U}_1$ geändert werden (Batteriestromaufnahme beachten!).

Die Zünddiode **Z 860 A** (Hersteller VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin) ist eine speziell für derartige Kondensatorstoßentladungen entwickelte Gasentladungsröhre. Sie verhält sich zündspannungsmäßig wie eine Glimmlampe (Zündspannung dieses Typs bei etwa 300 V), arbeitet jedoch im Unterschied zu dieser wegen ihrer besonderen Katodenkonstruktion im Gebiet der (bei Glimmlampen »verbotenen«) Bogenentladung und weist deshalb extrem niedrige Löschspannung (Größenordnung 10 V) auf, so daß C praktisch vollständig entladen wird und die in C gespeicherte Energie fast vollständig an $\dot{U}_2$ zur Verfügung steht. Prinzipiell könnte an Stelle dieser speziellen Röhre auch eine andere Gasentladungsröhre benutzt werden. Geeignet für Experimente ist z. B. der Thyatronotyp **Z 5823**, dessen Starterelektrode in diesem Fall nicht angeschlossen wird. Wegen der erheblich höheren Löschspannung solcher Entladungsröhren (**Z 5823**: etwa 60 V) und des bei der Entladung höheren Innenwiderstands (gilt in erhöhtem Maße für alle Glimmlampentypen, die deshalb für diese Schaltung kaum geeignet sind) treten jedoch starke Verluste auf; außerdem ist die Anstiegsflanke des Stromimpulses in $\dot{U}_2$ weniger steil. Beides führt zu einer erheblich verringerten Hochspannungsabgabe. Falls also nicht die **Z 860 A** verwendet wird, kann nur der Versuch entscheiden.

Ein vorteilhafter Ersatz der **Z 860 A** ist jedoch möglich durch Verwendung eines Thyristors. Bild 9.6 zeigt die entsprechende Schaltungsänderung. $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$ und D entsprechen dem Bild 9.5. Die Steuerelektrode des Thyristors ist nun über eine Zündhilfe mit ausreichend hoher Zündspannung mit der Anode von Th zu verbinden. C wirkt

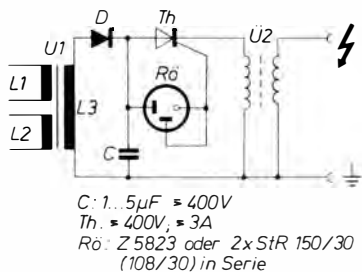


Bild 9.6

Ersatz der Röhre **Z 860 A** in Bild 9.5 durch einen Thyristor

jetzt zugleich mit der Zündhilfe – in diesem Fall R_0 – als Zündkondensator. R_0 sollte für ausreichende Sekundärleistung bei $\dot{U}_2$ erst bei 250 bis 300 V zünden und muß kurzzeitig immerhin den Steuerstrom für Th aufbringen. Deshalb sind Kleinglimmlampen kaum geeignet (Versuch!); die Verwendung von Transistorzündhilfen nach Abschnitt 2.2.5.2. ist wegen der vor Zündung auftretenden hohen Sperrspannung problematisch. Für Amateurzwecke bietet sich als preiswerteste und materialmäßig am leichtesten realisierbare Lösung die Verwendung von Glimmstrecken mit großflächigen Elektroden an. Für R_0 eignet sich dann ein Glimmstabilisator (**StR 108/30** bzw. **StR 150/30** oder beliebige andere Typen mit ähnlichen Daten, wobei es auf den im Stabilisatornormalbetrieb zugelassenen Brennstrom ankommt – wenigstens etwa 30 mA – und auf die Zündspannung, weniger auf die sonst interessierende Brennspannung) oder auch der preiswert erhältliche, für Amateurzwecke gut geeignete Thyatronotyp **Z 5823**, der weit verbreitet ist. Dafür lassen sich recht gut ältere verbrauchte Thyratrons verwenden, die über die Starterelektrode nicht mehr einwandfrei zünden. Die Starterelektrode wird an Katode gelegt oder nicht angeschlossen. Erforderlichenfalls kann man 2 geeignete Glimm-

strecken in Serie legen, um die geforderte Zündspannung zu erreichen.

C kann jetzt entweder mit $0,1$ bis $0,5 \mu\text{F}$ beibehalten oder für die Thyristorschaltung auch auf 1 bis $5 \mu\text{F}$ vergrößert werden. Für $\ddot{U}$ läßt sich dann eine Autozündspule verwenden. Mit größerem Kondensator liegt die Zündfolge bei etwa 1 Hz , die abgegebene Energie an $\ddot{U}$ reicht aus für den Betrieb einer mittleren Weidezaunanlage, was für den dafür zu benutzenden 6-V -Akkumulator gegenüber den bislang noch üblichen mechanischen Unterbrechern erhebliche Stromersparnis bringt. Die Schaltung läßt sich dann als Weidezaungerät verwenden.

9.4. Transverter für Speisespannungen unter 1 V

Daß es möglich ist, auch Spannungen ab etwa $0,4 \text{ V}$ mit Transvertern auf verwertbare Spannungen für Halbleiterschaltungen heraufzusetzen, zeigt die in Bild 9.7 vorgestellte Schaltung. Derartige Transverter setzt man zur Stromversorgung von Schal-

tungen ein, die bei geringem Leistungsverbrauch eine Betriebsspannung von einigen Volt oder mehr benötigen und beispielsweise aus Siliziumfotoelementen (Solarzellen) oder einer Anzahl in Serie geschalteter Thermoelemente gespeist werden sollen. Letzteres ist übrigens – neben den denkbar praktischen Anwendungen – auch eine reizvolle Experimentiermöglichkeit für den Amateur. Thermoelemente (allerdings mit begrenzter Lebensdauer) lassen sich recht einfach aus Konstantandraht (Widerstandsdraht) und Eisendraht herstellen. In der Gasflamme erhitzt, gibt ein solches Thermoelement etwa 30 bis 80 mV je nach Temperatur ab, wobei das niederohmige Element beträchtliche Stromstärken liefern kann. Für Versuchszwecke genügt es, die Verbindungsstelle Eisendraht/Konstantandraht mit der Flachzange zu quetschen und in der Gasflamme zu erhitzen (mit einem Bunsenbrenner ist Verschweißen möglich). 10 bis 20 solcher Elemente in Serie geschaltet, ermöglichen schon einen einwandfreien Betrieb des Versuchsmusters dieser Schaltung.

$T1, T2$ arbeiten in diesem Fall als strom-

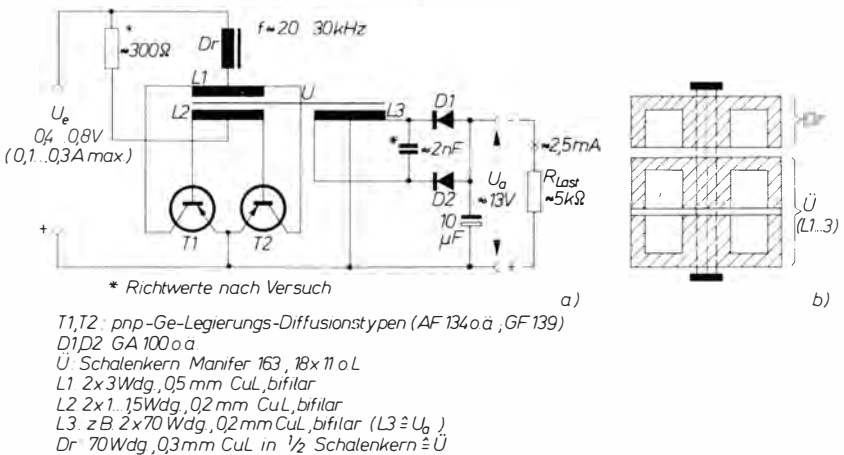


Bild 9.7 Transverter für Speisespannungen von $0,4$ bis $1,5 \text{ V}$. Schaltung (a) und Spulenaufbau (b)

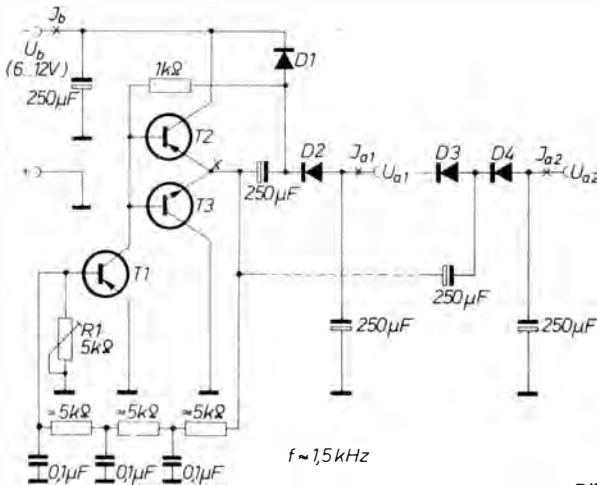
gesteuerte Schalter. Die Drosselspule Dr bewirkt zu diesem Zweck konstant bleibenden Kollektorstrom in der Kollektorstwicklung L1. L2 ist die Rückkopplungswicklung, L3 wird nach der gewünschten Ausgangsspannung bemessen. Richtwerte gibt das Bild an. Solange nicht die Grenzwerte der Transistoren überschritten werden, läßt sich diese Schaltung auch noch bis etwa 1,5V herauf sinnvoll einsetzen (denkbare Anwendung dafür: Betrieb einer MOSFET-bestückten Schaltung – für das MOSFET-Gate werden meist einige Volt Vorspannung benötigt – aus einer 1,4-V-Knopfzelle). Der 300-Ω-Widerstand und auch der 2-nF-Kondensator parallel zu L3 ist von Fall zu Fall zu erproben. Der 2-nF-Kondensator kann erheblichen Gewinn an Ausgangsleistung bringen. Das auf die schon erwähnte Art aus Thermoelementen mit 0,8 V_{gespeiste} Versuchsmuster brachte an einer Ausgangslast von 5 kΩ etwa 13 V_{aus} auf, der Wirkungsgrad lag dabei bei knapp 65%. Er liegt für 0,4 V Eingangsspannung noch bei immerhin 45% und kann bei 1 V etwa 80% erreichen.

Für die Transistoren sind wegen der geringen verfügbaren Spannung nur Germaniumtransistoren mit sehr niedriger Kollektorsättigungsspannung geeignet. Dies ist bei pnp-Ge-Legierungsdiffusionstypen der Fall. Das Versuchsmuster wurde mit dem AF134 betrieben. Geeignet ist auch der Transistor GF139 aus der DDR-Produktion, bei dem allerdings der Tabellenwert des maximalen zulässigen Kollektorstroms in diesem Fall bereits überschritten wird. Das läßt sich jedoch experimentell vertreten; denn wie Versuche an einer Anzahl Exemplaren des GF139 zeigten, gab es keine Ausfälle. Über die Brauchbarkeit anderer Ge-Typen für Spannungen unter 0,8 V kann nur der Versuch entscheiden; u. a. muß mit schlechterem Wirkungsgrad gerechnet werden. Der Übertrager Ü

wird auf einen Manifer-Schalenkern der Nenngröße 18 × 11 gewickelt, wie im Bild angegeben. L3 gilt für die genannten Ausgangsdaten und kann entsprechend geändert werden, je nach gewünschtem U_a-Wert. Der A_L-Wert des Kerns ist wenig kritisch, sollte aber wenigstens 400 betragen (beim Muster 1000). Dr wird in eine einzelne Kernhälfte gleicher Art und Größe gewickelt, auf den geschlossenen Ü-Kern aufgesetzt und konstruktiv mit ihm vereinigt, wie Bild 9.7b zeigt. Dies ermöglicht einen kompakten und räumlich kleinen Aufbau.

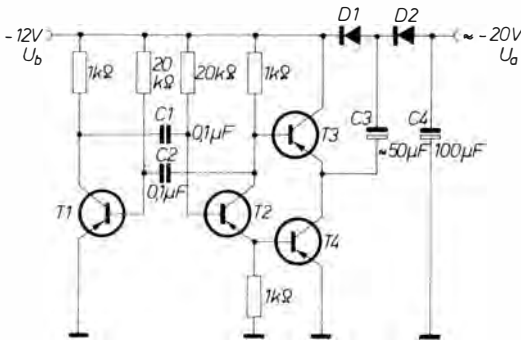
9.5. Transformatorlose Transverter

Ein Nachteil der bisher beschriebenen Transverter ist der relativ große Transformator, dessen u. U. merklich vorhandenes magnetisches Streufeld gelegentlich auch stört. In Fällen, in denen es nur auf ein relativ geringes Transformationsverhältnis (Verdoppelung oder Verdreifachung der verfügbaren Batteriespannung bei nicht allzu hoher Leistung; Beispiel die Gewinnung der Abstimmspannung für Kapazitätsdioden) ankommt, können dann vorteilhaft Transverterschaltungen benutzt werden, die eine Spannungserhöhung ohne Transformator ermöglichen. Bild 9.8 zeigt eine solche Schaltung zur Spannungserhöhung. Dieser Transverter schwingt auf etwa 1,5 kHz – was die Siebung erleichtert – und arbeitet streufeldfrei. Er läßt sich auch für positive Betriebsspannung auslegen, wenn npn- und pnp-Transistoren vertauscht sowie alle Dioden und Elektrolytkondensatoren umgepolt werden. T1 bildet mit der an seiner Basis liegenden RC-Kette einen Phasenschiebegerator, der absichtlich stark übersteuert wird und am Punkt X eine Rechteckspannung entstehen läßt. Mit R1 stellt man die Rechtecksymmetrie



$T1, T2: \approx 400 \text{ mW}, \beta \approx 50$ (GC 301 o. ä.)
 $T3: \text{npn-Si} \approx 400 \text{ mW}, \beta \approx 50$ (SF 126 o. ä.), $J_{c \text{ max}} \approx J_b$
 $D1 \dots D4: \text{Ge oder Si} \approx 1 \text{ A}, \approx 30 \text{ V}$

Bild 9.8
 Transformatorloser Transverter
 zur Verdopplung oder Verdrei-
 fachung der Betriebsspannung



$T1, T2: \approx 150 \text{ mW}, \beta \approx 40$
 $T3, T4: \approx 0.4 \text{ W (z.B. GC 301)}, \beta \approx 60$
 $D1, D2: 1 \text{ A-Ge-Typen}$

Bild 9.9
 Spannungsverdopplerschaltung
 mit Transistoren eines Leit-
 fähigkeitstyps. Vorzugsweise für
 Ge-pnp-Transistoren

ein (zweckmäßiges) zillografisch am Punkt X, behelfsweise auf maximale Ausgangsleistung). Die komplementäre Schaltstufe T2, T3 legt Punkt X abwechselnd an $-U_b$ und Masse. D1, D2 und die 250-µF-Elektrolytkondensatoren bilden eine Spannungsverdopplerschaltung, so daß bei U_{a1} – belastungsabhängig – rund die doppelte

Betriebsspannung verfügbar ist. Mit den punktiert angedeuteten weiteren Elementen kann bei U_{a2} eine Spannungsverdrehfachung erreicht werden. Der Wirkungsgrad dieses Transverters liegt zwischen 65% und 75% je nach Auslegung und Betriebsspannung, die Ausgangsspannung

ist relativ lastabhängig (bei nur geringem Ausgangsstrom I_a lassen sich eventuell kleinere Elektrolytkondensatoren verwenden). Es ergeben sich etwa folgende als Anhaltswerte genannten Daten bei ausgangsseitigem Leerlauf (für $I_a = 0,1$ A die Werte in Klammern):

$$U_b = 6 \text{ V}; I_b \text{ 200 (340) mA},$$

$$U_{a1} = 10,5 \text{ (9,5) V}, U_{a2} = 15 \text{ (12) V};$$

$$U_b = 9 \text{ V}; I_b \text{ 230 (350) mA},$$

$$U_{a1} = 16,5 \text{ (15,2) V}, U_{a2} = 24 \text{ (21) V}.$$

$$U_b = 12 \text{ V}; I_b \text{ 240 (360) mA},$$

$$U_{a1} = 22 \text{ (20) V}, U_{a2} = 32 \text{ (30) V}.$$

Bild 9.9 zeigt eine andere Schaltung zur Spannungsverdopplung mit ähnlichen Eigenschaften, die mit Transistoren eines einheitlichen Leitungstyps auskommt (sie kann für positive Batteriespannungen auch mit Si-npn-Typen aufgebaut werden, T3, T4 sollen dann niedrige Sättigungsspannungen haben, z. B. Epitaxialplanartransistoren). In diesem Fall wird zur Steuerung ein Multivibrator in bekannter Art benutzt. Er steuert kollektorseitig T3, mit seinem T-2-

Emitterstrom T4 an. T3 und T4 werden daher im Gegentakt geöffnet und schalten C3 abwechselnd an $-U_b$ und Masse. Ist T4 durchgesteuert, so wird C3 über D1 aufgeladen. Sobald T4 sperrt und T3 öffnet, liegt die Spannung an C3 in Serie mit der Betriebsspannung. Über D2 wird C4 daher auf die (theoretisch) doppelte Betriebsspannung aufgeladen. U_a ist jedoch lastabhängig und erreicht praktisch den etwa 1,7fachen Wert von U_b . Die ausgangsseitige Belastbarkeit hängt von der Größe von C3 ab. C3 darf jedoch keinen zu großen Wert erhalten, da sonst die Maximalkollektorstrome von T3, T4 überschritten werden. Gegebenenfalls läßt sich die ausgangsseitige Belastbarkeit mit C3 etwas variieren. Die Schwingfrequenz ist unkritisch und kann durch Änderung des Multivibrators nach den bekannten Beziehungen (Abschn. 8.1.1., Bild 8.1 und Bild 3.23) nach Bedarf festgelegt werden. Richtwerte gibt Bild 9.9. Die Schaltung läßt sich demzufolge auf andere Batteriespannungen umstellen.

dadurch aufgetastet. Elektronische Tastgeber neigen zu harten Zeicheneinsätzen. Man kann den Zeicheneinsatz weicher gestalten (entspricht Verrundung der Vorderflanke des Tastimpulses), indem zwischen Basis und Emitter von T1 ein kleiner Elektrolytkondensator (Wert erproben, 0,1 bis 5 μ F) angeschlossen wird. Einen weichen Zeichenausgang (Tastimpulsrückflanke) erreicht man durch Vergrößerung des 10-nF-Kondensators am Kollektor. Der Zeichencharakter läßt sich also bei dieser Tastung ebenfalls weitgehend beeinflussen.

10.2. Elektronische Morsetasten

Zweck und Grundprinzip der im Amateurgebrauch oft auch *El-Bug* genannten elektronischen Morsetasten werden als bekannt vorausgesetzt. Derartige Tasthilfen sind nur dem geübten Funker zu empfehlen, da sie leicht zum »Schmieren« verleiten. In der Amateurliteratur gibt es zahlreiche Schaltungen für solche Tasten, von denen jedoch viele nicht die erforderliche Zeichenpräzision – die ein solches Gerät erst sinnvoll werden läßt – gewährleisten. Es sind nachfolgend daher 2 Tasten beschrieben, die mit den – in diesem Buch mehrfach gezeigten –

elektronischen Grundschaltungen des *Schmitt-Triggers* und des *Multivibrators* arbeiten. Nach dem derzeitigen Stand der Technik hat für derartige Geräte nur noch der Transistor Berechtigung. Auf Angabe von Röhrenschaltungen wird deshalb verzichtet.

10.2.1. Elektronische Morsetaste mit *Schmitt-Trigger*

Die Schaltung einer *El-Bug*, die mit relativ geringem Materialaufwand eine gute Zeichenkonstanz garantiert, zeigt Bild 10.2. Ta ist der in Mittelstellung liegende, seitlich auf Punktfolge oder Strichfolge umzulegende Tasthebel. T1 und T2 bilden den in 8.2.2. beschriebenen *Schmitt-Trigger*. Da die Basis von T1 im allgemeinen keine Vorspannung erhält, ist T1 gesperrt, T2 geöffnet, Relais Rel abgefallen. Kontakt rel 3 tastet den Sender, jedoch ist die Anwendung der kontaktlosen Sendertastung nach Bild 10.1 vorteilhafter. Das erforderliche Tastsignal wird bei E (Bild 10.2) abgenommen. Die Z-Diode unterdrückt dabei die am Triggerausgang auftretende Restspannung (s. Abschnitt 8.2.2.). Ta wird beispielsweise zunächst auf »Strich« gelegt. Über P1, R1 und Ta bekommt T1 Basisspannung, wo-

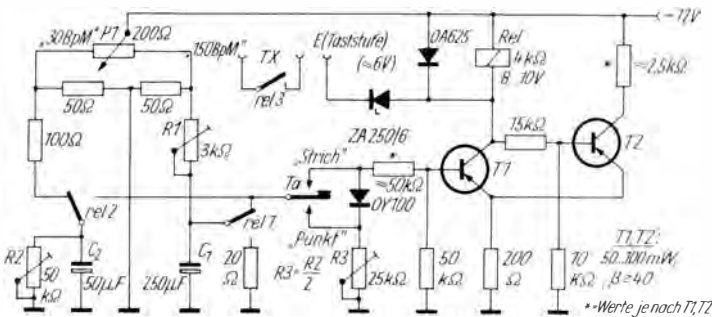


Bild 10.2 Elektronische Morsetaste mit *Schmitt-Trigger*. R1 – Pausenlänge, R2 – Strichlänge, R3 – Punktlänge, P1 – Gebetempo

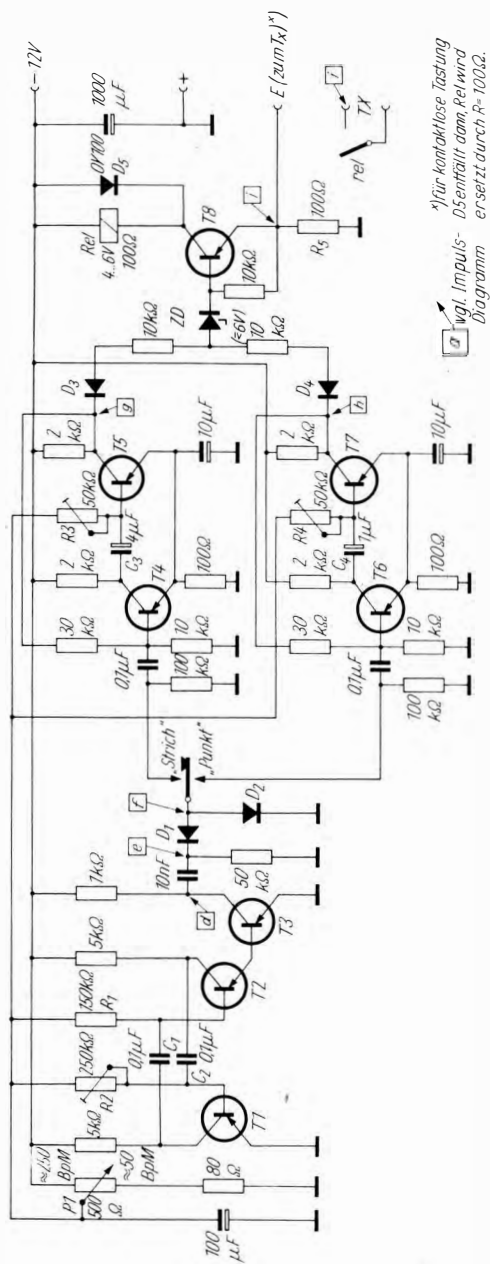
durch der Trigger umschaltet. Rel zieht an, über rel 1 wird C1 sofort entladen, rel 2 legt C2 – der über P1 auf negative Spannung geladen ist – an Ta. Der Trigger bleibt daher in Arbeitsstellung, bis C2 über R2 (mit dem man einmalig die Strichlänge einstellt) entladen ist. Nach Ablauf des Striches fällt Rel durch Unterschreitung der Trigger-Schaltspannung ab. (Im Gegensatz zu vielen anderen bekannten Schaltungen wird das Relais nicht »schleichend«, sondern schlagartig abgeschaltet. Damit werden die durch allmähliches Abfallen bedingten mechanischen Ungenauigkeiten des Relais unwirksam.) Über rel 2 lädt C2 sofort wieder auf. Die Ladung von C1 erfolgt über R1 (mit dem man einmalig die Pausenlänge einstellt). Nach Ablauf der Pausenzeit ist an C1 wieder die Trigger-Ansprechspannung erreicht, so daß dieser erneut schaltet. Der Vorgang beginnt von neuem. R3 wird wegen der in Sperrrichtung gepolten Diode OY 100 (GY 100) nicht wirksam.

Bei Punkttastung ist der Vorgang der gleiche; lediglich wird C2 jetzt schneller entladen, weil parallel zu R2 nun R3 wirkt. Mit R3 stellt man (erst nach Abgleich von R2!) die Punktlänge einmalig ein. Das Gebetempo kann durch Verändern der Ladespannungen für C1 und C2 geregelt werden. Dies geschieht mit P1, der mit den beiden 50- Ω -Widerständen einen Spannungsteiler bildet und für C1, C2 die Spannungen funktionsrichtig gegensinnig ändert. Mit der angegebenen Dimensionierung kann zwischen 30 bis 150 BpM variiert werden.

10.2.2. Schnellverkehrstaste mit hoher Zeichenpräzision

Die hier gezeigte, vom Verfasser ursprünglich auf Röhrenbasis entwickelte und später auf Transistoren umgestellte Schaltung

erlaubt auch bei hoher Gebetgeschwindigkeit eine nahezu maschinenartige Zeichenpräzision innerhalb eines Morsebuchstaben, zeigt aber auch, welch relativ hohen Aufwand die Erzeugung eines sauberen, Gebungenauigkeiten weitgehend ausschließenden Tastzeichens erfordert. Die Schaltung arbeitet mit einem ständig durchlaufenden astabilen Multivibrator als Taktimpulsgeber und 2 monostabilen Multivibratoren als Punkt- bzw. Strichgenerator. Diese Grundschaltungen sind in 8.1.1. und 8.1.2. bereits beschrieben. Bild 10.3 zeigt die Gesamtschaltung des Geräts, zu dessen Funktionserläuterung das Impulsdigramm Bild 10.4 dient. T1, T2 erzeugen einen ständigen Rechteckimpuls, der als Zeitmaß für die Zeichengabe dient (Impulsfolge d in Bild 10.4). Mit R2 wird das Tastverhältnis auf etwa 1 : 1 eingestellt, das ist jedoch, da nur die Impulsvorderflanken benutzt werden, nicht sehr kritisch. Die Rechteckfrequenz bestimmt das Gebetempo; man kann sie mittels Basisvorspannungsregelung für T1 und T2 an P1 einstellen. Der bei d vorhandene Rechteckimpuls (s. Bild 10.4 und Bild 10.3) wird differenziert (s. dazu 1.3.), bei e steht daher eine Nadelimpulsfolge. D1 und D2 sorgen für Unterdrückung der positiven Nadeln. Am Tasthebel (bei f) ist nur noch eine Folge sehr schmaler negativer Nadelimpulse vorhanden, die als Auslöseimpuls für die Zeichengeber sowie als Zeitmaß dient. Bild 10.4 zeigt den Zusammenhang der Zeichen in zeitlicher Hinsicht. Bei a ist eine Punktfolge dargestellt, bei b eine Strichfolge. Beim normgerechten Zeichen muß die Pausenlänge gleich der Punktlänge, die Strichlänge gleich der 3fachen Punktlänge sein. Wie c zeigt, kann jedoch der Strich nicht aus einer Verdreifachung der Punktfolge abgeleitet werden, da bei Punkt-Strich-Tastung die Striche z. T. mit den Pausenzeiten zusammenfallen. Deshalb sind getrennte Punkt- und Strich-



*Für kontaktlose Tastatur
Dienfahrl. am Rel wird
ersetzt durch R=1000Ω

Bild 10.3 Gesamtschaltung der elektronischen Schnellverkehrs-Morsetaste mit hoher Zeichenpräzision. R3 – Strichlänge, R4 – Punktlänge, R5 – Punktsymmetrie ($\approx 1:1$ einstellen), P1 – Gebetempo. T1 ... T2, T4 ... T7: $\geq 30\text{mW}$; $\beta \approx 50$, $I_{\text{CEO}} < 200\text{ }\mu\text{A}$; T3: $\geq 150\text{mW}$, $\beta \approx 50$, $I_{\text{CEO}} < 200\text{ }\mu\text{A}$; D1 ... D4: GA 100; D5: GY 100; ZD: 250-mW-Typ $U_{\text{Z}} \approx 6\text{V}$

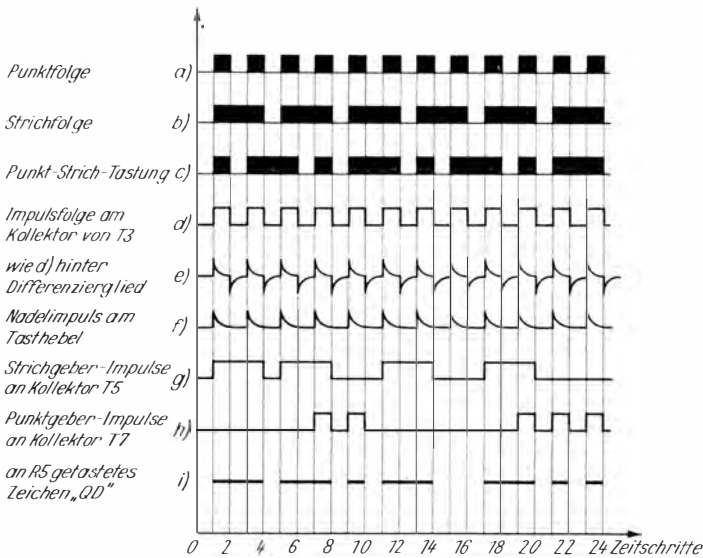


Bild 10.4 Impulsdiagramm zur Schaltung Bild 10.3

geber erforderlich. T4 und T5 bilden den Strichgeber. Sobald der Tasthebel auf Strich gelegt wird, löst der nächste eintreffende Nadelimpuls den monostabilen Multivibrator T4, T5 aus. Im allgemeinen ist T5 durchgesteuert; an seinem Kollektor steht nur eine geringe Restspannung, die von der Z-Diode ZD gesperrt wird. Beim Eintreffen eines Nadelimpulses vom Tasthebel – im Impulsdiagramm also stets exakt zu Beginn eines ungeradzahigen Zeitschritts – öffnet T4, T5 sperrt. Bei g tritt die Betriebsspannung auf, die über D3 und ZD (deren Z-Spannung jetzt überschritten wird) T8 durchsteuert. D4 verhindert Rückwirkung auf den anderen Zeichengeber. Relais Rel (nur erforderlich bei Sendertastung mittels mechanischen Kontakts) zieht, bei E kann man gleichzeitig das Tastsignal für die kontaktlose Sendertastung nach Bild 10.1 abnehmen (diese Taste ermöglicht da-

her eine echte kontaktlose Tastung ohne Relais). Der Strichgeber T4/T5 bleibt für die Dauer einer Strichlänge in der labilen Stellung. Die Strichlänge stellt man einmalig mit R3 ein. Da sie, wie das Impulsdiagramm zeigt, stets gleich der Länge von 3 Rechteckhalbwellen sein muß, wird die Vorspannung für T5 über R3 mit vom Gebotemporegler P1 abgegriffen. Der Tasthebel kann daher sofort nach Einsetzen des Striches wieder zurückgenommen werden. Bleibt er in Strichstellung, so kommt der während der Strichdauer eintreffende nächste Nadelimpuls (vgl. b und f) nicht zur Wirkung, da T4 ohnehin bereits offen ist. Falls nach Ablauf des Striches der Tasthebel noch auf Strich steht, vergeht die Pausenzeit, und der folgende Nadelimpuls löst dann den nächsten Strich aus.

Bei Punktastung liegen die Verhältnisse ebenso: Der Punktgeber T6/T7 wird aus-

gelöst, er arbeitet wie der Strichgeber und ist ebenfalls am Temporegler P1 angeschlossen (mit R4 die Punktlänge einmalig abgleichen). Über D4 und ZD wird wiederum T8 aufgetastet, D3 verhindert Rückwirkungen auf den Punktgeber. Im Punktgeber muß lediglich der zeitbestimmende Kondensator C4 anders bemessen werden als der entsprechende Kondensator C3 im Strichgeber, so daß der Punktgeber bereits nach Ablauf eines Punktes in den stabilen Zustand zurückfällt. Auch hier kann man den Tasthebel sofort nach Einsetzen des Punktes zurücknehmen bzw. sofort auf Strich umlegen, während noch der Punkt abläuft. Der nächste, den Strichgeber auslösende Nadelimpuls folgt laut Impulsdigramm erst, wenn Punkt und Pause ordnungsgemäß abgelaufen sind. Falls ein Strich ausgelöst wird (z. B. Zeitschritt 5 im Diagramm, bei g) und man den Tasthebel sofort nach Strichbeginn auf Punkt umlegt, löst der nächste Nadelimpuls (Zeitschritt 7) während des laufenden Striches den Punktgeber aus (Diagramm f, g, h). Für Zeitschritt 7 bis 8 sind dann beide Geber ausgelöst, so daß ZD und T8 gleichzeitig über D3 und D4 angesteuert werden. Da das Ende beider Zeichen zusammenfällt, bleibt in diesem Fall der Punkt ohne Wirkung.

Dieses Zusammenspiel sei am Beispiel eines absichtlich unsauber gegebenen Zeichens »QD« gezeigt. Im Zeitschritt 1 wird der Hebel auf Strich gelegt und verbleibt dort bis zum Ablauf des ersten und bis zum Beginn des zweiten Striches (Zeitschritt 5); nach seinem Einsetzen wird er sofort auf Punkt genommen. Der nächste Nadelimpuls (bei Zeitschritt 7) löst nun zusätzlich zum noch laufenden Strich (g) einen Punkt (h) aus, danach läuft die Pause ab, und wegen des noch immer auf Punkt gehaltenen Tasthebels folgt jetzt der Punkt des Zeichens (Zeitschritt 9). Nach dessen Einsetzen kann der Hebel sofort wieder auf

Strich genommen werden, da der nächste auslösende Nadelimpuls erst bei Zeitschritt 11 folgt. Von da ab bis zum Zeitschritt 16 und 17 kann man den Tasthebel auf Mitte nehmen, um ihn ab Zeitschritt 17 wieder auf Strich, danach sofort wieder (spätestens ab Zeitschritt 21) auf Punkt zu legen. Der Bedienende hat also fast 4 Punktlängen Spielraum für das Umlegen des Hebels, und trotzdem erfolgt keine Zeichenverstümmelung. Selbst wenn zufällig während der – nur wenige Millisekunden betragenden – Zeit des Durchgangs eines Nadelimpulses durch den Tasthebel dieser gerade geöffnet oder geschlossen wird, kann allenfalls ein Punkt oder Strich zuviel, niemals aber eine veränderte Zeichen- oder Pausenlänge entstehen. Am Tasthebel können auch keinerlei Klicks, Chirps, BCI u. ä. Störungen entstehen, da der Tastkontakt während der weit überwiegenden Zeit stromlos ist und der nur extrem kurz auftretende Nadelimpulsstrom einen Wert von weniger als 0,1 mA hat, demzufolge also selbst dann keine Störung auslösen kann, wenn zufällig in diesem Moment der Tasthebel geöffnet wird. Der Tasthebel und seine Zuleitung sollen geringe Kapazität gegen Punkt- und Strichkontakt haben (beim Aufbau beachten!), andernfalls können die Nadelimpulse über diese Kapazitäten hinweg bereits bei offenem Tasthebel die Zeichengeber auslösen.

Die vorhergehenden Auflagen brachten zu dieser Taste zahlreiche Leserzuschriften. Es zeigte sich, daß dieses Gerät sich bei sachgemäßem Aufbau gut bewährt, bezüglich der Zweckmäßigkeit eines frei durchlaufenden Muttergenerators teilen sich die Meinungen unter den Funkamateuren jedoch in 2 offenbar etwa gleichstarke Gruppen. Der Anregung einiger Leser folgend, wird deshalb hier ergänzend eine Schaltungsvariante zu Bild 10.3 gezeigt, die den Muttergenerator normalerweise blockiert

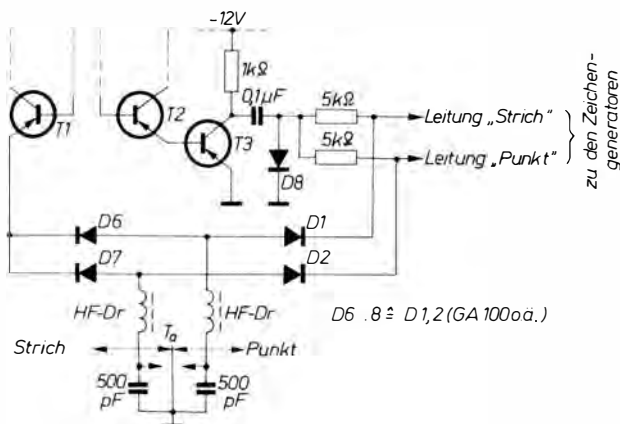


Bild 10.5 Schaltungsänderung der Schaltung nach Bild 10.3 für gestasteten Muttergenerator

hält und ihn erst bei der Zeichengabe zusammen mit den Zeichengebern in Betrieb setzt. Daraus ergibt sich ein etwas anderer Geberrhythmus für den Bedienenden – es ist offenbar persönliche Ansichtssache, welcher Variante man den Vorzug gibt. Die gezeigte Ergänzung kommt in ihrer bedienungstechnischen Eigenschaft den einfacheren Schaltungen verschiedenster Art entgegen, die im allgemeinen ebenfalls ohne durchlaufenden Muttergenerator arbeiten. Der Unterschied ist also rein bedienungstechnischer Art.

Bild 10.5 zeigt die Ergänzung, der Schaltungsausgang stimmt in seinen Bezeichnungen mit Bild 10.3 überein. Wie ersichtlich, ist jetzt T1 abgeschaltet, wenn sich Ta in Ruhelage befindet, T2, T3 sind demzufolge durchgesteuert. Sobald man den ersten Punkt oder Strich gibt, wird über D6 oder D7 T1 angeschaltet, womit T2, T3 sofort sperren und über T8 der erste Steuerimpuls für die Zeichengeneratoren bereitgestellt wird. Diesen Impuls schließt die Taste für den jeweils nicht benötigten Zeichengeber über D1 oder D2 kurz, er kommt also nur am gewünschten Zeichengeber zur Wirkung. Im

übrigen ist die Schaltungsfunktion unverändert. Ein aufbaumäßiger Vorteil dieser Variante besteht darin, daß der Tasthebel jetzt an Masse liegt, was die Entkoppelung gegen eindringende HF erleichtert. Die Abschirmung der Taste ist nun zwar nach wie vor nötig, aber unkritischer. Außerdem sind im Bild 10.5 weitere mögliche Verdrosselungen an der Taste gezeigt, die zusätzlich als Schutz gegen das Eindringen von HF (die durch Gleichrichtung an den Halbleitern Störungen ergibt) vorgesehen werden können.

10.3. Die Tunneldiode und ihre Anwendung

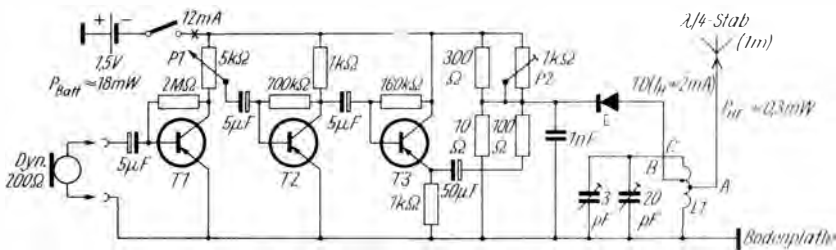
Das Grundprinzip der Tunneldiode und ihrer Wirkung wurde in Abschnitt 2.2.1.2. bereits erläutert. Obwohl dieses Bauelement international längst nicht den allgemeinen Einsatz erlangt hat wie beispielsweise der Transistor (in der DDR werden Tunneldioden aus Importen aus der UdSSR angeboten), erscheinen die Tunneldioden gerade für die Amateurpraxis wegen ihrer ein-

fachen Schaltungstechnik interessant. Der Amateur sollte sich daher mit diesem Bauelement vertraut machen. Deshalb wird zur Information eine vom Verfasser mit Tunnelnioden-Labormustern des VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin, aufgebauete Kleinstsenderschaltung vorge stellt.

Die prinzipielle Oszillatorschaltung zeigte bereits Bild 2.8. Eine ausführliche theoretische Abhandlung über Tunnelnioden ist in [41] zu finden. Mit den derzeit international üblichen Tunnelnioden sind bei Verwendung als 1stufiger Sender HF-Leis tungen in der Größenordnung um 1 mW möglich. Damit ist die Anwendung dieser einfachen Schaltungen auf Kleinstsender geringer Reichweite begrenzt. Weitere Anwendungen gibt [8]; Daten der 1966/67 in der DDR vom VEB Werk für Fernseh elektronik, Berlin, bekanntgegebenen Typen sind in [49] veröffentlicht. Anwendungs beispiele der Tunnelnioden als schneller Schalter in der Elektronik gibt auch [62].

10.3.1. Drahtloses Mikrofon mit Tunnelnioden

Die vollständige Schaltung eines nach dem Prinzip von Bild 2.13 aufgebauten draht losen Mikrofons zeigt Bild 10.6. Der Ein gang ist für ein hochwertiges dynamisches Studiomikrofon ausgelegt. Die Über tragungsdaten sind in Bild 10.6 entsprechend den beim Mustergerät gemessenen Werten mit angegeben. P1 ist der Modulationsgrad regler (Hubregler), P2 der Arbeitspunkt regler für die Tunnelnioden. T1 und T2 stel len einen üblichen 2stufigen NF-Verstärker dar; die angegebenen Transistordaten ent sprechen dem Mustergerät. T3 arbeitet als Impedanzwandler in Kollektorschaltung, weil der Einspeisungspunkt in den Tunnel niodenkreis sehr niederohmig ist. Das Ge rät wurde für 74,1 MHz (Verkehrsfunkband) ausgelegt, da dem Verfasser für diese Fre quenz eine Sondergenehmigung für Ver suchszwecke zur Verfügung stand. Das



$U_b = 0,05\text{ mV}$ für 70 kHz NF-Hub (80 kHz...12 kHz $\pm$ 2 dB, $k = 2\%$ bei 50 kHz Hub)
 T1 30mW T2 30mW T3 30mW (T1...3 z B GC 100)
 $J_{ceo} = 300\text{ }\mu\text{A}$ $J_{ceo} = 400\text{ }\mu\text{A}$ $J_{ceo} = 120\text{ }\mu\text{A}$
 $\beta = 130$ $\beta = 150$ $\beta = 120$
 P1: FM-Hub
 P2: Arbeitspunkt
 L1: 3Wdg., 1,2-mm-CuAg L
 10mm Durchmesser, 15mm lang für $f = 74,1\text{ MHz}$
 A bei 0,75Wdg von Masse
 B bei 2,25Wdg von Masse

Bild 10.6 Gesamtschaltung des drahtlosen Mikrofons mit Tunnelniodenkleinstsender (S.[35])

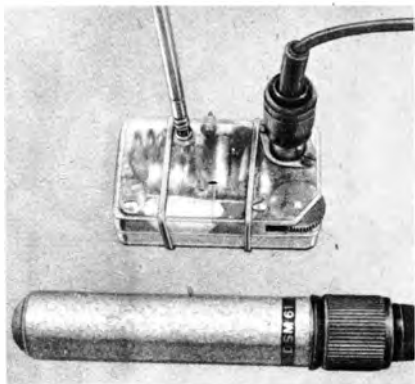


Bild 10.7

Drahtloses Mikrofon mit Tunneldiodensender nach der Schaltung Bild 10.6 (im Foto hinten mit aufgesteckter Stabantenne und angeschlossenem Mikrofonkabelstecker, rechts vor diesem P1). Im Vordergrund das Mikrofon. Als Gehäuse für den Kleinstsender fand eine durchsichtige Kunststoff-tablettenschachtel Verwendung

Gerät kann ohne weiteres auch für die üblichen für Amateurfunk bzw. Modellfunk zugelassenen Frequenzen ausgelegt werden. Interessant dabei ist, daß sich die vorhandenen Tunneldiodenversuchsmuster teilweise auch auf 144 bis 146 MHz ausgezeichnet bewährten. Für die vom VEB *Werk für Fernsehelektronik*, Berlin, herausgebrachten Typen *GE 114* bis *GE 118* gilt das ausnahmslos. Sie lassen sich noch bis zu erheblich höheren Frequenzen verwenden.

Bild 10.7 zeigt den Aufbau des Mustergeräts. Eine nähere Beschreibung des Geräts sowie der Versuchsergebnisse findet

sich in [42]. Die geringe Sendeleistung von etwa 0,3 mW ermöglichte je nach Ausbreitungsbedingungen mit entsprechend empfindlichen Empfängern Reichweiten bis zu 300 m und mehr, wie in [42] dargestellt.

Abschließend sei darauf hingewiesen, daß selbstverständlich auch derartige Kleinstsender unter die Genehmigungspflicht fallen und erst nach Vorliegen der entsprechenden Genehmigung (siehe [35]) betrieben werden dürfen. Die Angaben sollen lediglich der Information dienen. Ein drahtloses Mikrofon mit Transistorsender ist in [48] beschrieben.

11. Kontaktlose Schalter für Hoch- und Niederfrequenz

11.1. NF-Fernschalter mit einer Diode

Bild 11.1a zeigt die grundsätzliche Schaltung. Solche Schaltstufen werden (Vergleich ihrer Funktion mit einem mechanischen Modell) anschaulich als *Torschaltung* bezeichnet und spielen in der Rechenelektronik eine besonders große Rolle [52].

Der Amateur kann diese Einrichtung zum Schließen und Unterbrechen von NF-Stromkreisen innerhalb von Verstärkeranlagen u. ä. benutzen. Die Torschaltung wird im Gerät an der elektrisch günstigsten Stelle untergebracht, und die Betätigung erfolgt

über den – reinen Gleichstrom führenden – Schalter S von beliebiger Stelle aus. Steht S in Stellung a, so fließt über R_1 und R_2 ein Durchlaßstrom durch die Diode, die daher nur geringen Widerstand für den über C_1 , C_2 fließenden NF-Wechselstrom hat. Dieser Wechselstrom überlagert sich dem Diodendurchlaßgleichstrom und muß daher etwas geringer sein, weil die Diode sonst in den Sperrzustand gesteuert würde. Je nach zu übertragender NF-Stromstärke ist also der Diodenstrom zu bemessen; bestimmend dafür sind R_1 , R_2 und die Batteriespannung. R_1 und R_2 wird man daher nicht beliebig groß wählen können. Um bei NF-Übertragungen den Verlust tieferer Frequenzen in erträglichen Grenzen zu halten (C_1 und R_1 parallel R_2 bilden einen Hochpaß bzw. ein Differenzierglied ähnlich Bild 1.7a), müssen C_1 und C_2 relativ groß werden. Das hat den Nachteil, daß sich bei Umschalten von S durch Umladung dieser Kondensatoren relativ kräftige Schaltstromstöße an Eingang und Ausgang ergeben, die je nach Art der nachgeschalteten Geräte zu unangenehmen Schaltgeräuschen und kurzzeitigem »Zustopfen« (Übersteuern) des nachgeschalteten Verstärkers Anlaß geben können. Diese einfache Schaltung hat also gewisse Nachteile.

In Schalterstellung b des Schalters S ist die Diode umgepolt und sperrt. Die Spannung an der Diode gleicht annähernd der Batteriespannung, da über R_1 und R_2 jetzt kein nennenswerter Strom fließt. Die

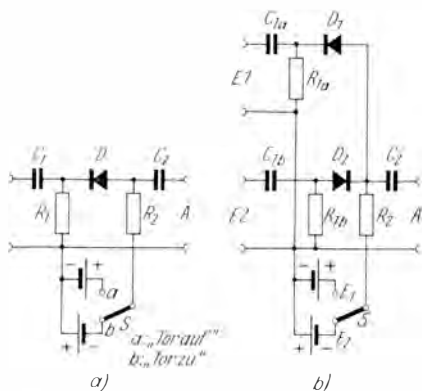


Bild 11.1
Halbleiterdioden als kontaktlose Schalter (Prinzip); a – Eintaktserienschaltung (Torschaltung), b – Eintaktumschalter. Die Schalter sind in beiden Richtungen benutzbar (Wechselstromverlauf von E zu A oder umgekehrt)

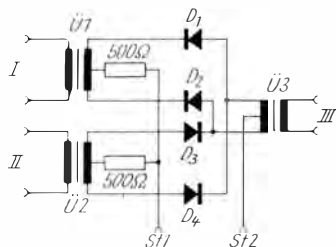
Batteriespannung darf daher die maximal zulässige Diodensperrspannung nicht überschreiten. Auch die NF-Spannung des jetzt unterbrochenen Stromkreises über C1, C2 muß kleiner sein als die Diodensperrspannung, um diese nicht aufzusteuern.

Als Dioden eignen sich je nach Anwendungsfall fast immer Germaniumspitzendioden mit möglichst großem Sperrwiderstand (z. B. GA 103...GA 104), für bestimmte Sonderanwendungen (Rechenmaschinen usw.) gibt es auch spezielle »Schalterdioden«-Typen mit großem Sperr-/Durchlaßwiderstands-Verhältnis.

Bild 11.1b zeigt die Verwendung zweier Dioden für einen Umschalter. Das Prinzip ist das gleiche. Je nach Schalterstellung öffnet entweder die obere Diode und die untere sperrt (dann ist wechselspannungsmäßig E1 mit A verbunden) oder umgekehrt (dann ist E2 mit A verbunden). Als Diodensperrspannung tritt jeweils der vom Durchlaßstrom bedingte Spannungsabfall am Arbeitswiderstand R_1 der anderen Diode auf. In der gezeichneten Schalterstellung fällt an R_1 die Sperrspannung für die obere Diode D1 ab. Die genannten Nachteile (Umladestromstöße an Eingang und Ausgang beim Schalten und Notwendigkeit relativ großer C-Werte) haften auch dieser Schaltung an.

11.2. Schaltgeräuschfreier Gegentaktorumschalter

Die Nachteile der einfachen Diodenschaltung für NF-Zwecke lassen sich mit einer Gegentaktschaltung umgehen, die Bild 11.2 zeigt. An Stelle von Koppelkondensatoren werden dabei Übertrager mit Mittelanzapfung (z. B. Transistorgerät-Treibertransformatoren) benutzt. Je nach Polung der bei den Steueranschlüssen St1 und St2 anzulegenden Steuerspannung (die



D1,2 : Paar 2 GA 109 oder 2 GA 113

D3,4 : wie D1,2 oder D1...4 : Quartet 4 GA 114

Ü1...3 : Typ K 20 a d

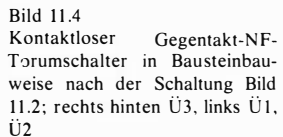
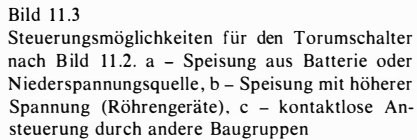
Bild 11.2

Gegentaktorumschalter für schaltgeräuschfreie Umschaltung von NF-Übertragungsleitungen. Durchgang besteht entweder zwischen I-III oder zwischen II-III

bei der in Bild 11.2 angegebenen Dimensionierung etwa 5 V- betragen soll) öffnen entweder D1, D2 – dann wird Eingang I mit Ausgang III verbunden – oder D3, D4, wobei II mit III verbunden ist. Da beide Wicklungshälften der Übertrager gegenseitig vom Steuerstrom durchflossen werden, induziert der Steuerstrom an den Anschlüssen I bis III keine Spannung. Etwaige geringe Restwelligkeit der Steuerspannung – falls man diese z. B. aus Gleichrichtern entnimmt – macht sich aus dem gleichen Grunde in der Übertragung nicht bemerkbar.

Für den Steuerstrom liegen die zusammengehörenden Dioden eines Kanals (D1, D2 bzw. D3, D4) stets parallel, für die NF-Übertragung in Serie. Am 500-Ω-Widerstand des jeweils durchgeschalteten Zweiges fällt die Sperrspannung für die Dioden des dabei gesperrten anderen Zweiges ab. Da die 500-Ω-Widerstände nicht vom NF-Strom durchflossen werden, bewirken sie keine Dämpfung der NF-Übertragung. Bei dieser Schaltung entfallen daher die Nachteile der einfachen Diodenschalter nach Bild 11.1. Für die zusammengehörenden

Bei der Schaltung nach Bild 11.1 hängt die Sperrdämpfung des gesperrten Eingangs von Sperrwiderstand und Sperrkapazität der Diode ab – die Halbleiterdiode ist also kein idealer Schalter. Bei Schaltung nach Bild 11.2 sind die Verhältnisse wesentlich günstiger, weil hier jeweils 2 gesperrte Dioden für die NF in Serie liegen und hinter diesen der relativ geringe Widerstand des durchgeschalteten NF-Zweiges auftritt. Bei dem als Kleinbaustein (ähnlich der in [18] beschriebenen Technik) aufgebauten Mustergerät (Bild 11.4) wurde zwischen den Eingängen eine Sperrdämpfung (Übersprechdämpfung) von rund 60 dB erreicht (1 : 1000). Für die Ansteuerung dieser Torschaltung sind verschiedene Möglichkeiten denkbar, wie Bild 11.3 zeigt. Wenn eine Betriebsspannung von etwa 9 bis 12 V verfügbar ist und die Umschaltung von Hand erfolgen soll, benutzt man nach Bild 11.3a einen doppelpoligen Umschalter S1, S2. Es sind jeweils die angeschriebenen An-



schlüsse der Torschaltung nach Bild 11.2 verbunden, wenn man die Klemmen St1 und St2 beider Schaltungen (Bild 11.2 und Bild 11.3) entsprechend der gewünschten Möglichkeit zusammenschließt.

Bild 11.3b zeigt eine Schaltung für den Einsatz des Torschalters in netzbetriebenen Röhrengeräten. Dabei wird die Steuerungsspannung vom Ladeelektrolytkondensator des Netzteils des betreffenden Geräts abgenommen, wobei ein 1poliger Umschalter ausreicht. R_v ist je nach verfügbarer Spannung so zu bemessen, daß durch ihn etwa 5 mA fließen.

Schließlich eignet sich diese Torschaltung auch sehr gut zur kontaktlosen Ansteuerung durch andere elektronische Einrichtungen über einen Schalttransistor. Bild 11.3c zeigt diese Schaltung. Bekommt T einen Basisstrom, so sind im Torschalter (Bild 11.2) Anschluß II und III verbunden, bei gesperrtem Transistor entsprechend I und III. Anwenden läßt sie sich beispielsweise in Übertragungsanlagen für die automatische Unterbrechung eines laufenden Musikprogramms bei Mikrofondurchsagen. Das Musikprogramm wird dann auf Eingang I eingespeist, die vom Mikrofonverstärker kommende Leitung bei II. III führt zum Eingang des Übertragungsverstärkers. Parallel zu II greift man die Mikrofonspannung ab und führt sie einer Transistorstufe mit anschließender Gleichrichtung zu. Die auf diese Weise gewonnene Gleichspannung schaltet T (Bild 11.3c). Bei Ansprechen des Mikrofons wird also jeweils T durchgesteuert und der Eingang des Übertragungsverstärkers auf die Mikrofonzuleitung umgeschaltet. Auch die Ansteuerung von T durch beliebige andere Geräte (Taktgeber, Lichtschranken usw.) ist möglich. Daraus ergeben sich zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten, und der Einfallsreichtum des Lesers kann sich voll entfalten.

11.3. Kontaktlose Antennenumschalter

Sehr interessant ist die Anwendung des Diodentorschalters zum Umschalten von Empfangsantennen für verschiedene Kanäle im VHF-Bereich. Bild 11.5 zeigt diese Möglichkeit am Beispiel einer Umschaltung symmetrischer Dipole für Band I und Band III. G11 und G12 dienen als Überspannungsschutz für die Dioden gegen Gewitterinfluenzspannungen. Bei a, b ist das Antennenkabel (Flachbandkabel) angeschlossen, über das gleichzeitig die Steuerungsspannung für die Dioden zugeführt wird. Je nach Polung der bei a, b anliegenden Gleichspannung sind D1, D2 geöffnet, D3, D4 gesperrt (Dipol I in Betrieb) oder umgekehrt. Am 5-k Ω -Widerstand fällt dabei jeweils die Sperrspannung für die Dioden des anderen Zweiges ab; die 1-nF-Kondensatoren verhindern, daß sie über den Dipol kurzgeschlossen werden. Wegen der geringen Diodenkapazität lassen sich mit dieser Anordnung wesentlich bessere Übersprechdämpfungen erreichen als mit den – vom Amateur in solchen Fällen benutzten – mechanischen Antennenrelais. Die gesamte Anordnung wird gedrängt in ein wasserdichtes Gehäuse (z.B. kleines

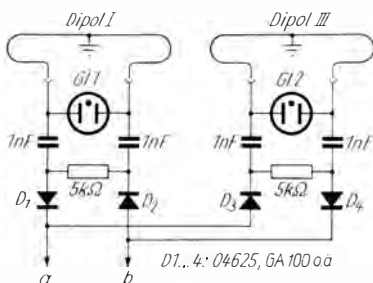


Bild 11.5
Kontaktloser Empfangsantennenumschalter mit Dioden für symmetrische Antennenformen. Speziell hierfür geeignete Diode: GA106 oder GAZ16; auch GA100 oder SAY12...SAY20

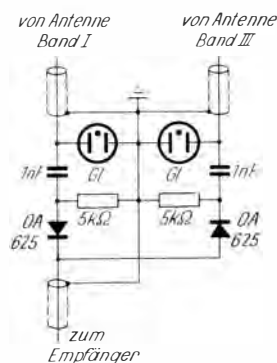


Bild 11.6
Umschalter entsprechend Bild 11.5 für unsymmetrische Antennenformen und Koaxialkabel. Diodentypen wie bei Bild 11.5

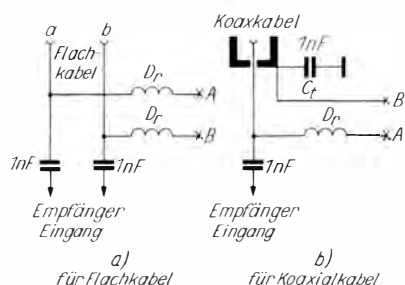


Bild 11.7
Antennenweiche am Empfängereingang für die Antennenumschalter nach Bild 11.5 (a) und Bild 11.6 (b), D_r : je 25 Wdg., 0,4-mm-CuL, 6 mm Durchmesser; auch Ferritkern-Entstördrosseln in handelsüblicher Art ($\leq 10 \mu\text{H}$) geeignet

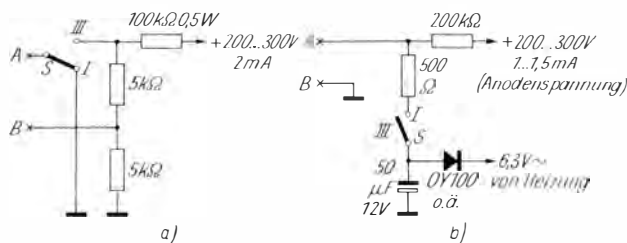


Bild 11.8
Steuerschaltungen für die Antennenumschalter nach Bild 11.5 und 11.6. A, B führen zur Antennenweiche (Bild 11.7a, b)

Blitzschutzgehäuse) eingebaut und unmittelbar bei den Antennen am Mast befestigt.

Bild 11.6 zeigt die gleiche Schaltung für unsymmetrische Antennenformen und Koaxialkabel. Da in solchen Fällen nur der Innenleiter umzuschalten ist, kommt man je Zweig mit einer Diode aus. In ihrer Wirkungsweise entspricht die Schaltung der in Bild 11.5 gezeigten.

Empfängerseitig sind für die Trennung von Steuerstrom und HF-Spannung entsprechende Weichen notwendig. Bild 11.7 zeigt ihren Aufbau für (a) Flachbandantennenkabel und (b) Koaxialkabel (dabei muß die Koax-Eingangsbuchse am Empfänger isoliert gesetzt werden, damit man über B die Steuerspannung zuführen kann). C_t stellt die HF-mäßige Masseverbindung her. Die Weiche wird unmittelbar am Empfängereingang untergebracht. Die für die HF-Drosseln D_r angegebenen Daten gelten für die Anwendung in Band II und III. In anderen Fällen wird D_r entsprechend den benutzten Frequenzen bemessen. Bei a, b erfolgt Anschluß des Bandkabels gemäß Bild 11.5. Bei A, B wird die Steuerspannung zugeführt; zwei Möglichkeiten dafür zeigt Bild 11.8. Die Variante nach Bild 11.8b läßt sich einfacher nachträglich einbauen. Mit Schalter S erfolgt Umpolung der auf die Antennenleitung eingespeisten Steuerspannung; dieser Schalter wählt also die jeweils gewünschte Antenne. Je nach dem Empfängertyp und seiner Konstruktion kann S auch als kleiner Hilfskontakt, z. B.

an der Tunerachse, angesetzt werden, so daß ohne besondere Bedienung stets zugleich mit dem eingeschalteten Kanal auch die richtige Antenne eingeschaltet wird. Eine besondere Siebung der Steuerspannung ist nicht notwendig; die erforderliche Spannung wird an geeigneter Stelle von der Empfängeranodenspannung mit abgegriffen.

Variante nach Bild 11.8b bietet den Vorteil, daß man mit einem einfachen Ein-/Aus-Schalter für die Umschaltung auskommt, was sich z. B. bei Kopplung mit der Tuner-

achse des Empfängers als besonders günstig erweist. Die erforderliche Stromumkehr in der Antennenleitung wird in diesem Fall mit einer aus der Heizspannung gewonnenen Gegenspannung erreicht. Diese Variante hat außerdem den Vorteil, daß ein Pol der Steuerspannung (B) an Masse liegt; bei Verwendung von Koaxialantennenkabel kann daher der Trennkondensator C_1 (Bild 11.7b) entfallen. Die Buchse braucht dann nicht isoliert gesetzt zu werden. Von Nachteil ist der etwas höhere Materialaufwand.

12. Elektronik in der Meß- und Prüftechnik

12.1. Transistorprüfgeräte

Bei den meisten Schaltbildern dieses Buches sind keine bestimmten Transistortypen, sondern lediglich ihre Art (pnp-Ge- oder npn-Si-Transistoren entsprechend dem Schaltsymbol), ihre Leistungsklasse sowie bestimmte für die Schaltung zu fordernde Exemplarwerte angegeben. Damit bleibt dem Amateur die Auswahl unter gerade vorhandenen Typen und Exemplaren weitgehend überlassen. Voraussetzung für eine solche Auswahl ist, daß er die wichtigsten Daten der Transistoren feststellen kann. Dafür braucht er ein einfaches Transistorprüfgerät.

Bild 12.1 zeigt eine geeignete Schaltung. Als Stromquelle dient eine übliche Flachbatterie 4,5 V, deren Spannung jedoch ausreichend konstant sein muß, da sie in das Meßergebnis eingeht. Sie wird nur mit etwa 1 mA belastet, so daß auch mäßig verbrauchte Batterien bei der Messung noch

ausreichend genau die nominelle Spannung aufweisen.

Das Gerät eignet sich zum Prüfen von Kleintransistoren aller Typen bis ≈ 1 W. Bei > 1 -W-Transistoren kann ebenso Messung des Reststroms I_{ce0} erfolgen; als Stromverstärkungsfaktor wird die Kleinsignal-Stromverstärkung β erfaßt, was für viele Anwendungen zwar nicht ganz exakt ist, aber zumindest einen orientierenden Überblick ermöglicht, nach dem im allgemeinen schon über die Brauchbarkeit in einer bestimmten elektronischen Schaltung entschieden werden kann. Es empfiehlt sich in diesem Fall, das auf diese Weise erhaltene β -Ergebnis für Leistungstransistoren um 50 % geringer anzunehmen, falls der Transistor als Schalter betrieben werden soll, um einen Sicherheitsfaktor gegen in diesem Fall mögliche Meßfehler zu haben.

Der zu prüfende Transistor wird bei B, E und C angeschlossen, wozu an dem Prüfgerät, das Batterie, Schalter und Tasten auf-

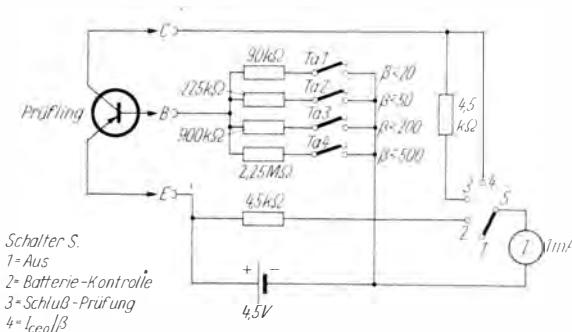


Bild 12.1

Einfaches pnp-Transistorprüfgerät zur Funktionsprüfung und Messung der Werte I_{ce0} und β für Kleintransistoren bis 150 mW sowie zur überschlägigen Auswahl und Kontrolle von Leistungstransistoren. Für npn-Transistoren Batterie und Instrument umpolen

nimmt, 3 Krokodilklemmen zu befestigen sind. Instrument I kann entweder eingebaut werden, oder man verzichtet darauf und schließt beim Messen an dieser Stelle über Steckbuchsen einen vorhandenen Vielfachmesser mit 1-mA-Bereich an.

In Stellung 1 des Schalters S ist das Gerät abgeschaltet. Stellung 2 dient der Batteriekontrolle; das Instrument muß bei einwandfreier Batterie genau 1 mA (Vollausschlag) anzeigen.

In Stellung 3 erfolgt Prüfung auf Kollektor-Emitter-Schluß (durchgeschlagene Kollektor-Sperrschicht); dabei darf das Instrument nicht Vollausschlag anzeigen, sondern im Höchstfall etwa 2/3 des Skalenbereichs. Andernfalls darf die Prüfung nicht fortgesetzt werden; das Instrument wäre sonst gefährdet.

In Stellung 4 Anzeige des Kollektorreststroms I_{ce0} bei $U_{CE} = -4,5$ V (am Instrument unmittelbar ablesbar). Der höchstzulässige Wert liegt je nach den Herstellerangaben für die meisten Ge-Typen bei 0,8 mA, praktisch meist aber darunter (ausgenommen Leistungstransistoren ab 1 W). Für Si-Transistoren muß die Instrumentanzeige = 0 sein; I_{ce0} bei Si-npn-Typen $\ll 1 \mu A$.

Der Transistor sollte vor und während dieser Messung nicht mit den Fingern berührt werden, da der Reststrom stark temperaturabhängig ist und man sonst zu hohe Werte messen würde. Die Angaben in den Datenblättern und Schaltbildern gelten für 20°C; etwa bei dieser Temperatur sollte man daher messen (auf 2 bis 3°C Abweichung kommt es dabei in der Amateurpraxis nicht an).

Die Stromverstärkung ermittelt man anschließend an die I_{ce0} -Messung ebenfalls in Stellung 4 des Schalters. Man drückt zunächst die Taste Ta für den höchsten Meßbereich (bis zu einem β von 500), danach die Taste für einen geringeren Bereich, falls sich kein hinreichend deut-

licher Ausschlag ergibt. Dem Prüfling wird dadurch ein Basisstrom bestimmter Stärke eingespeist; der hervorgerufene Stromzuwachs über den Wert von I_{ce0} hinaus ist daher ein Maß für β . Bei der Bereichsaufteilung nach Bild 12.1 wurde ein Instrument mit 100teiliger oder 50teiliger Skale angenommen.

Ein Stromzuwachs von 1 mA (entsprechend dem Skalenumfang) ergibt sich beim Drücken der Taste Ta1 für $\beta = 20$, bei Ta2 für $\beta = 50$, bei Ta3 für $\beta = 200$, bei Ta4 schließlich für $\beta = 500$. Dieser Bereich wird jedoch relativ selten benötigt, da bei durchschnittlichen Ge-Transistoren β meist unter 200 liegt. In der Instrumentanzeige bei Ge-Typen ist noch der bei offenen Tasten gemessene I_{ce0} enthalten. Dies wird beim Ablesen des Instruments in einfacher Weise berücksichtigt. Man zieht den bei offener Taste abgelesenen Skalenausschlag von dem bei gedrückter Taste abgelesenen ab.

Ein Beispiel soll das erläutern: I_{ce0} , gemessen in Stellung 4 des Schalters, Ta offen, ergibt auf einer 50teiligen Skale z. B. 10 Skalenteile Ausschlag, I_{ce0} daher = 0,2 mA. Nunmehr wird zunächst Ta4 gedrückt (man beginnt stets mit dem höchsten Bereich, um Instrumentüberlastung zu vermeiden), was einen nur geringen Mehrausschlag ergibt. Dann wählt man Ta3 oder Ta2, bis sich ein gut ablesbarer Ausschlag einstellt. Er möge bei Ta2 im Beispiel 30 Skalenteile betragen, davon abgezogen 10 Skalenteile (entsprechend Vorausschlag bei offener Taste), verbleiben also Rest (Stromzunahme) 20 Skalenteile. Da für Ta2 die 50 Skalenteile (Vollausschlag) einem $\beta = 50$ entsprechen, ergeben 20 Skalenteile Stromzuwachs für das gemessene Exemplar ein $\beta = 20$. Der Prüfling hat also die Daten $I_{ce0} = 200 \mu A$, $\beta = 20$. Bei der Messung von Si-Typen entfällt dieser Abzug. Dagegen kann die Basisschwellenspannung bei Si-Typen nicht mehr vernachlässigt werden. Sie ergibt

einen etwa 20% zu gering angezeigten β -Wert, was gegebenenfalls zu berücksichtigen ist, für den Amateur aber bei der Exemplarauswahl einen zusätzlichen Sicherheitsfaktor darstellt.

Zum Messen von npn-Si-Transistoren sind Instrument und Batterie umzupolen. Falls das Gerät für diesen Zweck mit entsprechendem 4fach-Umschalter versehen wird, empfiehlt es sich außerdem, die Betriebsspannung auf 9 V festzulegen, um den Einfluß der unterschiedlichen Basisschwellspannung bei Ge- und Si-Typen auf das Meßergebnis zu verringern. In der Schaltung nach Bild 12.1 sind für 9 V alle Widerstandswerte zu verdoppeln.

Eine Prüfung der entsprechenden MOSFET muß unter anderen Gesichtspunkten und mit anderer Prüfschaltung erfolgen. Da der Amateur vorläufig noch vorwiegend mit n-Kanal-Verarmungs-MOSFET vom Typ *SM 103*, *SM 104* und ähnlichen – wie sie auch in Schaltungen dieses Buches benutzt werden – zu tun hat, wird eine einfache, nur für diese Art von Feldeffekttransistoren geeignete Prüfschaltung gezeigt (Bild 12.2) – betreffs anderer MOSFET-Typen, z. B. *SMY 50*...*SMY 52*, vergleiche Hinweis in Abschnitt 2.2.2.3. Die für Amateurzwecke interessierenden Größen sind vorwiegend die Prüfung auf Elektrodenschluß (insbesondere Gate-Isolation) und der Wert des Drain-Stroms I_D bei der Gate-Vorspannung 0 als eine für den Einsatz wesentliche Größe. Dieser Drain-Strom

kann bei den Typen *SM 103* zwischen 3 und 12 mA liegen, beim *SM 104* zwischen 1,5 und 6,5 mA. Der maximal zulässige Drain-Strom im Einsatz beträgt 15 mA, für diesen Endausschlag ist daher das Instrument ausgelegt (man kann dafür ein Milliampere-meter für 1 bis 1,5 oder für 10 mA mit geeigneter Skalenteilung durch den Shunt R_{sh} auf 15 mA Vollausschlag abgleichen). Weitere interessierende Daten sind die Abschnürspannung (Pinch-off-Spannung) – das ist die Gate-Vorspannung, bei der der Drain-Strom auf $10 \mu A$ (mit dem vorhandenen Instrument I also auf praktisch Nullausschlag) zurückgegangen ist – sowie gelegentlich noch die Steilheit, die in mS angegeben wird ($\triangleq$ mA Drain-Stromänderung je V Gate-Spannungsänderung). Die Abschnürspannung kann beim *SM 103* bis zu 12 V betragen (normal etwa 7 V), beim *SM 104* beträgt sie höchstens 8 V (normal etwa 5 V). Die Steilheit bewegt sich beim *SM 103* zwischen mindestens 1,3 mS (mA/V) bis normalerweise etwa 1,7 mS. Beim *SM 104* ist mit 1 bis 1,4 mS zu rechnen. Diese Orientierungswerte erlauben bei ungetypten Bastler-Exemplaren aus dieser Typenreihe eine Einordnung. Zu ihrer Prüfung ist daher eine regelbare Gate-Vorspannung erforderlich.

Die Prüfung mit der Schaltung nach Bild 12.2 geschieht wie folgt: Nach Anschluß des Prüflings (Achtung – MOSFET wie üblich mit kurzgeschlossenem Gate-Anschluß in den für den Prüfling vorzu-

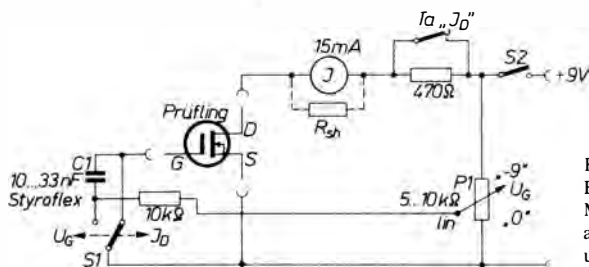


Bild 12.2
Einfaches Prüfgerät für MOSFET vom n-Kanal-Verarmungstyp (*SM 103*, *SM 104*, u. ä.)

sehenden Transistor-Stecksockel einsetzen, erst dann Kurzschlußdraht entfernen!) wird mit S2 die Prüfspannung (aus 2 Taschenlampenbatterien) angelegt. Falls dabei Instrument 1 bereits Vollausschlag erreicht oder gering überschreitet, darf die Prüfung nicht fortgesetzt werden. Der Prüfling hat dann zu hohen Drain-Strom oder Kurzschluß. Bleibt der angezeigte Drain-Strom unter 10 mA (etwa 2/3 Vollausschlag maximal), kann Taste Ta gedrückt und dabei der Ruhe-Drain-Strom I_D bei Gate-Vorspannung 0 abgelesen werden.

Nunmehr wird am – in Volt geeichten – Regler P1 eine Gate-Vorspannung gewählt. Sie lädt C1 zunächst mit Plus am unteren Ende auf. Danach bringt man S1 aus Stellung » I_D « in Stellung » U_G «. C1 wird damit umgepolt und seine (der vorherigen Einstellung von P1 entsprechende) Spannung mit Minuspol an das Gate gelegt. Jetzt ist – bei erneut gedrückter Taste Ta – der zu dieser Gate-Spannung gehörende Drain-Strom ablesbar. Durch veränderte Einstellung von P1 findet man bei ständigem Umschalten von S1 eine Spannung, bei der I_D gerade 0 wird. Diese an P1 ablesbare Spannung ist die Abschnürspannung. Auf die gleiche Weise kann man die gesamte Kennlinie punktweise leicht aufnehmen, falls das erwünscht ist. Die Umpolung von C1 mit S1 ermöglicht den Verzicht auf eine 2. Spannungsquelle für die Gate-Vorspannung, die ja gegen Source S negativ sein muß. Die an P1 angeschriebenen Spannungswerte erhalten demgemäß sinnrichtig negatives Vorzeichen.

In Stellung » U_G « von S1 liegt C1 ohne Gate-Widerstand an G, der Kondensator wird daher nur über seinen eigenen Leckstrom und die Isolationswiderstände von S1, der Prüflingsfassung und die Gate-Isolation des Prüflings entladen. Letztere soll bei 10^{12} bis $10^{14} \Omega$ liegen, so daß die Entladung von C1 im Normalfall außer-

ordentlich langsam vor sich geht. Voraussetzung dafür ist eine erstklassige Isolation der Gate-Zuleitung bis C1 und S1, die man deshalb freitragend und kurz ohne zusätzliche Lötstützpunkte ausführt. C1 wird direkt an S1 – einem 1poligen Kippumschalter – angelötet; wenn möglich, benutzt man dafür eine Keramikausführung. Man kann dann einen gesamten Isolationswiderstand von wenigstens $10^{10} \Omega$ erreichen. Für C1 eignen sich nur sehr hochwertige keramische oder Polyester-Kondensatoren mit bester Isolation (keine Papierkondensatoren). Der genaue Wert ist unkritisch.

Zur Gate-Isolationsprüfung stellt man mit P1 und nachfolgend auf U_G umgeschaltetem S1 einen gerade noch gut ablesbaren Drain-Strom (etwa 1 mA) ein. S1 verbleibt nun in Stellung U_G , und man beobachtet den allmählichen Anstieg des Drain-Stroms, der durch Selbstentladung von C1 – oder bei defektem Gate über dieses – und dadurch absinkende Gate-Spannung zustande kommt. Bei einwandfreiem Gate (und einwandfreiem Geräteaufbau) darf sich während 10 bis 20 s kein nennenswerter Anstieg des Drain-Stroms einstellen, andernfalls ist die Gate-Isolation mangelhaft. Bei $C1 = 10 \text{ nF}$ und einem Gate-Nebenschluß von etwa 100 M Ω – das wäre ein als mangelhaft anzusehender Wert – ergibt sich binnen etwa 10 s eine Verdoppelung des Drain-Stroms. Ein derart schneller Drain-Stromanstieg wäre bereits als fehlerhaft zu werten. Bei durchgeschlagenem Gate wird C1 sofort entladen, und die Drain-Stromverringerung mit P1 und S1 gelingt überhaupt nicht, bzw. es stellt sich beim Umschalten von S1 stets ein von der vorherigen P-1-Einstellung ganz unabhängiger Drain-Stromwert ein, den man mit P1 nicht beeinflussen kann. Der Prüfling ist dann unbrauchbar.

P1 wird bei linearem Widerstandsverlauf entweder mit Winkelmesser zeichnerisch »geeicht« oder besser durch Messen der

Spannung zwischen Schleifer P1 und Source-Anschluß mit hochohmigem Voltmeter ($20\text{ k}\Omega/\text{V}$ oder mehr). Der genaue Wert von P1 ist unkritisch.

Vor Entnahme des Prüflings ist das Gate wieder kurzzuschließen, um seine Beschädigung durch statische Aufladung zu vermeiden. Dazu eignet sich ein dünner Bronzefederdraht, der zwischen die Anschlüsse gezogen und nur während der Messung entfernt wird. Im übrigen sollten MOSFET stets in Metallschachteln oder einzeln in Alufolie eingewickelt aufbewahrt und beim Gebrauch nur am Isolierkörper, niemals an den Anschlüssen berührt werden, wenn der Kurzschlußdraht entfernt ist.

Diese einfachen Prüfeinrichtungen genügen zur Auswahl der Transistoren für die in diesem Buch angegebenen Schaltungen. Weitere Hinweise zum Messen von Halbleiterbauelementen sowie Schaltungen für Prüfgeräte sind zu finden in [7], [14], [54], für Si-Transistoren insbesondere auch in [60], für MOSFET in [66]. Recht interessant für Amateur und Werkstatt ist auch das in [85] als Bauanleitung beschriebene Gerät, das ohne Meßinstrument – dem kostspieligsten Teil eines Transistorprüfgeräts – auskommt. Es weist 3 Transistoren und eine Blinklichtanzeige auf. Dieses für pnp-Transistoren bis etwa 500 mW ausgelegte Gerät ermöglicht die Messung des I_{CEO} im Bereich 0,1 bis 1,5 mA, die β -Messung wird in 3 Bereichen zwischen 10 und 400 vorgenommen. Zusätzlich sind mit dem in [85] beschriebenen Gerät noch die Messung des Basiseingangswiderstands R_{BE} sowie ein Kennlinienvergleich (beides wichtig für Pärchen-Auswahl!) zweier Prüflinge zugleich möglich. Darüber hinaus läßt sich eine überschlägige Beurteilung des Rauschfaktors vornehmen. Damit erfaßt das Gerät alle den Werkstatttechniker und Amateur interessierenden Größen. Die

Ergebnisablesung erfolgt an geeichten Reglerskalen. Sein Funktionsprinzip ist – abweichend vom Üblichen – recht instruktiv, der Aufwand gering; es läßt sich prinzipiell auch für Leistungstransistoren und für npn-Typen auslegen. Eine eingehende Beschreibung muß aus Platzgründen entfallen.

Die beiden in diesem Abschnitt gezeigten Grundsaltungen (Bild 12.1 und Bild 12.2) erfordern, wenn der Amateur für alle auftretenden Fälle gerüstet sein will, entweder 2 Meßinstrumente oder äußeren Anschluß eines vorhandenen Meßgeräts. Wünschenswert wäre deshalb eine Kombination beider, die zugleich für die Prüfung von npn-Si-Transistoren und Leistungstransistoren geeignet ist. Das läßt sich – nach den Prinzipien von Bild 12.1 und Bild 12.2 – unter Verwendung dreier 6teiliger Miniaturtastenschalter der bekannten Art ermöglichen, wie sie z. B. für Rundfunkgeräte (Bereichschaltertasten) üblich sind. Bild 12.3 zeigt die Schaltung dafür. Diese Schaltung ist keineswegs aufwendig, wie die hohe Kontaktanzahl zunächst vermuten läßt. Das Gerät besteht im wesentlichen aus dem 1-mA-Instrument I, dem Rauschprüfverstärker RV (der ohne weiteres entfallen kann) sowie etwa 20 Widerständen, die sämtlich direkt an den Tastenschaltern angeordnet werden, deren Kontakte untereinander verdrahtet sind. Der RV bildet eine eigene Baugruppe, eine besondere Montagefläche für die Schaltung nach Bild 12.3 ist nicht erforderlich. Das Instrument wird zusammen mit den Prüflingsanschlüssen (einer üblichen Transistorsteckfassung für MOSFET, einer weiteren für npn- und pnp-Transistoren sowie parallel zu dieser ggf. Krokodilklemmen o. ä. für den Anschluß abweichender Transistorbauformen) und den 3 Tastenschaltern I, II, III in der Frontplatte montiert. Zum besseren Verständnis

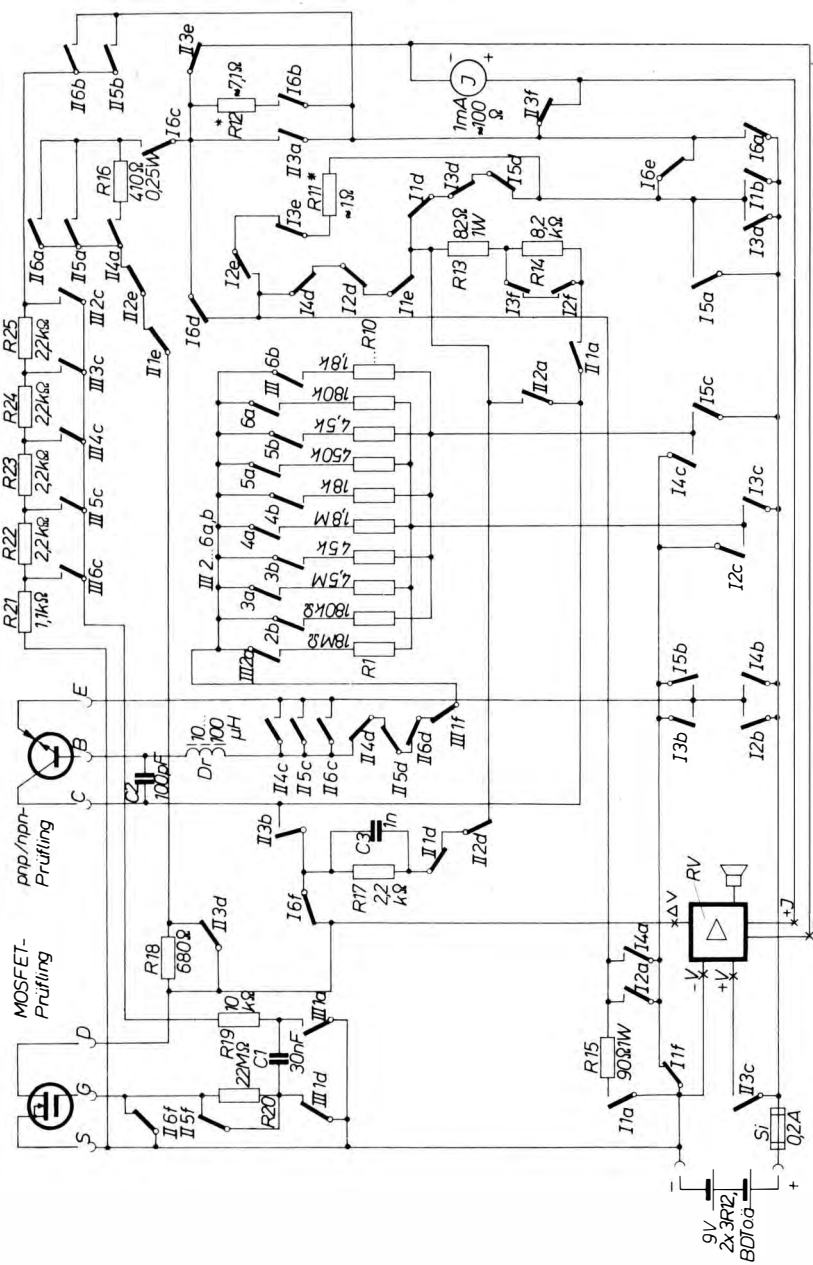
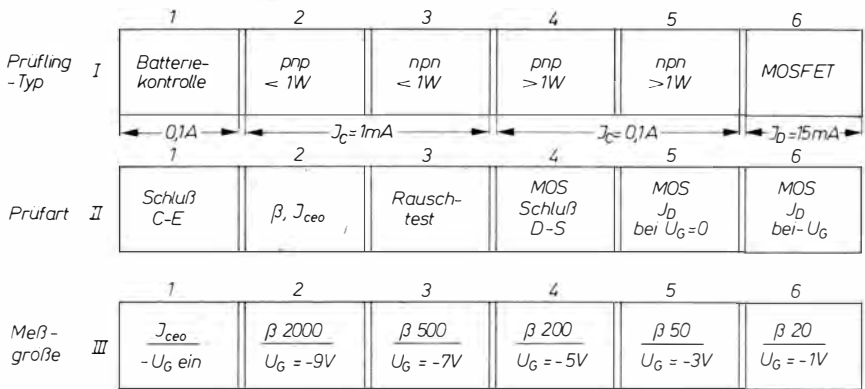


Bild 12.3 Schaltung eines kombinierten Transistorprüfgeräts nach den Prinzipien von Bild 12.1 und Bild 12.2. Geeignet für Ge- und Si-Transistoren vom pnp- und npn-Typ sowie für Leistungstransistoren und MOSFET. Die Bedienung erfolgt mit 3 Tastenschaltern je 6 Tasten (s. Bild 12.4). Schaltung des Rauschtestverstärkers RV siehe Bild 12.6



Aus = alle Tasten aus

Ein Erst

I nur eine Taste ein, dann Prüfling einsetzen, danach II, III

II 3+6: MOSFET-Rauschen (G-S kurz)

II 3+5+6: MOSFET-Rauschen ($R_G = 22M\Omega$)

II 3: Rauschen I_{ceo}

II 3+III 2..6: Si-nnp-Rauschen bei I_c

III nur eine Taste ein!

Bild 12.4 Anordnung und Funktionsbeschriftung der Bedienungs-Tastenschalter zum Prüfgerät nach Bild 12.3

gibt Bild 12.4 die Anordnung und zweckmäßige Beschriftung der 6teiligen Tastenschalter wieder. Bild 12.5 zeigt am Beispiel einer einzelnen Taste die Kontaktbelegung. Die Zuordnung der Kontakte zu den Tasten

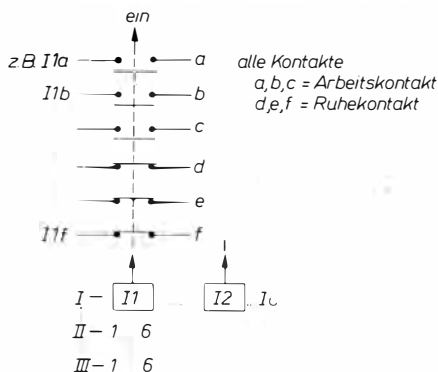


Bild 12.5

Belegung der Kontakte einer Taste (zu Bild 12.3 und Bild 12.4)

bedarf damit keiner weiteren Erklärung. Zu beachten ist, daß alle Kontakte a, b, c Arbeitskontakte sind (sie schließen bei gedrückter Taste), d, e, f dagegen Ruhekontakte (öffnen bei Tastendruck). Da auf jeder Taste 3 Arbeits- und 3 Ruhekontakte zur Verfügung stehen, sind Kontakte, deren Bezeichnung in Bild 12.3 fehlt, nicht angeschlossen. Darüber hinaus wurde durch Ausnützen vorhandener, für das Meßprinzip nicht erforderlicher Kontakte und ihrer zweckmäßigen Verknüpfung eine Sicherheit gegen Fehlbedienung geschaffen, und es wurden einige zusätzliche Tests ermöglicht. Die Meßschaltung läßt sich – je nach gedrückter Taste – stets auf Bild 12.1 oder Bild 12.2 zurückführen, so daß eine nähere Erläuterung der Gesamtschaltung nach Bild 12.3 überflüssig ist.

Die Funktion wird am einfachsten bei Beschreibung des Meßvorgangs verständ-

lich (s. dazu Bild 12.4). Zunächst wird in Tastenreihe I eine Batteriekontrolle vorgenommen (Taste I1). Die Batterie (bestehend aus 2 Flachbatterien 4,5 V oder besser 6 Monozellen R20 in Serie) wird dabei mit 0,1 A belastet, Instrument I muß bei intakter Batterie jetzt Vollausschlag anzeigen. Danach drückt man je nach Typ und Leistungsklasse des Prüflings die entsprechende Taste 2...5 in Reihe I (z. B. I3 für npn-Si ähnlich SF121, oder I4 für GD160 o.ä. Leistungstypen). Dadurch wird die richtige Polung für Batteriespannung und Meßwerk sowie durch Wahl des Shunts der Meßbereich des Meßwerks eingestellt (1 mA oder 0,1 A Vollausschlag). Der Shunt für den 0,1-A-Bereich ist R11, er muß je nach Innenwiderstand von I (Sollwert 100 Ω) in bekannter Weise einmalig abgeglichen werden. Der Prüfling wird bei I2, I3 mit maximal 1 mA bzw. 9 mW belastet, bei I4, I5 mit maximal 0,1 A bzw. 0,9 W. Für MOSFET-Prüfung (alle n-Kanal-Verarmungstypen ähnlich SM103, SM104 sind prüfbar) ist I6 zu drücken. Nunmehr wird der Prüfling eingesetzt.

Wiederausschalten erfolgt später durch Ausrasten aller I-Tasten, was durch halbes Eindrücken einer Taste gelingt. Man beachte, daß in Reihe I nur 1 Taste (niemals mehrere Tasten zugleich drücken!) gedrückt werden darf, anderenfalls kann es zum Batteriekurzschluß kommen (deshalb ist Sicherung Si in der Batterieleitung notwendig).

Nach Vorwahl auf Reihe I und Prüflingsanschluß (wobei die Kontaktkombination zugleich Sicherheit gegen Beschädigung des Prüflings bietet, falls man die Prüflingsfassungen verwechselt hat oder ein Prüfling wegen der äußerlich gleichen Bauform von MOSFET und einigen npn-Si-Typen falsch bestimmt wurde) erfolgt die Wahl des Prüfungsvorganges mit Tastenschalter II. Zunächst sei die Prüfung

eines Transistors bipolarer Struktur (npn oder pnp) angenommen. Dann wird zunächst II1 gedrückt, wobei I maximal etwa 2/3 seiner Skalenlänge ausschlagen darf. Bei Vollausschlag hat der Prüfling Kollektorschluß. Die Prüfung darf dann nicht fortgesetzt werden. Dies und die folgende β -Prüfung verhalten sich ebenso, wie bei der Schaltung nach Bild 12.1 bereits erläutert. Die β -Ablesung und Berücksichtigung des Reststromeinflusses bei Ge-Typen erfolgen ebenfalls, wie bereits beschrieben. Liegt kein C-E-Schluß vor, so wird nunmehr II2 gedrückt. Jetzt läßt sich an I der Reststrom I_{ceo} ablesen (III1 darf bereits gedrückt sein). Bei Kleintypen ist der Meßbereich für $I_{ceo} = 1$ mA, für Typen über 1 W – gemäß der Wahl in Reihe I – ergibt sich ein I_{ceo} -Bereich von 0,1 A. Für sehr reststromarme Leistungstransistoren können diese als Kleintypen (I2 oder I3) vorgewählt und I_{ceo} im 1-mA-Bereich abgelesen werden.

Nach Bestimmen des Reststroms ist eine überschlägige subjektive Beurteilung des Rauschfaktors möglich, indem man Taste II3 drückt. Auf diesen Test wird abschließend gesondert eingegangen. Verzichtet man auf den dafür erforderlichen Aufwand (Verstärkereinheit RV, deren Schaltung Bild 12.6 zeigt), so bleibt Taste II3 unbenutzt. Die entsprechenden II3-Kontakte in der Schaltung nach Bild 12.3 werden dann in der gezeichneten Stellung durchverbunden bzw. fortgelassen (oder vorverdrahtet für spätere Erweiterung mit RV!).

Nach dem Bestimmen von I_{ceo} (wobei für Si-Typen stets $I_{ceo} \approx 0$ sein muß) bleibt II2 gedrückt, und nunmehr wird mit den Tasten III2...6, mit dem höchsten Bereich beginnend, β gemessen. Diese Tasten entsprechen – bis auf einen zusätzlichen Bereich mit Rücksicht auf die häufig hohen β -Werte von Si-Typen – den Ta 1...4 in der Schaltung gemäß Bild 12.1, so daß dazu



gegeben wird. Mit III2...6 erfolgt also Vorwahl, mit III1 Anlegen der Gate-Spannung. Die Beobachtung des Drain-Strom-Wiederanstiegs bzw. der Drain-Stromveränderung erlaubt, wie bei der Schaltung nach Bild 12.2 bereits beschrieben, die Beurteilung der Gate-Isolation. Läßt sich kein Einfluß der verschieden gewählten Gate-Vorspannungen auf die Drain-Stromanzeige feststellen, so ist das Gate defekt.

Für die Auswahl des Kondensators C1 und die Isolation der Gateleitung (Kontakte II5f, II6f, III1d) gilt sinngemäß das bei der Schaltung nach Bild 12.2 zu C1, S1 Gesagte. Schlechte Isolation dieser Leitung kann ein defektes Gate des Prüflings vortäuschen. Außerdem ist die Kontaktjustierung bei III1a, III1d zu kontrollieren. III1d muß öffnen, bevor III1a schließt, da sonst bei Betätigung der Taste III1 sofort C1 entladen würde.

Viele Schaltungsanwendungen erfordern rauscharme Transistoren. Deshalb wurde dieses Prüfgerät durch einen Rauschtester erweitert. Dafür ist bei RV (Bild 12.3) ein Verstärker vorhanden, dessen Schaltung Bild 12.6 zeigt. Er ist mit npn-Si-Transistoren 3stufig direktgekoppelt aufgebaut und erlaubt zunächst über seinen Kleinstlautsprecher (der gegenüber einem Kopfhörer die billigere und praktisch zweckmäßigere Lösung darstellt) eine recht gute subjektive Beurteilung des Rauschens des Prüflings. Parallel zur Primärseite seines Ausgangsübertragers wird über einen weiteren Übertrager (der zur galvanischen Trennung des Instrumentstromkreises vom Verstärkerstromkreis erforderlich ist; geeignet sind außer dem Typ K20 alle ähnlichen Kleinübertrager) die Ausgangsspannung (Rauschspannung) abgegriffen, mit der Spannungsverdopplerschaltung (D1, D2) gleichgerichtet und über Anschlüsse +I, -I dem Instrument zugeführt. Damit läßt sich eine wertvolle Relativwertanzeige

(Vergleichswerte dafür gewinnt man sehr bald) ermöglichen. Sie ist nicht mit dem tabellenmäßig angegebenen Rauschfaktor F identisch, was aber für die praktische Anwendung keine Bedeutung hat. Der Verstärker ist über Kontakt II3c nur bei gedrückter Taste »Rauschtest« eingeschaltet; II3e, II3f trennen dabei das Instrument vom Prüflingsstromkreis ab. Bei den anderen Messungen liegt der Verstärkerausgang stets dem Instrument parallel, was ohne Wirkung auf die Anzeige bleibt, weil dabei RV abgeschaltet und D1 in Sperrrichtung gepolt ist.

Über II3a wird für die Rauschprüfung der Kollektorstromkreis geschlossen, und über II3b schaltet man den Rausch-Lastwiderstand R17 ein (C3 dient ebenso wie C2 und Dr zur Verhinderung von HF-Selbsterregung des Prüflings; C2, Dr sind direkt am Prüflingssockel anzulöten). Die über R17 abfallende Rauschspannung wird über I6f dem Verstärkereingang zugeführt. Bei MOSFET-Rauschprüfung fällt die Rauschspannung dementsprechend im Drain-Stromkreis über R18 ab. Ge-Transistoren werden zweckmäßig auf Rauschen im I_{ce0} -Bereich getestet. Dafür ist lediglich Taste II3 zu drücken. Eine Kontrolle des Rauschens bei höherem Kollektorstrom kann durch gleichzeitiges Drücken einer der β -Bereichstasten (entsprechend der vorangegangenen β -Messung) vorgenommen werden. Für Si-Transistoren wird zusammen mit der Rauschtest-Taste II3 stets eine β -Bereichstaste (am günstigsten III2 oder III3) gedrückt, da sonst kein Kollektorstromfluß und damit an R17 auch keine Rauschspannung vorhanden sind.

Für MOSFET-Rauschtests drückt man mit II3 zugleich II6. Damit wird das Rauschen bei kurzgeschlossenem Gate erfaßt. Eine Kontrolle auf Rauschen bei hochohmigem Gate-Abschluß (22 M Ω) ist mög-

lich, wenn $II3 + 5 + 6$ gedrückt werden. Die Bezeichnungen in Bild 12.3 und Bild 12.4 sagen dazu alles Nähere aus. In der Tastenreihe II kann man also mehrere Tasten drücken; Fehlstromkreise werden durch die Kontaktverknüpfung verhindert. Drücken mehrerer Tasten in Reihe III ist zwar ebenfalls unschädlich, aber sinnlos (falsche Meßergebnisse). Wie in der Schaltung gemäß Bild 12.1 sind auch in der Schaltung nach Bild 12.3 alle Widerstandswerte (insbesondere $R1$ bis $R10$, $R21$ bis $R25$, $R15$ sowie die Abgleichwerte $R11$, $R12$) genau einzuhalten, da sie die Ergebnisgenauigkeit bestimmen.

Abschließend die Einstellhinweise für RV (Bild 12.6). $R1$ bis $R3$ sind abhängig von den Daten für $T1$ bis $T3$. Man bestimmt sie mit kleinen Einstellreglern wie folgt: Zunächst $R2$ fortlassen und Basis $T1$ gegen Emitter kurzschließen. $R1$ wird jetzt eingestellt auf T-3-Kollektor-Emitterspannung $\approx 0,3$ bis $0,5$ V. Dabei sollen bei »+V« etwa $0,2$ A fließen. $R1$ wird nicht kleiner ausgelegt, als dafür nötig. Danach setzt man $R2$ ein und verringert ihn so weit, bis die Kollektor-Emitter-Spannung über $T3$ etwa $7,5$ bis $8,2$ V beträgt. Zuletzt wird der Basis-Emitter-Kurzschluß $T1$ aufgehoben und $R3$ so bemessen, daß die Kollektor-Emitter-Spannung an $T3$ etwa 3 bis $3,2$ V beträgt. Bei »+V« sollen nun etwa 100 mA fließen. Es empfiehlt sich, $T3$ mit einem kleinen Kühlstern zu versehen. Die für $R1$ bis $R3$ in der Schaltung nach Bild 12.6 angegebenen Werte sind Richtwerte, die relativ weit abweichen können.

Mit $P1$ ist eine Verstärkungsregelung möglich. $P1$ wird so eingestellt, daß bei fehlendem Prüfling gerade noch kein merkliches Eigenrauschen des RV auftritt. $P1$ und der $2\text{-}\mu\text{F}$ -Elektrolytkondensator können entfallen, wenn ohne sie die Verstärkung nicht bereits zu hoch (Eigenrauschen) ist; der Schleifer $P1$ soll im übrigen

möglichst nahe dem Kollektoranschluß $T3$ stehen. Falls HF-Selbsterregung auftritt, kann diese durch einen kleinen Parallelkondensator zu $R3$ ($10\cdots 100$ pF) beseitigt werden. Abschließend wird mit einem stark rauschenden (fehlerhaften) Prüflings-Transistor der Instrumentausschlag an I auf Vollausschlag mit $P2$ eingestellt.

Dieser Rauschtestverstärker hat wegen des bei MOSFET und guten Si-Transistoren oft sehr geringen Rauschens eine hohe Verstärkung. Er kann unter Verzicht auf Instrumentanzeige durch Weglassen von $P2$, $K20$, $D1$, $D2$ vereinfacht werden. Der $0,68\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator im Eingang (Maximalwert!) soll ein Foliekondensator sein, da am Eingang je nach Prüflingsart verschiedene Polaritäten auftreten können.

Der Vorteil dieses kombinierten Transistorprüfgeräts, das allen Amateur- und Werkstattansprüchen genügt, liegt in seiner unkomplizierten und übersichtlichen Bedienung, da außer dem Meßinstrument nur die 3 Tastenschalter als Bedienorgane vorhanden sind. Der Prüfungsvorgang wird dadurch sehr übersichtlich. Die gehörmäßige Rauschprüfung hat sich in dieser Form sehr gut bewährt.

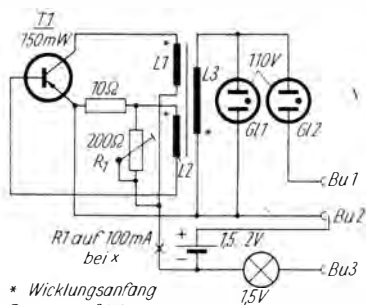
12.2.

Glimmlampen-durchgangsprüfer in Taschenformat

Im Werkstattgebrauch erfreut sich die Glimmlampe als Durchgangsprüfer, für Isolationsprüfungen usw. großer Beliebtheit. Dieses Gerät ist meist an Netzbetrieb gebunden. Damit man das Gerät im Gelände verwenden kann, ist die für die Glimmlampe notwendige Spannung mit einem Zerkacker zu erzeugen. Dafür eignet sich der Transistorsperrwandler recht gut. Bild 12.7 zeigt eine entsprechende Schaltung. Ihr Prinzip wurde in Abschnitt 9.1. bereits erklärt. Es

fällt in diesem Fall jedoch die abweichende Schaltung der Sekundärseite auf sowie das Fehlen der Diode. G11 stellt die erforderliche Belastung für den Zerschneider, der bekanntlich niemals leer laufen darf (bei Ersterprobung beachten!). Sobald T1 sperrt, läuft an L3 die Spannung hoch, bis die Zündspannung von G11 erreicht ist. G11 zündet, und da sie ohne Vorwiderstand betrieben wird, übernimmt sie die im Transformator Kern gespeicherte Energie, d.h., die Spannung spielt sich automatisch auf den Wert der Brennspannung für G11 ein. Die Prüfschnüre werden bei Bu1 und Bu2 angeschlossen; Bu2 ist als Schaltbuchse ausgeführt. Man benötigt dann keinen besonderen Schalter und kann das Gerät entsprechend kleiner aufbauen; bei geschickter Bauweise reicht das Volumen einer Streichholzschachtel für die komplette Schaltung nach Bild 12.7 aus.

Wenn Bu1 und Bu2 verbunden werden, leuchtet G12 auf. Voraussetzung ist, daß G12 eine niedrigere Zündspannung hat als G11. Durch Fertigungsstreuungen bedingt, haben aber nie 2 Glimmlampengenau gleiche Zündspannung. Man schaltet daher bei der Ersterprobung G11 und G12 parallel. Die Lampe, die dann aufleuchtet, hat die geringere Zündspannung und wird für G12 eingesetzt. Bei Durchgang zwischen Bu1 und Bu2 leuchtet dann G12 auf, G11 verlischt. Ist zwischen Bu1 und Bu2 ein Widerstand vorhanden, so leuchtet G12 zusätzlich zu G11 auf, wobei noch Widerstandswerte von 10 M Ω und mehr ein erkennbares Aufleuchten ergeben. Für G11, G12 eignen sich sehr gut die bekannten kleinen Prüfstiftglimmlampen in Röhrchenform. Auch Prüfung des Isolationswiderstands von Kondensatoren ist möglich, da die Einrichtung mit Gleichspannung arbeitet. Das läßt sich aus der Schaltung zunächst nicht ersehen. G12 leuchtet aber nur bei der von L3 im Sperrmoment des Transistors ab-



* Wicklungsanfang
Frequenz $\approx 2 \text{ kHz}$

Bild 12.7

Glimmlampendurchgangsprüfer für die Jackentasche. Die Glimmlampenbetriebsspannung wird von einem Sperrwandler erzeugt

gegebenen Spannungsspitze auf, sobald diese die Zündspannung erreicht. Der umgekehrt gepolte Spannungsimpuls beim Öffnen von T1 erreicht lediglich die vom Übersetzungsverhältnis $L1/L3$ gegebene Spannungshöhe von etwa 20 V. Dabei zündet G12 noch nicht, dieser Spannungsimpuls kommt also nicht zur Buchse Bu1. Zwischen Bu1 und Bu2 fließen tatsächlich nur Stromimpulse einer Polarität.

Das Gerät kann vorteilhaft mit einem üblichen niederohmigen Niederspannungsdurchgangsprüfer (Bu3 und 1,5-V-Lampe) kombiniert werden. Mit den bei Bu2, Bu3 angeschlossenen Prüfschnüren ist dann die Unterscheidung kleiner Widerstandswerte möglich, bei denen G12 schon voll leuchtet. R1 wird auf eine Stromaufnahme von 100 mA bei X eingestellt. Für den Übertrager wurde im Mustergerät ein umgewickelter *Sternchen*-Ausgangstransformator Typ K 21 benutzt (Kerngröße entspricht E119/5). L1 erhält 60 Windungen; beim K 21 kann man dafür gleich die vorhandene, zuunterst liegende ursprüngliche LautsprecherAusgangswicklung verwenden. Darauf werden von Hand neu aufgewickelt: L2 mit 45 Wdg., 0,14-mm-CuL, und einer Lage Isolierfolie; L3 mit

500 Wdg., 0,10-mm-CuL. Dafür kann man den Draht der ursprünglichen Primärwicklung wieder benutzen. Diese Daten können für alle ähnlichen Kerngrößen (Eisenquerschnitt etwa 25 mm² Fe) sinngemäß übernommen werden. In [46] ist eine andere Dimensionierung dieser Schaltung gezeigt, die Verwendung eines Mikki-Treibertransformators K32 mit dessen Originalwicklungen ermöglicht, sinngemäß ist das auch bei der Schaltung nach Bild 12.7 möglich.

12.2.1. Hochohmdurchgangsprüfer und Kapazitätsprüfer mit Lampenanzeige

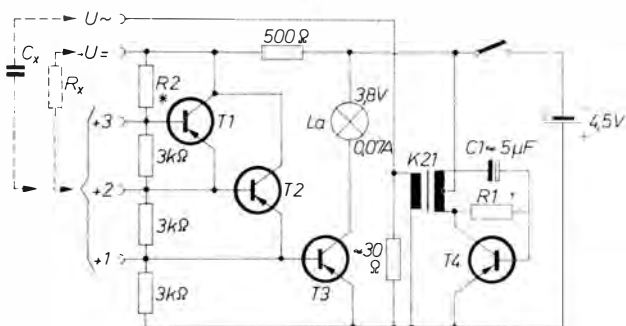
Die in Bild 12.8 gezeigte Prüfschaltung eignet sich zum Nachbau vor allem für den weniger erfahrenen Bastler. Sie ermöglicht Durchgangs-, Widerstands- und Kapazitätsprüfungen auch an hohen Widerständen und kleineren Kapazitäten, kann als kleines Taschenprüfgerät ausgeführt werden und benötigt keine teuren Anzeigeorgane.

Unbekannte Widerstände R_x (auch Isolation usw.) werden mit den üblichen steck-

baren Prüfschnüren zwischen $-U_-$ und einer der Eingangsbuchsen +1...+3 geprüft. Dabei hat +3 die höchste, +1 die geringste Anzeigeempfindlichkeit, so daß auch eine grobe Unterscheidung von Widerstandswerten bzw. Unterscheidung zwischen Kurzschluß und vorhandenem Widerstand möglich ist. La leuchtet je nach R_x und benutztem Eingang mehr oder weniger hell auf.

R2 hängt von den Daten der benutzten Transistoren ab und wird so bemessen, daß Lampe La nicht glimmt, sondern gerade verloschen ist. Damit ergibt sich für alle Eingänge die höchste Empfindlichkeit. Es lassen sich dann bei R_x noch Widerstandswerte um 5 M Ω und mehr nachweisen. Die Isolation von Kondensatoren wird ebenfalls bei R_x geprüft. Entsprechend der angegebenen Polung ist ferner eine Durchgangsprüfung von Transistoren und Dioden gefahrlos möglich, die an den Prüfbuchsen bekannte Polarität ermöglicht dabei auch Anschlußbestimmung solcher Halbleiter.

Für Kapazitätsprüfungen ist Wechselspannung nötig. Die Kapazitäten C_x werden deshalb zwischen Buchse $U_{\sim}$ und einer der



T1, 4: $\approx 150\text{mW}$; ($\beta \approx 50$, $J_{ce0} \approx 200\mu\text{A}$, $f_{T1,3,4}$ unkritisch)

* R1 $\approx 1 \dots 5\text{k}\Omega$ (R1, C1 auf $\approx 500\text{Hz}$)

* R2: $400\text{k}\Omega \dots 2\text{M}\Omega$, auf La-Erlöschen

Bild 12.8 Hochohm-Durchgangs- und Kapazitätsprüfer. An R_x sind Widerstände bis 5 M Ω , an C_x Kapazitäten ab etwa 500 pF durch Aufleuchten der Lampe nachweisbar

Eingangsbuchsen +1...+3 geprüft. T1...T3 übernehmen dabei die Gleichrichtung der Prüfspannung, ein besonderer Gleichrichter kann entfallen. La leuchtet – weil nur eine Wechselspannungshalbwelle zur Auswirkung kommt – bei C_x -Prüfung grundsätzlich schwächer auf als bei R_x -Anschluß, was aber praktisch nicht stört. Die Prüfwechselspannung wird durch eine einfache Schwingung mit T4 und dem bekannten Ausgangsübertrager K 21 erzeugt; der ebenfalls weitverbreitete Rufgenerator-Baustein RG 1 aus dem Amateur-Elektronik-Bausteinssystem ist ebenso geschaltet und kann hierfür verwendet werden. Wird keine Wechselspannungsprüfung von Kapazitäten benötigt, so können T4 und die zugehörigen Teile entfallen. R1, C1 werden nach Versuch bemessen (Frequenz etwa 500 Hz, Abschätzen der Tonhöhe nach Gehör mit Hörer oder Lautsprecher am Ausgang des K 21 genügt). Die Lampe zeigt bei C_x Kapazitätswerte ab etwa 500 pF bereits an, wenn Eingang +3 benutzt wird. Bei C_x können auch Elektrolytkondensatoren auf Kapazitätsverlust geprüft werden. Genaue Wertermittlung ist natürlich nicht möglich und nicht Zweck dieses Geräts.

12.2.2. Einfacher Generator- und Signalverfolgerprüfstift

Bild 12.9 zeigt die sehr einfache Schaltung eines Prüfstifts, mit dem sich sowohl eine NF-Schwingung für Prüfzwecke erzeugen läßt (S1 geschlossen) als auch ein vorhandenes NF-Signal bei der Fehlersuche in Geräten abgetastet und verfolgt werden kann (S1 geöffnet). Das Signal wird der Tastspitze zugeführt und durch eine Komplementärschaltung 2stufig verstärkt im angeschlossenen Kopfhörer (Kleinhörer üblicher Art) hörbar gemacht. Über S1 ist eine Rückkopplung erreichbar. Die

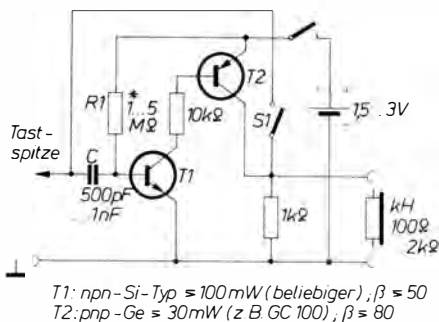


Bild 12.9

Signalgenerator- und Signalverfolgerprüfstift. Die Schaltung arbeitet mit offenem S1 als 2stufiger Verstärker, mit geschlossenem S1 als Tongenerator

Schaltung schwingt dann selbständig und gibt an der Tastspitze Nadelimpulse mit einer (mit C veränderbaren) Frequenz von etwa 1 kHz ab. Der Ton wird auch im Ohrhörer hörbar, falls dieser angeschlossen bleibt. Diese Schaltung hat den Vorzug, mit sehr wenigen Bauelementen und einer kleinen Batterie (1,5 V, Gnomzelle oder Knopfakkumulator) auszukommen. Sie läßt sich ohne weiteres in einem kleinen handlichen Prüfstift unterbringen; die Masseverbindung (Steckbuchse) zum Prüfling kann je nach Anwendungsfall oft auch noch entfallen. R1 ist transistor-exemplarabhängig und wird auf beste Verstärkung (S1 offen) erprobt. Danach kann mit C nötigenfalls die Tonhöhe (S1 geschlossen) korrigiert werden.

12.3. Meßgleichspannungswandler für geringe Gleichspannungen

Häufig besteht die Aufgabe, geringe Gleichspannungen oder Gleichströme zu verstärken, damit man sie ausreichend genau

messen oder für die Steuerung anderer Baugruppen verwenden kann.

Der Aufbau von Gleichstromverstärkern bringt schon in der Röhrentechnik zahlreiche Stabilisierungsprobleme mit sich, die bei der Verwendung von Transistoren wegen ihrer Temperaturabhängigkeit noch kritischer werden. Eine mehrstufige Verstärkung mit Halbleitern gelingt, wenn überhaupt ausreichend stabil, nur mit sehr aufwendigen Gegentaktschaltungen. Vielfach ist es dann günstiger, die Gleichspannung in eine proportionale Wechselspannung umzuformen, die mit NF-Verstärkern bedeutend einfacher und stabiler verstärkt und an ihrem Ausgang – falls erforderlich – wieder gleichgerichtet werden kann. Zur Umformung der Gleichspannung benötigt man einen Meßgleichspannungswandler, in der einschlägigen Literatur auch als *Chopper* bezeichnet.

Es gibt für diese Zwecke neben einigen für den Amateur uninteressanten Sonderverfahren (z. B. mit Schwingkondensatoren) auch mechanische Chopper, die etwa wie ein mechanischer Zerhacker arbeiten. Auch sie sind für Amateurzwecke unrentabel. Mit üblichen Relais lassen sich bei geringen Spannungen (im Bereich einiger Millivolt) keine ausreichend betriebssicheren Ergebnisse erzielen. Man benutzt

dann besser kontaktlose Schalter, die entweder Transistoren oder Dioden sein können. Hier wird ferner ein fotoelektrischer Meßgleichspannungswandler beschrieben, der Fotowiderstände als Schalter benutzt und sich durch die Möglichkeit sehr hochohmiger Dimensionierung sowie durch sehr geringe Eigenstörspannung auszeichnet.

12.3.1. Dioden-Chopper

Bild 12.10 zeigt eine entsprechende Schaltung. Zur Ansteuerung des (nach Bild 12.10a) aus den Dioden D2, D3, aus P1 und dem Übertrager bestehenden Choppers benötigt man eine Steuerspannung (Schaltspannung), die in diesem Fall von einem astabilen Multivibrator erzeugt wird. Um das erforderliche schnelle Umschalten der Dioden zu gewährleisten, ist der Multivibrator (T1, T2) mit einer Diode D1 entsprechend dem bei Bild 8.2 erläuterten Prinzip ausgestattet. Mit der angegebenen Dimensionierung ergibt sich eine für die Weiterverstärkung günstige Schaltfrequenz von etwa 500 Hz. Als Übertrager dient ein bifilar gewickelter Transistortreiberübertrager, für den der Typ K 20 gut geeignet ist. Er weist auch die hier erforderliche

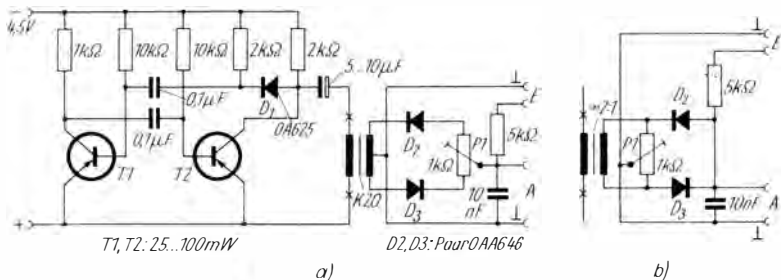


Bild 12.10 Meßgleichspannungswandler mit Dioden (Dioden-Chopper); a – vollständige Schaltung mit mittellangezapftem Übertrager, b – Schaltung des Chopperteils bei Verwendung eines Übertragers ohne Mittellanzapfung. Variante a ist elektrisch vorteilhafter

Symmetrie beider Sekundärwicklungen auf. Die vom Multivibrator erzeugte Rechteckspannung steuert D2, D3 abwechselnd auf und zu. Am Eingang E wird die zu zerhackende Gleichspannung angelegt. Sind D2, D3 durchgesteuert, dann wird die Gleichspannung über P1, Dioden und Übertrager kurzgeschlossen; bei gesperrten Dioden erscheint sie am Ausgang A. Bei A läßt sich daher eine Wechselspannung mit annähernder Rechteckform abnehmen, deren Höhe der bei E angelegten Gleichspannung proportional ist. Fehlt die Gleichspannung, so tritt am Ausgang A keine Wechselspannung auf; die Übertragerhälften mit D2, D3 und P1 bilden eine Brückenschaltung, in deren Querzweig die Gleichspannung angelegt und die Ausgangsspannung abgegriffen wird. Man stellt demzufolge P1 bei offenem Eingang E auf minimale Wechselspannung am Ausgang ein. Voraussetzung für geringstmögliche Restspannung bei A ist beste Brückensymmetrie. Deshalb sollten neben der symmetrischen Übertragerwicklung auch kennliniengleiche Dioden benutzt werden (z. B. Diodenpaar 2 GA 109, 2 GA 113). Bei guter Symmetrie (auch bei Verdrahtung beachten!) und sorgfältigem Abgleich von P1 kann man den Chopper dann bis herab zu Gleichspannungen von 1 mV und weniger verwenden. Fotoelektrische Chopper [46] sind sogar noch im Mikrovoltbereich einsetzbar.

Bei A kann man einen beliebigen NF-Verstärker nachschalten, der die erforderliche Verstärkung vornimmt. Die verhältnismäßig hohe Schaltfrequenz von 500 Hz stellt an den NF-Verstärker keinerlei Ansprüche und hat außerdem den Vorteil, daß auch relativ schnelle Spannungsschwankungen bei E noch proportional übertragen werden.

Bild 12.10b zeigt die Schaltung für die Verwendung eines Übertragers ohne Mittel-

anzapfung. Das Prinzip ist das gleiche; jedoch können bei dieser Schaltung leichter erhöhte Restspannungen am Ausgang A zustande kommen als beim mittellangezapften, bifilar gewickelten Übertrager. Die Ursache dafür bildet die Wicklungskapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung des Übertragers. Falls dieser speziell gewickelt werden soll, empfiehlt sich daher eine Schutzwicklung zwischen Primär- und Sekundärseite. Für einen Kern M 30 Dyn.-B. IV gelten dann etwa folgende Angaben: zuunterst Sekundärwicklung mit 500 Wdg., 0,1-mm-CuL, darüber Isolierfolie, darauf 1 Lage 0,12-mm-CuL, 1polig mit Massebuchsen E, A verbunden als Schutzwicklung (Abschirmung), oben dann 1000 Wdg., 0,1-mm-CuL, als Primärwicklung. Diese wird so angeschlossen, daß das innere Ende (Wicklungsanfang) an Masse des Multivibrators liegt.

Eine Verbindung der Masseleitungen von Multivibrator und Meßkreis E-A sollte vermieden werden.

12.3.2. Fotoelektrische Meßgleichspannungswandler

Bild 12.11 zeigt die Schaltung für den Steuerteil (a) und den Meßspannungsteil (b) für einen fotoelektrischen Chopper. Benutzt wird ein astabiler Multivibrator bekannter Art, der als Kollektorwiderstände Lampen La1, La2 enthält und auf etwa 30 Hz arbeitet. Diese Frequenz ist für die angegebenen Lampentypen optimal, kann aber im Hinblick auf die Nachverstärkung der Meßspannung auch erhöht werden (C1, C2 halbe Werte). Im 30-Hz-Rhythmus pendelt die Helligkeit von La1, La2 zwischen etwa normaler Helligkeit (bedingt durch die überhöhte Betriebsspannung) und etwa 10% dieses Wertes. Eine der Lampen beleuchtet den Fotowider-

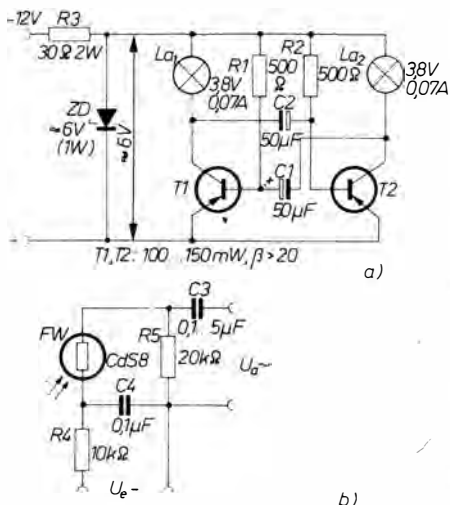


Bild 12.11
Fotoelektrischer Meßgleichspannungswandler.
Steuerteil mit Flimmerlichtgenerator (a) und
Meßspannungsteil (b)

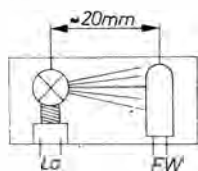


Bild 12.12
Optische Anordnung von Flimmerlampe und
Fotowiderstand für den fotoelektrischen Meß-
gleichspannungswandler

stand FW im Meßspannungsteil (Bild 12.11b und Bild 12.12). Die andere Flimmerlampe kann als Einschaltkontrolle dienen und zeigt scheinbares Dauerlicht. Der Widerstand des vom Flimmerlicht getroffenen FW ändert sich periodisch, so daß die bei U_e angelegte Meßspannung mit der Frequenz des Flimmerlichts moduliert am Ausgang U_a erscheint. Je nach dem Mittelwert der Beleuchtungsstärke

auf FW läßt sich R5 in weiten Grenzen ändern oder sogar vom Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers bilden, wobei C3 (dessen Wert vom Eingangswiderstand des Verstärkers abhängt) entfallen kann. R4, C4 stellen einen Tiefpaß dar, der das Eindringen von Störspannungen über U_e verhindern soll. Bild 12.12 zeigt die räumliche Anordnung der Flimmerlampe und des Fotowiderstands zueinander. Zur Verhütung von Nebenlicht sind beide in ein kleines lichtdichtes Gehäuse eingesetzt. Durch Abstandsänderung FW – La kann der Mittelwert des Widerstands von FW in erheblichen Grenzen geändert und damit gegebenenfalls eine Anpassung an den Eingang des nachfolgenden Verstärkers vorgenommen werden. Da auch der Mittelwert der Beleuchtungsstärke in den Signalpegel eingeht, wird die Betriebsspannung des Flimmerlichtgenerators mit ZD stabilisiert. Die bei U_a erscheinende 30-Hz-Wechselspannung ist somit der Eingangs-gleichspannung U_e direkt amplitudenproportional. Da Steuerteil und Meßkreis elektrisch vollständig voneinander getrennt sind, kann die Steuerspannung nicht in den Meßkreis eindringen.

Eine elektrisch und wirkungsgradmäßig sehr vorteilhafte Lösung ergibt sich, wenn 2 Fotowiderstände benutzt werden. Der Flimmergenerator weist ohnehin 2 im Gegentakt gesteuerte Lampen auf. Ordnet man nun jeder Lampe einen Fotowiderstand (in getrennten Gehäusen) zu, dann werden sie gegentaktig gesteuert, und es wird die Schaltung nach Bild 12.13a möglich (für Transistorverstärker, Bild 12.13b für Röhreneingänge). In der Variante a ist auch bei fehlendem Eingangssignal noch ein geringes Störsignal möglich, das durch den Transistorreststrom entstehen kann. Man vermeidet dies entweder durch Verwendung eines Siliziumtransistors (pnp oder npn, das ist hier ohne Bedeutung)

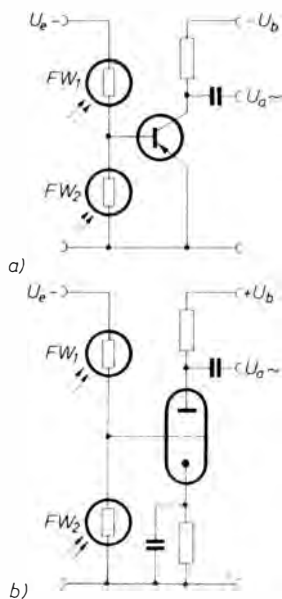
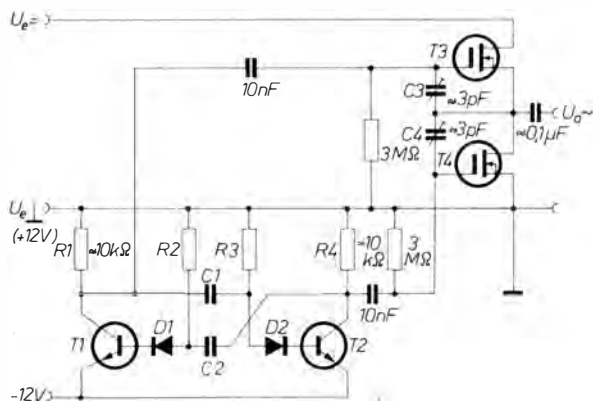


Bild 12.13
Prinzipielle Anschaltung des Meßgleichspannungswandlers mit 2 Fotowiderständen an Transistoreingänge (a) und Röhreneingänge (b)

oder durch Ankopplung der Basis über Trennkondensator und Basisstrom-Vorwiderstand in bekannter Art. Bei geeignet gewähltem Abstand der Lampen von den FW können mit diesem Chopper noch Meßgleichspannungen im Mikrovoltbereich verarbeitet werden.

12.3.3. MOSFET-Meßgleichspannungswandler

Feldeffekttransistoren sind wegen ihres sehr hochohmigen Eingangs und der hier besonders interessierenden Betriebsmöglichkeit als steuerbare Widerstände sehr gut für Chopperanwendungen geeignet. Bild 12.14 zeigt eine solche Schaltung. Ein astabiler Multivibrator stellt auch hier die Steuerspannung bereit, mit der die MOSFET T3, T4 im Gegentakt geöffnet und gesperrt werden. Für die Typen SM 103/SM 104 ist zur sicheren Sperrung eine Gate-Spannung von 12 V ratsam. Der Multivibrator kann



C3, C4: Symmetrie
T1, T2: Si-npn (vorzugsweise SS-Typenreihe)
T3, T4: MOSFET SM 104
D1, D2: Si-Typ SAK...

Bild 12.14
Meßgleichspannungswandler mit MOSFET-Transistoren

leicht nach den in Abschnitt 8.1.1. angegebenen Hinweisen dimensioniert werden. Für die genannten und ähnliche MOSFET-Typen ist eine Steuerfrequenz um 1 bis 5 kHz günstig. Eine hohe Steuerfrequenz hat den Vorteil, daß dann $U_a \sim$ auch schnellen Schwankungen des Eingangssignals $U_e -$ noch folgen kann. D1, D2 sind die wegen der relativ hohen Batteriespannung bei Si-npn-Transistoren erforderlichen Basisschutzdioden. Mit C3, C4 – 2 aus der HF-Technik bekannten Trimmern – wird die Symmetrie (auf geringstes Störsignal am Ausgang bei fehlender $U_e -$) eingestellt. Die Meßgleichspannung $U_e -$ wird abwechselnd durch T3 auf $U_a \sim$ durchgeschaltet, wobei T4 sperrt, oder von T3 gesperrt, wobei T4 den Ausgang gegen Masse kurzschließt. Letzteres ist zur Entladung des Ausgangskondensators notwendig und verbessert das Schaltverhältnis und damit den Wirkungsgrad der Anordnung. Die Polarität der bei $U_e -$ angelegten Spannung ist gleichgültig, solange $U_e -$ einen Pegel von etwa 300 mV nicht überschreitet.

12.4. Transistorsperrschwinger als Indikator für geringe Gleichspannungen

Bild 12.15a zeigt die Schaltung eines Transistortongenerators, der mit einem Transistor in Basisschaltung als Sperrschwinger arbeitet. Diese Schaltung benötigt, um im Kopfhörer einen deutlich vernehmbaren Ton zu erzeugen, nur eine Betriebsspannung von 0,1 V und weniger. Die Stromaufnahme liegt dann bei etwa $10 \mu\text{A}$, die aufgenommene Leistung also noch unter $1 \mu\text{W}$. An Übertrager und Transistor werden keinerlei besondere Anforderungen gestellt; der Transistor kann ein beliebiger

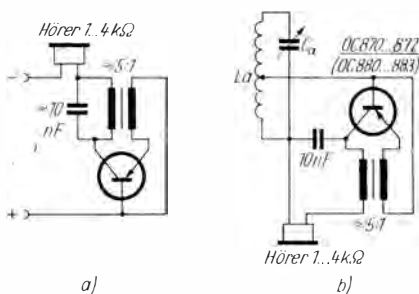


Bild 12.15

a – Transistorsperrschwinger als Indikator für geringe Gleichspannung, b – Anwendungsbeispiel als Indikator für einen passiven Resonanzmesser (Grid-Dipper-Prinzip). Nur für Ge-Transistoren geeignet; bei (a) beliebiger Typ, bei (b) GF 132 o. ä.

Ge-Typ bis etwa 150 mW Belastbarkeit sein. Als Übertrager eignet sich jeder NF-Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von 3:1 bis 10:1, insbesondere Kleinübertrager (z. B. vom Typ 5 K 10). Die richtige Polung ist zu erproben. Wegen des geringen Speisespannungsbedarfs ermöglicht das Gerät bereits Betrieb mit der Spannung eines Selenfotoelements schon bei normaler Raumhelligkeit sowie originelle »Batterie«-Lösungen (z. B. aufgeschnittener Apfel, in den als Elektroden ein Kupfer- und ein Eisendraht eingesteckt werden). Das Mustergerät (es fand in einem Tablettenröhrchen Platz, s. Bild 12.16) konnte sogar mit einem Rollmops, auf ein Zinkfensterblech gelegt und mit Kupferdraht berührt, betrieben werden! Das Gerät ist darüber hinaus auch gut als einfacher Indikator für kleine Gleichspannungen geeignet.

Eine der vielen möglichen Anwendungen zeigt Bild 12.15b, wobei die Schaltung zum passiven Resonanzmesser (Grid-Dipper-Prinzip) erweitert ist. C_a trägt die übliche Skaleneichung, L_a kann als Steckspule mehrfach vorhanden sein; die günstigste Lage der Anzapfung, meist bei etwa 20 %



Bild 12.16

Transistorsperrschwinger mit einem Speiseleistungsbedarf von etwa $1\mu W$, eingebaut in ein Tablettenröhrchen (links) und gespeist von einem Selenfotoelement (rechts). Bildmitte der Kleinhörer Typ KNO4 (Schaltung des Sperrschwingers Bild 12.15a)

der Windungszahl, probiert man aus. Die im Resonanzfall dem zu messenden Schwingkreis entnommene HF-Energie wird an der Basis-Kollektor-Strecke gleichgerichtet und ergibt am 10-nF -Kondensator die Betriebsspannung für das kleine Gerät. Die Besonderheit dieser Schaltung liegt darin, daß der Transistor ohne Basis-Emitter-Vorspannung im I_{ceo} -Bereich arbeitet.

Im Kopfhörer dieses einfachen, ohne Meßinstrument billig aufzubauenen, aber überraschend empfindlichen Resonanzmeters wird jeweils bei mit C_a und L_a eingestellter Resonanz ein Summton hörbar. Der Transistor muß für diese Anwendung ein HF-Typ sein, kann jedoch je nach Exemplardaten meist für beträchtlich höhere als die tabellenmäßige Grenzfrequenz benutzt werden. Mit *GF 128*... *GF 132* arbeitet das Gerät dann noch im 2-m-Band.

12.5. Pegelanzeiger für NF-Geräte

Für Transistormagnetbandgeräte, batteriebetriebene NF-Übertragungsanlagen usw. wird eine Aussteuerungskontrolle (Pegelskontrolle) benötigt. Die aus der Röhrentechnik dafür bekannten einfachen Hilfsmittel wie Abstimmanzeigeröhren (magisches Auge u. ä.) scheiden wegen der notwendigen hohen Betriebsspannung aus. Man greift dann oft auf Meßinstrumente zurück. Die benötigten Mikroamperemeter sind jedoch kostspielig und dem rauen Betrieb bei Portable-Anlagen auf die Dauer nicht gewachsen.

Hierfür bewährt sich die Schaltung nach Bild 12.17. Lampe L_a dient dazu, die erreichte Vollaussteuerung anzuzeigen. Wegen der Trägheit des Leuchtfadens ist es nicht möglich, die anzuzeigende NF-Spannung einfach gleichzurichten und zur Steuerung der Lampe zu benutzen; kurze NF-Spannungsspitzen würden nicht oder nur ungenügend zur Anzeige kommen. Es wird deshalb eine Schaltung benutzt (Bild 12.17), die einen abgewandelten monostabilen Multivibrator darstellt. Transistor T_1 dient zur Impedanzwandlung, damit ein ausreichend hochohmiger, die Quelle nicht merklich belastender Eingang garantiert ist. Der erreichbare Eingangswiderstand hängt vom β dieses Transistors ab und kann bis etwa $50\text{ k}\Omega$ getrieben werden. Falls die Quelle ausreichend niederohmig ist (z.B. Ausgang eines NF-Verstärkers parallel zum Lautsprecher), kann man auf T_1 verzichten und die NF-Spannung direkt an P_1 anlegen. Mit P_1 stellt man die Ansprechempfindlichkeit so ein, daß die Lampe gerade bei Erreichen der Vollaussteuerung des zu kontrollierenden Geräts aufblinkt. Der Pegelanzeiger spricht bereits bei Eingangsspannungen ab etwa $0,1\text{ V}$ an. Bei fehlender NF-Spannung

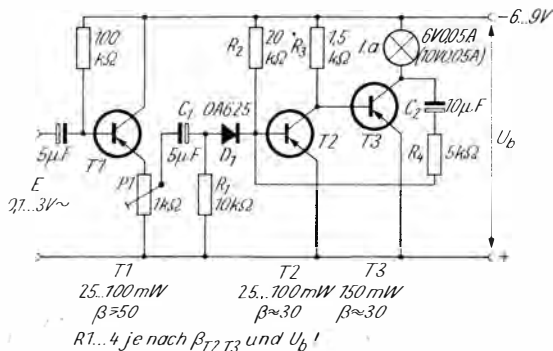


Bild 12.17
Pegelanzeiger für NF-Geräte

ist T2 über R2 durchgesteuert, T3 gesperrt, La also erloschen.

Sobald die über C1 und D1 eingespeiste NF-Spannung einen gewissen Mindestwert überschreitet, wird die Basis von T2 positiv. T2 sperrt, T3 öffnet, La leuchtet auf. Der Abfall des Kollektorpotentials an T3 wird über C2, R4 auf die Basis von T2 übertragen; T2 bleibt daher auch nach Abklingen des NF-Impulses gesperrt, bis die Umladung von C2 vollzogen ist. Falls danach keine NF-Spannung mehr anliegt, leitet T2 wieder, T3 sperrt, wobei der Anstieg des Kollektorpotentials an T3 wieder über C2, R4 zur Basis T2 rückgekoppelt wird, so daß die Umschaltung schlagartig vor sich geht.

Ist an R1 noch NF-Spannung vorhanden, so bewirkt diese sofort ein erneutes Umschalten. La blinkt periodisch auf, sobald die NF-Spannung an R1 einen Mindestwert übersteigt. Die Leuchtzeit der Lampe wird im wesentlichen von C2 und R4 bestimmt und zweckmäßig auf ungefähr 0,3 s festgelegt. Da das Gerät auch auf sehr kurze Spannungsimpulse mit Auslösung reagiert, ist gewährleistet, daß auch solche kurzzeitigen Übersteuerungen durch Aufblinken angezeigt werden. Bei ständiger Übersteuerung blinkt die Lampe fortlaufend, sehr große Eingangsspannung (starke

Übersteuerung) bewirkt Dauerlicht, weil dann T2 durch die an D1 entstehende Richtspannung am »Zurückklappen« gehindert wird. Die Widerstandswerte richten sich nach den Transistorexemplardaten und sind (ggf. nach Versuch) genau festzulegen. Die angegebene Dimensionierung gilt für 9 V Betriebsspannung und Transistoren T2, T3 mit $\beta \approx 30$. T3 muß wegen des Lampenstroms ein 150-mW-Typ sein. Für 9 V können die genannten Lampentypen benutzt werden, wobei die 6-V-Lampe ein auffälligeres Signal ergibt. Für 4,5 bis 6 V kann man auch den Typ 3,8 V/0,07 A verwenden. Die günstigste Betriebsspannung liegt bei 6 bis 9 V; sie richtet sich nach der des zu kontrollierenden Geräts, aus dem man den Pegelanzeiger zweckmäßig speist. Die Stromaufnahme im Ansprechzustand entspricht dem Lampenstrom, im Ruhezustand liegt sie bei etwa 10 mA. Eine Anwendung dieser Schaltung zeigt Abschnitt 4.5.

12.6. Temperaturfernmeßeinrichtungen

Für Temperaturfernmeßeinrichtungen bieten sich auch auf dem Amateursektor viele Möglichkeiten der Anwendung. Als Bei-

spiele seien nur genannt: Fernkontrolle von Lager- und Kellerräumen, von Kartoffelhorden im Keller, von Mieten auf dem Feld, von Garagen, Treibhäusern, Warmwasserspeichern. In Schulgebäuden z.B. kann man die Temperatur der wichtigsten Räume im Heizungskeller anzeigen und dadurch dem Heizer die sonst notwendigen Kontrollgänge ersparen.

Die gezeigten Varianten von Temperaturlernmeßgeräten müssen nach Fertigstellung einmalig durch Vergleich mit einem Thermometer geeicht werden, und zwar punktförmig über den gesamten Skalenverlauf, da die Anzeige im allgemeinen nicht exakt linear verläuft. Vorhandene Skaleneinteilungen lassen sich daher nicht ohne weiteres verwenden; man muß entweder eine neue Skale für das benutzte Instrument zeichnen oder eine Eichkurve anfertigen, aus der man zu jedem Instrumentablesewert die zugehörige Temperatur abliest. Da dieser Vorgang allen Verfahren gemeinsam ist, wird im folgenden auf diese Eichung nicht mehr eingegangen.

12.6.1. Brückenschaltung mit Thermistor

Die Schaltung nach Bild 12.18 benutzt einen Thermistor in einer Brückenschaltung. Diese bietet den Vorteil, daß Änderungen der Betriebsspannung nicht in das Meßergebnis eingehen. Das Instrument I dient lediglich als Nullindikator; seine Skaleneichung ist daher uninteressant. Lediglich der Nullpunkt muß genau markiert sein. Nach den bekannten Verhältnissen der Wheatstoneschen Brücke bleibt der Querzweig mit I dann stromlos, wenn $\frac{R_1}{R_{HL}} = \frac{R_2}{P_1}$, wobei R_{HL} der Widerstand des Heißleiters HL bei der vorhandenen Temperatur ist. Um die Temperatur von HL festzustellen,

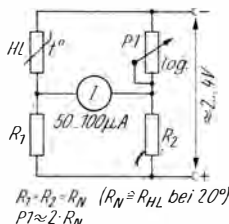


Bild 12.18
Widerstandsmeßbrücke für Temperaturfernmessung mit Thermistor

gleicht man P1 so ab, daß der Strom im Querzweig zu 0 wird. Der Widerstand von P1 ist dann gleich dem von HL und damit ein Maß für die Temperatur von HL. P1 erhält daher eine in °C geeichte Skale. Damit sich ein möglichst ausgeglichener Skalenverlauf ergibt, empfiehlt sich für P1 die Verwendung eines Potentiometers mit logarithmischer Kennlinie. HL kann über eine Verbindungsleitung getrennt von der (am Ablesort unterzubringenden) Brückenschaltung beim Meßort untergebracht werden. Günstig sind Heißleiter mit einem Nennwiderstand R_N (Widerstand bei 20°C) von einigen Kiloohm. Je nach HL legt man entsprechend den in Bild 12.18 angegebenen Beziehungen die anderen Werte fest. Die Brückenspeisespannung soll je nach Größe von HL bei etwa 2 bis 4 V liegen. Ihr maximaler Wert ist dadurch gegeben, daß der durch HL fließende Strom keine merkliche Eigenerwärmung des Heißleiters bewirken darf. Die für diesen Fall maximal zulässige Belastung ersieht man aus den Typenblättern des Herstellers. Je nach Größe von HL liegt sie bei wenigen Milliwatt.

Die Brückenspannung kann auch eine Wechselspannung sein. Bei I benutzt man dann am besten einen Kopfhörer. In dieser Form wird die ganze Einrichtung sehr einfach. Falls für HL ein spezieller Meßheißleiter verwendet werden soll (unbe-

dingt nötig ist das nicht; für Amateurzwecke genügen auch Kompensations- oder Anlaßheißleiter, die lediglich wegen ihrer größeren Masse u. U. wesentlich langsamer auf schnelle Temperaturschwankungen ansprechen), sei auf die speziellen Temperaturfühler der Typenreihe *TNS...B* vom Kombinat VEB *Keramische Werke*, Hermsdorf, hingewiesen. Sie enthalten, in einer dünnen Glasspitze eingeschmolzen, einen winzigen Meßheißleiter in Perlenform mit weniger als 1 mm Durchmesser. Sie sind lieferbar für verschiedene Widerstandswerte, wobei sich solche mit $R_N \approx 1$ bis $5\text{ k}\Omega$ (z. B. *TNS5kB*) gut für Amateurzwecke eignen. Mit diesen Temperaturfühlern, die binnen weniger Sekunden auf veränderte Temperaturen ansprechen, kann man punktförmige Temperaturmessungen an kleinen Objekten (Oberflächen von Widerständen, Wicklungen, Maschinenteilen, Temperaturmessung an Wassertropfen auf einem Mikroskopobjektträger, Hauttemperaturmessungen in der Medizin u. ä.) vornehmen.

Für unmittelbare Temperaturablesung eines bestimmten Bereichs (abhängig vom Meßbereich des Instruments; eventuell mit Shunt erweitern) kann auch I in $^{\circ}\text{C}$ geeicht und P1 konstant gehalten werden (P1 dient dann nur zur einmaligen Bereichsfestlegung und von Fall zu Fall zur

genauen Nacheichung). Dann ist unmittelbares Ablesen vom Instrument möglich, jedoch geht jetzt die Speisespannung in das Ergebnis ein; sie muß daher stabilisiert werden (Z-Diode!). Die unter 12.6.3. gezeigte Schaltung beruht ebenfalls auf dem Brückenprinzip.

12.6.2. Temperaturfernmessung mit Halbleitern

In Abschnitt 5.1. wurde bereits beschrieben, wie man die Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms einer Germaniumflächendiode ausnutzt. Nach diesem Prinzip ist auch eine einfache Fernmeßeinrichtung möglich, deren Schaltung Bild 12.19a zeigt. Bei der verwendeten Flächendiode *GY 100* hängt der Sperrstrom innerhalb einer Sperrspannung von $2\text{ V} \pm 0,5\text{ V}$ fast ausschließlich von der Diodentemperatur ab. Das $100\text{-}\mu\text{A}$ -Meter kann daher unmittelbar in $^{\circ}\text{C}$ geeicht werden, solange die Betriebsspannung die angegebene Toleranz einhält. Wenn als Betriebsspannungsquelle ein kleiner 2-V-Akkumulator benutzt wird, ist dies ausreichend gewährleistet. Auf diese Weise hat man eine sehr einfache und betriebssichere Fernanzeige. Wegen des geringen Stromverbrauchs ergeben bereits die bekannten kleinen 2-V-Trockenakkumulatoren theoretisch einige tausend Betriebsstunden, praktisch wird ihre Haltbarkeit nur durch die Lagerfähigkeit begrenzt. Mit etwa 4monatigem Dauerbetrieb kann gerechnet werden. Bei manchen Anwendungen sind jedoch bei dieser Schaltung zwei Nachteile zu bemerken: Man braucht ein relativ teures $100\text{-}\mu\text{A}$ -Instrument; bei Kurzschlüssen auf der – in Bild 12.19a punktiert angedeuteten – Leitung sowie bei Falschpolung der Batterie wird das Instrument gefährdet. Man kann diese Nachteile teilweise durch die Schaltung nach Bild 12.19b

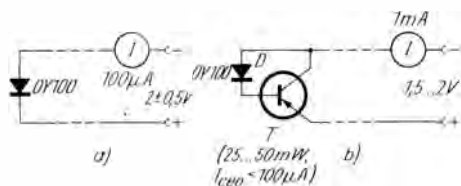


Bild 12.19
Temperaturfernmessung mit Halbleitern; a – Prinzipschaltung, b – verbesserte Schaltung für unempfindlicheres Instrument und Schutz gegen Batteriefalschpolung. D und T bilden gemeinsam den Temperaturfühler

beseitigen. Ein Ge-Transistor bewirkt eine Verstärkung des Diodenstroms, wodurch man je nach β des Transistors mit einem Instrument für 1 bis 5 mA auskommt. Ausnahmsweise sind β -Werte von weniger als 30 vorzuziehen. Der Transistor soll jedoch einen möglichst geringen Reststrom I_{ceo} (höchstens um 80 bis 100 μA) haben. Damit sein Temperaturgang beseitigt wird, bringt man den Transistor einfach mit am Meßort, dicht bei der Diode unter, d. h., D und T bilden (in kleinem Glasröhrchen o. ä. zusammengefaßt) den Meßfühler. Bei Falschpolung der Batterie sperrt die Emittierstrecke, so daß das Instrument nicht versehentlich überlastet werden kann.

12.6.3. Temperatursollwertüberwachung mit Dreipunktanzeige

Häufig besteht die Aufgabe, Heizungsanlagen, Raumtemperaturen, die Temperatur von Maschinen oder Geräteteilen bzw. in Gärtnereien usw. auf Einhaltung eines Sollwerts zu überwachen. In solchen Fällen ist eine Anzeige von 3 Betriebszustän-

den – eine Dreipunktanzeige – notwendig: Temperatur zu niedrig; Temperatur normal; Temperatur zu hoch. Bild 12.20 zeigt eine dafür geeignete Schaltung, die die Temperaturkontrolle auch über längere Verbindungsleitung gestattet. Zur Anzeige werden 2 Lampen La1, La2 benutzt. Bei Einhaltung der Solltemperatur sind beide Lampen erloschen; bei Überschreitung leuchtet La2, bei Unterschreitung La1 auf. Da eine solche Einrichtung wohl immer stationär benutzt wird und im Dauerbetrieb arbeiten muß, ist Netzspeisung angebracht. Dies ermöglicht die Anwendung einer (aus der Schaltung nicht sofort ersichtlichen) Wechselspannungsverstärkung und damit weitgehende Temperaturunabhängigkeit der Eichung und des Anzeigeverstärkers. Auch Netzspannungsschwankungen haben auf die Funktion keinen Einfluß, da eine Brückenschaltung angewendet wird.

Zur Speisung dient ein geeigneter kleiner Netztransformator, der 2 in Serie geschaltete Wicklungen je 6 V- bzw. eine mittel- angezapfte 12-V-Wicklung hat. Über D1, D2 wird in Zweiweggleichrichtung die Betriebsspannung für den Anzeigeverstärker T1 bis T3 erzeugt (der aus Gründen der

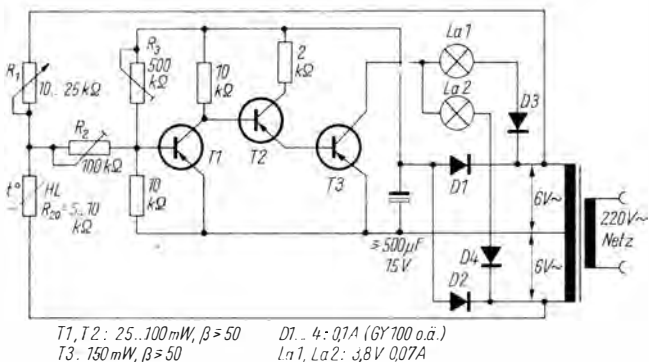


Bild 12.20 Schaltung der Temperatursollwertüberwachung mit Dreipunktanzeige. Bei Verwendung von npn-Si-Transistoren D1 ... D4 und Elektrolytkondensator umpolen. Alle Werte unverändert

Einfachheit und um Phasendrehungen der anzuzeigenden Brückenspannung zu vermeiden, gleichstromgekoppelt ist; temperaturbedingte Arbeitspunktänderungen haben keinen Einfluß auf die Anzeigegenauigkeit).

R1, Heißeiter HL (der Meßfühler des Geräts) bilden mit den beiden Transformatorteilwicklungen eine Wechselspannungsbrückenschaltung. Wenn $R1 = HL$ ist, so steht zwischen dem Verbindungspunkt von R1, HL und der Transformatormittelanzapfung keine Spannung. T1 wird daher nicht angesteuert, und die Lampen bleiben dunkel. Sobald HL sich erwärmt oder abkühlt, fällt bzw. steigt sein Widerstand. Damit kommt die Brücke aus dem Gleichgewicht, und über R2 erhält T1 Basisstrom. T1 ist durch entsprechende Einstellung von R3 gerade so weit durchgesteuert, daß seine Kollektorspannung nahezu 0 ist, T2, T3 sind somit geschlossen. Durch die nun über R2 hinzukommenden positiven Halbwellen der Brückenspannung wird T1 jeweils für eine Halbwelle der Wechselspannung gesperrt, wodurch seine Kollektorspannung steigt und T2, T3 während dieser Halbwelle öffnen. Im Kollektorkreis von T3 liegen beide Anzeigelampen La1, La2. Die Dioden D3, D4 bewirken, daß jede Lampe nur in der Halbwelle aufleuchten kann, für die die ihr zugeordnete Diode durchlässig ist.

Die Phasenlage der an R2 auftretenden Brückenspannung fällt, je nachdem, ob der Widerstand von HL größer oder kleiner als R1 ist, entweder mit der Phasenlage an D3 oder der an D4 zusammen. Da T3 jeweils nur während der Dauer einer Halbwelle öffnet, kann stets nur die Lampe aufleuchten, deren Diode für die gleiche Halbwelle durchlässig ist. Es hängt somit nur von der Richtung der Wertabweichung bei HL ab, welche Lampe aufleuchtet. Die jeweils aufleuchtende Lampe gibt daher eindeutig

darüber Auskunft, ob HL »zu warm« oder »zu kalt« ist.

HL wird an dem zu kontrollierenden Objekt angebracht (bei Heizungskörpern oder Maschinenteilen z.B. aufgeklebt). Geeignet sind nicht zu kleine Heißeiter mit Nennwiderständen R_{20} um 5 bis 10 k Ω . HL kann über eine mit üblichem Leitungsmaterial verlegte, bis etwa 100 m lange Leitung mit dem Kontrollgerät, das Lampen, Transformator und übrige Bauelemente enthält, verbunden werden.

Mit R1 wird die Brücke bei Solltemperatur ins Gleichgewicht gebracht. R1 bestimmt also die »Solltemperatur« und kann durch Vergleich mit Thermometer an HL in Temperaturgraden geeicht werden (dann ist auch Temperaturfernmessung möglich, indem R1 auf Erlöschen beider Lampen gestellt und an seiner Skale die Temperatur abgelesen wird). R2 bestimmt die Solltoleranz, d. h. die bei HL mögliche Temperaturdifferenz, innerhalb der noch beide Lampen erloschen bleiben. Mit $R2 = 0$ läßt sich eine Anzeigegenauigkeit von weniger als 1°C erreichen. Diese für viele Zwecke bereits übersteigerte Empfindlichkeit kann man mit R2 verringern.

R3 wird einmalig so eingestellt, daß bei Solltemperatur beide Lampen gerade nicht mehr glimmen. Zur Einstellung von R3 kann man HL und R1 abklemmen und durch 2 Festwiderstände je 10 k Ω ersetzen. R3 wird später nicht mehr verstellt.

Die Schaltung nach Bild 12.20 kann man auch für viele andere Zwecke benutzen, wenn man entweder nur HL oder auch HL und R1 durch Fotowiderstände ersetzt [56].

Die erste Variante ermöglicht eine Lichthelligkeitssollwertkontrolle, die erkennen läßt, ob das Licht, das auf den (statt HL angeschalteten) Fotowiderstand trifft, von einem mit R1 einstellbaren Sollwert abweicht.

Interessanter ist die zweite Möglichkeit.

Man ersetzt sowohl HL als auch R1 durch 2 typengleiche Fotowiderstände. Um ihre Toleranzen auszugleichen, legt man nicht beide Fotowiderstände direkt an R2, sondern schaltet sie beidseits eines Potentiometers (Wert erproben, Richtwert 10 bis 100 k Ω) an, dessen Schleifer mit R2 verbunden wird. Das zusätzliche Potentiometer erlaubt dann Nullabgleich, wenn auf beide Fotowiderstände das gleiche Licht fällt. Ist später die auf beide Fotowiderstände fallende Lichtintensität verschieden, so wird dies sinnrichtig durch La1 oder La2 angezeigt. Man kann nun z. B. beide Fotowiderstände von einer gemeinsamen Lichtquelle beleuchten, deren Helligkeit dann nicht konstant gehalten zu werden braucht. Läßt man zwischen ihr und dem einen Fotowiderstand einen transparenten Stoff (Papierindustrie: Papier- oder Foliebahnen; Chemieindustrie: Flüssigkeit oder Rauch mit bestimmter Trübung oder Färbung) durchlaufen und ordnet dem anderen Fotowiderstand ein entsprechendes Vergleichsobjekt zu, so werden Abweichungen von seiner Lichtdurchlässigkeit angezeigt. Die Schaltung arbeitet dann als Vergleichsgerät. Man kann damit bereits sehr geringe Unterschiede in der Lichtdurchlässigkeit registrieren (je nach Wert mit R2 einstellen). Wird farbiges Licht benutzt oder ein Fotowiderstand mit Farbfilter versehen, so kann man auch automatische Farbvergleiche vornehmen, im Produktionsprozeß auftretende Farbabweichungen registrieren usw. Die Anwendung dafür zeigt Abschnitt 4.2.3. Da außer Durchleuchtung des Prüflings auch Auslicht möglich ist (Fotowiderstände werden vom reflektierten Licht getroffen), so gilt dies auch für feste Objekte (Kartonagen, Blechlackierungen usw.). In solchen Fällen können für La1, La2 auch Relais (mit 500 Ω bis 1 k Ω Widerstand und Parallelkondensator 100 bis 500 μ F versehen) eingesetzt werden, so

daß man bei Abweichungen die Produktionsanlage stoppen kann usw. Wird hohe Empfindlichkeit benötigt (wenn die Fotowiderstände wenig Licht bekommen), so erhöht man ihre Betriebsspannung auf etwa 20 bis 30 V, indem die beiden 6-V-Transformatorwicklungen durch Wicklungen für 20 bis 30 V~ (für die Brücke) mit Anzapfungen bei 6 V (für D1 bis D4) ersetzt werden.

Bei Verwendung nur eines Fotowiderstands und Beibehaltung von R1 ermöglicht die Schaltung auch Ferntemperaturmessung sehr heißer (glühender) Objekte (bei Stahlwerken, Ölfeuerungen!), bei denen die Objekttemperatur in direktem Zusammenhang mit der von ihm ausgehenden Helligkeit steht. Diese Helligkeit wird dann mit Linse oder Hohlspiegel gebündelt und der Fotowiderstand in ausreichender Entfernung vom glühenden Objekt angeordnet und optisch auf dieses einjustiert.

Für Batteriebetrieb kann die Schaltung nach Bild 12.20 benutzt werden, indem ein Transverter (Abschn. 9.2.) die Speisung übernimmt. Die beiden 6-V-Sekundärwicklungen sind dann die Sekundärseite des Transvertertransformators.

12.6.4. Temperaturmeßeinrichtung mit linearem Skalenverlauf

Die unter 12.6.1. und 12.6.2. angegebenen einfachen Meßeinrichtungen ergeben einen nichtlinearen Skalenverlauf, der eine besondere Eichung der Instrumentenskale erfordert. Bild 12.21 zeigt eine Schaltung, die einen nahezu linearen Skalenverlauf ergibt, so daß eine vorhandene Skalenteilung beibehalten werden kann. Der Linearitätsfehler beträgt nur knapp 1%. T3 ist der Temperaturfühler. Benutzt wird dafür ein npn-Si-Transistor. Die Basis-Emitter-Schwellenspannung von Si-Tran-

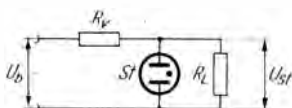


Bild 12.22

Zum Prinzip der Spannungsstabilisation mit Glimmstabilisator

dann die Brennspannung ein, die – wie in Abschnitt 2.1.2. bereits erläutert – innerhalb beträchtlicher Grenzen des Brennstroms konstant ist (vgl. dazu Bild 2.1). Für diesen Zweck werden spezielle Glimmstabilisatorröhren hergestellt, die sich durch nahezu konstante Brennspannung über einen weiten Brennstrombereich auszeichnen; ihr Kennlinienteil U_{gl} verläuft also nahezu waagrecht (Bild 2.1). Parallel zu der Stabilisatorröhre St (Bild 12.22) kann man die Brennspannung als stabilisierte Spannung U_{st} abnehmen. Lastwiderstand R_L , der durch die Schaltung des nachgeschalteten Gerätekomplexes dargestellt wird, erhält daher eine Spannung, die weitgehend von Schwankungen der Betriebsspannung U_b unabhängig ist. Vorwiderstand R_v hat die Aufgabe der Strombegrenzung. Generell gilt: Je höher R_v , desto besser die Stabilisierung. Nach Möglichkeit soll an R_v mindestens eine Spannung in Höhe der Stabilisatorspannung U_{st} abfallen, d. h., U_b muß wenigstens gleich $2 \times U_{\text{st}}$ sein. Durch R_v fließt außer dem Brennstrom der von R_L aufgenommene Laststrom. Verringert sich dieser, so steigt der Brennstrom um den gleichen Betrag; das bedeutet: Der Strom durch R_v bleibt konstant. Für Stabilisatorglimmröhren ist ein minimaler, zur Gewährleistung einwandfreier Stabilisierung erforderlicher Brennstrom vorgeschrieben. Daher muß R_v so bemessen sein, daß durch ihn ein Strom fließt, der dem maximalen Laststrom zuzüglich dem minimal notwendigen Brennstrom (Stabilisatorquerstrom)

entspricht. Verringert sich die Stromaufnahme von R_L , so steigt der Stabilisatorquerstrom entsprechend und erreicht seinen Höchstwert, wenn R_L keinen Strom aufnimmt. Der Stabilisator hat dann den Laststrom mit übernommen. In diesem Fall muß beachtet werden, daß der für den benutzten Stabilisator vorgeschriebene maximale Brennstrom nicht überschritten wird.

Der auszuwählende Stabilisatortyp wird zunächst von der für U_{st} geforderten Spannung bestimmt. Wenn die für U_{st} geforderte Spannung nicht mehr durch einen geeigneten Stabilisatortyp zu erzeugen ist (maximale Brennspannungen moderner Stabilisatortypen meist bei 150 V), dann kann man 2 gleiche Stabilisatorröhren in Serie schalten. Nun wird der maximal von R_L aufgenommene Strom bestimmt. Hierzu addiert man den für den ausgewählten Stabilisatortyp erforderlichen minimalen Brennstrom. Die Summe ergibt den Stromfluß durch R_v . Die an R_v stehende Spannung errechnet sich aus $U_b - U_{\text{st}}$; aus ihr und dem Strom durch R_v werden dessen Widerstandswert und Belastung bestimmt. Damit ist R_v festgelegt. U_b wählt man, falls nicht fest vorgegeben, zu mindestens $2 \times U_{\text{st}}$. Abschließend muß geprüft werden, mit welcher geringsten Stromaufnahme für R_L betriebsmäßig zu rechnen ist; im Extremfall kann dieser Strom 0 werden. (Einschaltmoment bis zum Warmwerden etwa vorhandener Röhren berücksichtigen!). Der zusätzlich mit dem Laststrom belastete Stabilisator muß so ausgewählt sein, daß dabei sein maximal zulässiger Brennstrom nicht überschritten wird. Ist mit schwankender Stromaufnahme von R_L nicht zu rechnen, dann bemißt man R_v nach dem Gesagten so, daß sich als Querstrom durch den Stabilisator etwa der halb zulässige Maximalstrom einstellt. Bei der Kontrolle auf Einhaltung von Minimal- und Maximal-

strom des Stabilisators müssen auch etwa zu erwartende Spannungsschwankungen von U_b (Netzspannungsschwankungen) berücksichtigt werden. Über die in der DDR gefertigten Stabilisatortypen, deren Typenbezeichnung meist mit *StR*... beginnt, kann sich der Amateur notfalls auch ohne Datenblatt überschlägig nach der Typenbezeichnung orientieren. Die Zahl vor dem Schrägstrich gibt die Stabilisatorbrennspannung U_s an, die Zahl hinter dem Schrägstrich den maximal zulässigen Querstrom. Der Stabilisator *StR 108/30* kann z.B. mit maximal 30 mA belastet werden und hat eine Brennspannung von 108 V. Günstigster Querstrom – wenn R_L konstant ist – liegt dann bei 15 mA. Der minimale Querstrom läßt sich bei diesen Typen überschlägig mit 1/4, mindestens aber 1/5 des Maximalstroms ansetzen; im Beispiel dürfte also ein Querstrom von 6 bis 7 mA nicht unterschritten werden. Die Stromaufnahme von R_L darf in diesem Fall um höchstens 24 mA schwanken, andernfalls wäre ein stärkerer Stabilisator, z.B. *StR 100/80*, erforderlich. Näheres zu dieser Thematik enthält [47].

12.7.2. Der Glimmlampenkippgenerator

Mit Glimmlampen lassen sich relativ einfache Impulsgeneratoren aufbauen, die man z.B. als Tongeneratoren u.ä. benutzen kann. Für die im folgenden beschriebenen Schaltungen ist prinzipiell jede beliebige Glimmlampe geeignet, selbstverständlich ohne im Sockel eingebauten Vorwiderstand. Im allgemeinen lassen sich die kleinen 110-V-Prüfstiftglimmlampen recht gut verwenden.

12.7.2.1. Sägezahn-generator mit Glimmlampe

Die in Bild 12.23 gezeigte einfache Glimmlampenkippschaltung eignet sich gut als Tongenerator, so z.B. für Morseübungszwecke. Sie erzeugt eine Sägezahn-schwingung, die man am Kondensator C abgreift. Die Wirkungsweise ist folgende:

Beim Einschalten der Spannung U_B (die wenigstens den 1,5fachen Wert der Zündspannung von Gl haben soll) wird über R der Kondensator C aufgeladen; die Spannung an C beginnt also allmählich zu steigen. Ist der Wert der Zündspannung erreicht, so zündet Gl, wobei C über ihren niedrigen Innenwiderstand schlagartig bis zum Wert der Löschspannung von Gl entladen wird. Danach verlöscht Gl wieder, und über R erfolgt Nachladung von C , bis die Zündspannung erneut erreicht ist. Die Spannung an C pendelt daher zwischen Zünd- und Löschspannung der Glimmlampe – deren Differenz entspricht damit der Spitze/Spitze-Spannung der Sägezahn-schwingung –, wobei der Anstieg der Spannung wegen der allmählichen Aufladung über R flach, der Abfall der Spannung wegen des geringen Innenwiderstands von Gl nach Zündung steil erfolgt. Hieraus erklärt sich die Schwingungsform.

Die Frequenz wird im wesentlichen von der Schnelligkeit der Aufladung bestimmt, d.h. von den Werten für R und C . Außerdem gehen Differenz zwischen Zünd- und

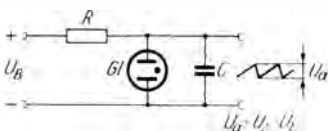


Bild 12.23
Sägezahn-generator mit Glimmlampe (Glimmlampenkippschaltung)

Löschspannung sowie Betriebsspannung U_B in die Frequenz ein. Bei Verwendung einer 110-V-Prüfstiftglimmlampe erhält man mit $U_B \approx 200 \text{ V}$, $C \approx 5$ bis 10 nF , $R \approx 0,5$ bis $1 \text{ M}\Omega$ eine Frequenz von etwa 400 bis 600 Hz.

Eine Frequenzregelung kann in weiten Grenzen durch Regelung von R erfolgen. Die obere Frequenzgrenze wird von der Entionisierungszeit der Glimmlampe bestimmt und liegt je nach Typ bei einigen Kilohertz. Die untere Frequenzgrenze kann bei genügend großen R und C bis weit unter 1 Hz gebracht werden (Anwendung als Blinkschaltung, Abschnitt 3.7.1.).

12.7.2.2. Nadelimpulsgenerator mit Glimmlampe

Wie im vorigen Abschnitt erläutert, erfolgt die Kondensatorentladung in Form eines kurzen Stromimpulses über die Glimmlampe. Dies kann man zur Ableitung eines Nadelimpulses ausnutzen, wie Bild 12.24 zeigt. R_1 , C und Gl stellen die behandelte Kippschaltung dar (Bild 12.23). Der Kondensator wird jetzt über Gl und R_2 entladen. An R_2 fällt daher bei jedem Entladestromstoß eine Spannung ab, die die Form eines Nadelimpulses hat. Solange R_2 wesentlich größer ist als der dynamische Innenwiderstand der gezündeten Glimmlampe (R_2 wird bei Verwendung der genannten Prüfstiftglimmlampen auf 5 bis

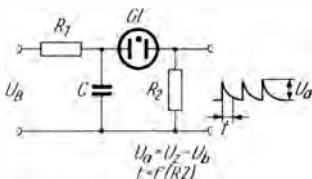


Bild 12.24
Nadelimpulsgenerator mit Glimmlampe (Glimmlampenkippschaltung)

$25 \text{ k}\Omega$ festgesetzt), ergibt sich die Amplitude des Nadelimpulses unabhängig vom Wert R_2 mit guter Näherung zu $U_a = U_z - U_b$ (U_z – Zündspannung, U_b – Brennspannung der Glimmlampe). Die Nadelimpulsbreite wird dann im wesentlichen von R_2 bestimmt und steigt mit R_2 , da dieser Widerstand die Kondensatorentladedauer verlängert. Solange R_2 wesentlich kleiner als R_1 ist – z. B. bei Anwendung der im vorigen Abschnitt genannten Dimensionierungen –, wird die Frequenz auch bei dieser Schaltung im wesentlichen von R_1 und C gemäß dem im vorigen Abschnitt Gesagten bestimmt.

12.7.2.3. Synchronisation von Glimmlampenkippgeneratoren

Glimmlampenkippgeneratoren sind im allgemeinen nicht sehr frequenzstabil und zur Erzeugung konstanter Frequenzen daher wenig geeignet. Die Ursache ist darin zu sehen, daß der Sägezahnanstieg durch die Zündung der Glimmlampe beendet wird. Die Zündspannung ist aber niemals zeitlich konstant, sondern ändert sich um winzige Beträge je nach den zufällig vorhandenen Rest-Ionen in der Gasfüllung sowie nach dem Entstehen von äußerlich angeregten Ionisationsvorgängen durch den Einfluß kosmischer Strahlung oder durch Lichteinwirkung. Lichteinwirkung kann die Zündspannung – ebenso wie stärkere HF-Felder – sogar beträchtlich verringern; man schließt daher Kippglimmröhren lichtdicht ab. Verringerte Zündspannung bedeutet verkürzte Anstiegszeit für den Sägezahnimpuls und damit erhöhte Frequenz.

Weniger bekannt ist aber, daß sich Glimmlampenkippgeneratoren verhältnismäßig einfach synchronisieren lassen. Durch Zuführen einer konstanten Fre-

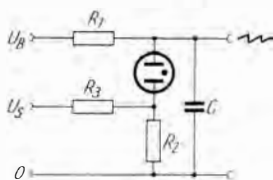


Bild 12.25
Zur Synchronisation von Glimmlampenkipp-
generatoren

quenz – der Synchronisierspannung – zur Kippschaltung kann man diese in Gleichlauf bringen und dabei recht gute Frequenzkonstanz erreichen. Das Prinzip beruht darauf, daß die Glimmlampe nicht bei Erreichen der Zündspannung am Kondensator von sich aus zündet, sondern daß die Zündung kurz vor Erreichen dieses Moments durch den von außen zugeführten Synchronimpuls ausgelöst wird. Bild 12.25 zeigt die Schaltung für dieses Verfahren.

U_B ist die Betriebsspannung, R_1 und C sind die frequenzbestimmenden Glieder der Kippschaltung entsprechend Bild 12.23. Bei U_S wird die Synchronspannung angelegt. Am Widerstand R_2 addiert sie sich zur Zündspannung der Glimmlampe bzw. zu dem an C stehenden Spannungswert, oder sie subtrahiert sich von dieser, je nach bei U_S auftretender Polarität. Hat die Spannung an C einen Wert erreicht, der z. B. 5 V unter der Zündspannung liegt, so genügt an R_2 eine Spannung von etwas mehr als 5 V (mit einer zu U_B entgegengesetzten Polarität), um die Zündung sicher zu bewirken. Praktisch sollte die durch R_1/C bestimmte Frequenz des (ohne U_S) »freilaufenden« Generators so festgelegt werden, daß sie um ein wenig unter der Frequenz der bei U_S angelegten Synchronspannung liegt. Damit erreicht man, daß die Glimmlampe stets bei Auftreten der negativen Halbwelle von U_S knapp vor dem

Zündeinsatz bei »freilaufendem« Betrieb steht und durch U_S sicher gezündet wird. Der Generator fällt dann beim Anlegen von U_S mit deren Frequenz »in Tritt«. R_2 soll wesentlich kleiner als R_1 sein. Durch geeignete Bemessung von R_3 kann man die Synchronspannung so festlegen, daß der Generator nur von jeder 2., 3. oder – bei sorgfältiger Dimensionierung – sogar 4. oder 5. negativen Halbwelle von U_S zum Kippen gebracht wird. R_1 und C müssen demgemäß auf knapp 1/2, 1/3 bis 1/5 der Frequenz von U_S dimensioniert sein. Die Schaltung läßt sich dann als einfacher Frequenzteiler verwenden.

Die Frequenz des freilaufenden Glimmlampenkippgenerators nach Bild 12.23, sinngemäß auch Bild 12.24 und Bild 12.25, errechnet sich (nach [43]) zu:

$$f_k = \frac{2}{R \cdot C \cdot \ln \frac{U_b - U_1}{U_b - U_z}}$$

(Hz, MΩ, μF, V), mit f_k – Kippfrequenz, U_b – Betriebsspannung, U_1 – Löschspannung; U_z – Zündspannung der Glimmlampe, f_k setzt man dabei (für Bild 12.25) um etwa 10 bis 20% niedriger an als die Frequenz, auf der die Schaltung im synchronisierten Zustand arbeiten soll. U_z und U_1 können mit regelbarer Spannungsquelle und Voltmeter parallel zur Glimmlampe ermittelt werden [47]. Die Formel gilt näherungsweise und nur für Frequenzen, bei denen der Einfluß der Entionisationszeit der Glimmlampe noch vernachlässigt werden kann, d. h. je nach Typ und Exemplar bis zu wenigen Kilohertz. Die Anwendung dieser Synchronisationsschaltung bzw. die Benutzung der mit ihr aufgebauten Frequenzteiler beschränkt sich daher auf das NF-Gebiet. Eine interessante Anwendung dieses Prinzips für einen »elektronischen Würfel« findet der Leser in [57].

12.7.3. Der Glimmlampen- frequenzteiler

Bild 12.26 zeigt die vollständige Schaltung eines nach dem Prinzip Bild 12.25 aufgebauten 3stufigen Frequenzteilers. f ist die zu untersetzende Frequenz. Bei $\frac{f}{2}$, $\frac{f}{4}$ und $\frac{f}{8}$ kann man die entsprechend unteretzten Frequenzen abnehmen. Jede Stufe arbeitet in diesem Fall mit einem Teilverhältnis von 1:2. Gl1, C1, R1 bilden die erste Teilerstufe. Nach dem bisher Gesagten werden R1 und C1 – experimentell oder nach der im vorigen Abschnitt angegebenen Formel – auf etwa $0,9 \cdot \frac{f}{2}$ bemessen. R_s dient zur Abnahme der Ausgangsspannung und entspricht wirkungsmäßig R2 (Bild 12.24); die Ausgänge geben also Nadelimpulse ab. R_s wird wesentlich kleiner bemessen als R1 (Größenordnung 1 k Ω). Der in Bild 12.25 gezeichnete Widerstand R2 zur Einkopplung der Synchronspannung ist durch eine Diode D1 ersetzt. Die Schaltung spricht, wie bereits erläutert, auf negative Synchronimpulse an, für die D1 sperrt. Nach Zündung von Gl1 kann die Entladung von C1 jedoch über die dann in Durchlaßrichtung gepolte Diode vonstatten gehen. Dadurch wird eine Verlängerung der Entladezeit durch den (in Bild 12.25 gezeichneten) Widerstand R2 vermieden. Zuführung der Synchronisierfrequenz f erfolgt

über kapazitiven Spannungsteiler mit Serienkondensator C_s und Parallelkondensator C_p . An C1 wird in gleicher Weise der Synchronimpuls für die zweite Teilerstufe abgenommen, der dort im Entlademoment als negativer Impuls auftritt (vgl. Bild 12.23, abfallende Impulsflanke!). C_p und C_s wählt man wesentlich kleiner als C1 (C2, C3 usw.), C_s im allgemeinen kleiner als C_p , da an der Diode nur wenige Volt zur einwandfreien Synchronisierung benötigt werden.

Die genaue Dimensionierung hängt u.a. auch ab von der Impulsspannung (U_a in Bild 12.23), die die vorangehende Teilerstufe abgibt, und damit von deren Glimmlampendaten. Die Festlegung erfolgt zweckmäßig experimentell. Man wählt im allgemeinen zunächst $C_p = 0,05$ bis $0,1 \cdot C1$ (bzw. C2, C3 ...); C_s wird dann – mit etwa $0,1 \cdot C_p$ beginnend – so weit vergrößert, bis sich einwandfreie Synchronisation ergibt. Für diese Einstellung kann ein Oszillograf wertvolle Dienste leisten (Näheres dazu u.a. in [2]). Alle Teilerstufen werden nach den genannten Gesichtspunkten bemessen, wobei man – wie in Bild 12.26 punktiert angedeutet – prinzipiell beliebig viele Teilerstufen hintereinanderschalten kann. Das Teilverhältnis 1:2 gewährleistet sehr stabiles Arbeiten. Durch geeignete Wahl von R1 bis R3, C1 bis C3 kann man auch höhere Teilverhältnisse (praktisch bis etwa 1:5 bis 1:6) erreichen. Jedoch

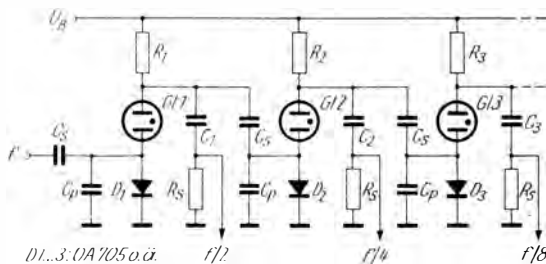


Bild 12.26
Frequenzteilerschaltung mit
synchronisierten Glimmlampen-
kippgeneratoren

gutem Zungenfrequenzmesser) nötigenfalls rechnerisch ausgeglichen werden kann. Näheres zur Genauigkeit solcher »Zeitnormale« in [56].

Ein Netztransformator beliebiger Art liefert über den Gleichrichter D2 eine Betriebsspannung von 300 bis 320 V. Gleichzeitig wird die von der Transformatorwicklung mit etwa 210 V~ abgenommene Netzfrequenz mittels Begrenzers D3, D4 und Vorwiderstand 200 k Ω zu einer Rechteckspannung umgewandelt (s. dazu Bild 1.3 und Bild 1.4). Da in diesem Fall nur negative Impulse benötigt werden, ist die entsprechende Begrenzerdiode D3 mit einer (über D1 erzeugten) Gleichspannung von etwa 14 V in Sperrichtung vorgespannt, während die andere Begrenzerdiode D4 ohne Vorspannung an Masse liegt. Die erste Teilerstufe arbeitet auf 10 Hz und wird daher von jedem 5. Impuls der Netzfrequenz synchronisiert. Ihre Funktion ist nach den bei Bild 12.25 und Bild 12.26 gegebenen Erläuterungen verständlich. Die vom Begrenzer gelieferte 50-Hz-Rechteck-Synchronisierspannung wird am 50-k Ω -Widerstand bei G11 eingekoppelt. Dieser bildet mit dem 10-nF-Koppelkondensator gleichzeitig ein Differenzierglied, das den Rechteckimpuls in einen negativen Nadelimpuls umwandelt, mit dem eine sichere Synchronisierung der ersten Teilerstufe möglich ist.

Die erste Stufe synchronisiert in bekannter Weise die zweite, aus G12 und ihren frequenzbestimmenden Bauelementen 5-M Ω -Widerstand und 2- μ F-Kondensator bestehende Teilerstufe, die auf 2 Hz arbeitet. Auch dabei erfolgt also eine Frequenzteilung 5:1. Die dritte Stufe arbeitet im Teilverhältnis 2:1 auf 1 Hz und liefert den 1-s-Impuls. Dieser dient zur Ansteuerung des Transistors T1, der das Relais Rel einmal je Sekunde ansprechen läßt. Kontakt rel kann dann beliebige Schaltvorgänge

vornehmen. Die Auskopplung des Steuerimpulses für den Transistor erfolgt über Diode D7. Während der Aufladung des Kondensators 1 μ F ist diese Diode in Durchlaßrichtung gepolt. Bei Zündung der Glimmlampe sperrt sie; der Kondensator muß sich daher über D6 und den Basisvorwiderstand des Transistors entladen, der dabei aufgesteuert wird. Der relativ hoch bemessene Basiswiderstand sorgt für eine so weit verlängerte Entladezeit, daß Rel genügend Zeit zum sicheren Ansprechen hat. Der zu Rel parallelgeschaltete Elektrolytkondensator (Wert je nach Relaiseigenschaften) ergibt eine geringe Abfallverzögerung und verlängert dadurch die Relaisanzugszeit so weit, daß sie zur Betätigung nachfolgender, relativ träger Uhrschaltwerke u.ä. ausreicht. Eine Schutzdiode parallel zum Relais erübrigt sich.

In Bild 12.27 sind bereits einige Dimensionierungshinweise angegeben. Die mit einem Sternchen versehenen Werte hängen, wie im vorangegangenen Abschnitt begründet, von den Exempleigenschaften der Glimmlampen ab. Falls eine Vorausberechnung nach der in Abschnitt 12.7.3. angegebenen Formel erfolgt, setzt man die Frequenzen der einzelnen Teilerstufen zu 9,5 Hz, 1,9 Hz und 0,95 Hz an. Die Kondensatoren C_s und C_p (s. Bild 12.26) sind so zu bemessen, daß die an D5 und D6 wirksam werdende Synchronimpulsamplitude etwas kleiner als $0,2 \cdot (U_z - U_i)$ ist. Als Glimmlampen eignen sich die kleinen 110-V-Prüfstiftglimmlampen, bei denen jedoch gelegentlich das eine oder andere Exemplar instabiles Verhalten (plötzlich veränderte Zündspannung) zeigen kann. Im Einzelfall entscheidet daher der Versuch über die Brauchbarkeit dieser billigen kleinen Bauelemente. Die zeitbestimmenden Kondensatoren 1 μ F und 2 μ F müssen hochwertige Ausführungen mit bester Isolation sein (MP- oder Foliekondensatoren).

12.8. Die Glimmzählröhre N4 und ihre Anwendung

In Abschnitt 2.1.4.2. wurden bereits der grundsätzliche Aufbau und die Funktion der dekadischen Glimmzählröhre erläutert. Prinzipiell arbeiten alle dekadischen Glimmzählröhren in dieser Weise. Bei einigen Typen sind jedoch entweder nicht alle Katoden getrennt herausgeführt (oftmals Katode K1 bis K4, K6 bis K9 parallelgeschaltet herausgeführt, K5 und K0 einzeln), oder es werden zur Ansteuerung zwischen jeder Katode 2 Hilfselektroden H1, H2 benutzt, die 2 gegeneinander phasenverschobene Steuerspannungen zum Ansteuern erfordern. Die Schaltungstechnik solcher Glimmzählröhren ist etwas aufwendiger; ihre höchste Zählfrequenz liegt meist bei etwa 4 kHz.

Für Amateurzwecke ist deshalb besonders die vom VEB *Elektronische Spezialröhren* Leipzig (vormals *Deutsche Glimmlampengesellschaft Pressler KG*) gefertigte Glimmzählröhre N4 geeignet, die eine sehr einfache und betriebssichere Schaltungstechnik auch mit amateurgemäßen Mitteln ermöglicht. Bei ihr sind sämtliche 10 Katoden getrennt herausgeführt; zur Ansteuerung ist eine Hilfselektrode H vorhanden. Die Röhre kann mit Sinus- und Rechteckimpulsen (Mindestamplitude etwa 25 V ~ bzw. $U_{ss} \approx 40 \text{ V}$) und ähnlichen Impulsformen bis zu Zähhfrequenzen um 25 kHz angesteuert werden, einzelne Exemplare arbeiten sogar noch bei 100 kHz. Deshalb wurde für alle Schaltungen dieses Kapitels ausschließlich dieser einfach zu handhabende Röhrentyp benutzt. Einige der Anwendungsbeispiele lassen sich mit dem vom gleichen Hersteller gefertigten Vorläufertyp N3 realisieren (bei dem lediglich Katode K5 und K0 getrennt herausgeführt, die übrigen zusammengefaßt sind). Die Betriebsspannung für die N4 muß minde-

stens 300 V betragen (günstigster Wert bei 320 bis 330 V). Der Anodenstrom ist durch geeignete Wahl des Anodenwiderstands je nach Betriebsspannung auf 1,5 mA einzustellen. Der Anodenwiderstand muß, um sicheres Zählen zu gewährleisten, grundsätzlich so kurz wie möglich direkt an der Röhrenfassung angeordnet werden.

12.8.1. Grundsaltung der N-4-Zählstufe

Bild 12.28 zeigt die Grundelemente einer Impulszählstufe mit der Zählröhre N4. Anode A wird nur mit R_a beschaltet, R_a je nach U_b so bemessen, daß ein Anodenstrom von $1,5 \text{ mA} \pm 0,3 \text{ mA}$ fließt. Um diese Toleranz einzuhalten, muß – falls mit größeren Netzschwankungen gerechnet wird oder R_a sehr gering ist – U_b stabilisiert werden. Richtwert für R_a ist in Bild 12.28 angegeben. Die Katoden K1 bis K9 sind direkt mit Masse zu verbinden. In Katode K0 wird ein Widerstand (Maximalwert 10 k Ω) eingeschaltet. An ihm fällt stets dann eine positive Spannung ab, wenn die Glimmentladung in Stellung »Null«, d. h. auf Katode K0 angekommen ist. Die Hilfselektrode H erhält eine – über Spannungsteiler R1 und R2 aus der Betriebsspannung erzeugte – positive Vorspannung von 25 bis 30 V. Damit wird gewährleistet, daß die Glimmentladung bei fehlendem Eingangs-

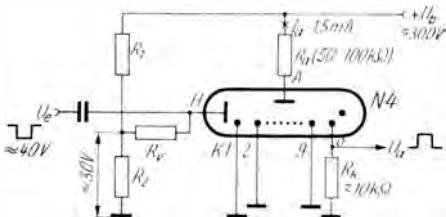


Bild 12.28
Prinzipschaltung einer Impulszählstufe mit der dekadischen Glimmzählröhre N4

impuls stets auf einer Katode und nicht auf einer Hilfskatode zum Stehen kommt. Über Vorwiderstand R_i (Größenordnung $50\text{ k}\Omega$) gelangt die Vorspannung auf die Hilfselektroden H. Bei U_e wird der zu zählende Impuls angelegt. Er muß so groß sein, daß die Hilfselektroden um wenigstens 10 bis 15 V negativer werden als die Katoden. Die Hilfselektrode übernimmt dann von der jeweils vorhergehenden, gezündeten Katode die Glimmentladung. Nach Ausbleiben des Impulses wird H wieder positiv gegen K, so daß wegen der besonderen Ausbildung dieser Elektroden die in Zählrichtung auf die gezündete Hilfselektrode H folgende Katode K die Glimmentladung übernimmt. Diese rückt daher mit jedem Eingangsimpuls um eine Stelle weiter. Wie man erkennt, kann U_e auch eine Sinusspannung sein. Ihre negativen Halbwellen bewirken dann die Weitergabe der Glimmentladung, während sich die positiven Halbwellen zur Vorspannung addieren, also nicht wirksam werden. Für andere Impulsformen gilt das gleiche; bei Nadelimpulsen darf jedoch eine bestimmte Mindestdauer des Impulses nicht unterschritten werden (Nadeln sonst zu »schmal«!), weil die Übernahme der Glimmentladung von einer Elektrode zur anderen infolge der in Teil I erläuterten Ionisationsvorgänge mit einer gewissen Trägheit vor sich geht. Aus dieser resultiert auch die obere Grenzfrequenz der Zählröhre.

12.8.2. Einfaches Impulszählgerät mit Glimmzählröhre N4

Die Schaltung eines einfachen Impulszählers ist in Bild 12.29a dargestellt. Das Gerät benutzt für die erste und zweite Zähldekade (Einer und Zehner des Ergebnisses) Glimmzählröhren. Für die weiteren Dekaden ist

ein mechanisches Zählwerk vorgesehen, das im allgemeinen vierstellig sein wird. Die maximal zählbare Impulszahl beträgt demzufolge $10^6 - 1$, die obere Impulsfrequenz bestimmt die Zählgeschwindigkeit des mechanischen Zählwerks. Beim Mustergerät wurde ein Zählwerk für eine maximale Schaltfrequenz von 100 Hz benutzt, womit die höchste zählbare Frequenz 10 kHz beträgt. Als Zählwerk kann man z. B. auch ein übliches Postgesprächszählwerk verwenden, dessen maximale Zählfrequenz jedoch nicht viel über 10 Hz liegt. Die maximale Zählgeschwindigkeit beträgt dann 1 kHz, läßt sich aber durch Vorschalten einer weiteren N-4 Dekade auf 10 kHz steigern. Durch Verwendung weiterer N-4 Stufen kann man auf das mechanische Zählwerk auch ganz verzichten; jedoch verteuert das den Aufbau dann bedeutend, so daß der Amateur dem mechanischen Zählwerk im allgemeinen den Vorzug geben wird.

In der Schaltung nach Bild 12.29a wird bei U_e der zu zählende Impuls angelegt. Dies kann entweder eine periodische Impulsfolge beliebiger Frequenz (bis max. 10 kHz) sein oder eine beliebige unperiodische Folge von einzelnen Impulsen, deren Abstand mindestens 0,1 ms betragen muß, jedoch beliebig groß sein kann. Es können natürlich auch Einzelimpulse gezählt werden. R01 sorgt für Vorverstärkung der Impulse. Dadurch genügt zur sicheren Zählung schon eine Eingangsspannung von 0,5 V ~. Die maximale Eingangsspannung liegt bei 500 V ~, so daß Anpassung an alle auftretenden Zählaufgaben möglich ist. Mit S1 paßt man die Eingangsempfindlichkeit grob der Eingangsspannung an. Eine kontinuierliche Eingangsregelung erübrigt sich, da später ohnehin begrenzt wird. S1 hat lediglich den Zweck, starke Übersteuerungen der R01 zu vermeiden, da dies zu Fehlzählungen durch Impulsverformung führen

könnte. Die Vorverstärkung erfolgt im System I der Rö1. Ihr System II dient zur Nachverstärkung und Impulsumkehr. Die Zählröhre reagiert nur auf negative Impulse. Damit auch positive Impulse verarbeitet werden, kann man mit S2 an der als Katodystufe geschalteten Rö1II die jeweils erforderliche Polarität auswählen. Hinter S2 folgt der Impulsbegrenzer mit D1, D2. Da die positive Polarität nicht benötigt wird, liegt D2 unmittelbar gegen Masse. D1 ist vom Netzteil mit -85 V vorgespannt. Eingangsimpulse werden also auf maximal diesen Wert begrenzt. Eine Fehlzählung durch Übersteuerung der N4 (Rö3) läßt sich dadurch sicher vermeiden. Punkt Q entspricht dem Eingang U_c in der Schaltung nach Bild 12.28; hier beginnt der Komplex der ersten Zähldekade. R1, R2 stellen die Vorspannung für die Hilfelektroden beider Zählröhren bereit; S3 sei zunächst geschlossen. Die Vorspannung für die Hilfelektroden H beträgt dann knapp 30 V . Bei Rö3 werden nun die ankommenden Impulse gezählt. Beim 10. Impuls erreicht die Glimmentladung K0, wobei am Katodenwiderstand dieser Katode eine positive Spannung auftritt. Sie wird zum Ansteuern der nächsten Zähldekade benutzt. Da diese nur auf negative Impulse anspricht, muß die von K0 abgegriffene Impulspolarität umgekehrt werden. Diese Aufgabe übernimmt Rö2I. Sie arbeitet ohne Katodenkondensator, da sie nur geringe Verstärkung (etwa 7- bis 10fach) aufzubringen hat. Der von K0 abgegebene Impuls ist in seiner Amplitude konstant, weil nur vom Anodenstrom bestimmt. Rö2I wird daher konstant angesteuert; ihr an der Anode mit negativer Polarität abnehmbarer Impuls ist also ebenfalls konstant, so daß sich eine Begrenzung erübrigt. Dieser Impuls steuert die zweite Zähldekade mit Rö4 an. Rö4 schaltet stets eine Stelle weiter, wenn bei Rö3 die Nullstellung (K0) durchlaufen wird,

d.h. bei jedem 10. Eingangsimpuls. Dementsprechend zählt Rö4 die 2. Stelle des Ergebnisses (Zehner). Über je eine weitere Phasenumkehrröhre könnte man ihr eine 3., 4., 5., ... Zählröhre nachschalten, die dann die Hunderter, Tausender usw. zählt. An der Frontplatte des Geräts setzt man zum bequemen Ablesen diese Röhren in sinnrichtiger Reihenfolge (1. Dekade rechts) nebeneinander.

Rö4 (Bild 12.29a) steuert das mechanische Zählwerk an, das die dritten und folgenden Stellen zählt und von jedem 100. Eingangsimpuls betätigt wird. Auch hier entnimmt man an einem bei K0 eingefügten Katodenwiderstand einen positiven Impuls. Rö2II schaltet das Zählwerk Z. Diese Röhre ist im Normalzustand vom Netzteil über P1 mit einer negativen Spannung gesperrt (P1 wird so eingestellt, daß der Anodenstrom Rö2II nahezu 0 beträgt). Der von Rö4 abgenommene positive Impuls tastet Rö2II dann bei jedem 100. Eingangsimpuls kurz auf, womit das Zählwerk um eine Stelle weiterschaltet. $10\text{-k}\Omega$ -Widerstand und $16\text{-}\mu\text{F}$ -Elektrolytkondensator sorgen dafür, daß die relativ starken Zählwerkstromstöße nicht auf die übrige Schaltung zurückwirken.

Um das Zählgerät sinnvoll einsetzen zu können, sind 2 Hilfseinrichtungen nützlich. Vor Beginn jeder Zählung muß die Anzeige auf 0 gestellt werden. Am Zählwerk kann das durch mechanisches Verstellen (Handbetätigung) geschehen, soweit das Zählwerk eine entsprechende Vorrichtung aufweist. Bei den Glimmzählröhren muß die Glimmentladung in beiden Röhren zur Katode K0 zurückgeführt werden. Dies erreicht man, indem sämtliche Katoden K1 bis K9 (mit Ausnahme der Katoden K0 beider Röhren) sowie der Fußpunkt des Spannungsteilers (R2, R3) nicht direkt, sondern über die Nullstelltaste Ta1, an Masse liegen. Zwecks Nullstellung der Anzeige wird Ta1 geöffnet.

Dadurch sind K1 bis K9 beider Röhren von Masse abgetrennt; das Potential der Hilfskatoden H steigt auf nahezu den Wert der Anodenspannung. Die Glimmentladung ist daher nur noch zwischen Anode und Katode K0 möglich, sie springt von der zuletzt vorhandenen Stellung auf diese um. Z erhielte also in diesem Moment von K0 einen Impuls über R02II: Der Zähler würde daher beim Auf-Null-Stellen mittels Ta1 jedesmal eine Stelle weiterschalten. Um diesen Schönheitsfehler zu beseitigen, liegt auch die Katode der R02II mit an Ta1, so daß der Zähler beim Auf-Null-Stellen nicht ansprechen kann.

Für viele Anwendungsfälle ist es erwünscht, den Zähler bei ständig am Eingang anliegender Impulsfolge von Hand einschalten oder stillsetzen zu können. Die Schaltungstechnik der N4 bietet dafür eine sehr einfache Möglichkeit. Durch Öffnen des Schalters S3 wird das Potential der Hilfselektroden H auf etwa +150 V erhöht. Da infolge des Eingangsbegrenzers D1, D2 die Eingangsspannung den Wert von -85 V nicht übersteigen kann, bleiben die Hilfselektroden auch dabei noch auf

positivem Potential, eine Übernahme der Glimmentladung kann nicht erfolgen. R03 zählt daher nicht; R04 ist ebenfalls gesperrt, zumal von R03 her auch keine Ansteuerung mehr erfolgt. Sobald S3 geschlossen wird, beginnt die Zählung.

Man kann parallel zu S3 Anschlußbuchsen herausführen und an dieser Stelle eine Handtaste anschließen. Gibt man dann auf den Eingang eine bekannte Frequenz von z. B. 1 kHz (das sind 1000 Impulse je Sekunde), so entspricht jeder gezählte Impuls einer Zeitdauer von 1 ms. Durch Ablesen der gezählten Impulse ergibt sich die Zeitdauer, für die S3 geschlossen wurde. In dieser Form läßt sich das Zählgerät als »elektronische Stoppuhr« benutzen. Mit ihr kann man z. B. die Schaltzeiten von Zeitschaltgeräten (in Abschn. 8. beschrieben) genau messen, wenn deren Schaltkontakt parallel zu S3 gelegt wird.

Die maximale Zählfrequenz einer Glimmzählröhre wird grundsätzlich nur von der ersten Dekade (hier R03) gefordert. Für jede folgende Dekade verringert sich die Zählfrequenz auf 1/10 der vorangegangenen Dekade. Nach dieser Regel und nach

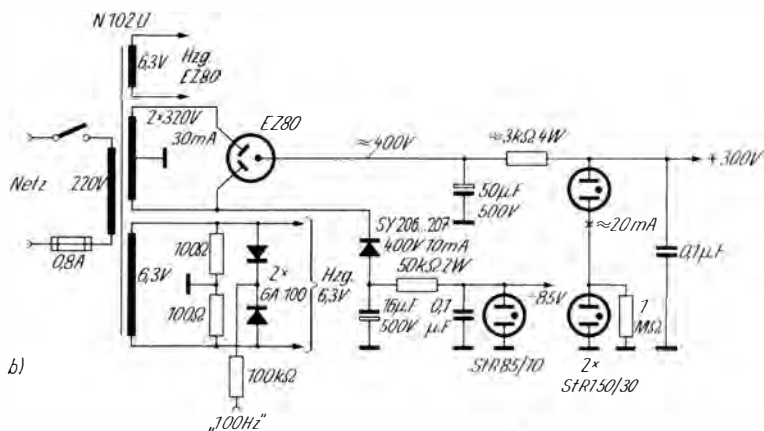


Bild 12.29b Netzteil für Impulszähler nach Bild 12.29a. EZ80 nicht durch Dioden ersetzen!

der mechanisch bedingten maximalen Zählfrequenz von Z läßt sich die von dem Zählgerät maximal zu verarbeitende Frequenz bestimmen bzw. die für die gewünschte oberste Zählfrequenz und das vorgesehene Zählwerk Z erforderlich werdende Anzahl von Glimmzählröhren festlegen.

Bild 12.29b zeigt die Schaltung des Netzteils zu diesem Zählgerät. Beim Mustergerät fand ein Netztransformator vom Typ *Neumann N 102 U* Verwendung. Die Betriebsspannung von +300 V ist mit 2 Glimmstabilisatoren *StR 150/30* stabilisiert, deren Vorwiderstand (Richtwert 3 k Ω) auf einen Stabilisatorquerstrom von 20 mA eingestellt wird. Mittels Selengleichrichters in Einwegschialtung gewinnt man die für den Begrenzer und Röhre erforderliche negative Spannung von -85 V (stabilisiert mit einem Stabilisator *StR 85/10*). Zum Vermeiden von Brummeinstreuungen in die Vorstufe (Röhre) wird die Heizung symmetriert. Mit 2 Dioden gewinnt man in Form einer einfachen Frequenzverdopplung aus der Netzfrequenz eine 100-Hz-Schwingung, die über Vorwiderstand 100 k Ω kurzschlußfest auf Anschlußbuchse gelegt wird und (z. B. bei der erwähnten »elektronischen Stoppuhr«) als einfaches Zeitnormal (1 Impuls = 10 ms) benutzt werden kann. Die Genauigkeit ist natürlich abhängig von der Konstanz der Netzfrequenz. Man kann diese Vergleichsfrequenz 100 Hz über ein Verbindungskabel ohne weiteres auf Eingang U_c (Bild 12.29a) einspeisen.

12.8.3. Frequenzmeß- und Startschaltung für das Impulszählgerät

Die Startschaltung des Impulszählgeräts mit S3 in Bild 12.29a hat den Nachteil, daß man zum Starten und Stoppen des Zähl-

vorgangs einen mechanischen Kontakt betätigen muß. Oft ist es aber erwünscht, die Auslösung mit einem von außen zugeführten Spannungsimpuls vorzunehmen (beispielsweise wenn bei einer Transistorblinkschaltung die Leuchtzeit der Lampe bestimmt werden soll. Man benutzt dann die Lampenspannung selbst zum Auslösen des Zählvorgangs, d. h., der Zähler zählt so lange, wie eine Spannung an der Lampe besteht).

Die gleiche Aufgabe besteht auch dann, wenn etwa die Verzögerungszeit eines monostabilen Multivibrators gemessen werden soll: Hier benutzt man den abgegebenen Spannungsimpuls zum Auslösen des Zählgeräts. In beiden Fällen ist (wenn am Eingang des Zählers eine bekannte Frequenz angelegt wird) eine unmittelbare Messung der Impulslänge möglich.

Eine andere Aufgabenstellung besteht darin, mechanische Vorgänge kontaktlos zu registrieren. Beispielsweise läßt sich die Öffnungszeit eines Kameraverschlusses dadurch bestimmen, daß man vor dem Objektiv eine Lichtquelle und hinter dem Verschluß an Stelle der Filmebene einen Fotowiderstand anordnet. Für die Öffnungsdauer des Verschlusses kann dieser Fotowiderstand eine Spannung abgeben, mit der ebenfalls ein Auslösen des Zählvorgangs möglich ist. Zu diesem Zweck muß das Zählgerät eine erweiterte Startschaltung erhalten.

Eine andere, in der modernen Meßtechnik außerordentlich in den Vordergrund gerückte Methode stellt die Frequenzmessung durch Impulszählung dar. Die Frequenz einer Wechsellspannung ist die Anzahl der Perioden je Sekunde. Wenn man daher am Eingang des Zählgeräts die unbekannte Frequenz anlegt und mittels Schalters S3 (Bild 12.29a) das Gerät nun genau eine Sekunde lang zählen läßt – was mit dem mechanischen Kontakt natürlich

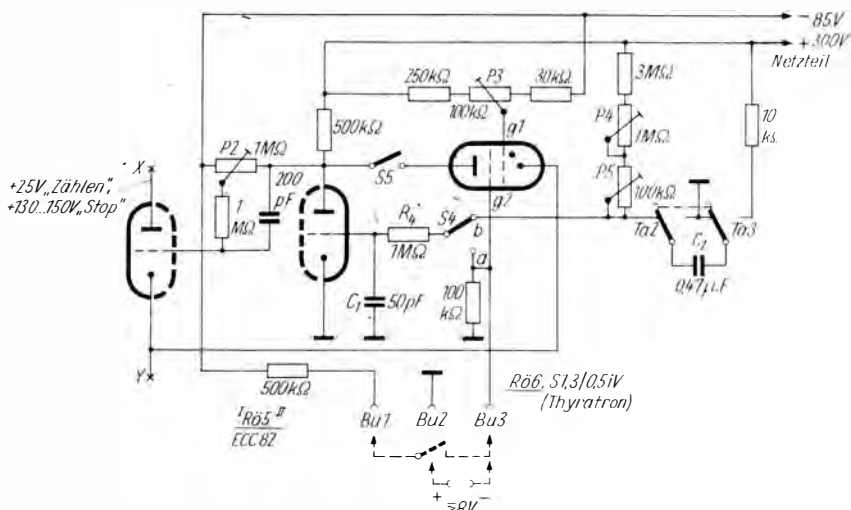


Bild 12.30 Frequenzmeß- und Zeitmeßstartschaltung für den Impulszähler nach Bild 12.29 a

nicht ausreichend genau gelingt –, dann gibt die abgelesene Impulsanzahl unmittelbar die Frequenz in Hertz an. Wird die Meßzeit (1s) präzise eingehalten, so ermöglicht dieses Verfahren Frequenzmessungen mit einer Genauigkeit, die – abgesehen von oszillografischen Frequenzvergleichsverfahren – kaum von einem anderen Meßprinzip erreicht wird. Wegen der bereits erläuterten Eigenarten der Glimmzählröhre bleibt dieses Verfahren bei ihrem Einsatz jedoch auf das NF-Gebiet beschränkt.

Eine Startschaltung, die diese Bedingungen in einfacher Form und mit einer für Amateurzwecke bei weitem ausreichenden Genauigkeit erfüllt, zeigt Bild 12.30 als Ergänzung zu dem Zählgerät nach Bild 12.29a und b. Es kommen die Röhren Rö5 und Rö6 hinzu. In der Schaltung nach Bild 12.29a entfallen R2, R3 und S3. An ihre Stelle tritt, bei den Punkten X und Y anzuschließen, das Triodensystem Rö5I. Sperrt Rö5I, so entspricht das einem offenen

Schalter S3 (Bild 12.29a) – der Zähler ist daher ebenfalls gesperrt. Wird Rö5I aufgesteuert, so fällt ihr Innenwiderstand so weit ab, daß ihre Anodenspannung (R1 – Bild 12.29a – ist jetzt Anodenwiderstand für Rö5I) gerade den als Vorspannung für die H-Elektroden notwendigen Wert hat. Schalter S4 – Bild 12.30 – (Betriebsartschalter) steht zunächst in Stellung a, S5 sei offen. Rö5II bekommt keine Gittervorspannung und hat daher geringen Innenwiderstand. Durch Spannungsteilung zwischen diesem und dem 500-k Ω -Anodenwiderstand liegt daher an Anode Rö5II nur geringe Spannung. Zwischen diesem Anodenpotential und dem (vom Netzteil entnommenen) Potential von -85V liegt P2. Seinen Abgriff stellt man so ein, daß sich am Gitter von Rö5I eine negative Gittervorspannung ergibt, die so groß ist, daß sich an Anode Rö5I die erforderlichen 130 bis 150V zur Sperrung des Zählgerätes einstellen. Der Zähler stoppt daher. Zum Auslösen des Zählvorgangs kann man nun ent-

weder zwischen Bu2 und Bu3 eine Spannung von mindestens 8 V₋ mit Minuspol an Bu3 anlegen (Herkunft beliebig; z.B. Lampenspannung eines Blinklichtgebers oder Ausgangsimpuls eines monostabilen Multivibrators); oder man verbindet Bu1 und Bu3 miteinander (mechanische Auslösetaste, zu kontrollierender Relaiskontakt usw.), wodurch das Potential -85 V auf Bu3 eingespeist wird. Die Widerstandsverhältnisse sind dabei so gewählt, daß zwischen Bu1 und Bu3 bereits ein Widerstand von etwa 500 kΩ zum Auslösen des Zählvorgangs führt. Man kann daher, um die zeitliche Dauer von Lichterscheinungen zu messen (Kameraverschluß oder Messung der effektiven Leuchtzeit von Blinklampen usw.) an Stelle des punktiert gezeichneten Schalters auch einen Fotowiderstand (CdS-Typ) anschließen.

In allen diesen Fällen führt das negative Potential an Bu3 zur Sperrung der R5II. Ihr Anodenpotential wird positiver und P2 dadurch entsprechend »angehoben«. Die Spannung am Schleifer von P2 geht vom negativen Potential jetzt auf ein positives Potential von 1 bis 2 V über. Dadurch sinkt der Innenwiderstand von R5I: Der Zählvorgang beginnt, da die Hilfselektroden-spannung für die N4 nun nur noch etwa 25 V beträgt. Diese in Bild 12.30 angegebenen Spannungswerte werden mit P2 eingestellt. Der 200-pF-Kondensator bewirkt eine möglichst verzögerungsfreie Auslösung, indem er den beim Auslösen erfolgenden Spannungssprung unter Umgehung der Widerstände direkt von Anode R5II auf Gitter R5I überträgt.

Anders liegt der Fall bei der Zeitmessung periodischer Vorgänge. Die als Beispiel erwähnte Messung der Blinkzeit einer Blinklampe ist nicht ohne weiteres möglich, wenn die Lampe rhythmisch aufblinkt. Im gleichen Rhythmus würde dann nämlich das Zählgerät auf- und zugesteuert werden,

so daß ein zwischenzeitliches Ablesen des Ergebnisses nicht möglich wäre. Man muß in diesem Fall dafür sorgen, daß das Zählgerät nur einmalig zählt, jedoch nach Beendigung des Zählvorgangs auf erneute Auslösung nicht mehr anspricht. Als »Wiederhol Sperre« ist daher das Thyatron R6 (S1,3/0,5iV) vorgesehen. Man schließt, wenn nur einmaliges Zählen erwünscht ist, Schalter S5. Das Thyatron liegt jetzt R5II parallel (Punkt Y befindet sich entsprechend Bild 12.29a über Ta1 an Masse!). Das Thyatron hat 2 Steuergitter, die ähnliche Eigenschaften aufweisen wie die Starterelektroden beim Kaltkatodenthyratron. (Die S1,3/0,5iV ist ein Thyatron mit geheizter Katode, dessen hier interessierendes Merkmal in der nach Zündung sehr geringen Anodenbrennspannung von nur etwa 8 V besteht.) Die Vorspannung von Gitter 1 wird mit P3 so eingestellt, daß das Thyatron bei offener Buchse Bu3 gerade noch nicht zündet. Sobald jetzt auf Bu3 eine negative Spannung gelangt, kommt diese am Gitter 2 des Thyatrons zur Wirkung und erhöht dessen Zündspannung so weit, daß R6 auch dann nicht zündet, wenn sich seine Anodenspannung durch Sperrung von R5II erhöht. Damit diese Zündung sicher verhindert wird, muß der Anodenspannungsanstieg um Bruchteile einer Millisekunde später erfolgen als die Potentialsteigerung am Gitter 2 der R6. Dies läßt sich dadurch erreichen, daß die von Bu3 kommende Sperrspannung an R6 sofort, an R5II dagegen über R4 und C1 mit ganz geringer Verzögerung wirksam wird.

Sobald der Zählvorgang beendet werden soll, entfällt an Bu3 die negative Spannung und ebenfalls sofort am Gitter 2 der R6, am Gitter der R5II dagegen wegen der vorhandenen Ladung an C1 wiederum um einen geringen Zeitbetrag verzögert. (Dabei wird die Startverzögerung ausgeglichen, so daß die Zählzeit trotzdem genau der

Startzeit an Bu3 entspricht!) Es verringert sich aber nun die Zündspannung der R6, während an Anode R6II noch eine hohe Spannung steht. R6 zündet daher sofort. Ihr nach Zündung geringer Innenwiderstand schließt R6I praktisch kurz, d. h., an Anode R6II stehen etwa +8 V, am Gitter R6I liegt damit über P2 eine hohe negative Spannung. Das Zählgerät ist gestoppt. Das einmal gezündete Thyatron läßt sich aber mit den Gittern nicht mehr beeinflussen, es bleibt gezündet. Eine erneut bei Bu3 auftretende negative Auslösespannung kann daher weder das Thyatron löschen, noch den erforderlichen Anodenspannungsanstieg an R6II bewirken – eine erneute Zählung ist nicht möglich. Das Zählergebn läßt sich in Ruhe ablesen. Anschließend betätigt man die Nullstellaste Ta1 (Bild 12.29a). Dabei wird über Leitung Y (Bild 12.29a und 12.30) die Katodenleitung des Thyatrons mit unterbrochen, dieses erlischt, und die Startschaltung ist bereit zur erneuten Zählung. Im übrigen kann das Thyatron auch ohne Nullstellung der Zählröhren durch kurzzeitiges Öffnen von S5 gelöscht werden.

Beim Aufbau muß man beachten, daß die Einstellung von P3 relativ kritisch ist und daher erst nach erfolgter Einstellung von P2 vorgenommen werden kann. Bei falsch eingestelltem P3 zündet das Thyatron entweder gar nicht oder sofort bei Beginn des Zählvorgangs. Man beobachtet den Zündensatz bei diesem Thyatron am besten nicht an der – von außen schlecht erkennbaren – leuchtenden Gasfüllung, sondern durch Messen der Anodenspannung an R6II mit Röhrenvoltmeter. Sinkt sie unter etwa +12 V ab, so hat R6 gezündet.

S4 kann vorteilhaft eine dritte, hier nicht gezeichnete Schaltstellung c erhalten, die man direkt mit Bu1 verbindet; dann ist das Zählgerät ständig betriebsbereit (entspricht

geschlossenem Schalter S3 in Bild 12.29a). Wird ein 2poliger 4stufiger Schalter benutzt, so kombiniert man zweckmäßig S4 und S5, wobei Stellung a doppelt vorzusehen ist und in einer dieser Stufen S5 schließt. Es stehen dann auf dem Betriebsartenschalter die 4 Stellungen »Zeitmessung über Bu3 wiederholend«, »Zeitmessung mit Wiederhol Sperre«, »Frequenzmessung« (Stellung b) und »Ständige Zählung« (obenerwähnte Stellung c) zur Verfügung.

Die Frequenzmessung erfolgt mit S4 in Stellung b, S5 offen. Dabei muß nach dem Gesagten das Zählgerät automatisch für genau 1 s eingeschaltet werden. Man drückt nach Anlegen der unbekannten Frequenz an den Eingang Taste Ta2, Ta3. Dabei wird C2 auf 300 V (Plus an Ta3) aufgeladen. Mit Loslassen von Taste Ta2, Ta3 wird C2 umgepolt, Plus liegt an Masse, über Ta2 kommt ein Potential von –300 V an S4b. R6II ist dadurch sofort **gesperrt**; das Zählgerät arbeitet. C2 wird nun über P4 (Zeiteichung grob) und P5 (Zeiteichung fein) gegen die Betriebsspannung von +300 V entladen. Sobald während dieser Umladung die Spannung an C2 durch 0 geht, öffnet R6II wieder – das Zählgerät stoppt. Über P4, P5 und R4 behält die Röhre eine positive Gitterspannung und ist daher voll geöffnet. Die Widerstände sind so bemessen, daß sich noch kein unzulässig hoher Gitterstrom einstellt.

P4 und P5 stellt man am besten ein, indem eine konstante, genau bekannte Frequenz von 1 kHz oder 10 kHz (möglichst mit Quarzvergleich kontrolliert) ausgemessen und die Meßzeit mit P4 und P5 so abgeglichen wird, daß sich als Zählergebn genau 1000 bzw. 10000 Impulse zeigen. Diese einfache Zeitgeberschaltung ermöglicht eine Genauigkeit, die – wie das Mustergerät zeigte – bei Verwendung einwand-

freier Einzelteile, (C2 muß erstklassige Isolation haben!) auf 2 bis $3 \cdot 10^{-5}$ getrieben werden kann. Diese gute Genauigkeit resultiert aus der stabilisierten Spannung von +300 V sowie aus der Besonderheit, daß der Kondensator C2 gegen die umgepolte Betriebsspannung umgeladen wird. In diesem Fall ist die Zeitgenauigkeit weitgehend unabhängig von der Betriebsspannung [20].

Vorteilhaft kombiniert man ein solches schon recht vielseitiges Zählgerät mit einem 10-kHz-Quarz (NF-Eichquarz). Die Quarzstufe kann dann als 10-kHz-»Zeitnormal« für genaue Zeitmessungen sowie zur jederzeitigen Kontrolle des Zeitgebers für die Frequenzmessung dienen. Leider sind solche Eichquarze relativ teuer. Andererseits ist es möglich, ein derartiges mit Eichquarz ausgestattetes Impulszählgerät als »Meßnormal« für den gesamten Amateurmeßplatz zu benutzen. Mit dem Impulszählgerät als *Zählfrequenzmesser* kann man jederzeit eine genaue Kontrolle der Frequenz vorhandener Tongeneratoren, Impulsgeneratoren o.ä. vornehmen. In solchen Fällen sollte das Zählgerät netzseitig mit genau 220 V gespeist werden, wozu sich ein Stelltransformator bewährt.

12.8.4. Frequenzteiler mit Glimmzählröhre N4

Die getrennt herausgeführten Katoden der Glimmzählröhre N4 ermöglichen eine einfache und betriebssichere Frequenzteileranwendung. Gegenüber fast allen anderen bekannten Schaltungen bietet sie den Vorteil, daß man sie innerhalb des gesamten NF-Bereichs unabhängig von einer bestimmten Betriebsfrequenz benutzen kann.

Bild 12.31a zeigt das Prinzip. Stehen S1 und S2 in der gezeichneten Stellung, so

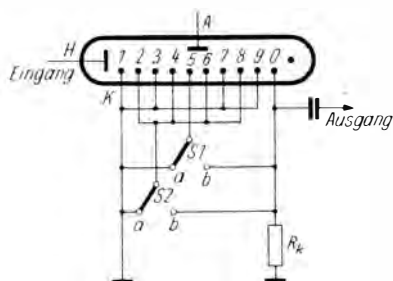


Bild 12.31a
Prinzipialschaltung der Glimmzählröhre N4 für Frequenzteilung

sind K1 bis K9 an Masse gelegt; an R_k läßt sich bei jedem 10. Impuls eine Spannung abnehmen. Die bei H angelegte Eingangsfrequenz wird im Verhältnis 10:1 unteretzt. Liegt S1 in Stellung b, so ist auch K5 mit R_k verbunden. An R_k entsteht jetzt bei jedem 5. Eingangsimpuls eine Spannung, entweder von K5 oder von K0 veranlaßt – die Eingangsfrequenz wird daher jetzt 5:1 unteretzt. Bleibt S1 in Stellung a, S2 dagegen in Stellung b, so sind alle geradzahlgigen Katoden mit R_k verbunden. Demzufolge entsteht bei jedem zweiten Eingangsimpuls eine Spannung an R_k – das Übersetzungsverhältnis beträgt nun 2:1. Wie man sieht, sind diese Vorgänge unabhängig von der Eingangsfrequenz.

Bild 12.31b zeigt die dimensionierte Schaltung eines entsprechend aufgebauten Frequenzteilers. Als Netzteil dient wiederum die Schaltung nach Bild 12.29b; der Eingangsteil mit Vorverstärker und Begrenzer entspricht dem des Zählgeräts in Bild 12.29. An Punkt Q der Schaltung nach Bild 12.29a wird jetzt Punkt Q in Schaltung nach Bild 12.31b angeschlossen. Eine Startschaltung entfällt. Rö3 (Bezeichnung entsprechend Bild 12.29a) ist die erste Frequenzteilerstufe gemäß Bild 12.31a, ihr folgt die bereits bekannte Phasenumkehrstufe (Rö2I) und danach eine zweite Fre-

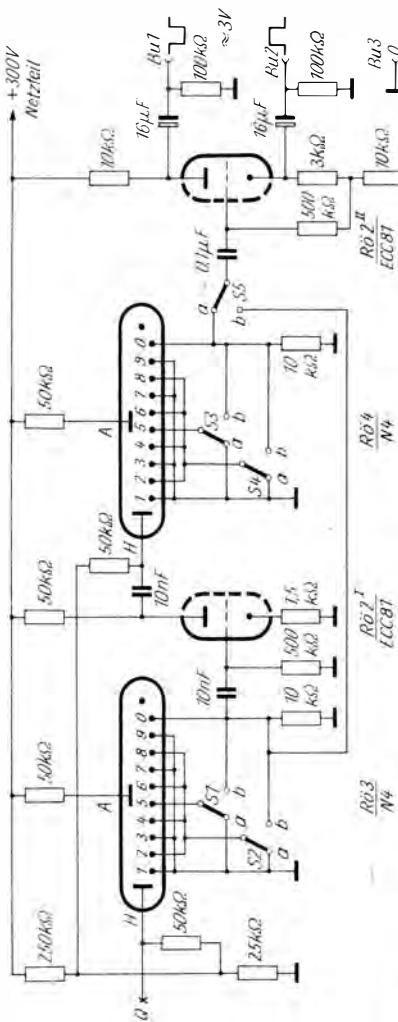


Bild 12.31b Schaltung eines 2stufigen Frequenzteilers für beliebige Frequenzen bis maximal etwa 25 kHz mit Glimmzählröhren N4. Als Netzteil dient die Schaltung Bild 12.29b; Eingangsstärke und Begrenzer bis zum Verbindungspunkt Q werden gemäß Bild 12.29a geschaltet

Teiler- ver- hältnis	S1	S2	S3	S4	S5
1-2	a	b	a	a	b
1-4	a	b	a	a	b
1-5	b	a	a	a	b
1-10	a	a	a	a	b
1-20	a	b	a	a	a
1-25	b	a	b	a	a
1-50	b	a	a	a	a
1-100	a	a	a	a	a

quenzteilerstufe. An deren Ausgang ist die Impulsausgangsstufe Rö2II über S5 angeschlossen. Sie gestattet, den frequenzumgesetzten Ausgangsimpuls bei Bu1 mit negativer Polarität, bei Bu2 mit positiver Polarität abzunehmen, und ist als Katodynstufe geschaltet. Beachtet werden muß, daß die Ausgangsspannung die Form von Rechteckimpulsen etwa nach Bild 1.9 (untere Kurve) aufweist – unabhängig von der Form der Eingangsspannung. Durch entsprechende Kombination der Schalter S1 bis S5 in Bild 12.31b kann man jetzt verschiedene Teilverhältnisse (s. Tabelle) einstellen. Ihr Zustandekommen ergibt sich aus dem bei Bild 12.31a Gesagten. Das Verhältnis 1:25 erhält man durch 2fache 1:5-Untersetzung usw. S1 bis S5 lassen sich vorteilhaft zu einem 8stufigen 5-Ebenen-Schalter kombinieren, mit dem man dann die angegebenen Teilverhältnisse durch einen Handgriff wählt. Die obere Grenze für die Eingangsfrequenz liegt gemäß den Zählrohereigenschaften bei 25 kHz; mit Exemplaren günstiger Datenstreuung kann sie bis 100 kHz getrieben werden (bei Rö3 entsprechend »zählfreudiges« Exemplar einsetzen). Nach tiefen Frequenzen hin besteht praktisch keine Grenze.

12.8.5. Treppenimpulsgenerator mit Glimmzählröhre N4

Für bestimmte Meßverfahren, vorwiegend in der Fernsehtechnik, werden treppenförmig ansteigende Impulsformen (Grautreppe im Fernsehtestbild) benötigt. Beispiele dafür sind u.a. in [2] zu finden. Aber auch in der NF-Technik, für Impulsverstärker usw., ist der Treppenimpuls für Prüfungen und Messungen äußerst wertvoll. Näher auf die verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten und Meßverfahren

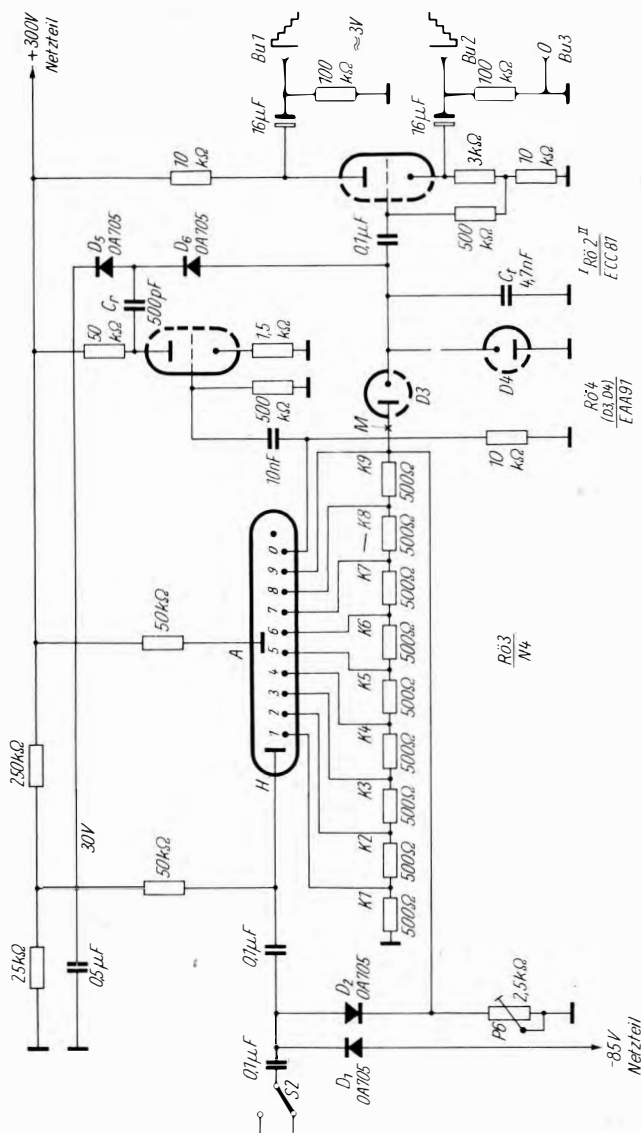


Bild 12.32 Schaltung des Treppengenerators mit Glimmzählröhre N4. Netzteil gemäß Bild 12.29b, Eingangsschaltung bis S2 gemäß Bild 12.29a

mit Treppensignalen einzugehen ist an dieser Stelle nicht möglich. Mit einer Zählröhre N4 läßt sich ein für viele Zwecke bereits ausreichender einfacher Treppensignalgenerator verwirklichen, den man über einen verhältnismäßig weiten Frequenzbereich einsetzen kann. Bild 12.32 zeigt die dimensionierte Schaltung eines solchen Treppensignalgenerators. Für ihn werden wieder der in Bild 12.29b gezeigte Netzteil sowie die Eingangsstufe mit RÖ1 nach Bild 12.29a (bis zum Schalter S2, s. S.2 in Bild 12.32) benutzt.

Die Katoden K1 bis K9 sind an eine Widerstandskette mit 9 Widerständen je $500\ \Omega$ angeschlossen. Die Verbindung K9-P6 sei zunächst nicht vorhanden, die Glimmentladung erfolge von Katode K1. Am ersten $500\text{-}\Omega$ -Widerstand der Kette fallen dann etwa $0,75\text{ V}$ ab; diese Spannung ist an Punkt M meßbar. Sobald die Glimmentladung mit dem nächsten Steuerimpuls auf K2 übergeht, steht an M wegen des jetzt für K2 wirksamen Katodenwiderstands von $500 + 500 = 1000\ \Omega$ eine Spannung von $1,5\text{ V}$. Sie steigt mit jedem weiteren Eingangsimpuls um $0,75\text{ V}$ und hat, wenn Katode K9 in Betrieb ist, ihren Höchstwert mit $6,75\text{ V}$ erreicht. Geht die Entladung auf K0 über, so wird die Spannung an M zu 0 und beginnt mit dem nächsten Zählzyklus wieder zu steigen. Zwischen den einzelnen Katoden übernimmt Hilfskatode H die Entladung. In diesen Momenten fällt die Spannung an M kurzzeitig auf 0 ab. Bei M kommt daher kein echter treppenförmiger Anstieg zustande, sondern eine Kurvenform, wie sie das Oszillogramm (nach Bild 12.33) zeigt. Man erkennt dort deutlich die von Katode zu Katode steigende Spannung mit den zwischenliegenden Nullstellen im Moment, da die Übernahme der Glimmentladung auf die Hilfskatode erfolgt. Aus diesem Oszillogramm muß daher der »echte«

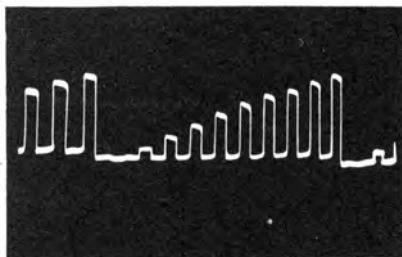


Bild 12.33

Oszillogrammfoto zur Schaltung des Treppensignalgenerators mit Glimmzählröhre (Bild 12.32). Das Bild zeigt die am Meßpunkt M (Bild 12.32) auftretende Spannung (bei fehlender Verbindung M-P6 und entfernter Diode D3) beim Wandern der Glimmentladung über die Katoden K1 bis K9. Bei K0 ist die Spannung 0, bei K9 am größten

Treppensignal nachträglich abgeleitet werden. Das geschieht, indem über die Diodenstrecke D3 – für die sich in diesem Fall wegen des notwendigen hohen Sperrwiderstands nur eine Vakuumdiode eignet – der Treppenspannungskondensator C_1 aufgeladen wird. Während der Nullstellen der Spannung an M kann sich C_1 über die dann sperrende Diode D3 nicht entladen. Nun muß dafür gesorgt werden, daß beim Erreichen der Katode K0 die Spannung an C_1 wieder auf 0 zurückgeht, damit anschließend erneut stufenförmige Aufladung erfolgen kann. Zu diesem Zweck nimmt man an K0 in bekannter Weise einen Impuls ab, der in der Phasenumkehrstufe RÖ2I verstärkt und mit negativer Polarität über den Rückschlagkondensator C_r und D6 auf C_1 eingespeist wird. Dieser Impuls (sein Energieinhalt wird mit C_r bemessen und soll nur wenig größer sein als der Energieinhalt des maximal geladenen Kondensators C_1) entlädt den Kondensator C_1 . Damit C_1 bei diesem Vorgang nicht negative Ladung annimmt, leitet die Nullpegeldiode D4 die überschüssige negative Ladung des über C_r und D6 eingekoppelten Rückschlag-

impulses gegen Masse ab. C_1 ist daher bei Erreichen der Katode K0 wieder auf den Spannungswert 0 entladen. C_1 wird nach Abgabe des Rückschlagimpulses über D5 entladen, wobei D5 auf einem Potential von +30 V liegt. Dies ist erforderlich, um während der Aufladung von C_1 D5 und D6 zu sperren und eine Rückentladung von C_1 über diese Dioden zu verhindern. Für D5 und D6 sind ebenfalls nur hochsperrende Dioden geeignet (OA 705 oder Siliziumdioden; ggf. kommt eine weitere Röhre, EAA 91, in Frage). Der Wert von C_1 ist relativ unkritisch. Der in Bild 12.32 angegebene Wert von 4,7 nF stellt einen für Eingangsfrequenzen zwischen etwa 6 bis 25 kHz günstigen Kompromiß dar. Wird der Kondensator kleiner gewählt, so kommt es während der Nullstellen – Hilfskatoden H gezündet – zu geringen Rückentladungen, wobei das Impulsdach der Treppstufe absinkt. Wählt man C_1 größer, so dauert der Aufladevorgang zu lange, die Stufenflanken werden unzulässig abgerundet, und es ergibt sich anstatt des erwünschten Stufenimpulses ein parabelähnlicher Spannungsanstieg. Ohne besondere Hilfsmaßnahme wäre der zuletzt genannte Effekt nicht zu vermeiden, da die Aufladung von C_1 über den – nicht frei wählbaren – Anodenwiderstand der N4 erfolgt. Da auch für C_1 ein unterer Grenzwert gegeben ist, läßt sich eine bereits störende große Zeitkonstante nicht umgehen. Das dadurch hervorgerufene Verschleifen der Stufenflanken läßt sich kompensieren, indem man im Moment des Stufensprungs einen Hilfsimpuls einspeist. Der Stufensprung fällt mit dem Moment zusammen, in dem die Glimmentladung von der Hilfskatode auf die folgende Katode übergeht. Dieses Moment entspricht der positiven Flanke des Eingangsimpulses an H, die gemäß Schaltung Bild 12.29a durch Diode D2 unterdrückt wird. Aus dieser

Flanke gewinnt man durch Einschalten eines Regelwiderstands P6 hinter D2 (Bild 12.32) einen positiven Spannungsimpuls, den man Punkt M zuführt und auf diese Art zur schnellen Aufladung von C_1 über D3 benutzt. Die von der Glimmröhre erzeugten Spannungssprünge haben dann im wesentlichen noch die Aufgabe des Ladungsausgleichs mit dem Hilfsimpuls von P6 sowie der Pegelhaltung an Punkt M. Mit P6 stellt man den Stufensprung so ein, daß bei bestmöglicher Flankensteilheit noch keine Überschwingerscheinungen an den Stufenkanten sichtbar werden. An C_1 erhält man danach einen Treppenimpuls recht guter Linearität, der der Impulstrennstufe RÖ2II (Katodynschaltung) zugeführt wird. Der 0,1- μ F-Ankoppelkondensator macht sich wegen des hohen Eingangsscheinwiderstands der Katodynstufe nicht störend bemerkbar. An Bu1 läßt sich der Treppenimpuls dann mit negativer Polarität (absteigender Treppe), an Bu2 mit positiver Polarität (ansteigender Treppe) abnehmen. Das Oszillogramm (nach Bild 12.34) zeigt den bei Bu2 abgenommenen Treppenimpuls bei einer Eingangsfrequenz von 10 kHz. Man erkennt deutlich die den Katoden K1 bis K9 entsprechenden 9 Spannungsstufen sowie das von Katode K0 durch Entladung von C_1 veranlaßte Abfallen der Spannung auf 0 mit dem Rückschlagimpuls über C_1 und D6.

Am Beispiel eines weiteren Oszillogramms (nach Bild 12.35) sei eine der Anwendungsmöglichkeiten des Treppenimpulses gezeigt. Der Impuls wurde auf den Eingang einer durch zu hohe Impulsamplitude übersteuerten Verstärkerstufe gegeben. Man erkennt deutlich, wie der obere und der untere Treppenteil infolge der dort gekrümmt verlaufenden Röhrenkennlinie zusammengedrückt sind. Da die Verformung beiderseits bei etwa der 3. Stufe einsetzt, kann geschlossen werden,

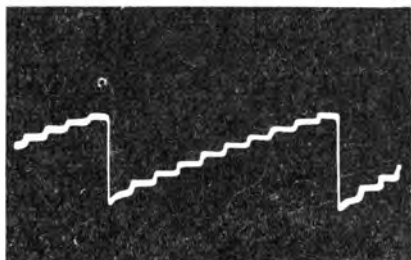


Bild 12.34

Treppenimpuls am Ausgang Bu2 des Treppenimpulsgenerators nach Bild 12.32. Entsprechend den Katoden K1 bis K9 der Glimmzählröhre sind 9 Treppenstufen vorhanden, Katode K0 löst den Rückschlag auf Spannung 0 auf (Treppenrückflanke). Die einwandfreie Form der Stufen-sprünge (senkrechte Stufenflanke, gerades Dach der Stufe) kann man mit P6 (Bild 12.32) abgleichen

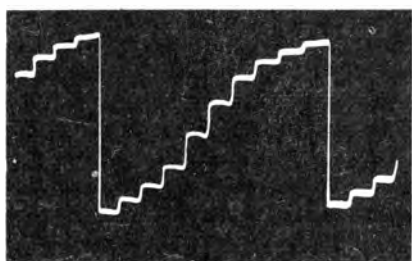


Bild 12.35

Ein Anwendungsbeispiel für den Treppenimpuls. Der einwandfreie Treppenimpuls gemäß Bild 12.34 wurde auf den Eingang einer Röhrenverstärkerstufe gegeben mit einer Amplitude, die die Verstärkerstufe bereits übersteuert. Am Ausgang erschien das gezeigte Oszillogramm. Man erkennt die oben und unten zusammengestauchten Stufen, die auf jeweils an dieser Stelle geringere Verstärkung (Amplitudenverzerrung durch den Einfluß der oberen und unteren Kennlinienkrümmung der Röhre) schließen lassen. Da die Stauchung oben und unten gleichmäßig (je etwa 3 Stufen) einsetzt, liegt der Arbeitspunkt der Stufe vorschriftsmäßig auf Mitte der Röhrenkennlinie. Aus dem Betrag der Amplitudenverringern der oberen und unteren Stufen gegenüber den mittleren kann man unmittelbar den Grad der Kennlinienkrümmung ableiten.

daß der Arbeitspunkt dieser Stufe auf Kennlinienmitte eingestellt ist. Andernfalls wäre entweder der obere oder der untere Treppenteil stärker gestaucht. Mit Treppenimpulsen lassen sich daher sehr gut Linearitätsprüfungen von einzelnen Verstärkerstufen oder ganzen Übertragungsanlagen durchführen und zahlreiche, völlig unterschiedliche Störungsursachen aus einem einzigen Oszillogrammbild ablesen.

Transistorisierte Treppenimpulsgeneratoren findet der Leser in [62].

12.9.

Kontaktloser fotoelektrischer Drehzahlmesser

Drehzahlmessungen sind außer in der Kraftfahrzeugtechnik auch auf vielen anderen Gebieten der Technik erforderlich. Mechanische Drehzahlmesser erfordern jedoch stets eine mechanische Ankopplung an den Maschinenteil, dessen Drehzahl zu messen ist. Diese Schwierigkeit kann durch fotoelektrische Meßverfahren umgangen werden. Eine solche Möglichkeit stellt z. B. das Lichtblitzstroboskop dar (s. Abschn. 3.10.2.), mit dem zugleich das Verhalten des rotierenden Maschinenteils näher untersucht werden kann. Oft genügt aber die Kenntnis der Drehzahl allein, oder es wird Ablesemöglichkeit von einem entfernten Ort aus gefordert. Ein Stroboskop ist dann nicht zweckmäßig. In solchen Fällen kann man eine Schaltung nach Bild 12.36 benutzen. Das Prinzip beruht darauf, daß man den mit einer Markierung versehenen rotierenden Maschinenteil mit einer kleinen Lichtquelle beleuchtet. Das von dem Maschinenteil reflektierte Licht wird (durch die Markierung mit periodisch wechselnder Helligkeit) auf einen Fotowiderstand FW gelenkt und von diesem in Spannungsimpulse umgewandelt, die wiederum mit einer geeig-

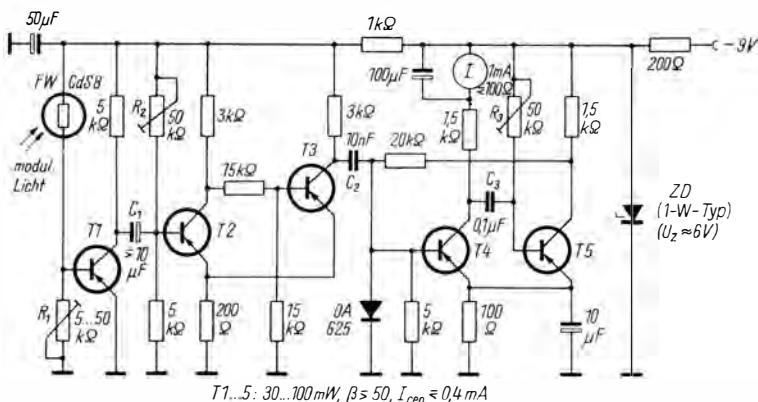


Bild 12.36 Kontaktlos arbeitender fotoelektronischer Drehzahlmesser

neten Anzeigeschaltung in eine der Impulsfrequenz proportionale Gleichspannung umgewandelt und von einem Meßinstrument angezeigt werden. Das Meßinstrument ist unmittelbar in Drehzahl geeicht.

Als Lichtquelle eignet sich eine beliebige Kleinglühlampe, die mit Gleichspannung gespeist wird. Man setzt sie zweckmäßig dicht neben den Fotowiderstand, wobei eine kleine Trennwand zwischen beiden Bauteilen dafür sorgt, daß das Licht nicht unmittelbar auf FW fallen kann. Das Ganze kann in einem handlichen stabförmigen Gehäuse untergebracht werden; Verwendung eines Stabtaschenlampengehäuses (dessen Batterie die Lampe speist) ist möglich, wenn für FW eine Ausführung mit axialem Lichteinfall benutzt wird. Diesen Meßfühler nähert man dem rotierenden Maschinenteil so weit, daß die Beleuchtung dieses Teiles vorwiegend durch die Lampe erfolgt und eventuell vorhandenes Raum- oder Nebenlicht dagegen vernachlässigt werden kann.

Der Maschinenteil muß vor der Messung in geeigneter Weise so eingefärbt werden, daß sein Reflexionsgrad sich auf je etwa einem halben Umfang möglichst stark unter-

scheidet. Handelt es sich um helles Material, blanke, gutschpiegelnde Wellen o. ä., so wird etwa der halbe Umfang abgedunkelt (Schwärzen mit Kerzenruß o. ä.). Bei dunklen Maschinenteilen benutzt man entsprechend Kreidepulver oder geeignete weiße Farbe. Auf FW wird daher die Beleuchtungsstärke, die das Reflexionslicht erzeugt, je Umdrehung des Meßobjekts eine Helligkeitsänderung erfahren. An R1 in der Schaltung nach Bild 12.36 tritt also eine Wechselspannung (sinus- oder rechteckähnliche Form) mit einer der Drehzahl proportionalen Frequenz auf. Da die Lichthelligkeit auf FW nie ganz 0 wird, ist dieser Wechselspannung noch eine Gleichspannungskomponente überlagert. Sie kann durch geeignete Einstellung von R1 kompensiert werden. Der Wert für R1 hängt somit ab von Reflexionsgrad des Meßobjekts, Lampenhelligkeit, Abstand Meßobjekt-Meßfühler usw. Wird der Drehzahlmesser unter wechselnden Bedingungen eingesetzt (z.B. bei Verwendung als Werkstattprüfgerät), so ist R1 mit Bedienknopf zu versehen und von Fall zu Fall so einzustellen, daß der Drehzahlmesser sicher anspricht. Bei ortsfestem Einsatz an ständig gleichem

Meßobjekt kann $R1$ fest eingestellt werden.

Ist das Meßobjekt durchleuchtbar, so kann auch die Lichtquelle hinter, FW vor dem Meßobjekt (z. B. rotierendes Flügelrad o.ä.) angebracht werden, wobei das Meßobjekt den Lichteinfall auf FW periodisch unterbricht. Dies ermöglicht z. B. auch die Verwendung als Durchflußmengenmesser etwa in der Chemieindustrie. Ein Teil der Rohrleitung, in der die Menge oder auch Strömungsgeschwindigkeit eines Mediums (das durchsichtig sein muß) gemessen werden soll, wird dazu aus durchsichtigem Material gefertigt und hierin ein leicht rotierendes Flügelrad angeordnet, das nichts anzutreiben hat und demzufolge keinerlei Verbindung nach außen zu haben braucht. Das Flügelrad, dessen Drehzahl der Durchströmgeschwindigkeit proportional ist, unterbricht in der schon erwähnten Weise den quer durch das Rohr geführten Lichtstrahl für den Drehzahlmesser.

Die an $R1$ stehende Wechselspannung wird zunächst mit $T1$ verstärkt. Wegen der bei geringen Drehzahlen sehr niedrigen Frequenz ist $T1$ galvanisch angekoppelt und sein Kollektorelektrolytkondensator $C1$ mit ausreichend hohem Wert (je nach vorgesehener geringster Drehzahl 10 bis 50 μF) zu bemessen. Da infolge der wechselnden Anwendungsbedingungen weder Amplitude noch Kurvenform der Wechselspannung als konstant vorausgesetzt werden können, muß anschließend eine Impulsformung erfolgen. Dazu wird die Wechselspannung mit einem Schmitt-Trigger $T2$, $T3$ (s. Abschn. 8.2.2.) zu einer Rechteckspannung mit konstanter Amplitude umgewandelt, die man am Kollektor von $T3$ abnimmt. Um auch vom Tastverhältnis der Rechteckschwingung unabhängig zu werden, erfolgt Differentiation des Rechtecks über $C2$, danach die Anzeigeschaltung, und zwar mit einem monostabilen Multi-

vibrator (Abschn. 8.1.2.). Auslösung geschieht durch die mit $C2$ und der Diode erzeugten negativen Nadelimpulse (s. dazu Abschn. 1.3. und Bild 1.7b), und zwar einmal je Umdrehung des Meßobjekts. Dabei wird $T4$ für die mit $C3/R3$ festgelegte Verzögerungszeit des Multivibrators durchgesteuert; für diese Zeitdauer erhält Instrument I Strom. Mit steigender Drehzahl erfolgt öfters Anschalten von I über $T4$, wobei (wegen der je Stromflußperiode konstanten Zeitdauer und Stromstärke) der Mittelwert des Stromes durch I steigt. Der zu I parallelliegende Elektrolytkondensator integriert die Stromimpulse und verhindert bei niedriger Drehzahl ein Vibrieren des Zeigers.

Während $C1$, $C2$ dem geforderten Drehzahl- bzw. Frequenzbereich nur größenordnungsmäßig angeglichen sein müssen und daher im Wert relativ unkritisch sind ($C2$ jedoch nicht wesentlich größer, als zum sicheren Ansprechen des Multivibrators erforderlich), erfolgt mit $C3$ grob, mit $R3$ fein der Abgleich des Instrumentmeßbereichs auf den geforderten Drehzahlbereich. $R3$ ist somit der Eichwiderstand für das Gerät, den man einmalig durch Vergleich mit einem mechanischen Drehzahlmesser oder – da die Drehzahl unmittelbar auf die Frequenz umgerechnet werden kann – durch Einspeisen einer Wechselspannung entsprechender Frequenz (mittels Tongenerators) parallel zu $R1$ eicht. I wird unmittelbar in Drehzahlen geeicht; seine Skale verläuft (wenn $C1$ bis $C3$ und $R3$ richtig dimensioniert sind) praktisch linear (Meßfehler weniger als 3%). Mit der angegebenen Dimensionierung nach Bild 12.36 ist das Gerät für den Drehzahlbereich zwischen etwa 100 bis 6000 U/min geeignet. Sollen wesentlich geringere Drehzahlen gemessen werden, so ist es vorteilhafter, auf dem Meßobjekt mehr als eine Hell/Dunkel-Markierung anzubringen. Man erreicht

damit auch bei geringer Drehzahl noch eine zur Weiterverarbeitung brauchbare Frequenz zwischen 5 bis 10 Hz. Die an I abgelesene Drehzahl wird dann durch die Anzahl der angebrachten Markierungen dividiert.

Die Betriebsspannung der Anordnung muß mittels Z-Diode ZD stabilisiert werden, da sie unmittelbar in das Meßergebnis eingeht. Die Gesamtstromaufnahme aus der Stromquelle liegt bei 15 mA.

Zwei weitere Anwendungsmöglichkeiten dieser Schaltung sollen noch hervorgehoben werden: Es ist möglich, an Stelle des Kollektorwiderstands von T5 ein Relais gleichen Widerstands (mit Parallelschutzdiode) einzuschalten, das bei etwa 1 mA anziehen soll. Das Relais fällt je Umdrehung des Meßobjekts einmal ab; ein Relaisruhekontakt kann dabei ein elektromechanisches Zählwerk betätigen, das die insgesamt erfolgten Umdrehungen zählt. Das Zählwerk gibt dann über die Gesamtzahl der ausgeführten Umdrehungen Auskunft, während I die jeweilige Augenblicksdrehzahl anzeigt (wird nur Zählung benötigt, so kann man I nebst Parallelelektrolytkondensator durch eine Kurzschlußbrücke ersetzen). Bei hoher Drehzahl ist allerdings ein mechanisches Zählwerk zu träge. Man benutzt dann elektronische Impulszähler (Abschn. 12.8.2.), für die der Zählimpuls unmittelbar am Kollektor T5 abgenommen werden kann.

Bei einem Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge kann das gleiche Meßprinzip erheblich vereinfacht werden. Die der Motordrehzahl proportionalen Spannungsimpulse liegen bei Benzinmotoren bereits in Form der Zündspannungsimpulse vor. Man kann in diesem Sonderfall auf den gesamten optischen Teil und auf die Impulsformung T1 bis T3 verzichten. C2 wird – eventuell über einen geeignet dimensionierten Spannungsteiler im Gesamtwert

von 2 bis 3 k Ω – einfach parallel zum Unterbrecherkontakt des Motors angeschlossen (Verbindungsleitung zwischen Unterbrecher und Zündspule, Gegenpol ist Masse). Erhöht man den Z-Diodenvorwiderstand von 200 Ω auf 300 bis 400 Ω , so kann das Gerät mit aus der 12-V-Bordbatterie gespeist werden. Abnahme der Impulse von der Zündanlage ist auch induktiv möglich, was z. B. für den Einsatz als Werkstatt Drehzahlmesser ein Anklemmen an die jeweilige Zündanlage erübrigt. Auch hierbei entfällt die Schaltung bis T3. Zwischen C2 und Masse legt man eine Induktionsspule, die aus wenigen Windungen Draht auf einem Isolierkörper geeigneten Durchmessers besteht. Durch diesen Isolierkörper wird lediglich eines der Zündkerzenkabel hindurchgezogen und wieder auf die Kerze aufgesteckt. Die im Zündkerzenkabel fließenden Zündimpulse induzieren dann in der Koppelwicklung eine Spannung, die zum Auslösen des monostabilen Multivibrators ausreicht.

12.10. Einfache elektronische Stoppuhr

Für genaue Zeitmessungen benutzt man stets eine hochkonstante Normalfrequenz, deren Periodenzahl über die zu messende Zeitdauer mit einem Impulszählgerät gezählt wird. Unter 12.8.3. ist dazu Näheres gesagt. Ein derartiger Aufwand lohnt jedoch beim Amateur nicht immer. Prinzipiell kann man als Normalfrequenz auch die Netzfrequenz 50 Hz benutzen. Da diese aber keineswegs immer konstant ist, liegt die Problematik dieses Verfahrens in der relativ geringen Genauigkeit, was unter 12.7.4. schon näher behandelt wurde [56].

Genügt jedoch Netzfrequenzgenauigkeit und ist eine Zeitanzeige in $\frac{1}{10}$ -s-Schritten

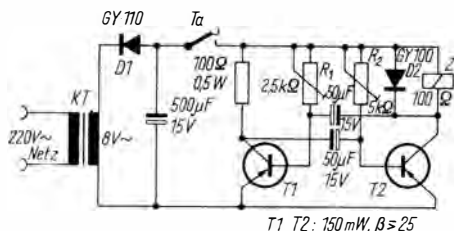


Bild 12.37

Schaltung der elektronischen Stoppuhr. Der Multivibrator ist durch absichtlich ungenügende Betriebsspannungssiebung auf die Netzfrequenz synchronisiert

ausreichend, so bietet sich für eine elektronische Stoppuhr eine sehr einfache Möglichkeit. Man benutzt dazu einen auf 10 Hz schwingenden astabilen Multivibrator, der mit der Netzfrequenz synchronisiert wird. Die auf diese Weise gewonnenen $\frac{1}{10}$ -s-Impulse lassen sich mit einem mechanischen Zählwerk, z. B. einem Postgesprächszähler, sehr einfach registrieren.

Bild 12.37 zeigt die entsprechende Schaltung. T1, T2 bilden den mit R1, R2 auf 10 Hz abzugleichenden Multivibrator. Da wegen der Netzsynchronisation ohnehin nur Netzspeisung sinnvoll ist, benutzt man einen üblichen Klingeltransformator KT mit Einweggleichrichtung. Ta ist die Start- und Stopptaste. Solange sie geschlossen ist, läuft das Zählwerk Z. Die Synchronisation mit der Netzfrequenz ist nicht auf den ersten Blick erkennbar. Sie beruht auf einer absichtlich ungenügenden Siebung der Betriebsspannung (Elektrolytkondensator 500 µF im Zusammenhang mit der Gesamtstromaufnahme der Schaltung; Multivibratordimensionierung und Wert des Siebelektrolytkondensators stehen in Zusammenhang). Der Betriebsspannung ist dadurch noch eine zur 1:5-Synchronisation der Schaltung brauchbare 50-Hz-Wechselspannung (geeigneter Größe) überlagert.

R1 und R2 werden (mit höchstem Wert beginnend) so eingestellt, daß Z gerade mit 10 Hz läuft. Wegen der Synchronisation mit der Netzfrequenz springt die Multivibratorsfrequenz bei Fehlabgleich von R1, R2 entweder auf das Teilverhältnis 1:4 oder 1:6 um (12,5 bzw. 8,33 Hz). Der dabei entstehende Zeitfehler läßt sich am Zählwerk rein gehörmäßig und durch Vergleich mit dem Armbanduhrensekundenzeiger feststellen. Innerhalb des richtigen Teilverhältnisses 1:5 ergibt sich für R1 und R2 ein gewisser Drehbereich, innerhalb dem die Frequenz unverändert bleibt. Etwa in Mitte des dafür gefundenen Einstellbereichs läßt man R1 und R2 stehen, die danach etwa gleiche Stellung haben. Falls sich dabei kein sicheres Weiterschalten des Zählwerks ergibt (dies hängt weitgehend von den mechanischen Eigenschaften des Zählwerks ab), so kann man durch geringes, gegenläufiges Verstellen von R1 und R2 das Tastverhältnis des Multivibrators so ändern, daß sich für den Zählwerkmechanismus optimale Verhältnisse ergeben.

Taste Ta, im einfachsten Fall eine Handtaste oder ein Druckknopfschalter, ergibt eine Anwendung analog der mechanischen Stoppuhr. Ta kann aber auch ein Relaiskontakt eines beliebigen anderen Geräts sein. Interessante Möglichkeiten ergeben sich z. B. durch Kombination von Ta mit 1 oder 2 Lichtschranken.

Dafür ein Beispiel:

Benutzt werden 2 Lichtschranken etwa gemäß Abschnitt 3.2., beide mit Selbsthaltung. rel 1 dieser Schaltung (Bild 3.3) ist bei der ersten Lichtschranke ein Ruhekontakt, bei der zweiten jedoch ein Arbeitskontakt; beide rel-1-Kontakte liegen in Serie und treten an Stelle von Ta in der Schaltung nach Bild 12.37. Werden diese beiden Lichtschranken in etwa 10 bis 100 m Abstand voneinander quer über eine

Straße bzw. Rennstrecke geführt, so löst ein Durchlaufen oder Durchfahren dieser Strecke zunächst eine Lichtschranke und Start der elektronischen Stoppuhr aus, beim Unterbrechen der zweiten Lichtschranke setzt deren Relais die Stoppuhr wieder still. Benutzt man für beide Lichtschranken gleiche Schaltung und gleiche Relais Typen, so braucht die Relais trägheit der Schranken nicht berücksichtigt zu werden. Zwar schaltet die erste Lichtschranke, durch die Trägheit ihres Relais bedingt, um 0,1 bis 0,3 s zu spät ein, die zweite jedoch aus gleichem Grund um die gleiche Zeit verspätet wieder aus, so daß die Zeitdifferenz zwischen Lichtunterbrechung und Stoppuhrbetätigung keine Rolle mehr spielt. Eine solche Anlage kann man daher als voll-elektronische Geschwindigkeits- oder Zeitmeßstrecke für Sportzwecke oder auch im Verkehrswesen verwenden (Fahrgeschwindigkeit ergibt sich aus Abstand beider Schranken und der von der Stoppuhr für diesen Abstand registrierten Fahrzeit). Bei allen derartigen Anwendungen muß man beachten, daß das Meßergebnis grundsätzlich eine Unsicherheit von ± 1 Impuls = 0,1 s aufweist. Die Messung wird um so genauer, je länger sie dauert, was bei Lichtschrankenauslösung in bezug auf die Wahl des Abstands voneinander zu berücksichtigen ist. Näheres zur Gestaltung von Zeitmeßlichtschranken siehe [56] und auch Abschnitt 4.6.

12.11. Linear direktanzeigender Frequenzmesser für 10 Hz bis 100 kHz

Die Schaltung eines direktanzeigenden Frequenzmessers, der ähnlich wie ein Vielfachmesser aufgebaut und wie dieser gehandhabt wird, zeigt Bild 12.38. Am Gerät vorhanden ist neben dem Einschalter nur

der Meßbereichsschalter (4 Bereiche mit den Endausschlägen 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz und 100 kHz). Die Eingangsschaltung mit R6, D1 und dem hochbelastbaren Elektrolytkondensator bewirkt, daß die Anzeige unabhängig vom Betrag der Eingangsspannung bleibt. Diese darf ohne Umschaltung zwischen 0,1 und 300 V~ betragen (falls häufig hohe Wechselfspannungen längere Zeit bei f_x angelegt werden, empfiehlt sich eine gegenpolige Serienschaltung zweier Elektrolytkondensatoren oder besser ein 1- μ F-Foliekondensator – MP oder ML für 400 V – im Eingang). Bei zu geringer Eingangsspannung (unter 100 mV) erfolgt keine Anzeige. Die Schwingungsform am Eingang (Sinus, Sägezahn, Rechteck u. ä.) bleibt bis zu einem Impulstastverhältnis von 8:1 bis 1:8 ebenfalls ohne Einfluß auf das Meßergebnis.

Die Meßspannung wird von T1 vorverstärkt und bei etwas höherer Eingangsspannung bereits begrenzt (vorteilhaft besonders bei Nadelimpulsformen) und anschließend zu einem amplitudenkonstanten Rechteck umgeformt, wofür der Schmitt-Trigger T2, T3 vorhanden ist. Mit Rücksicht auf die obere Meßgrenze sollen für T1...T4 Transistoren mit einer um wenigstens das 10- bis 20fache höheren Grenzfrequenz (also HF-Typen) benutzt werden. Falls sich bei den höchsten Meßfrequenzen ein störender Rückgang der Eingangsempfindlichkeit bemerkbar macht, läßt sich das mit C6 ausgleichen. Am Kollektor T3 steht somit eine amplitudenkonstante Rechteckschwingung mit der Frequenz von $f_x \cdot z$ zur Verfügung.

Die eigentliche Meßschaltung besteht aus C1...C4, D2, T4 und C5, R5. Ihre rechnerische Begründung ist u. a. in [46] zu finden. Wenn T3 sperrt, wird der gewählte Meßkondensator (z. B. C1) über D1 aufgeladen. Bei Öffnen von T3 entlädt er sich über diesen und die Basis-Emitter-Strecke

12.12. MOSFET-Voltmeter mit hohem Eingangswiderstand

Um bei Spannungsmessungen die Spannungsquelle nicht merklich zu belasten, muß das verwendete Meßgerät einen möglichst hohen Innenwiderstand haben. In der Vergangenheit wurden dafür meist Röhrenvoltmeter benutzt. Die »Halbleiter-Parallele« zu diesem ist das mit entsprechenden MOSFET bestückte Voltmeter. Bild 12.39 zeigt eine solche für Amateurzwecke gut geeignete Schaltung. Der Eingangswiderstand, ist in allen Bereichen 22,5 M Ω . Wird die Meßspannung zwischen den Eingangsbuchsen U_- und » $U \times 2$ « statt Masse ange-

schlossen, so verdoppeln sich alle Meßbereiche, und der Eingang ist mit 45 M Ω symmetrisch. Mit dem Bereichswahlschalter S1 sind in 8 Bereichen Gleichspannungen von 0,1 bis 500 V bei Vollausschlag zu messen. Schutzwiderstand R1 sowie die antiparallelgeschalteten Dioden D1, D2 haben nicht nur die Aufgabe des Gate-Schutzes für T1, T4, sondern machen das Voltmeter in allen Bereichen überlastungsfest. Für die Dioden D1, D2 eignen sich im Hinblick auf den erforderlichen hohen Eingangswiderstand nur Siliziumtypen mit sehr hohem Sperrwiderstand, vorzugsweise Typ SAY 30, auch OA 904, OA 905 o.ä. Wird R1 zum Schutz gegen Spannungsüberschläge und Kriechströme aus 2 bis 3

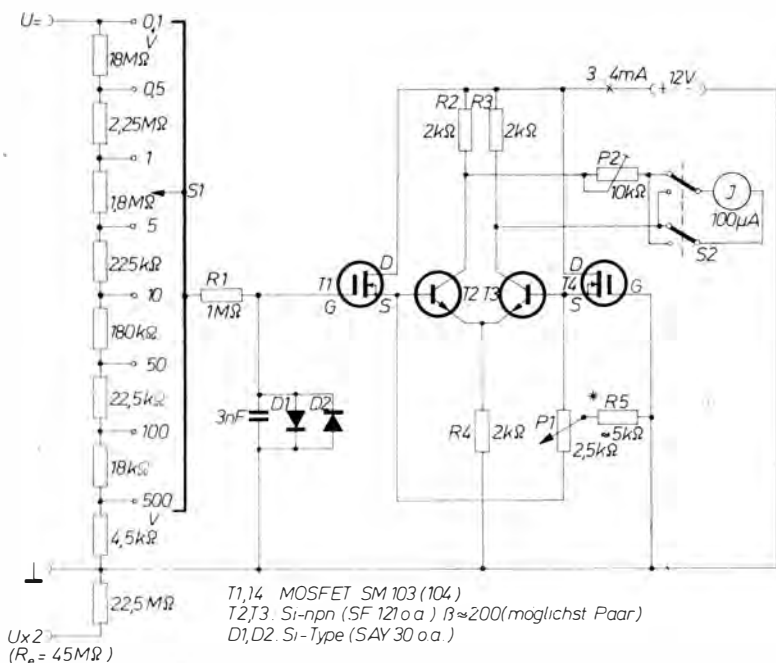


Bild 12.39 Schaltung eines MOSFET-Voltmeters. T1, T4 sind n-Kanal-Verarmungs-MOSFET (SM 103 o.ä.). Der Eingangswiderstand beträgt in allen Bereichen 22,5 M Ω bzw. 45 M Ω . Der Eingang ist überlastungsfest

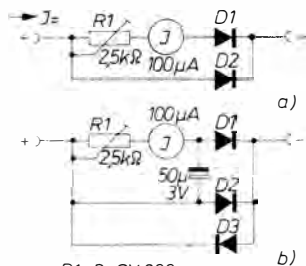
in Serie gelegten Werten (der genaue Wert ist bei $R1$ relativ unkritisch) hergestellt, so ist das Voltmeter selbst im 0,1-V-Bereich noch bis 500 V und mehr überlastungsfest. Der 3-nF-Kondensator dient zusammen mit $R1$ zum Ausbiegen von Wechselspannungsresten.

Für $S1$ kommt nur eine hochwertige Schalterausführung mit bester Isolation (Keramikscharter) in Betracht. Die sich zwischen $S1$ und den Eingangsbuchsen befindenden Teilerwiderstände bestimmen die Meßgenauigkeit und sollen daher eng toleriert oder besser auf genaue Werte (1 % maximale Toleranz für Amateurzwecke) ausgemessen sein. Sie sind so bemessen, daß jeder Einzelwert im allgemeinen aus 2 handelsüblichen Normwerten kombiniert werden kann. Dadurch ist die Festlegung jedes Einzelwerts durch Kombinieren mehrerer Widerstände, deren Einzeltoleranzen sich ausgleichen, möglich. Der Meßverstärker arbeitet im Gegentakt. Zwar werden damit 2 MOSFET benötigt, aber eine höhere Eingangsempfindlichkeit erreicht, da $T2$, $T3$ als Differenzverstärker arbeiten und über den gemeinsamen Emittierwiderstand $R4$ gekoppelt sind. Um im untersten Bereich die Empfindlichkeit von 0,1 V Vollausschlag zu erhalten, sollen trotzdem für $T2$, $T3$ Transistoren mit möglichst hohem und gut übereinstimmendem β -Wert (etwa 200) benutzt werden, was bei npn-Si-Typen relativ leicht realisierbar ist. Für die MOSFET $T1$, $T4$ eignet sich vorzugsweise der Typ *SM103*, jedoch kann man auch den Transistor *SM104* verwenden. Ebenso lassen sich auch die sehr preiswert erhältlichen MOSFET-Bastlertypen einsetzen, wenn 2 im Drain-Strom einigermaßen übereinstimmende Exemplare ausgewählt werden. Bei guter Paarung der Halbleiter wird sich der Nullpunkt dann etwa in Mitte des – nur gelegentlich nachzustellenden – Nullpunkt-Korrektur-

reglers $P1$ einstellen. Für $R5$ kann nur ein Richtwert angegeben werden. Der genaue Wert hängt von den Exemplardaten insbesondere der MOSFET ab. Mit $P1$ in Mittelstellung wird $R5$ so bemessen, daß parallel zu $R4$ etwa 4 V gemessen werden. Mit $P2$ eicht man abschließend den Endausschlag. Um eingangsseitig Spannungen unterschiedlicher Polung messen zu können, ist der Instrument-Umpolschalter $S2$ zweckmäßig. Statt des 100- μ A-Instruments kann auch ein vorhandener Vielfachmesser angeschlossen werden; für dieses MOSFET-Voltmeter ist jedoch ein fest eingebautes Instrument mit nicht zu kleinem Durchmesser und gut ablesbarer Skale lohnend. Die Gesamtstromaufnahme beträgt bei 12 V Batteriespannung 3 bis 4 mA. Die Eichung stimmt nur, wenn die Batteriespannung konstant bleibt. Statt des Aufwands für eine Stabilisierung ist angesichts der stets nur kurzen Einschaltdauer und des geringen Stromverbrauchs die Speisung aus eingebauten 2-V-Trockenakkumulatoren (*RZP2* o. ä.) mit geringem Innenwiderstand die zweckmäßigste Lösung, da diese Akkumulatoren ihre Spannung über lange Zeit konstant halten. Zusätzlich kann eventuell noch eine – hier nicht gezeichnete – Batteriespannungskontrolltaste vorgesehen werden. Dazu wird parallel zu den Batteriepolen + und – ein Potentiometer (500 k Ω bis 1 M Ω) gelegt und zwischen seinem Schleifer und der Buchse U_{-} eine Prüftaste geschaltet. Dieses Potentiometer stellt man bei einwandfreier Batterie und gedrückter Taste einmalig im Bereich 10 V auf Vollausschlag ein, und mit der Taste kann dann die Batteriespannung überprüft werden. Gegen Temperaturschwankungen ist dieses Voltmeter wegen seiner Brückenschaltung ohne Kompensationsmaßnahmen stabil. Vorteilhafter lassen sich diese Voltmeter mit dem *SMY51* aufbauen [89].

12.13. **Logarithmischer Strommesser mit großem Anzeigebereich**

Halbleiterdioden zeigen in Durchlaßrichtung eine annähernd logarithmische Abhängigkeit der Durchlaßspannung vom Durchlaßstrom. Diese Eigenschaft kann ausgenutzt werden für ein Amperemeter, das auf einer Skale ohne Bereichumschaltung die Anzeige von Strömen im Bereich zwischen wenigen Mikroampere und fast 1 A, also über reichlich 5 Dekaden gestattet. Solche Anzeigeeinstrumente sind sehr nützlich, wenn die Stromaufnahme von Geräten nur überschlägig festzustellen ist, aber sehr stark schwanken kann. Eine Anwendungsmöglichkeit wäre z. B. der Einsatz als Ausgangsstrommesser in Transistorregelnetzgeräten. Bild 12.40a zeigt eine entsprechende Schaltung. Benutzt wird ein $100\text{-}\mu\text{A}$ -Instrument mit einem Innenwiderstand von etwa $3\text{ k}\Omega$. D1 und D2 sind Siliziumdioden für 1 A (SY 200 o. ä.). Sie müssen vom gleichen Typ sein und werden gemeinsam auf einem »Kühlblech« montiert, das in diesem Fall weniger für Kühlung, sondern vor allem für stets gleiche Gehäusetemperatur beider Dioden zu sorgen hat. Unter dieser Voraussetzung bleibt der durch die Umgebungstemperatur bedingte Anzeigefehler, wie Versuche zeigten, zwischen 15 und 60°C unter 3% . Die Auswahl geeigneter Diodenexemplare gleichen Typs geschieht nach folgenden Gesichtspunkten: Der Sperrstrom, bei 2 bis 3 V gemessen, soll unter $1\text{ }\mu\text{A}$ liegen (bei einwandfreien Exemplaren liegt er meist noch erheblich darunter). Die Durchlaßspannung bei geringem Strom (etwa $100\text{ }\mu\text{A}$) soll möglichst gering und vor allem bei beiden Dioden nahezu übereinstimmend sein. Restlose Übereinstimmung beider Durchlaßspannungen – die man also in jedem Fall messen muß – wird nicht anzu-



D1, 3: SY 200
(o a Si-Diode 1 A)
Diodenauswahl siehe im Text !

Bild 12.40

Logarithmischer Strommesser mit großem Anzeigebereich. Dimensionierung siehe Text. Die Instrumentskala umfaßt etwa 5 Größenordnungen des Strombereichs

treffen sein; die Differenz beider Durchlaßspannungen nutzt man aus. Deshalb ist darauf zu achten, daß die Diode des auf diese Weise gefundenen Paares mit der kleineren Durchlaßspannung für D1 eingesetzt wird. D2 hat somit eine nur geringfügig höhere Durchlaßspannung als D1. Maßgebend für diese Auswahl ist die bei etwa $100\text{ }\mu\text{A}$ oder weniger – natürlich gleichem Strom für beide Dioden – gemessene Durchlaßspannung über der Diode.

Für die Messung von Wechselstrom kann die Schaltung nach Bild 12.40b erweitert werden; sie wird dann auch unempfindlich gegen Falschpolung und praktisch überlastungsfest bis zum maximalen Durchlaßstrom der Dioden (1 A). D3 mißt man ebenfalls auf geringsten Sperrstrom bei etwa 2 V Sperrspannung aus; D3 soll bezüglich ihrer Durchlaßspannung einigermaßen mit D1, D2 übereinstimmen. Auch der Leckstrom des Elektrolytkondensators – ohne den sich geringere Anzeigeempfindlichkeit ergibt – soll bei 2 V weniger als $1\text{ }\mu\text{A}$ betragen. Der Stromwert für Vollausschlag des Instruments kann mit $R1$ den Dioden angepaßt und annähernd auf den für sie

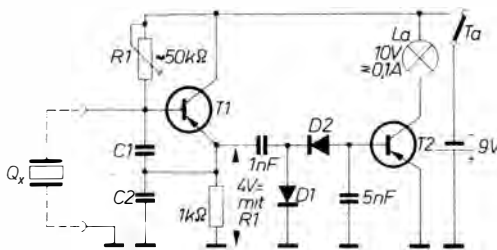
zulässigen Maximalstrom (etwa 1 A) eingestellt werden. Der Spannungsabfall über dem Meßkreis bleibt auch bei Strömen bis 1 A noch unter 1 V. D3 soll stets die gleiche Temperatur wie D1, D2 haben und wird daher zweckmäßig mit auf deren Kühlkörper montiert. Für D1...D3 reicht bereits eine gemeinsame starke Schelle oder ein Metallblock aus, in dessen Bohrungen die Dioden stramm eingepaßt werden (D3 isoliert).

Die Skalenteilung muß punktförmig neu aufgenommen werden und hängt stark von den Diodenexemplaren ab. Beim Mustergerät, für das ein 100- μ A-Instrument mit 100teiliger Skale verwendet wurde, ergaben sich folgende Eichpunkte, die den stark nichtlinearen Skalenverlauf zeigen: Anfangsausschlag bei 3 bis 4 μ A, Skalenteil 10 $\approx$ 15 μ A; Skalenteil 20 $\approx$ 100 μ A; Skalenteil 30 $\approx$ 500 μ A; Skalenteil 40 $\approx$ 2,5 mA; Skalenteil 50 $\approx$ 9 mA; Skalenteil 60 $\approx$ 35 mA; Skalenteil 70 $\approx$ 0,11 A; Skalenteil 80 $\approx$ 0,3 A; Skalenteil 90 $\approx$ 0,55 A; Skalenteil 100 $\approx$ 0,9 A; Zeigeranschlag $\approx$ 1 A. Die Wechselstromskale muß getrennt aufgenommen werden, da sie nicht mit der Gleichstrom-eichung übereinstimmt und links etwas stärker gestaucht ist (Skalenteil 10 $\approx$ 90 μ A $\sim$; Skalenteil 100 $\approx$ 1,15 A $\sim$).

12.14

Einfacher Schwingtester für Schwingquarze und Piezofilter

Bild 12.41 zeigt die Schaltung eines einfachen Testers für die Funktionsfähigkeit von Schwingquarzen, die bei Q_x anzuschließen sind. Auch Piezokeramische Filter können damit überprüft werden, wobei 3polige Filter in diesem Fall 2polig anzuschließen sind (dritter Anschluß bleibt frei). Es handelt sich um einen emittergekoppelten Oszillator mit T1, der die Serienresonanz des Quarzes ausnutzt. C1, C2 werden grob nach dem vorgesehenen Frequenzbereich bemessen; Richtwerte sind in Bild 12.41 angegeben. Eine besondere Abstimmung ist nicht erforderlich. T1 muß eine ausreichend hohe Grenzfrequenz haben. Ist der zu prüfende Quarz noch schwingfähig, dann fällt am Emittterwiderstand von T1 eine HF-Spannung ab, die mit D1, D2 gleichgerichtet wird und T2 ansteuert. Bei schwingendem Quarz leuchtet Lampe La auf, sobald man Taste Ta drückt. Eine nähere Erläuterung dieser Schaltung ist angesichts ihrer einfachen Funktion überflüssig. Die notwendigen Dimensionierungshinweise enthält Bild 12.41.



T1: HF-Typ $\approx$ 30mW ($\beta \approx 50$) z.B. GF130
T2: $\approx$ 100mW; $\beta \approx 100$ (GC 121 o.ä.)
D1, D2: GA 100 o.ä.
C1 $\approx$ 10nF für $\approx$ 100kHz... $\approx$ 10MHz
(1nF für $\approx$ 1MHz)
C2 = 0,1 C1

Bild 12.41
Einfacher Schwingtester für Quarze und Piezofilter. Bei schwingfähigem Quarz leuchtet die Lampe auf

12.15. RC-Meßbrücke mit Transistoren

Bild 12.42 zeigt die Schaltung einer voll-transistorisierten RC-Meßbrücke für Batteriebetrieb. Sie arbeitet nach dem bekannten Prinzip der *Wheatstoneschen* Brücke, hat jedoch eine phasenabhängige Lampen-anzeige für das Brückenminimum. Mit dem Bereichswahlschalter S1 können in 7 Bereichen Widerstände von $0,1\ \Omega$ bis $10\ M\Omega$ und Kapazitäten von $10\ pF$ bis $1000\ \mu F$ gemessen werden. Das Abgleichpotentiometer, mit dem auf Brückennull (beide Lampen La1, La2 erloschen) eingestellt wird, ist neutral von »0,1« über »1« bis »10« geeicht. Seine Skale wird in einem Bereich mit bekannten Widerständen punktweise aufgenommen und stimmt dann für alle R- und C-Bereiche. Voraussetzung sind natürlich genaue Meßnormalien am Bereichsschalter S1. R3...R6 und C1...C4 müssen daher im Wert genau stimmen ($\pm 0,5\%$ Toleranz sollten möglichst erreicht werden, wozu man eventuell mehrere R- oder C-Werte passend kombinieren muß, wenn man keine kostspieligen Meßwiderstände und Normalkondensatoren einsetzen möchte). Für C4 läßt sich unbedingt ein hochwertiger, auf genauen Wert ausgesuchter Elektrolytkondensator verwenden. Wie inzwischen mehrjährige Erfahrungen mit einigen nach dieser Schaltung gebauten Geräten zeigten, genügt die mit dem Elektrolytkondensator erreichbare Langzeitgenauigkeit für Werkstattzwecke bei weitem. S1 hat noch 2 weitere Schaltstellungen: In Stellung »Eichen« werden die 2 einander wertgleichen Widerstände R1, R2 – deren Absolutwert unkritisch ist – angeschaltet. P1 muß jetzt Brückenminimum genau auf Mittelstellung und Eichpunkt »1« von P1 ergeben. Damit kann ein eventuelles Verdrehen des Zeigerknopfes bemerkt und korrigiert werden. In

S-1-Stellung »Offen« ist intern kein Brückennormal angeschlossen. Jetzt läßt sich außen durch gleichzeitiges Beschalten der Prüfungsanschlüsse R_x und C_s ein Wertvergleich zweier Bauelemente vornehmen (Drehkondensator-Gleichlaufprüfung, auch Symmetriepfung von Transformatorwicklungen, da in diesem Fall beide Brücken Zweige aus Induktivitäten bestehen können, usw.). P1 soll ein hochwertiges Drahtpotentiometer mit linearem Verlauf sein, dessen Absolutwert relativ unkritisch ist. Unbekannte Widerstände werden bei R_x , unbekannte Kondensatoren bei C_x angeschlossen und dann P1 und S1 so lange verstellt, bis beide Lampen erloschen sind. Die Ablesung erfolgt dann nach der Formel »S1 mal P1«, d. h., der mit S1 eingestellte Wert, mit dem an P1 abgelesenen Betrag multipliziert, ergibt den Wert von R_x bzw. C_x .

Die Brücke benötigt eine massfreie Wechselspannung. Sie wird durch einen Multivibrator T5, T6 mit einer Frequenz von etwa 250 Hz (genauer Wert unkritisch) erzeugt. Die Schalttransistoren T8, T9 legen über D1, D2 die Speisespannung abwechselnd an beide Wicklungshälften des Übertragers Typ K21, der sich für diese Zwecke sehr gut eignet. D1, D2 sind erforderlich, um Fehlströme von der abgeschalteten Transformatorwicklung über die zugeordnete Lampe zu vermeiden.

Die Brückenwechselspannung wird sekundär am K21 abgegriffen und im Diagonalzweig der Brücke zwischen P1 (Massepunkt) und S1 entnommen. Es folgt eine hochohmig ausgelegte Kollektorstufe, um bei hohen R- oder kleinen C-Werten eine merkliche Belastung der Brücke zu vermeiden. Mit P2 läßt sich die Anzeigeempfindlichkeit regeln. Eine 2stufige Nachverstärkung bewirkt ein ausreichend scharf ausgeprägtes Anzeigeminimum. Da im Querschnitt der Brücke noch Spannungen

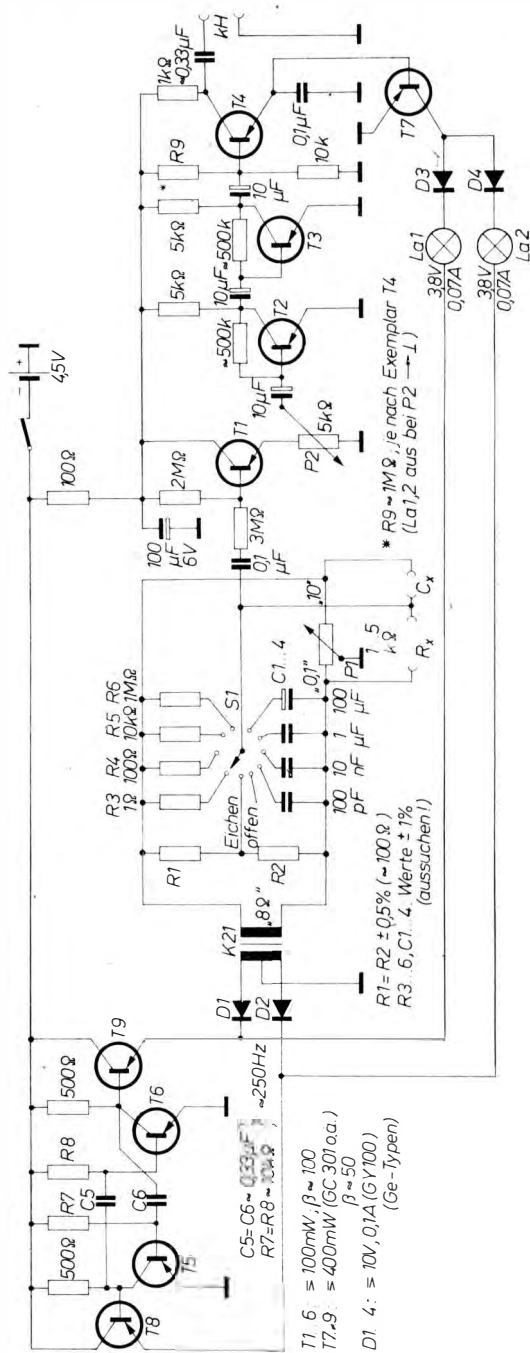


Bild 12.42 Schaltung der RC-Meßbrücke mit Transistoren für Batteriebetrieb. Die Anzeige von Brückennull und Seitenablage bei Verstimmung erfolgt mit 2 Lampen. Meßbereiche 0,1Ω bis 10 MΩ und 10 pF bis 1000 μF; $R_x, C_x = P1$ (Skalenwert) · S1 (gewählter Wert)

um 1 mV nachgewiesen werden müssen, ist die von S1 und den Prüflingsbuchsen kommende Leitung bis zur Basis T1 unter Umständen »brummempfindlich« (das ergibt ein verwaschenes Brückenminimum). Deshalb sollte man auf kurze Leitungsführung achten und notfalls alle Teile von S1 und den Brückennormalien bis zur Basis T1 abschirmen. Die Basiswiderstände von T2 und T3 werden je nach Exemplarstreuung der Transistoren auf etwa 2 V Kollektorspannung bemessen. R9 wird so dimensioniert, daß La1 und La2 nicht mehr glimmen, wenn P2 zuggedreht ist.

Die von der Brücke kommende Wechselspannung wird in T4 gleichgerichtet und steuert über T7 die Lampen an. Die Lampen werden über D3, D4 gegenphasig vom Brückenspannungsgenerator gespeist, jede

Lampe erhält also nur 1 Halbwelle, weshalb sie nur mit etwa halber Helligkeit aufleuchten. Die über T4, T7 steuernde Brückenspannung ist je nach Seitenrichtung der Verstimmung von P1 in Phase entweder mit La1 oder La2, da die Brücke die Phase beim Nulldurchgang um 180° dreht. Es kann also stets nur eine der beiden Lampen aufleuchten, für die die T7 steuernde Phase mit der über D3 kommenden Phase übereinstimmt. Die jeweils leuchtende Lampe zeigt sofort an, in welcher Richtung P1 und eventuell S1 zu verstellen sind, um sich dem Brückennull zu nähern. Dadurch kann auch ein scharf ausgeprägtes Minimum (P2 voll auf) nicht mehr beim schnellen Durchdrehen von P1 übersehen werden, da in diesem Moment der Lampenwechsel erfolgt. Das ermöglicht zügiges Arbeiten.

13. Sonderanwendungen

13.1. Metallsuchgerät mit Transistoren

Das beschriebene Metallsuchgerät eignet sich zum Auffinden von Metallgegenständen im Erdboden und in Mauerwerk, zum Verfolgen des Verlaufs von Rohrleitungen usw. Es arbeitet nach dem Prinzip der aus der Militärtechnik bekannten Minensuchgeräte. Bild 13.1 zeigt die Schaltung.

2 Oszillatoren Osz1 und Osz2 schwingen

auf einer nur wenig unterschiedlichen Frequenz von etwa 1 bis 1,5 MHz. Die Frequenzdifferenz beider liegt bei etwa 800 Hz bis 1 kHz. Durch Mischung beider Frequenzen erhält man diese Differenzfrequenz (in einem Kopfhörer als Pfeifton hörbar). Wird eine der beiden Frequenzen geringfügig verändert, so ändert sich auch die Höhe des Pfeiftons. Einer der Oszillatoren – der Suchoszillator Osz1 – weist zu diesem Zweck eine großflächige Spule auf, die den Schwingkreis bildet und bei An-

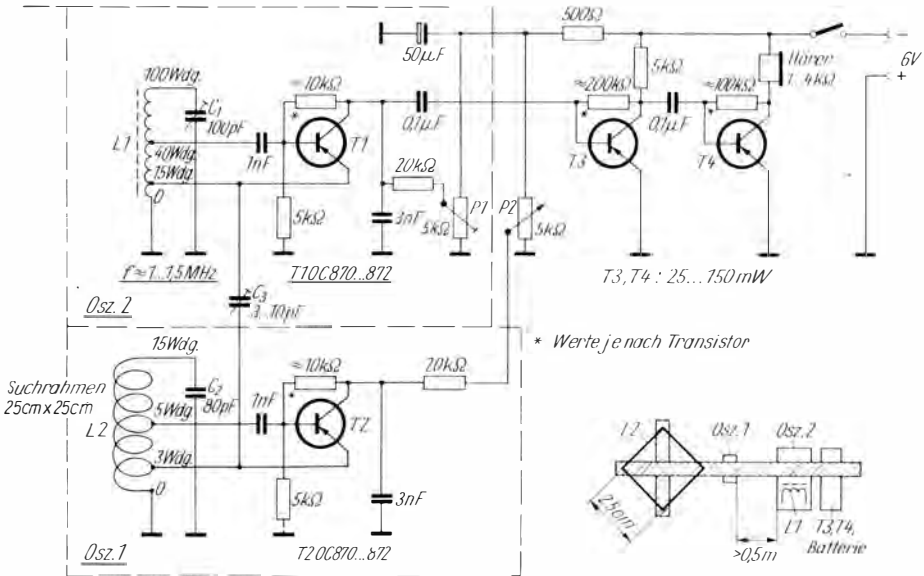


Bild 13.1 Metallsuchgerät mit Transistoren. Schaltung und Aufbauvorschlag

näherung metallischer Fremdkörper bestimmt wird. Das wiederum bewirkt eine entsprechende Tonhöhenänderung im Kopfhörer.

Die Spule *L2* des Suchoszillators *Osz1* legt man als Rahmenspule (ähnlich einer Peilrahmenantenne) aus; *C2* ist der Schwingkreiskondensator. Mit den für *C2* und *L2* genannten Werten ergibt sich eine Frequenz von etwa 1,2 MHz. Der Oszillator ist als Transistoroszillator in Kollektorschaltung aufgebaut; seine Schaltung hat gewisse Ähnlichkeit mit dem aus der Röhrentechnik bekannten *ECO*-Oszillator. Für *T2* benutzt man einen Transistor mit ausreichender Grenzfrequenz. Geeignet sind außer den angegebenen Typen *OC 870*, besser *GF 100* oder *GF 105*, meist auch die preiswerten Bastlertypen für HF und ähnliche. Darüber entscheidet der Versuch. Der Basiswiderstand (Richtwert 10 k Ω) wird nach einem Test so festgesetzt, daß der Oszillator gerade anschwingt, wenn *P2* etwa zur Hälfte aufgedreht ist.

Der Oszillator *Osz2* – Vergleichsoszillator – schwingt auf konstanter Frequenz. Er ist zu diesem Zweck mit einem kompakt aufgebauten Schwingkreis (wie bei Kleinstempfängern üblich) versehen (*L1*, *C1*). Die für *L1* angegebenen Windungszahlen gelten als Anhaltswerte für einen Zylinderspulenkörper mit Ferritkern (etwa 6 mm $\times$ 20 mm). Grundsätzlich kann jeder übliche Spulenkörper benutzt werden; besonders vorteilhaft sind solche Formen, die geringes magnetisches Streufeld aufweisen (z.B. Schalenkernspulen). Im übrigen ist dieser Oszillator ebenso geschaltet wie *Osz1*.

Nachdem *Osz1* mit *C2* auf etwa 1,2 MHz abgeglichen ist (genaue Frequenz unkritisch, Messung kann überschlägig mit Mittelwellenbereich eines Rundfunkgeräts geschehen), wird *Osz2* mit *C1* so eingestellt, daß die erforderliche geringe Differenz

beider Frequenzen zustande kommt. Man stellt *C1* auf einen nicht zu hohen Pfeifton ein. Je tiefer dieser Ton, desto empfindlicher das Gerät. *P1* wird nach Ermittlung des Basiswiderstands für *T1* (wobei für Widerstand und Transistor das bereits Gesagte gilt) so eingestellt, daß *Osz2* gerade sicher anschwingt. Die Einstellung ist nicht allzu kritisch, *P1* kann daher eventuell auch durch 2 Festwiderstände ersetzt werden. *P2* wird als Knoppotentiometer ausgeführt und bei Gebrauch so eingestellt, daß *Osz1* eben anschwingt, erkennbar am Einsetzen des Pfeiftons. *P2* ermöglicht beim Gebrauch in gewissen Grenzen die Einstellung der günstigsten Pfeiftonhöhe. Wichtig ist, daß *L1* und *L2* sich nicht gegenseitig beeinflussen; die Spulen sind daher in einem Abstand von mindestens 0,5 bis 1 m unterzubringen. *L1* muß so angeordnet werden, daß ihre Achse senkrecht zur Achse des Suchrahmens *L2* steht. Die Frequenz von *Osz1* wird über *C3* in *Osz2* eingekoppelt, in *T1* kommt es zur Mischung beider Frequenzen. Die Differenz läßt sich als NF-Schwingung am Kollektor *T1* abnehmen und wird mit 2 NF-Stufen nachverstärkt, die sehr einfach aufgebaut sein können.

Die Kopplung beider Oszillatoren soll so schwach wie möglich sein, um ein In-Tritt-Fallen (Synchronisation) zu vermeiden. Man wählt daher *C3* nicht größer, als für einen ausreichend lauten Pfeifton erforderlich ist. Für *C1* und *C3* werden keramische Scheibentrimmer benutzt.

Die Suchspule kann in Vinidurrohr eingezogen werden; für ihre Anfertigung gelten die gleichen Grundsätze wie z.B. für den Bau von Fuchsjagdeempfänger-Peilrahmen. Eingehende Aufbauhinweise kann der weniger Geübte aus [44] entnehmen.

In Bild 13.1 ist ein Aufbauvorschlag angegeben. Als Träger für das ganze Gerät

dient Vinidurrohr oder ein Holzstiel, der im einfachsten Fall vorn durch einen Querträger zu einem Kreuz ergänzt wird, das die 4 Eckpunkte zur Aufnahme der Suchspule bildet. In Spulennähe und in ihrem Innern dürfen mit Ausnahme der Bauelemente des Osz1 keinerlei Metallteile benutzt werden (Suchspule über Holzpflocke des Haltekreuzes wickeln). Die quadratisch ausgeführte Suchspule muß etwa 25 cm Kantenlänge haben. Führt man sie rund aus, so soll der Durchmesser etwa 30 cm betragen. Direkt an L2 wird Osz1 auf einer kleinen Lötösenleiste untergebracht. Osz2 sowie die übrigen Bauelemente (NF-Verstärker T3, T4, Batterien) bringt man am anderen Stabende an; dabei liegt die Achse von L1 parallel zur Stabachse. Man läßt hinter diesen Baugruppen ein entsprechendes Stück Stab als Griffende überstehen.

Die abgestrahlte HF-Energie dieses Geräts ist so gering, daß die dadurch erzeugten Rundfunkstörungen nicht weiter als etwa 4 bis 5 m reichen und daher unbedenklich sind. Zusätzliche Leitungen, Antennen u.ä. dürfen natürlich nicht angeschlossen werden. Bei sorgfältigem Aufbau und genauer Einstellung können mit diesem Gerät je nach Einsatzbedingungen noch Metallgegenstände in Größe eines Hausschlüssels in etwa 0,5 m Entfernung von L2 im Erdboden aufgespürt werden. Von einem Metallsuchgerät dieser Art dürfen allerdings keine Wunder erwartet werden. Das Ergebnis hängt außer vom sachgerechten Aufbau auch von Geschick und Übung des Benutzers ab. Von einigen Lesern früherer Auflagen dieses Buches dem Verfasser unterbreitete, übersteigerte Anforderungen an die Einsatzmöglichkeit solcher Geräte veranlassen zu der Feststellung, daß das Problem *hochempfindlicher* Metallsuchgeräte bisher auch in der industriellen Technik noch nicht befrie-

digend gelöst ist. Dem Amateur sind also ebenfalls Grenzen gesetzt.

Das Mustergerät wurde ähnlich der Aufbauskizze in Bild 13.1 wasserdicht ausgeführt und u. a. bei Unterwasserarchäologie (Ausgrabung von altertümlichen Funden durch Taucher an Küsten usw.) eingesetzt. Für solche Fälle muß allerdings unter Wasser ein Nachgleich von C1 und P2 erfolgen können, da der Einfluß des Wassers die Schwingkreisdaten von Osz1 merklich ändert. Das Gerät eignet sich auch zum Auffinden von Leitungsverläufen in Mauerwerk. Für diesen Zweck ist es möglich, L2 als Ferritstabspule auszubilden (Windungszahl erproben, Richtwert etwa 60 bis 70 Wdg. für Ferritstab 10 mm × 120 mm, Anzapfungen bei 15% und 25% der Gesamtwindungszahl). Eventuell läßt sich L2 mit Steckhalter auswechselbar (Suchrahmen und Ferritstab) und damit für beide Anwendungsfälle einsatzbereit ausführen. Mit dem Ferritstab ergibt sich dann eine Reichweite von nur etwa 5 bis 10 cm, so daß man bei Leitungsbündeln in Mauerwerk auch den Verlauf einzelner Leitungen verfolgen kann.

13.2. **Akustischer Schalter zum automatischen Starten von Magnetbandgeräten**

Häufig besteht die Aufgabe, ein Magnetbandgerät längere Zeit startbereit zu halten, um plötzlich eintreffende Kommandodurchsagen oder andere Bandaufnahmen, deren Beginn nicht vorherzusehen ist, auf Magnetband aufzunehmen. In solchen Fällen erweist sich ein akustischer Schalter als vorteilhaft, der beim Eintreffen einer NF-Spannung am Bandgeräteingang das Gerät automatisch startet. Nach Ausbleiben der NF-Spannung muß das Bandgerät noch einige Sekunden weiterlaufen und

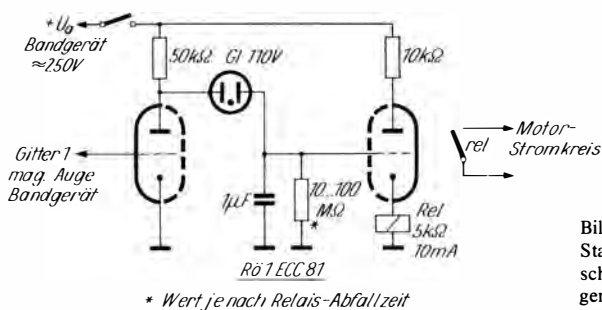


Bild 13.2
Startschaltung zum automatischen Starten eines Magnetbandgeräts bei Aufnahmebeginn

dann automatisch stoppen. Diese Abschaltverzögerung ist erforderlich, um die Aufzeichnung bei kurzen Unterbrechungen (Wortpausen bei Durchsagen z.B.) nicht vorzeitig zu unterbrechen und damit zu »zerhacken«.

Alle üblichen Magnetbandgeräte bieten – entweder durch einen einfachen nachträglichen Eingriff in den Motorstromkreis oder bei einigen Typen über den schon vorhandenen Fernbedienungsanschluß – die Möglichkeit, den Antriebsmechanismus durch einen Relaiskontakt ein- und auszuschalten. Man schaltet dann entweder den Motorstromkreis (was jedoch den Nachteil einer gewissen Anlaufzeit für den Motor hat) oder, falls magnetische Andruckrollenbetätigung vorhanden ist, diese Magnete mit dem Relais. Dabei kann der Motor ständig laufen, und es ergeben sich sehr kurze Startzeiten. Zum Auslösen der Schaltautomatik wird eine negative Spannung benötigt, die man durch Gleichrichtung aus der NF-Spannung des Bandgerätaufprecherverstärkers gewinnt. Diese negative Spannung ist bei sehr vielen Bandgeräten bereits als Anzeigespannung für die Aussteuerungskontrolle (magisches Auge) vorhanden [48]. Die Automatik wird dadurch sehr einfach; sie läßt sich meist im Bandgerät unterbringen und mit aus seinem Netzteil versorgen. Bild 13.2 zeigt die Schaltung. Diese Röhrenschaltung wird als Erweiterungsmöglichkeit für die noch weitverbreiteten Magnetbandgeräte mit Röhrenbestückung gezeigt. Sie gestattet für diese Geräte eine einfache und betriebssichere »Nachrüst«-Lösung.

Das Gitter des linken Triodensystems der Rö1 wird dem Gitter der Aussteuerungsanzeigeröhre parallelgelegt. Bei fehlender NF-Spannung ist daher das linke Triodensystem aufgesteuert, an seiner Anode steht nur geringe Spannung, die zum Zünden von Gl nicht ausreicht. Für Gl eignet sich gut eine 110-V-Prüfstift-Röhrchenglimmlampe, die fest eingelötet wird. Der im rechten Triodensystem fließende Anodenstrom genügt nicht zum Anziehen des Relais Rel; rel hat den Motorstromkreis (oder Stromkreis des Bandandruckrollenmagneten) unterbrochen. Sobald am Magnetbandgerät eine NF-Spannung auftritt, die eine zur Aufnahme ausreichende Anzeige am magischen Auge bewirkt, wird das linke Triodensystem so weit gesperrt, daß die Anodenspannung über den Wert der Zündspannung von Gl steigt. Gl zündet und lädt den 1-μF-Kondensator (MP- oder Foliekondensator mit erstklassiger Isolation) auf. Durch diese positive Spannung wird der Anodenstrom des rechten Triodensystems so weit erhöht, daß Rel zieht und mit rel den Bandantrieb einschaltet. Das Katodenpotential dieser Röhre »läuft dem Gitterpotential nach« (Spannungsabfall an

der Röhre) und es ergibt sich eine positive Spannung, die den Anodenstrom des rechten Triodensystems so weit erhöht, daß Rel zieht und mit rel den Bandantrieb einschaltet. Das Katodenpotential dieser Röhre »läuft dem Gitterpotential nach« (Spannungsabfall an

Rel), so daß es nicht zu Gitterstrom einsatz kommt. Nach Ausbleiben der NF-Spannung verlischt Gl. Der Kondensator entlädt sich jetzt allmählich über seinen Parallelwiderstand, bis das Gitterpotential der rechten Triode und damit ihr Anodenstrom so weit gesunken ist, daß Rel abfällt. Der Parallelwiderstand bestimmt daher die Verzögerungszeit bis zum Stillsetzen des Bandes. Er wird je nach Anwendungszweck bemessen. Tritt während dieser Verzögerungszeit erneut eine NF-Spannung ausreichender Höhe auf, so wird der Kondensator über Gl sofort nachgeladen. Die Anodenspannung U_a kann man mit vom Ladekondensator des Bandgeräts abnehmen. Ein Schalter in der Anodenleitung gestattet es, die Automatik unwirksam zu machen. Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß die Automatik dann anspricht, wenn die für eine brauchbare Aufnahme erforderliche NF-Spannung am Bandgerätaussteuerungsanzeiger vorhanden ist. Sie liegt bei allen mit magischem Auge (EM...-Röhrentypen) versehenen Bandgeräten mit etwa 6 bis 9 V_~ am Anzeigeröhrengitter. Das Relais Rel soll bei 10 mA anziehen und bei etwa 5 bis 6 mA abfallen.

Wird ein Typ mit weniger als $5\text{ k}\Omega$ Widerstand benutzt, so muß mit dem Relais ein Widerstand in Serie geschaltet werden, der den Gesamtwiderstand in der Katodenleitung auf $5\text{ k}\Omega$ ergänzt. Glimmlampe Gl hat die Aufgabe, bei fehlender NF eine Rückentladung des Kondensators über die linke Triode zu verhindern. Außerdem ergibt sie eine willkommene »Ansprechschwelle«, da sie erst oberhalb ihrer Zündspannung ein – nach Zündung sehr sicheres – Ansprechen des Relais bewirkt. Für transistorbestückte Magnetbandgeräte eignet sich die Schaltung nach Abschnitt 13.3. In Bild 13.3 wird dann auf Mikrofon, T1 und T2 verzichtet und die NF über einen entsprechend dimensionierten Vorwiderstand von der Kopf-Aufsprechleitung zur Basis T3 geführt (s. a. [48] und [89]).

13.3. Akustischer Schalter für beliebige Verwendung

Mit einem Gerät nach der Schaltung Bild 13.3 kann man durch ein Geräusch (z.B. Ruf oder Pfiff) einen beliebigen Schaltvorgang auslösen (für Demonstrations-

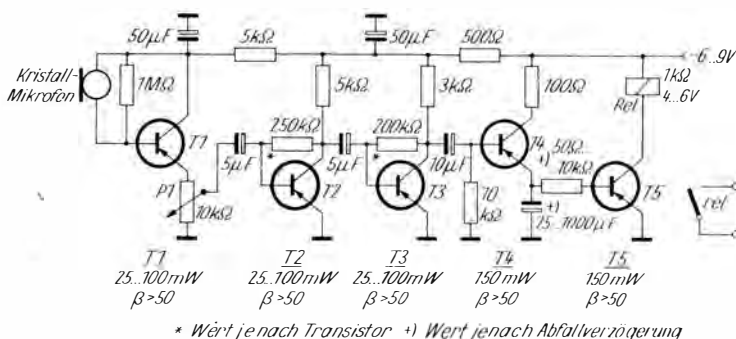


Bild 13.3 Akustischer Schalter für beliebige Verwendung. Schaltbeispiel geeignet für Ge-Transistoren sowie nach Umpolen aller Elektrolytkondensatoren und der Speisespannung auch für npn-Si-Typen. Für Si-Transistoren lassen sich gemäß [60] gegebenenfalls einige Details vereinfachen. Für MOSFET-Bestückung enthält [89] Beispiele

zwecke Einschalten der Zimmerbeleuchtung durch Zuruf u. ä.). Das Gerät ist auch als Geräuschmelder brauchbar (akustische Diebstahlsicherung u. ä.). Als Mikrofon kann aus Preisgründen ein Kristallmikrofon benutzt werden, wobei Transistor T1 als Impedanzwandler wirkt. Technisch günstiger wäre ein niederohmiges (dynamisches oder magnetisches) Mikrofon – für Kleingeräte sei besonders auf die dafür sehr gut geeigneten magnetischen Mikrofonkapseln der Hörhilfegeräte und auf das Sprachmikrofon *DSPM 64* des VEB *Gerätewerk*, Leipzig, hingewiesen.

Jedoch wird dieser Aufwand nicht immer lohnen. Bei Verwendung niederohmiger Mikrofone schaltet man T1 in üblicher Weise als Emitterstufe (ähnlich T2; P1 bildet dann, mit 5 k Ω bemessen, den Kollektowiderstand), womit an Empfindlichkeit gewonnen wird. Mit P1 ist die Ansprechempfindlichkeit je nach Stärke des auslösenden Geräuschs so einzustellen, daß leisere Nebengeräusche noch kein Auslösen bewirken. Mit T2 und T3 erfolgt eine 2stufige NF-Verstärkung. Falls hohe Empfindlichkeit für leise Geräusche gefordert wird, muß eventuell eine dritte, gleichartige Stufe vorgesehen werden, sofern man nicht die Möglichkeit hat, für T2 bis T5 Exemplare mit sehr hohem β -Wert einzusetzen. T4 ist eine Gleichrichterstufe in Kollektorschaltung. Normalerweise gesperrt, wird T4 durch die vom Mikrofon abgegebene NF-Spannung geöffnet und dessen Emitterkondensator aufgeladen. Die an ihm stehende Spannung steuert T5 auf und bringt das Relais zum Ansprechen. rel löst dabei den gewünschten Schaltvorgang aus. Die Größe dieses Elektrolytkondensators bestimmt man nach der gewünschten Abschaltverzögerung. Man kann erreichen, daß Rel entweder nur für die Dauer des Geräuschs gezogen ist oder nach dessen Ausbleiben mit einigen Sekun-

den Verzögerung (je nach Elektrolytkondensatorgröße) abfällt. Diese Zeit hängt auch vom Wert des mit +) markierten Basiswiderstands an T5 ab, für den jedoch (je nach β -Wert von T5) eine obere Grenze dadurch gegeben ist, daß die Geräuschempfindlichkeit mit steigendem Widerstandswert geringer wird und Rel schließlich nicht mehr anspricht. Man soll daher in erster Linie bedarfsweise den Elektrolytkondensator vergrößern. Eine Selbsthaltung des Relais kann erreicht werden, indem ein zweiter Relaisarbeitskontakt Emitter und Kollektor von T5 beim Anziehen des Relais verbindet. Der Elektrolytkondensator am Emitter T4 wird dann mit 50 μ F bemessen. Das Relais bleibt mit dieser Ergänzung auch nach Wegfall des Geräuschs bis zum Abschalten von Hand angezogen. Andere Schaltungen für ähnliche Zwecke findet der Leser in [48], [57], [60] und [89].

13.4. **Elektronische Funktionsblocks in Gießharztechnik**

Der ernsthafte Amateur wird stets bestrebt sein, sich auch mit modernsten Verfahren und Mitteln der Technik vertraut zu machen. In der Elektronik benutzt man in Sonderfällen sehr häufig die moderne Kunstharzchemie als Hilfsmittel. Eine solche Anwendung, die auch für den Amateur nützlich sein kann, sei hier gezeigt.

Abgesehen von neuartigen Techniken wie der Halbleiterblocktechnik und der Molekularelektronik, die dem Amateur vorläufig noch wenig Möglichkeiten bieten, ist auch nach herkömmlicher Technik mit modernen Kleinstbauteilen ein sehr kompakter Aufbau elektronischer Baugruppen möglich. Vielfach wird zu fordern sein, daß diese extrem stoß- und schüttelfest sind (Beispiel: elektronische Steuerungsgruppen

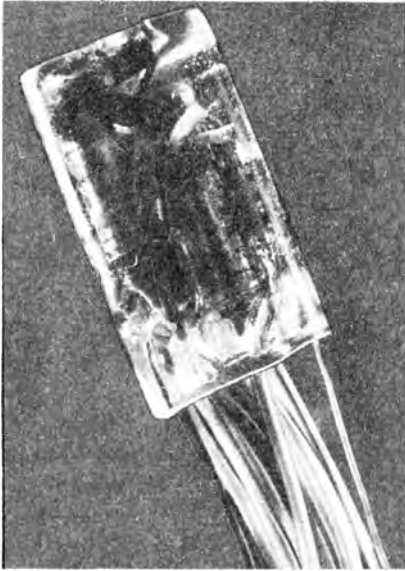


Bild 13.4
Versuchsmuster eines elektronischen Funktionsblocks, eingegossen in Gießharz *Polyester G Schkopau*. Schaltung nach Bild 13.6g, Volumen des Gießharzblocks etwa 6 cm^3 , Inhalt 4 Halbleiter, 4 Elektrolytkondensatoren, 1 Foliekondensator, 8 Widerstände; 20 Anschlüsse

in Raketen und Satelliten sowie in speziellen militärtechnischen Geräten). Da bei Verwendung hochwertiger, sorgfältig vorgeprüfter Bauteile (für den Amateur am

einfachsten realisierbar, indem die betreffende Baugruppe einige Zeit im Versuchsaufbau schonungslos betrieben wird) kaum mit nachträglichen Einzelteileausfällen zu rechnen ist, kann man solche Baugruppen in Kunstharz kompakt eingießen. Man erhält damit einen außerordentlich stoß- und schüttelfesten Funktionsblock, der allerdings nicht mehr zerlegbar ist – nachträgliche Reparaturen oder Änderungen sind also nicht möglich! – und wie ein einziges Bauelement gehandhabt wird. Bild 13.4 und Bild 13.5 zeigen einen solchen als Versuchsmuster gefertigten Block. (Bild 13.6g gibt seine Schaltung wieder, die nur als Beispiel anzusehen ist). In einem Volumen von etwa 6 cm^3 wurden die in Bild 13.6g dargestellten 17 Bauteile untergebracht, was einer Bauteildichte von etwa 3 Bauelementen je cm^3 entspricht. Da alle Teile nach Vergießen unverrückbar festliegen, ist gedruckte Schaltung weder notwendig noch unbedingt (für den Amateurbereich) von Vorteil. Im allgemeinen gelingt es, durch geschicktes Ineinanderschachteln der Bauelemente, die ohne Verwendung zusätzlichen Schalt drahts unmittelbar verlötet werden, eine gegenüber der gedruckten Leiterplatte noch etwas größere Bauteildichte und kompaktere Form zu erreichen, da man mit der

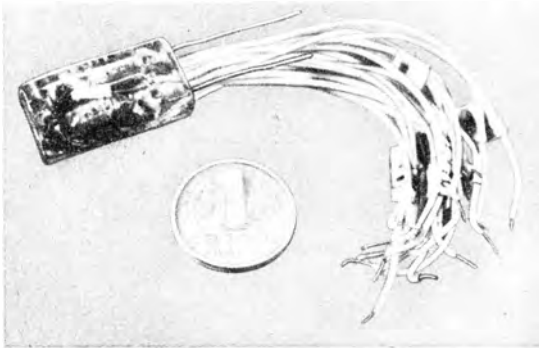


Bild 13.5
Die Münze (zum Größenvergleich) läßt das geringe Volumen des Versuchsmusters nach Bild 13.4 erkennen

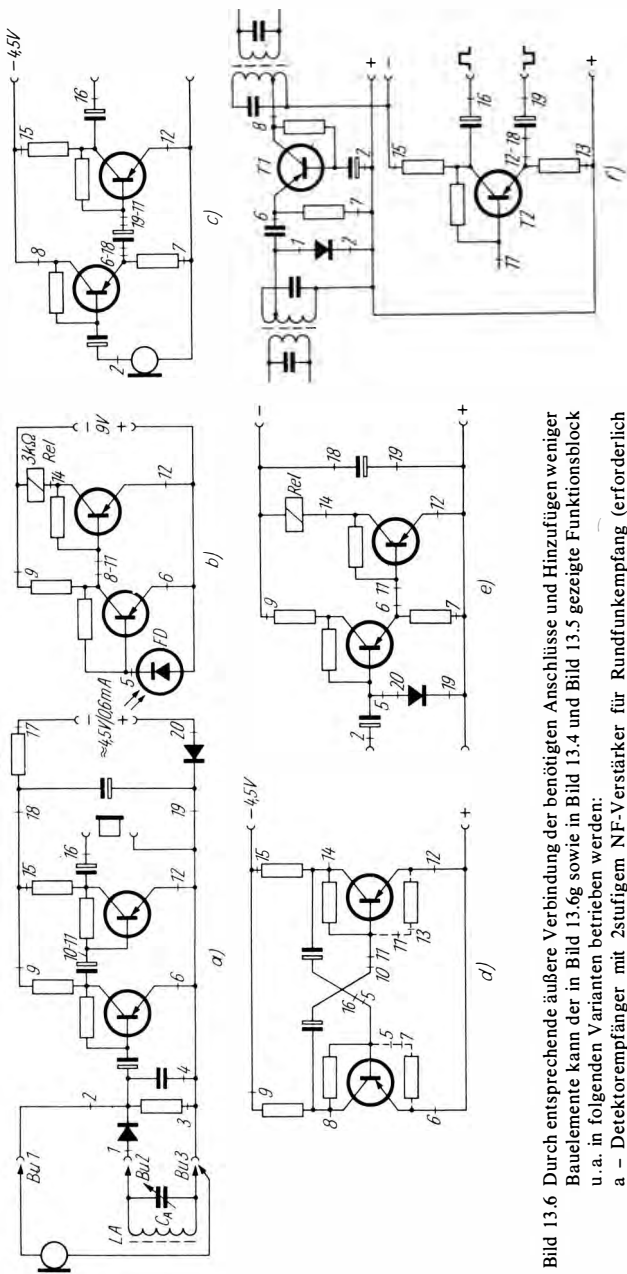


Bild 13.6 Durch entsprechende äußere Verbindung der benötigten Anschlüsse und Hinzufügen weniger Bauelemente kann der in Bild 13.6g sowie in Bild 13.4 und Bild 13.5 gezeigte Funktionsblock u.ä. in folgenden Varianten betrieben werden:

- a – Detektorempfänger mit 2stufigem NF-Verstärker für Rundfunkempfang (erforderlich Schwingkreis L_n , C_n und Kopfhörer) oder über Bu1 2stufiger Mikrofonverstärker für niederohmige Mikrofone. Speisung kann wahlweise mit Gleich- oder Wechselspannung erfolgen,
- b – 2stufiger Gleichstromverstärker für Lichtschranken, Dämmerungsschalter u.ä. (erforderlich Fotoelement, Relais),
- c – Impedanzwandler für Anschluß hochohmiger Mikrofone (Kristallmikrofon) und 1stufiger NF-Verstärker,
- d – Multivibrator als Taktzeitegeber für Blinklichtgerät u.ä.,
- e – NF-Gleichrichter und Gleichstromverstärker in Tandemschaltung, verwendbar zum Auslösen von Schaltvorgängen (Relais) durch NF-Spannungen beliebiger Herkunft,
- f – getrennte Verwendung in einem Rundfunksuper als ZF-Verstärker in Basisschaltung (oben) und Split-Load-Phasenumkehrstufe für Gegentaktendstufen, eisenlose Endstufen u.ä. (unten)

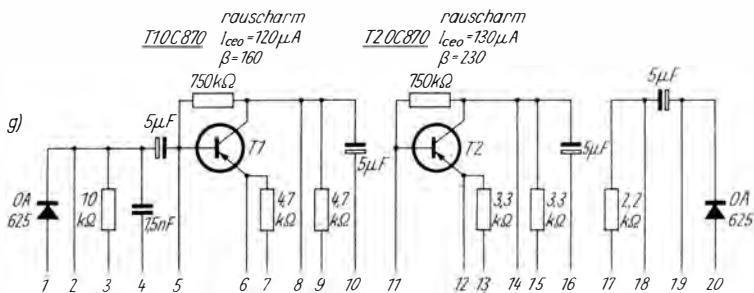


Bild 13.6 g – Schaltung und herausgeführte Anschlüsse 1 bis 20 eines elektronischen Funktionsblocks in Gießharztechnik. Der Funktionsblock war als Versuchsmuster für universelle Verwendbarkeit bestimmt

Leitungsführung nicht an eine Ebene gebunden ist. Einige mit der Pinzette eingelegte Isolierfolien verhüten Berührungskurzschlüsse während der Montage. Das Kunstharz gibt dem Ganzen später den notwendigen Halt. Falls für den Funktionsblock keine genau vorherbestimmte Verwendung beabsichtigt ist, sollten möglichst alle Anschluß- und Verbindungspunkte mit dünner Litze oder besser mit kurzen, steifen und blanken Drähten herausgeführt werden. Man kann dann durch wenige äußere Lötverbindungen nachträglich die verschiedensten Schaltungen herstellen. Für das Beispiel in Bild 13.6g zeigt Bild 13.6a bis f einige solcher Möglichkeiten. Durch Verbinden der entsprechenden Anschlüsse (s. Anschlußbezeichnung in beiden Bildern) kann man erhalten:

nach Bild 13.6a – 2stufigen NF-Verstärker mit HF-Detektor und Gleichrichterglied. Durch Anschluß eines äußeren Schwingkreises $L_A C_A$ und Kopfhörers ergibt sich ein einfaches Rundfunkempfangsgerät. Wird der Schwingkreis fortgelassen und ein Mikrofon angeschlossen, so entsteht ein 2stufiger Mikrofonverstärker. In dieser Anwendung ergab das Versuchsmuster, dessen Transistorendaten in Bild 13.6g genannt sind (die Transistoren wurden auf

geringes Rauschen ausgewählt), bei 3,5 μV Eingangsspannung 10 mV Ausgangsspannung. Das entspricht einer Verstärkung von 70 dB (1:3000). Die Speisung kann wahlweise mit Gleich- oder Wechselspannung ohne zusätzliche Bauteile erfolgen;

nach Bild 13.6b – 2stufigen Gleichstromverstärker. Zu verwenden beispielsweise mit Relais und Selenfotoelement als Lichtschrankenempfänger;

nach Bild 13.6c – Impedanzwandler + 1stufigen NF-Verstärker. Geeignet als Mikrofonverstärker für Kristallmikrofone und andere hochohmige Spannungsquellen; nach Bild 13.6d – astabilen Multivibrator. Geeignet als Taktgeber für Blinklicht- und Relaischaltungen. Ein Schalttransistor kann wie bei den in diesem Buch mehrfach gezeigten Blinkschaltungen (z. B. Bild 3.23) in Leitung 12 eingefügt werden. Die Blinkfrequenz läßt sich durch äußeres Parallelschalten weiterer Elektrolytkondensatoren (Punkt 8, 10 und 14, 16) weitgehend ändern und auch unsymmetrisch gestalten;

nach Bild 13.6e – Gleichrichter für NF-Spannungen und 2stufigen Gleichstromverstärker in Tandemschaltung. Rel zieht, wenn am Anschluß 2 eine NF-Spannung angelegt wird. Anwendung z. B. als akustischer

Schalter bzw. überall da, wo eine NF-Spannung einen Schaltvorgang auslösen soll. Auch für diese Schaltung finden sich – ebenso wie für die anderen – viele Parallelen in den vorangehenden Abschnitten dieses Buches;

nach Bild 13.6f – Verwendung innerhalb eines Transistorsupers. Oben: Baustufe mit T1 als ZF-Verstärker in Basisschaltung. Unabhängig davon unten: *Split-Load*-Stufe zur Phasenumkehr für die Ansteuerung eisenloser Gegentaktendstufen. Die bei 11 angelegte NF-Spannung ist bei 16 und 19 gegenphasig abnehmbar.

Diese Beispiele mögen zeigen, wie vielseitig sich auch ein vergossener Funktionsblock benutzen läßt, wenn man alle Anschlußpunkte herausführt. Beim Experimentieren muß man jedoch überlegt vorgehen – ein einziger überlasteter Widerstand macht den gesamten wertvollen Block zunichte! Ein nachträgliches Zerlegen, um wenigstens die übrigen Teile zu »retten«, ist kaum möglich.

Da der Amateur in der ihm zugänglichen Literatur zur Zeit noch wenige verwertbare Anleitungen für Gießharzarbeiten findet, sollen hier einige Hinweise gegeben werden, die auf den Erfahrungen des Verfassers beruhen und eine Vorstellung vom Wesen dieses Arbeitsverfahrens vermitteln können. Eine Zusammenfassung [45] ist inzwischen erschienen; für Interessenten an der Gießharztechnik sei außerdem auf [91] hingewiesen! Eine annähernd erschöpfende Behandlung dieser Probleme ist natürlich an dieser Stelle nicht möglich – der experimentierfreudige Amateur wird nach einigen Vorversuchen mit wertlosen Bauelementen bald die notwendige praktische Erfahrung gesammelt haben.

Das benutzte Gießharz *Polyester G Schkopau* wurde vom Kombinat VEB *Chemische Werke BUNA* hergestellt und ist im Lieferzustand eine gelblich-dickflüssige, klare,

bienenhonigähnliche klebrige Flüssigkeit. Über die Bezugsmöglichkeit des zugehörigen Härters Cyclohexanonperoxid 50% in Styrol und des Kobaltbeschleunigers informiert man sich zweckmäßig beim Gießharzhersteller. Alle Chemikalien sind brennbar und giftig. Daher nur bei geöffnetem Fenster und unbedingt mit Gummihandschuhen arbeiten, kein offenes Feuer in der Nähe! Der Härter ist eine weiße Paste, die stark ätzende Eigenschaften hat und daher nicht mit der Haut in Berührung kommen darf (Schutzbrille!). Das gleiche gilt für den Kobaltbeschleuniger. Alle Chemikalien sind unter sicherem Verschuß kühl und getrennt voneinander aufzubewahren. Besonders zu beachten ist, daß Härter und Beschleuniger bei direkter Berührung explosiv reagieren können. Der Beschleuniger reagiert mit Öl unter Selbstentzündung. Daher für beide Chemikalien getrennte Putzlappen verwenden, die völlig sauber sein müssen. (Keinesfalls ölgetränkte Textilien benutzen!) Als Unterlage dient eine Glasplatte. Eisen darf mit Härter und Beschleuniger nicht in Kontakt gebracht werden, solange diese Chemikalien unverdünnt sind (das fertig angesetzte Gießharz allerdings kann dann auch Eisenteile aufnehmen). Zum Anrühren verwendet man ein Glasgefäß, das anschließend – ebenso wie alle benutzten Lappen und Rührhilfen – vernichtet wird. Gut geeignet sind leere Senfgläser u.ä. Man rührt mit sauberen, trockenen Glasstäben oder Holzspänen an, wobei dem Harz zunächst die Härterpaste zugesetzt wird. Erst nach völliger Vermischung (das Harz wird so lange verrührt, bis die nach Zusatz des Härters entstandene Trübung gänzlich wieder verschwunden ist) darf der Beschleuniger zugefügt werden. Um diesen einzurühren, ist ein zweiter Holzspan erforderlich (Glasstäbe eignen sich auch), weil sonst die noch am Rührspan haftenden Reste un-

vermischten Härters zu unangenehmen Zwischenfällen führen können.

Für die in Bild 13.4 und Bild 13.5 gezeigte Baugruppe diene als Form ein Tablettenröhrchen; die Baugruppe selbst wurde »nach Maß geschneidert«. Um den Block nach Erstarren entfernen zu können, sollte die Form leicht konisch sein, andernfalls muß man sie unter Umständen zerschlagen. Das Gießharz haftet auf Glas und Metallen sehr fest. Um die Form besser ablösen zu können, ist daher ein Trennmittel erforderlich. Zu diesem Zweck wird die Form – vor Ansetzen des Harzes! – zunächst mit reinem Tetrachlorkohlenstoff ausgespült. Anschließend gibt man etwa 1 cm³ Tetrachlorkohlenstoff in die Form und löst darin so viel abgeschabtes Kerzenwachs, daß eine etwa 2- bis 3%ige Tetra-Wachslösung entsteht. Mit ihr wird die gesamte Form ausgeschwenkt oder gepinselt. Nach Verdunstung des Lösungsmittels bleibt auf der Formwand eine hauchdünne Wachs-trennschicht zurück. Das Harz löst sich von dieser dann mühelos ab.

Die fertig verdrahtete und gründlich geprüfte Baugruppe wird in die Form eingelegt. Jetzt erst ist das Harz anzusetzen. Das fertig angerührte Gießharz sieht zunächst unverändert aus. Nach fertiger Mischung bleibt das Harz – je nach Raumtemperatur – etwa 20 bis 40 min lang flüssig; in dieser Zeit erfolgt das Ausgießen der Form. Man gieße langsam, um Blaseneinschlüsse zu vermeiden. Je nach Verwendungszweck empfiehlt sich, eventuell einen Schraubenbolzen (M3 × 20) mit einzugießen, der – aus dem Gußblock herausragend – zur späteren Befestigung der Baugruppe in anderen Geräten (mittels Gegenmutter) dienen kann. Man behandelt in solchem Fall den herausragenden Schraubenteil vor Verguß ebenfalls mit Trennmittel, um später das Gewinde von versehentlich darauf gegossenem Harz säubern zu können (erst nach Erstar-

ren des Harzes!). Damit die Anschlüsse nicht verrutschen, legt man diese vor Ausgießen zweckmäßig mit Klammern am Formrand fest, oder man hängt die Baugruppe an ihren – in einem kleinen Stativ o. ä. gehaltenen – Anschlüssen in die Form ein.

Das Harz beginnt nach 20 bis 40 min sehr schnell zu gelieren, was man zweckmäßig durch probeweises Rühren eines im Anrichtegefäß verbliebenen Restes verfolgt. In dieser Zeit darf die Form nicht allzusehr erschüttelt werden. Etwa 20 min nachdem das Harz bei Umdrehen des Rührgefäßes keine Formänderung mehr zeigt, kann man den Gußblock vorsichtig aus der Form entfernen. Er hat dann noch eine gummiartig-zähe Beschaffenheit und härtet binnen 1 bis 2 Tagen bei Zimmertemperatur zu einer glasharten, bernsteinähnlichen Masse aus.

Das Aushärten hängt hinsichtlich Beginn und Schnelligkeit sehr von der Temperatur ab. Falls nach etwa 40 bis 60 min noch kein Gelieren einsetzt, kann man dies durch vorsichtiges Erwärmen der Form im Wasserbad bei höchstens 45 °C (Thermometer benutzen!) fördern. Oft genügt bereits die Handwärme dazu. Im Moment des Gelierens setzt eine exotherme Reaktion (Wärmeentwicklung) im Harz ein, die erst mit dem Erstarren aufhört. Das ist ein relativ kritischer Moment. Die entstehende Wärme kann die weitere Härtung – besonders bei großen Harzvolumen, da Harz ein schlechter Wärmeleiter ist! – sehr beschleunigen, womit auch die Wärmeentwicklung »lawinenartig« zunimmt. Da hierbei Temperaturen von 150 bis 200 °C möglich sind, kann dies zur Vernichtung der eingegossenen Bauteile (Halbleiter) führen. Man muß daher die Form von Gelierungsbeginn bis zum Aushärten kontrollieren (mit Hand umfassen) und sie bei merklich steigender Wärmeentwicklung *sofort* in einem bereit-

stehenden kalten Wasserbad kühlen. Erfolgt dies zu spät, dann ist die Wärmereaktion kaum noch rechtzeitig zu stoppen. Wertvolle Bauteile soll man daher erst vergießen, wenn man das Verhalten des Gemischs an einigen vorangegangenen Versuchsgüssen studiert hat. Falls im Anrichtegefaß größere Harzmengen zurückbleiben, ist das Gefäß ebenfalls zu beobachten, da es hier ebenfalls leicht zu starker Hitzeentwicklung kommen kann. Durch Breitgießen auf große Fläche läßt sich das bei dem überflüssigen Harzrest vermeiden (auf offener Zeitung, Unterlage Holzbrett, dünn breitgießen und später vergraben).

Außer von der Umgebungstemperatur – die während der ganzen Verarbeitung zwischen 15 und 25 °C liegen soll – hängt der Verlauf des Aushärtens sehr stark vom Mischungsverhältnis ab, vor allem vom Anteil des Beschleunigers. Bereits geringfügig erhöhte Beschleunigermenge bewirkt ein Gelieren binnen 10 min und eine so starke Wärmeentwicklung, daß eine ausreichende Kühlung von Gußvolumen über etwa 2 cm³ nicht mehr gelingt. Während des Gelierens einsetzende Rosafärbung (in Richtung des Farbtons des unverdünnt tiefvioletten Beschleunigers) zeigt kritische Hitzegrade an. Schlägt diese gar im Gußinnern in ein leuchtendes Hellblau um, so sind eingegossene Teile, soweit wärmeempfindlich, kaum noch zu retten. Man arbeite daher besser mit etwas geringerer Beschleunigermenge und führe das Gelieren notfalls durch Anwärmen herbei – aber auch dann bei einsetzender Härtung Temperaturentwicklung kontrollieren! Dereinwandfreie Guß zeigt nach Erstarren eine glasklare bis höchstens leicht gelbliche oder hellbraune Färbung. Rosa- oder Violett-färbung nach Erkalten weist auf zu hohen Beschleunigerzusatz hin. Die komplette Baugruppe wird vor Verguß gemessen (Transistordaten notieren), um nach Aus-

härten bei erneuter Messung Vergleichswerte zu haben. Höhere Temperaturen als 50 °C (Vergießen von Halbleiterbauelementen) bzw. 70 °C (bei anderen Bauelementen) dürfen während des Härtens im Harz nicht auftreten. Der sachgemäß durchgeführte Guß hat auf die Bauteile (Elektrolytkondensatoren, Halbleiter, Widerstände usw.) keinerlei schädliche Auswirkung. Das ausgehärtete Harz ist nach wenigen Tagen vollständig wasserfest. (Wenn die Zuführungen mit Blankdraht eingegossen werden, kann der Vergußblock ohne weiteres tagelang ins Wasser gelegt werden; Isolierkunststoffe an den Zuleitungen haften jedoch am Harz oft ungenügend und schrumpfen auch, wodurch die Zuleitungen nicht restlos dicht sind.) Das Material ist außerdem säure- und ölfest, auch lötlärmefest, nicht heiß verformbar, jedoch brennbar. Es läßt sich sehr gut bohren, sägen, feilen, drehen und kleben. Der in Bild 13.4 und Bild 13.5 dargestellte Vergußblock wurde (vor Anfertigung der Fotos) probeweise 12mal aus einer Höhe von 20 m auf Betonboden geworfen. Außer einigen nur mit Lupe erkennbaren äußeren Schrammen waren weder Beschädigungen noch Funktionsstörungen am Funktionsblock festzustellen. Die Zertrümmerung eines gleich großen Blocks mit minderwertigen Bauteilen gelang erst mit einem schweren Schmiedehammer auf dem Amboß!

Wegen der mit Amateurmitteln schwer beherrschbaren Wärmereaktion wird empfohlen, anfangs keine größeren Volumen als etwa 5 cm³ zu gießen. Der Ansatz muß sehr genau erfolgen. Zwecks besserer Dosierbarkeit geht man von 50 cm³ Gießharz *Polyester G Schkopau* aus. Die folgende Mischungsvorschrift gilt für dieses Harz und den einleitend benannten Härter und Beschleuniger. (Stand von 1968; es empfiehlt sich Rückfrage beim Hersteller, da gelegentliche Änderung der Verarbei-

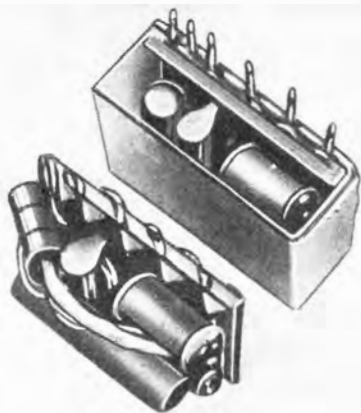


Bild 13.7
Baustein KUV1 in Originalform (vorn), dahinter
der gleiche Baustein in Elastikvergußmasse
(aus [45])

tungsvorschriften für derartige Chemikalien nicht auszuschließen ist.)

50 cm³ Gießharz werden mit 1 cm³ Härterpaste versetzt und bis zur völligen Klärung gut und blasenfrei gerührt. Danach Rührstab und Putzplatten wechseln! Dann erst werden unter ständigem sorgfältigem Rühren höchstens 20 Tropfen Beschleuniger zugesetzt (etwaige braune Schlieren im Harz verrühren!). Anschließend ist sofort mit dem Verguß zu beginnen. Handelt es sich um wenig wärmeempfindliche Teile oder erfolgt der Verguß nicht kompakt, sondern auf breiter Fläche (z.B. wasserdichte Abdichtung von Anschlußdurchführungen an Geräten) und ist dadurch gute Wärmeabführung gewährleistet, dann kann die Beschleunigermenge auf maximal 35 Tropfen (1,75 cm³ auf 50 cm³ Harz und 1 cm³ Härter) erhöht werden. In diesem Fall muß man schnell arbeiten und etwaigen Wärmestau in dem im Anrichtegefaß verbliebenen Harz durch rechtzeitiges Breitgießen verhindern. Die Zeit bis zum Härtebeginn ist abhängig von der Umgebungs-

temperatur. Bei weniger als 18 °C gelingt eine Härtung nach dieser Vorschrift nicht. Die benutzte Vergußform kann aus Glasgefäßen (Reagenzgläser), Holzformen, PVC oder einzelnen mit Glaserkitt zusammengesetzten Glasstreifen (s. Bild 13.7) bestehen. Bei Holzformen reichlich Trennmittel verwenden! Die Formoberfläche muß völlig glatt sein. Achtung! Bauteile aus Zelluloidfolie, Plexiglas oder Polystyrol (z.B. Haushaltswarenbehälter) können nur bedingt vergossen werden, da diese Substanzen vom flüssigen Harz aufgelöst werden. Über andere Harzarten, Kombinationen verschiedener Materialien usw. gibt [45] Auskunft.

13.5. Kontaktloser Uhrpendelantrieb

Elektrische Uhrenantriebe arbeiten fast immer mit einem mechanischen Steuerkontakt am Aufzugs- oder Schwingungsmechanismus. Dieser Kontakt ist wie jede mechanische Kontaktvorrichtung eine nicht zu unterschätzende mögliche Störungsquelle. Bild 13.8a und b zeigen eine Möglichkeit zum kontaktlosen Antrieb eines beliebigen Pendels. Das Pendel selbst trägt an seinem unteren Ende einen Dauermagneten geeigneter Form und Größe, z.B. einen kleinen Manipermstab- oder -zylindermagneten. Auch scheiben- oder plättchenförmige Ausführungen mit axialer Magnetisierung sind gut geeignet. Das Pendel enthält keinerlei weitere Antriebsorgane und ist, wie bei Uhren üblich, aufgehängt. Beim Versuchsmuster, dessen Ansicht Bild 13.9 und Bild 13.10 zeigen, bestand das Pendel aus einem einfachen Holzstab mit Holzklötzchen und einem zufällig vorhandenen, aus einem Fahrraddynamo stammenden Magneten. Aufgehängt war dieses Pendel mit einer als Drehachse dienenden Stecknadel zwischen 2 zu

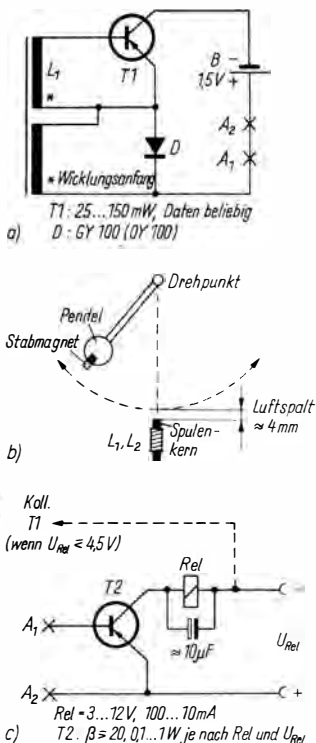


Bild 13.8

Schaltung des kontaktlosen Uhrpendelantriebs (a), Anordnung von Pendel und Treibspule beim Uhrpendelantrieb (b), Zusatzschaltung zu Bild 13.8a zur Abnahme von Taktimpulsen aus dem Uhrpendelantrieb (c)

Haken gebogenen Stecknadeln als Achslager.

Unter dem Pendel ist in einigen Millimetern Abstand eine Antriebsspule mit Stabkern angeordnet, wie Bild 13.8b zeigt. Für den Versuchsaufbau diente ein üblicher ZB-Telefonübertrager (»Sprechspule« aus Postausbaumaterial) mit unveränderter Wicklung, bei dem lediglich die äußere Kernhälfte entfernt wurde.

Bild 13.8a zeigt die Schaltung dieses Antriebs. T1 ist zunächst gesperrt (keine

Basisvorspannung). Sobald sich das einmal angestoßene Pendel mit seinem Magneten der Spule nähert, wird in L1 eine Spannung induziert, die T1 öffnet (Polung des Magneten in bezug auf den Wickelsinn von L1, L2 ausprobieren; Magnet ggf. um 180° drehen!). Über T1 kommt nun ein Stromfluß von der Batterie über L2 zustande. D liegt für diesen Strom in Sperrichtung. Infolge Rückkopplung von L2 auf L1 führt das zu sofortigem gänzlichem Öffnen von T1, womit an L2 die volle Batteriespannung anliegt. Die Spule wird damit ihrerseits zum Magneten und zieht das Pendel an, das auf diese Weise beschleunigt wird. Die magnetische Sättigung des Spulenkerns unterbricht

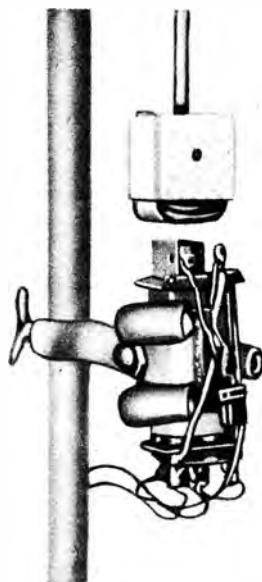


Bild 13.9.

Laborversuchsaufbau des kontaktlosen Uhrpendelantriebs nach Bild 13.8a und 13.8b. Als Spule – hier mit Stativklammer gehalten – wurde ein Fernsprechübertrager mit entfernter äußerer Kernhälfte benutzt. Das Pendel ist ein Holzwürfel mit unten angesetztem Permanentmagnetplättchen. Das Foto läßt den Abstand zwischen Magnet und Spulenkern erkennen

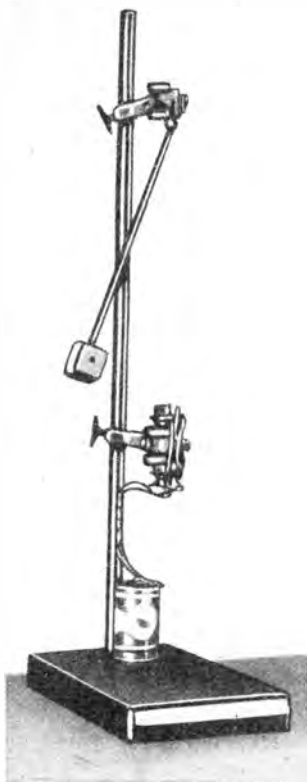


Bild 13.10

Das Pendel – dessen normale Ausschlagweite das Foto zeigt – ist im Drehpunkt mit einer Stecknadel als Achse versehen, die in 2 hakenförmig gebogenen Stecknadelaufhängungen ruht. Als Antrieb reicht die unten sichtbare Monozelle 1,5 V für etwa 1 Jahr Betriebszeit aus

schließlich den Rückkopplungsvorgang, T1 schließt wieder. Die dabei in L2 entstehende Gegenspannung wird durch D kurzgeschlossen. Dies ist Voraussetzung, um die Anordnung am selbständigen Weiter-schwingen (ähnlich einem Transverter) zu verhindern. Sobald T1 wieder gesperit ist, setzt erneut Induktion durch das sich weiter annähernde Pendel ein, und der Vorgang wiederholt sich. Das Pendel wird somit

durch eine Folge kurzer Stromimpulse durch L2 ständig angetrieben, bis es seinen geringsten Abstand zum Kern überschritten hat und sich wieder entfernt. Die dabei in L1 induzierte Spannung hat umgekehrte Polarität, so daß T1 nicht mehr öffnet, die Spule abgeschaltet bleibt und das Pendel frei durchschwingen kann. Bei seiner Rückkehr und Wiederannäherung an die Spule erfolgt erneut der beschriebene Beschleunigungsvorgang. Das Pendel wird dadurch ständig am Schwingen gehalten und erreicht – wenn der Abstand Spule zum Pendelmagneten optimal eingestellt ist – etwa die in Bild 13.10 erkennbare Schwingweite.

Ist die Länge des Pendels entsprechend genau bemessen, so läßt sich erreichen, daß der Vorbeigang des Pendels an der Spule in genau 1 s Zeitabstand erfolgt. Der Amateur erhält dadurch ein verhältnismäßig genau arbeitendes 1-s-»Zeitnormal« (Sekundentaktgeber), mit dem z. B. Nebenstellenuhren mit 1-s-Schrittwerk oder auch ein zur Sekundenzählung benutztes Zählwerk angetrieben werden können. Hierzu ist es erforderlich, dem Pendelantrieb einen geeigneten Steuerimpuls zu entnehmen. Dies geschieht mit Hilfe einer Zusatzschaltung nach Bild 13.8c, die mit den Anschlüssen A1, A2 an den entsprechenden Punkten der aufzutrennenden Leitung in Schaltung nach Bild 13.8a anzuschließen ist. Die jeweils beim Pendeldurchgang auftretenden Batteriestromimpulse öffnen dann zugleich T2, wodurch Rel zum Anziehen kommt. Dessen Parallelkondensator integriert die kurzen Einzelimpulse zu einem hinreichend konstanten Gesamtimpuls je Pendelschwingung, so daß Rel je Pendeldurchgang einmal anzieht. T2 wird je nach Rel, dessen Daten und vorgesehener bzw. mit Rel vorgegebener Batteriespannung U_{rel} bemessen. Ist $U_{rel} \leq 4,5V$, so kann diese Spannung gleichzeitig den Antrieb (Bild 13.8a) mit

speisen (punktierte Verbindung in Bild 13.8c), wobei Anschluß A2 entfällt. Es ist dadurch möglich, mit Rel beliebige weitere Geräte oder Nebenuhren zu steuern.

Für den Antrieb (Bild 13.8a) genügen je nach Spulendaten meist schon 1,5 V. L_1 und L_2 liegen in Serie, sie sind gleich und ihre Daten weitgehend unkritisch. Bei dem erwähnten Versuchsaufbau mit Fernsprechübertrager hatten L_1 und L_2 je etwa 120 Ω . Ebenfalls geeignet ist die Originalwicklung eines Transistorausgangsübertragers Typ K 21 oder K 31 (die beiden Hälften der Primärwicklung benutzt man für L_1 , L_2), wenn dessen äußere Kernhälfte entfernt oder besser noch an Stelle des Originalkerns ein Kern aus beliebigen Transformatorblechen in Form eines etwa 30 bis 40 mm langen Stabkerns benutzt wird. Im einfachsten Fall erhält man einen solchen Stabkern schon aus einem Bündel leicht oxydierter Eisendrähte (Blumenbindendraht!). Soll auch die Spule selbst gewickelt werden, so bekommen L_1 und L_2 je etwa 1200 Wdg. mit Draht 0,14-mm- bis 0,20-mm-CuL.

Der Transistor T1 ist in seinen Werten vollständig unkritisch, jedes beliebige Germanium-Exemplar also gleichermaßen geeignet. Dagegen muß Diode D in Durchlaßrichtung sehr niederohmig sein, damit L_2 ausreichend bedämpft wird, andernfalls kommt es zur Selbsterregung (erkennbar an ständiger Batteriestromaufnahme auch bei angehaltenem Pendel). Geeignet sind nur Germaniumflächendioden für 0,1 A oder 1 A (GY 100, GY 110 u. ä.).

Der einwandfrei arbeitende Pendelantrieb nimmt jeweils nur kurze Stromimpulse (je nach Spulendaten bei 1 bis 5 mA Mittelwert) auf. In den Antriebspausen und bei stillstehendem Pendel beträgt die Ruhestromaufnahme (entsprechend Ruhestrom des Transistors, der wegen des geringen Gleichstromwiderstands von L_1 weit unter dem Meßwert I_{ce0} liegt) nur wenig über 10 μ A.

Entsprechend gering ist der Batterieverbrauch. Das Versuchsmuster arbeitete mit der in Bild 13.10 sichtbaren üblichen 1,5-V-Monozelle mehr als 10 Monate im Dauerbetrieb.

Die Größe des Luftspalts zwischen Spule und Permanentmagnet hängt von dessen Stärke ab und wird durch Abstandsänderung der Spule nach Versuch eingestellt. Bei richtiger Einstellung bleibt das Pendel bei möglichst geringer Schwingweite nicht stehen, wird aber andererseits durch die Wechselwirkung Magnet/Spulenkern noch nicht störend abgebremst (frei ausschlagendes Pendel bei abgeschalteter Batterie daraufhin beobachten).

Übrigens kann man, wenn der Antrieb klein aufgebaut wird (L_1 , L_2 als Wicklung von Übertrager K 21 oder K 31 mit entsprechend geformtem Kern, für B eine Gnomzelle 1,5 V oder Kleinakkumulator bzw. Knopfzelle 1,2 bis 2,0 V), die Anordnung auch umkehren, indem der Antrieb im Pendel selbst untergebracht wird (runde Kunststoffdose als Gehäuse, gleichzeitig Pendelmasse) und man den Magneten darunter fest montiert. Das frei über den (auf einen Tisch gelegten) Magneten gehaltene (oder aufgehängte) Pendel bleibt dann in Schwingung, ohne daß für den Laien irgendein Antrieb zu erkennen ist (Anwendung z. B. in magischen Zirkeln oder von Berufsmaglern, für Dekorationszwecke u. ä.!).

13.6. Stimmtonmetronom für Musiker

Berufs- und Laienmusiker benötigen zum Stimmen der Instrumente den Normalstimmton a^1 (440 Hz). Dafür wird meist die übliche Stimmgabel benutzt, deren Handhabung etwas unbequem ist und die eine nur geringe Lautstärke ergibt. Vorteilhaft dürfte es sein, die Stimmgabel auf elektronischem Wege anzuregen, in ständiger Schwingung

zu halten und den Stimmtton über Lautsprecher wiederzugeben.

Ein weiteres vom Musiker benötigtes Gerät ist das Metronom (meist ein mechanisches Uhrwerk), das in einem einstellbaren Rhythmus markante Schlaggeräusche erzeugt, die für Übungszwecke zum Einhalten eines bestimmten Spielrhythmus dienen. An ein solches Metronom stellt der Musiker bestimmte klangliche Forderungen (es darf also nicht »irgendein« Taktgeräusch mit tickendem oder knackendem Klangcharakter sein). Deshalb und wegen der geforderten Genauigkeit und Einstellbarkeit über einen weiten Taktzeitbereich (Tempi-Bereich) sind mechanische Metronome verhältnismäßig kostspielig. Es liegt daher nahe, dieses Taktgeräusch elektronisch zu erzeugen und das Gerät mit einem Stimmtongebener zu vereinen, so daß man zu einem elektronischen Stimmttonmetronom kommt.

Bild 13.11 zeigt eine Schaltung dafür. Sie besteht aus den Funktionsgruppen des Stimmtongebers – der mit Stimmgabel als mechanischem Frequenznormal arbeitet –

und des Taktgebers, der bei Stimmtonerzeugung als eisenlose A-Endstufe mitbenutzt wird.

Für den Stimmtongebener sind ohne weiteres auch rein elektronische Lösungen mit einem auf 440 Hz abgestimmten LC-Tongenerator (Festfrequenzsinusgenerator, Näheres in [15] und [48]) denkbar. Die Stimmgabel hat demgegenüber den Vorzug, daß mit ihrer Verwendung alle Frequenzabgleichprobleme entfallen und spätere Verstimmung auch bei Anwendung des Geräts durch Laien nicht möglich ist. Eine Stimmgabel üblicher Art (erhältlich in Musikalienhandlungen) wird an ihrem Fußpunkt befestigt, was durch Einlöten der Fußspitze in einen Befestigungswinkel geschieht.

Beiderseits der Zinken angeordnet sind – zwecks Abgleichs in ihrem Abstand zu den Zinken justierbar – 2 elektromagnetische Wandler-systeme. Jedes Wandler-system besteht aus einem Permanentmagneten mit Spule L_1 bzw. L_2 . Gut geeignet dafür sind z. B. die Spulenmagnetsysteme aus Kopfhörern. Werden dafür die Systeme hochohmiger Funkkopfhörer (L_1, L_2 je 1

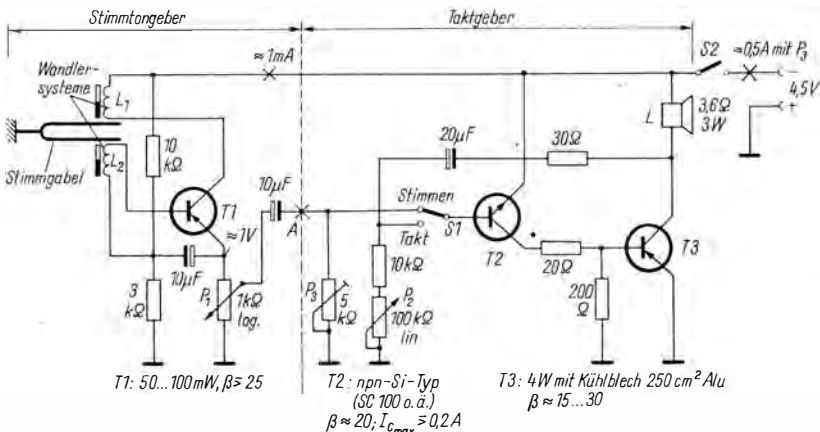


Bild 13.11 Schaltung des Stimmttonmetronoms. Das Gerät besteht aus den beiden Funktionsgruppen Stimmtongeber und Metronomtaktgeber, die auch getrennt aufgebaut werden können. T2 ist ein npn-Siliziumtransistor

bis $2\text{ k}\Omega$) benutzt, so können ihre Originalwicklungen unverändert beibehalten werden. Der ganze Aufbau hat dann weitgehend Ähnlichkeit mit dem des Kopfhörersystems, wobei lediglich die Gabelzinke an die Stelle der Membran des ehemaligen Hörers tritt. $L1$ und $L2$ werden bei der ersten Inbetriebnahme abstandsmäßig so eingestellt, daß der Generator gerade sicher anschwingt, ohne daß der Ton klirrend oder verzerrt klingt. Der Abstand Gabelzinke zu Wandler beträgt dann etwa 1 mm . Läßt sich kein Anschwingen erreichen, so polt man $L1$ oder $L2$ um.

Die schwingende Gabelzinke bewirkt eine Veränderung der Magnetfeldstärke in $L2$. Damit wird in $L2$ eine Spannung mit der Frequenz der Stimmgabel induziert. Über $T1$ verstärkt, gelangt sie zu dem an der anderen Zinke sitzenden Anregesystem $L1$, das auf dem Wege der mechanischen Rückkopplung über die Stimmgabel die Schwingung ständig aufrechterhält. An $P1$ kann man dann die Stimmtongfrequenz abnehmen. $P1$ dient als Lautstärkeregel für den vom Lautsprecher L wiedergegebenen Stimmtong. Der Stimmtonggeber läßt sich auch ohne Taktgeber als selbständiges Gerät aufbauen. Die bei A abnehmbare Stimmfrequenz führt man dann einem beliebigen NF-Verstärker zu (bei bühnentechnischen Anwendungen zu dem vorhandenen Saalverstärker).

In Stellung »Stimmen« von $S1$ arbeiten $T2$, $T3$ als eisenlose Endstufe in A -Betrieb, wobei der Rückkopplungsweig mit $P2$ und dem $20\text{-}\mu\text{F}$ -Elektrolytkondensator wirkungslos bleibt. $T2$ ist ein npn-Siliziumtransistor, was sich aus der Funktion der Taktgeberschaltung ergibt. Mit $P3$ wird einmalig der Arbeitspunkt der Endstufe eingestellt (auf etwa $0,5\text{ A}$ Batteriestromaufnahme für maximale Ausgangsleistung; falls geringere Ausgangsleistung genügt, stellt man auf etwa 80 bis 150 mA ein). Da

hierbei an $T3$ erhebliche Verlustleistung auftritt, muß $T3$ mit der angegebenen Kühlfläche versehen werden. Für Lautsprecher L eignet sich wegen der an ihm auftretenden Verlustleistung und vor allem im Hinblick auf die Taktgeberfunktion nur eine Ausführung in der üblichen Größe (150 bis 180 mm Durchmesser) mit den angegebenen Daten. Die Batterie muß wegen der hohen Stromaufnahme ($0,5\text{ A}$ Dauerstrom bei Stimmtong, etwa $1,2\text{ A}$ Spitzenstrom als kurzer Stromimpuls bei Taktgabe) eine kräftige Ausführung mit geringem Innenwiderstand (3 Monozellen je $1,5\text{ V}$ oder 2 Kleinakkumulatoren oder »Trockenakkumulatoren« *RZP 2* o. ä. je 2 V in Serie) sein. Da der Stimmtong stets nur kurzzeitig (einige Minuten) benötigt wird und bei Taktgabe nur ein kurzer Stromimpuls (weniger als 10 ms Dauer) je Takt entnommen wird, ergibt sich eine völlig ausreichende Betriebszeit je Batteriesatz.

Zur Taktgabe wird $S1$ auf »Takt« geschaltet. Damit sind Stimmtong und die über $P3$ erreichte Basisvorspannung abgeschaltet und der Rückkopplungsweig angeschaltet. Die Schaltung stellt jetzt einen astabilen Komplementärmultivibrator dar, wie er in [46] näher beschrieben ist. Über einen Komplementärmultivibrator ähnlicher Art enthält auch Abschnitt 3.7.4.1., 3.7.4.2. Näheres. Die Komplementärtechnik ermöglicht das – mit üblichen Multivibratoren nur schwer und mit größerem Aufwand an Bauelementen und Batteriestromverbrauch erreichbare – extrem große Tastverhältnis, das außerdem entsprechend den vorkommenden musikalischen Tempi im Verhältnis $1:10$ regelbar sein muß. Dabei hat die Einschaltimpulsdauer annähernd gleichzubleiben und auch bei langsamem Tempo geringer als 10 ms zu sein; Forderungen, die sich mit dem Komplementärmultivibrator leicht verwirklichen lassen.

In der Taktpause sind $T2$ und $T3$ gesperrt

(T1 kann durch einen zweiten Kontakt an S1 zwecks weiterer Batteriestromeinsparung betriebsspannungsseitig abgeschaltet werden). Mit Ablauf der Taktpause öffnen T2 und T3 zugleich und schlagartig, wobei der Elektrolytkondensator über T3 entladen wird. T3 legt dabei L an die Betriebsspannung. Nach Entladung des Elektrolytkondensators schließen T2 und T3 wieder, wobei L schlagartig abschaltet und seine Membran mit ihrer Eigenresonanzfrequenz frei ausschwingt. Das bestimmt den Klangcharakter des Metronoms, der deshalb weitgehend von den Eigenschaften von L abhängt. Kleinlautsprecher sollte man daher aus diesem und aus Belastungsgründen nicht verwenden. Der Einschaltimpuls für L muß extrem kurz sein, weil die Lautsprechermembran nur kurz angestoßen werden soll; ein zu langer Einschaltimpuls würde als störender Doppelschlag hörbar. Trotz der im Einschaltmoment hohen Stromaufnahme von etwa 1,2 A ergibt sich daher über die Gesamtzeit ein relativ geringer Batterieverbrauch, so daß je nach eingestelltem Tempo und Batteriegröße noch eine voll zureichende Betriebszeit von mehr als 10 Stunden gewährleistet ist.

Nach Abschalten von L durch T3 wird der Elektrolytkondensator über L und P2 allmählich aufgeladen. Gegen Ende seiner Aufladung erhält T2 über P2 Basisstrom, womit der nächste Einschaltvorgang beginnt. Die Taktfrequenz wird grob durch den Elektrolytkondensator festgelegt und innerhalb des musikalisch interessierenden Bereichs mit P2 eingestellt. P2 kann ebenso wie das Pendel eines mechanischen Metronoms (und durch Vergleich mit diesem) unmittelbar in musikalischen Tempi geeicht werden. Eine Stabilisierung gegen Batteriealterungen oder Temperaturänderungen ist bei T1 überhaupt entbehrlich, bei T2 und T3 (Taktgeber) deshalb unnötig, weil der

Taktgeber bei zu weit entladener Batterie völlig aussetzt, noch ehe die an P2 vorgenommene Eichung sich verändert. L wird in ein Lautsprechergehäuse üblicher Größe eingebaut, dessen freies Volumen dann bequem zur Unterbringung der gesamten Schaltung und der Batterie ausreicht. Von außen zugänglich sind nur P1 (Stimmtonlautstärke ausreichend auch für Orchesterstimmzwecke), P2 sowie S1 und S2.

13.7. **Gammastrahlen-Zählrohrindikator**

In der Industrie werden in zunehmendem Maße radioaktive Präparate (α -, β -, γ -Strahler) für Zwecke der Meß-, Steuer- und Regeltechnik eingesetzt. Deshalb und auch im Hinblick auf die schulische und die militärtechnische Ausbildung werden Nachweisgeräte für radioaktive Strahlung zunehmend auch für den Amateur bedeutsam. Ein näheres Eingehen auf die umfangreiche Problematik der Kernstrahlungsmessung ist an dieser Stelle nicht möglich. Ausführliche Angaben dazu sind zu finden in [51]. Zum Nachweis der radioaktiven Strahlung werden im allgemeinen sogenannte *Geiger-Müller-Zählrohre* benutzt. Sie bestehen aus einem mit speziellem Gasgemisch unter niedrigem Druck gefüllten Entladungsgefäß, in dem ein dünner Draht als Anode ausgespannt und von einem als Katode wirkenden Metallzylinder umgeben ist. Die Betriebsspannung wird so gewählt, daß eine selbständige Zündung (s. Abschn. 2.1.1. Grundlagen der Gasentladung) nicht zustande kommt; sie liegt gewöhnlich bei etwa 500 V (in einigen Fällen bis 1500 V). Jedes radioaktive Teilchen, das das Zählrohr und das gesamte Zählgerät fast ungeschwächt passiert trifft im Zählrohr auf ein oder mehrere Atome des Füllgases auf und be-

Für Funktionskontrollen des Indikators genügt bereits die Strahlung der radioaktiven Leuchtfarbe auf dem Zifferblatt einer Armbanduhr. Erheblich kräftiger strahlen die Leuchtbeschriftungen z.B. älterer Flugzeuginstrumente sowie die (ebenso wie Leuchtfarben völlig harmlosen) radioaktiven Präparate für Schulunterrichtszwecke. Auch die Strahlung einer der im Schulphysikunterricht benutzten Demonstrationsröntgenröhren ist deutlich nach-

Bild 13.12 zeigt die Schaltung eines Zählrohrindikators. Für das Zählrohr-ZR wurde ein sowjetischer Typ *CTC-1* benutzt. Entsprechende Typen werden in der DDR vom VEB *Meßelektronik* Dresden (vormals VEB *Vakutronik* Dresden) hergestellt. Geeignet für diese Schaltung sind alle selbstlöschenden Halogenzählrohre mit einer Plateauspannung um 400 bis 500 V. Diese Spannung wird mit einem als Sperrwandler arbeitenden Transverter erzeugt (siehe Abschn. 9.1.). Zur Einsparung von Wickelraum wurde *L3* des Transverters mit *L1* in Serie gelegt, so daß die primärseitige Rückschlagspannung mit ausgenutzt werden kann. Die Gleichrichtung der erzeugten Hochspannung (Zählrohrspannung) erfolgt mit einer Siliziumdiode *D*, die für mindestens 550 V Sperrspannung bemessen sein muß. Geeignet sind u. a. die – strommäßig weit überdimensionierten, aber relativ leicht zu beschaffenden – Siliziumgleichrichter für Netzteile in Fernsehempfängern (z. B. *SY 205*...*SY 207*; auch *OA 905* u. ä.). Andere Gleichrichter mit Ausnahme von Siliziumbauelementen sind nicht brauchbar, da für *D* sehr hoher Sperrwiderstand zu fordern ist.

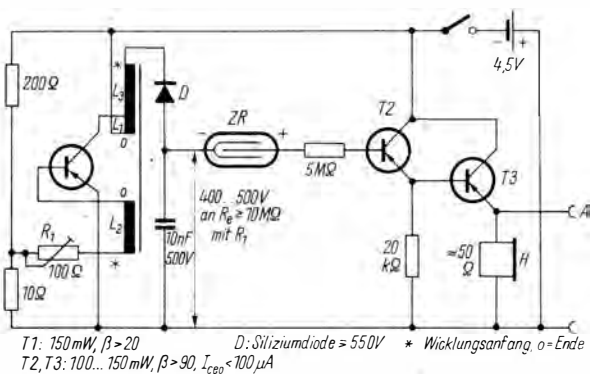


Bild 13.12
Geiger-Müller-Strahlungsindikator, ein Nachweisgerät für radioaktive Strahlung

Da das Zählrohr keine ständige konstante Belastung für den Transverter darstellt, fehlt (nach dem unter 9.1. Gesagten) scheinbar der Schutz gegen ein Hochlaufen der Ausgangsspannung. Er wird im vorliegenden Fall erreicht durch entsprechende Einstellung des Transverterarbeitspunkts mit R_1 . Da jeder Transverter gewisse Verluste hat, die mit steigender Ausgangsspannung wachsen; ist es bei korrekter Einstellung von R_1 möglich, daß die Ausgangsspannung am 10-nF-Ladekondensator gerade den Sollwert von etwa 400 bis 500 V (je nach Zählrohrtyp) erreicht und weiteres Ansteigen durch den sich dabei einstellenden Gleichgewichtszustand von Transverterleistung und Gesamtverlusten verhindert wird. Mit R_1 regelt man die für das Zählrohr richtige Arbeitsspannung ein. Da sie stark von der Belastung abhängt (was für das Zählrohr einen zusätzlichen Schutz darstellt und für die beim Amateur vorkommenden geringen Strahlungsintensitäten belanglos ist), muß sie mit sehr hochohmigem Instrument (Röhrenvoltmeter; auch MOSFET-Voltmeter – Abschn. 12.12. o. ä.) gemessen werden, dessen Innenwiderstand sogar möglichst über 20 M Ω liegen sollte.

Der Transverterübertrager war beim Mustergerät gewickelt auf einem Manifer-Schalenkern, 26 mm $\times$ 16 mm, Manifer 163, A_L -Wert 425 (Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf) mit den Daten: $L_1 = 60$ Wdg., 0,12-mm-CuL, $L_2 = 25$ Wdg., 0,12-mm-CuL, $L_3 = 1500$ Wdg., 0,08-mm-CuL. Beim Mustergerät ergab sich damit eine Schwingfrequenz bei 20 kHz, was den Vorteil hat, daß ein störendes »Summen« des Transverters nicht auftreten kann.

Der je Strahlungsteilchen auftretende Zählrohrimpuls beträgt einige Volt, Spannungsverstärkung ist daher nicht notwendig. T2 und T3 arbeiten lediglich als Impedanzwandler, damit der notwendige, sehr

hochohmige Zählrohrabschluß erreicht wird. Im Ausgang liegt eine Hörkapsel H (ein kleiner Ohrhörer oder ein gewöhnlicher Kopfhörer). Im Mustergerät wurde eine übliche als »Lautsprecher« im Gehäuse des Zählrohrindikators mit eingebaute Fernsprechkörpersel benutzt. Jeder Impuls wird bei H als Knackgeräusch hörbar und bedeutet den Durchgang eines Strahlungsteilchens durch ZR. Bei A kann man die Impulse für ein Impulzzählgerät abnehmen. Als Impulzzähler eignen sich nur elektronische Geräte mit hoher Zählgeschwindigkeit (Abschn. 12.8.2.), keine mechanischen Zählwerke, da die Strahlungsteilchen statistisch verteilt auftreten und daher auch bei sehr geringer Impulszahl mehrere Teilchen bzw. Impulse sehr kurz hintereinander auftreten können.

Das Zählrohr spricht bereits auf die von der kosmischen Strahlung hervorgerufenen, überall auf der Erde vorhandenen Teilchen an. Auch ohne besondere Strahlungsquelle werden daher in unregelmäßigen Abständen Impulse hörbar. Diese als *Nulleffekt* bezeichnete, von vornherein vorhandene Impulsanzahl liegt bei den hier benutzten Zählrohren um 20 bis 30 Imp/min. Beim Annähern eines radioaktiven Leuchtzifferblatts beobachtet man eine deutliche Steigerung der Impulszahl je Minute. Mit weiter zunehmender Strahlungsintensität geht das unregelmäßige Knacken oberhalb einiger 100 Imp/min zunehmend in ein Prasseln, bei noch höherer Impulszahl (bis etwa 100 000 Imp/min) in ein scharfes Zischen über. Noch höhere Strahlungsintensität, die dann bereits gefährliche (beim Amateur nicht auftretende) Werte erreicht, ergibt ein mit steigender Intensität zunehmend leiser werdendes Rauschen. Röntgenstrahlung medizinischer Geräte ergibt meist wegen der aus dem Wechselstromnetz erfolgenden Speisung der Röntgenröhre und der dadurch mit 50 oder 100 Hz »modu-

tiert Übertrager K 31 die richtigen Anpassungsverhältnisse von H, Mi und Leitung untereinander. Die der Leitung parallel liegende Basis-Kollektor-Strecke von T stört weder beim Sprechen noch bei ankommenden Rufen.

Der Vorteil dieser Schaltung gegenüber den bekannten Haustelefonschaltungen liegt außer in der 2adrigen Leitung vor allem darin, daß nur geringer Bauelementeaufwand erforderlich ist und die Bedienung mit nur 2 Tasten (bei Handapparaten mit Sprechaste mit nur einer zusätzlichen Taste) erfolgt. Eine vollständige Sprechstelle kann – mit Ausnahme des H und Mi sowie STa enthaltenden Handapparats – so klein aufgebaut werden, daß sie bequem im Lampenspiegelraum eines Taschenlampengehäuses Platz findet. Die Originalbatteriehalterung wird beibehalten, und der vorhandene Taschenlampenschalter kann eventuell gleich für RTa benutzt werden. Bei geschickter Platzaufteilung ist sogar gleichzeitig Weiterverwendung dieses »Telefons« als Taschenlampe möglich. In dieser Aufbauform, die bei den Mustergeräten gewählt wurde, eignet sich die Anlage im Gelände vorzüglich als eine Art »Feldtelefon«.

13.9. Der »elektronische Babywächter«

Daß eine elektronische Überwachung des im Schlaf- oder Kinderzimmer untergebrachten Kleinstkinds mehr bedeutet als bloße Spielerei, bedarf keiner näheren Begründung. Üblich dafür ist eine kleine Abhörvorrichtung, die über eine Leitung jederzeit die akustische Kontrolle des Säuglings gestattet. Wer einige Zeit mit einer solchen Anlage gearbeitet hat, wird jedoch bald bemerken, daß eine einfache Abhöranlage für diesen Zweck recht un-

vollkommen ist. Abgesehen vom Aufwand, der bei den für diesen Zweck häufig benutzten Wechselsprech- und ähnlichen NF-Sprechanlagen oft unnötig hoch liegt, können diese Anlagen vielfach auch mit Rücksicht auf den Stromverbrauch nur bei Bedarf kontrollweise eingeschaltet werden. Eine Kontrolle der Babywindel läßt sich auf diese Weise auch kaum ermöglichen, so daß die Mutter erst dann aufmerksam wird, wenn das Kind bereits unruhig ist. Von einer zweckentsprechenden Anlage sollte man daher folgendes fordern: sowohl akustische Kontrollmöglichkeit des Geschehens im Kinderzimmer als auch Kontrolle des Feuchtezustands der Windel. Ferner soll die Anlage ständig in Betrieb sein und eine feucht gewordene Windel sofort melden. Länger anhaltendes Geräusch oder Schreien des Kindes muß ebenfalls automatisch gemeldet werden, jedoch darf die Anlage nicht auf leise Fremdgeräusche und auch nicht auf kurze Geräusche reagieren, damit die Mutter nicht z.B. bei einem kurzen Husten des Kindes unnötig alarmiert wird. Schließlich soll die Kontrolle lautlos – also ohne ständige mehr oder weniger störende Geräuschübertragung – arbeiten, andererseits bei gegebenem Anlaß mit lautem Klingelzeichen auch die schlafende Mutter wecken können. Entsprechend dem Verwendungszweck ist ein möglichst einfacher, materialsparender Aufbau anzustreben, wobei ohne weiteres Zugeständnisse an die akustische Übertragungsqualität gemacht werden können (es kommt ja nicht auf gute Akustik an, sondern lediglich auf die Möglichkeit, überhaupt zu hören, was sich im Kinderzimmer tut).

Eine Schaltung, die diese Forderung erfüllt, zeigt Bild 13.14. Zum Kinderzimmer führt eine 3adrige Leitung, die bei wohnüblichen Entfernungen mit normalem kunststoffisoliertem Klingeldraht verlegt

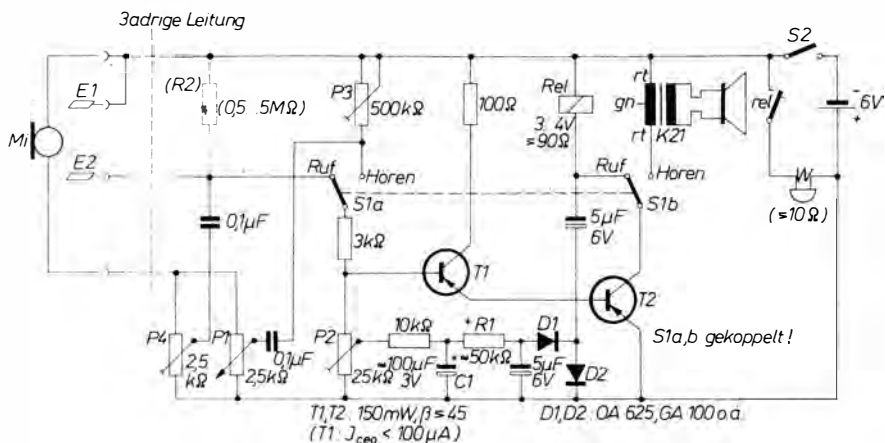


Bild 13.14 Der »elektronische Babywächter«. E1, E2 sind die Elektroden der Kontrollwindel. Mi ist ein Kohlemikrofon

werden kann. Im Kinderzimmer sind in der Nähe des Kindes ein Mikrofon Mi und ein Steckanschluß für die Kontrollwindel mit den eingelegten Elektroden E1 und E2 installiert.

Als Mikrofon wird ein normales Kohlefernsprechmikrofon benutzt. Es genügt für diesen Zweck vollständig, ist sehr billig und hat den Vorteil, eine vergleichsweise sehr große NF-Spannung abzugeben. Die eigentliche Kontrollautomatik kommt dadurch mit nur 2 Transistoren aus.

Als Kontrollwindel kann ein übliches Einlegetuch benutzt werden, in das mit der Nadel in geringem Abstand voneinander (5 bis 8 mm) eine Anzahl blanker Kupferdrahtlitzen eingezogen werden. Sie werden am Tuchrand wechselseitig mit den zu E1 und E2 führenden dünnen Anschlußlitzen verbunden, so daß im Tuch stets 2 verschiedene Pole benachbart sind. Zweckmäßig fertigt man sich von dieser Kontrollwindel einige Exemplare als Reserve an. Die Windel ist jeweils mit einzulegen, so daß sie mit feucht wird. Die Feuchtigkeit stellt zwischen E1 und E2

eine leitende Verbindung her – selbstverständlich sind die auftretenden Spannungen und Ströme völlig harmlos, sie werden vom Kind gar nicht bemerkt. Der Anschluß der Kontrollwindel an die Leitung erfolgt am Fußende des Bettes zweckmäßig mit Bananenstecker.

Die Schaltungsfunktion ist folgende: Hauptschalter S2 ist im Normalfall eingeschaltet, Umschalter S1a, b in Stellung »Ruf«. Transistor T1 hat (bei trockener Kontrollwindel) demzufolge keine Basisvorspannung (R2 sei zunächst nicht vorhanden). Es fließt somit nur ein sehr geringer Kollektorreststrom, und auch T2 wird daher bis nahe seinem Kollektorreststrom herabgeregelt. Relais Rel ist abgefallen, und das Gerät nimmt einen minimalen Reststrom auf (im allgemeinen noch unter 1 mA). Sobald die Kontrollwindel feucht wird, besteht zwischen E1, E2 leitende Verbindung. Obwohl diese hochohmig sein kann, fließt in jedem Fall genügend Basisstrom für T1, um diesen – und mit seinem Emitterstrom T2 – so weit aufzuregulieren, daß Rel zieht. Kontakt rel schließt, und der Wecker

ertönt. Um sich zu vergewissern, was die Ursache des Signals ist, kann man S1a, b in Stellung »Hören« bringen. Dabei wird die Basiszuleitung von T1 von der Kontrollwindel ab- und auf einen festeingestellten Basisstromvorwiderstand P3 umgeschaltet. Hier liegt gleichzeitig das vom Mikrofon Mi über P1 ankommende NF-Signal an. P1 dient in Stellung »Hören« von S1 zum Einstellen der Abhörlautstärke und stellt neben S1 und S2 das einzige Bedienungsorgan dar. P1 ist gleichzeitig (zusammen mit P4) der Arbeitswiderstand des Mikrofons, das – wenn eine übliche hochohmige ZB-Sprechkapsel benutzt wird – ebenfalls nur sehr wenig Mikrofonstrom zieht. Mit S1b wurde gleichzeitig Kollektor T2 auf den Lautsprecherübertrager umgeschaltet (geeignet dafür ist jeder Transistorausgangskleinübertrager mit dazu passendem einfachem Kleinlautsprecher, z.B. die *Sternchen*-Teile). Die von Mi über P1 und S1a ankommende NF-Spannung wird über T1 und T2 verstärkt, so daß man abhören kann, ob das Kind schreit. Ist das nicht der Fall und trotzdem Alarm in Stellung »Ruf« vorhanden, so muß die Windel feucht sein. Nach Windelwechsel wird S1 in Stellung »Ruf« zurückgeschaltet.

Beginnt das Kind zu schreien, so gelangt die NF-Spannung diesmal über P4 und S1a (Stellung »Ruf«) auf T1 und wird zunächst in dessen Reststrombereich geringer verstärkt, ergibt aber trotzdem eine ausreichende Ansteuerung für T2. Dabei ist die Wicklung von Rel der Kollektorarbeitswiderstand. An ihr wird über $5\mu\text{F}$ die verstärkte NF-Spannung abgenommen und in einer Spannungsverdopplerschaltung (D1, D2) gleichgerichtet. Die auf diese Weise erhaltene Gleichspannung bewirkt über das Verzögerungsglied R1, C1 einen allmählichen negativen Spannungsanstieg an C1, der über P2 als Vorspannung für T2 wirksam wird und dessen Kollektorstrom

steigen läßt. Dadurch erhöht sich die Gesamtverstärkung allmählich, mit ihr die Spannung an C1 – bis nach einigen Sekunden beide Transistoren so weit heraufgeregelt sind, daß Rel anzieht und den Weckerruf auslöst. Durch Umschalten in Stellung »Hören« kann man sich nunmehr in der beschriebenen Weise vom Geschehen im Kinderzimmer überzeugen. Kurze Geräusche lösen keinen Alarm aus, weil in dieser Zeit C1 nicht ausreichend weit aufgeladen wird, um T1 und T2 bis zum Ansprechen des Relais aufzuregeln. Nach Fortfall des kurzen Geräusches entlädt sich C1 über P2 allmählich wieder. Eine Signalgabe erfolgt daher nur, wenn das Kind in kurzen Abständen oder für längere Zeit schreit. Bei welcher Mindestlautstärke (Ansprechempfindlichkeit) die Anlage reagiert, muß einmalig je nach örtlichen Verhältnissen mit P4 eingestellt werden. Da die Abhörlautstärke über P1 geregelt wird, ist die Ansprechempfindlichkeit unabhängig von der zufälligen Stellung von P1.

Die Verzögerungszeit, nach der die Signalgabe erfolgt, wird durch geeignete Wahl von C1 und R1 entsprechend den persönlichen Anforderungen bemessen. Bild 13.14 gibt dafür Richtwerte an. Da R1 gleichzeitig die Ansprechempfindlichkeit verändert, wird man vorzugsweise C1 ändern. Außerdem werden P4 und P2 erst dann eingestellt, wenn für R1 der endgültige Wert gewählt wurde. Mit P2 stellt man zunächst die Ansprechempfindlichkeit grob ein – dieser Regler beeinflußt außerdem die Speicherzeit, d.h. die Zeit, für die C1 nach Aufladung seine Spannung noch so weit behält, daß ein weiteres kurzes Geräusch zur Signalauslösung führt. Da diese Werte weitgehend den persönlichen Wünschen unterworfen sind, wird man P2 und zuletzt P4 so einstellen, daß sich insgesamt das gewünschte Verhalten der

Automatik ergibt. Die Einstellung von P4 wird sich auch nach vorhandenen Umgebungsgeräuschen richten, so daß z.B. Straßengeräusche auch bei längerer Einwirkung keine Auslösung ergeben, das – lautere – vom Kind verursachte Geräusch jedoch zur Auslösung führt. P3 wird so eingestellt, daß sich in Stellung »Hören« von S1 zwischen Kollektor und Emitter von T2 etwa 3 V einstellen. Abschließend wird der Kollektorstrom von T2 in Stellung »Ruf« bei trockener Kontrollwindel gemessen. Er soll bei etwa 0,5 mA oder wenig mehr liegen. Liegt er unter diesem Wert, so kann man durch Einfügen von R2 (Wert nach Versuch) den erforderlichen Kollektorstrom von etwa 0,5 mA erreichen.

Als Relais eignet sich ein Kleinrelais mit den angegebenen Daten, beispielsweise der Typ *GBR0335-3* vom VEB *Relais-technik* Großbreitenbach/Ilmenau (vormals VEB *Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik* Großbreitenbach). Für die Speisung des Geräts empfehlen sich 4 Monozellen in Serie oder auch 3 Kleinakkumulatoren (»Trockenakkumulator« Typ *RZP 2*) je 2 V in Serie. Bei nicht zu häufigem Alarm kann mit einem Satz von 4 Monozellen eine ununterbrochene Betriebszeit von nahezu 3 Monaten erreicht werden. Netzspeisung entfällt aus Sicherheitsgründen, böte auch angesichts des sparsamen Batterieverbrauchs keine Vorteile.

13.10. Stromflußkontrolle in Netzstromkreisen

Wenn die Aufgabe besteht, den Einschaltzustand am Netz angeschlossener Geräte zu kontrollieren – etwa Schalterleitungen, Steckdosenzuleitungen außerhalb geschlossener Räume, oder zentrale Kontrolle an einer Zähler- und Verteilertafel, ob alle Stromverbraucher ausgeschaltet sind

usw. –, dann sagt eine Spannungskontrolle nichts aus. Üblicherweise werden dann Amperemeter benutzt, die jedoch einerseits einen oft unnötigen Aufwand darstellen und andererseits die Anzeige kleiner Ströme meist nicht mehr ermöglichen oder aber bei stärkerer Stromentnahme überlastet sind. Hier ist mit der an Halbleitern in Durchlaßrichtung abfallenden Spannung eine einfache und betriebssichere Lösung möglich. Bild 13.15 zeigt die Schaltung. R, symbolisiert den zu kontrollierenden Verbraucher. Die Schaltung besteht aus antiparallel in den Stromkreis Ipolig eingefügten Dioden ausreichender Belastbarkeit, denen eine Kleinglühlampe parallelgeschaltet ist. Da die kleinste handelsübliche Lampen-Nennspannung 1,5 bzw. 1,8 V beträgt, müssen jeweils 2 Dioden in Serie geschaltet werden, an denen dann – nahezu unabhängig vom Verbraucherstrom durch R_v – die Lampenbetriebsspannung abfällt. Voraussetzung ist, daß der Verbraucherstrom mindestens etwa den Lampenbrennstrom erreicht; der Lampenstrom gibt daher die untere Anzeigegrenze an (0,1 bis 0,2 A). Nach höheren Strömen steigt die Lampenspannung nur noch wenig, die obere Grenze ist durch die Diodenbelastbarkeit gegeben. Es kommen für Verbraucher bis etwa 450 bis 500 W (2 A) Dioden des Typs *SY 200* o. ä. 1-A-Si-Dioden in Betracht, für stärkere Verbraucherströme (bis etwa 20 A) wären Dioden *SY 160* zu wählen. Damit läßt sich ein Stromfluß im Bereich zwischen 0,1 bis 0,2 A und rund 20 A erkennbar machen.

Eine räumlich etwas mehr Platz beanspruchende, aber erheblich ökonomischere Lösung ergibt sich, wenn statt Siliziumdioden Selengleichrichter benutzt werden. Dafür sind sehr gut Selenbrückengleichrichter (*Graetz-Gleichrichter*) für 20 V Nennspannung (2 Selenplatten je Gleichrichterstrecke, insgesamt 8 Platten) und einem Nennstrom – auf die einzelne Platte

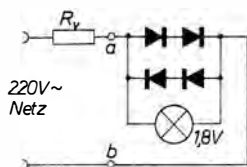


Bild 13.15

Zur Stromflußkontrolle in Netzstromkreisen wird der Durchlaßspannungsabfall an Siliziumdioden ausgenutzt

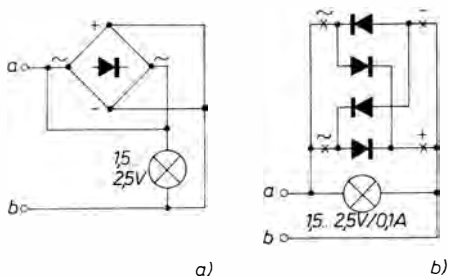


Bild 13.16

Schaltung der Stromflußkontrolle bei Verwendung eines handelsüblichen Selen-Graetz-Gleichrichters

bezogen – entsprechend einem Viertel des maximal zu erwartenden Verbraucherstroms geeignet. Bild 13.16a zeigt die Anschlußweise eines *Graetz*-Selengleichrichters für diesen Fall. Sie wirkt auf den ersten Blick etwas ungewohnt. Praktisch kommt dadurch die Schaltung nach Bild 13.16b zustande. In dieser Skizze wurden 2 in Serie liegende Selenplatten (notwendig, um den für die Lampe erforderlichen Spannungsabfall von etwa 1,5 V zu erhalten) jeweils als eine Diode dargestellt. Wie erkennbar, liegen jetzt für jede Halbwelle des Wechselstroms 2 Diodenstrecken parallel, was zunächst den doppelten Nennstrom als Dauerstrom erlaubt. Da jeder Zweig nur in einer Halbwelle durchflossen wird, ist die vierfache Stromstärke des je Platte zulässigen Nennwerts möglich.

Versuche zeigten, daß sich mit einem solchen Selen-*Graetz*-Gleichrichter, bestehend aus 8 Platten der Größe 75 mm × 75 mm und einer Lampe 1,8 V/0,2 A, eine Stromkontrolle im Bereich 0,15 A (erkennbares Aufleuchten der Lampe) bis über 10 A – normale Lampenhelligkeit ab etwa 1 A – erreichen ließ und dabei auch im Dauerbetrieb keinerlei Kühlung erforderlich wurde. Ein Ausfall der Lampe hat im übrigen keinerlei Auswirkung auf den Verbraucherstromkreis. Das gleiche Prinzip liegt im übrigen auch dem unter 12.13. beschriebenen Strommesser zugrunde. Die in Bild 13.16 gezeigte Lösung erwies sich als außerordentlich robust und billig.

13.11. Optische Koppler für potentialfreie Signalübergabe

Bei der Kopplung verschiedener Gerätesysteme oder anderen schaltungstechnischen Aufgaben ist es oft notwendig, ein Signal ohne galvanische Verbindung von einem Schaltungskomplex zu einem anderen zu übertragen, beispielsweise um mit Schwachstromanlagen, Transistorschaltungen usw. netzbetriebene oder auf Hochspannungspotential liegende Schaltungskomplexe zu steuern. Dem Amateur werden solche Probleme beispielsweise im Zusammenhang transistorgesteuerter Thyristorschaltungen begegnen. Eine mit vertretbarem Aufwand auch vom Amateur realisierbare Lösung ist dann die optische Kopplung, die es in vielen Fällen ermöglicht, Signale auf Schaltungsteile zu übertragen, die u. U. einige Kilovolt Spannung gegeneinander haben können; oder für die bestimmte Sicherheitsvorschriften (Berührungsschutz bei netzverbundenen Anlagen!) einzuhalten sind. In Abschnitt 15. (Bild 15.28) wird das am konkreten Beispiel

einer Thyristoransteuerung beschrieben. An dieser Stelle sollen einige allgemeine Hinweise dazu gegeben werden, um dem Amateur diese Lösung auch im Zusammenhang mit anderen Aufgaben zu zeigen.

Das Prinzip besteht darin, daß eine hellkeitsgesteuerte Lichtquelle und ein lichtempfindliches Empfangsorgan dicht aneinandergesetzt und gegen Außenlicht abgeschlossen werden. Beide Stromkreise haben dann keinerlei Verbindung miteinander, eine Änderung der Lampenhelligkeit wird aber als Widerstandsänderung auf das Empfängerorgan übertragen. Für beide ergeben sich je nach Aufgabenstellung verschiedene Lösungswege. In Bild 13.17a wird als Lichtquelle eine kleine Kontrollstabglimmlampe benutzt. Als Empfangsorgan kann eine Fotodiode oder ein Fotowiderstand benutzt werden. Vorteil der Glimmlampe: Durch Änderung der Spannung oder des Vorwiderstands lassen sich relativ hohe Frequenzen bzw. schnelle Lichtänderungen übertragen (nach unten besteht bis zur Frequenz 0 keine prinzipielle Grenze). Die Glimmlampe kann bis zu einigen Kilohertz Signalfrequenz eingesetzt werden (Größenordnung 10 kHz und mehr, wie Versuche ergaben). Nachteile der Glimmlampe: erforderliche hohe Betriebsspannung – sie kann allerdings u. U. leicht durch einen Kleinsttransverter, z. B. nach Abschnitt 12.2. (Bild 12.7), erzeugt werden – und keine allzu gute Langzeitkonstanz (u. U. Änderungen in der Brennspannungscharakteristik der Glimmlampe, allmähliche Schwärzung usw.). Für hohe Frequenzen ab etwa 150 bis 200 Hz muß als Lichtempfänger eine Fotodiode benutzt werden (GP-Typenreihe o. ä.), bis zu etwa dieser Frequenz ist der – wesentlich trägere – Fotowiderstand geeignet, hierbei vorzugsweise der Typ *CdS6*, der sich optisch günstig mit der Lichtquelle vereinigen läßt. Glimmlampe und Fotowiderstand *CdS6*

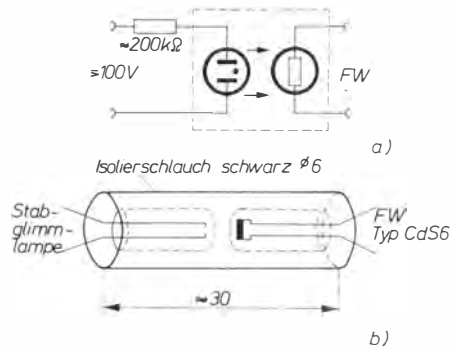


Bild 13.17
Prinzip der optischen Kopplung für potentialfreie Signalübergabe

wurden im Versuch nach Bild 13.17b Glaskuppe an Glaskuppe zusammengefügt. Das Versuchsmuster ergab mit einem Glimmlampenbrennstrom von 0,4 mA (das entspricht gerade vollständig mit Glimmlicht bedeckten Elektroden) eine Widerstandsverringerung des *CdS6* von seinem Dunkelwert (exemplarabhängig, einige MΩ) auf knapp 10 kΩ. Das ist ein für die weitere Signalverarbeitung günstiger Wert. Für Sinusschwingungsübertragung eignet sich der *CdS6* noch bis 500 Hz. Diese Anhaltswerte mögen zur Orientierung dienen.

Statt der Glimmlampe kann man für Frequenzen bis zu einigen hundert Hertz (Sinusschwingungen bis zu einigen Kilohertz) eine Kleinstglühlampe mit möglichst geringem Strombedarf und entsprechend thermisch wenig trägem Faden verwenden. Sie läßt sich mit Gleich- oder Wechselstrom ansteuern, wobei Wechselstromsteuerung den Vorteil haben kann, daß empfangenseitig eine stabile Nachverstärkung leicht möglich ist. Man überträgt also die interessierende Größe – im Amateurbereich wird es sich meist um Strom- oder Spannungsänderungen handeln – in eine Helligkeitsänderung, die vom Empfangsorgan wieder

als Widerstandsänderung abgenommen werden kann. Auch der unter 12.3.2. beschriebene Meßgleichspannungswandler stellt ein Anwendungsbeispiel dar. Für Thyristorsteuerungen wird auf diese Weise z. B. die zuverlässige Trennung einer beliebigen Steuerschaltung vom Netzstromkreis möglich. Dieser Lösungsweg wäre z. B. auch in der Schaltung Bild 15.1 durchaus gangbar, um den dort etwas kritischen Sicherheitstrenntransformator einzusparen (und außerdem die Übertragung von HF-Störungen aus dem Thyristorstromkreis erheblich zu verringern). Für Übertragung von Signalen, deren variable Größe die Frequenz ist, eignet sich auch der Lichtmodulator nach Bild 3.36.

13.12. Impuls-Röntgengerät für Schule und Labor

Für Demonstrationszwecke sowie für die Untersuchung nicht zerlegbarer Funktionsgruppen – z. B. gießharzvergossener Baugruppen oder anderer Geräte, deren zerstörungsfreies Öffnen kritisch ist – wird häufig ein kleines, für unbewegte Objekte geeignetes Röntgengerät erforderlich. Industrielle Geräte sind bei nur gelegentlichem Gebrauch unrentabel. Die recht preiswerten für schulische Zwecke verwendeten Einrichtungen, bestehend aus dem klassischen *Funkeninduktor* und einer einfachen Vakuumröntgenröhre für Lehrmittelbedarf, sind jedoch zu leistungsschwach für ernsthafte Anwendungen. Man kann aber eine solche Einrichtung durch zweckmäßige Impulsspeisung zu einem leistungsfähigen Klein-Röntgengerät erweitern. Dazu sei einleitend gesagt, daß zwar mit der im folgenden beschriebenen Methode des Impulsbetriebs die Strahlenbelastung für den Bedienenden trotz der beachtlichen Strahlenhärte (Durchdrin-

gungskraft) relativ gering bleibt. Der Nachbau ist aber nur dem erfahrenen Amateur oder dem Fachmann zu empfehlen, zumal die zur Anwendung kommenden Hochspannungen und Speicherenergien bei unsachgemäßem Umgang lebensgefährlich sind. Der Aufbau wird daher vorwiegend für Schul- und Unterrichtszwecke und die dafür vorhandenen Fachkräfte sowie im Rahmen des betrieblichen Rationalisierungs- und Neuererwesens aktuell sein. Außerdem sind die Gesamtkosten (mit etwa 500,- bis 600,- M Materialkosten) zwar im Vergleich zur Leistungsfähigkeit des Geräts außerordentlich günstig, aber für den einzelnen Amateur kaum ökonomisch.

Auf Einzelheiten des Strahlenschutzes, der zulässigen Strahlendosis, ihrer Kontrolle usw. sowie auf Details zu Röntgenuntersuchungen kann nicht näher eingegangen werden. Entsprechende Angaben sind in [51] und [86] zu finden. Es sei dazu nur gesagt, daß die Funktionsweise des Geräts diesbezüglich keine besonderen Probleme aufwirft, wenn das Gerät nur gelegentlich bzw. nicht häufiger von der gleichen Person benutzt wird, als das vergleichsweise im normalen Schulunterrichtsbetrieb der Fall ist. Trotzdem empfiehlt es sich im Zweifelsfall, eine einfache dosimetrische Kontrolle in Form der auch für die medizinische Röntgentechnik üblichen Filmplakette zu benutzen. Als Behelf genügt dafür ein völlig lichtdicht in Plastfolie und Papier verpacktes Filmstück handelsüblichen Rollfilms, wobei die Filmsorte weitgehend unkritisch ist. Es eignen sich alle üblichen Schwarzweiß-Negativmaterialien zwischen 15 und 25 DIN. Man trägt die Plakette am Jackenaufschlag oder am Handgelenk (da die Hände im vorliegenden Fall gewöhnlich die am stärksten exponierten Körperteile sind). Solange sich nach einem Gebrauch von etwa 8 Wochen – bei normalem bis

häufigem Arbeiten mit dem Gerät – keine Grauschleier auf dem entwickelten Filmstück zeigen, ist die kritische Strahlenbelastung des Körpers noch nicht überschritten, andernfalls sollten die Arbeiten mit dem Gerät sicherheitshalber für einige Monate ausgesetzt werden. Im übrigen sind für den Strahlenschutz (auch der Umgebung) die gleichen Grundsätze anzuwenden, wie sie für den Betrieb von Röntengeräten herkömmlicher Art (Demonstrationsgeräten) im Schulbetrieb gelten. Diese orientierenden Hinweise mögen als Anhaltswerte gelten, sie können das Studium der Spezialliteratur [51], [86] nicht ersetzen.

Die Besonderheit dieses Geräts besteht darin, daß seine Funktion einem Elektronenblitzgerät oder Lichtblitzstroboskop vergleichbar ist. Es werden extrem kurzzeitige Röntgenblitze mit relativ hohem Energiegehalt (etwa 4 bis 6 Ws je Blitz) und einer Frequenz von 10 bis 15 Hz erzeugt, die für eine ausreichend flimmerfreie Betrachtung unbewegter Objekte ausreicht. Durch diese – von üblichen industriellen Röntengeräten abweichende – Betriebsweise erreicht man, daß trotz guter Durchdringungskraft der Röntgenstrahlung und entsprechend detaillierter Abbildung des Objekttinneren (die mittleren medizinischen Geräten kaum nachsteht) die durchschnittliche Strahlungs-dosis klein bleibt und der Energiebedarf des Geräts in vertretbaren Grenzen gehalten wird. Netzbetrieb läßt sich allerdings nicht umgehen, ist aber kein Nachteil, da solche Einrichtungen ohnehin stationär betrieben werden.

Für die eigentliche Röntgeneinrichtung werden die gleichen Geräte benutzt, wie sie im Schulbetrieb Verwendung finden. Geeignete Funkeninduktoren sind alle Typen für Funkenschlagweiten von 120 mm und Betriebsspannungen (Hersteller-Nennwert) bei 12 V. Sie werden ebenso wie die zugehörigen, recht preiswerten

Schulversuchsröntgenröhren (Typ für 120-mm-Induktoren) und *Perluxe*-Leuchtschirme (Größe 180 mm × 120 mm) in der DDR von den einschlägigen Organen für die Lieferung von Unterrichtsmitteln für den Schulbedarf vertrieben (Stand 1969). Normalerweise wird der Funkeninduktor mit seinem angebauten mechanischen Unterbrecher (*Wagnerscher Hammer*) betrieben, woraus die sehr geringe Leistung resultiert. Man kann erheblich höhere Leistungen erreichen, wenn das Prinzip der Kondensatorstoßentladung angewendet wird. Dieses Prinzip ist auch für Kraftfahrzeugzündungen üblich und in diesem Buch unter Abschnitt 14.2. beschrieben. Bild 13.18 zeigt die für das Röntengerät geeignete Schaltung. Ü ist der erwähnte Funkeninduktor, dessen Primärwicklung P unter Weglassen der mechanischen Unterbrecherteile und sonstigen Aggregate direkt angeschlossen wird. Das gesamte Gerät muß aus Sicherheitsgründen, wie später noch erläutert wird, völlig von einem innerlich mit 2 mm starkem Bleiblech auszukleidenden Isoliergehäuse umgeben werden. Diese Bleiabschirmung übernimmt außer dem Strahlen- und Hochspannungsschutz zugleich die HF-Entstörung, die bei diesem Gerät besonders notwendig ist. Netzseitig muß daher eine gute HF-Entstörung direkt am Geräteeingang erfolgen, die man zusammen mit der Bleiabschirmung über den Erdleiter des netzseitigen Schutzkontaktsteckers erdet. Diese in Bild 13.18 punktiert angedeutete Entstörung erfolgt gemäß Bild 15.30c (Abschn. 15.10.). Sinngemäß entfällt in der Schaltung nach Bild 15.30c der R_L , während bei »S« dort die gesamte Geräteschaltung nach Bild 13.18 vorhanden ist. Die Drosseln im Bild 15.30c müssen jedoch wegen der relativ starken Stromaufnahme hochbelastbar (3 bis 4 A) und sehr niederohmig ($\leq 1 \Omega$) sein.

Wie die Schaltung Bild 13.18 zeigt, sind

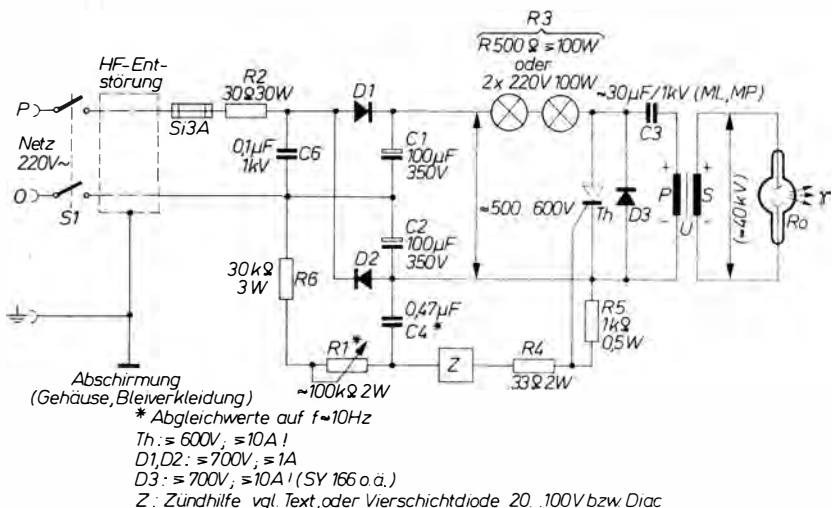


Bild 13.18 Gesamtschaltung des Impuls-Röntgeneräts

wegen der starken Impulsströme unge-
 wohnt hohe Belastbarkeiten für die Bauelemente erforderlich. D1, D2 – für die
 übliche 1-A-Siliziumgleichrichter gerade
 noch ausreichen, wenn sie mit Kühlkörpern
 versehen werden – stellen mit C1, C2 eine
 Spannungsverdopplerschaltung dar. Man
 erreicht dadurch eine Betriebsspannung
 zwischen 500 V₋ (bei maximaler Impuls-
 frequenz) und etwa 630 V₋ (im Leerlauf).
 Wie schon in Abschnitt 3.9. erläutert, ergibt
 sich analog der Wirkungsweise von Elek-
 tronенblitzgeräten auch in diesem Fall die
 verfügbare Impulsenergie nach $A = 1/2 \cdot C \cdot U^2$
 aus dem Speicherkondensator C3
 und der über C1, C2 stehenden Betriebs-
 spannung. Die Betriebsspannung muß
 deshalb verdoppelt werden, um realisier-
 bare Werte für C3 zu erhalten. Über den
 Vorwiderstand R3 wird C3 aufgeladen und
 durch Zündung des Thyristors Th periodisch
 über die Primärwicklung des Funkeninduk-
 tors entladen. Diode D3 verhindert dabei
 eine Belastung von Th in Sperrichtung und

stellt zugleich eine Energierückgewinnung
 für C3 dar. Dieser Schaltungs-
 teil entspricht funktionell weitgehend dem unter 14.2.
 beschriebenen und wird daher nicht näher
 erläutert. Wegen der hohen auftretenden
 Impulsströme beim Entladen von C3 sind
 jedoch für Th und D3 Typen für mindestens
 10 A Nennstrom (bzw. mindestens 25 bis
 30 A Impulsstrom) erforderlich, wobei die
 Sperrspannung dieser Bauelemente aus
 Sicherheitsgründen bei 700 V liegen sollte.
 Für C3 kommen nur Foliekondensatoren
 in Betracht (Elektrolytkondensatoren sind
 für periodische Stoßentladung völlig un-
 geeignet). Verwenden lassen sich die
 handelsüblichen »Phasenschieberkonden-
 satoren« bzw. Motorhilfssphasenkonden-
 satoren mit Werten von 1 bis 10 μF für
 mindestens 1 kV Belastbarkeit, die in
 entsprechender Anzahl parallelgeschaltet
 werden müssen. Derartige Kondensatoren
 sind u. a. für Magnetbandgeräte-Motoren
 üblich.

Um ausreichend hohe Impulsfrequenz zu

gewährleisten, darf der Ladewiderstand R_3 nicht zu hoch ohmig sein. Ist er andererseits zu gering, so wird u. U. ein Löschen des Thyristors verhindert. Mit R_3 muß also ein Kompromiß zwischen zwei gegenläufigen Forderungen geschlossen werden. Da dieser Widerstand im Betrieb auch mit mindestens 100 W belastet wird (beim Aufbau Kühlung und Luftzirkulation beachten), kann man hierfür vorteilhaft 2 in Serie geschaltete übliche 100-W-Glühlampen für 220 V einsetzen, deren Kaltleiterverhalten in diesem Fall sehr günstig ist. Diese Lampen werden lichtdicht im Sockel des Funkeninduktors untergebracht, wo auch die gesamte übrige Schaltung ihren Platz findet. Eventuell ist es günstiger, C_3 im Sockel anzuordnen und R_3 auf den frei werdenden Platz beim Unterbrecheranker oberhalb des Sockels zu setzen, weil sich dort eine bessere Kühlung ermöglichen läßt. Das die gesamte Anordnung umgebende Gehäuse bewirkt, daß ihr Licht ebenso wie das sichtbare Licht der Röntgenröhre (deren Glaswandung im Betrieb hellgrün fluoresziert) nicht austreten und die Betrachtung des Röntgenschirmbilds stören kann.

Die günstigste Impulsfrequenz liegt bei 10 Hz. Werte oberhalb etwa 14 Hz gewährleisten keine vollständige Nachladung von C_3 in den Impulspausen mehr. Deshalb kann durch Erhöhen der Impulsfrequenz in einfacher Weise eine Regelung der Strahlenhärte erfolgen. Bei niedrigeren Frequenzen (5 bis 6 Hz) werden zwar Netzaufnahme und thermische Belastung aller Bauteile geringer, jedoch kann dann das auftretende Bildflimmern u. U. die Betrachtung erheblich stören. Da die üblichen Leuchtschirme für Demonstrations- und Lehrzwecke eine relativ lange Nachleuchtdauer aufweisen, ergibt sich bereits mit 10 Hz Impulsfrequenz ein bei unbewegten Objekten scharfes, flimmerfreies Bild.

Bewegte Objekte zeigen dann eventuell Mehrfachkonturen.

Da es in diesem Fall nicht auf besondere Impulskonstanz ankommt, ist eine relativ einfache Schaltung zur Ansteuerung des Thyristors ausreichend. Die Zündung erfolgt durch Aufladung des Zündkondensators C_4 über R_6 R_1 – mit R_1 kann die Impulsfrequenz je nach Aufgabenstellung optimal eingestellt werden – und periodische Entladung über die Zündhilfe Z und die Steuerstrecke des Thyristors, sobald an C_4 die Zündspannung für Z erreicht ist. Für die in Bild 13.18 nur symbolisch dargestellte Zündhilfsschaltung Z läßt sich die Schaltung nach Bild 2.27e – mit Werten der dortigen Z -Diode um 14 bis 20 V – oder auch Bild 2.27b verwenden. Falls Th mit geringem Zündstrom auskommt – was stark exemplarabhängig ist –, kann bei Z entsprechend Bild 13.18 eventuell schon eine einfache, großflächige Glimmlampe mit möglichst geringer Zündspannung ausreichen (Glimmstabilisator für 70 bis 80 V; besser noch Thyatron Z5823, dessen Starterelektrode über 50 bis 100 k Ω an seine Anode gelegt wird). Auf die grundsätzlich im Abschnitt 2.2.5.2. bereits behandelten Details der Zündung wird daher nicht weiter eingegangen.

Die erreichte Impulsfrequenz hängt außer von der für die Zündhilfe Z gewählten Lösung auch sehr von dem Zündstrombedarf des Thyristors ab, deshalb können sich für C_4 und R_1 im Einzelfall erheblich abweichende Werte ergeben. C_4 soll 0,22 μ F jedoch nicht unterschreiten. Man bemißt C_4 , R_1 , R_6 so, daß in Mittelstellung R_1 etwa 10 Hz Impulsfrequenz erreicht werden. Für Z kann auch eine Vierschichtdiode ausreichender Impulsbelastbarkeit für Zündspannungen von 20 bis 100 V verwendet werden (im Mustergerät wurde der sowjetische Typ Д228Д eingesetzt).

Der Funkeninduktor darf mit dieser

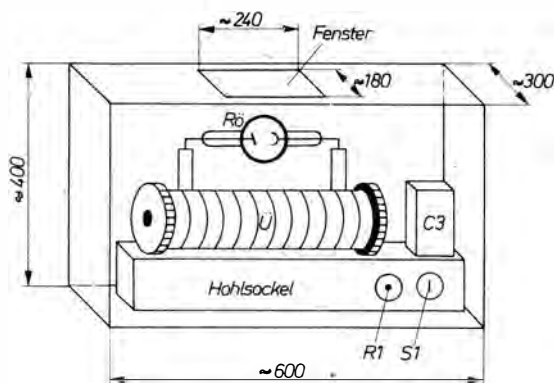


Bild 13.19
Prinzipieller Aufbau des Impuls-
Röntengeräts

Speiseschaltung keinesfalls mehr im Leerlauf betrieben werden! Die im Leerlauf sekundär auftretenden Spannungen erreichen sonst Werte, die den Induktor selbst sowie sämtliche in seiner Nähe befindlichen Bauelemente gefährden. Beim Mustergerät kam es im versehentlichen Leerlaufbetrieb zu Überschlügen über die gesamte Wickellänge (Funkenschlaglänge 320 mm!) sowie nachfolgendem Durchschlag durch die Wickelisolierung und den Induktorsockel in die darunterliegende Verkabelung mit Verlust sämtlicher Halbleiter! Daher muß bei Probetrieb während des Aufbaus entweder die Röntgenröhre oder eine Sicherheitsfunkenstrecke (etwa 10 bis 20 mm Schlagweite), noch besser ein Kurzschlußdraht sekundär eingesetzt werden. Länger dauernden Betrieb mit sekundärem Kurzschluß sollte man allerdings trotz des mit etwa 45 k Ω sehr hochohmigen Sekundärwickels vermeiden. Die im Betrieb sekundär auftretenden Spannungen, aber auch die primär vorhandene Betriebsspannung, sind lebensgefährlich! Die Röntgenröhre wird aus diesen Gründen unmittelbar auf dem Induktor fest montiert, wozu man seine Hochspannungsanschlußbolzen mit Klemmhaltern versieht, in denen die Röhre freitragend stramm gelagert wird.

Bild 13.19 zeigt den zweckmäßigen Aufbau im Prinzip. Das Gerät wird als Tischgerät ausgeführt. Im Hohlsockel findet die gesamte Schaltung Platz (Kühlluftzufuhr beachten!), wobei der durch Demontage von Unterbrecher und Kommutatorschalter frei werdende Platz für C3 und R3 benutzt werden kann. R1 und S1 führt man mit isolierten Achsen heraus, ihre Gehäuse sind unbedingt zu erden. Die freitragend auf dem Induktor befestigte Röhre strahlt nach oben ab (Strahlenausstritt ab Antikatode nahezu senkrecht zur Röhrenlängsachse, nutzbarer Strahlungswinkel etwa 60°; bei guten Röhrenexemplaren ist der Strahlenursprung nahezu punktförmig; damit ergibt sich eine gute Abbildungsschärfe). Die Röhre selbst wird bei längerem Betrieb nur leicht handwarm. Das gesamte Gerät setzt man in einen allseitig geschlossenen, mit (lichtdichten – Streulicht von Rö und R3 beachten!) Luftzutrittsöffnungen versehenen Isolierkasten ein, dessen Boden und Seitenwände aus 10 mm PVC-hart oder 20 mm starkem Holz gefertigt werden. Die Oberseite besteht aus einer 2 bis 3 mm starken PVC- oder Pertinax-Platte. Bild 13.19 gibt als Anhaltswerte die ungefähren Abmessungen für Induktoren der genannten Art und den daraus resultierenden Aufbau.

Die Innenseiten des Gehäuses müssen unbedingt mit wenigstens 2 mm starkem Bleiblech ausgekleidet werden, das zuverlässig zu erden ist. Man sieht im Inneren des Gehäuses einen Stößelschalter (Türkontakt-schalter) vor, der beim Öffnen des Geräts die Netzzuleitung unterbricht. Parallel zu C1 und C2 sollten außerdem Entladewiderstände (etwa $100\text{ k}\Omega/1\text{ W}$) vorgesehen werden, die die nach Abschalten u. U. dort noch anstehende Restladung beseitigen. Damit wird gewährleistet, daß der Betrieb nur im berührungssicheren Zustand bei geschlossenem Gehäuse möglich ist.

Über der Röhre stehen im Betrieb (abhängig von der Impulsfrequenz) Impulsspannungen zwischen 30 und 50 kV; das entspricht den auch in medizinischen Geräten üblichen Spannungen. Um die Hochspannungsbolzen des Induktorwickels sind deshalb allseitig mindestens 60 mm Abstand – besser 100 mm – einzuhalten, um Überschläge gegen Erde zu vermeiden. Die Bleiblechauskleidung ist auch an der Innenseite der Deckplatte – die den Arbeitstisch bildet – erforderlich. Hier spart man über der Röhre lediglich in der Bleiauskleidung ein Strahlenfenster von etwa $180\text{ mm} \times 240\text{ mm}$ aus (die Pertinax-Platte wird von der Strahlung fast ungehindert passiert und demzufolge nicht ausgespart). Der Abstand des Röhrenkolbens vom Fenster ist auch im Hinblick auf Hochspannungsschutz mit 15 mm ausreichend bemessen. Größere Abstände verschlechtern lediglich die Abbildungsschärfe und die verfügbare Strahlendichte. Die von Blei ausgesparte Fensterfläche markiert man äußerlich auf der Arbeitsfläche. Hier werden die zu untersuchenden Objekte direkt aufgelegt. Der zugehörige Leuchtschirm (den man wegen seiner Sprödigkeit zweckmäßig zwischen Glasscheiben faßt) wird beim Arbeiten auf das Objekt direkt aufgelegt oder mit dem Laborstativ direkt



Bild 13.20

Röntgenaufnahme vom Leuchtschirm des nach Abschnitt 13.12. gebauten Mustergeräts. Das Objekt ist eine wiederaufladbare PREFO-Taschenleuchte mit eingebauter Ladeeinrichtung. Im Bild oben der Lampenteil, Bildmitte der Knopfzellenakkumulator, unten die Ladeeinrichtung. Mitte unten der Netz-Vorschaltkondensator, dessen innerer Wickel zur Abbildung durch das Alu-Kondensatorgehäuse hindurch kam. Die Wiedergabe von Details scheitert bei derartigen Fotos durch Verluste beim Druck

darüber gehalten. Beim Einsetzen der Röhre ist auf ihre richtige Polung zu achten, da die Hochspannungsimpulse Gleichspannung darstellen. Im Zweifelsfall entscheidet der Versuch, eventuell wird die Primärwicklung umgepolt.

Das Gerät eignet sich seinem Prinzip nach auch gut zur fotografischen Aufnahme von Röntgenschnittbildern. Dafür können nur einige Richtwerte angegeben werden. Am naheliegendsten ist das direkte Abfotografieren vom Leuchtschirm mit

einer Kleinbildkamera. Durch die Dicke und Grobkörnigkeit der für Versuchszwecke üblichen einfachen Leuchtschirme verliert man dabei jedoch merklich an Konturenschärfe und Auflösung. Beim Mustergerät ergab sich für das in Bild 13.20 als Beispiel gezeigte Foto eine Belichtungszeit von 1 min für *ORWO-NP-27*-Film bei Kamera-Blende 2. Etwa die gleiche Belichtungszeit benötigt man, wenn ein Fotopapier ohne Kamera direkt auf den Leuchtschirm, Schicht an Schicht gepreßt, aufgelegt wird. Dieses Verfahren spart den gesamten Negativprozeß und die Kamera ein. Es läßt sich jedoch nur durchführen, wenn zugleich eine Dunkelkammer einsatzbereit in Nähe des Geräts vorhanden ist. In diesem Fall ergibt sich jedoch eine günstigere Variante, weil auch auf den Leuchtschirm verzichtet werden kann. Man benutzt ihn nur zum Einrichten des Objekts und legt während der Belichtung statt des Leuchtschirms ein Blatt Fotopapier (Papiergradationen normal bis hart) auf das Objekt. Bei Impulsfrequenzen von 10 Hz ist dann mit Belichtungszeiten von 1 bis 3 min zu rechnen. Die Papierentwicklung erfolgt normal. Werden mehrere Bilder benötigt, kann man in gleicher Weise auch mit Planfilmmaterial arbeiten, das allerdings – wie Versuche zeigten – dann eine sehr harte Entwicklung verlangt. Die unter Umgehung des Leucht-

schirms mit Direktbelichtung des Papiers erreichbare Bildschärfe ist erheblich besser als die bei direkter Betrachtung des Schirms sichtbare; man erkennt dann im Foto noch Drahtstärken unter 1 mm. Auf die Wiedergabe eines solchen Fotos wird verzichtet, weil diese Feinheiten drucktechnisch ohnehin kaum wiederzugeben sind. Das vom Leuchtschirm abfotografierte Foto (Bild 13.20) gibt dagegen etwa den subjektiven Schirmbild-Betrachtungseindruck wieder. Es handelt sich hier um eine der bekannten wiederaufladbaren Akkumulator-Taschenleuchten *PREFO*.

Der Betrieb dieses und aller ähnlichen Röntgengeräte (auch bereits der unveränderten Schul-Demonstrationsausführung mit mechanischem Unterbrecher) ist nach der *Strahlenschutzverordnung* vom 26.11.1969 (Gesetzblatt der DDR, Teil II Nr. 99/1969 vom 18.12.69) genehmigungspflichtig. Dies gilt auch für Versuchs- und Experimentieraufbauten. Einzelheiten zum Genehmigungsverfahren sind der genannten Verordnung zu entnehmen, oder man wendet sich mit einer entsprechenden Anfrage gleich an die für diese Genehmigung zuständige *Staatliche Zentrale für Strahlenschutz der DDR*, 1157 Berlin, Waldowallee 117. **Ein Betrieb des hier beschriebenen Gerätes ohne Vorliegen einer solchen Genehmigung ist nicht zulässig!**

14. Kraftfahrzeug-Elektronik

Zu diesem Kapitel sind einige Vorbemerkungen unerlässlich. Die Kraftfahrzeug-Elektronik sollte – dies sei von vornherein betont – kein Betätigungsfeld für Gelegenheitsbastler sein. Gerade bei Anwendungen der Elektronik im eigenen Fahrzeug ist die Versuchung besonders groß, aus Freude an der Technik diese oder jene »Verbesserung« vornehmen zu wollen, die letztlich aber dem primären Zweck jeder Kfz.-elektronischen Anwendung – Erhöhung der Betriebs- und Verkehrssicherheit, Entlastung des Fahrers bei der Bedienung des Fahrzeugs, um nur einiges zu nennen – direkt entgegenstehen kann. Deshalb sei vor der Tendenz einer »Übertechnisierung« des Fahrzeugs, vor Überladung des Armaturenbretts mit nicht unbedingt notwendigen Schaltern, Signalen usw., die die Aufmerksamkeit des Fahrers zusätzlich beanspruchen, statt ihn zu entlasten, besonders gewarnt. Bei allen Arbeiten sind unbedingt die gesetzlichen Bestimmungen zu beachten (insbesondere StVZO, TGL usw.). Dieser Abschnitt kann daher nur einige Anregungen für den erfahrenen Elektronikamateur geben, der gleichzeitig die notwendigen fahrzeugtechnischen Kenntnisse hat. Grundkenntnisse der Kfz.-Elektrik werden deshalb im folgenden vorausgesetzt; hierzu gibt es im übrigen ausreichend einschlägige Literatur, die die allgemeine Kfz.-Elektrik behandelt.

Für einen allgemeinen Überblick über Tendenzen und Einsatzgebiete der Elek-

tronik in der Kfz.-Technik sei insbesondere auf [82] und die dort angeführten weiteren zahlreichen Literaturhinweise verwiesen, die einen guten Überblick geben.

Nicht behandelt werden in den folgenden Abschnitten neben solchen Objekten, die für den Amateur aus technischen oder Sicherheitsgründen nicht realisierbar sind (wie Bremskraftregler, Gemischregelungen u. ä.), folgende für den Amateur in Frage kommende Gebiete:

Diebstahlsicherungen – dafür sind zahlreiche Schaltungen dieses Buches in geeigneter, ohnehin fahrzeugtypbedingter Abwandlung geeignet. Weitere Hinweise finden sich dazu in [82], [56]; eine typische, interessante Anlage ist in [83] beschrieben. Die Ausführung solcher Anlagen ist weniger ein Schaltungs-, als vielmehr ein fahrzeugtypgebundenes Montageproblem, für das schon vom Bestimmungszweck her jeweils individuelle Lösungen gefunden werden sollten. Denkbar sind Kombinationen von Türkontakten, Zeitverzögerungsstufen und einfachen induktiven Besitzer-Kenneinrichtungen; die in [83] beschriebene, nicht einmal sehr aufwendige Anlage ist ähnlich konzipiert. Derartige Lösungen lassen sich leicht aus dem Schaltungsmaterial dieses Buches zusammenstellen (Prinzip ähnlich Abschn. 3.3.2., 3.5.3.).

Blinkgeber und Parklichtautomatiken – sie sind unter Abschnitt 3, dieses Buches eingeordnet, weil die Kfz.-Anwendung nur eines von vielen Anwendungsgebieten ist.

Bei geeigneter Schaltungsauslegung lassen sich kontaktlose Blinklichtgeber gleichzeitig auch als *Warnblinkanlage* für das Fahrzeug verwenden (gleichzeitiges Blinken der Richtungsanzeigelampen auf beiden Seiten im Pannenfall). Dafür und für die nachträgliche Installation an Stelle bisher vorhandener Hitzdrahtblinkrelais ohne Änderung der Fahrzeuginstallation gibt insbesondere [84] recht instruktive Hinweise und Bauvorlagen, deren Studium vor Ausstattung eines Kfz. mit elektronischem Blinkgeber sehr zu empfehlen ist.

220 V~ im Kfz. für Anschluß von Zusatzgeräten: Dazu siehe Abschnitt 9.2.2. und Abschnitt 9.2.3. (Transverteranwendung).

Kraftstoff-Füllstandsanzeiger: Siehe dazu Abschnitt 4.2.5.

Garagentüröffner – eine mögliche Variante dafür ist unter Abschnitt 6.3. und Abschnitt 6.4. gezeigt. Auch ein kleiner Flimmerlichtgeber im Wagen mit Lichtempfänger (selektiv auf die Lichtfrequenz abgestimmt) am Garagentor kommt als bewährte, betriebssichere Lösung in Betracht (Abschnitt 3.5.1. bis Abschnitt 3.5.3.); zusätzliche Hinweise für diesen Anwendungsfall in [56] und Abschnitt 8.2.6.

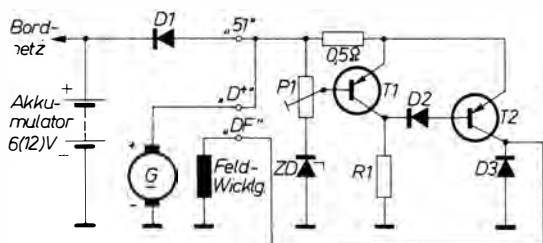
Akkumulatorladegeräte: Vergleiche Abschnitt 15.4. und andere Schaltungen dieses Buches (5.2., 5.3.).

14.1. Reglerbausteine

Reglerbausteine auf elektronischer Basis haben keine Kontakte; sie ersetzen den im Kfz. vorhandenen mechanischen Regler (Relaisregler), wodurch die Nachteile (Verschleiß, Kontaktabbrand usw.) entfallen. Reglerbausteine arbeiten im allgemeinen auch genauer und sind wartungsfrei. Weiteres dazu siehe [74], [75].

14.1.1. Reglerbaustein für Lichtmaschine 6 bis 12 V/10 A

Dieser Regler kann – mit Ausnahme der Diode D1 – leicht im Gehäuse eines mechanischen Reglers untergebracht werden. Bild 14.1 zeigt seine einfach gehaltene Schaltung. Diode D1 verhindert Rückstrom, solange die Lichtmaschinenspannung noch unter der Akkumulatorspannung liegt. Über D1 fließt der volle Ladestrom, hier wird



- D1: SY 160 ($\approx 35V$, $\approx 10A$); ggf 2x SY 160 parallel
D2: SY 200 o.ä. ($S_i \approx 15V$, $\approx 0,2A$)
D3: SY 160 o.ä.
ZD: SZ 600/75 ($U_Z=75 \dots 8V$) für Akkumulator 6V
(SZ 600/16 ($U_Z=15 \dots 16V$) für Akkumulator 12V)
P1: 25 Ω (50 Ω); 0,5W (Ladespannung)
R1: 100 Ω (200 Ω); 1W (2W)
T1: $\approx 400mW$; $\beta \approx 30$. 50; GC 301 o.ä.
T2: $\approx 4W$; $\beta \approx 25$. 50; GD 240 o.ä.

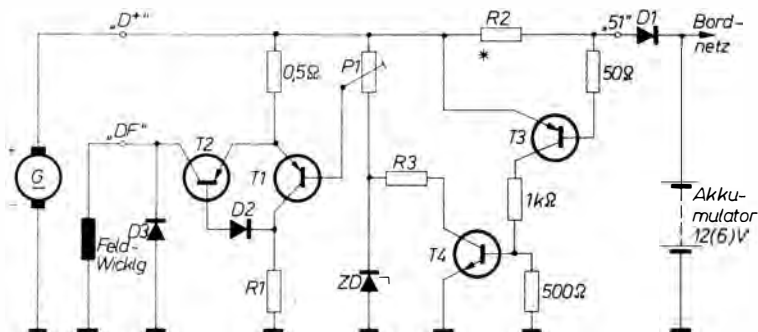
Bild 14.1
Schaltung eines einfachen Reglerbausteins für Kfz.-Lichtmaschinen. Auslegbar für 6V und 12V

deshalb eine 10-A-Diode mit Kühlblech benötigt; für stärkere Anlagen müssen 2 solcher Dioden parallelgeschaltet werden (Dioden dann auf möglichst gleiche Durchlaßspannung bei einem Durchlaßstrom von etwa 5 A auswählen und die Parallelschaltung sicherheitshalber mit höchstens 15 A belasten). ZD stellt eine Vergleichsspannung bereit. Sobald die Ladespannung der Lichtmaschine den Sollwert erreicht hat, öffnet ZD, T1 steuert, T2 sperrt, und die Feldwicklung der Lichtmaschine wird abgeschaltet. Der 0,5- Ω -Widerstand in der Emitterleitung der Transistoren gibt der Anordnung ein Schwellwertschaltverhalten (*Schmitt-Trigger*), wodurch sich ein schleichendes Abschalten der Feldwicklung mit überhöhter Belastung von T2 vermeiden läßt. Die Rückschlagdiode D3 schützt T2 vor den Abschaltungsspitzen. Sie muß, da bei Erreichen der Ladespannung die Feldwicklung periodisch an- und abgeschaltet wird, merkliche Verlustleistung übernehmen und deshalb ein 10-A-Typ sein. Mit P1 stellt man den vorgeschriebenen Sollwert der Ladeendspannung ein. Um eine gute Genauigkeit zu erreichen,

soll ZD diesem Wert recht genau entsprechen (s. Angaben im Bild) und P1 demzufolge möglichst nahe Anschlagseite ZD stehen. Die Temperaturkonstanz wird nur von ZD bestimmt, da T1, T2 im Schalterbetrieb arbeiten, und ist in jedem Fall besser als die eines mechanischen Reglers.

14.1.2. Reglerbaustein für PKW mit 12-V-Anlage

Dieser Regler arbeitet im Prinzip ebenso, wie die vorstehend beschriebene Ausführung, hat jedoch zusätzlich eine Ladestrombegrenzung, so daß auch bei stark entladener Batterie kein übermäßiger Ladestrom fließt. Bild 14.2 zeigt die Schaltung. Für D1, D3, ZD, P1 (Ladespannung), T1 und T2 gilt das bereits bei Bild 14.1 Erläuterte. Hinzu kommt in diesem Fall die Komplementärschaltung mit T3, T4. Die Schaltung nach Bild 14.2 dimensioniert man entsprechend der nach Bild 14.1. R2 liegt im Ladestromkreis und wird aus etwa 2 mm starkem Cu-Draht selbst gefertigt. Bei dem vorgesehenen höchsten Ladestrom (im



T3 $\approx 150\text{mW}$, $\beta \approx 50$, $J_{ce0} \approx 200\mu\text{A}$
T4 npn-Si $\approx 0,6\text{W}$, $\beta \approx 30$ (SF126 o.ä.)
R2 $\approx 0,01\Omega$ für $J_{L\text{max}} = 20\text{A}$, Material 2-mm-Cu-Draht
R3 500 Ω 0,5W (f.6V: 250 Ω 0,5W)

Bild 14.2 Reglerbaustein für eine 12-V-Anlage mit Ladestrombegrenzung. Auch für 6 V umdimensionierbar

Beispiel 20 A; dafür sind bei D1 bereits 3 Dioden SY 160 parallel oder die für Kfz.-Zwecke bestimmte SY 170/SY 171 – bis 23 A zugelassen – zu verwenden) sollen an R2 gerade 0,2 V abfallen. Zweckmäßig wird der für R2 benutzte, zur Spirale zu wickelnde Draht etwa 20 % länger als nötig bemessen. Der 50-Ω-Basiswiderstand von T3 kann dann mit einer Klemme – besser noch mit dem LötKolben – auf R2 verschoben und damit der Maximalladestrom genau eingestellt werden. Bei Erreichen des Maximalstroms öffnet die über R2 abfallende Spannung T3 und T4. Über R3 bekommt nun P1 Potential, auch wenn die Ladespannung an ZD noch nicht erreicht ist, so daß T1 öffnet, T2 schließt und die Feldwicklung abschaltet. Die Anlage kann durch Herabsetzen von R3 auf den halben Wert und Austausch der ZD auch auf 6-V-Bordanlagen umgestellt werden.

14.2. Thyristorzündanlagen

Die in den vergangenen Jahren viel diskutierte Transistorzündung ist nach dem jetzigen Stand der Technik als überholt anzusehen und wird daher nicht behandelt. Einzelheiten darüber sowie zu allgemeinen Problemen elektronischer Zündsysteme sind in [76] eingehend beschrieben; diese Veröffentlichung sei insbesondere zur Überblicksinformation empfohlen. Auf die zukunftsreiche Thyristorzündung geht insbesondere auch [77] ein. Die theoretische Abhandlung aller Einzelheiten dieser vielschichtigen Thematik überschreitet den Rahmen des vorliegenden Buches. Deshalb werden im folgenden nur das Prinzip und zwei bewährte, nachbaufähige Schaltbeispiele behandelt, deren Beschreibung jedoch nicht das zusätzliche Studium der genannten Veröffentlichungen ersetzen kann und soll.

14.2.1.

Das Prinzip der Thyristorzündung

Während bei der herkömmlichen Spulenzündung und auch noch bei der Transistorzündung die Energiespeicherung für den Zündfunken magnetisch, d. h. in der Zündspule, erfolgt, wird bei der Thyristorzündung ein grundsätzlich anderer Weg beschritten. Der Energiespeicher ist hier ein Kondensator, weshalb man diese Zündung häufig auch als Kondensatorzündung bezeichnet. Ein Vorteil dieses Verfahrens ist, daß beim Umrüsten vorhandener Zündanlagen auf Thyristorzündung die Originalzündspule weiterverwendet werden kann. Um maximale Leistungsausbeute für den Zündfunken zu erreichen (das erfordert u. a. einen definierten Verlauf des Funkenkopfs und des danach bestehenden Funkenstreichs bzw. Lichtbogens und dessen Standzeit – anderenfalls kann eine Thyristorzündung bei maximaler Leistung zu starkem Kerzenverschleiß führen!), müßte man allerdings auch für die Thyristorzündung eine Spezialzündspule verwenden (Angaben dazu ebenfalls in [77]). Jedoch wird auch mit der Normalzündspule bereits die Leistung und Zuverlässigkeit der konventionellen Zündung übertroffen. Bild 14.3 zeigt das Prinzip.

Ein Transverter wandelt die Bordnetzspannung in eine Hochspannung von meist

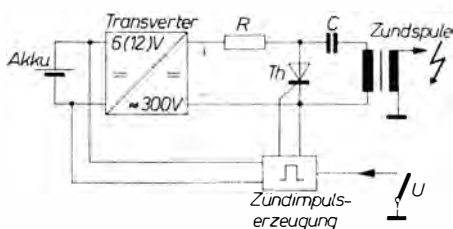


Bild 14.3

Zum Prinzip der Thyristorzündung in Kraftfahrzeugen

etwa 300 V_~ um. Über R und die Zündspule wird der Speicherkondensator C aufgeladen. Sobald Unterbrecherkontakt U öffnet, gibt die Zündimpuls-Einheit einen Steuerimpuls an den Thyristor Th ab. Dieser zündet und entlädt C stoßartig über die Zündspule, wobei der Hochspannungsimpuls abgegeben wird.

Für weitere Einzelheiten wie Funkenenergie, Standzeiten usw. muß auf die angegebene Literatur verwiesen werden. Wichtig ist, daß der Transverter den Kondensator C zwischen den Zündimpulsen stets wieder schnell genug aufladen kann. Dafür sind Transverterleistungen in der Größenordnung um 10 W meist ausreichend. Weitere Vorteile der Thyristorzündung sind geringer Stromverbrauch – er steigt annähernd linear mit der Motordrehzahl – und hohe Zuverlässigkeit, da einerseits der Unterbrecher jetzt nur noch geringe Steuerströme zu schalten hat und daher erheblich geringerem Verschleiß unterliegt, andererseits ergibt sich ein so geringer Innenwiderstand der Hochspannungsseite, daß die Zündung auch auf Nebenschlüsse durch Feuchtigkeit, Kriechströme an den Kerzen usw. weitaus unempfindlicher ist. Der Unterbrecher kann prinzipiell auch noch durch eine kontaktlose Einrichtung ersetzt werden, womit die Zündung insgesamt völlig kontaktlos wird. Dafür haben sich magnetische Zündimpulsgeber und optisch-elektronische Verfahren bewährt. Bei ersteren sitzt auf der Unterbrecherwelle ein kleiner Permanentmagnet, der beim Vorbeigleiten an einer Spule einen Induktionsstromstoß erzeugt. Dieser wird als Zündimpuls benutzt. Beim optischen Verfahren sitzt auf der Unterbrecherwelle ein kleiner Flügel, der den von einem Lämpchen auf einen gegenüberliegenden Fotowiderstand fallenden Lichtstrahl periodisch unterbricht. Dem Fotowiderstand ist ein Trigger nachgeschaltet,

dessen Impulsflanke man am Ausgang zur Zündung des Thyristors benutzt. Auf die Darstellung solcher Verfahren wird im folgenden verzichtet. Der fortgeschrittene Amateur kann sie eventuell nach den in diesem Buch gezeigten allgemeinen Schaltungen leicht realisieren. Die im folgenden beschriebenen Schaltungen werden vom vorhandenen mechanischen Unterbrecher angesteuert. Sein Verbleiben im Motor hat – bei Beibehaltung der Originalzündspule – für den Amateur immerhin den Vorteil, bei Defekten an der elektronischen Zündung durch Umklemmen weniger Leitungen provisorisch wieder auf die mechanische Zündung übergehen zu können, was für selbstgebaute Anlagen zumindest während der Erprobungszeit ein Sicherheitsfaktor ist.

14.2.2. Schaltungsbeispiele für Thyristorzündungen

Bild 14.4 zeigt eine einfache Schaltung, die als Standardschaltung stellvertretend für ähnliche Ausführungen gelten kann. Der Transverter mit $\ddot{U}1$, $T1$, $T2$ stellt an $L3$ die erforderliche Hochspannung bereit. Die Übertragerdaten sind im Bild angegeben und gelten für die 12-V-Ausführung (mit geändertem Übertrager ist auch eine 6-V-Ausführung möglich, die allerdings stärkere Kollektorströme für $T1$, $T2$ erfordert). Gegenüber dem unter 9.2.2. beschriebenen 10-W-Transverter (der sich im übrigen für 6-V-Anlagen verwenden läßt und dessen Wicklung $L3$ dann an die Stelle von $L3$ in der Schaltung nach Bild 14.4 tritt) arbeitet der hier verwendete Transverter in Emitterschaltung der Transistoren. Das hat den Vorteil, daß $T1$, $T2$ kollektorseitig verbunden sind und daher auf ein gemeinsames Kühlblech gesetzt werden können. Der Zündkondensator $C1$ wird auf etwa



Bild 14.5 zeigt eine spezielle Schaltung für eine Hochleistungs-Thyristorzündung. Sie stellt eine ausgereifte, zuverlässige Lösung dar. Ihre nähere theoretische Behandlung führt zu weit. Die Theorie ist ausführlich und für den Praktiker sehr instruktiv in [77] dargestellt, wo auch Angaben über den möglichen Selbstbau von Hochleistungszündspulen zu finden sind.

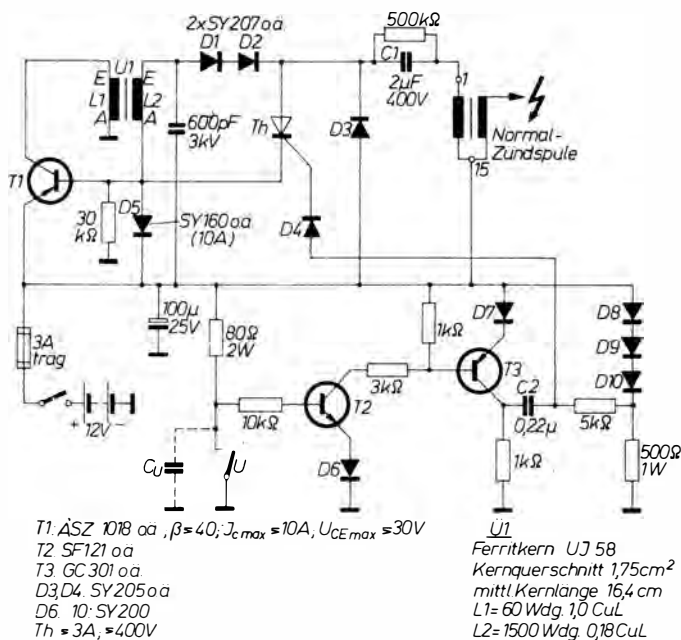


Bild 14.5 Hochleistungs-Thyristorzündanlage mit Spezialwandler

Die gezeigte Schaltung kann mit der vorhandenen Normalzündspule für 12 V betrieben werden. Sie weicht insofern von üblichen Schaltungen ab, als in diesem Fall ein entsprechend leistungsstarker Eintakstromflußwandler als Transverter statt der bekannten Gegentaktschaltung benutzt wird. Diese für allgemeine Amateuranwendungen sonst wenig interessante Wandlerart hat einige entscheidende Vorteile [77]. Sie benötigt jedoch einen relativ leistungsstarken Transistor (Maximalkollektorstrom mindestens 10 A; geeignet ist dafür der Transistor ÄSZ 1018 und datenähnliche Importtypen) sowie einen speziell anzufertigenden, aber verhältnismäßig unkritischen Übertrager Ü1. Die angegebenen Windungszahlen gelten für einen Ferritkern, dafür kann man geeignete Kerngrößen aus alten, ausgedienten Fernsehempfänger-Zeilen-

transformatoren benutzen. Es lassen sich jedoch auch EI-Eisenblechkerne entsprechenden Querschnitts verwenden, jedoch soll ihre Primärinduktivität dann 2 mH, ihre Sekundärinduktivität 1,5 H nicht überschreiten. [77] bringt auch dazu weitere Angaben für andere Realisierungsmöglichkeiten. An L2 treten im Betrieb relativ hohe Spannungsrückschlagspitzen auf, deshalb die ungewohnt hohe Spannungsbelastbarkeit des 600-pF-Kondensators und die Reihenschaltung D1, D2 zum Erzielen ausreichender Sperrspannung. C1 ist der Speicherkondensator, seine Funktion und die der Diode D3 (Energierückgewinnung) entsprechen sinngemäß den gleichen Organen in der vorangehend beschriebenen Schaltung.

Etwas mehr Aufwand getrieben wurde für die Erzeugung des Thyristorzündimpul-

ses. Wenn Unterbrecherkontakt U geschlossen ist, sind T2, T3 gesperrt, C2 wird über D8...10 und den Kollektorwiderstand von T3 aufgeladen. Sobald U öffnet, steuern T2, T3 durch, und C2 wird über T3, D7, D5, Th, D4 entladen, wobei Th zündet. Der Entladestrom von C1 fließt dabei über D5 – die deshalb eine 10-A-Diode sein muß – und bewirkt sofortige Abschaltung des Wandlers, dessen Aufladeparameter als Stromflußwandler vom Aufladestrom für C1 (über die Emitter-Basis-Strecke T1 und L2) bestimmt wird.

D6, D7 bewirken sichere Sperrung der Transistoren. Diese Steuerschaltung ist sehr sicher gegen Kontaktprellungen bei U und gestattet, den Unterbrecherkondensator C₀ am Unterbrecher zu belassen. Im übrigen eignet sich diese Schaltung bereits ohne weiteres für eine kontaktlose Zündung, wenn man U gegen einen einstellbaren Festwiderstand (Richtwert 1 bis 5 k Ω) austauscht und an Stelle des 80- Ω -Vorwiderstands vor U einen Fotowiderstand einsetzt. Die ihm dicht gegenüber zu setzende Lampe (etwa 12 V/3 W) soll einen Hellwiderstand des Fotowiderstands von höchstens 10 bis 20 k Ω bewirken (mit üblichen Typen, z. B. CdS8, leicht erreichbar) und wird durch den auf der Unterbrecherwelle kreisenden Flügel periodisch abgedeckt. Dieser Flügel hat nur einen schmalen Spalt je Zündpunkt. Lichteinfall auf den Fotowiderstand löst dann die Zündung aus. Diese Möglichkeit sei hier als zusätzliche Anregung gegeben.

Da in Amateurräumen häufig über den für solche Anlagen geeigneten Thyristortyp diskutiert wird (er ist nicht das Hauptproblem!), sei als Richtwert gesagt, daß sich im allgemeinen alle Thyristoren eignen, deren Sperrspannung ausreichend hoch über der am Speicherkondensator maximal stehenden Spannung liegt (sie beträgt gewöhnlich zwischen 250 V und

400 V, mehr ist im allgemeinen unzweckmäßig). Aus Sicherheitsgründen wählt man im Hinblick auf Zuverlässigkeit möglichst einen hohen Sicherheitsfaktor (Nennspannung bis zum Doppelten der Ladespannung am Speicherkondensator). Auch die Rückschlagdiode (D3 in Bild 14.5, D5 in Bild 14.4) trägt zur Sicherheit gegen Spannungsdurchschläge bei. Strommäßig wird der Thyristor mit hohen, kurzen Impulsströmen belastet. Er soll für übliche Normalzündspulen und deren Werte sowie für Speicherkondensatoren bis 2 μ F einen periodischen Stoßstrom von wenigstens etwa 40 A (für 12-V-Zündspulen) vertragen, bezogen auf die in Datenblättern meist zu findende Angabe für eine Impulsdauer von 2 ms. bzw. als Spitzenstrom auf eine Sinushalbwellenlänge von 10 ms Dauer bezogen. Dem entsprechen fast alle für einen Dauergrenzstrom von 3 A und mehr zugelassenen Thyristoren, darunter die DDR-Typen ST 111/6...8 und ST 121/6...8.

14.3. Wischer-Intervallautomatik mit Transistoren

Bei schwachem Nieselregen ist es zweckmäßig, den Scheibenwischer stets nur kurz in größeren Abständen einzuschalten. Das damit verbundene lästige Ein- und Ausschalten durch den Fahrer kann von einer Automatik übernommen werden. Bild 14.6 zeigt die Schaltung. Ein astabiler Multivibrator (Abschn. 8.1.1.) schaltet über T3 das Relais periodisch ein und aus. Mit P1 kann die Einschaltdauer nach Bedarf auf 1 bis 3 Wischerhübe eingestellt werden. Mit P2 – nur dieser Stellwiderstand ist zur Bedienung während der Fahrt bestimmt – läßt sich die Pausendauer zwischen 2 Wischerintervallen auf 3 bis 30 s

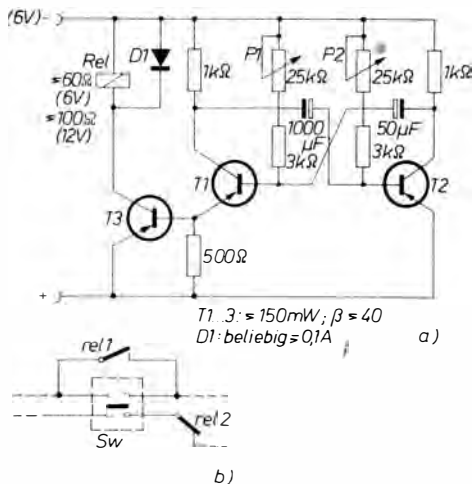


Bild 14.6

Wischer-Intervallautomatik mit Transistoren. Schaltung (a) und Anschluß an den Scheibenwischerschalter (b)

regeln. Andere Zeiten sind leicht mit geänderten Werten der Elektrolytkondensatoren zu erreichen.

Das Relais muß einen Arbeits- und einen Ruhekontakt haben, um die bei üblichen Wischermotoren vorhandene Funktion des Endabschalters zu erhalten. Die Anschlußweise zeigt Bild 14.6b. Der im Fahrzeug vorhandene Wischerschalter hat üblicherweise einen Arbeits- und einen

Ruhekontakt. Die rel-Kontakte werden mit dem vorhandenen Wischerschalter Sw, wie gezeichnet, kombiniert. Die Betriebsspannungszuführung für den Taktgeber führt man zweckmäßig über einen mit P2 kombinierten Einschalter. Dann kann wahlweise mit P2 die Intervallautomatik, mit Sw wie gewohnt Dauerbetrieb eingeschaltet werden, ohne daß Bedienungsfehler möglich sind (s. auch [89]).

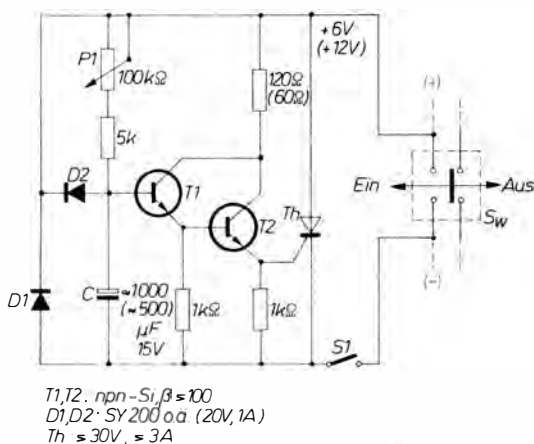


Bild 14.7

Wischer-Intervallautomatik mit Thyristor. Die Schaltung benötigt kein Relais und wird lediglich mit dem Wischerschalter verbunden

14.4. Wischer-Intervall-automatik mit Thyristor statt Relais

Bild 14.7 zeigt eine Schaltung, die ohne Relais auskommt und sich am Wischerschalter 1polig, d.h. ohne zusätzliche Zuführung einer Betriebsspannung, anschließen läßt. Mit P1 und C wird die Pausenzeit eingestellt, nach deren Ablauf der Wischer jedesmal einen Durchlauf ausführt. S1 kann mit P1 kombiniert werden. Bei ausgeschaltetem Wischerschalter Sw steht über seinen Arbeitskontakt (Einschaltkontakt) die Betriebsspannung. Sobald S1 geschlossen wird, beginnt über P1 die Aufladung von C. Wenn an C die Summe der Schwellenspannungen von T1, T2 und Th erreicht ist, öffnen T1, T2, und Th zündet, womit der Einschaltkontakt an Sw überbrückt wird. Der Wischer läuft an und schließt in diesem Moment seinen Endlagenschalter, der ebenfalls den Sw-Ein-Kontakt überbrückt – die entsprechende Bordanlagenschaltung bleibt also unverändert bestehen. Durch den Endlagenschalter wird Th überbrückt und sperrt sofort wieder. Zugleich wurde über D2 und Th C entladen. Der Wischer läuft nun bis zur Endstellung durch, wonach sein Endlagenschalter wieder öffnet, über Sw erneut Spannung steht und der Zyklus von vorn beginnt.

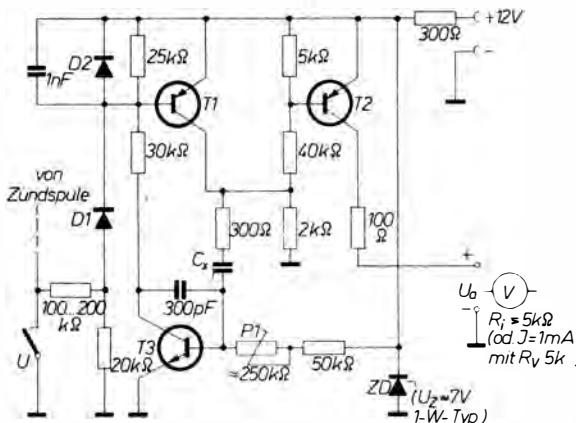
Anschlußprobleme im Hinblick auf die Wischer-Endlagenschaltung (in der der Motor entweder durch Kurzschluß oder Anschalten einer zweiten Feldwicklung gebremst wird) treten nicht auf, da Th sofort nach Motoranlauf wieder sperrt. Somit können über den Endlagenschalter die sonst bei einigen Wischerausführungen mögliche gleichzeitige Schließung des Sw-Arbeitsstromkreises (über Th) und Kurzschluß des Motors (über den Endlagenschalter) nicht zustande kommen.

14.5. Drehzahlmesser

Ein universell verwendbarer, auch für Kfz.-Zwecke geeigneter Drehzahlmesser, der auf fotoelektronischer Basis kontaktlos arbeitet, wurde unter 12.9. beschrieben. Hier werden zwei Schaltungen gezeigt, die speziell für Verbrennungsmotoren (Otto-motoren) geeignet sind.

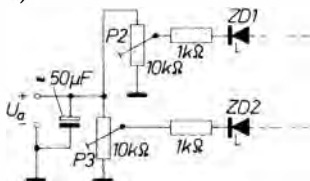
14.5.1. Drehzahlmesser zum Einbau in Kraftfahrzeuge

Bild 14.8a zeigt eine gegen Kontaktprellungen relativ unempfindliche, variable Schaltung. Wie bei dieser Anwendung üblich, nutzt man die Zündimpulsfrequenz des Motors – die ein direktes Maß für die Motordrehzahl darstellt – zur Anzeige aus. Sie wird am Unterbrecherkontakt U abgegriffen. Man benutzt den Öffnungszeitpunkt des Unterbrechers zur Auslösung eines monostabilen Multivibrators, so daß Kontaktprellungen praktisch ohne Einfluß bleiben. Der Komplementärmultivibrator (T1, T3) wurde bereits an anderer Stelle dieses Buches in ähnlicher Form erläutert. D1, D2 schützen die Schaltung vor Überspannungsspitzen, ZD stabilisiert die Betriebsspannung, von der die Anzeige Genauigkeit direkt abhängt. Mit P1 erfolgt genauer Abgleich auf den gewünschten Meßbereich (Endausschlagseichung des Instruments, das bei U_a anzuschließen ist). C_x wird je Motor entsprechend der Gleichung $C_x = 0,06 - \frac{1}{Z \cdot K}$ (C_x in μF) bemessen. Dabei ist für Z die Zylinderzahl des Motors einzusetzen, während $K = 1$ bei Viertaktmotoren und $K = 2$ bei Zweitaktmotoren gilt. Das Anzeigementrometer kann ein robustes Voltmeter oder Milliampere-meter mit einem Eigenstrom von 1 mA sein (der resultierende Innenwiderstand – ggf.



T1, T2: $\approx 100\text{mW}$, $\beta \approx 70$
 T3: npn-Si, $\beta \approx 30$
 D1, D2: Si $\approx 20\text{V}$ 0,1A

a)



b)

Bild 14.8

Drehzahlmesser zum Einbau in Kraftfahrzeuge. a – Diese vorwiegend für 12-V-Anlagen geeignete Schaltung kann unter Verzicht auf ein Anzeigeelement durch eine 3-Lampen-Sollwertanzeige nach Bild 4.7 ergänzt werden. b – Zur Ergänzung des Drehzahlmessers nach Bild 14.8a mit der in Abschnitt 4.2.4. (Bild 4.7) beschriebenen Sollwertanzeige

mit Vorwiderstand ergänzen – soll 5kΩ betragen). Für einen Meßbereich bis 6000 U/min ergeben sich an U_a rund 6 V, so daß eine vorhandene Skalenteilung gleich beibehalten werden kann (in gewissen Grenzen ist mit P1 auch Anpassung an andere Skalenteilungen möglich). Die Anzeige ist linear.

Da es im Fahrbetrieb oft nur auf das Einhalten eines günstigsten Drehzahlbereichs ankommt, bietet diese Schaltung eine noch einfachere, ökonomisch günstigere und fahrtechnisch bessere Lösung unter Verzicht auf das Instrument an. Man kann bei U_a auf ein Anzeigeelement verzichten und dafür eine Sollwertanzeige mit 3 Lampen vorsehen, wie sie z. B. unter 4.2.4. (Bild 4.7) beschrieben wurde. Bild 14.8b zeigt auszugsweise diese Kombination.

U_a entsprechend Bild 14.8a wird zunächst mit einem Elektrolytkondensator integriert (Wert erproben, so daß die Anzeige bei schnellen Drehzahländerungen nicht zuträge folgt) und der Parallelschaltung P2, P3 zugeleitet. In der Schaltung nach Bild 4.7 werden npn-Si-Transistoren (wegen der positiven Bordnetzspannung) und Lampentypen 12 V/0,1 A oder 18 V/0,1 A benutzt. Die Basisvorwiderstände bei T2, T3 für 12 V erhöht man auf 2 bis 3 kΩ. ZD1 und ZD2 sollen jetzt Z-Spannungen haben, die der bei Solldrehzahl an U_a auftretenden Spannung entsprechen bzw. nur wenig darunter liegen. Das kann u. U. die Verwendung der im * allgemeinen schwer erhältlichen Z-Dioden mit Z-Spannungen zwischen 3 und 5 V bedeuten. Man kann sich dann gegebenenfalls durch eine Serienschaltung mehrerer be-

liebiger Si-Dioden in Durchlaßrichtung je ZD behelfen und P1, P2 auf die Drehzahl-sollgrenzen einstellen. Diese Lösung ergibt eine für den Fahrbetrieb noch ausreichend geringe Toleranzbreite der Sollwertanzeige (zu geringe Sollwert-Toleranzbreite ist fahrtechnisch ohnehin ungünstig!) und ermöglicht eine insgesamt billigere Lösung gegenüber dem Meßinstrument, da für den Sollwertanzeiger (Bild 14.8b und Bild 4.7) durchweg billige Halbleiter verwendet werden können. Die 3 Anzeigelampen haben demzufolge die Funktion »Drehzahl zu gering – normal – zu hoch« und lassen sich geeignet kombiniert beim Fahren leichter beobachten als ein Anzeigeinstrument. Für Werkstattzwecke eignet sich die Schaltung Bild 14.8 auch als Drehzahlmeß-zusatz zum vorhandenen Vielfachmesser.

14.5.2. Drehzahlmesser als Zusatz zum Vielfachmesser für die Kfz.-Werkstatt

Bild 14.9 zeigt eine besonders einfache Schaltung. Sie kann bei geringeren Ansprüchen an die Genauigkeit auch im Fahrzeug eingebaut werden. Der Anschluß er-

folgt an beide Pole der Bordbatterie – wobei es in dieser Schaltung gleichgültig ist, welcher Pol an Fahrzeugmasse liegt –; die Unterbrecherimpulse werden über U_i zugeführt. T1 arbeitet als Schalter, über den C abwechselnd entladen sowie über den Kollektorwiderstand T1, D1 und T2 aufgeladen wird. Die Zeitkonstante C, P bestimmt dabei den mittleren Basisstromfluß für T2. Am Meßgerätausgang kann ein Milliampereometer angeschlossen werden. Nach einmaligem entsprechendem Abgleich von P auf den gewünschten Endausschlag (wobei sich mit C eine Bereichsgrobfestsetzung ermöglichen läßt) ist das Gerät einsatzbereit. Mit der angegebenen Dimensionierung kann erreicht werden, daß bei einem annähernd linearen Zusammenhang zwischen Drehzahl und Ausgangsstrom je 1000 U/min 1 mA durch I fließt. Daher läßt sich ein 10-mA-Meßinstrument oder ein geeigneter Strombereich eines Vielfachmessers zur Ablesung verwenden. Beim Versuchsmuster betrug der Linearitätsfehler der Anzeige bis 6 mA maximal etwa 3%. Bei stark prellendem Unterbrecherkontakt leidet allerdings die Genauigkeit der entsprechenden Anzeige merklich.

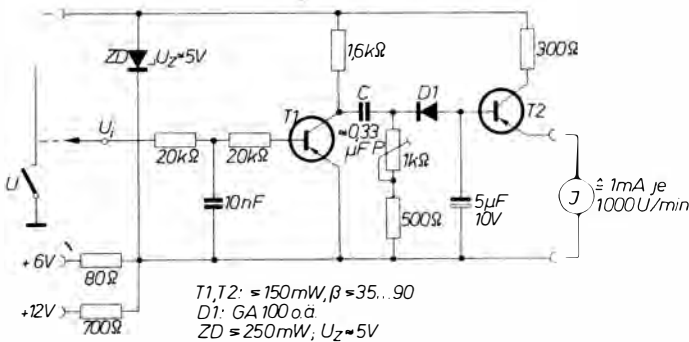


Bild 14.9 Einfache Schaltung eines Kfz.-Drehzahlmessers. Außer zum Einbau im Fahrzeug eignet sich die Schaltung auch als Werkstattprüfzusatz zu vorhandenen Vielfachmessern

14.6. Sonstige kraftfahrzeug-elektronische Anwendungen

14.6.1. Einfaches Zündstell-Lichtblitzstroboskop für die Kfz.-Werkstatt

Zur korrekten Einstellung des Zündzeitpunktes für Ottomotoren bei einer bestimmten vorgeschriebenen Drehzahl ist ein Stroboskop notwendig, mit dem man den Winkel der Kurbelwelle relativ zum oberen Totpunkt im Moment der Zündung erkennen kann. Einzelheiten zu diesem Einstellverfahren sind u. a. in [78] zu finden. Für diesen speziellen Anwendungsfall läßt sich ein Stroboskop erheblich einfacher aufbauen als das unter 3.10.2. beschriebene Gerät (das sich übrigens bei Benutzung seines Synchroneingangs ebenfalls für diese Aufgabe einsetzen läßt). Bild 14.10 zeigt die Schaltung. Ein Transverter für 5 W oder 10 W Ausgangsleistung – aufgebaut nach Abschnitt 9.2.2. – speist eine Spannungsverdoppler-Schaltung, die die Lampengleichspannung bereitstellt. L3 des Transverters wird für 220 V~ nach den im Abschnitt 9.2.2. vorhandenen Angaben ausgelegt. C ist der Blitzkondensator, R der Ladevorwiderstand. Insoweit bedarf das Ganze keiner weiteren Erläuterung, die Funktion entspricht dem in dem

genannten Abschnitt Gesagten. Die Zündspannung für die Lampe wird nun direkt vom Zündkabel abgegriffen, wozu man die Zündelektrode der Blitzröhre (Außenbelag) über ein kurzes Verbindungskabel (ladrig!) kapazitiv an das Zündkabel des Motors koppelt. Dazu genügen bereits einige Windungen um das Zündkabel geschlungenen Drahtes. Praktischer ist eine Krokodilklemme mit etwa 60 mm langen quer zur Öffnung angelöteten Blechlaschen zur Kapazitätsvergrößerung. Eine direkte Verbindung zur Zündkerze ist nicht erforderlich, häufig wird auch die Chassisverbindung zwischen Lampe und Wagenchassis – ebenfalls mit kurzem Kabelstück und Klemme – noch entfallen können.

Falls statt des Transverters mit Batteriebetrieb eine Netzspeisung des Stroboskops erfolgen soll, ist dafür unbedingt ein den Sicherheitsvorschriften entsprechender Schutz-Trenntransformator zu verwenden, der 220/220 V~ übersetzt und dann – primärseitig abgesichert – direkt an die Stelle von L3 treten kann. Damit ergibt sich insgesamt ein extrem einfacher Aufbau.

14.6.2. Kühlwasserwächter

Die in Bild 14.11 gezeigte Schaltung signalisiert zu geringen Kühlwasserstand. Für die Anzeige wird – um das Armaturenbrett

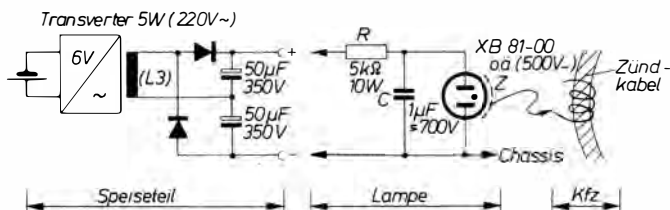


Bild 14.10 Schaltung des einfachen Zündstellstroboskops. Der Lampenteil wird über einen Spannungsverdoppler aus einem Transverter gespeist (Schaltung nach Abschn. 9.2.2.). Netzspeisung ist möglich durch Verwendung eines 220/220-V-Schutztrenntransformators statt L3. Die Lampenzündimpulse werden kapazitiv vom Zündkerzenkabel abgegriffen

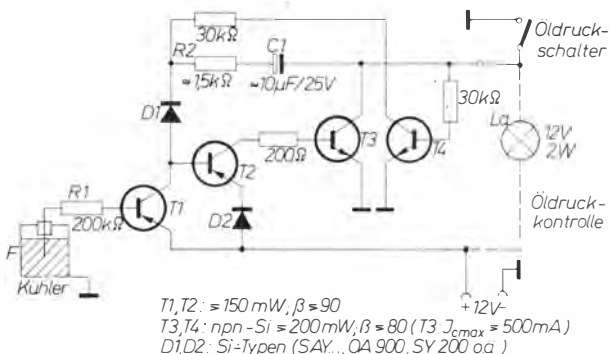


Bild 14.11

Schaltung des Kühlwasserwächters. Das Gerät meldet zu niedrigen Kühlwasserstand durch Blinklicht, wofür eine vorhandene Öldruckanzeigelampe mitbenutzt werden kann

nicht unnötig zu überladen – die meist ohnehin vorhandene Öldruck-Kontrollampe mitbenutzt. Sie ist mit ihrem Stromkreis punktiert angedeutet und signalisiert über den Öldruckschalter einen Mangel an Öldruck durch Dauerlicht. Für die Schaltung benutzt man einen Komplementärmultivibrator T2...T4, der durch T1 blockiert wird. Sobald T1 sperrt, zeigt die Öldruckkontrollampe zu niedrigen Kühlwasserstand mit Blinklicht an. Dauerlicht bedeutet weiterhin Öldruckmangel. Der günstigste Blinkrhythmus läßt sich durch C1, R2 festlegen. Im Kühlerraum bringt man an geeigneter Stelle eine korrosionsfeste Fühler-elektrode F isoliert an, die bei normalem Kühlwasserstand gerade vom Wasserspiegel sicher berührt wird. Über F ist T1 normal ständig durchgesteuert und der Blinkgeber gesperrt. Der dabei über die Fühler-elektrode fließende Dauerstrom beträgt nur etwa $50 \mu\text{A}$ und macht sich nicht störend bemerkbar. Hat F keinen Kontakt mehr über das Kühlwasser nach Masse, so sperrt T1, und der Blinkgeber arbeitet. T3 muß für mindestens den doppelten Wert des Lampenstroms von La ausgelegt sein.

Falls das Gerät zu empfindlich auf Isolations-Nebenschlüsse am Fühler reagiert, schaltet man parallel zu Basis-Emitter T1 einen Widerstand, dessen Wert nach Ver-

such so bemessen wird, daß die Lampe bei normalem Kühlwasserstand gerade sicher verlischt (Richtwert 5 bis $30 \text{ k}\Omega$). Die Isolierung für F soll aus wasserabweisendem Kunststoff bestehen.

14.6.3.

Rücklichtausfallmeldung

Ein defektes Rücklicht kann bekanntlich erhebliche Unfallgefahr bedeuten. Um einen Ausfall des Rücklichts sofort zu bemerken, ist eine Stromflußkontrolle im Rücklichtstromkreis erforderlich. Bild 14.12 zeigt dafür eine Schaltungsmöglichkeit. Die Leitung zum Rücklicht führt man über einen Widerstand R1 an dem bei nor-

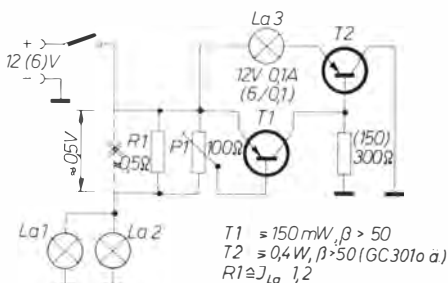


Bild 14.12

Schaltung der Rücklichtausfallmeldung. L 3 leuchtet als Störungssignal auf, sobald Rücklicht La1 oder La2 ausfällt

malem Strom (alle Rücklichter intakt) etwa 0,5 V abfallen. P1 stellt man einmalig so ein, daß dabei T1 gerade geöffnet wird, T2 gesperrt und La3 erloschen ist. Fällt eine der Rücklichtlampen La1, La2 aus, so geht der Spannungsabfall an R1 auf einen erheblich geringeren Wert zurück, der nicht mehr ausreicht, um T1 geöffnet zu halten. Damit bekommt T2 Basisstrom, La3 leuchtet auf

und signalisiert das ausgefallene Rücklicht.

Wünscht man eine ständige Anzeige des eingeschalteten Rücklichts, so entfallen T2 und dessen Basiswiderstand. La3 wird jetzt zwischen Kollektor T1 und Masse gelegt und leuchtet nun ständig, sobald die Rücklichter eingeschaltet sind und auch tatsächlich Strom aufnehmen.

15. Thyristorschaltungen

Aufbau und Funktion des Thyristors wurden unter 2.3.5. bereits behandelt, aus der dazu zahlreich vorhandenen Literatur seien dem Amateur besonders [63], [68] und [69] zum Studium empfohlen. Schaltungsanwendungen von Thyristoren sind im übrigen entsprechend ihrem hauptsächlichen Anwendungszweck bereits in vielen vorhergehenden Abschnitten dieses Buches vorgestellt worden; siehe insbesondere Abschnitt 3.7.6., Abschnitt 4.4. und Abschnitt 14.2. Nicht eingegangen wird in diesem Rahmen auf die Anwendung von Triac (das sind Sonderformen von Thyristoren, die in beiden Stromrichtungen betrieben werden können und sich daher ohne Gleichrichterbrücke auch für Wechselstromanwendungen eignen) und Diac (der Vierschichtdiode vergleichbares, ebenfalls in beiden Stromrichtungen betriebsfähiges Zündhilfs-Bauelement für Thyristoren und Triac). Sie sind für den Amateur vorerst noch kaum erhältlich und auch im allgemeinen kostspieliger als Schaltungen mit den üblichen

Thyristoren, mit denen der Amateur alle für ihn auftretenden Aufgaben ebenso erfüllen kann. In den folgenden Abschnitten werden einige nachbausichere, für Thyristoranwendungen typische Schaltungen gezeigt. Bei der häufig vorhandenen Netzverbindung muß der Amateur jedoch grundsätzlich die allgemeinen Sicherheitsbestimmungen für netzbetriebene Geräte einhalten.

15.1. Effektlchtsteuerung

Für Bühnen- und Dekorationszwecke sind inzwischen die oft als »Lichtorgel« oder ähnlich klangvoll bezeichneten Lichtsteuergeräte bekannt geworden, mit denen sich außer im Rhythmus von Musik oder Sprache aufflammenden Beleuchtungen, Scheinwerfern u.ä. auch ein verblüffend echter Feuerschein-Effekt erzeugen läßt (bühnentechnische Anwendung z.B. für Theaterzwecke). Bild 15.1 zeigt die prin-

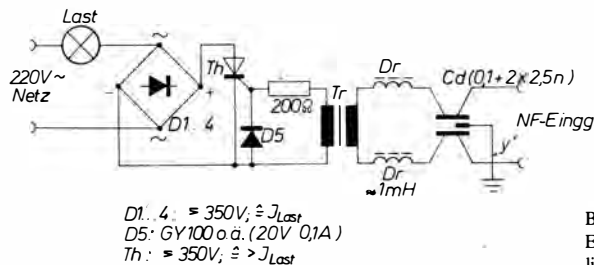


Bild 15.1
Effektlchtsteuerung – grundsätzliche Schaltung

zipielle Schaltung einer solchen Steuerung. Im Stromkreis der symbolisch durch eine Glühlampe angedeuteten Last (im allgemeinen eine farbige Lampen- oder Scheinwerferanordnung) befindet sich eine Gleichrichterbrücke D1...4. Sobald der in ihrem Gleichstromzweig liegende Thyristor zündet, erhält die Last die volle Netzspannung. Die Zündung erfolgt sehr einfach durch eine von außen zugeführte NF-Spannung. NF-Transformator Tr muß jedoch eine für diesen Zweck zugelassene Trenntransformatorausführung sein, da die sekundär anliegende Netzverbindung keinesfalls Kontakt zur speisenden Verstärkeranlage bekommen darf. Falls der Verstärker Ausgang wenigstens etwa 100 V~ liefern kann, ist die Verwendung eines TV-Bildröhren-Trennheiztransformators möglich, dessen 6-V-Wicklung Th ansteuert. Diese Transformatoren haben getrennte Kammern für Primär- und Sekundärwicklung und entsprechend sichere Isolation. Im übrigen kann auch statt Tr vorteilhaft ein optischer Koppler (Abschnitt 13.11., Bild 13.17) verwendet werden. Unter 15.8.3. werden dazu noch Dimensionierungshinweise gegeben, die hierfür anwendbar sind. Der Thyristor wird in diesem Fall durch die mit der Aussteuerung variierenden Spitzenwerte der NF-Spannung gezündet, und zwar wegen der gegenüber der Netzfrequenz höheren und nichtsynchrone Steuerfrequenz immer dann, wenn eine NF-Pegelspitze die Thyristorzündspannung überschreitet. Der optische Eindruck dieser Steuerung hängt daher hauptsächlich vom NF-Pegel und dessen Rhythmus, nur wenig von den NF-Frequenzanteilen ab; daher wird der Pegel am Verstärkungsregler des steuernden NF-Verstärkers eingestellt und mit ihm der optische Eindruck bestimmt. Es kann deshalb auch ein optischer Koppler (CdS-Fotowiderstand) mit nur einigen hundert Hertz oberer Grenzfrequenz erfolgreich

eingesetzt werden, was auf den ersten Blick etwas verblüfft. Eine sehr interessante Möglichkeit ergibt sich, wenn diese Schaltung mit einfachem Rauschen angesteuert wird – eine besondere Impulsformung ist dabei überflüssig, wie Versuche zeigten. Als Rauschgenerator eignet sich jeder einigermaßen konstant und möglichst stark rauschende Transistor, den man – bei Ge-Typen im Reststrombereich mit offener Basis – an einem Kollektorwiderstand von 5 bis 10 k Ω betreibt und dessen Rauschspannung dem Mikrofoneingang eines geeigneten Verstärkers zugeführt oder in anderer einfacher Weise mehrstufig auf einen Pegel von einigen Volt verstärkt wird. Die Rauschamplitude wird im NF-Verstärker geregelt. Die völlig ungleichmäßig in statistischer Verteilung auftretenden Impulsspitzen des Rauschens triggern jetzt den Thyristor rein zufallsverteilt in unterschiedlichsten Zeitpunkten der jeweils anliegenden Spannungshalbwellen. Da an Th eine 100-Hz-Parabelspannung anliegt (dies wird im Zusammenhang mit der Phasenanschnittsteuerung noch erklärt, s. dazu Bild 15.2), hängt der Zündeinsatz und damit die am Verbraucher wirksam werdende Leistung vom zufälligen Zündzeitpunkt ab. La flackert daher ganz unregelmäßig und gestattet durch Regeln der Rauschspannung den Eindruck eines auf-flackernden Feuers bis hellen Feuerscheins. Mit ausreichend belastbaren D1...4 und Th können solche Effekte sehr einfach auch für Bühnenscheinwerfer und Lampengruppen bis zu einigen Kilowatt erzeugt werden. Es handelt sich in diesem Fall um eine Abwandlung des Prinzips der Phasenanschnittsteuerung. Diese erzeugt durch die sehr steilen Einschaltflanken relativ starke HF-Störungen, die bis zu einigen Megahertz reichen können. Deshalb ist im vorliegenden Fall eine besonders gute HF-Verdrosselung des NF-Eingangs erforderlich. Siehe dazu

auch Abschnitt 15.10. Anderenfalls geraten in die NF-Anlage starke Prasselgeräuschstörungen. Der optische Koppler erleichtert wegen seiner geringeren Kapazität zwischen Ein- und Ausgang auch dieses Problem erheblich. Die in Bild 15.1 angegebenen Entstörmaßnahmen stellen das notwendige Minimum dar. C_d ist ein handelsüblicher Motorentstördurchführungskondensator ($0,1\,\mu\text{F}$ zwischen den Durchführungspolen und je $2,5\,\text{nF}$ zwischen Pol und Erde-Anschluß »y«; Normausführung für $250\,\text{V}\sim$).

15.2. Thyristorleistungsregelschaltungen für $220\,\text{V}\sim$

15.2.1. Das Prinzip der Phasenanschnittsteuerung

Prinzip und Wirkungsweise der Phasenanschnittsteuerung sind in der eingangs genannten Literatur und an anderen Stellen eingehend behandelt. Deshalb sei nur nochmals das Grundsätzliche zusammengefaßt. Bild 15.2 zeigt bei a den Verlauf der am Thyristor – z. B. nach Bild 15.1 geschaltet – stehenden gleichgerichteten Netzspannung (punktiert). Jeweils im Nulldurchgang der Spannung bzw. des Stromes durch den Thyristor sperrt dieser wieder, so daß bei der nächsten Halbwelle kein Strom fließen kann. Es sei nun angenommen, daß zum Zeitpunkt t_1 ein Zündimpuls am Thyristor auftritt. Th schaltet sofort durch, und am Verbraucher liegt für die restliche Dauer der Halbwelle die Netzspannung an (starke Kurve in Bild 15.2a). Am Verbraucher wird daher nur der schraffiert angezeichnete Teil der »angeschnittenen« Halbwelle wirksam. Der Zeitraum zwischen Nulldurchgang der Netzspannung und Zeitpunkt t_1 läßt sich, auf die Netzspannungsperiode bezogen, als Phasenverschie-

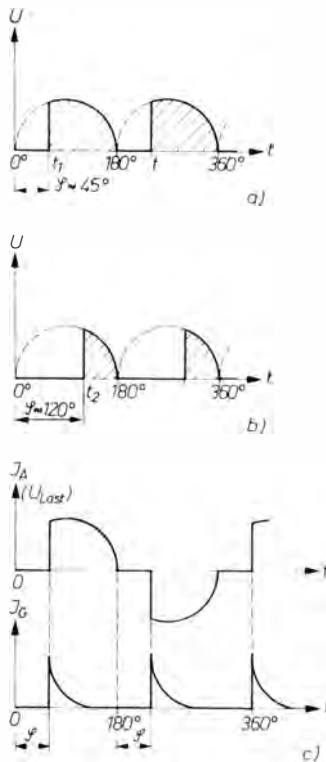


Bild 15.2
Zum Prinzip der Phasenanschnittsteuerung

bungswinkel ϕ ausdrücken und beträgt in dieser Skizze etwa 45° . Trifft der Zündimpuls zu einem späteren Zeitpunkt ein, so wächst dieser Phasenwinkel (Bild 15.2b), und der am Verbraucher zur Wirkung kommende Teil der Halbwelle wird entsprechend kleiner. Die am Verbraucher liegende Netzspannung ist daher nicht mehr sinusförmig, sondern hat z. B. den im Bild 15.2c oben dargestellten Verlauf. Darunter ist der zeitlich zugehörige Thyristor-Steuerimpuls (Zündimpuls) dargestellt. Wie ersichtlich, muß er mit der Netzfrequenz synchron sein. Durch Verändern seiner Phasenverschiebung gegenüber den Null-

durchgehen kann die am Verbraucher umgesetzte Leistung zwischen 0 und nahezu dem Höchstwert geregelt werden. Da der Thyristor hierbei als Schalter arbeitet, ist diese Regelung nahezu verlustlos und mit der geringen dem Thyristor zuzuführenden Steuerleistung möglich. Die Steuerimpulse werden für diesen Zweck stets direkt aus der Netzspannung abgeleitet, wodurch zwangsläufig die notwendige Synchronität besteht.

Die aus dem Bild ersichtlichen steilen Einschaltflanken bedeuten nach dem in Teil I bereits Gesagten einen hohen Anteil an Oberwellen, d.h. das Auftreten von Impulsfrequenzen in einem weiten Frequenzbereich. Diese nadelimpulsförmigen, von der steilen Einschaltflanke herrührenden und mit 100 Hz Folgefrequenz modulierten Impulse reichen bis zu einigen Megahertz und stören daher – wenn sie sich ungehindert ins Netz ausbreiten können – nicht nur NF-Anlagen, sondern auch Rundfunkempfänger u. a. erheblich. Deshalb muß man unbedingt für eine HF-Entstörung solcher Schaltungen sorgen. Sie ist für Phasenanschnittsteuerungen prinzipiell notwendig (schon wegen der gesetzlichen Strahlungsbedingungen und Funk-Entstörungsvorschriften). Darum wird sie in

Abschnitt 15.10. gesondert behandelt und – weil nicht mit der Schaltungsfunktion zusammenhängend – in den im folgenden beschriebenen Schaltungen und Bildern der Übersichtlichkeit halber fortgelassen.

15.2.2. Universalleistungsregler für Beleuchtungen und Antriebe

Bild 15.3 zeigt eine Schaltung, die sich für Leistungsregelzwecke allgemein anwenden läßt. Der Verbraucherstromkreis mit der Diodenbrücke D1...4 (die es ermöglicht, mit nur einem Thyristor auszukommen; da Dioden erheblich preiswerter sind, ist diese Lösung auch deshalb für den Amateur sehr von Vorteil) und Thyristor Th bedarf keiner näheren Erläuterung mehr. Die gesamte Regelschaltung schleift man Ipolig in den Verbraucherstromkreis ein, die Einschaltstelle für die Entstörmittel ist punktiert angegeben. Für die Erzeugung der Zündimpulse wird die bei gesperrtem Thyristor über diesem stehende pulsierende Gleichspannung benutzt. Über P1 wird der Zündkondensator C2 mit zeitlicher Verzögerung aufgeladen. Zwischen C2 und der Steuerelektrode des Thyristors ist die

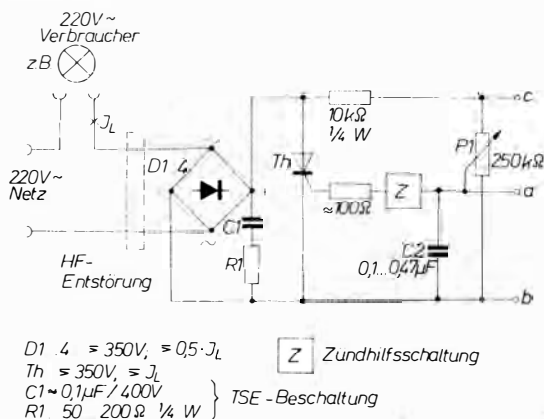


Bild 15.3
Universell verwendbarer Leistungsregler mit Phasenanschnittsteuerung. Bei Z ist die Zündhilfsschaltung nach Bild 2.27e einzusetzen. a, b, c sind mögliche Anschlußpunkte für einen Fotowiderstand

Zündhilfsschaltung Z eingefügt. Sie wurde in Abschnitt 2.2.5.2. bereits behandelt. Man benutzt im allgemeinen die Schaltung nach Bild 2.27e. Die dort angegebene Z-Diode ist unkritisch, ihre Z-Spannung kann bei 5 bis 9 V oder mehr liegen. Sobald die Spannung an C2 diesen Wert erreicht hat, schaltet die Zündhilfsschaltung in der bereits beschriebenen Weise durch und entlädt C2 über Th, wobei Th zündet. Die Spannung über P1, C2 bricht damit zusammen, und bis zum Ende der Halbwelle findet keine neue Aufladung mehr statt. Damit ist der Beginn der C-2-Ladung zwangsläufig auf den Nulldurchgang der Spannung festgelegt. Mit welcher zeitlichen Verzögerung an C2 die notwendige Z-Spannung erreicht wird, hängt von C2 und der Einstellung von P1 ab. Mit P1 kann man daher die Zündverzögerung (der Phasenwinkel) von fast 0 (P1 oberer Anschlag) bis nahezu 180° (Nähe unterer Anschlag) einstellen, so daß P1 die am Verbraucher wirksam werdende Leistung bestimmt. Mit P1 am unteren Anschlag erfolgt keine Zündung mehr, über den Verbraucher fließt dann nur noch der geringfügige Reststrom über P1 (etwa 1 mA). Diese einfache Schaltung genügt bereits den meisten im Amateurbereich gestellten Anforderungen. Man kann damit die Helligkeit von Raumbeleuchtungen oder die Drehzahl von Motoren (Haushaltsgeräte aller Art, Werkzeugmaschinen) regeln. Die maximal anzuschließende Verbraucherleistung hängt lediglich von der Belastbarkeit von D1...4 und Th ab; mit 1-A-Dioden und einem 3-A-Thyristor läßt sich bereits eine Verbraucherleistung von rund 450 W anschließen. Da Thyristoren für hohe Sperrspannungen (Mindestwerte siehe Bild 15.3) relativ kostspielig sind, sei auf die bereits bei Bild 2.28 gezeigte Möglichkeit der

Serienschaltung zweier Thyristoren hingewiesen, die man in der Schaltung nach Bild 15.3 ebenfalls anwenden kann.

C1, R1 stellen eine Kompensationsbeschaltung dar, die als *Trägerstau-effektbeschaltung (TSE-Beschaltung)* bekannt ist ([68], [69]) und außerdem bei Verbrauchern mit induktiver Komponente den gegenüber der Spannung nachteiligen Strom kompensiert. Die Werte sind als Richtwert anzusehen und müssen gegebenenfalls auf beste Kompensation erprobt werden. Bei ohmschem Verbraucher kann die TSE-Beschaltung entfallen.

Bild 15.3 deutet noch eine weitere Möglichkeit an. Die Funktion von P1 kann auch durch einen Fotowiderstand übernommen werden. Für die angegebene Dimensionierung – Zündhilfsschaltung nach Bild 2.27e – ist der Typ CdS 8 am geeignetsten, aber auch CdS 19 läßt sich verwenden. Bei Anschluß des Fotowiderstands an a–c steigt die dem Verbraucher zugeführte Leistung mit der Beleuchtungsstärke des Fotowiderstands. Bei Anschluß des Fotowiderstands an a–b sinkt die Verbraucherleistung mit steigender Helligkeit auf FW, dies entspricht der Funktion des Dämmerungsschalters. Ist der Verbraucher eine Raumbeleuchtung, so kann FW – vom Tageslicht beeinflusst – die Helligkeit der Raumbeleuchtung mit zunehmender Dämmerung allmählich aufregeln. In beiden Fällen gewinnt man eine gleitende Regelung, die alle Zwischenwerte einnehmen kann. Ansprechschwelle und gegebenenfalls Grundhelligkeit werden mit dem – zusätzlich verbleibendem – P1 eingestellt.

Für die Drehzahlregelung von Motorantrieben sei zusätzlich auf die für den Amateur recht instruktive Veröffentlichung in [79] verwiesen.

15.2.3. Abgewandelte Leistungsregelschaltungen

15.2.3.1. Antiparallele Phasenanschnittsteuerung mit 2 Thyristoren

Wenn 2 Thyristoren verwendet werden, kann die Diodenbrücke entfallen, und die Schaltung wird dann einfacher und zugleich höher belastbar, weil jeder Thyristor nur in einer Halbwelle Strom führt. Bild 15.4 zeigt die Schaltung. Mit 2 Thyristoren vom Typ ST 121/6 kann die Verbraucherleistung mehr als 5 kW betragen. Die Schaltung arbeitet wie die vorhergehend beschriebene, ist aber jetzt 2fach vorhanden (C1, C2, Zündhilfsschaltungen), lediglich der Einstellregler P1 »bedient« beide Seiten.

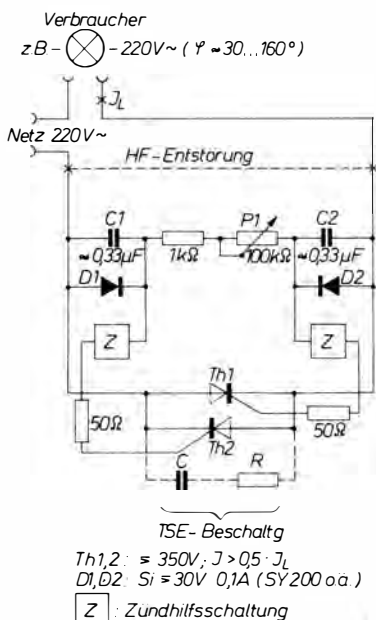


Bild 15.4
Antiparallele Schaltung zweier Thyristoren zur Phasenanschnittsteuerung für große Leistungen

Dabei schließt D1 in ihrer Durchlaßhalbwelle den Steuerkreis für C2, Th1 und D2 in der anderen Halbwelle den Steuerkreis für C1 und Th2. Alle übrigen Einzelheiten entsprechen dem zuvor Gesagten. Diese Schaltung ermöglicht eine Regelung des Phasenwinkels zwischen 30° bis 160° , also nicht völlig bis 0 herab und nicht ganz bis zur vollen Leistung. Der verbleibende Rest ist jedoch von sehr geringer Wirkung. Diese Schaltung eignet sich besonders zur Steuerung großer Lasten.

15.2.3.2. Vereinfachter Phasenwinkelregler

Bild 15.5 zeigt eine vereinfachte Variante für die Phasenanschnittsteuerung. D1...4 und Th entsprechen funktionell den gleichen Organen in der Schaltung nach Bild 15.3, P1 ist auch hier das Stellglied. Die Phasenverschiebung kommt durch Nachleiten der Emitterspannung gegenüber dem über D5 vom Spannungsteiler abgegriffenen Basispotential zustande. Sobald die Emitterspannung den Augenblickswert der Basispannung »eingeholt« hat, öffnet T1, und

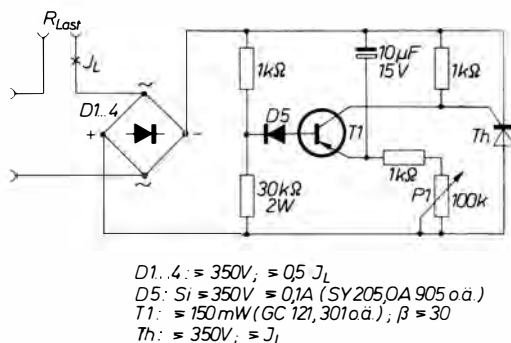


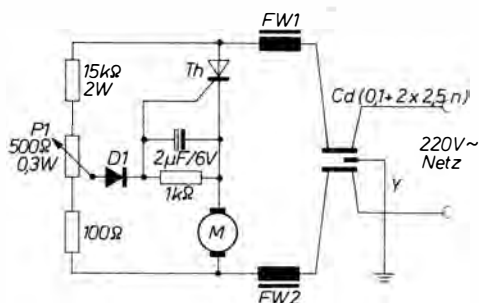
Bild 15.5
Schaltung eines vereinfachten Phasenwinkelreglers. Diese Schaltung erlaubt nicht, den vollen Regelbereich zwischen 0° bis 180° auszunutzen

der Elektrolytkondensator wird über die Th-Steuerstrecke entladen. Diese Schaltung erlaubt funktionsbedingt nur einen Regelbereich zwischen 90° bis 170° , der regelbare Lastbereich ist damit erheblich eingeschränkt, wird aber in vielen Fällen ausreichen. Diese Schaltung eignet sich vorzugsweise für die Regelung ohmscher Verbraucher, sie benötigt keine TSE-Beschaltung, jedoch ebenso wie die anderen eine HF-Entstörung.

15.2.3.3. Lastunabhängiger Drehzahlsteller für Haushaltsmotoren

Für die Antriebsregelung von Haushaltsgeräten und Werkzeugmaschinen (Bohrmaschine) eignet sich besonders die Schaltung nach Bild 15.6. Die mit P1 eingestellte Motordrehzahl bleibt auch bei schwankender Motorbelastung weitgehend konstant, was besonders nützlich bei Küchengeräten und Bohrmaschinen ist. Der Thyristor liegt im Ankerstromkreis eines Reihenschlußmotors (die gesamte Schaltung findet wegen ihrer Kleinheit meist noch im Motorgehäuse Platz). Der Zündzeitpunkt für Th

wird nicht mehr nur durch die – in ähnlicher Weise, wie zuvor beschrieben, zustand kommende – Phasenverschiebung bestimmt, sondern auch durch die drehzahlabhängige Ankergegenspannung des Motors (s.dazu [79]). Wird der Motor belastet, so sinkt seine Drehzahl zunächst ab und damit auch die über Th stehende Ankergegenspannung. Das bewirkt eine zusätzliche Potentialverschiebung zwischen Th-Katode und P1-Abgriff, wodurch der Zündzeitpunkt in Richtung des kleineren Phasenwinkels verschoben wird. Der Motor erhält dadurch mehr Leistung zugeführt und erhöht seine Drehzahl wieder – er gleicht die lastbedingte Drehzahlschwankung weitestgehend selbst aus. Der Motor wird in dieser Schaltung mit nur einer Halbwelle betrieben, für die Gegenhalbwelle sperrt Th. Ein 220-V-Motor hat daher nicht mehr die volle Leistung. Man kann jedoch darauf entweder verzichten oder einen 110-V-Motor mit dieser Schaltung am 220-V-Netz betreiben, der dann nahezu seine volle Nennleistung bringt. Die Schaltung hat den Vorzug, daß die Feldwicklung zugleich mit zur Funk-Entstörung herangezogen wird. Zur ausreichenden Entstörung genügt deshalb fast immer schon der eingezeichnete Entstör-



Th: $\approx 400V$; $\approx 2 \cdot J_M$
D1: Si $\approx 500V$; $0,1A$ (SY206 o.ä.)
Cd: Entstör-Durchführungs-C (250V~)
FW1, 2: Motor-Feldwicklungen (110-V-Motor günstig)

Bild 15.6

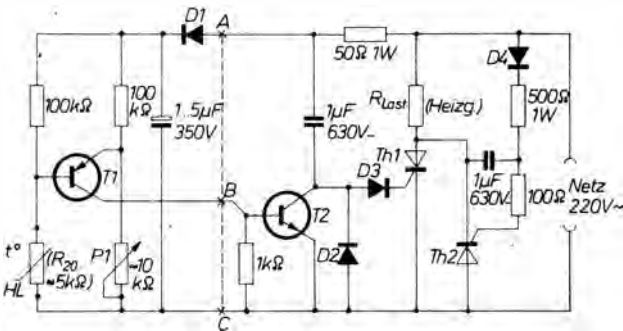
Lastunabhängiger Drehzahlsteller für Haushaltsmotoren. Bei steigender Motorbelastung wird automatisch die zugeführte Leistung erhöht, die Drehzahl bleibt konstant

kondensator (Durchführungskondensator) C_d . Th ist für den doppelten Motornennstrom zu bemessen; für Haushaltgeräte wird im allgemeinen ein räumlich kleiner l-A-Typ noch ausreichend sein. Einige ähnliche, z. T. aufwendigere und leistungsfähigere Schaltungen sind in [79] zu finden.

15.2.3.4. Heizungstemperaturregelungen

Man kann für die automatische oder Handeinstellung elektrischer Heizungen oder Klimaanlage auf die Phasenanschnittsteuerung verzichten, weil die thermische Trägheit dieser Verbraucher eine kontinuierliche Regelung auch durch Ein- und Ausschalten in größeren Intervallen ermöglicht. Die Thyristoren werden dann ohne Phasenverschiebung, d. h. unmittelbar bei oder nach dem Nulldurchgang der Netzspannung gezündet. Damit entfallen alle Funk- und HF-Störungsprobleme und die bei stromstarken Verbrauchern oft

schwierig realisierbare ausreichende Entstörung. Bild 15.7 zeigt eine solche Steuerung zum automatischen Konstanthalten einer Raumheizungstemperatur. HL ist der Temperaturfühler (wegen der Netzverbindung isolierte Montage beachten!). Der Heißeiter soll einen Nennwiderstand von etwa $5\text{ k}\Omega$ haben, anderenfalls ist der Wert für P1 entsprechend abzuändern. Mit P1 wird die von der Heizung – im Bild als Lastwiderstand R_{Last} dargestellt – einzuhaltende Solltemperatur vorgegeben. D1 stellt die Betriebsspannung für die Temperaturmeßbrücke bereit, in deren Querzweig T1 liegt. Sobald die Temperatur einen zu hohen Wert erreicht, ist HL niederohmig genug, um die Brücke aus dem Gleichgewicht zu bringen und T1 zu öffnen. Dadurch wird auch T2 geöffnet. Dieser Transistor schließt die Steuerspannung für Th1 kurz, so daß Th1 und Th2 nicht mehr zünden können und die Heizung abgeschaltet ist. Der Zündstrom für Th1 wird – um Verlustwärme an einem Vorwiderstand zu sparen – über einen Vorschaltkondensator

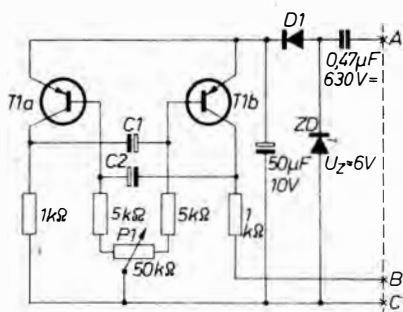


T1: $\approx 100\text{mW}$; $\beta \approx 40$; $I_{\text{ceo}} \approx 100\mu\text{A}$ (GC 121 o.ä.)
T2: npn-Si-Planartyp (SF 121, SF 126 o.ä.); $\beta \approx 120$ $I_{\text{cmax}} \approx 0,1\text{A}$
Th1, Th2: $\approx 350\text{V}$; $\approx 0,5$ I_{Last}
D1, D4: Si $\approx 350\text{V}$; $\approx 0,1\text{A}$ (SY 204 o.ä.)
D2, D3: Si $\approx 20\text{V}$; $\approx 0,1\text{A}$ (SY 200 o.ä.)

Bild 15.7 Heizungstemperaturregelung mit kontaktloser Schaltung der Heizung R_{Last} durch 2 antiparallele Thyristoren. Geeignet zur automatischen Raumtemperaturkonstanthaltung

1 μF als kapazitiver Blindstrom erzeugt, was zusätzlich den Vorteil hat, daß der Steuerstrom dann schon kurz nach dem Nulldurchgang der Netzspannung sein Maximum erreicht. Die negativen Halbwellen werden für Th1 über D2 kurzgeschlossen. Die positiven Halbwellen steuern über D3 Th1 an, sofern sie nicht durch den geöffneten T2 ebenfalls kurzgeschlossen sind. Für die andere Halbwelle übernimmt Th2 die Last (jeder Thyristor braucht also nur für den halben Laststrom ausgelegt zu sein). Seine Zündung kommt als Folgezündung zustande, falls zuvor Th1 gezündet hatte. In diesem Fall wird über Th1 und D4 der 1- μF -Kondensator mit negativem Pol an Th-2-Katode geladen. In der folgenden Halbwelle sperrt Th1, und der soeben geladene Kondensator entlädt sich jetzt über die Steuerstrecke Th2, so daß dieser zündet. Wird Th1 blockiert, so lädt sich der Hilfskondensator über D4 nicht mehr auf, und in der darauffolgenden Halbwelle bleibt der Zündstrom für Th2 ebenfalls aus. Die Genauigkeit der Schaltung ist besser als 0,5°C. Lasten von mehreren Kilowatt sind ohne weiteres steuerbar.

Für eine Handeinstellung kann ein ähnliches Prinzip verwendet werden. Statt der Phasenanschnittregelung verwendet man dann eine Impulstastverhältnisregelung, die eine ständige Impulsfolge (Größenordnung 1 Impuls je Sekunde oder weniger) abgibt. Das Impulstastverhältnis wird verändert und damit auch das Verhältnis Einschalt-/Ausschaltdauer der im Impulstakt geschalteten Last. Bild 15.8 zeigt die entsprechende Schaltung. Dargestellt ist nur der Steuerteil. Er wird statt der Halbleiterregelschaltung an den gleichbenannten Verbindungspunkten in der Schaltung nach Bild 15.7 angeschlossen. Die Einschaltung der Last erfolgt, wie dort beschrieben, durch Sperren von T2. Dieser Transistor wird nun periodisch etwa alle 3 bis 4 s durch einen astabilen



$T1a = T1b : \approx 100\text{mW}, \beta \approx 90$
 $C1 = C2 = 50 \dots 100\mu\text{F} / 10\text{V}$
 $D1: \text{Ge oder Si} \approx 20\text{V}; \approx 0,1\text{A}$
 $ZD : \approx 250\text{mW}; U_Z \approx 6\text{V}$

Bild 15.8

Von Hand einstellbare Heizungstemperaturregelung. Die Steuerung der Thyristoren (Bild 15.7) geschieht durch Änderung des Impulstastverhältnisses der periodisch ein- und ausgeschalteten Thyristoren. Bei A, B, C wird der in Bild 15.7 dargestellte Leistungsteil (rechts der punktierten Linie) angeschlossen

Multivibrator geschaltet, wie er in diesem Buch schon für die verschiedensten Zwecke dargestellt ist. Mit P1 kann der Wert beider zeitbestimmender Basiswiderstände gegenseitig geregelt werden. Die Impulsfrequenz – die relativ unkritisch ist – bleibt dabei annähernd konstant, jedoch ändert sich jetzt das Impulstastverhältnis (diese Anwendungsart wurde in anderem Zusammenhang, z. B. bei Bild 3.24 unter 3.7.2.2. behandelt). T1b steuert T2 an. Je nach Stellung von P1 wird daher die Last stets *kurz ein – lange aus* bis *lange ein – kurz aus* geschaltet.

Die Speisung der Taktgebertransistoren T1a T1b erfolgt (zur Vermeidung von Verlustwärme durch große Vorwiderstände) nach dem unter 5.4.4., Bild 5.11 behandelten Verfahren. Auch in diesem Fall wird die Last stets nahe dem Netzspannungsnull-durchgang geschaltet und dadurch das Entstehen merklicher HF-Störspannungen vermieden.

15.3. Netzgeräte mit Thyristoren

Im folgenden werden thyristorbestückte Netzteile behandelt. Thyristorwechselrichter (Transverter) siehe Abschnitt 9.2.3., die im folgenden beschriebenen Geräte sind für 220-V-Netzspeisung bestimmt.

15.3.1. Netzgerät mit Phasen- anschnittsteuerung

Zur Erzeugung von Betriebsspannungen mit mittlerem Leistungsbedarf verwendet man häufig einen Netztransformator, der jedoch häufig wegen des störenden magnetischen Streufeldes und aus Gewichts- und Platzgründen unerwünscht ist. In diesem Fall bieten Thyristornetzgeräte einen Ausweg. Bild 15.9 zeigt die Schaltung eines solchen transformatorlosen Netzgeräts. Der Thyristor übernimmt die Netzgleichrichtung und legt den Ladekondensator C_L für eine Zeitdauer, deren Länge die gewünschte Ausgangsspannung bestimmt, an das Netz. Das Steuersignal für Th wird von einem Schwellwertschalter geliefert, dessen Einsatzpunkt auf der positiven

Sinushalbwelle mit P1 eingestellt wird. P1 bestimmt daher die Höhe der Ausgangsspannung U_a . Sobald die Spannung an P1 den Basis Spannungsschwellwert des Transistors T1 überschreitet, wird Th über C3 geöffnet. Die Kollektorspannung für T1 wird über D1 an C1 gewonnen. Das RC-Glied in der Emitterleitung R3, C3 vermindert den Temperaturgang der Anordnung. Je nach Einstellung von P1 werden aus der Sinushalbwelle Ausschnitte von etwa 90° bis etwa 180° entnommen. Th löscht wieder, wenn die Augenblicksspannung des Netzes gleich der Spannung an C1 ist. Die Schaltung gestattet die Einstellung der Ausgangsspannung zwischen 30 V und 250 V. Der erreichbare Ausgangsstrom liegt bei 0,5 A, wobei die U_a überlagerte Brummspannung noch unter 20% bleibt. Sie wird, wie bei herkömmlichen Netzteilen üblich, ausgefiltert. R2, D2 stellen eine Nachführung dar, die den Schwellwertschalter von der Ausgangsspannung abhängig machen. Die Ausgangsspannung ändert sich etwa linear mit der Netzspannung (z. B. $U_a = 140$ bis 160 V bei $U \sim 200$ bis 240 V) und bleibt bei schwankender Ausgangsbelastung (0,1 bis 0,5 A) auf $\pm 10\%$ konstant. Trotzdem ist diese Schaltung nicht als geregeltes

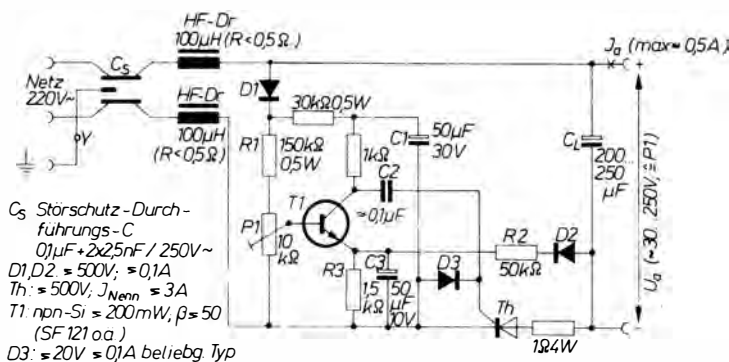


Bild 15.9 Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung. Geeignet zur Bereitstellung vorgegebener Betriebsspannungen, wenn auf einen Netztransformator verzichtet werden muß

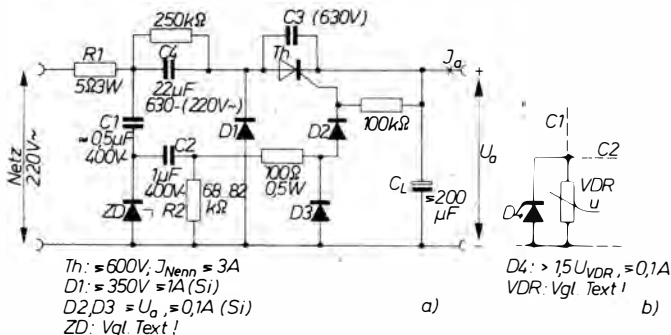


Bild 15.10 Schaltung eines geregelten Netzteils mit Kondensatorumladung (a) und möglicher Ersatz der Z-Diode durch einer Varistor (b). Dimensionierung siehe Text

Netzteil, sondern vorwiegend als Ersatz für einen schweren Netztransformator mit nachfolgender normaler Gleichrichtung anzusehen. Die auch hier erforderliche HF-Verdrosselung ist angedeutet. Die HF-Drosseln sollen sehr geringen Widerstand haben. Die theoretischen Grundlagen dieser Schaltung findet der Leser in [80].

15.3.2. Regelnetzteil mit Kondensatorumladung

Vorteilhafte Eigenschaften hat eine Schaltung nach Bild 15.10, deren theoretische Behandlung ebenfalls über den Rahmen dieses Buches hinausgeht. Hierzu sei – insbesondere für eine eventuelle Umdimensionierung – ebenfalls auf [80] verwiesen. Die Schaltung ähnelt einer Spannungsverdopplerschaltung, wobei C4 der Umladekondensator, D1 und Th die Gleichrichter sind. Th erhält nur dann eine Zündspannung, wenn die Spannung am Ladekondensator C_L die vorgegebene Spannung an ZD unterschreitet. Anderenfalls bleibt er gesperrt, und es werden einige Perioden für die Ladung von C_L ausgelassen. Damit ist U_a sowohl gegen Netzspannungsschwankun-

gen als auch gegen Laststromänderungen unempfindlich.

Die Steuerspannung für Th gewinnt man wie folgt: Die Netzspannung wird über C1 an ZD gelegt. Die an ZD abgreifbare stabilisierte, trapezförmige Spannung wird über das Differenzierglied C2, R2 geleitet. Die auf diese Weise erreichte Kurvenform gewährleistet, daß Th nur in Nähe des Nulldurchgangs zünden kann und die Störspannung damit gering bleibt.

Diese vorteilhafte Schaltung hat für den Praktiker leider einige Dimensionierungsprobleme, was die verwendeten Bauelemente betrifft. Dies gilt für C4 und ZD. C4 bestimmt mit seinem Kapazitätswert den maximal zu entnehmenden Ausgangsstrom. Der in Bild 15.10a angegebene Wert gilt zusammen mit den übrigen angegebenen Werten für die nachstehend genannten Richtwerte für Ausgangsspannung und Ausgangsstrom. C4 muß ein bipolarer Kondensator sein – für kleinere Ausgangsströme und entsprechend kleine C-Werte kommt ein MP- oder ML-Foliekondensator in Frage. Für große C-Werte wird der Amateur eine gegenpolige Serienschaltung von 2 Elektrolytkondensatoren (je 50 μF/500 V) vorsehen müssen, die jedoch in

handelsüblicher Siebelektrolytkondensator-Ausführung relativ hohe Verluste aufweisen, was bei maximaler Ausgangsbelastung bereits zu merklicher Erwärmung des Elektrolytkondensators führen kann. Außerdem wird mit einem MP/ML-Becherkondensator der Größe $22\ \mu\text{F}/250\ \text{V}\sim$ (oder $630\ \text{V}\sim$) der Vorteil der Platzersparnis für den Netztransformator nahezu wieder aufgehoben. Die übrigen Vorteile, wie Ausgangsspannungskonstanz und fehlendes magnetisches Streufeld, bleiben erhalten. Problematisch ist ferner das Bauelement ZD. Bis zu Ausgangsspannungen von allenfalls $100\ \text{V}$ sind ZD-Reihenschaltungen mehrerer Dioden möglich (die ZD-Spannung liegt nur wenig unter U_a). Darüber hinaus wird die Anzahl der in Serie zu legenden Z-Dioden (handelsübliche Z-Dioden haben eine Nennspannung von höchstens $25\ \text{V}$) so groß, daß für den Amateur andere Lösungen wünschenswert sind. In Betracht kommt bei ZD ein Glimmstabilisator mit einer Brennspannung in Höhe der gewünschten Ausgangsspannung

die Z-Diodenserienschaltung stets die technisch bessere Lösung. Der Z-Strom (bzw. Strom durch den VDR) beträgt maximal etwa $15\ \text{mA}$. Die gewünschte Ausgangsspannung erreicht man bei dieser Schaltung also durch Auswahl von ZD bzw. des dafür eingesetzten Bauelements. D2, D3 müssen mindestens für die gewünschte Ausgangsspannung bemessen sein. – C3 ist ebenfalls eine MP- oder ML-Ausführung. Seinen Wert kann man aus der nachstehenden Tabelle für einige mögliche Dimensionierungsbeispiele ersehen.

Die genaue Berechnung, insbesondere für abweichende Ein- und Ausgangsdaten, ist in [80] zu finden. Bezüglich Wirkungsgrad und Stabilität sowie Brummspannung verhält sich diese Schaltung sehr günstig. Der Wirkungsgrad liegt je nach Auslegung zwischen $0,85$ und $0,93$, bei einer aus dem Netz aufgenommenen Leistung von $125\ \text{W}$ entfallen z.B. nur etwa $8\ \text{W}$ Verluste auf die Schaltung. Der Brummspannungsanteil bei U_a bleibt bis zur maximalen Belastung unter 12 bis 15% von U_a , die anschließende

U_a	U_{ZD}	C4	C_L	R2	C3	$I_{a\text{max}}$
30 V	28,5 V	$20\ \mu\text{F}$	$2500\ \mu\text{F}$	$100\ \text{k}\Omega$	$0,56\ \mu\text{F}$	0,5 A
150 V	147 V	$20\ \mu\text{F}$	$200\ \mu\text{F}$	$68\ \text{k}\Omega$	$0,82\ \mu\text{F}$	0,4 A
265 V	250 V	$25\ \mu\text{F}$	$200\ \mu\text{F}$	$100\ \text{k}\Omega$	$1\ \mu\text{F}$	0,35 A
330 V	315 V	$25\ \mu\text{F}$	$200\ \mu\text{F}$	$100\ \text{k}\Omega$	$1\ \mu\text{F}$	0,27 A

(Katode an C1, C2) oder ein VDR-Widerstand. VDR-Widerstände sind in unterschiedlichen Staffeln ihrer Knie-Spannung preiswert erhältlich und können trotz ihrer wenig scharf ausgeprägten Kennlinienkrümmung für Spannungen oberhalb $50\ \text{V}$ empfohlen werden. In beiden Fällen ist diesem Organ eine Diode D4 parallelzuschalten, wie Bild 15.10b das für einen VDR-Widerstand zeigt. Falls der Aufwand nicht ins Gewicht fällt, ist aber

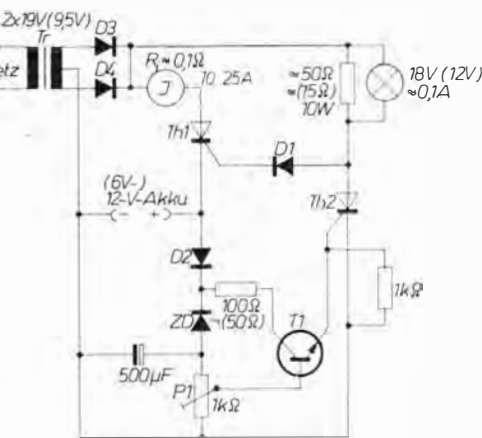
Siebung wie üblich vorgenommen. Bei Belastungsschwankungen zwischen $I_a = 0$ und maximalem Ausgangsstrom bleibt U_a auf $\pm 10\%$ und besser konstant. Bei Überschreitung des maximalen Ausgangsstroms bricht U_a schnell zusammen, jedoch können Bauteile dabei nicht überlastet werden – das Netzgerät ist also zusätzlich auch weitestgehend kurzschlußfest. Die Störspannung liegt im allgemeinen noch erheblich unter den für die übliche Funk-

Entstörung zulässigen Höchstwerten, so daß netzseitig allenfalls ein Durchführungs-entstörkondensator erforderlich ist. Versuche des Verfassers mit verschiedenen Dimensionierungen bestätigten die hier genannten Werte und die günstigen Eigenschaften dieser Schaltung.

15.4. Akkumulatorladegeräte mit Ladeendabschaltung

15.4.1. Akkumulatorladegerät für Kraftfahrzeugbatterien

Zur Aufladung von Kfz.-Batterien werden kräftige Ladegeräte benötigt. Eine selbsttätige Ladeendabschaltung ist dabei besonders wertvoll, um ein Überladen mit »Überkochen« der Batterie zu vermeiden. Dazu eignet sich die Schaltung nach



Th1 = 50V $\approx J_{Lade}$ (ST 111/1, ST 121/1)
 Th2 = 50V $\approx 1A$
 T1: npn-Si $\approx 500mA$, $\beta = 80$ (SF 126 o.ä.)
 D1, D2: $\approx 30V$, $0.1A$ (SY 200 o.ä.)
 D3, D4: $\approx 30V$, $10A$ (SY 160 o.ä.)

Bild 15.11
Ladegerät für Kraftfahrzeugbatterien mit automatischer Ladeendabschaltung

Bild 15.11. Ladetransformator Tr und Lade-
gleichrichter D1, D2 sind wie bei üblichen
Ladegeräten entsprechend den für die
Batterie erforderlichen Spannungs- und
Stromwerten zu bemessen. Richtwerte sind
für 12 V Akkumulatornennspannung (in
Klammern für 6 V) angegeben. Ladestrom-
messer I und Transformator sollen zusam-
men den für die Ladestrombegrenzung
notwendigen Innenwiderstand haben. Inso-
weit entspricht alles der gewohnten Lade-
technik. Hinzu kommt Thyristor Th1 mit
seiner Steuerschaltung (Th2, T1 und ZD).
Solange der Akkumulator seine Ladeend-
spannung noch nicht erreicht hat, wird
Th1 über D1 und den Widerstand 50 Ω
(15 Ω) – dem eine Ladeendkontrollanzei-
gelampe parallel liegen kann – jeweils bei
Beginn einer Halbwelle (entsprechend der
pulsierenden Gleichspannung hinter D3, D4,
die jeweils kurzzeitig 0 erreicht) gezündet.
Der Ladestrom kann normal fließen. Sobald
die Ladeendspannung erreicht ist (bei Kfz.-
Akkumulatoren im allgemeinen 2,8 V je
Zelle), öffnet über D2 ZD und über P1 – mit
dem die genaue Abschaltschwelle bei
Ladeende einzustellen ist – steuert T1
durch. Damit wird Th2 gezündet, der die
Anode von D1 auf negatives Potential legt.
Th1 kann daher bei der nächsten Halbwelle
nicht mehr zünden – der Ladestrom ist
unterbrochen, solange über P1 Spannung
steht. Bei absinkender Akkumulatorspan-
nung läßt der Strom über ZD nach, T1
schließt wieder, Th2 kann nicht mehr zün-
den, und über D1 schaltet Th1 wieder ein.
Bei abgeschaltetem Ladestrom ist Th2
geöffnet, und die Lampe zeigt das Lade-
ende an. D2 verhindert Schäden bei even-
tueller Falschpolung bei Anschluß des
Akkumulators. Für ZD wird eine Z-Span-
nung knapp unterhalb der Ladeendspan-
nung (für 12-V-Akkumulatoren soll ZD
etwa 13 V haben) gewählt. Damit ergibt sich
die beste Abschaltgenauigkeit. Diese Schal-

tung ist vorwiegend für Akkumulatoren ab 25 Ah Kapazität oder mehr geeignet, bei denen Ladeströme von 2 bis 20 A oder mehr (je nach D1, D2, Th und Transformator) zu schalten sind.

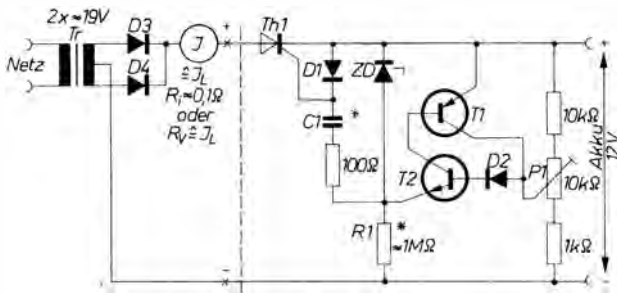
15.4.2. Impulsgetastetes Ladegerät

Die in Bild 15.12 gezeigte Schaltung ist in ihrer Funktion typisch für die Thyristorschaltungstechnik und kann für Akkumulatoren aller Kapazitätswerte – also auch für kleinere Akkumulatoren – ausgelegt werden. Der Ladetransformator Tr mit Ladegleichrichter D3, D4 und gegebenenfalls Ladestromanzeiger I entspricht wiederum dem Bekannten. Bei I kann auch ein Regelwiderstand zur Ladestromeinstellung eingeschaltet sein. Die Funktion der Ladezustandskontrolle mit Th1, T1, T2, ZD hat zwei Besonderheiten: Erstens muß in Hinblick auf die Abschaltung und Zündung von Th1 der Ladestrom pulsierend sein, geglätteter Gleichstrom läßt sich nicht anwenden. Zweitens wird die Steuerschaltung aus dem angeschlossenen Akkumulator gespeist – bei fehlendem Akkumulator oder wenn dieser sehr weit unter die zulässige Entladeschlußspannung entladen ist, gibt diese Schaltung keinen Ladestrom ab. Der Ausgang ist deshalb auch kurzschlußfest.

Über R1 und D1 wird C1 aus der Batterie aufgeladen. ZD ist so bemessen, daß ihr Wert etwas unter der Nennspannung des Akkumulators liegt (für 6-V-Akkumulatoren bei etwa 5 bis 5,5 V). Über den Wert der Spannung an ZD kann die Spannung an C1 daher nicht steigen. Gleichzeitig wird über P1 ein Teil der Akkumulatorklemmenspannung abgegriffen. Übersteigt der am Abgriff von P1 vorhandene Spannungspegel noch nicht den Wert der Z-Spannung zusätzlich Schwellenspannungen von T2, D2,

so öffnen T2, T1 und entladen C1 stoßartig über die Th-1-Steuerstrecke. Dabei wird Th gezündet und die Ladespannung für die anliegende Halbperiode zum Akkumulator durchgeschaltet. Danach beginnt über R1 ein neuer Aufladezyklus für C1. Die Kombination R1, C1 und T1, T2 erzeugt periodische Kippschwingungen mit einer Frequenz von einigen hundert Hertz, solange einerseits an den Akkumulatorklemmen eine Mindestspannung von einigen Volt liegt – also ein Akkumulator angeschlossen ist und kein Kurzschluß auftritt, andererseits das Potential an P1, D2 noch positivere Werte hat als das an ZD und Emitter T2. Diese Impulsgeneratorschaltung ähnelt der z. B. nach Bild 3.51 angewendeten und braucht deshalb nicht weiter erklärt zu werden. Mit steigender Akkumulatorladung wird das Potential an P1 zunehmend negativer gegen das mit ZD festgehaltene Emitterpotential T2, bis schließlich bei Erreichen der Ladeendspannung (auf die man P1 abgleicht) T2 nicht mehr öffnet und die Ansteuerimpulse für Th1 damit aussetzen. Der Ladestrom ist damit unterbrochen. Bei nicht vorhandenem Akkumulator oder Ausgangskurzschluß kann ebenfalls kein Ladestrom fließen, weil dann keine Ladespannung für C1 anliegt.

C1, R1 muß man nach Versuch so dimensionieren, daß sich eine Impulsfrequenz von etwa 500 Hz einstellt. Th1 wird damit mehrmals je Halbperiode angesteuert, was für gleichmäßigen Ladestromfluß notwendig ist. Für C1 sollte ein Wert von etwa 30 nF nicht unterschritten werden, um ausreichend starken Steuerimpulsstrom für Th1 zu gewährleisten. Für T1, T2 lassen sich Exemplare mit niedrigem Stromverstärkungsfaktor vorteilhaft einsetzen. Gegen Ladungsende schaltet diese Steuerung den Ladestrom intervallweise ein und aus und bewirkt dadurch auch bei längerer Überschreitung der Ladezeit eine nach Ladeende



$D3, D4: \approx 30V, \approx 0,6 \cdot J_{Lade-max}$

$Th1: \approx 50V \approx J_{Lade}$

$ZD: 250-mW-Typ (U_Z \approx 10 \dots 10,5V$
 $f 12-V-Pb-Akku)$

$* = R1, C1 \text{ nach Versuch } (f \approx 400 \dots 500Hz)$

$T1: \approx 150mW, J_{ceo} \approx 100\mu A, \beta \approx 30 (< 50!)$

$T2: Si-npn \approx 100mW, J_{cmax} \approx 0,1A, \beta \approx 50 (< 70!)$

$D1: \text{beliebig} \approx 10V, 0,1A, Ge, Si$
 $D2: Si-Typ \approx 20V, 10mA (SAY..., SY200 o.a.)$

Bild 15.12 Impulsgetastetes Ladegerät mit automatischer Endabschaltung. Bei fehlender, kurzgeschlossener oder falsch gepolter Batterie gibt das Gerät keinen Ladestrom ab

erfolgende Erhaltungsladung. Das Gerät ist insbesondere für unbeaufsichtigte Ladung von in Reserve gehaltenen Akkumulatoren geeignet.

15.5. Sonderanwendungen von Thyristoren

15.5.1. Thyristor als Temperaturfühler

Die Steuerspannung eines Thyristors ist temperaturabhängig. Bei einem konstanten eingespeisten Steuerstrom kann man diese Abhängigkeit ausnutzen, um den Thyristor zünden zu lassen, sobald seine Gehäusetemperatur einen vorgegebenen Sollwert übersteigt. Anwendungen sind denkbar als Brandmelder, Heizungskontrolle usw. mit direkter Schaltung der Heizung, einer Kühl- oder Löscheinrichtung u. ä. Bild 15.13a zeigt das Prinzip. R_L ist die Last, die beispielsweise ein Relais sein kann. Rel erhält Spannung, sobald Th seine Solltemperatur übersteigt. $C2$, ZD , $D1$ und $C1$ (s. Abschn. 5.4.4.) stellen eine stabilisierte Spannung

bereit, von der über $P1$ ein konstanter Steuerstrom für den Temperaturfühler $Th1$ erzeugt wird. Mit $P1$ stellt man die Solltemperatur ein. Die Ansprechschwelle – d. h. der in diesem Fall für eine gegebene Ansprechtemperatur notwendige Steuerstrom – ist auch innerhalb eines Thyristortyps sehr stark exemplarabhängig, bleibt jedoch beim einzelnen Exemplar konstant und geht in die Einstellung von $P1$ ein. Diese Schaltung reagiert auf Temperaturüberschreitung, nach Auslösung ist jedoch die durch den Laststrom möglicherweise hervorgerufene Eigenerwärmung von Th zu berücksichtigen, d. h., Th sperrt u. U. erst wieder bei erheblich unter Sollwert liegender Temperatur. Dies kann eine automatische Selbsthaltung des ausgelösten Signals bewirken, die je nach Anwendung auch von Vorteil sein kann.

Bild 15.13b zeigt eine Erweiterung, mit der Auslösung von R_L bei Untertemperatur möglich ist. Gleichzeitig wird die Last nicht mehr durch den Temperaturfühler $Th1$ selbst, sondern über den Hilfsthyristor $Th2$ geschaltet, so daß sich eine Eigenerwärmung von $Th1$ vermeiden läßt. Der Zünd-

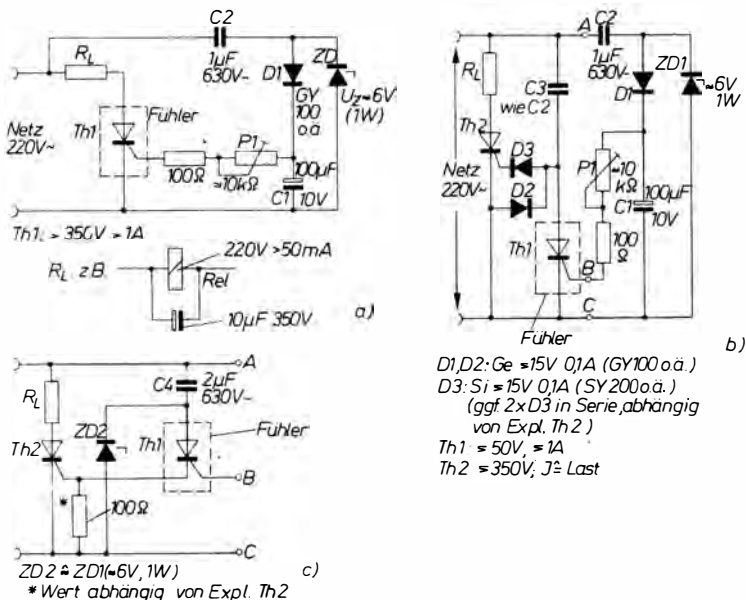


Bild 15.13 Thyristor als Temperaturfühler. Einfache Schaltung (a), erweiterte Schaltung für Signalgabe (Einschaltung R_L) bei Unterschreitung einer Solltemperatur (b) und bei Überschreitung der Solltemperatur (c). $Th1$ ist der Temperaturfühler

strom für $Th2$ wird als kapazitiver Blindstrom über $C3$ gewonnen (dies spart Vorwiderstände und ihre Verlustwärme ein) und ist normalerweise durch $Th1$ – der bei Solltemperatur gezündet hat; Einstellung wieder mit $P1$ wie bereits beschrieben – kurzgeschlossen. Bei Unterschreiten der Solltemperatur an $Th1$ sperrt dieser, und $Th2$ zündet. Wegen der an $Th1$ abfallenden Restspannung von etwa $1V$ ist $D3$ erforderlich, um vorzeitige Zündung von $Th2$ zu vermeiden.

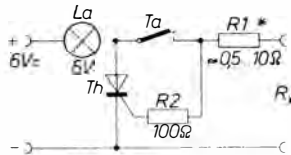
Bild 15.13c zeigt schließlich noch die Erweiterung für das Einschalten von R_L bei Überschreiten der Solltemperatur – Anwendung also wie Bildteil a – und Schaltung von R_L über $Th2$, womit die Eigenerwärmung des Fühlers $Th1$ umgangen werden kann. Diese Schaltung ist als Brandmelder

gut geeignet. R_L kann dabei z. B. ein Magnetventil zur automatischen Löschwasserfreigabe sein. Der 100Ω -Widerstand an $Th2$ eliminiert den Einfluß der ebenfalls temperaturabhängigen Gate-Spannung von $Th2$ auf $Th1$, da sich in dieser Schaltung die Gate-Spannungen von $Th1$ und $Th2$ addieren. Er ist relativ unkritisch und so zu bemessen, daß $Th2$ knapp unterhalb der Ansprechgrenze noch nicht selbst zündet. Die Schaltung entsprechend Bild 15.13c wird mit den Anschlußpunkten A, B, C an die Speiseschaltung nach Bild 15.13b (dort $C2$, $D1$, $C1$, $P1$, $ZD1$) angeschlossen.

Alle 3 Schaltungen lassen sich im Temperaturbereich $-35^\circ C$ bis $+120^\circ C$ einsetzen, wobei die erweiterten Schaltungen b, c eine Genauigkeit von besser als $\pm 0,3^\circ C$ ermöglichen, wie Versuche erwiesen.

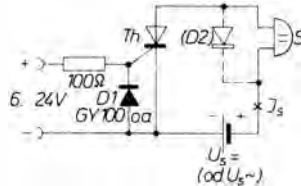
15.5.2. Nachweis kleiner Widerstandswerte mit Thyristor

Wenn man einen mit Gate-Strom beaufschlagten Thyristor durch einen Widerstand shuntet, der kleiner ist als der Widerstand des Thyristors im eingeschalteten Zustand, dann wird er nicht gesättigt. Diese Eigenschaft kann zum Nachweis kleiner Widerstandswerte (Größenordnung einige zehntel Ohm) und deren Unterscheidung gegen Kurzschluß (Widerstand nahe 0) ausgenutzt werden. Bild 15.14 zeigt die Schaltung. Wird T_a gedrückt, so fließt Strom über La , T_a , R_2 und schaltet den Thyristor ein. Beim Öffnen von T_a können nun zwei Fälle eintreten: La verlöscht wieder, wenn R_x kleiner als z. B. $0,1 \Omega$ war. La bleibt eingeschaltet, falls R_x größer als dieser Wert ist, denn dann reicht der Thyristorstrom zu seiner Sättigung aus (Haltestromwert). R_1 muß experimentell bestimmt werden, weil die Thyristordaten stark streuen. Zugleich bestimmt R_1 die Nachweisgrenze für R_x . R_2 ist unkritisch. Statt La kann auch ein Relais o. ä. eingeschaltet werden. Für gute Grenzwertgenauigkeit sollte die Speisenspannung stabilisiert sein.



Th : beliebig, Typ $\approx 1,10 A$
 *: abhängig von Expl. Th

Bild 15.14
 Schaltung zum Nachweis kleiner Widerstände (unter 1Ω) bei R_x mit einem Thyristor



$(D2), Th \approx U_s, J_s$

Bild 15.15
 Signalhörner, Wecker oder Hupen können durch einen Thyristor mit geringen Steuerleistungen ausgelöst werden. Der Thyristor ersetzt ein Relais mit hoher Kontaktbelastbarkeit

15.5.3. Ansteuerung von Signalhörnern und Weckern

Signalhupen und Wecker haben häufig so starke Stromaufnahme, daß die schaltenden Relaiskontakte erheblich beansprucht werden. Statt eines Relais läßt sich nach Bild 15.15 auch ein Thyristor einsetzen. Der Wecker S ertönt nur, solange der Steueranschluß von Th Spannung erhält, weil der bei Gleichstromweckern und Hupen vorhandene Selbstunterbrecher den Thyristor periodisch löscht. Signalarhorn S kann auch eine Wechselstromausführung ohne Unterbrecher sein (U_s dann eine Wechselspan-

nung), wobei Halbwellenbetrieb stattfindet. $D2$ ist nur bei Gleichstromspeisung, hoher Induktivität von S und einem Th -Exemplar geringer Sperrspannung notwendig. U_s und Th werden nach den Daten des Signalgeräts S bemessen.

15.5.4. Sicherungsanlage ohne Relais

Bild 15.16 zeigt die Schaltung einer Sicherungsschleife, die bei geringem Ruhestromverbrauch ohne Relais auskommt. Im Auslösefall schaltet Th das Signal an die Betriebsspannung U_b an. Die Schaltung arbeitet wegen ihrer Einfachheit sehr zuverlässig, der Stromverbrauch in Ruhe liegt weit unter $1 mA$. Hilfsbatterie U_b – am Ende der Schutzschleifenleitung ange-

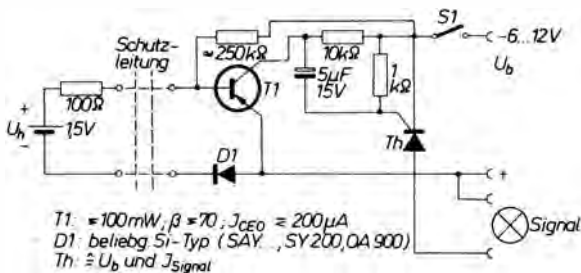


Bild 15.16
Sicherungsanlage ohne Relais

ordnet – sperrt T1 über D1. Sowohl bei Kurzschluß der Schleifenleitung als auch bei Unterbrechung der Leitung wird diese Sperrspannung wirkungslos. T1 öffnet und steuert Th an. Der einmal gezündete Thyristor bleibt ohne Vorkühnungen »in Selbsthaltung«. Die Signalisierung wird durch Öffnen von S1 abgeschaltet. U_h ist in Ruhe lediglich mit dem Strom über den Basiswiderstand von T1 belastet. Dieser Strom kann weiter verringert werden, wenn man für T1 ein Exemplar mit hohem β -Wert benutzt.

15.5.5.

Zweirichtungs-Mehrkanal-Motorfernsteuerung für die Fernwirktechnik und Modellsteuerungen

Bild 15.17 zeigt eine sehr interessante Lösung für die Fernbetätigung mehrerer Motoren – für die sich z. B. auch netzbetriebene Zweiphasen-Asynchronmotoren mit Hilfskondensator eignen, wie sie u. a. für Magnetbandgeräte bekannt sind – (nach [81]). Es werden nur 2 Steuerkreise für Links- und Rechtslauf des Motors M ge-

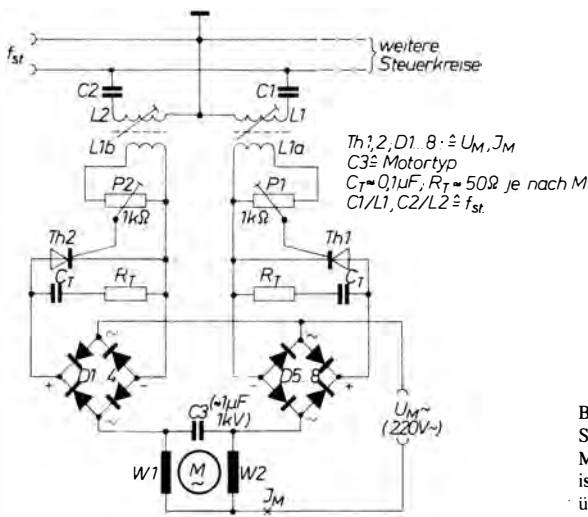


Bild 15.17
Schaltung der Zweirichtungs-Mehrkanal-Motorsteuerung. Hier ist nur die Steuerung eines Motors über 2 Kanäle dargestellt

zeigt. Weitere Steuerkreise mit anderen Frequenzen für weitere Motoren lassen sich parallel anschließen. In der Schaltung nach der Originalveröffentlichung [81] werden 8 Steuerfrequenzen zur Steuerung von 4 Motoren im Links- oder Rechtslauf verwendet. Bei f_{st} führt man die Steuerfrequenzen zu (Übertragung in beliebiger Form möglich; z. B. über Leitung, oder f_{st} ist der Ausgang eines Fernsteuerempfängers). Vorhanden sind Serienresonanzkreise, in diesem Fall C2, L2 für eine z. B. dem Linkslauf von M zugeordnete Frequenz, C1, L1 für die dem Rechtslauf zugeordnete Frequenz (Berechnung derartiger Kreise in [38] u. a.). Im Resonanzfall, d. h. bei Vorhandensein der Steuerfrequenz, entsteht am Sekundärkreis (P1 oder P2) eine Steuerspannung, die entweder Th2 oder Th1 zündet. C_T , R_T ist die schon früher erwähnte Kompensationsbeschaltung (TSE-Beschaltung), sie bewirkt Ausgleich der induktiven Motorkomponente. Th1 und Th2 liegen in je einer Diodenbrücke. Wird Th2 durchgesteuert, so sind die Wechselspannungsanschlüsse der Brücke D1...4 verbunden, Motorwicklung w1 bekommt Spannung, und über den zum Motor gehörenden Hilfsphasenkondensator C3 erhält w2 die Hilfsphasenspannung. Beim Durchsteuern von Th1 liegen die Verhältnisse umgekehrt. Dann ist w2 die Hauptwicklung, w1 die Hilfswicklung, so daß der Motor mit umgekehrtem Drehsinn anläuft. Die Dimensionierung dieser unproblematischen Schaltung kann der Amateur je nach Gegebenheiten in der üblichen Form selbst vornehmen. An L1a, L1b sollen im Resonanzfall wenigstens etwa 2 V auftreten.

15.5.6. Thyristor-»Hupe«

Für kräftige Signalgabe über Lautsprecher sind Thyristoren als Schwingungserzeuger

wegen ihrer einfachen Schaltungsmöglichkeit gut geeignet. Bild 15.18 zeigt eine solche Schaltung. Sie entspricht funktionell dem unter 3.7.6.1. (Bild 3.31) erläuterten Blinktaktgeber. Die Schaltung ist lediglich für höhere Frequenz ausgelegt, so daß sich in diesem Fall eine nähere Erklärung erübrigt. ZD1, ZD2 werden statt der Vorwiderstände verwendet, um höhere definierte Schaltschwellen und eine bessere Leistungsausbeute zu erreichen. Wird nur ein Lautsprecher benötigt, so kann man den anderen durch einen Widerstand ersetzen,

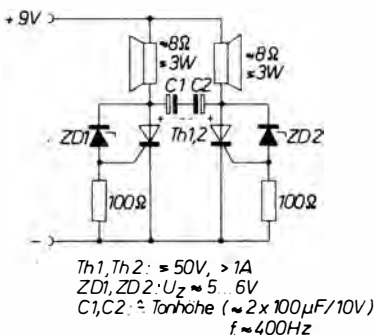


Bild 15.18
Schaltung einer Thyristor-»Hupe« für Signalgabe mit Lautsprechern

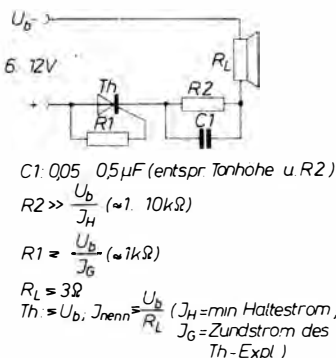


Bild 15.19
Vereinfachte Schaltung eines Thyristorsignalgebers

mit dessen Wert (10 bis 100 Ω) dann eine Frequenzregelung möglich ist.

Bild 15.19 zeigt eine einfachere Schaltung für den gleichen Zweck. Sie läßt sich mit einer Sperrschwingerschaltung vergleichen. Die Schaltung steuert den Lautsprecher mit Nadelimpulsströmen an und ist deshalb leistungsschwächer als die zuvor gezeigte. Sie eignet sich besonders zur Anwendung mit kleinen Lautsprechern geringerer Belastbarkeit. Beim Anlegen von U_b steuert der Ladestromstoß von $C1$ über $R1$ den Thyristor durch. $C1$ wird über R_L geladen. Nach Ladeende reicht der Strom über $R2$ nicht aus, Th geöffnet zu halten. Th schaltet ab, $C1$ entlädt sich über $R2$, wodurch die Spannung über Th steigt. Dadurch nimmt der Strom über $R1$ zu, bis Th erneut zündet usw. Die notwendigen Dimensionierungshinweise sind im Bild angegeben. Eine höhere Leistung und bessere Dimensionierung ergeben sich, wenn statt $R1$ eine Z-Diode eingesetzt wird, deren Spannung etwas unter U_b liegt.

15.5.7. Schnell reagierende 220-V ~-Lichtschranke mit Selbsthaltung

Bild 15.20 zeigt eine für Thyristoranwendungen typische Lichtschrankenschaltung. Das als Lampe gezeichnete beliebige 220-V-Signalorgan R_L liegt im Wechselstromkreis einer aus den vorangehend gezeigten Schaltungen bekannten Diodenbrücke $D1 \dots 4$, in deren Gleichstromzweig Th liegt. $D5$, $D6$, $C2$ und $T2$ sind nur für die Selbsthaltung erforderlich. Sie können gegebenenfalls entfallen und haben keinen Einfluß auf den Lastkreis. Im Normalfall ist Th gesperrt. Über $D7$ wird $C1$ aufgeladen. Das auf den Fotowiderstand FW fallende Licht erzeugt an $P1$ (Schwellwerteneinstellung je nach Lichtstärke auf FW)

einen Spannungsabfall, der $T1$ geöffnet hält. Über La , die hier als Vorwiderstand und Bereitschaftsanzeige dient (sie kann zugleich die Schrankenlampe sein) bekommt Th Zündstrom, sobald $T1$ infolge Abdunkelung von FW sperrt. Th zündet und schaltet das Signalorgan ein, wobei La verlischt. (Falls La die Schrankenlampe ist, wird dadurch bereits eine Selbsthaltung mit einer 'durch La bedingten Trägheit möglich!) Wiedereinschalten erfolgt durch Drücken von Ta , so daß Th wieder sperrt.

Um schnelles Ansprechen der Selbsthaltung zu erreichen, sind $D5$, $D6$ vorgesehen. Sobald Th zündet, erzeugt der Laststrom an ihnen einen Spannungsabfall, der $T2$ öffnet. $T2$ blockiert $T1$, so daß auch bei Wiederkehr des Lichtes $T1$ nicht mehr öffnet und der Zündstrom für Th bestehen bleibt. Über den Lastkreis fließt ein durch La bedingter Ruhestrom.

15.6. Zeitschalter für 12 V mit Thyristoren

Bild 15.21 zeigt einen Thyristor-Zeitschalter für Batteriebetrieb. Eine ähnliche Schaltung für Netzbetrieb ist in Abschnitt 8.6. beschrieben. Für $La1$ (eingeschaltet während der Bereitschaftszeit) und $La2$ (eingeschaltet während des Zeitablaufs) können Relais o. ä. Bauelemente eingesetzt werden. Beim Drücken von Ta wird $Th2$ gezündet und $La2$ eingeschaltet. $C2$ und die Anschaltung von Ta an der Thyristoranode bewirken, daß $C2$ nur einen kurzen Startimpuls liefert und die Wiederausschaltung auch dann nicht behindert wird, falls Ta nach Zeitablauf noch gedrückt ist. Mit Zünden von $Th2$ sperrt über den dabei umgepolten Löschkondensator – wie bei vorangegangenen ähnlichen Schaltungen beschrieben – $Th1$. $La1$ verlischt, über R_v erhält nun $ZD2$ Spannung. Über $P1$ (Zeitwahl fein)

Fall sein wird. Die Verwendung der Diodenbrücke D1...4 erspart dabei die Verwendung eines 2. Thyristors. Gewöhnlich sind 4 Dioden noch preiswerter als 1 Thyristor, außerdem besteht jetzt nur ein Steuerstromkreis. (Die Ansteuerung zweier antiparallelgeschalteter Thyristoren ist schwieriger, weil beide Steuerkreise dann auf verschiedenem Potential liegen.) Der zu schaltende Lastwiderstand kann je nach Anwendungsfall entweder im Wechselstromkreis ($R_L \sim$) liegen oder im Gleichstromzweig ($R_L -$). Wechselstromseitiges Einschalten hat den Vorteil, daß sich auch Transformatoren, Motoren usw. schalten lassen und für D1...4 keine besondere Kurzschlußsicherung notwendig ist, da R_L den Kurzschluß abfängt. Gleichstromseitiges Einschalten hat dagegen den Vorteil, daß auch bei gezündetem Thyristor noch die von der Diodenbrücke bereitgestellte Gleichspannung erhalten bleibt. Sie kann häufig für die den Thyristor ansteuernde Schaltung herangezogen werden.

Zum Zünden und Ausschalten von R_L benötigt Th einen Gate-Strom I_G , der im einfachsten Fall über einen Vorwiderstand von der Anode des gesperrten Thyristors hergeleitet wird. Sobald Kontakt S schließt, zündet Th, wobei I_G nahezu 0 wird, was nicht mehr von Bedeutung ist. Beim Öffnen von S verlöscht der Thyristor im Nulldurchgang der Spannung bzw. des Stromes im Lastkreis, also mit Ende der gerade fließenden Halbperiode. S hat nur noch den geringen Gate-Strom zu schalten. Dimensionierungshinweise für den Lastkreis sind im Bild angegeben. R_1 wird nur mit dem kurzen Impuls bis zur Th-Zündung beansprucht und kann daher 0,1 W betragen.

Bild 15.24 zeigt eine einfache Antiparallelschaltung zweier Thyristoren zur Schaltung starker Verbraucher im Wechselstromkreis. Dabei werden keine hochbelastbaren

Dioden benötigt und jeder Thyristor nur in einer Halbwelle belastet, so daß der doppelte Laststrom möglich ist. R_1 hat wieder die Funktion des Gate-Widerstands, wobei er von Wechselstrom durchflossen wird und D1 bzw. D2 jeweils den Steuerstromkreis für die Sperrhalbwelle des betreffenden Thyristors überbrücken sowie den Steuerkreis des in der gleichen Halbwelle zu zündenden schließen. R_1 ist relativ unkritisch. Über S fließen kurz nach Nulldurchgang von U_b kurze Steuerstromimpulse in beiden Richtungen.

Bild 15.25 zeigt Möglichkeiten zur Ausschaltung von Thyristoren in Gleichstromkreisen. In der Schaltung nach Bild 15.23 trat pulsierender Gleichstrom auf, dessen Nullstellen Th zwangsläufig sperrten. Bei konstantem Gleichstrom ist dies nicht der

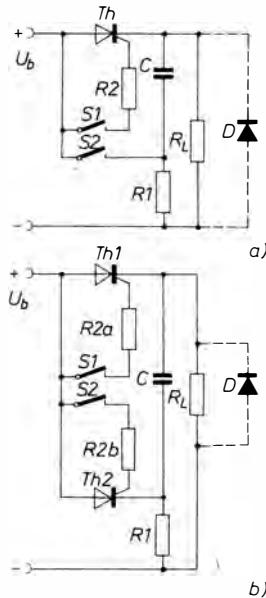


Bild 15.25
Löschung von Thyristoren im Gleichstromkreis mit mechanischem Kontakt (a) und mit Hilfsthyristor (b)

Fall, und der gezündete Thyristor läßt sich über seine Steuerstrecke bekanntlich nicht beeinflussen. Man löst das Problem prinzipiell – wenn keine anderweitige kontaktgebundene Unterbrechung des Laststromkreises erfolgen kann – entsprechend Bild 15.25a. S_1 , R_2 dienen der bereits bekannten Einschaltung. Nach gezündetem Thyristor steht über Lastwiderstand R_L – dem zu schaltenden Verbraucher – die Betriebsspannung U_b . Auf diese wird C über R_1 mit negativer Polarität am unteren Anschluß aufgeladen. Sobald man nun S_2 schließt, liegt C parallel zu Th , und zwar mit Minuspol an dessen Anode. Dadurch wird Th sofort blockiert. C wird zugleich über R_L umgeladen und entlädt sich später – wenn S_2 öffnet – wieder über R_1 , R_L . Während der Schließzeit von S_2 steht an R_1 die volle Betriebsspannung U_b , was bezüglich seiner Belastbarkeit zu beachten ist. Außerdem fließt über S_2 – wegen der kurzzeitigen Reihenschaltung des geladenen C mit U_b – ein Impulsstrom in doppelter Stärke des normalen Laststroms. Das bringt erhebliche Belastungsprobleme für S_2 mit sich, so daß diese Schaltung nur für kleinere Lastströme sinnvoll ist. Man ersetzt S_2 durch einen 2. Thyristor (Bild 15.25b), der diese Stoßbelastung übernimmt. Für S_2 und dessen Belastbarkeit gelten dann die gleichen Verhältnisse wie für den Einschalter S_1 . Für die Dimensionierung gibt es zwei Möglichkeiten: Zunächst muß C groß genug sein, um für die Dauer der Freiwerdezeit von Th_1 die Gegenspannung aufrechtzuerhalten (maximal 1 ms, s. dazu [68], [69]). Die Zeitkonstante $R_L \cdot C$ legt den unteren Wert für C fest. Übliche Werte sind 0,1 bis $10 \mu F$. R_1 ist entweder (Bildteil a) gemäß U_b und dem Gate-Strom zu bemessen oder kann, wenn die Ausschaltzeit ausreichend lang ist, erheblich größer sein (übliche Werte 1 bis 100 k Ω). Für Bildteil b besteht daneben eine zweite Möglichkeit: R_1 läßt

sich in diesem Fall so hochohmig auslegen, daß über ihn mit U_b erheblich weniger als der Mindesthaltestrom für Th_2 fließen kann (1 mA oder weniger). Dann wird beim Schließen von S_2 Th_2 mit aus C »gespeist«. Nach der Entladung von C wird jedoch der Haltestrom für Th_2 unterschritten, so daß auch Th_2 wieder in den Sperrzustand zurückschaltet. In diesem Fall sind beide Thyristoren gelöscht.

Parallel zu R_L kann im Gleichstromkreis eine Freilaufdiode erforderlich sein (D), falls R_L eine induktive Komponente aufweist.

15.8.2. Ein- und Ausschaltung mit Transistorstromkreisen

Angenommen seien beliebige Transistorstufen, bei denen ein Relais durch einen Thyristor zu ersetzen ist. Das bedingt wegen der gemeinsamen Thyristorkatode eine einseitige Verkopplung des Transistorstromkreises mit dem Laststromkreis. Bild 15.26 zeigt bei a die Anschaltung von Th mit seinem (stark ausgezogenen) Laststromkreis an einen pnp-Transistor. Dabei sind Minuspol des Laststromkreises und der Transistorspeisespannung gemeinsam. Die Th -Steuerstrecke wird jetzt an Stelle des Relais in den Kollektorkreis von T eingeschaltet, zur Strombegrenzung ist ein Kollektorwiderstand R_c erforderlich. T muß den maximal erforderlichen Thyristor-Gate-Strom schalten können (höchstens 0,1 A). R_c wird danach und nach vorhandener U_b bemessen. Bildteil b zeigt die Anschaltung eines npn-Transistors. Th liegt jetzt im Emitterkreis von T (dadurch wird die Basisschwellenspannung für T merklich erhöht, was ggf. bei der Ankopplung vorangehender Transistoren zu beachten ist – für die Basis sind wenigstens 2 V Ansteuerungsspannung erforderlich). R_c bewirkt

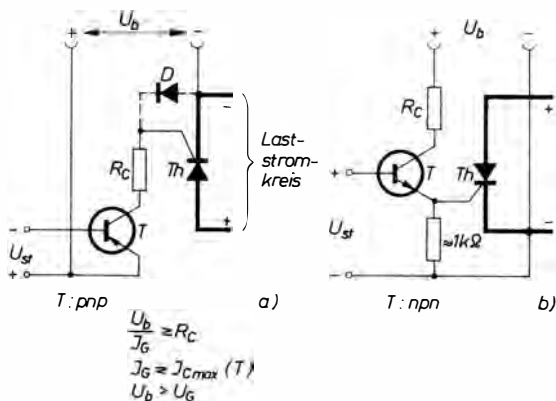


Bild 15.26

Ein- und Ausschaltung eines Thyristors mit pnp-Transistor (a) und mit npn-Transistor (b)

wieder die Strombegrenzung und wird wie bereits erwähnt bemessen. Da bei dieser Schaltungsvariante der gemeinsame Pol (U_B) meist zugleich Massepunkt der Transistorschaltung ist, bevorzugt man oft diese Ansteuerung. Der 1-k Ω -Emitterwiderstand (unkritisch, Richtwert gilt näherungsweise für alle Typen von T und Th) verhindert den Einfluß von Restströmen. D kann entsprechend Bildteil a vorgesehen werden, falls negative Impulsspitzen am Gate-Anschluß von Th zu erwarten sind (R_C kann eine Relaiswicklung o. ä. zusätzliches Bauelement sein!).

Zu erwähnen ist noch die Steuermöglichkeit für Th mit Kleinübertrager. Dadurch läßt sich auch eine Potentialtrennung zwischen Th und der Transistorschaltung ermöglichen. Die Primärwicklung eines geeigneten Übertragers (im allgemeinen sind Treiberübertrager für Transistorgegentaktenstufen gut geeignet) wird statt R_C in den Kollektorkreis des Transistors eingefügt sowie die Sekundärwicklung an Gate und Katode des Thyristors angeschlossen. Es empfiehlt sich dann die Parallelschaltung einer (unkritischen) Diode zwischen Gate und Katode des Thyristors (Diodenanode

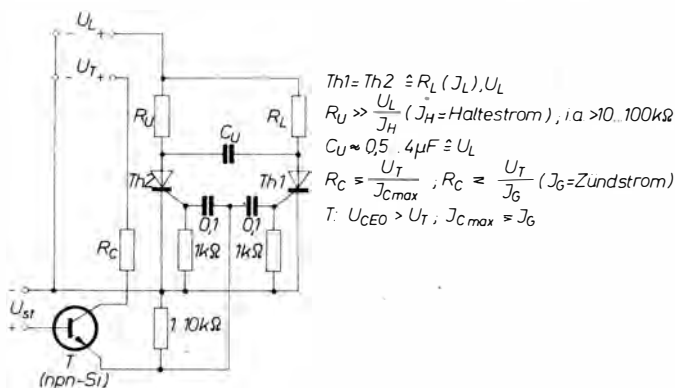


Bild 15.27 Schaltung zur Ein- und Ausschaltung eines Thyristors Th1 durch Impulse gleicher Polarität und mit Hilfsth Thyristor Th2

an Thyristorkatode), die Impulse falscher Polarität kurzschließt. Diese Ansteuerungsmöglichkeit hat für den Amateur nur selten Bedeutung.

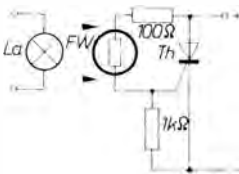
Eine Ausschaltung des Thyristors läßt sich mit dem Prinzip nach Bild 15.25b erreichen, wenn die Schaltung gemäß Bild 15.27 abgewandelt wird. Ein bei U_{st} angelegter Impuls zündet beide Thyristoren (U_{st} muß mindestens 2 bis 3 V betragen!). R_u ist aber so hochohmig dimensioniert, daß Th2 sofort wieder sperrt. Über R_u wird jetzt C_u parallel zum Lastwiderstand R_L in der schon beschriebenen Weise aufgeladen. Ein erneuter Impuls an U_{st} bewirkt nunmehr die Zündung von Th2 (an Th1 hat er keine Wirkung, da dieser Thyristor bereits gezündet ist) und damit die Blockierung von Th1 in der bei Bild 15.25b beschriebenen Weise. Anschließend sperrt auch Th2 wieder, der Ausschaltzustand ist wieder erreicht. Ein erneuter Impuls bei U_{st} bewirkt wieder Einschaltung von R_L usw. Die notwendigen Dimensionierungshinweise sind im Bild angegeben. Der U_{st} -Impuls soll Rechteck- oder Nadelform mit ausreichend steilen Flanken haben. Die Schaltung zeigt demnach ein bistabiles (Flip-Flop-)Verhalten. U_T kann gleich U_L sein

(Verbindung), falls die Grenzdaten von T das zulassen.

15.8.3.

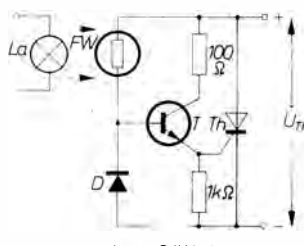
Ein- und Ausschaltung mit Licht (optische Ankopplung)

Zur Potentialtrennung zwischen dem – oftmals netzgebundenen – Thyristorlastkreis und der Steuerschaltung können optische Koppler (Abschn. 13.11.) nützlich sein. Bild 15.28 gibt Dimensionierungshinweise für die Anwendung solcher Koppler an Thyristoren. Bild 15.28a zeigt eine einfache Dimensionierung, die voraussetzt, daß FW bereits die notwendige Steuerstromstärke für Th aufbringt. Mit dem relativ niederohmigen, großflächigen FW-Typ *CdS19* ist die Zündung von Typen, die mit maximal etwa 40 bis 50 mA Zündstrom auskommen (das gilt für fast alle Typen von 1 bis 3 A), direkt möglich. Wichtig ist dabei ausreichende Lichtleistung von La sowie ihre schlagartige Steuerung (hell-dunkel mit Vermeiden von Zwischenwerten; La ggf. über einen Schwellwertschalter, z.B. *Schmitt-Trigger* o.ä. ansteuern), damit eine Überlastung von FW vermieden wird. Diese kann nur eintreten, wenn bei Strömen über



a)

$La \approx 0,25W$
 FW CdS19
 Th $I_g = 50mA$ (1-A-Typ)
 $U_{Th} = 10 \dots 250V$



b)

$La \approx 0,1W$
 FW CdS6 (CdS8)
 D : GY100, GA100 o.ä.
 T npn-Si; $I_{Cmax} \approx 0,1A$,
 $\beta \approx 60$; $U_{ceo} > U_{Th}$!
 $U_{Th} = 10V$

Bild 15.28 Zur Ansteuerung von Thyristoren mit optischen Kopplern. Siehe dazu auch Abschnitt 13.11.

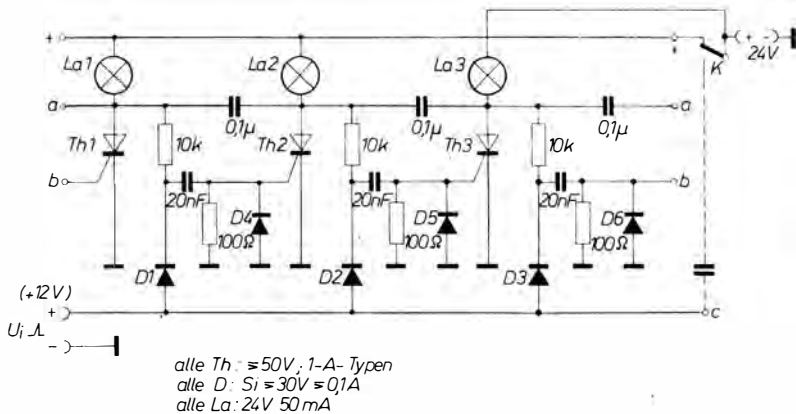


Bild 15.29 Ringzähler mit Thyristoren und Lampenanzeige des Zählerstands. Dargestellt sind 3 Stufen. Es können bis zu etwa 30 Stufen und mehr hintereinandergeschaltet und die letzte bei a, b, c, + mit der 1. zu einem geschlossenen Zählring verbunden werden. Jeder bei U_i eintreffende Impuls schaltet die Lampenanzeige um eine Stufe weiter. Statt Lampen auch Relais möglich

FW nahe dem Zündstrom Th noch nicht gezündet hat und in FW entsprechende Verlustleistung auftritt. Nach Zündung von Th bricht die Spannung über FW zusammen. FW wird daher nur impulsweise belastet. Dimensionierungshinweise gibt das Bild. Die Schaltung nach Bild 15.28b ermöglicht eine Verwendung kleinerer gering belastbarer FW-Typen. In diesem Fall wird FW nur noch mit dem Steuerstrom für T belastet, jedoch muß der Transistor jetzt für eine maximale Kollektorspannung U_{ce0} von mindestens der Höhe der an Th anliegenden Sperrspannung ausgelegt sein. Damit beschränkt sich der Einsatzbereich dieser Schaltung auf Thyristorbetriebsspannungen von höchstens etwa 100 V (Transistoren SF129, SS202 o.ä.), oder man ist zu erweiterten Schaltungen gezwungen, für die in diesem Buch mehrere Beispiele zu finden sind. D schützt hier Th und T gegen Falschpolung bei U_{Th} .

15.9.

Ringzähler mit Thyristoren und direkter Lampenanzeige

Ringzähler – deren grundsätzliche Funktion und Anwendungsbereiche als bekannt vorausgesetzt werden – lassen sich mit Thyristoren besonders einfach aufbauen. Bild 15.29 zeigt ein Beispiel. Dargestellt sind 3 Stufen. Die Zählkette kann beliebig erweitert und durch Rückführung von a, b der letzten Stufe auf die 1. zu einem geschlossenen Zählring ergänzt werden. Für die Funktionsbeschreibung sei angenommen, daß Th2 gezündet habe. Das wird durch La2 angezeigt. Ein am Impulseingang U_i angelegter Impuls kann jetzt nur Diode D2 passieren, da alle anderen Dioden (D1, D3) vom Potential der Thyristoranode über 10kΩ in Sperrichtung vorgespannt sind. Der Steuerimpuls U_i zündet daher jetzt Th3. Der zwischen den Anoden Th2 und Th3 liegende 0,1-μF-Kondensator übernimmt dabei in der schon früher beschrie-

benen Weise die Löschung des vorhergehenden gezündeten Thyristors. Für den nächsten bei U_1 eintreffenden Impuls ist nunmehr D2 gesperrt und D3 geöffnet, so daß der folgende Thyristor gezündet und dabei Th3 gelöscht wird. Die Lampenanzeige wandert demzufolge mit jedem Impuls um eine Stufe weiter.

Um von einem definierten Anfangszustand ausgehen zu können, ist Kontakt K vorhanden, der ein mechanischer Kontakt sein kann (Nullstellaste). Er trennt bis auf einen Thyristor – für den Th3 mit La3 angenommen sei – alle anderen von der Plusleitung ab und gibt zugleich einen Impuls auf U_1 , so daß jetzt zwangsläufig Th3 zündet. Die kurze Schaltungsbeschreibung zu dieser vielseitig verwendbaren Zählerschaltung mag als Beispiel genügen.

Wegen der positiven und in weiten Grenzen frei wählbaren Speisespannung eignet sich diese Ringzählerschaltung auch vorzüglich zur Speisung von 110-V- oder 220-V-Lampen sowie zur direkten Ansteuerung von Glimmziffernanzeigeröhren. Die 24-V-Lampen ersetzt man in diesem Fall durch Arbeitswiderstände, die den Mindesthaltestrom für den Thyristor gewährleisten; der Brennstrom einer Glimmziffernröhre reicht dafür u. U. nicht allein aus. Die Katoden der Ziffernanzeigeröhre werden mit den Thyristoranoden verbunden. Die Speisespannung und die Sperrspannungstypenwerte für Thyristoren und Dioden wählt man entsprechend den Daten der Glimmziffernröhre. Ebenso wird die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren festgelegt. Weitere Umdimensionierungen sind im allgemeinen nicht erforderlich; die Zählkette kann auch in dieser Ausführung mit Eingangsimpulsen von nur 10 bis 12 V angesteuert und daher auch bei Verwendung einer Glimmziffernröhre mit Halbleiterschaltungen eingesetzt werden. Da 1-A-Thyristoren meistens Halteströme von

weniger als 20 mA haben, läßt sich die Anodenspannung gegebenenfalls auch leicht mit einem Transverter erzeugen. Dadurch ist auch Batteriebetrieb möglich, und auf diese Weise kann man weitere Anwendungsbereiche erschließen. Die Glimmziffernröhre selbst erhält wie üblich den vom Hersteller vorgeschriebenen Anodenwiderstand.

15.10. Die Entstörung von Thyristorschaltungen

Wie unter 15.2.1. schon erwähnt wurde, bewirkt die extrem kurze, auch bei leistungsstarken Thyristoren im μ s-Bereich liegende Einschaltzeit einen sehr steilen Stromanstieg im geschalteten Lastkreis. Das führt zum Entstehen starker, über ein breites Frequenzband (bis zu einigen Megahertz und mehr) verteilter Störimpulse, besonders dann, wenn im Einschaltmoment am Thyristor eine hohe Spannung steht. Bei periodischem Schalten ist die HF-Störung mit der Schaltfrequenz moduliert. Das ergibt besonders bei Phasenanschnittsteuerungen eine starke 100-Hz-modulierte HF-Störung des Netzes. Deshalb müssen solche Schaltungen zusätzlich HF-entstört werden. Ziel dieser Maßnahmen ist es, die HF-Schwingungen vom Thyristor bzw. von der Steuereinheit nicht abwandern zu lassen. In den vorangegangenen Schaltbeispielen wurden dafür bereits einige entsprechende Entstörglieder gezeigt. Bild 15.30 faßt die möglichen Entstörmaßnahmen nochmals zusammen. S ist dabei stets die Steuereinheit mit dem Thyristor und den zugehörigen Organen, die bei A, B 1polig in bekannter Weise in den Lastkreis eingeschaltet wird. R_L stellt symbolisch den Verbraucher dar. Grundsätzlich sei gesagt, daß sich allgemeine Regeln für das notwendige Maß der Entstörung nicht geben

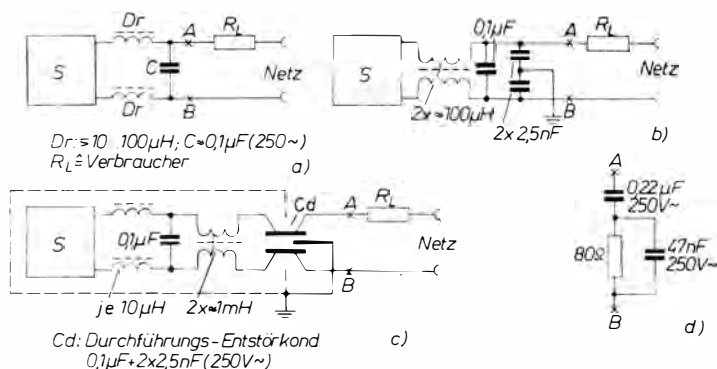


Bild 15.30 Zur Entstörung von Thyristorschaltungen

lassen; hier muß von Fall zu Fall durch die praktische Erprobung entschieden werden. Insbesondere neigen Thyristorschaltungen oberhalb etwa 24 V_~ und Phasenanschnittsteuerungen zu starken Störungen in benachbarten Rundfunkgeräten usw., aber auch in NF-Anlagen, beides gilt es, zu unterbinden. Die Verwendung von HF-Drosseln ist bei starken Verbraucherströmen oftmals problematisch, da sich ihr ohmscher Widerstand nicht mehr vernachlässigen läßt. Man benutzt dann oft Ferritringkerne, die unmittelbar über die Thyristorzuleitungen geschoben werden.

Für die im Amateurbereich auftretenden Fälle kann die Entstörung in einfachen Fällen nach Bild 15.30a erfolgen. Dr sind HF-Drosseln mit einer Induktivität um 10 bis 100 µH, gegebenenfalls bis 1 mH. Gelegentlich reichen handelsübliche Modellmotor-Entstördrosseln 10 µH/1 A bereits aus. Eine Selbstanfertigung geeigneter Drosseln ist möglich. Man benutzt Ferritantennenstabstücke von etwa 10 mm Durchmesser und 70 mm Länge, die mit 70 bis 100 Wdg., 1,0-mm-CuL-Draht (bei Strömen über 4 bis 5 A Drahtstärke nach Strombelastung wählen) bewickelt werden. Die Wicklung wird mit *Duosan*-Kleber o.ä.

Lack festgelegt. Man erhält auf diese Weise eine (im genauen Wert unkritische) Induktivität von etwa 100 µH. Für eine Induktivität um 1 mH und Dauerstrom bis wenig über 2 A sind etwa 250 Wdg. entsprechend schwächeren Drahtes notwendig.

Als Normalentstörung kann die Schaltung nach Bild 15.30b gelten. Beide Drosseln sind auf einen gemeinsamen Kern mit gleichem Wicksinn aufgebracht (ausreichende Isolierung gegeneinander beachten!). Die 3 Kapazitäten werden besonders wirksam mit einem speziellen Durchführungsentstörkondensator realisiert, wie dies auch bei der allen Anforderungen genügenden Entstörung nach Bild 15.30c der Fall ist. Diese Kondensatoren sind für die Entstörung von Motoren handelsüblich. Bei dieser Entstörung sind außerdem noch zusätzliche 10-µH-Drosseln für die höherfrequenten Impulsanteile und eine vollständige metallische Abschirmung der gesamten Steuereinheit vorgesehen, die bis zum Eingang des Durchführungskondensators reicht und zusammen mit seinem Erdungsanschluß geerdet wird. Der Netz-Nulleiter läßt sich für diese Erdung nicht benutzen; das würde die Wirkung großenteils aufheben.

Bei Phasenanschnittsteuerungen für hohe Leistungen oder Verbraucher mit starker induktiver Komponente kann in seltenen Fällen eine Einschwingbedämpfung für den Netzstromkreis notwendig werden. Sie wird bei A, B und vor der HF-Entstörkombination netzseitig parallelgeschaltet. Bild 15.30d zeigt ihre Schaltung. Diese RC-Kombination ist nicht zu verwechseln mit der TSE-Beschaltung, die schon früher erwähnt wurde und innerhalb der Steuereinheit S angeordnet wird. Sie kann die TSE-Beschaltung eventuell ersetzen (jedoch nicht, wenn man innerhalb S mit 1 Thyristor und Diodenbrücke arbeitet). Wieweit die genannten Maßnahmen einzeln oder kombiniert notwendig sind, ist von Fall zu Fall durch Versuch zu entscheiden. Der Amateur sollte diese Fragen jedoch nicht unterschätzen. Für störende

Thyristorschaltungen gelten die gleichen gesetzlichen Bestimmungen bezüglich Funkstörfreiheit wie für andere elektrische Geräte, deren Entstörung (vom Staubsauger bis zum Kraftfahrzeug) ebenfalls vorgeschrieben ist. Eine Sonderstellung nehmen dabei (nicht gesetzlich, sondern technisch) Kfz.-Thyristorzündungen ein. Die für Kraftfahrzeuge üblichen Entstörmittel sind selbstverständlich erforderlich, reichen aber oft nicht aus, um auch eine für die Bordanlage (Autoradio) genügende Eigenentstörung zu erreichen. Dann muß die Thyristorzündung in einem Abschirmgehäuse eingebaut und nach Bild 15.30c entstört werden; eventuell genügen auch bereits ein Entstördurchführungskondensator in der Batteriezuleitung sowie ein weiterer Durchführungskondensator in der Unterbrecherzuleitung.

TEIL III

Anhang

Literaturangaben

Die aufgeführten Literaturstellen sollen dem Amateur ein tieferes Eindringen in spezielle Probleme und Einzelfragen ermöglichen, die in diesem Buch nicht näher erläutert werden konnten. Sie sind deshalb in der Reihenfolge ihres Auftretens im Buch aufgeführt. Um den Leser unnötiges Beschaffen von Literatur zu ersparen, wurden einige Literaturnachweise ihrem fachlichen Niveau entsprechend gekennzeichnet. Die mit »0« versehenen Literaturstellen eignen sich vorwiegend für den weniger Erfahrenen und Anfänger, die mit »+« versehenen richten sich an den fort-

geschrittenen Amateur und Techniker. Nicht gekennzeichnete Literatur ist für beide Leserkreise sowie zur allgemeinen Überblicksinformation gut geeignet. Darüber hinaus sei insgesamt auf die Broschürenreihen *electronica* (früher *Der praktische Funkamateureur*) und *Der junge Funker*, die Reihe *Originalbaupläne* sowie auf die Zeitschriften *FUNKAMATEUR* (Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik [VEB] – Berlin), *radio und fernsehen*, heute *radio-fernsehen-elektronik* (VEB Verlag Technik, Berlin), verwiesen.

- 0 [1] *Schubert*: Das große Radiobastelbuch, Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- + [2] *Jakubaschk*: Oszillografentechnik für den Amateur, Teil I, Gerätetechnik, und Teil II, Praxis der Oszillografie, Heft 44 und 45, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateureur*
- [3] *Jakubaschk*: Die Messung von Effektiv-, Scheitel- und Spitzenspannungen mit dem Röhrenvoltmeter, Zeitschrift *FUNKAMATEUR*, Heft 4, 5 und 6/1964
- 0 [4] *Morgenroth*: Funktechnische Bauelemente, Teil I, II und III, Heft 23, 37 und 46, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateureur*
- [5] *Franz*: Relaischaltungen für den Bastler, Heft 48, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateureur*

- [6] *Schubert*: Miniaturröhren und ihre Schaltungstechnik, Heft 13, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateureur*
- + [7] *Fischer*: Transistortechnik für den Funkamateureur, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
- 0 [8] *Fischer*: Einführung in die Dioden- und Transistortechnik Teil I und Teil II, Heft 104 und 105, Broschürenreihe *electronica*
- 0 [9] *Jakubaschk*: Transistortechnik leichtverständlich, Heft 3, Reihe *Der junge Funker*
- + [10] *Lossack*: Die Tunnelodiode, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 7, 9, 11, 13, 14, 15, 17/1963
- + [11] *Rumpf/Pulvers*: Transistor-Elektronik, VEB Verlag Technik, Berlin 1964

- [12] *Jakubaschk*: Elektronikschaltungen für Amateure, Heft 28, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateur*
- [13] *Garbaden*: Selenfotoelemente selbstgebaut, Zeitschrift *Jugend und Technik*, Heft 9/1963
- [14] *Jakubaschk*: Transistormeißgeräte, Heft 40, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateur*
- [15] *Jakubaschk*: Transistorschaltungen, Teil I und II, Heft 20 und 35, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateur*
- [16] *Jakubaschk*: Meßplatz des Amateurs, Heft 18, 2. Auflage 1964, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateur*
- + [17] *Lennartz/Taeger*: Transistor-Schaltungstechnik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1963
- [18] *Schlenzig*: Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur, Teil I (Heft 26), Teil II (Heft 31), und Bausteintechnik für den Amateur (Heft 41); sämtlich Broschürenreihe *Der praktische Funkamateur*
- [19] *Jakubaschk*: Die Übertragung von Sprache und Musik mittels helligkeitsmodulierten Lichtstrahls, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 13/1963
- + [20] *Kretzmann*: Handbuch der industriellen Elektronik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1954
- + [21] *Kretzmann*: Schaltungsbuch der industriellen Elektronik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1955
- + [22] *Glück*: Wirkungsweise und Dimensionierung der Schmitt-Trigger-Schaltung, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 13/1961, S. 402 ff. (Röhrenschaltungen)
- + [23] *Rint*: Handbuch für HF- und Elektrotechniker, Band I, 3. Aufl. 1952, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde
- + [24] *Schmidt*: Schwingungserzeugung mit Elektronenröhren, Heft 24, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateur*
- [25] *Raulien*: Kybernetik im Militärwesen, Deutscher Militärverlag, Berlin 1963
- + [26] -: Automatisches Batterieladegerät mit Transistoren, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 10/1964, S. 364
- + [27] *Richter*: Probleme bei der Entwicklung elektronisch stabilisierter Netzgeräte mit Transistoren, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 15, 16, 17/1961
- + [28] *Graul*: Ein transistorstabilisiertes Netzgerät, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 2/1964
- + [29] *Diefenbach*: Transistorstabilisiertes Netzgerät, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 15/1962
- + [30] *Schiller*: Transistor-Schmitt-Trigger, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 11/1961, S. 340
- [31] *Jakubaschk*: Ein transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter nach dem Prinzip der Zweipunktregelung, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 15/1963
- + [32] *Korn*: Die Verwendung von transistorisierten Zweipunktreglern zur Gleichspannungskonstanthaltung, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 22/1962, S. 749
- [33] *Liess*: Drehzahlregelung an Gleichstrom-Kleinstmotoren, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 9/1964, S. 287
- [34] *Jakubaschk*: Fernsteuerexperimente mit und ohne Funkgenehmigung, Heft 51 (Teil I) und Heft 73 (Teil II), Broschürenreihe *Der praktische*

- Funkamateure* bzw. *electronica*, Heft 92 und 93
- [35] Die neue Landfunkordnung; Gesetzblatt der DDR, Teil I Nr. 12 vom 8.3.1974; veröffentlicht (mit einem Kommentar von Dr. G. Miel) in Zeitschrift *Modellbau heute*, 1974, H. 8, Seiten 30 bis 32
- 0 [36] *Autorenkollektiv*: Raketensteuerung (Broschüre), Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin 1962
- [37] *Lewicki*: Akustische Fernsteuerung tonbandprogrammiert, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 20/1961, S. 738
- [38] *Lindemann*: Hinweise für den Fernsteuer-Mehrkanalbetrieb, Zeitschrift *FUNKAMATEUR*, Heft 1/1964
- + [39] *Millman/Taub*: Impuls- und Digitalschaltungen, Lizenzausgabe des VEB Verlag Technik, Berlin 1963
- + [40] *Kullmann*: Funktion und Dimensionierung von elektronischen Zähl-schaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 17/1962, S. 544 ff.
- + [41] *Lossack*: Die Tunnelodiode, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 17/1963 und dort angegebene Literatur
- [42] *Jakubaschk*: Ein drahtloses Mikrofon mit Tunnelioden-Sender, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 13/1964
- + [43] -: Philicorda – ein neues elektronisches Musikinstrument, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 7/1964, S. 218 ff.
- 0 [44] *Scheller*: Fuchsjagd-Peilempfänger, Fuchsjagd-Sender, Heft 7, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateureur*
- [45] *Jakubaschk*: Gießharztechnik für den Amateur, Heft 59, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateureur*
- [46] *Jakubaschk*: Elektronikschaltung für Amateure, Teil II, Heft 66, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateureur*
- 0 [47] *Jakubaschk*: Die Glimmlampe und ihre Anwendung, Heft 64, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateureur*
- [48] *Jakubaschk*: Amateurtontechnik, 2. Auflage, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [49] Datenblätter Tunnelioden und Fotodioden des VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 24/1966, S. 749, 750
- [50] *Müller*: Einführende Schaltungs- und Anwendungstechnik für die Kaltkathoden-Relaisröhre Z 865 W, Zeitschrift *radio und fernsehen*, Heft 21/1966, S. 643 bis 647
- [51] *Langhans*: Kernstrahlungsmeßgeräte, Deutscher Militärverlag, Berlin 1961
- [52] *Murphy*: Elektronische Ziffernrechner, Lizenzausgabe des VEB Verlag Technik, Berlin 1965
- [53] *Schreiber*: Elektronische Blinkschaltung mit Komplementärmultivibrator *Funktechnik*, Heft 19/1965, S. 798
- [54] *Schlenzig*: Dioden- und Transistorprüfgeräte, Originalbauplan Nr. 4, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966
- [55] *Schlenzig*: Amateurtechnologie – von der Schaltung zum Gerät, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
- [56] *Jakubaschk*: Angewandte Elektronik, Heft 88, Broschürenreihe *electronica*, 1. Auflage 1969
- 0 [57] *Autorenkollektiv*: Bastelbuch für Modellelektronik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970
- + [58] *Greif*: Tips für den Rationalisator, Teil I und Teil II, Heft 95 und 96, Broschürenreihe *electronica*

- [59] *Streng*: Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente, Teil I bis Teil III (Datensammlungen), Heft 61, 72 und 94 sowie Heft 127 bis Heft 129, Broschürenreihe *Der praktische Funkamateure/electronica*
- [60] *Schlenzig*: Silizium-Schaltungs-mosaik, Originalbauplan Nr. 18
- [61] *Greif*: Messen, Steuern und Regeln für den Amateur, Deutscher Militär-verlag, Berlin 1971
- + [62] *Kühne*: Sinus- und Impulsgenera-toren, Heft 107, Broschürenreihe *electronica*
- [63] *Pilz*: Thyristoren – Eigenschaften und Anwendung, Heft 139, Bro-schürenreihe *electronica*
- [64] *Lavante/Schubert*: Kurzes Kompen-dium des Feldeffekttransistors, Elektronisches Jahrbuch 1972, S. 119 bis 131, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971
- [65] *Bottke*: Übersicht über Feldeffekt-transistoren, Zeitschrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 11/1969, S. 337ff.;
Henkel: Digitale Informationsver-arbeitung (Beitragsserie), Folge 37, Zeitschrift *radio-fernsehen-elek-tronik*, Heft 17/1971, S. 557/558
- 0 [66] *Bulla*: Einfacher MOSFET-Prüfer, Zeitschrift *FUNKAMATEUR*, Heft 2/1972, S. 84
- 0 [67] *Bottke*: Über den Umgang mit MOS-Transistoren, Zeitschrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 7/1969, S. 224
- [68] *Bottke*: Der Thyristor und seine An-wendung, Elektronisches Jahrbuch 1972, S. 99 bis 105, Deutscher Mili-tärverlag, Berlin 1971
- [69] *Bottke*: Die wichtigsten Eigen-schaften von Thyristoren, Zeit-schrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 18/1971, S. 607ff.
- [70] *Miel*: Fernsteuerungen selbstgebaut, Teil I und II, Heft 108 und 109, Bro-schürenreihe *electronica*
- + [71] Zeitschrift *Electronic Design*, Heft 20/1967, S. 70, Referat in Zeit-schrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 15/1968, S. 452
- + [72] *Kühne*: Der Stromtrigger – eine ein-fache und vielseitige Triggerschal-tung, Zeitschrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 12/1971, S. 387
- + [73] Zeitschrift *Electronic Design*, Heft 21/1970, S. 98 bis 99, Referat Zeitschrift *radio-fernsehen-elek-tronik*, Heft 12/1971, S. 380
- [74] *Simolin*: Reglerbaustein für Kraft-fahrzeuge, Zeitschrift *FUNKAMA-TEUR*, Heft 4/1971, S. 177
- [75] *Fischer*: Spannungsregler für Auto-lichtmaschinen (Referat), Zeitschrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 11/1971, S. 372
- [76] *Fischer*: Kritischer Vergleich von Zündsystemen für Kraftfahrzeuge, Elektronisches Jahrbuch 1970, S. 82ff., Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
- + [77] *Kupfer*: Thyristorzündung nach Maß, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 23/1968, S. 901ff.;
Kupfer: Kondensatorzündanlagen für Kraftfahrzeuge, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 1/1968, S. 21 ff.
- [78] *Wilhelm*: Lichtblitz-Stroboskop, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 23/1970, S. 935
- [79] *Regel*: Schaltungsvarianten für die Ansteuerung von Thyristoren zur Drehzahleinstellung und Regelung, Zeitschrift *radio-fernsehen-elek-tronik*, Heft 5/1972, S. 169 ff.
- + [80] Thyristor-Netzgeräte, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 8/1968, S. 279 ff.

- + [81] *Rossteutscher*: Ultraschall-Fernbedienung mit 8 Kanälen, Zeitschrift *Funktechnik*, Heft 17/1971, S. 649
- [82] *Bergmann*: Elektronik in der Kraftfahrzeugtechnik, Zeitschrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 3/1972, S. 101 (mit weiteren 16 Literaturstellen)
- [83] *Neugebauer*: Automatische Einbruchwarneinrichtung für PKW, Zeitschrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 20/1968, S. 627
- [84] *Elsasser/Hoffmann*: Elektronische Blinkgeber für Kfz. mit Installationsvorschlag für eine Kfz.-Warnblinkanlage, Zeitschrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 14/1972, S. 474
- [85] *Jakubaschk*: Ein Transistorprüfgerät mit Blinklichtanzeige, Zeitschrift *radio-fernsehen-elektronik*, Heft 22/1965, S. 691ff.

- [86] *Dr. Eschbach*: Röntgen-Taschenbuch für technische Assistenten, VEB Georg Thieme Verlag, Leipzig 1953
- [87] *Kühne*: Schaltbeispiele mit selbstgefertigten Silizium-Planar-Fototransistoren, Zeitschrift *FUNK-AMATEUR*, Heft 8/1970, S. 389/390 und Heft 9/1970, S. 453 bis 455
- [88] *Schlenzig*: Selen-Optoelektronik – Fotoelektronische Effekte in der Amateurpraxis, Heft 114, Broschürenreihe *electronica*
- [89] *Jakubaschk*: MOSFET-Schaltungspraxis, Heft 143, Broschürenreihe *electronica*
- [90] *Pilz*: Basteln mit Thyristoren, Heft 140, Broschürenreihe *electronica*
- [91] *Ludeck*: Kleben, Gießen, Laminieren, Hefte 145 bis 147, Broschürenreihe *electronica*

Hinweise 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, 701 Leipzig, Deutscher Platz).

Der Verfasser hofft, damit vor allem den auf dem Lande und in Kleinstädten wohnenden Amateuren einen brauchbaren Hinweis gegeben zu haben.

Schlagwortverzeichnis

- Abfallzeit 26
- Abkappen 26
- Abschnürspannung 46
- Akkumulatorladegerät 387
- , Konstantstrom- 153, 154
- mit automatischer Umschaltung auf Pufferbetrieb 155
- akustische Diebstahlsicherung 330
 - Fernsteuerung, 7-kHz-Empfänger 181
- akustischer Empfänger 190
 - Schalter 327 ff.
- akustisches Lichtanzeigergerät 80
- Alarmlichtschanke mit Personen-kennung 78
- Amateurfunk, Elektronik 248 ff.
- Ankopplung, optische 400
- Anlaßheißleiter 50
- Annäherungsschalter, Hochfrequenz- 139
- Anodenbasisstufe 46
- Anodenwiderstand 34
- Anodenzündspannung 34
- Anreicherungstyp 45
- Anstiegszeit 26
- Antennenumschalter, kontaktloser 260
- Antennenweiche 261
- antiparallele Phasenanschnittsteuerung 380
- antiparallelgeschaltete Thyristoren 396
- Antrieb, Universalleistungsregler für 378
- Aquariumtemperatur, Überwachung 134
- Arbeitslärmkontrolle 148
- Arbeitspunkt des Transistors 42
- astabile Multivibratorschaltung 100
- astabiler Multivibrator 196, 204, 333
 - mit Thyatron 226
- Ausgangsstrombegrenzung 160
- Ausgangsstrommesser, Transistorgerät 320
- Aushärten 335
- Auslöseschwellwert 200
- Ausschaltung des Thyristorlaststromkreises 396
- Ausschaltung des Transistorstromkreises 398
- Aussteuerungskontrolle; Transistormagnet-bandgerät 282
- automatischer Farbvergleich 288
- automatisches Starten eines Magnetbandgeräts 327
- Babywächter, elektronischer 347
- Basis 40
- Basis-Emitter-Diodenstrecke 40
- Basischaltung 40
- Basisstrom 42
- Basisstromänderung 52
- Batteriemotor, kontaktlose Drehzahl-regelung 167
- Batterie/Netzbetrieb, umschaltungsfreier 173
- Batteriepufferschaltung 173
- Bauanleitungen 67 ff.
- Bauelemente der Elektronik 29 ff.
- Begrenzerschaltung, Wirkungsweise 24
- Beleuchtung, Einschalten 69
 - , Universalleistungsregler 378
- Beleuchtungsdauer, Registrierung 231
- Beleuchtungsregelung 179
- Beleuchtungsstärke, Registrierung 231
- Belichtungsuhr, Dunkelkammer 218
 - , Zeitschalter für 219
- berührungslose Drehzahlmessung 123
- Berührungsschalter 142 ff.
 - mit Thyristor 143
 - mit Transistor 145
 - ohne Netzanschluß 146
- Berührungszeitschalter mit Thyristor 144
- Bestrahlungslampen, Überwachung 135
- Betriebsbeleuchtung, Einschalten 69
- Betriebsmeßtechnik 152
- Betriebsspannung 32
- Bezugsspannung 157

- Blinkboje, Komplementär-, mit
 - Dämmerungsschalter 98
- , Transistor- 90
- Blinkdauer 88
- Blinkfolge 123
- Blinkfrequenz 123
- Blinkgeber 360
- , Transistor- 90
- Blinklichtgeber 87
- , Komplementär-, für Kraftfahrzeuge 96
- , Thyristor- 101, 105
- Blinklichtgeberschaltung 82
- Blinklicht-Multivibrator 83
- Blinkschaltung, Glimmlampen- 68
- , Thyristor- 101, 102
- Blinkzeichengeber 90
- Blinkzeit 88
- Blitzgerät, thyristorgeregelter
 - Netzteil 121
- , Zubehör 115
- Blitzröhre 111
- Blockierbereich 60
- Blockierkennlinie 60, 61
- BMSR-Technik 152 ff.
- Bohrmaschine, Antriebsregelung 381
- Brandmelder 389
- Brennspannung 30, 32
- Brennstrom 32
- , Glimmlampen 290
- Brückenschaltung mit Thermistor 284
- Bulk 45

- Chopper 42, 277
- , fotoelektrischer 278

- Dämmerungsschalter 69, 94
 - als Lichtschränke 73
 - , Komplementärblinkboje mit 98
 - mit Stromtrigger 70
 - nach Stromtriggerprinzip 76, 77
- Darlington-Schaltung 160, 213
- Dauerdurchlaßstrom 61, 62
- Dauergleichstrom 61
- dekadische Glimmzählröhre 35
- Dekoration 375
- denkendes Fahrmodell 187
- Depletion-Typ 45
- Deutsche Bücherei 411

- Diac 375
- Diaprojektor, Weberschaltmechanismus 181
- Diebstahlsicherung 360
- , akustische 330
- Differentiation 25
- Differenzierglied 25
- Digital/Analogwandler 317
- Diode 37
- Dioden-Chopper 277
- Diodentorschaltung 258
- Diodenverlustleistung, maximale 38
- Diodenvorspannung 24
- direktanzeigender Frequenzmesser 316
- dosimetrische Kontrolle 353
- drahtloses Mikrofon 255
- Drain 45, 46
- Drain-Schaltung 46
- Drain-Source-Spannung 47
- Drain-Spannung 47
- Drain-Strom, Messen 266
- Drain-Widerstand 46
- Drehkondensator-Gleichlaufprüfung 322
- Drehzahlmesser 369 ff.
- für Kraftfahrzeuge 314
- , kontaktloser, fotoelektrischer 311
- Drehzahlmessung, berührungslose 123
- Drehzahlmeßzusatz 371
- Drehzahlregelung, getrennte 178
- , kontaktlose, von Batteriemotoren 167
- , Magnetbandgerät 167
- , Plattenspieler 167
- Drehzahlsteller, lastunabhängiger 381
- Dreipunktanzeige, Temperatursollwert-überwachung 286
- Dunkelkammer, Belichtungsuhr für 218
- , Lichtmengenschalter für 222
- Dunkelstrom-Anteil 52
- Durchbruchspannung 60
- Durchflußmengenmesser 313
- Durchflußwandler 235
- Durchgangsprüfer, Glimmlampen- 273
- , Hochohm- 275
- Durchlaßbereich 60
- Durchlaßkennlinie 60, 61
- Durchlaßspannung 38, 60
- Durchlaßstrom, maximaler 37, 60, 61
- Durchlaßwiderstand 24

- Effektivspannung 21
- Effektivstrom 21

- Effektlicht 119
- Effektlichtgeber 100
- Effektlichtsteuerung 375
- Ein/Aus-Kommando 182
- Eingangsstreukapazität 207
- Einschaltung des Thyristorlaststromkreises 396
- Einschaltung des Transistorstromkreises 398
- Einschwingbedämpfung 403
- Eintakt-Flußwandler 234
- Eintakt-Rückkopplungsschaltung 234
- Eintakt-Sperrwandler 234
- Einweggleichrichtung, modifizierte 167
- El-Bug 249
- Elektroden für Feuchtigkeitsmelder 131
- Elektron 29
- Elektronenblitzgerät für Netzbetrieb 118ff.
 - , Netzteil 120, 121
 - , Transistor- 111 ff.
- Elektronenstrom 30
- Elektronik, Bauelemente 29 ff.
 - , Grundbegriffe 21 ff.
 - im Amateurfunk 248 ff.
 - in der Meß- und Prüftechnik 263 ff.
- elektronische Geschwindigkeitskontrolle 316
 - Katze 184
 - Klangerzeugung 215
 - Morsetaste 249
 - Normaluhr 295
 - Schnellverkehrs-Morsetaste 251
 - Selbsthaltung, Lichtschranke mit 74
 - Sicherung, Netzteil mit 161
 - Stoppuhr 301, 314
 - Tastschaltung 248
 - Überstromsicherung 169, 170
 - Uhr 216
- elektronisch geregelter Netzteil 156
- elektronischer Babywächter 347
 - Funktionsblock 330 ff.
 - Weidezaun 241
 - Würfel 293
- elektronisches Zündsystem 363
- Emitter 40
- Emitterschaltung 40
- Empfänger, akustischer 190
- Empfangsantennenumschalter, kontaktloser 260
- Endlagenschalter 369
- Enhancement-Typ 45
- Entladungsstrecke, Thyatron 34
- Entstörglieder, Thyristorschaltung 402
- Entstörmaßnahmen, Thyristorschaltung 402
- Entstörung von Thyristorschaltungen 402
- Experiment, kybernetisches 184
- Experimentiernetzteil mit Strombegrenzung 164
- Fahrmodell, denkendes 187 ff.
 - , leitstrahlgelenktes 192 ff.
 - , optisch selbstzielsuchendes 184
- Fahrtrichtungsanzeigelampe 96
- Fangplatz, Kennzeichnung 90
- Farbtemperatur, elektronische Auswertung 135
- Farbton-Vergleichseinrichtung 135
- Farbvergleich, automatischer 288
- Feldeffekttransistor 44
- Fernmeßeinrichtung 285
 - , Temperatur- 283
- Fernschaltanwendung 179
- Fernschalteinrichtung 176 ff.
- Fernsehgerät, Fernbedienung des Netzschalters 181
- Fernsteuerempfänger, Tonresonanzkreis 182
- Fernsteuerung 176 ff.
 - , akustische, 7-kHz-Empfänger 181
- Fernwirktechnik 176 ff.
 - , Motorfernsteuerung 392
- Feuchte, Nachweis 210
- Feuchtegrad, Einstellung 131
- Feuchtezustand, Kontrolle 347
- Feuchtigkeitsmelder 130 ff.
 - , Elektroden für 131
- Feuermeldung 81
- Flächendiode 37
- Flächengleichrichter 37, 38
- flankensteile Rechteckimpulse, Erzeugung 200
- Flimmerlichtgeber 82
- Flip-Flop-Schaltung 196, 202
- Fotodiode 51
- Fotodiodenspannung 52
- fotoelektrischer Chopper 278
 - Drehzahlmesser, kontaktloser 311
 - Meßgleichspannungswandler 278
- Fotoelektronenblitzgerät 114
- Fotoelement 54
- Fotofalle 76
- Fotograf, Transistor-Elektronenblitzgerät 111 ff.
- fotografische Aufnahme von Röntgenschnittbildern 358

Fotohalbleiter 50 ff.
 Fotolabor, Lichtmengenschalter 222
 Fototransistor 53
 Fotowiderstand 50
 Fourier-Analyse 22
 freilaufender Glimmlampenkippgenerator 293
 Frequenz 22
 Frequenzmesser, linear direktanzeigender 316
 Frequenzmeßschaltung 302
 Frequenznormal 295
 Frequenz/Spannungswandler 317
 Frequenzteiler 216, 293
 –, Glimmlampen- 294
 –, 2stufiger 306, 307
 Frequenzteilung 200, 202, 229
 Freund-Feind-Kennung 78
 Füllstandsanzeiger, kapazitiver 138
 –, Kraftstoff- 361
 Füllstandssignalisierung 132, 138
 Funkenenergie 364
 Funkeninduktor 353
 Funkfernsteuergenehmigung 176
 Funksender 176
 Funktionsblock, elektronischer 330 ff.
 Funktionsprüfung von Thyristoren 396

 Galliumarsenidflächendiode 39
 Gammastrahlen-Zählrohrindikator 343
 Garage, Fernkontrolle 284
 Garagentürauslöser 179
 Garagentürfernswitcher 179, 181
 Gärtnerei, Temperatursollwertkontrolle 286
 Gasentladungsröhre 29 ff.
 –, Sonderformen 35
 Gate 45, 46
 Gate-Anoden-Widerstand 63
 Gate-Isolationsprüfung 266
 Gate-Spannung 45
 Gate-Vorspannung 46
 Gate-Widerstand 46
 Gedächtnisreflex 187
 Gegenspannung 154
 Gegentakt-NF-Torumschalter, kontaktloser 259
 Gegentakt sinusgenerator 179
 Gegentakt torumschalter, schaltgeräuschfreier 258
 Gegentakttransverter 236
 Gegentaktverstärker 42
 Gegentaktwandler 234
 Gehörsinn 190

Geiger-Müller-Zählröhre 343
 Geländepunkt, Markierung 90
 Generatorprüfstift 276
 Geräuschmelder 330
 Germaniumdiode 37
 Germaniumflächendiode 39
 Germaniumtransistor 41
 Geschwindigkeitskontrollgerät mit
 2 Lichtschranken 149
 Geschwindigkeitsmeßstrecke, elektronische 316
 getrennte Regelung zweier Motoren 177
 Gießharzarbeiten, Anleitung 334
 Gießharztechnik 330 ff.
 Gleichlaufprüfung, Drehkondensator- 322
 Gleichrichter für NF-Spannungen 333
 Gleichrichterglied 333
 Gleichspannungswandler 234 ff.
 gleichstrombetriebener Feuchtigkeitsmelder 130
 Gleichstromkreis, Ausschaltung von
 Thyristoren 397
 Gleichstrompermanentmotor, Regelung 177
 Gleichstromverstärker, 2stufiger 333
 Gleichstromwecker, Ansteuerung 391
 gleitende Regelung 379
 Glimmlampe 29, 32
 –, Nadelimpulsgenerator mit 292
 –, Sägezahngenerator mit 291
 –, Sekundentaktgeber mit 295
 Glimmlampen Anwendung 289
 Glimmlampenblinkschaltung 88
 Glimmlampendurchgangsprüfer 273
 Glimmlampenfrequenzteiler 294
 Glimmlampenkippgenerator 291
 –, freilaufender 293
 –, Synchronisation 292
 Glimmlampenkippschaltung 291
 Glimmlampenwechselblinker 89
 Glimmstabilisator 290
 Glimmstabilisatorröhre 32, 290
 Glimmzählröhre, dekadische 35
 Glimmzählröhre N4, Anwendung 297
 Grautreppe 307
 Grid-Dipper-Prinzip 281

 halbautomatische Taste 248
 Halbleiter, Foto- 50 ff.
 –, Temperaturfernmessung mit 285
 Halbleiterbauelement 37 ff.
 Halbleiterdiode 37

- Halbleitergleichrichter, steuerbarer 57
- Halbleiter-Thyatron 57
- Halbwelle 2
- Halbwellenbetrieb 39
- Halogenzählrohr 344
- Haltestrom, minimaler 58, 60
- Haushaltmotor, lastunabhängiger
 - Drehzahlsteller 381
- Haushaltsgerät, Antriebsregelung 381
- , Regelung der Motordrehzahl 379
- Haustelefonanlage 346
- Heißleiter 47, 49
- Heizungskontrolle 389
- Heizungstemperaturregelung 382
- helligkeitsgesteuerter Signalgeber 205
- helligkeitsmoduliert 106
- Helligkeitsschwellwertschalter 208
- Hellmarken, Einblenden 216
- HF-Detektor, 2stufiger NF-Verstärker mit 333
- HF-Verfahren 176
- Hilfselektrode 34
- Hochfrequenz-Annäherungsschalter 139 ff.
- Hochleistungs-Thyristorzündung 365
- Hochleistungszündspule 365
- Hochohmdurchgangsprüfer 275
- Hochspannungsimpulserzeuger für
 - Batteriebetrieb 241
- Höckerspannung 39
- Höckerstrom 39
- Hupe, Ansteuerung 391
- , Thyristor- 393

- I_{ceo} -Messung 264
- Impedanzwandler 333
- Impuls 23
- Impulsamplitude 26
- Impulsbetrieb 353
- Impulsbreite 27, 200
- Impulsbreitenregelung 27
- Impulsdauer 26, 200
- Impulsform 22 ff.
- Impulsformung 200
- Impulsfrequenz 22, 26
- Impulsgeber 124, 208
- Impulsgenerator 226, 291
- impulsgetastetes Ladegerät 388
- Impulsgrundsaltung 204 ff.
- Impulskennwerte 26
- Impulsperiode 22

- Impulsregenerierung 202
- Impuls-Röntgengerät 353 ff.
- Impulsspannung 22
- Impulsstrom 22
- Impulstastverhältnis 27
- Impulstechnik 21
- Impulsvorderflanke 26
- Impulszählgerät 298
- , Frequenzmeß- und Startschaltung 302
- , Netzteil 301
- Impulszählstufe 297
- Impulszählung 229
- Indikator, Transistorsperrschwinger als 281
- Induktionsschleifenempfänger 180, 181
- Induktionsschleifenverfahren,
 - Streufeldkommandogebner 179
- induktive Personenkennerung 85
- Innenwiderstand 24
- instabiler Zustand 200
- Integration 212
- Integrator 100, 211
- Integratorstufe, Langzeitschalter mit 229
- Integrierglied 202
- Intervallautomatik 367 ff.
- Ion 29
- Ionisationslawine 30
- Isolationsprüfung 273
- Isolationswiderstand, Nachweis 210

- Kaltkathoden-Relaisröhre 33
- Kaltkathodenthyratron 33, 226
- Kanalstrom 46
- Kapazitätsdioden, Gewinnung der
 - Abstimmspannung 245
- Kapazitätsprüfer 275
- kapazitiver Füllstandsanzeiger 138
- Katodenstrom 35
- Katodynschaltung 310
- Katodynstufe 310
- Katze, elektronische 184
- Kellerräume, Fernkontrolle 284
- Kennwerte, Impuls- 26
- Kernstrahlungsmessung 343
- Kfz.-Werkstatt, Drehzahlmesser 371
- , Zündeinsteil-Lichtblitzstroboskop 372
- Kinderzimmer, Überwachung 347
- Kippgenerator, Glühlampen- 291
- Kippglühlröhre 292
- Kippschaltung, Glühlampen- 291

- Klangerzeugung, elektronische 215
- Kleinleistungsthyristor 60
- Kleinleistungstransistor 42
- Klein-Röntgengerät 353
- Kleinsignal-Stromverstärkung, Messen 263
- Kleinsignaltyp 42
- Kleinstsender 255
- Kleintransistor, Prüfen 263
- Klimaanlage, Regelung 382
- Kniespannung 48
- Kofferradios, Universalnetzteil 159
- Kollektor 40
- Kollektor-Basis-Diodenstrecke 40
- Kollektor-Basis-Strecke 41
- Kollektor-Emitter-Schluß, Prüfen 264
- Kollektorrestspannung 43
- Kollektorreststrom 41
- , Messen 264
- Kollektorschaltung 40
- Kollektorsperrspannung 44
- Kollektorstrom 41
- Kollektorstromfluß 42
- Kollektorstromschwankung 42
- Kollektorstufe 46
- Kollektorwiderstand 42
- Kommandoauswerter 176
- Kommandogeber 176
- Kompensationsheißleiter 49
- Kompensationsschaltung 379
- Komplementärblinklichtboje mit Dämmerungsschalter 98
- Komplementärblinklichtgeber für Kraftfahrzeuge 96
- Komplementärmultivibrator 199
- Komplementär-Rechteckgenerator 198
- Komplementärsägezahngenerator 127, 215
- Komplementärschaltung 45, 96
- Komplementärtransistoren, Schaltungen 95 ff.
- Komplementärtransistorgenerator 124
- Komplementärtrigger 207
- Kondensatorstoßentladung 354
- Kondensatorzündung 363
- konstante Speisespannung, Erzeugung 156
- Konstantstrom-Akkumulatorladegerät 153, 154
- Konstantstromgenerator 215
- Konstantstromschaltung 171
- kontaktlose Drehzahlregelung von Batteriemotoren 167
- Kopierlichtschaltung 224
- Tastung 248
- kontaktloser Antennenumschalter 260
- fotoelektrischer Drehzahlmesser 311
- Gegentakt-NF-Torumschalter 259
- Schalter 59, 257 ff.
- Uhrpendelantrieb 337
- Kopierlichtschaltung, kontaktlose 224
- Koppler, optischer 351, 400
- Kraftfahrzeug, Drehzahlmesser 314, 369
- , Komplementärblinklichtgeber 96
- Kraftfahrzeugbatterie, Akkumulatorladegerät 387
- Kraftfahrzeug-Elektronik 360 ff.
- Kraftstoff-Füllstandsanzeiger 361
- Kühlschranktemperatur, Überwachung 134
- Kühlwasserwächter 372
- Kunstharzchemie 330
- Kybernetik 184
- kybernetische Schildkröte 187
- kybernetisches Experiment 184
- Modell 184 ff.
- Ladeendabschaltung, Akkumulatorladegerät mit 387
- Ladegerät 387
- , impulsgetastetes 388
- Ladegleichrichter 154
- Ladeschlußspannung 155
- Ladestrombegrenzung 362
- Ladetransformator 154
- Lagerraum, Fernkontrolle 284
- , Kontrolle 130
- Lagerraumtemperatur, Überwachung 134
- Längsregelung 157
- Längsregler 158
- Langzeitschalter mit Integratorstufe 229
- Lärmpegelindikator 148
- Laststromkreis, Thyristor-, Ein- und Ausschalten 396
- lastunabhängiger Drehzahlsteller 381
- Leckstrom 213
- Legierungsflächentransistor 40
- Leistungselektronik, Bauelement 57
- Leistungsregelschaltung, abgewandelte 380
- Leistungsregler für Beleuchtung und Antrieb 378
- Leistungs transistor 42
- Leitstrahl 192
- Leitstrahlboje 93
- leitstrahlgelenktes Fahrmodell 192 ff.
- Leitstrahlenkung, optische 192

- Leitungsverlauf, Auffinden 327
- Leuchtscheinwerfer 192
- Leuchtstofflampe 29
- Licht, Ein- und Ausschalten mit 400
- Lichtanzeigergerät, akustisches 80
- Lichtbäder, Überwachung 135
- Lichtblitzempfänger 86
- Lichtblitzgeber 80
- Lichtblitzpistole 85
- Lichtblitzstroboskop 122 ff.
- , Zündeinsteil- 372
- Lichtblitzstroboskopie, Modellversuch 123
- lichtelektronische Anwendungen 69 ff.
- Lichtempfänger 51, 69 ff., 83, 184
- Lichtgeber 69 ff., 82
- Lichtelligkeitssollwertkontrolle 135, 287
- Lichtmenge 222
- Lichtmengenschalter mit Thyatron 222
- mit Thyristor 223
- Lichtmengenähler 231
- Lichtmodulationsverfahren 52
- Lichtmodulator 192
- Lichtnachweisgerät, akustisches 81
- Lichtorgel 375
- Lichtschanke 69
- , Alarm-, mit Personenkenner 78, 85
- für Zählung und Auslösung 72
- mit Schwellwertschaltung und elektronischer Selbsthaltung 74
- mit Selbsthaltung, schnell reagierende 394
- , richtungsempfindliche 79
- Lichtschrannenwendung 181
- Lichtschrannenempfänger 333
- lichtstärkeabhängiger Sperrstrom 52
- Lichtsteuergerät 375
- Lichtstrahl als Übertragungsleitung 107ff.
- , Wechselsprechverbindung 110
- Lichtstrahlempfänger 109
- Lichtstrahlsender 107
- Lichttelefonie 107ff.
- linear direktanzeigender Frequenzmesser 316
- Linearitätsprüfung 311
- Literatur 407 ff.
- logarithmischer Strommesser 320
- Löschspannung 30

- Mäanderschwingung 23
- Magnetbandgerät, automatisches Starten 327
- Magnetbandgerät, Drehzahlregelung 167
- , Transistor-, Aussteuerungskontrolle 282
- magnetischer Zündimpulsgeber 364
- Maschine, Temperatursollwertkontrolle 286
- Maximalamplitude 26
- maximale Diodenverlustleistung 38
- Kollektorsperrspannung 44
- Verlustleistung 41
- maximaler Durchlaßstrom 60, 61
- Maximalspannung 21
- mechanischer Chopper 277
- Meßgleichspannungswandler 42, 276
- , fotoelektrischer 278
- , MOSFET- 280
- Meßheißleiter 49
- Meßnormal 306
- Meßtechnik, Elektronik 263 ff.
- Metallsuchgerät 325
- metal oxide semiconductor field effect transistor 45
- Metronom 340
- , Klangcharakter 343
- Mieten, Fernkontrolle 284
- Mietenüberwachung 130
- Mikrofon, drahtloses 255
- Mikrofonverstärker 333
- Miller-Integrator 211
- Mindeststarterstrom 34
- Minensuchgerät 325
- minimaler Haltestrom 58, 60, 61
- Mischungsvorschrift 336
- Modell, kybernetisches 184 ff.
- Modellfernsteuerung 107
- Modellfernsteuerungsverfahren 176
- Modellmotor, Regelung 177
- Modellsteuerung, Motorfernsteuerung 392
- modifizierte Einweggleichrichtung 167
- Morsetaste, elektronische 249 ff.
- Morseübungs-Tongenerator 291
- MOSFET 44
- , Funktion 46
- , Prüfen 271
- , Prüfgerät 265
- MOSFET-Eingang, Schmitt-Trigger mit 208
- MOSFET-Meßgleichspannungswandler 280
- MOSFET-Rauschtest 272
- MOSFET-Voltmeter 318
- Motor, getrennte Regelung 177
- , Regelung der Drehzahl 373

- Motorfernsteuerung, Zweirichtungs-
 Mehrkanal- 392
- Multivibrator 100, 196 ff.
- , astabiler 196, 204, 333
- , –, mit Thyatron 226
- , bistabiler 202
- , Komplementär- 199
- , monostabiler 200
- Multivibratorschaltung 100
- Musiker, Stimmtonmetronom 340
- Nachlaufsteuerung für Transformator-
 stellmotor 137
- Nachweisgerät für radioaktive Strahlung 343
- Nadelimpuls 23
- Nadelimpulsgenerator mit Glimmlampe 292
- negative Halbwelle 22
- negativer Widerstand 31
- Neonröhre 29
- Netz, Kennzeichnung 90
- Netz/Batteriebetrieb, umschaltungsfreier 173
- Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung 384
- mit Thyristor 384
- Netzstromkreis, Stromkontrolle 350
- Netzteil, elektronisch geregelter 156
- , elektronisch stabilisierter,
 mit elektronischer Sicherung 161
- , Experimentier-, mit Strombegrenzung 164
- , geregelter, mit Kondensatorumladung 383
- , thyristorbestückter 384
- , thyristorgeregelter, für Blitzgerät 121
- NF-Fernschalter 257
- NF-Gerät, Pegelanzeiger 282
- NF-Spannung, Gleichrichter 333
- NF-Torumschalter, Gegentakt- 259
- NF-Verstärker, 1stufiger 333
- , 2stufiger, mit HF-Detektor 333
- n-Kanal-MOSFET 45
- Normalentstörung, Thyristorschaltung 403
- Normaluhr, elektronische 295
- Nulldurchgang 26
- Nulleffekt 345
- Nullkippspannung 60
- N4, Glimmzählröhre 297
- ohmscher Verbraucher, Regelung 381
- Ölfeuerung, Ferntemperaturmessung 288
- optische Ankopplung 400
- Leitstrahlenkung 192
- optisch-elektronisches Zündverfahren 364
- optischer Koppler 351, 400
- optisch selbstzielsuchendes Fahrmodell 184
- Oszillografieren, Einblenden von
 Hellmarken 216
- Parabelspannung 376
- Parallelregelung 165
- Parklicht, Einschalten 69
- Parklichtautomatik 360
- passiver Resonanzmesser 281
- Pausendauer 200
- Pausenzeit 199
- Pegelanzeiger für NF-Geräte 282
- Pegelkontrolle, Transistormagnetband-
 gerät 282
- Pendel, kontaktloser Antrieb 337
- Periode 22
- Periodendauer 26
- periodischer Schalter 196 ff.
- Taktgeber 226
- Vorgang, Zeitmessung 304
- Zeitgeber 196
- Permanentmotor, Gleichstrom-, Regelung 177
- Personenkenennung für Wechsellicht-
 schranke 78, 85
- Phasenanschnittregler 178
- Phasenanschnittsteuerung 178
- , antiparallele 380
- , Netzteil mit 384
- , Prinzip 377
- Phasenverschiebungswinkel 377
- Phasenwinkelregler 380
- Piezofilter, Schwingtester für 321
- Pilotlichtanschluß 115
- Pinch-off-Spannung 46
- p-Kanal-MOSFET 45
- PKW, Reglerbaustein 361 ff.
- PKW siehe auch Kfz.
- Planar-Technologie 40
- Plateauspannung 344
- Plattenspieler, Drehzahlregelung 167
- positive Halbwelle 22
- positiver Rechteckimpuls 26
- Sägezahnimpuls 26
- potentialfreie Signalübergabe, Koppler für 351
- Potentialtrennung zwischen Thyristor-
 lastkreis und Steuerschaltung 400
- Prallkontakt 185, 187
- Prasselgeräuschstörung 377

- Programmsteuerung 227
- Prüfstift, Signalverfolger- 276
- Prüfstiftglimmlampe 29
- Prüftechnik, Elektronik 263
- Pufferbetrieb, Akkumulatorladegerät mit
 automatischer Umschaltung 155
- Pufferschaltung, Batterie- 173

- Quarzthermostat 152

- radioaktive Strahlung, Nachweisgerät 343
- Raketentechnik 192
- Raumbeleuchtung, Regelung der Helligkeit 379
- Raumtemperatur, Kontrolle 287
- Raumtemperaturkonstanthaltung,
 automatische 382
- Rauschfaktor 272
- Rauschgenerator 376
- Rauschtestverstärker 271
- RC-Kombination 25
- RC-Meßbrücke 322
- Rechteckgenerator 197
- , Komplementär- 198
- Rechteckimpuls, flankensteiler, Erzeugung 200
- , positiver 26
- Rechteckimpulsgenerator 196
- Rechteckschwingung 23
- Rechteckspannung 23
- Referenzspannung 157
- Reflex 190
- Regelnetzteil mit Kondensatorumladung 385
- Regelung, getrennte, zweier Motoren 177
- , gleitende 379
- Reglerbaustein für Lichtmaschine 361 ff.
- Reklamebeleuchtung, Einschalten 69
- Relaisröhre 34
- , Kaltkatoden- 33
- Resonanzmesser, passiver 281
- Restspannungsunterdrückung 39
- Reststrom 41, 213
- , Messung 263
- Reststromkompensation 65
- richtungsempfindliche Lichtschranke 79ff.
- Ringzähler mit Thyristor 401
- Röhrchenglimmlampe 29
- Röntgeneratör, Impuls- 353 ff.
- Röntgenschnittbilder, fotografische
 Aufnahme 358

- Rückflanke 26
- Rücklichtausfallmeldung 373
- Ruhe-Drain-Strom, Messen 266

- Sägezahn-generator, Komplementär- 215
- mit Glimmlampe 291
- Sägezahnimpuls 23
- , positiver 26
- Sägezahnschwingung 23, 215
- Sättigungsspannung 43
- Schallstärke, Kontrolle 148
- Schaltodiode 38
- Schalter, akustischer 327, 329, 333
- , kontaktloser 59, 257
- , periodischer 196 ff.
- , Transistor 43
- Schaltertransistor 44
- schaltgeräuschfreier Gegentaktorumschalter 258
- Schaltkommandos, Übertragung 176
- Schaltstufe 257
- , selektive 182
- Schaltungsvorschläge 67 ff.
- Schaufensterbeleuchtung, Einschalten 69
- Scheibenwischer 367
- Scheitelspannung 21
- Schildkröte, kybernetische 187
- Schlafzimmer, Überwachung 347
- Schleusenspannung 61
- Schmitt-Trigger 206
- , elektronische Morsetaste mit 249
- mit MOSFET-Eingang 208
- Schnellverkehrstaste 250
- Schulversuchsröntgenröhre 354
- Schwellwertschalter 206, 210
- Schwellwertschaltung, Lichtschranke mit 74
- Schwellwertwendesteuerung 187
- Schwingquarz, Schwingtest 321
- Schwingtester 321
- Schwingungserzeuger, Thyristor 393
- Schwingungsuntersuchung 123
- Sekundentaktgeber 339
- mit Glimmlampe 295
- Selbsthaltung, elektronische, Licht-
 schranke mit 74
- selbstregelndes System 184
- selektive Schaltstufe 182
- Selenfotoelement, Selbstbau 55
- Selengleichrichter 55
- Sender, Tunneldioden- 255

Sicherheitsfunkenstrecke 357
 Sicherung, elektronische, Netzteil mit 161
 Sicherungsanlage ohne Relais 391
 Sicherungsautomatik, Überstrom- 169
 Sicherungslichtschranke 135
 Sicherungsschaltung 168, 169
 Sicherungsschleife 391
 Signalanlage 130 ff.
 Signalgeber, helligkeitsgesteuerter 205
 Signalgeneratorprüfstift 276
 Signalhorn, Ansteuerung 391
 Signalübergabe, potentialfreie, Koppler für 351
 Signalverfolgerprüfstift 276
 Siliziumdiode 37
 Silizium-Flächengleichrichter 38
 Siliziumfotoelement 244
 Siliziumtransistor 41
 Simultanbetrieb 182
 Sinusschwingung 23
 – in Rechteckschwingung, Umwandlung 206
 Solarzelle 244
 Sollwertkontrollschaltung 133 ff.
 Sollwertüberwachung, Temperatur, mit
 Dreipunktanzeige 286
 Sonderanwendungen 325 ff.
 Source 45
 Source-Folgerstufe 46
 Source-Schaltung 46
 Source-Widerstand 46
 spannungsabhängiger Widerstand 48
 Spannungsbegrenzer 32, 48
 Spannungskonstanthalter mit
 Transistoren 157
 Spannungsquelle, Innenwiderstand 24
 –, stabilisierte 166
 Spannungsregler, Transistor-Zweipunkt- 163
 Spannungs-Sollwertanzeiger 136
 Spannungsstabilisation 48, 289
 Spannungsstabilisator 289
 Spannungsverdopplerschaltung 247
 Spannungswandler 234 ff.
 Speiseschaltung 166
 Speisespannung, Transverter für 244
 Sperrbereich 60
 Sperrschicht-FET 45
 Sperrspannung, Thyristor 61, 62
 Sperrstrom 60
 –, lichtstärkeabhängiger 52
 Sperrstromänderung 52
 Sperrwandler 234
 Sperrwandler, Transistor- 273
 Sperrwiderstand 38
 Spitzendiode 37
 Spitze-Spitze-Spannung 21, 22
 Split-Load-Stufe 334
 Sport, elektronische Geschwindigkeits-
 meßstrecke 316
 Sportschütze, Trainingsgerät 85
 Staatliche Zentrale für Strahlenschutz 359
 stabiler Zustand 200
 Stabilisatorquerstrom 290
 stabilisierte Spannungsquelle 166
 Stahlwerk, Ferntemperaturmessung 288
 Standzeit 364
 Starterelektrode 34
 Starterhilfskondensator 34
 Starterschaltung 302
 Starterstrom 34
 Starterzündspannung 34
 Steilheit 46
 steuerbarer Halbleitergleichrichter 57
 – Widerstand 44
 Steuerelektrode 42, 58
 Steuerstrecke 62
 Steuerstrom 42
 Steuerstromimpuls, Erzeugung 62
 Steuer- und Regeltechnik 152 ff.
 Steuerverfahren 176
 Stimmtmetronom für Musiker 340
 Stoppuhr, elektronische 301, 314
 Strahlendosismessung 346
 Strahlenschutz 353
 Strahlenschutzverordnung 359
 Strahlung, radioaktive, Nachweisgerät 343
 Streufeldkommandogebier für Induktions-
 schleifenverfahren 179
 Stroboskop 122 ff.
 Strombegrenzung 31
 –, Experimentiernetzteil mit 164
 Stromflußkontrolle im Netzstromkreis 350
 Stromkonstanthalteschaltung 171
 Strommesser, logarithmischer 320
 Stromtrigger 210
 Strömungsgeschwindigkeit, Messen 313
 Stromverstärkungsfaktor 41
 –, Messen 263
 Substrat 45
 Suchspule 326
 Symmetriepfung von Transformator-
 wicklungen 322

symmetrische Rechteckschwingung 23
 symmetrischer Impuls 23
 Synchronisation 216
 – von Glimmlampenkippgeneratoren 292
 Synchronzusatz 115
 System, selbstregelndes 184

 Taktgeber 196, 208, 333
 –, periodischer 226
 –, Thyristor- 101
 Talspannung 39
 Talstrom 39
 Tandemschaltung 213
 Taschenempfänger, Universalnetzteil 159
 Taschenprüfgerät 275
 Taste, elektronische 249
 –, halbautomatische 248
 Tastschaltung, elektronische 248
 Tastsinn 187
 Tastung, kontaktlose 248
 Tastverhältnis 27
 Teilverhältnisse 307
 Telefonieverbindung 107
 Temperaturfernmeßeinrichtung 283
 Temperaturfernmessung mit Halbleitern 285
 Temperaturfühler, Thyristor als 389
 Temperaturkoeffizient 49
 Temperaturkompensation 41
 Temperaturkonstanthaltung 153
 Temperaturmeßeinrichtung mit linearem
 Skalenverlauf 288
 Temperaturmeßfühler 49
 Temperaturmessung, punktförmige 285
 Temperaturschwellertschalter 208
 Temperatursollwert-Fernkontrolle 133
 Temperatursollwertüberwachung mit
 Dreipunktanzeige 286
 Thermistor 47, 49
 –, Brückenschaltung 284
 Thermoelement, Herstellung 244
 Thermostatenkammer 153
 Thermostatenschaltung 152
 Thyatron 33
 Thyatronstrom 34
 Thyristor 57 ff.
 – als Schwingungserzeuger 393
 – als Temperaturfühler 389
 –, Kennwerte 60, 61
 –, Netzgerät 384

Thyristor, Ringzähler mit 401
 –, Serienschaltung 65
 –, Zeitschalter 394
 –, Zündhilfe 62
 Thyristor-Anodensperrspannung 60
 thyristorbestückter Netzteil 384
 Thyristorblinkschaltung 101, 102
 Thyristoren, antiparallelschaltete 396
 Thyristorfunktionsprüfgerät 396
 thyristorgeregelter Blitzgerät-Netzteil
 121
 Thyristor-Hupe 393
 Thyristorkennlinie 60
 Thyristorlastkreis, Potentialtrennung
 zwischen Steuerschaltung und 400
 Thyristorlaststromkreis, Ein-
 und Ausschalten 396
 Thyristorleistungsregelschaltung 377
 Thyristor-Phasenanschnittregelung 179
 Thyristorschaltung 375 ff.
 –, Entstörung 402
 Thyristorsignalgeber 393
 Thyristorstuerstrom 61
 Thyristor-Takt- und -Blinklichtgeber 101
 Thyristortester 396
 Thyristorwechselrichter 239
 Thyristorzeitschalter 224
 Thyristorzündanlage 363 ff.
 Thyristorzündimpuls, Erzeugung 366
 Thyristorzündstrom 60
 Thyristorzündung, Hochleistungs- 365
 TK 49
 Tochterlampe 115
 Tongenerator 196, 291
 –, Morseübungs- 291
 Tonresonanzschaltkreis für Fernsteuer-
 empfänger 182
 Torelektrode 58
 Torschaltung 257, 259
 Torumschalter, Gegentakt-, schaltgeräusch-
 freier 258
 –, Steuerungsmöglichkeit 259
 Trägerstau-effektbeschaltung 379
 Trainingsgerät für Sportschützen 85
 transformatorlose Transverter 245
 Transformatorstellmotor, Nachlauf-ein-
 richtung 137
 Transformatorwicklungen, Symmetrie-
 prüfung 322
 Transistor 40 ff.

- Transistor als Schalter 43
 - als Verstärker 42
 - , Arbeitspunkt 42
 - , Feldeffekt- 44
- Transistorblinkboje 90
- Transistorblinkgeber 90
- Transistor-Elektronenblitzgerät 111ff.
- Transistornetzgerät, Ausgangstrommesser 320
- Transistormagnetbandgerät, Aussteuerungs-
kontrolle 282
- Transistor-Miller-Integrator 211
- Transistormultivibrator 196
- Transistorprüfgerät 263
 - , kombiniertes 268
- Transistor-Schmitt-Trigger 206
- Transistor-Spannungswandler 234 ff.
- Transistorsperrschwinger als Indikator 281
- Transistorsperrwandler 273
- Transistorstroboskop, mit Thyristorzündhilfe
128
 - , netzunabhängiges 124
- Transistorstromkreis, Ein- und Ausschaltung 398
- Transistortaschenempfänger, Universalnetz-
teil 159
- Transistortongenerator 281
- Transistorzündung 363
- Transistor-Zweipunkt-Spannungsregler 163
- Transverter 234 ff.
 - für größere Leistung 237, 239
 - für kleine Leistung 236
 - für Speisespannungen unter 1 V 244
- , transformatorlose 245
- Trapezimpuls 23
- Trefferanzeige 87
- Treibhaus, Fernkontrolle 284
- Treibhausbeet, Kontrolle 130
- Treppenbeleuchtung, Zeitautomatik 222
- Treppenimpuls 307
- Treppenimpulsgenerator 307
- Treppenlichtschaltautomat 219
- Treppenlichtzeitschalter 230
- Triac 375
- Trigger 206 ff.
- Triggerbauelement 63
- Triggerkombination 65
- Trockenschranktemperatur, Überwachung 134
- TSE-Beschaltung 379
- Tunneldiode 39
 - , Anwendung 254
- Tunneldiodensender 255
- Überstromsicherungsautomatik 169
- Übertragungsleitung, Lichtstrahl als 107ff.
- Übertragungsverfahren 176
- Übertragung von 4 Schaltkommandos 176
- Uhr, elektronische 216, 295
- Uhrpendelantrieb, kontaktloser 337
- Umschalter, periodischer 196
- Universal-Flächendiode 38
- Universalnetzteil 158, 159
- unsymmetrische Impulse 23
- Varistor 47
- VDR-Widerstand 48
- Verarmungstyp 45
- Verhaltensforschung, Modell 191
- Verlustleistung, maximale 41
- Verteilertafel, Kontrolle 350
- Viehtreibstock, elektrischer 241
- Vielfachmesser, Drehzahlmesser als Zusatz 371
- Voltmeter, MOSFET- 318
- Vorwiderstand 31
- Wandler 234 ff.
- Warmwasserspeicher, Fernkontrolle 284
- Warnanlage 130 ff.
- Warnblinkanlage 361
- Wechselblinker 93
 - , Glimmlampen 88
- Wechselblinkergerät 93
- Wechsellichtempfänger 84
- Wechsellichtschranke 81
 - , Personenkenner 84
- Wechselrichter 239
- Wechselspannung 21
- Wechselsprechverbindung über Lichtstrahl 110
- Wechselstrom 21
- Wechselstrombetrieb, Feuchtigkeits-
melder mit 131
- Wecker, Ansteuerung 391
- Weidezaun, elektrischer 241
- Werkzeugmaschine, Regelung der Motor-
drehzahl 379
- Wheatstonesche Brücke 49, 322
- Widerstand, Gate-Anoden- 63
 - , negativer 31
 - , spannungsabhängiger 48
 - , steuerbarer 44
- Widerstandsmeßbrücke 284

Widerstandsprüfung 275
Widerstandswert, Nachweis 391
Wiederhol Sperre 304
Wischer-Intervallautomatik 367
Wohnraumbeleuchtung, Einschalten 69
Würfel, elektronischer 293

Zählertafel, Kontrolle 350
Zählfrequenzmesser 306
Zählgerät 298
Zählgeschwindigkeit 298
Zählkette 401
Zählkettenschaltung 229
Zählring 401
Zählrohr, richtige Arbeitsspannung 345
Zählrohrindikator, Gammastrahlen 343
Zählschaltung 402
Z-Diode 38
Zeitberechnung 196
Zeitgeber 213
–, periodischer 196
Zeitmeßlichtschranke 316
Zeitmeßstartschaltung 303
Zeitmeßstrecke, elektronische 316
Zeitmessung periodischer Vorgänge 304
Zeitnormal 295
–, 10-kHz- 306
Zeitschalter 201, 212
–, Berührungs- 144
– für Belichtungsuhr 219
– für längere Zeiten 229
– für Starkstromanwendung 221
–, Genauigkeit 219
– mit MOSFET 218
– mit Thyatron 221
– mit Thyristor 394
–, periodischer 196 ff., 226
Zeitverzögerung 212, 230

Zeitverzögerungsglied 200, 212
Zellenspannung 154
Zenereffekt 38
Zerhacker 234
ZF-Stufe 334
zielsuchendes Fahrmodell 184
Ziffernanzeigeröhre 35
Zimmerbeleuchtung, Einschalten auf Zuruf 330
Z-Spannung 38
Zündanlage, Thyristor 363 ff.
Zündeinsteil-Lichtblitzstroboskop 372
Zündhilfe für Thyristor 62
Zündhilfskombination 65
Zündhilfsschaltung 63
Zündimpulsgeber 241
–, magnetischer 364
Zündimpulsspannung, Erzeugung 111
Zündspannung 30
Zündspule 115
Zündstrombedarf 63
Zündsystem, elektronisches 363
Zündung 30
Zündverfahren, optisch-elektronisches 364
Zündvorgang 29
Zweipunktregler 163
Zweipunkt-Spannungsregler 163
Zweirichtungs-Mehrkanal-Motor-
fernsteuerung 392

1stufiger NF-Verstärker 333
1-s-Zeitnormal 339
2stufiger Gleichstromverstärker 333
2stufiger NF-Verstärker mit HF-Detektor 333
7-kHz-Empfänger für akustische Fernsteuerung
181
8-Richtungs-Ortungsboje 94
10-kHz-Zeitnormal 306
220-V-Lichtschranke mit Selbsthaltung 394, 395

Kleinübertrager

Die Fertigung der Kleinübertragertypen *K 20*, *K 21*, *K 30*, *K 31* und *K 32* (Treiber- und Ausgangsübertrager der Empfängertypen *Sternchen*, *Mikki* und ähnliche) ist in der DDR inzwischen eingestellt worden. Nachfolgetypen sind entsprechend dem modernen Stand der Empfängertechnik (eisenlose Endstufen) nicht vorgesehen. Der Amateur wird diese Übertrager daher künftighin noch gelegentlich aus Restposten und überfälligem Reparaturbedarf erhalten können. Da es für eine Anzahl von bewährten Schaltungen in diesem Buch keine technische Ausweichlösung für Übertrager gibt, werden nachfolgend die Wickeldaten dieser Übertrager angegeben, um dem Amateur gegebenenfalls Selbstanfertigung oder Datenvergleich zwecks Austauschs mit vorhandenen ähnlichen Übertragern zu ermöglichen. Bei Selbstanfertigung kann statt der angegebenen Kernbauformen vorteilhaft ein etwas größerer Kern (*M 20*, *M 30* u. ä.) oder eine der in zahlreichen Größen greifbaren Ferritschalenkern-Ausführungen benutzt werden. Hinweise zur Selbstanfertigung (Berechnung bzw. Umrechnung entsprechender Übertrager, bei Ferritkernen abhängig von dem gewählten A_L -Wert des Kernes; vorteilhaft sind A_L -Werte um 1000 bis 1600) findet der Amateur in [1], [23], [57] und zahlreichen einschlägigen Büchern der Amateur- und Fachliteratur. Da bei einigen Schaltungen auch der Gleichstromwiderstand des Originalübertragers mit in die Schaltungsfunktion einbezogen ist, wird er im folgenden mit angegeben und sollte bei Selbstanfertigung ähnlicher Übertrager durch geeignete Wahl des Drahtdurchmessers annähernd eingehalten werden. Soweit Induktivitätswerte zur Umrechnung benötigt werden, gewinnt man sie durch Rückrechnung aus dem für die angegebenen Kerngrößen und Standard-Dynamoblech IV gültigen, der Literatur entnehmbaren A_L -Wert dieser

Kernformen und den angegebenen Windungszahlen.

Es bedeuten (nach [1]):

Z_p – Primärimpedanz (Anpassungswert),

Z_s – Sekundärimpedanz,

N_p – Windungszahl, primär,

N_s – Windungszahl, sekundär,

R_p – Gleichstromwiderstand der Primärwicklung,

R_s – Gleichstromwiderstand der Sekundärwicklung.

Wicklungen mit Mittellanzapfung sind grundsätzlich bifilar zu wickeln (zweidrähtig beide Wicklungshälften zugleich; zuletzt Ende des einen Drahtes mit Anfang des anderen Drahtes verbunden, entspricht der Mittellanzapfung).

Übertragertyp *K 20* (Treibertransformator *Sternchen*)

Kern: F 16/6, Dyn.-Blech IV/0,35 mm, wechselseitig, ohne Luftspalt

Z_p – 5,2 k Ω (Anschlüsse rot-weiß)

Z_s – 2,0 k Ω (Gesamtwicklung, Anschlüsse grün-grün; Mitte schwarz)

N_p – 1500 Wdg., 0,04-mm-CuL

N_s – 2 $\times$ 500 Wdg., 0,05-mm-CuL

R_p – 490 Ω

R_s – 2 $\times$ 145 Ω

(Anmerkung: Mit $C = 10$ nF parallel zur Primärwicklung, Sekundärwicklungen offen, ergibt sich eine Resonanzfrequenz ≈ 500 Hz)

Übertragertyp *K 21* (Ausgangstransformator *Sternchen*)

Kern: EI 19/5, Dyn.-Bl. IV/0,35 mm, wechselseitig, ohne Luftspalt

Z_p – 1,8 k Ω (Gesamtwicklung, Anschlüsse rot-rot, Mitte grün)

Zs – 8 Ω

Np – 2 $\times$ 480 Wdg., 0,1-mm-CuL

Ns – 66 Wdg., 0,32-mm-CuL

Rp – 2 $\times$ 40 Ω

Rs – 0,42 Ω

Übertragertyp K 30 (Treibertransformator)

Kern: F 16/6, Dyn.-Bl. IV/0,35 mm, wechselseitig, ohne Luftspalt

Zp – 5,2 k Ω

Zs – 6,4 k Ω (Gesamtwicklung)

Np – 1600 Wdg., 0,05-mm-CuL

Ns – 2 $\times$ 890 Wdg., 0,05-mm-CuL

Rp – 340 Ω

Rs – 2 $\times$ 250 Ω

Übertragertyp K 31 (Ausgangstransformator)

Kern: EI 19/5, Dyn.-Bl. IV/0,35 mm, wechselseitig, ohne Luftspalt

Zp – 250 Ω (Gesamtwicklung, Anschlüsse rot-gelb, Mitte grün)

Zs – 8 Ω

Np – 2 $\times$ 280 Wdg., 0,13-mm-CuL

Ns – 112 Wdg., 0,25-mm-CuL

Rp – 2 $\times$ 14 Ω

Rs – 1,15 Ω

Übertragertyp K 32 (Treibertransformator Mikki)

Kern: EE 16/48, Dyn.-Bl. IV/0,35 mm, wechselseitig, ohne Luftspalt

Zp – 1 k Ω

Zs – 350 Ω (Gesamtwicklung) (beide Halbwicklungen: Mitte getrennt herausgeführt!)

Np – 1000 Wdg., 0,07-mm-CuL

Ns – 2 $\times$ 300 Wdg., 0,1-mm-CuL

Rp – 120 Ω

Rs – 2 $\times$ 21 Ω

Übertragertyp K 40 (Treibertransformator)

Kern: EE 20/6, Dyn.-Bl. IV/0,35 mm, wechselseitig, ohne Luftspalt

Zp – 5,5 k Ω

Zs – 6,4 k Ω (Gesamtwicklung)

Np – 1800 Wdg., 0,05-mm-CuL

Ns – 2 $\times$ 1000 Wdg., 0,08-mm-CuL

Rp – 500 Ω

Rs – 2 $\times$ 130 Ω

Übertragertyp K 41 (Ausgangstransformator)

Kern: EE 20/6, Dyn.-Bl. IV/0,35 mm, wechselseitig, ohne Luftspalt

Zp – 220 Ω

Zs – 8 Ω (Gesamtwicklung)

Np – 2 $\times$ 280 Wdg., 0,15-mm-CuL

Ns – 2 $\times$ 60 Wdg., 0,25-mm-CuL

Rp – 2 $\times$ 11 Ω

Rs – 2 $\times$ 0,7 Ω

Fotowiderstände auf CdS-Basis

Im Rahmen der RGW-Kooperation wurde die Fertigung von CdS-Fotowiderständen in der DDR eingestellt (vormals Typenserie *CdS*... des VEB *Carl Zeiss Jena*). Diese Fotowiderstände werden nunmehr aus Importen bereitgestellt und auch im Amateurbedarfshandel preisgünstig angeboten. Diese Importfotowiderstände sind den früheren DDR-Typen der *CdS*-Serie elektrisch gleichwertig, weichen aber z. T. in der äußeren Bauform von diesen ab. Sie lassen sich für alle Schaltungen in diesem Buch verwenden. Die nachfolgende Typenvergleichsliste (Stand entsprechend Handelsangebot 1973/74) soll dem Amateur die Auswahl geeigneter Fotowiderstände für die – mit Fotowiderständen des VEB *Carl Zeiss Jena* erprobten – Schaltungen dieses Buches ermöglichen.

DDR (VEB Carl Zeiss Jena)	VR Polen (UNITRA)	ČSSR (TESLA)
CdS 6	FO-K 4 FO-K 11 *) FO-K 21	WK 650 49
CdS 8 *)	FO-K 3 *) FO-K 31	WK 650 37 *) WK 650 38 *) WK 650 60 WK 650 61
CdS 19	FO-K 5	WK 650 36

Anmerkung: Die mit *) gekennzeichneten Typen sind als Universaltypen anzusehen. Sie eignen sich vorzugsweise für die Schaltungen, in denen Fotowiderstände *CdS* ohne nähere Typenbezeichnung angegeben sind. Für Anwendungen mit sehr schnellen Lichtwechseln (Flimmerlicht, modulierte Licht) weisen einige Importtypen allerdings, wie Versuche zeigten, etwas höhere Trägheit auf als die entsprechenden DDR-Typen, wodurch die obere erreichbare Grenzfrequenz

niedriger liegt. Im Einzelfall muß in solchen Fällen der Versuch entscheiden. Der Amateur wird neuerdings oftmals auf Fototransistoren ausweichen können, deren Selbstanfertigung ([87] und Seite 54 dieses Buches) unter Verwendung der jetzt greifbaren preiswerten Silizium-Planartransistoren (SF-Typen in Metallgehäuse, auch Bastlertypen) durchaus empfehlenswert ist (als lichtdurchlässige Vergußmasse dafür bewährt sich bereits Füllen mit *Duosan*-Kleber).