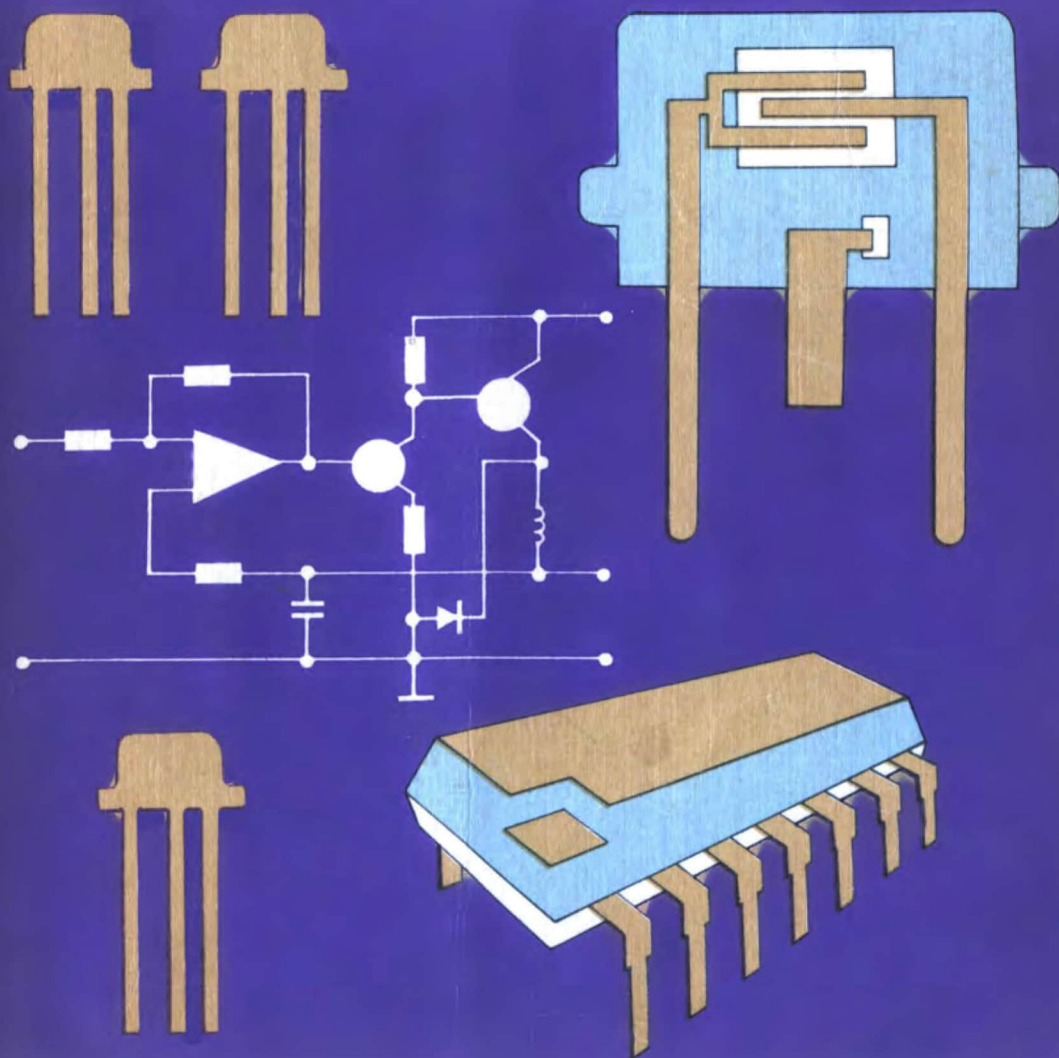


TRANSISTOR- UND SCHALTKREIS- TECHNIK



Hans-Joachim Fischer / Wolfgang E. Schlegel



Hans-Joachim Fischer
Wolfgang E. Schlegel

Transistor- und Schaltkreistechnik



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik

Fischer, H.-J.; Schlegel, W. E.:
Transistor- und Schaltungstechnik. –
4., korrigierte Auflage, – Berlin:
Militärverlag der DDR (VEB), 1988. –
368 S.: 450 Bilder – (Amateurbibliothek)

ISBN 3-327-00362-9

4., korrigierte Auflage, 1988
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1979
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig – III/18/97
Druck und buchbinderische Verarbeitung: Druckerei des Ministeriums
für Nationale Verteidigung (VEB) – 34351-6
Lektor: Steffen Würtenberger
Zeichnungen: Karl Goernemann, Sybille Valley, Christa Rothan
Typografie: Helmut Herrmann
Umschlaggestaltung: Rosemarie Lebek
Redaktionsschluß: 15. 9. 1987
LSV 3539
Bestellnummer: 746 937 5
01430

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	8
1. Geschichtliche Entwicklung der Halbleitertechnik	9
1.1. Allgemeines	9
1.2. Die Zeit der grundlegenden Erkenntnisse (1874 bis 1948)	10
1.3. Von der Erfindung des Transistors bis zur technologischen Reife	11
1.4. Zeittafel	14
2. Physikalische Grundlagen	16
2.1. Ausgangsmaterialien und ihre Eigenschaften	16
2.2. Herstellung von Silizium	20
2.3. Leitfähigkeit und pn-Übergang	22
2.4. Dioden	27
2.5. Bipolare Transistoren	31
2.6. Feldeffekttransistoren	36
2.7. Integrierte Schaltungen	39
2.7.1. Analoge integrierte Schaltungen	42
2.7.2. Digitale integrierte Schaltungen	43
3. Elektrische Kennwerte der Transistoren	45
3.1. Grundsaltungen und deren Eigenschaften	45
3.2. Ersatzschaltbild	47
3.3. Betriebsgrößen des Transistorvierpols	49
3.4. Dynamische Kenngrößen von Feldeffekttransistoren	53
3.5. Kennlinienfelder	55
3.6. Einfluß der Temperatur	56
3.7. Andere Umwelteinflüsse	63
3.8. Transistoren und integrierte Schaltkreise in der Gerätetechnik	64
3.9. Rauscheigenschaften	65
3.10. Schaltverhalten	70
3.11. Messung von Transistorkennwerten	77
3.11.1. Einfache Meßgeräte	78
3.11.2. Meßgeräte für h-Parameter	82
3.11.3. Grenzfrequenzmeßgeräte	84

4.	Eigenschaften integrierter Schaltkreise	92
4.1.	Digitale integrierte Schaltungen	94
4.1.1.	Transistor-Transistor-Logik	96
4.1.2.	Integrierte Injektionslogik	103
4.1.3.	Emittergekoppelte Logik	104
4.1.4.	MOS-Logik	104
4.1.5.	Komplementäre MOS-Logik (CMOS-Technik)	105
4.2.	Lineare integrierte Schaltungen	108
4.2.1.	Verstärker	109
4.2.2.	Zeitbausteine	116
4.2.3.	Analog-Digital-Umsetzer	116
4.2.4.	Integrierte Spannungsregler	118
4.2.5.	Spezielle integrierte Schaltungen	121
4.3.	Gehäuse integrierter Schaltungen	123
4.4.	Ausblick	123
5.	Optoelektronische Bauelemente	125
5.1.	Fotoelektrische Empfangsbauelemente	126
5.2.	Lichtemitterbauelemente	130
5.3.	Optoelektronische Koppler	136
5.4.	Einfache Anwendungen	139
5.5.	Spezielle Anzeigebauelemente	142
6.	Chemische Spannungsquellen	144
6.1.	Primärelemente	145
6.2.	Sekundärelemente	150
7.	Schaltungstechnik und Anwendungsbeispiele	153
7.1.	Allgemeines	153
7.2.	Bipolare Transistoren als Spannungsverstärker	154
7.3.	Feldeffekttransistoren als Spannungsverstärker	162
7.4.	Integrierte Schaltungen als Spannungsverstärker	168
7.5.	Selektive RC-Verstärker	180
7.6.	Leistungsverstärker	185
7.7.	HF-Verstärker	196
7.8.	Oszillatoren	211
7.8.1.	NF-Oszillatoren	211
7.8.2.	HF-Oszillatoren	220
7.9.	Transistoren als Schalter	227
7.10.	Impulserzeugung	239
7.10.1.	Multivibratoren	240
7.10.2.	Zeitgeberschaltkreis	249
7.10.3.	VCO und Transverter	251
7.11.	Die Stabilisierung von Strom und Spannung	254
7.12.	Baugruppen für die Meßtechnik	265

7.13.	Baugruppen für die Regelungstechnik	282
7.14.	Baugruppen für die Kraftfahrzeugtechnik	294
8.	Zuverlässigkeit	313
8.1.	Allgemeines	313
8.2.	Betriebszuverlässigkeit	314
8.3.	Entwurfsregeln für zuverlässige Amateurgeräte	320
8.4.	Konstruktive Probleme	323
9.	Anhang	327
9.1.	Gehäuse und Bezeichnungen	327
9.2.	Wärmeabführung	341
9.3.	Normreihen	343
9.4.	Nomogramme	344
9.5.	Verwendete Symbole	351
9.6.	Vergleichslisten	353
10.	Literatur	357
11.	Sachwortverzeichnis	363

Vorwort zur 3. Auflage

Seit Erscheinen der 2. Auflage hat sich sowohl in der Welt als auch in unserer Republik eine stürmische Entwicklung der Mikroelektronik und Mikrooptoelektronik vollzogen. Durch maßgebende Beschlüsse der SED und der Regierung der DDR ist die Mikroelektronik als eine der tragenden technologischen Innovationslinien unserer Volkswirtschaft gesamtstaatlich gefördert worden. Dazu werden jährlich auf der Leipziger Messe viele neue analoge und digitale Schaltkreise vorgestellt und in großer Breite in unserer Industrie angewendet. Im Rahmen der sich vertiefenden ökonomischen Integration der Länder des *Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe* stehen moderne Halbleiterbauelemente aus der UdSSR und anderen sozialistischen Ländern auch dem Amateur hin und wieder zur Verfügung. Die Autoren haben dieser stürmischen Entwicklung dadurch Rechnung getragen, daß fast alle Kapitel neu bearbeitet, die erweiterte Bauelementebasis berücksichtigt und viele neue Schaltungen aus der Praxis aufgenommen wurden. Dabei wird die Schaltungstechnik bis zu LSI-Baugruppen geführt (z. B. Multiplexer und Analog-Digital-Wandler), der Mikroprozessor und seine peripheren Baugruppen aber bewußt ausgeklammert. Hierüber existiert eine umfangreiche Spezialliteratur, die der an diesem Gebiet interessierte Amateur nutzen kann.

Da Siliziumbauelemente heute und auch in der Zukunft das Gros aller Anwendungsfelder bestreiten werden, konzentriert sich die 3. Auflage des Buches

«Transistor- und Schaltungstechnik» auf die Applikation von Siliziumbauelementen und Schaltkreisen der Reihen TTL, I²L und CMOS.

Neu aufgenommen wurde ein Kapitel über optoelektronische Bauelemente und eines über chemische Stromquellen. Weiter ergänzen Hinweise über Betriebszuverlässigkeit sowie ein Nomogramm- und Tabellenanhang den Text.

Die Verfasser hoffen, ein auf die Praxis orientiertes, leicht lesbares Standardwerk der Halbleiterelektronik auf den neuesten Stand gebracht zu haben. Sie danken vielen Lesern und Fachkollegen für Zuschriften, Ergänzungen und helfende Kritik. Dem Militärverlag der DDR danken wir für ein verständnisvolles Eingehen auf unsere Wünsche, für gute grafische Gestaltung und ausgezeichnete Lektoratsarbeit.

Möge das Buch bei interessanter Freizeitbeschäftigung, bei der Heranbildung von Fachkräften in der Mikroelektronikapplikation und bei möglichst breiter Anwendung gewonnener Erkenntnisse in der Volkswirtschaft beim Voranschreiten auf dem Weg der Lösung der Hauptaufgabe in unserer Gesellschaft ein oft zur Hand genommener Ratgeber sein.

Berlin, März 1984 *Prof. Dr. sc. nat.*
Hans-Joachim Fischer
Dipl.-Ing.
Wolfgang E. Schlegel

1. Geschichtliche Entwicklung der Halbleitertechnik

1.1. Allgemeines

Die Entwicklung der Nachrichtentechnik – bedingt durch die notwendige, mit der modernen Produktion verbundene Befriedigung der ständig steigenden Kommunikationsbedürfnisse der Menschheit – in den vergangenen 100 Jahren zeigt, daß die Einführung der Elektronenröhre als aktives Element seit 1906 diese Technik revolutionierte.

Waren zuerst die drahtgebundenen Übertragungsverfahren (Telegrafie und Telefonie) ohne aktive Schaltelemente (ohne Verstärkung) das Hauptanwendungsgebiet, so wurden 1918 die ersten Röhrensender für drahtlose Nachrichtenübertragung eingesetzt. Sie lösten die Funkensender und Hochfrequenzmaschinensender ab.

Die Forderungen der Praxis, langfristig angelegte Grundlagenforschung und immer bessere Durchdringung hinsichtlich Technologie und Großserienfertigung führten in der Folgezeit zu einer Vielzahl von Röhrentypen. Ihr breites Anwendungsgebiet reichte von den Subminiaturröhren für Geräte mit einer Funktionsfähigkeit bei hohen Umgebungstemperaturen über die UHF-Spezialröhren (Klystron, Magnetron, Wanderfeldröhre) bis zu den Hochleistungssenderöhren.

Heute ist die Anwendung von Elektronenröhren weitgehend durch die billigeren und zuverlässigeren Halbleiterbauelemente eingeschränkt. In Rundfunk- und Fernsehempfängern sind kaum noch Röhren – außer für die Bildwiedergabe –

anzutreffen. Dagegen ist ihre Bedeutung für spezielle Anwendungen auch heute unumstritten. Es läßt sich nicht absehen, wann z. B. Röntgenröhren, Senderöhren hoher Leistung (oberhalb 10 kW), Bildröhren, Mikrowellenröhren oder Oszillografenröhren von entsprechenden Halbleitern oder anderen Bauelementen im industriellen Einsatz verdrängt werden.

Neben der Elektronenröhre spielen andere verstärkende Bauelemente hinsichtlich ihrer Einsatzbreite nur eine untergeordnete Rolle. Magnetische oder dielektrische Verstärker fanden in der Elektronik nur begrenzt Platz. Der Einsatz von Reaktanzdioden-, Tunneldioden- oder Molekularverstärkern (MASER) bleibt auf Sonderfälle beschränkt, und auch die Ausnutzung anderer physikalischer Effekte zur Verstärkung steckt noch in den Anfängen oder führte bisher zu unökonomischen Lösungen. Seit 1948 gibt es neben der Röhre ein zumindest ebenbürtiges verstärkendes Element – den TRANSISTOR (die Bezeichnung leitet sich aus *transfer* – übertragen und *resistor* – Widerstand ab). Dieser Halbleiterverstärker hat eine Reihe positiver Eigenschaften für den Einsatz in der Elektronik: Geringes Volumen, Robustheit, einfacher Aufbau, lange Lebensdauer. Seit seiner Erfindung ist er zu einem für die Massenproduktion geeigneten und heute unentbehrlichen Bauelement geworden. Die Produktionsstückzahlen liegen im Milliardenbereich, die Typenvielfalt in der Welt bei über 100 000.

1.2. Die Zeit der grundlegenden Erkenntnisse (1874 bis 1948)

Jede bedeutende wissenschaftlich-technische Entwicklung setzt einen bestimmten Stand der Produktivkräfte voraus. Neue Forschungsergebnisse entstehen daher nicht zufällig, sie bauen auf den gesamten wissenschaftlichen und technischen Erfahrungen der Menschheit auf. Beim gegenwärtigen Stand der wissenschaftlich-technischen Entwicklung kann ein einzelner Wissenschaftler kaum eine bahnbrechende Erfindung allein bis zur technischen Reife bringen. Die dem technischen Fortschritt am besten entsprechende Art der Forschung und Entwicklung ist die Kollektivarbeit größerer Forschergruppen. Voraussetzung für die Schaffung der modernen Halbleiterbauelemente war das Ergebnis der physikalischen Grundlagenforschung zum Leitfähigkeitsmechanismus in Festkörpern sowie die Beeinflussung der Leitfähigkeit durch gezielte Beimengungen.

Man kann die geschichtliche Entwicklung der Halbleitertechnik in mehrere Etappen unterteilen:

- Grundlagenerkenntnisse (1874–1920);
- genauere physikalische Analyse (1920–1948);
- Erfindung des Transistors und dessen Vervollkommnung (1948–heute);
- Nutzung der technologischen Grundlagen der Transistorfertigung zur Schaffung der integrierten Schaltkreise (1958–heute).

Im November 1874 veröffentlichte *Ferdinand Braun* einen Artikel über den «Stromfluß in Metallsulfiden», in dem er eine Abweichung vom *Ohmschen* Gesetz darstellte: Die Stromstärke durch den Kontakt Metall–Kristall hing von der Stromrichtung ab – das entspricht einem Gleichrichtereffekt. Im Jahre 1886 stellte der Chemiker *C. A. Winkler* in Freiberg das Element Germanium dar, das einige Jahre vorher an Hand des *Periodischen Sy-*

stems der Elemente von *D. I. Mendelejew* vorausgesagt worden war. Bereits 1823 hatte *J. J. Berzelius* das Silizium entdeckt. Beide Stoffe spielen in der Halbleitertechnik eine hervorragende Rolle. Gegenwärtig dominiert eindeutig das Silizium, gefolgt von einer $A_{III}B_V$ -Substanz, dem Galliumarsenid.

Im Jahre 1906 setzte *H. H. C. Dunwoody* einen Karborundkristall zwischen Metallelektroden als empfindlichen Detektor für hochfrequente elektromagnetische Wellen ein und löste damit den mit Eisenfeilspänen arbeitenden unempfindlichen «Kohärer» von *E. Brandly* ab. *G. W. Pickard* schlug im selben Jahr einen Siliziumdetektor mit Spitzenkontakt zur HF-Gleichrichtung vor. Ebenfalls einen Gleichrichtereffekt entdeckte *Werner v. Siemens* 1876 beim Studium der Lichtempfindlichkeit von Selen.

1915 untersuchte *C. A. F. Benedicks* die Gleichrichtereigenschaften eines Germaniumkristalls, doch reichten in jener Zeit weder die experimentellen Hilfsmittel noch die theoretischen Kenntnisse zur Entwicklung eines Halbleiterverstärkers aus. 1925 wurden die ersten Kupferoxydul-Gleichrichter industriell eingesetzt, und seit 1930 gibt es in der Starkstromtechnik und im niederfrequenten Schwachstromgebiet Selen-Gleichrichter. 1931 führte *Wilson* das Konzept der Löcherleitung und des Energiebändermodells ein. Im zweiten Weltkrieg setzten alle kriegführenden Staaten große Mittel ein, um die für Zentimeterwellen-Radargeräte und für Dezimeterwellen-Richtfunkgeräte notwendigen Misch- und Detektordioden zu technisch zuverlässigen und empfindlichen Bauelementen zu entwickeln.

Walter Schottky untersuchte im Jahre 1939 die Eigenschaften von Metall-Halbleiterkombinationen; er publizierte zur sogenannten «Sperrschichttheorie», die wiederum Grundlage für weiterführende Forschungen wurde.

Die gesammelten Erfahrungen der Physiker in der Welt führten 1948 zur Anmeldung eines Patents über einen «Halbleiterverstärker – Transistor genannt» durch *Bardeen*, *Brattain* und *Shockley* von den *Bell-Laboratorien* (USA-Patent 2.524.035). Sie erhielten dafür 1956 den Nobelpreis für Physik. *Shockley* formulierte 1949 die Theorie der pn-Übergänge, die die theoretische Grundlage für alle aktiven Halbleiterbauelemente ist.

1.3. Von der Erfindung des Transistors bis zur technologischen Reife

Nach Bekanntgabe der Forschungsergebnisse von *Bardeen*, *Brattain* und *Shockley* begann in der ganzen Welt eine intensive Forschungs- und Entwicklungsarbeit mit dem Ziel, das neue Halbleiter-Verstärkerelement in die Serienproduktion zu überführen. Die erste technische Ausführung hatte Spitzenkontakte auf einem Germaniumkristall. In den folgenden Jahren sind Sperrschichten und Zonen mit eingebrachten Fremdatomen in Einkristallen von Germanium, Silizium und Galliumarsenid untersucht worden.

Seit 1956 werden wegen ihrer besseren Zuverlässigkeit nur noch Flächentransistoren und Bauelemente mit flächenhaften pn-Übergängen hergestellt, und zwar in verschiedenen Arten, bedingt durch Frequenz und Größe des zu verstärkenen Stroms. Neben Transistoren sind auch Gleichrichter mit geringem Volumen und hohem Wirkungsgrad bei großer Sperrspannung (bis 1,5 kV je pn-Übergang) entwickelt worden. In den Jahren nach 1948 untersuchte man noch andere Metalle und intermetallische Verbindungen auf Halbleitereigenschaften (was zu den optoelektronischen Bauelementen führte), fand man neue technologische Verfahren zur Reinststoffdarstellung in

Großproduktion (Zonenschmelzen, *Czochralski*-Kristallziehverfahren, *Verneuil*-Verfahren).

Im Verlaufe der Entwicklung der Transistoren entstanden viele Modifikationen der Grundstruktur, die aber heute meist keine Bedeutung mehr haben. 1956 entdeckte der Japaner L. Esaki den Tunnel-effekt beim Germanium, und bereits 1957 waren Tunneldioden für UHF und Zentimeterwellenverstärkung in die Produktion übergeführt. Es kam aber nicht zur Großserienproduktion, da die Entwicklung rauscharmer Silizium-UHF-Transistoren die Tunneldiode als Zweipolverstärker überflüssig machte.

Die Doppelbasisdiode – auch Unijunction-Transistor genannt – wurde 1953 als hochpräziser Schwellwertschalter in den *Bell-Laboratorien* entwickelt.

1958 kamen die Vierschichtdiode (als Festkörper-Glimmlampenanalogen) und der Thyristor (gesteuerte Vierschichtdiode = Festkörperthyatron) zum praktischen Einsatz, nachdem *Shockley*, *Ebers* und *Moll* die theoretischen Vorarbeiten geleistet hatten. 1954 untersuchte *McKay* den Lawinendurchbruch bei Halbleitern; das war später die Arbeitsgrundlage von *J. B. Gunn* über «heiße Elektronen».

Durch Feldeffektsteuerung konnte der niedrige Eingangswiderstand der Transistoren erheblich vergrößert werden. Seit 1964 sind Feldeffekttransistoren mit guten HF-Eigenschaften und hohem Eingangswiderstand im praktischen Einsatz.

Die Möglichkeit der Veränderung der Sperrschichtkapazität durch die angelegte Sperrspannung ist ebenfalls in Form der Varaktor-, Kapazitäts- oder Abstimmioden technisch angewendet worden.

Der bereits 1934 von *C. Zener* entdeckte «*Zener*-Effekt» war die Grundlage der zur Spannungsstabilisation speziell hergestellten Siliziumdioden. In jüngster Zeit werden Backward-Dioden, Schottky-Dioden und Avalanche-Dioden oft angewendet.

Heute werden in den fortgeschrittenen Industrieländern der Welt Halbleiterbauelemente in Großserie hergestellt und in weitem Maße eingesetzt (von der Starkstromtechnik über die Automobilindustrie, Meßtechnik, Robotertechnik und Rechentechnik).

Die Typenanzahl in der Welt liegt über 100 000. Viele davon sind jedoch keine Grundtypen, sondern Firmenvarianten mit unterschiedlichen Verkappungsformen usw. In der UdSSR gibt es rund 1 000 Transistor- und Diodentypen und 50 monolithische Schaltkreisfamilien. Wertet man einen Katalog des Kombinat *Mikroelektronik* aus, dann stehen gegenwärtig dem Anwender rund 350 Typen integrierter Schaltkreise sowie 400 Dioden- und Transistortypen und 80 optoelektronische Bauelemente zur Auswahl. Durch Spezialisierung und Kooperation im Rat für Gegenseitige Wirtschaftshilfe kann nochmals das gleiche Sortiment an Halbleiterbauelementen durch Kooperationslieferungen bereitgestellt und in der DDR-Industrie eingesetzt werden. Mit diesem Sortiment, das auch VLSI-Bauelemente der Mikrorechentechnik umfaßt, können moderne Geräte mit Kennwerten entwickelt werden, die dem Entwicklungsstand auf dem Weltmarkt entsprechen.

Die weitere Entwicklung der aktiven Halbleiterbauelemente wird etwa folgende Schwerpunkte aufweisen:

- Untersuchung neuer Stoffe und Stoffkombinationen sowie Strukturen für Transistoren und integrierte Schaltkreise;
- Erweiterung des Einsatztemperaturbereichs;
- Erweiterung des Frequenzbereichs der aktiven Elemente bis 25 GHz;
- Erhöhung der Kollektorverlustleistung in den Kilowattbereich;
- Schaffung schnellerer, leistungärmerer digitaler Schaltkreise und stromsparender analoger Schaltkreise;

- Erhöhung des Integrationsgrades der integrierten Schaltkreise auf über 10^6 Bauelementefunktionen je Chip;
- Einsatz der Siliziumtechnologie für die Schaffung von Sensoren, die mikroelektronik-kompatibel sind.

Die Entwicklung der Halbleitertechnik ist heute so weit fortgeschritten, daß der Röhre nur noch Spezialgebiete verblieben sind: Bildwiedergabe, Leistungssenderöhren und Magnetrons, Klystrons sowie Wanderfeldröhren. Am Ersatz der Röhre für die Bildwiedergabe durch Elektrolumineszenz-, Gasentladungs- und Flüssigkristalldisplays wird gearbeitet.

Seit etwa 1974 sind Schwarzweiß-Fernsehkameras bekannt, die statt mit einer Bildaufnahme röhre mit Silizium-Transistor-Matrizen (CCD-Mosaik-Fotosensoren) arbeiten. Farbtüchtige Festkörperbildsensoren werden von japanischen Firmen bereits seit 1985 auch in Fernsehkameras und Kamera-Recordern eingesetzt.

Es gibt heute Transistoren, die bei einer Frequenz von 3 000 MHz Leistungen bis 50 W abgeben können. Die obere Frequenzgrenze der Transistoren liegt heute bei 15 GHz mit einer Leistung von 10 mW als Oszillator.

Als höhere Form des mikroelektronischen Bauelements entwickelte sich aus Erkenntnissen des Silizium-Planarprozesses der Herstellung stabiler, oberflächenpassivierter Transistoren die Idee, mehrere Transistorfunktionen auf einem Siliziumplättchen, dem sogenannten Chip, zu integrieren – damit war der Weg zur integrierten Festkörperschaltung frei, ein Weg, der zur stürmischen Entwicklung der integrierten Schaltkreise (englisch: IC = integrated circuit) in der ganzen Welt führte und der die «mikroelektronische Revolution» einleitete.

Die Basispatente zum IS = integriertem Schaltkreis stammen von den Amerikanern *Jack Kilby* und *Robert Noyce* (als Beispiel sei genannt «Semiconductor De-

vice and Lead Structure», USA-Patent Nr. 2.981.877 von R. Noyce).

Zur Schaffung integrierter Schaltkreise ist ein hohes technisch-technologisches Niveau der Halbleiterindustrie eines Landes notwendig, im einzelnen sind erforderlich:

- hochreines und defektarmes Silizium-Einkristallmaterial mit Durchmessern um 100 mm und mehr;
- fotolithografische Strukturierungsverfahren hoher geometrischer Präzision;
- Herstellungsverfahren für fehlerfreie Oxidschichten;
- physikalisch-chemische Dotierungs- und Implantationsverfahren;
- Prozeßkontrollverfahren für alle Teilschritte der IS-Herstellung;
- geeignete Verkappungs-, Kontaktierungs- und Kühlverfahren;
- computergesteuerte Parametermeßtechnik zur Bauelementecharakterisierung;
- computergesteuerte Entwurfs- und Konstruktionsverfahren für die Auslegung der Schaltkreise in elektrischer und topologischer Hinsicht.

Schon aus dieser unvollständigen Aufzählung notwendiger Grundtechnologien ist ersichtlich, daß ein hohes Niveau der Produktivkräfte eines Landes Voraussetzung für die Massenproduktion hochintegrierter monolithischer Schaltkreise ist. In der historischen Entwicklung der integrierten Schaltkreise wurden zuerst Transistorstrukturen mit Widerstandsstrukturen gemeinsam auf Chips, vorwiegend für digitale Schaltungen der elektronischen Rechentechnik, mit einer Komplexität von 5...10 Gatterfunktionen je IS realisiert. Es entstand die RTL-Logikfamilie als erste Schaltkreisfamilie im Jahre 1961. Die Isolation von Halbleiterbauelementen durch vergrabene Sperrschichten (buried layer) brachte erweiterte technologische Möglichkeiten der Realisierung aktiver Bauelemente auf monokristallinem Silizium. Sie wurde 1962 realisiert.

Die IS-Reihe der Transistor-Transistor-Logik = TTL, die in SSI und LSI (SSI = small scale integration, LSI = large scale integration; deutsch: Klein- und Großintegration, einige 10 bzw. 100 Gatterfunktionen je Chip) eine weite Verbreitung gefunden hat, wurde 1964 geschaffen. 1965 entstand – entworfen von *Robert Widlar* – der erste monolithisch integrierte Operationsverstärker bei der USA-Firma *Fairchild Semiconductor Inc.*, der $\mu A 709$, der als Basistyp eine rasche Entwicklung vieler spezialisierter Operationsverstärkerschaltkreise einleitete.

Das erste LSI-Bauelement mit 150 Gattern je Chip kam 1967 auf den Markt, 1968 wurde der erste MOS-Kondensator auf einem Chip integriert. 1971 wurde eine weitere IS-Familie, die CMOS-Logik (komplementäre Metall-Oxyd-Halbleiter-Logik), eingeführt, die sehr geringe Speiseleistung erfordert und bei kleinen Strukturabmessungen der aktiven Elemente in der Schaltschnelligkeit der TTL-Serie nahekommt. Sie ist darüber hinaus wenig empfindlich gegenüber Betriebsspannungsänderungen und kann mit unstabilisierter Versorgung betrieben werden. 1971 wurde der erste freiprogrammierbare VLSI-Schaltkreis (VLSI = Höchstintegration), der «Mikroprozessor» 4004 der Firma *Intel*, mit 2300 Transistorfunktionen auf einem Chip und 4 bit Verarbeitungsbreite entwickelt. Er war ein Schritt in ein neues Anwendungsgebiet der Mikroelektronik, der in der Gegenwart zur außerordentlichen Beschleunigung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts führt und dessen Konsequenzen für Industrie und Gesellschaft heute noch nicht voll abzu-sehen sind.

Die Entwicklung der Mikroprozessoren ging über die 1974 auf dem Markt erschienenen 8-bit-Typen der zweiten Generation 8080, Z 80, U 880 und MC 6800 zu 16-bit-Typen wie *iAPX 432* im Jahre

1981 mit 225 000 Transistorfunktionen auf einem Chip. International sind 16-bit-Mikroprozessoren wie 8086, Z 8000, MC 68000 sowie zahlreiche sowjetische Typen weit verbreitet. 32-bit-Prozessoren mit noch weit höherem Integrationsgrad werden in Computern seit 1986 eingesetzt.

Eine weitere gegenwärtig stark expandierende Entwicklungsrichtung ist die Schaffung von Speicherschaltkreisen mit 64 Kbit bis 16 Mbit Kapazität und die Realisierung von lichtempfindlichen Matrix-Sensoren nach dem CCD-Prinzip (CCD = charge-coupled device, ladungsgekoppeltes Bauelement), bei der heute Matrizen mit 800 mal 800 Bildpunkten Stand der Technik sind.

Die nahe Zukunft wird eine Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit digitaler hochintegrierter Schaltkreise um eine bis zwei Größenordnungen durch Anwendung der Submikrometertechnik (Verkleinerung der Transistorabmessungen auf dem Chip auf Strukturelemente unter 1 µm Kantenlänge, sogenanntes «scaling down»), durch Integration auf Galliumarsenid und durch neue Schaltungskonzeptionen bringen. In der Analog-IS-Technik werden die Mischtechnologie (npn- und pnp-Transistoren, FET und MOS-FET auf einem Chip gemeinsam herstellt und ggf. mit digitalen Funktionseinheiten gekoppelt) und die Kopplung Niedervolttechnik mit Hochvolt-MOS-Ausgangsstufen auf einem Chip die Weiterentwicklung bestimmen.

Die technische Entwicklung verläuft gegenwärtig derart stürmisch, daß eine Buchpublikation stets hinter dem Stand der Technik bleibt und die neuesten Entwicklungen keine Berücksichtigung finden können. Man darf auf die weiteren Forschungsergebnisse gespannt sein. Wer Interesse für diese Probleme hat, sollte sich bald mit ihnen befassen, damit er im Zuge der Weiterentwicklung mitarbeiten kann. Gerade die fachliche Bildung brei-

ter Kreise der Techniker und Ingenieure gestattet eine rasche Umsetzung von Ergebnissen der Mikroelektronik in die gesellschaftliche Praxis.

Die Planar- und Epitaxialtechnik beim Silizium wird auf lange Zeit die bestimmende Technologie bleiben. Feldeffekttransistoren werden eine wichtige Rolle spielen, und bei den IS werden neben der TTL-Technik mit ihren Abarten die CMOS-Technik und die I²L-Technik zunehmend an Bedeutung gewinnen. Der Amateur kann dabei durch seine praktische Tätigkeit Industrie und Wissenschaft unterstützen.

Zum Abschluß dieses Abschnitts gibt die nachstehende Zeittafel noch einmal die wichtigsten Daten aus der Geschichte der Halbleitertechnik an.

1.4. Zeittafel

- 1823 Silizium entdeckt
- 1835 Entdeckung der asymmetrischen Leitfähigkeit bei Festkörpern (*Munck*)
- 1874 Entdeckung des Gleichrichtereffekts im Bleisulfid (*Braun*)
- 1876 Selenfotoelement (*W. v. Siemens*)
- 1879 Hall-Effekt
- 1886 Germanium entdeckt
- 1889 Bleisulfiddiode
- 1906 Punktkontaktdiode
- 1925 Kupferoxydul-Gleichrichter
- 1927 Varistor (spannungsabhängiger Widerstand)
- 1928 Selengleichrichter
- 1929 Patent von *J. Lilienfeld* über Feldeffektsteuerung (Idee zum MOSFET, zu dieser Zeit nicht realisierbar)
- 1938 Siliziumkristalldiode (Mikrowellendetektor)
- 1940 Thermistor (temperaturabhängiger Widerstand)
- 1941 Germaniumdiode (Detektor)
- 1942 Untersuchung von Metall-Halbleiter-Sperrschichten (*Schottky*)

- 1946 Siliziumfotoelement
- 1948 Punktkontakttransistor
- 1949 Fototransistor
- 1951 Legierungstransistor, gezogener Flächentransistor
- 1952 Siliziumflächendiode, Tetroden-transistor, $A_{III}B_V$ -Legierungen
- 1953 Elektrolytstrahl-Ätzverfahren, Drifttransistor
- 1954 Silizium-Starkstromgleichrichter, Siliziumtransistor, Silizium-Solarzelle, Lawinentransistor (*Avalanche*-Effekt)
- 1956 Diffusionstransistor, Mesatransistor, Thyristor
- 1957 Tunneldiode (*Esaki*-Diode)
- 1958 integrierte monolithische Halbleiterschaltung, Mikromodule, Varaktordiode
- 1960 Planartransistor, Epitaxietransistor
- 1961 Dünnschichthybridbauelemente, Mikrowellentransistor
- 1962 Festkörperlaser, lichtemittierende Dioden (LEDs) RTL-Schaltkreisfamilie (RTL = Widerstand-Transistor-Logik) DTL-Schaltkreisfamilie (DTL = Dioden-Transistor-Logik), erstmals Flat-Pack-Gehäuse für IS
- 1963 GaAs-Mikrowellen-FET, TTL-Schaltkreisfamilie (TTL = Transistor-Transistor-Logik)
- 1964 MOSFET-Bauelemente in Serienproduktion, Dual-in-Line-Gehäuse, *Gunn*-Diode (zur Schwingungserzeugung), Overlay-Transistor (verbesserte HF-Eigenschaften), Beamlead-Technik
- 1965 IMPATT-Oszillator, OPV der 1. Generation in Serie, u. a. $\mu A 709$
- 1968 Komplementär-MOS-Logik-Familie (CMOS)
- 1970 Beginn der LSI-Technik (Erhöhung des Integrationsgrads der IS), 1. CCD-Bauelement (*Bell*-Laboratorien)
- 1971 1. Mikroprozessor mit 4 bit Verarbeitungsbreite (*Intel 4004*), Isoplanarprozeß (*Fairchild*)
- 1972 Mikroprozessoren und Taschenrechnerschaltkreise in Serienproduktion
- 1973 *Schottky*-TTL (erhöhte Schaltgeschwindigkeit)
- 1974 I^2L -Schaltkreise (I^2L = integrierte Injektions-Logik), sehr schnelle emittergekoppelte Logik ECL (Schaltzeit im Nanosekundenbereich, aber hoher Stromverbrauch), low-power-*Schottky*-TTL (schnelle Niederleistungslogik)
- 1975 ladungsgekoppelte Bauelemente (CCD) als Speicher, Schieberegister und fotoempfindliche Zeile, erster Mikroprozessor in n-Kanal-MOS-Technologie
- 1976 CMOS-Technik nach der SOS-Technologie für hohe Geschwindigkeit
- 1977 Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit der I^2L in der isolierten I^2L = I^3L
- 1978 GaAs-Transistoren bis 12 GHz Grenzfrequenz
- 1979 Serienproduktion von Magnetblatenspeichern mit einer Kapazität von 256 Kbit je Chip (IBM)
- 1980 VLSI-Bauelemente in Großserie, Einführung neuer Teilschritte in die Fertigung
- 1981 DDR-Produktion von Mikroprozessoren
- 1981 Produktion von 128-Kbit-dRAM
- 1983 16-bit-Mikrorechner-VLSI-Schaltkreise in Serienproduktion, 256-Kbit-dRAM in Serienproduktion
- 1984 1-Mbit-dRAM (Labormuster, Toshiba)
- 1985 MSI-IS in GaAs-Technik (USA)
- 1986 1-Mbit-dRAM in Serienproduktion (Toshiba, IBM)
- 1987 4-Mbit-dRAM in Serienproduktion (Matsushita, Mitsubishi), 16-Mbit-dRAM (Labormuster, Toshiba)

2. Physikalische Grundlagen

Zum Verständnis der Tatsache, daß im Halbleiterkristall bei Zimmertemperatur eine Verstärkung des elektrischen Stroms möglich ist, benötigt man einige physikalische Kenntnisse. Die exakte Theorie des pn-Übergangs ist aber so kompliziert, daß sie den Rahmen dieses Buches bei weitem übersteigt. Es sollen daher nur einige grundlegende Beziehungen und Eigenschaften von Halbleiterwerkstoffen und deren Bedeutung für real existierende Bauelemente vorgestellt werden.

2.1. Ausgangsmaterialien und ihre Eigenschaften

Die Bezeichnung *Halbleiter* für eine Klasse von Elementen und chemischen Verbindungen deutet bereits darauf hin,

daß diese Werkstoffe über elektrische Eigenschaften verfügen, die sich von denen der Metalle (der Leiter) und von denen der Isolatoren (der Nichtleiter) deutlich unterscheiden. Im Bild 2.1 sind die Leitfähigkeitsbereiche einiger Festkörper dargestellt. Man erkennt, daß z. B. Kupferoxydul, Selen, Germanium, Silizium einen Leitfähigkeitsbereich von 10 Größenordnungen bedecken. Zwischen den Halbleitern und den Isolatoren gibt es keine scharfen Grenzen der Leitfähigkeitsbereiche, da bei den Halbleitern die Leitfähigkeit von der Konzentration der Beimengungen, also von der Reinheit bzw. von der Sauerstoffkonzentration abhängt.

Bei Halbleitern ist eine starke Abhängigkeit der Leitfähigkeit von der Temperatur zu beobachten: Mit steigender Tem-

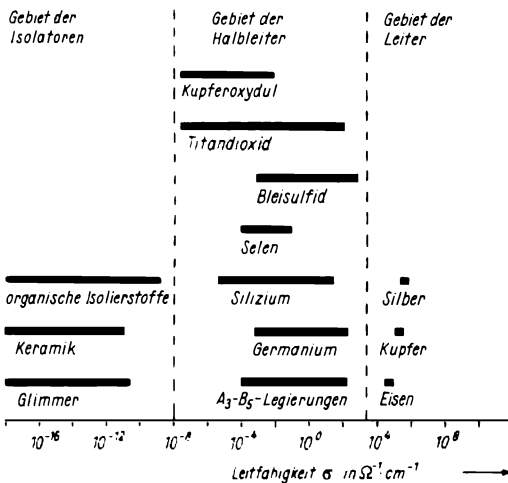


Bild 2.1
Leitfähigkeit von Festkörpern

	I. Gruppe	II. Gruppe	III. Gruppe	IV. Gruppe	V. Gruppe	VI. Gruppe	VII. Gruppe	VIII. Gruppe
	Haupt- gruppe	Haupt- gruppe	Haupt- gruppe	Haupt- gruppe	Haupt- gruppe	Haupt- gruppe	Haupt- gruppe	Haupt- gruppe
1. Periode	1 H 1,0080							2 He 4,003
2. Periode	3 Li 6,940	4 Be 9,013	5 B 10,82	6 C 12,011	7 N 14,008	8 O 16	9 F 19,00	10 Ne 20,183
3. Periode	11 Na 22,991	12 Mg 24,32	13 Al 26,98	14 Si 28,09	15 P 30,975	16 S 32,065	17 Cl 35,45	18 Ar 39,944
4. Periode	19 K 39,100	20 Ca 40,08	21 Sc 44,96	22 Ti 47,90	23 V 50,95	24 Cr 52,01	25 Mn 54,94	26 Fe 55,85
								27 Co 58,94
								28 Ni 58,71
5. Periode	37 Rb 85,48	38 Sr 87,63	39 Y 88,92	40 Zr 91,22	41 Nb 92,91	42 Mo 95,95	43 Tc (99)	44 Ru 101,1
								45 Rh 102,91
								46 Pd 106,4
6. Periode	55 Cs 132,91	56 Ba 137,36	57* La 138,92	58 Ce 140,13	59 Pr 140,92	60 Nd 144,27	61 Pm (147)	62 Sm 150,35
								63 Eu 152,0
								64 Gd 157,26
								65 Tb 158,93
								66 Dy 162,51
								67 Ho 164,94
								68 Er 167,27
								69 Tm 168,94
								70 Yb 173,04
								71 Lu 174,99
7. Periode	87 Fr (223)	88 Ra (226)	89** Ac (227)	90 Th (232)	91 Pa (231)	92 U (238)	93 Np (237)	94 Pu (242)
								95 Am (243)
								96 Cm (247)
								97 Bk (249)
								98 Cf (251)
								99 Es (254)
								100 Fm (257)
								101 Md (258)
								102 No (259)
								103 Lr (262)
								104 Ku (265)
								105 Bo (269)
								106 Uuh (271)

Bild 2.2 Periodisches System der Elemente

peratur nimmt die Leitfähigkeit zu, der spezifische Widerstand des Materials wird kleiner; d. h., die Halbleiter haben einen negativen Temperaturkoeffizienten. Metalle haben einen positiven Temperaturkoeffizienten, mit steigender Temperatur nimmt die Leitfähigkeit ab.

Die hohe Leitfähigkeit von Metallen wird durch deren große Anzahl *freier Elektronen* im Kristallgitter bewirkt; die Dichte der Elektronen ist nahezu ebenso groß wie die Dichte der Atome je Volumeneinheit. In einem Siliziumwürfel von 1 cm^3 befinden sich etwa $5 \cdot 10^{22}$ Atome. Durch die Bindung der Atome untereinander sind aber wesentlich weniger freie Elektronen (Elektronen, die nicht an einen Atomkern gebunden sind) vorhanden.

Das wichtigste Halbleitermaterial ist unbestritten das Silizium. Nach ihm haben praktische Bedeutung das Germanium, das für Spezialbauelemente noch Verwendung findet, und sogenannte Verbundhalbleiter. Darunter versteht man Substanzen, die meistens aus Elementen der III. und V. Hauptgruppe des *Periodischen Systems der Elemente nach Mendelejew* und *Meyer* bestehen, z. B. Galliumarsenid (GaAs) und Galliumphosphid (GaP). Diese Verbundhalbleiter werden oft auch als $A_{III}B_V$ -Verbindungen bezeichnet.

Da Silizium die größte industrielle Bedeutung hat, soll dessen Atomaufbau als Beispiel dienen. Zur Erklärung der physikalischen Eigenschaften der Stoffe benutzt der Physiker das *Bohrsche Atommodell*, das nur eines von mehreren ist. Die korpuskulare Vorstellung vom Atomkern und von der Atomhülle reicht zur Erklärung der meisten Phänomene im Halbleiter aus. Für energetische Betrachtungen wird später noch das Bändermodell nach *Fermi* hinzugezogen.

Der Atomkern setzt sich aus positiv geladenen Teilchen, den *Protonen*, und elektrisch neutralen, den *Neutronen*, zusammen.

Die Anzahl der Protonen im Kern bestimmt dessen elektrische Ladung, die positiv ist. Auf geschlossenen Bahnen, sogenannten *Schalen*, umkreisen die negativ geladenen *Elektronen* den Atomkern. Da ein Atom nach außen hin elektrisch neutral ist, müssen ebensoviel Elektronen wie Protonen vorhanden sein, denn deren

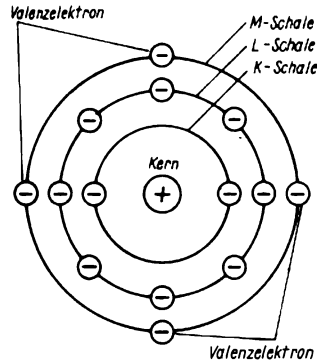


Bild 2.3
Atomaufbau des Siliziums

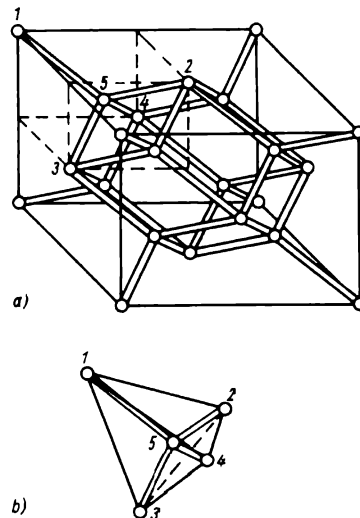


Bild 2.4
Kristallgitter des Siliziums; a – Aufbau des kubischen Gitters aus Elementarzellen, b – Tetraederstruktur der Elementarzelle (Ausschnitt a)

Ladung ist betragsgleich und unterscheidet sich nur im Vorzeichen. Die Anzahl der Protonen entspricht der Ordnungszahl der Elemente im Periodensystem, das im Bild 2.2 wiedergegeben ist. Die wichtigsten halbleitenden Elemente sind durch Schraffur hervorgehoben.

Bild 2.3 zeigt den Atomaufbau des Siliziums. Es hat 14 Elektronen, die den Atomkern auf 3 Bahnen umkreisen. Die kernnächste Schale (K-Schale) ist mit 2 Elektronen, die nächste (L-Schale) mit 8 Elektronen und die M-Schale schließlich mit 4 Elektronen besetzt. Die Elektronen der 2 stabilen inneren Schalen sind an den chemischen Reaktionen des Stoffes nicht beteiligt.

Hingegen ist die Verkopplung der äußeren Elektronen mit dem Kern nur schwach. Man bezeichnet sie als *Valenzelektronen*, weil sie die chemische Wertigkeit – die Valenz – des Stoffes bestimmen. Man versteht darunter die Fähigkeit, eine bestimmte Anzahl anderer Atome zu binden. Die Valenz von Silizium ist 4, d. h., dieses Element kann 4 andere 1wertige oder ein weiteres 4wertiges Atom usw. binden.

Mehrere Siliziumatome bilden untereinander ein Atomgitter, das als Kristall bezeichnet wird. Das Siliziumgitter ist, ebenso wie das Germaniumgitter, vom Diamanttyp, wie es im Bild 2.4 dargestellt wird. Jedes Atom (z. B. Nr. 5 im

Tabelle 2.1. Physikalische Eigenschaften von Silizium (Si), Germanium (Ge) und Galliumarsenid (GaAs)

Eigenschaft	Si	Ge	GaAs
Ordnungszahl	14	32	–
Relative Atommasse	28,1	72,6	144,6
Atome/cm ³	$4,96 \cdot 10^{22}$	$4,42 \cdot 10^{22}$	$4,43 \cdot 10^{22}$
Gitterkonstante in nm	0,543	0,566	0,564
Gitterstruktur	Diamant	Diamant	Diamant
Dichte in g/cm ³	2,33	5,32	5,32
Schmelzpunkt in °C	1420	936	1235
Thermischer Ausdehnungskoeffizient in K ⁻¹	$2,6 \cdot 10^{-6}$	$5,8 \cdot 10^{-6}$	$5,9 \cdot 10^{-6}$
Wärmeleitfähigkeit in W · K ⁻¹ · cm ⁻¹	1,45	0,64	0,46
Maximale Sperrschichttemperatur in °C	250	100	450
Dielektrizitätskonstante	12	16	11,1
Breite der verbotenen Zone in eV	1,12	0,72	1,35...1,4
Elektronenbeweglichkeit in cm ² · V ⁻¹ · s ⁻¹	1350	3900	8600
Löcherbeweglichkeit in cm ² · V ⁻¹ · s ⁻¹	480	1900	250
Spezifischer Widerstand in Ω · cm	$2,3 \cdot 10^5$	47	10 ⁸
Lebensdauer der Elektronen in μs	50...500	10 ² ...10 ³	10 ⁻³ ...10 ⁻²
Freie Weglänge der Elektronen in cm	0,04...0,1	0,1...0,3	10 ⁻⁴
Freie Weglänge der Löcher in cm	0,02...0,06	0,07...0,2	(0,1...3) · 10 ⁻⁴

Bild 2.4) befindet sich im gleichen Abstand von 4 weiteren Atomen (Atome 1 bis 4) und ist mit ihnen durch 2 Valenzbindungen verknüpft. Diese 4 Nachbaratome liegen in den Endpunkten eines regelmäßigen Tetraeders, dessen Zentrum das betrachtete Atom (Nr. 5) ist. Derartige Kristalle, deren Atome durch Zweielektronenbindungen eng zusammenhängen, bezeichnet man als *absolute* oder *ideale* Kristalle. Sie kommen in der Natur nicht vor, und ihre technische Erzeugung ist äußerst kompliziert. Als Beispiel dafür sei angeführt, daß die Kristallzüchtung in Programmen der Weltraumforschung eine bedeutende Rolle spielt.

Für die Herstellung von Halbleiterbauelementen werden Stäbe benötigt, die einen Durchmesser bis zu 150 mm haben können, knapp 1 m lang sind und die eine homogene Kristallstruktur aufweisen. Derartige Körper werden als *Einkristalle* bezeichnet; ihre Herstellung wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

Die Tabelle 2.1. gibt die physikalischen Eigenschaften der gegenwärtig 3 wichtigsten Halbleitermaterialien wieder.

2.2. Herstellung von Silizium

Silizium als Ausgangsmaterial für die meisten Halbleiterbauelemente ist in der Natur als SiO_2 reichlich vorhanden, die Reinigung des Grundmaterials erfordert jedoch einen hohen technischen Aufwand. Man geht von Siliziumtetrachlorid (SiCl_4) oder Trichlorsilan aus und zerlegt dieses thermisch. Dazu wird die dampfförmige Si-Verbindung in ein Reaktionsgefäß geleitet, in dem sich ein auf 1000°C erhitzter Si-Stab befindet. An dessen Oberfläche zerfällt die Verbindung autokatalytisch in Silizium und einen Rest, je nach Ausgangsmaterial. Anschließend erfolgt die physikalische Reinigung, meist nach dem Verfahren

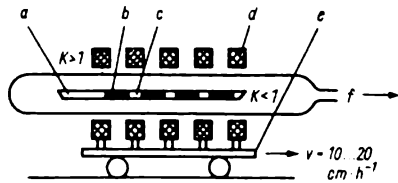


Bild 2.5

Zonenreinigung des Siliziums; a – festes Silizium, b – flüssige Zone, c – erstarrtes Silizium, d – Rohröfen, e – Wagen, f – zur Vakuumpumpe

der Zonenschmelze. Ihr liegt das Prinzip zugrunde, daß die Löslichkeit der Verunreinigungen im festen und im geschmolzenen Zustand unterschiedlich ist. Ein Wagen mit mehreren Rohröfen wird über ein Quarzrohr mit dem Siliziumbarren hinweggezogen, wie im Bild 2.5 dargestellt ist. Auf diese Weise wechseln flüssige mit erstarrten Zonen, und die Verunreinigungen werden an einem Ende des Barrens hinausgedrängt. Die Zuggeschwindigkeit eines derartigen Ofens beträgt $10 \dots 20 \text{ cm/h}$. Nach etwa 20 Durchläufen hat der Barren die für die Weiterverarbeitung erforderliche Reinheit, die mit der Messung des spezifischen Widerstands kontrolliert wird.

Im Anschluß daran wird das Silizium wieder eingeschmolzen und zu einem Einkristall gezogen. Weltweit findet dazu die *Czochralski-Methode* am häufigsten Anwendung. Das reine, polykristalline Silizium wird in einem Quarztiegel, der sich in einem Graphitblock befindet, geschmolzen. In die Schmelze taucht man einen Si-Kristall, der die gewünschte kristallografische Orientierung hat. Man bezeichnet ihn als *Impfkristall*. Keim und Schmelze rotieren gegensinnig zueinander, wobei der Keim langsam, mit etwa $3 \dots 4 \text{ cm/h}$, herausgezogen wird. Das Ziehen geschieht unter Schutzgas-Atmosphäre, um neue Verunreinigungen zu vermeiden. Bild 2.6 zeigt den Querschnitt

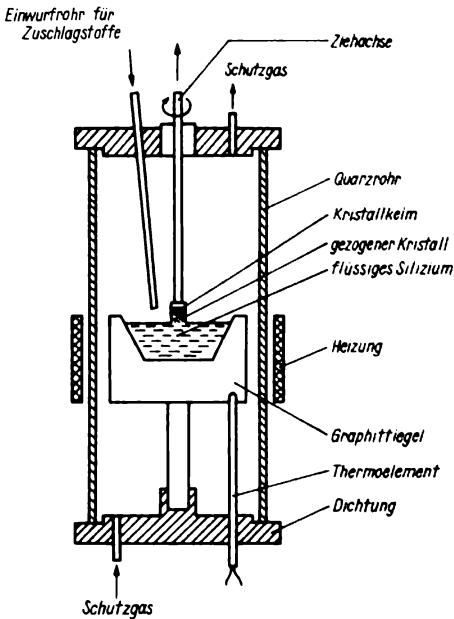


Bild 2.6
Anlage zum Ziehen von Si-Einkristallen nach Czochralski

einer derartigen Anlage. Das so gezogene homokristalline Silizium wird als Cz-Si bezeichnet. Die gewünschte Störstellen-Leitfähigkeit erreicht man durch gezieltes Verunreinigen des Siliziums. Dieser Vorgang wird als *Dotierung* bezeichnet. Das auf diese Weise gewonnene Ausgangsmaterial für die Halbleiterherstellung wird nach dem Erstarren mit einer

Diamantsäge in Scheiben geschnitten und weiter verarbeitet. Der Durchmesser dieser Einkristalle ist je nach Anlage 50...150 mm, die Länge 0,9 m. Das folgende Beispiel soll die sehr hohen Forderungen an die Reinheit ($1:10^9$) veranschaulichen: Wenn jemand 6000 Jahre lang täglich 8 Stunden Bohnen in einen Topf wirft, und zwar in jeder Minute eine Bohne, dann darf er sich in dieser Zeit nur ein einziges Mal vergreifen und eine Erbse statt der Bohne nehmen, wenn er die gleiche Reinheit erzielen will.

Dotiert wird heute nach 4 Methoden. Bereits beim Ziehen des Einkristalls kann ein Dotierstoff der Schmelze hinzugefügt werden. Die Atome dieses Stoffs bauen sich dann in das Kristallgitter ein, und je nach Stoff ist der Einkristall vom p- oder n-leitenden Typ. Ein weiteres Verfahren ist das Legieren, das vor allem für die Germaniumtechnik Bedeutung hatte. Auf den Kristall werden Indium-Kügelchen aufgeschmolzen, wobei sich kleine Bereiche des Halbleitermaterials ebenfalls verflüssigen. Nach dem Erstarren sind die Indiumatome im Kristallgitter enthalten. Besonders für die Herstellung integrierter Schaltungen wird derzeit die Diffusionsmethode angewandt. Si-Kristallscheiben werden bei etwa 1000 °C einem dampfförmigen Dotierstoff (z. B. Bor) ausgesetzt, wobei die Boratome in den n-leitenden Si-Kristall eindiffundieren und p-leitende Zonen erzeugen. Wird

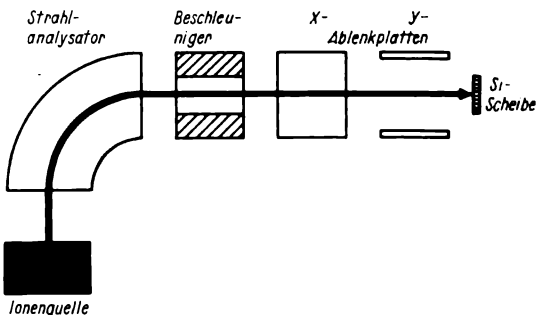


Bild 2.7
Schematische Darstellung der Ionenimplantation

statt Bor Phosphor verwendet, entstehen n-leitende Bereiche. Mit Abstand die genaueste und modernste Methode ist aber das Implantieren. Ionen eines gasförmigen Dotierstoffs werden in einem elektrischen Feld beschleunigt und in den Halbleiterkristall hineingeschossen. Dieses Verfahren ermöglicht eine hohe Konzentration des Dotierstoffs und eine sehr genaue Lokalisation der Dotierung. Bild 2.7 zeigt das Prinzip dieses Verfahrens.

2.3. Leitfähigkeit und pn-Übergang

Die Beschreibung der Erscheinungen in Halbleitern ist nur mit Hilfe der Quantentheorie möglich. Nach den Gesetzen der Quantenmechanik kann ein Elektron nur ein bestimmtes Energieniveau erreichen, d. h., es hat einen definierten Energiewert. Alle übrigen Energiezustände sind «verboten». Durch Zuführung einer genau festgelegten Energie läßt sich der Ort des Elektrons im Atom verändern. Bild 2.8 zeigt das Bändermodell eines Si-Atoms und eines Si-Kristalls. Links sind die Energieniveaus der Elektronen eines Si-Atoms dargestellt. Die Niveaus jeder Schale bilden zusammen die *erlaubten Zonen*, dazwischen befinden sich die *verbotenen Zonen*. Deren Energieniveaus dürfen und können die Elektronen nicht einnehmen. Im Si-Kristall sind die Energie-

niveaus der einzelnen Atome etwas unterschiedlich, so daß sich die Verhältnisse des rechten Teils in Bild 2.8 ergeben. Es kommt zur Bildung von *Energiebändern*, die durch die verbotenen Zonen getrennt sind. Soll ein Elektron von einem erlaubten Band in das nächsthöhere, erlaubte überführt werden, muß eine ganz bestimmte Energie zugeführt werden.

Die geringste *Ionisierungsenergie* haben die Elektronen der äußersten Schale, des *Valenzbands*. Sie bestimmen auch die Leitfähigkeit des reinen Siliziums. Ihr Zustand ist stabil. Da Energie zugeführt werden muß, um sie daraus zu befreien, haben Elektronen im freien Zustand, sogenannte *freie Elektronen*, ein höheres Energieniveau. Das Band oberhalb des Valenzbands, von ihm wiederum durch eine verbotene Zone getrennt, vereinigt die ungesättigten oder freien Energieniveaus und wird *Leitfähigkeitsband* genannt. Die Breite der verbotenen Zone, die ein Elektron überwinden muß, um vom gebundenen in den freien Zustand zu gelangen, ist ein wichtiges Merkmal des betrachteten Stoffes (siehe auch Tabelle 2.1.).

Im Bild 2.9 sind diese Verhältnisse bei Leitern (Metallen), Halbleitern und Isolatoren dargestellt. Die hohe Leitfähigkeit des Metalls ergibt sich aus dem Fehlen einer verbotenen Zone zwischen Valenz- und Leitfähigkeitsband. Bei normaler Temperatur (Zimmertemperatur) befin-

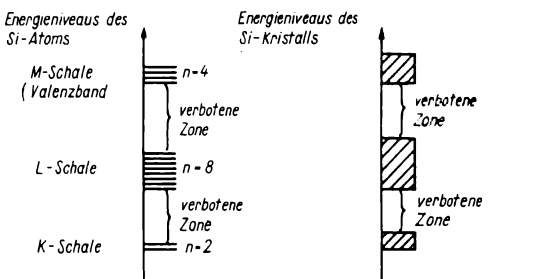


Bild 2.8
Bändermodell der Energieniveaus von Si-Atom und Si-Kristall

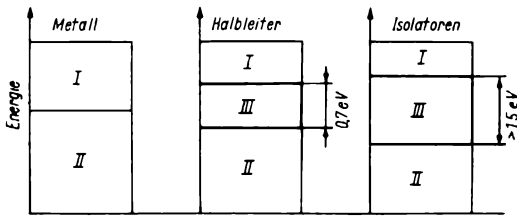


Bild 2.9

Verteilung der Energieniveaus bei verschiedenen Festkörpern; I – Leitfähigkeitsband, II – Valenzband, III – verbotene Zone

det sich eine genügende Anzahl freier Elektronen im Leitfähigkeitsband.

Damit ein Halbleiter leitet, müssen einige Elektronen die verbotene Zone zwischen Valenz- und Leitfähigkeitsband überwinden. Dazu ist den Valenzelektronen eine Energie von der Breite der verbotenen Zone zuzuführen. Dieser Wert beträgt z. B. für Silizium 1,12 eV (siehe Tabelle 2.1.). Dabei ist die Energie von 1 eV (Elektronenvolt) gleich der Energie, die ein Elektron für den Übergang vom Potential U zum Potential $U + 1 \text{ V}$ benötigt. Wegen der beträchtlichen Breite dieser verbotenen Zone bei Isolatoren fehlt diesen Stoffen die Leitfähigkeit. Da 1,12 eV bei Zimmertemperatur nur von wenigen Elektronen überwunden werden, ähneln die Eigenschaften der Halbleiter in diesem Bereich denen der Isolatoren.

Thermische Schwingungen des Kristallgitters bewirken (besonders, wenn der Kristall verunreinigt, dotiert, ist), daß einzelne Elektronen zu freien Elektronen werden. Sie bewegen sich dann im Kristallgitter. An ihren ursprünglichen Orten hinterbleiben *Löcher*. Legt man ein äußeres Feld an den Halbleiter, so wandern diese freien Elektronen in Richtung der Feldlinien. Ebenso bewegen sich die Löcher, allerdings in entgegengesetzter Richtung. Elektronen und Löcher werden als *Ladungsträger* bezeichnet. Die durch die Bewegung gleicher Mengen von Elektronen und Löchern in der Volumeneinheit entstehende Leitfähigkeit nennt man *Eigenleitung*. Der Bandabstand in Elektronenvolt bestimmt im wesentlichen die Anzahl der elektrischen Ladungsträger je

Kubikzentimeter bei gegebener Temperatur. Das ist die mit der Temperatur exponentiell wachsende *Eigenleitungskonzentration*, die das Charakteristikum für die Stellung der Halbleiter zwischen den Metallen und den Isolatoren, ist.

Man kann die Eigenleitung durch starke äußere Felder oder durch Erwärmen des Halbleiters vergrößern. Die Arbeitsweise der meisten Halbleiterbauelemente wird aber durch das Einsetzen der Eigenleitung gestört. Man ist deshalb bestrebt, halbleitende Materialien herzustellen, bei denen die Eigenleitung erst bei möglichst hoher Temperatur einsetzt. Aus diesem Grunde hat auch das Silizium das frühere Standardmaterial Germanium nahezu völlig verdrängt.

Da die Leitfähigkeit von der Elektronen- oder Löcherkonzentration im Einheitsvolumen zusammen mit der mittleren Bewegungsgeschwindigkeit abhängt, nimmt mit der Anzahl der Ladungsträger auch die Leitfähigkeit zu.

Mit dem gezielten Einbau von Atomen einer Verunreinigung in das Kristallgitter des Halbleiters, also mit der Dotierung, ergeben sich zusätzliche Energieniveaus, deren Anzahl von der Menge der Atome der Beimengung abhängt. Diese zusätzlichen Energieniveaus, *Donator-* und *Akzeptortermen* genannt, liegen in der verbotenen Zone des Halbleiters und verkleinern diese. Donatorniveaus treten beim Einlagern wertiger Stoffe in das Silizium-Kristallgitter auf, beispielsweise bei Phosphor (P) oder Antimon (Sb). Im Bild 2.10 ist die Projektion eines Teils des Si-Gitters mit einem eingelagerten

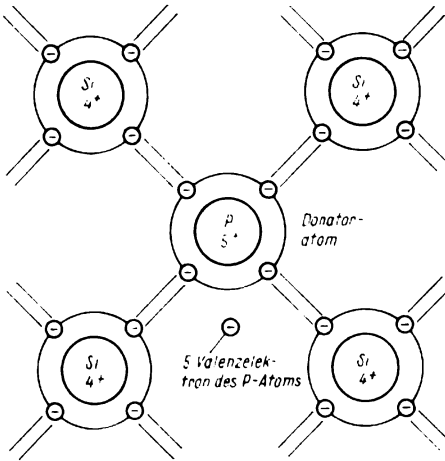


Bild 2.10
Einlagerung eines P-Atoms in ein Si-Kristallgitter (Donatordotierung)

P-Atom dargestellt. Dieses nimmt den Platz eines Si-Atoms ein, wobei es mit den benachbarten 4 Si-Atomen eine 2wertige Bindung eingeht. An diesen Verbindungen ist jeweils ein Elektron des Phosphors und eines des Siliziums beteiligt. Damit bleibt ein Elektron vom Phosphor als nur leicht gebundenes Elektron übrig. Es kann ohne Schwierigkeiten abgelöst werden und in das Leitfähigkeitsband gelangen. Ein positives P-Ion bleibt im Gitter zurück. Die Beimengung Swertiger Stoffe ergibt zusätzliche Elektronen im Halbleiter, *Donatorelektronen* genannt. Die Energie, die zur Befreiung eines Donatorelektrons aus dem Kristallgitter notwendig ist, beträgt einige zehntel Elektronenvolt und ist damit geringer als die Breite der verbotenen Zone. Die Energieniveaus der Donatorbeimengungen sind in der verbotenen Zone nahe der Grenze zum Leitfähigkeitsband angeordnet. Die Energie zur Befreiung der Donatorelektronen ist kleiner als die, durch die eine Eigenleitung entsteht. Bild 2.11 soll das veranschaulichen. Dabei bezeichnet

E_d die Energie der Donatoren und E_v die Breite der verbotenen Zone.

Beim Einbau von Donatorbeimengungen ergeben sich also positive Ionen der Beimengung und negative freie Elektronen. Die Leitfähigkeit wird vorwiegend durch die Elektronen bestimmt; man bezeichnet diese Art der Leitfähigkeit als *Störstellen-Elektronen-Leitung*. Da im Halbleiter freie Elektronen entstehen, wird er negativ, n-leitend. Bei normaler n-Dotierung kommt ein Donatoratom auf 10^7 Si-Atome, der spezifische Widerstand beträgt etwa $5 \Omega \cdot \text{cm}$. Wird der Halbleiter stark dotiert (n^+), enthält er auf nur 10^4 Si-Atome ein Donatoratom, der spezifische Widerstand beträgt dann etwa $0,03 \Omega \cdot \text{cm}$.

Bringt man in das Si-Kristallgitter 3wertige Störstellen ein, z. B., indem man mit Bor (B) dotiert, ergibt sich eine Struktur nach Bild 2.12. Ein Atom eines Akzeptors nimmt den Platz eines Si-Atoms ein, kann aber mit den Si-Nachbaratomen nur 3 Elektronenbindungen eingehen. Daher bleibt zwischen dem B-Atom und einem benachbarten Si-Atom eine Bindung ungesättigt. Ein Valenzelektron fehlt, an dieser Stelle ist ein Loch. Ein an ein Nachbaratom angelagertes Valenzelektron kann unter Einwirkung der thermischen Schwingung des Gitters seinen Platz verlassen und sich an die ungesätt-

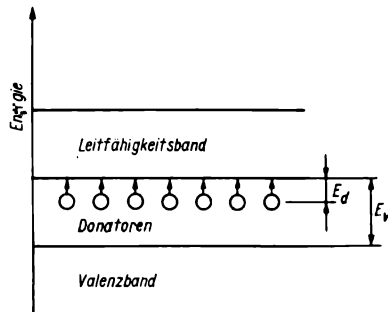


Bild 2.11
Energieniveaus bei Donatordotierung

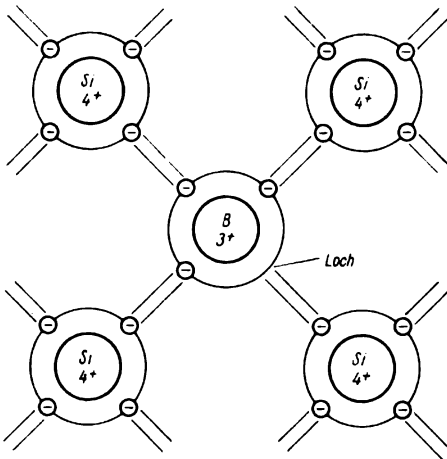


Bild 2.12

Einlagerung eines B-Atoms in ein Si-Kristallgitter (Akzeptordotierung)

tigte Bindung anlagern. Damit wird das Atom der Beimengung in ein negatives Ion verwandelt. Das Elektron hinterläßt in seinem ursprünglichen Valenzverband eine ungesättigte Bindung, die durch ein anderes Elektron aufgefüllt werden kann, wodurch wieder ein neues Loch entsteht. Durch die *Rekombination* der Elektronen mit den Löchern findet demzufolge eine Wanderung der Löcher im Kristallgitter statt. Die Bewegungsgeschwindigkeit der Löcher ist geringer als die der Elektro-

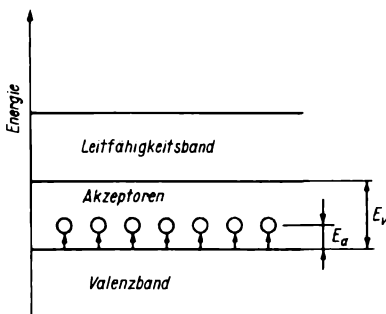


Bild 2.13

Energieniveaus bei Akzeptordotierung

nen; die Bewegungsrichtung entspricht der positiver Ladungen.

Im Vergleich zu Elektronen haben Löcher eine kürzere Lebensdauer bis zur Rekombination. Die Weglänge, die die Löcher zurücklegen können, ist das Produkt ihrer mittleren Geschwindigkeit und der Lebensdauer. Die Energie, die für den Übergang eines Elektrons aus der äußeren Schale zu einer ungesättigten Bindung erforderlich ist, beträgt einige hundertstel Elektronenvolt. Die Akzeptorniveaus liegen damit im unteren Teil der verbotenen Zone, nahe dem Valenzband (Bild 2.13). E_a gibt die Energie der Akzeptoren an. Die Akzeptorniveaus erhalten Elektronen aus dem Valenzband und erzeugen Ladungsträger mit positiver Ladung. In diesem Falle wird die Leitfähigkeit durch die Löcher bestimmt; diese Art der Leitfähigkeit heißt demzufolge *Störstellen-Löcher-Leitung*. Da die Löcher als positive Ladungsträger aufgefaßt werden, spricht man von p-leitendem Material. Bei normaler p-Dotierung beträgt der spezifische Widerstand etwa $2 \Omega \cdot \text{cm}$, auf 10^6 Si-Atome kommt ein Akzeptoratom. Wird stark dotiert (p^+), sinkt der spezifische Widerstand auf etwa $0,05 \Omega \cdot \text{cm}$. 10^4 Si-Atome enthalten dann ein Akzeptoratom.

Im Falle des n-Halbleiters überwiegen die Elektronen, sie werden deshalb *Majoritätsträger* genannt, die Löcher sind dann die *Minoritätsträger*. Bei p-Halbleitern verhält sich das sinngemäß umgekehrt. Das Vorhandensein zweier Ladungsträgerarten bildet den grundlegenden Unterschied zu Effekten im Vakuum und damit den Unterschied zwischen dem Transistor und der Elektronenröhre. Die erreichbare obere Grenzfrequenz von Halbleiterverstärkern ist geringer als die von Elektronenröhren, da sie durch Rekombinationseffekte beeinflusst wird. Schneidet man aus einem Si-Einkristall eine Scheibe mit einem Teil n-Donatorbeimengungen und einem Teil p-Akzep-

torbeimengungen, besteht an der Grenze der beiden Teile ein pn-Übergang, der als Sperrschicht bezeichnet wird. Diese hat beim Anlegen einer äußeren Spannung in einer Richtung einen hohen Widerstand, in der anderen dagegen einen niedrigen. Befindet sich die Sperrschicht im thermischen Gleichgewicht, ist die Anzahl der Ladungsträger, die unter dem Einfluß thermischer Gitterschwingungen im Kristall vom p-Gebiet in das n-Gebiet übergehen, gleich der Anzahl der Ladungsträger gleichen Vorzeichens, die vom n-Gebiet in das p-Gebiet überwechseln. Ohne äußere angelegte Spannung fließt folglich kein Strom durch den pn-Übergang.

Die durch Diffusion in das n-Gebiet übergegangenen Löcher lagern sich in der Nähe der Grenzschicht beider Gebiete an und erzeugen auf diese Weise einen positiven Potentialwall. Im Ergebnis dessen und weil in gleicher Weise Elektronen im p-Gebiet einen negativen Potentialwall erzeugen, besteht zwischen beiden Bereichen Potentialgleichheit. Allerdings verhindern die Potentialwälle einen Ladungsträgerübergang, da wegen der Diffusion eine Raumladung von Löchern im n-Gebiet und eine von Elektronen im p-Gebiet zurückbleiben. Wollen Löcher z. B. vom p-Gebiet in das n-Gebiet wechseln, müssen sie eine hinreichend große Energie haben, um die Grenzschicht im p-Gebiet zu überwinden. Die im n-Bereich als Minoritätsträger vorhandenen Löcher können dagegen leichter in das p-Gebiet zurückgelangen, da das Feld an der Grenze diesen Wechsel begünstigt.

Das Grenzgebiet mit erhöhter Konzentration der Majoritätsträger setzt dem elektrischen Strom einen hohen Widerstand entgegen; es trägt daher die Bezeichnung Sperrschicht oder Potentialwall.

Das Integral der Feldstärke E eines pn-Übergangs über die gesamte Schichtdicke ergibt eine Spannung, die nur von der Temperatur und dem Konzentrationsver-

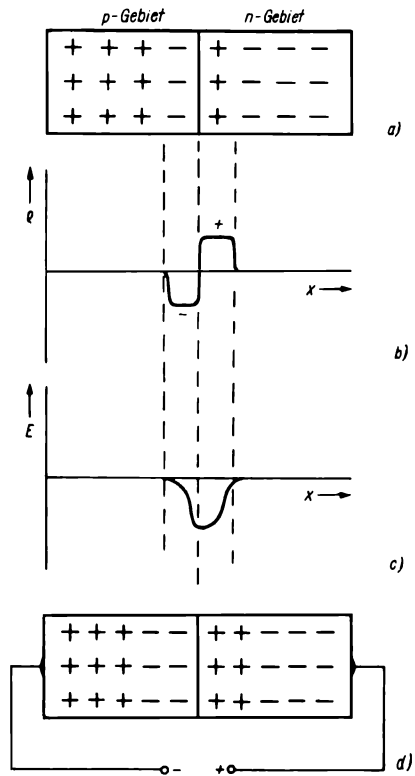


Bild 2.14

Verhalten des pn-Übergangs; a – Ladungsverteilung ohne äußeres Feld, b – Raumladungsverteilung ρ ohne äußeres Feld, c – Feldstärke E ohne äußeres Feld, d – Vergrößerung des Potentialwalles bei äußerem Feld in Sperrichtung

hältnis der freien Ladungsträger (z. B. der Elektronen) auf beiden Seiten des pn-Übergangs abhängt. Diese Spannung nennt man *Diffusionsspannung*. Ihr Betrag in V kann höchstens gleich dem Betrag des in eV gemessenen Bandabstands werden. Diese Diffusionsspannung ist an den äußeren Kontakten des pn-Übergangs nicht meßbar, weil die Kontaktpotentiale der Kontaktierungsmetalle gleich groß, aber mit unterschiedlichem Vorzeichen behaftet sind.

2.4. Dioden

Aus nur einem pn-Übergang bestehen die einfachsten Halbleiterbauelemente, die Dioden. Wird an den pn-Übergang eine äußere Spannung angelegt, richtet sich der Stromfluß nach der Polarität dieser Spannung. Liegt der negative Pol der Spannungsquelle am p-Gebiet, wie im Bild 2.14 dargestellt, erhöht sich der Widerstand der Sperrschicht, da diese Spannung den Potentialwall vergrößert. Die Grenzschicht wird breiter, und die Anzahl der Elektronen des n-Gebiets und die der Löcher des p-Gebiets, die genügend Energie zum Überwinden des Potentialwalls haben, nimmt ab. Damit verringert sich auch der Majoritätsträgerstrom von einem zum anderen Gebiet. Schon bei einer Spannung von einigen zehntel Volt ist der Strom durch den pn-Übergang Null. Dabei bleibt der Minoritätsträgerstrom unverändert; es fließt demzufolge ein geringerer *Rückstrom*, die Sperrschicht verhält sich wie ein hochohmiger Widerstand. Die höchstmögliche Sperrspannung des pn-Übergangs ist durch die Durchbruchfeldstärke des Halbleitermaterials von etwa 10^5 V/cm begrenzt.

Der Potentialwall wird abgebaut, wenn sich die Polarität der äußeren Spannung umkehrt. Es vergrößert sich dadurch die Anzahl der Majoritätsträger, die die Sperrschicht überwinden können. Der Widerstand des pn-Übergangs nimmt ab, und der Strom steigt. Bild 2.15 verdeutlicht diesen Vorgang. Das Anwachsen des Stroms beginnt bereits bei Spannungen um 1 V. Die Stromflußrichtung der Majoritätsträger, die einen geringen Widerstand der pn-Schicht zur Folge hat, wird als *Durchlaßrichtung* oder *Vorwärtsstromrichtung* bezeichnet. Die umgekehrte Stromrichtung heißt *Sperrrichtung* oder *Rückstromrichtung*. Die pn-Schicht hat also eine Gleichrichterwirkung; sie läßt den Strom in einer Richtung gut, in der

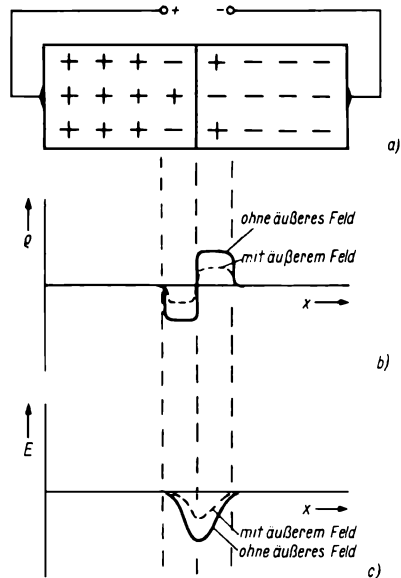


Bild 2.15
Verhalten des pn-Übergangs bei äußerem Feld in Durchlaßrichtung; a – Ladungsträgerverteilung, b – Raumladungsverteilung ρ , c – Feldstärke E

anderen hingegen fast nicht fließen. Dieser Effekt ist das wesentlichste Wirkprinzip aller Dioden. Weitere Halbleitereffekte ermöglichen spezielle Dioden für verschiedene Anwendungen. Man unterscheidet:

- Spitzen- und Flächengleichrichterdioden,
- Z-Dioden auf der Basis des *Zener*-Effekts,
- Kapazitätsdioden (C-Dioden),
- Tunneldioden und
- Vierschichtdioden.

In gewisser Weise gehört dazu auch der Thyristor als steuerbare Diode.

Im Bild 2.16 ist stellvertretend für alle Gleichrichterdioden die Kennlinie einer Si-Planardiode dargestellt. Sie besteht aus einem Durchlaßast und einem Sperrast. Bereits bei einer Spannung von 1 V

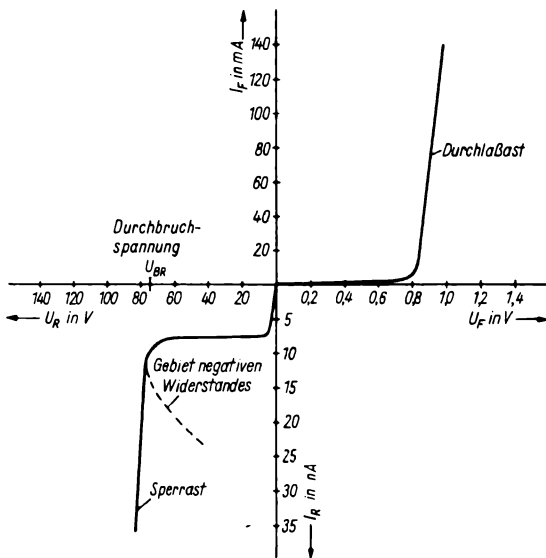


Bild 2.16
Kennlinie einer Gleichrichterdiode

in Durchlaßrichtung fließen Ströme von etwa 50 mA, der Durchlaßwiderstand beträgt 20 Ω . In Sperrichtung kann man dagegen Spannungen bis zu knapp 80 V anlegen, ohne daß ein nennenswerter Strom fließt. Bei einer bestimmten Sperrspannung jedoch fließt ein starker Strom. Diese Spannung wird als *Durchbruchspannung* bezeichnet. Wird sie überschritten, schlägt die Sperrschicht durch, und die Diode wird zerstört. Die Sperrkennlinie kehrt sich bei der Durchbruchspannung in einen Ast mit negativem Widerstand um. Dieser Effekt ist materialabhängig und tritt nicht bei allen Dioden auf. Ein anderer Effekt, der für Spannungsstabilisierungen genutzt wird, ist der *Zener-Effekt*. Dioden, in denen er realisiert ist, werden als Z-Dioden bezeichnet. Bei geeignet dimensionierten Si-Planardioden knickt die Sperrspannungskurve an einem genau fixierten Spannungswert, der Z-Spannung, um, so daß dann ein steil ansteigender Strom in Sperrichtung fließt. Es erfolgt ein sogenannter Lawinendurchbruch. Hohe Stromänderungen verursachen nur noch sehr geringe Span-

nungsänderungen, daher ist diese Diode für Spannungsstabilisierungen geeignet. Auch als Spannungsreferenzelement ist sie gut verwendbar, z. B. in Regelschaltungen. Bild 2.17 zeigt die Kennlinien einiger Z-Dioden aus DDR-Produktion.

Jede Sperrschicht zwischen p- und n-Gebieten wirkt als Kapazität, da sie, sofern kein Strom in Durchlaßrichtung fließt, zwei gut leitende Bereiche voneinander isoliert. Wird eine Sperrspannung angelegt, wird die Sperrschicht größer, und die Eigenkapazität verringert sich. Dieser Effekt ermöglicht, spannungssteuerbare Kapazitäten zu realisieren: die Kapazitätsdioden oder kurz C-Dioden. Bild 2.18 zeigt den typischen Kapazitätsverlauf in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_R . Die Kapazität der Sperrschicht der in Sperrrichtung vorgespannten Diode folgt der Beziehung

$$C(U) = \frac{k}{(U_R + U_0)^n}$$

k = Zusammenfassung aller Konstanten
 U_0 = Diffusionspotential
 Der Exponent hat die Werte $n = 0,5$ für

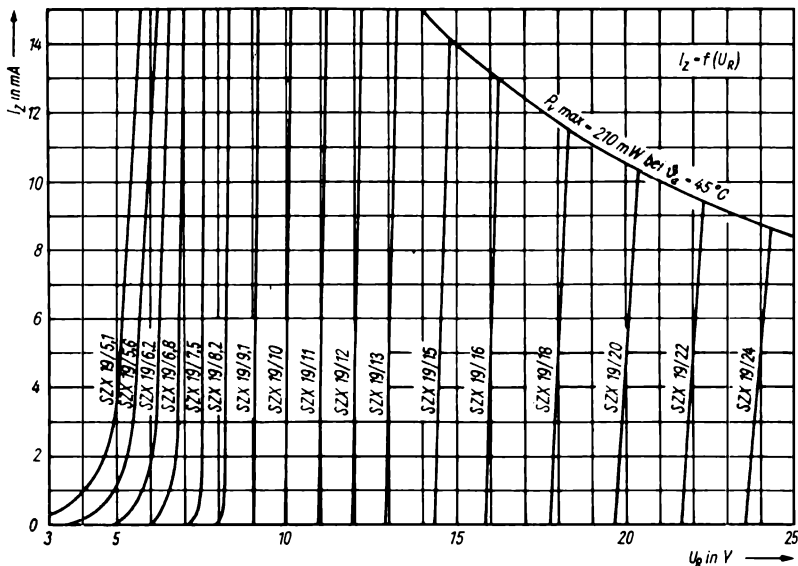


Bild 2.17
Kennlinien einiger Z-Dioden

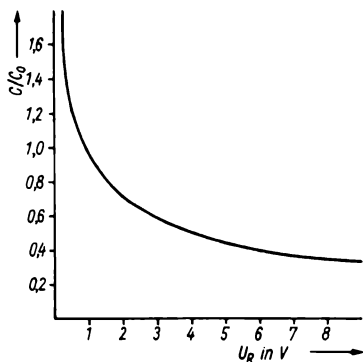


Bild 2.18
Normierte Kapazität einer C-Diode

abrupt dotierte Schichten und $n = 0,33$ für linear abnehmend dotierte pn-Schichten. Als Kapazitätsdioden für Frequenzen bis 2 MHz lassen sich Z-Dioden einsetzen. Für den Bereich oberhalb 10 MHz fertigt man spezielle C-Dioden, die z. B. für die Abstimmung in Tunern genutzt werden.

In Abhängigkeit vom Material kann auf dem Durchbruchast einer Gleichrichterdiode ein Gebiet negativen Widerstands auftreten, wie im Bild 2.16 gezeigt wurde. Dieser Effekt wurde bereits 1924 vom sowjetischen Physiker *Lossev* bemerkt. Der japanische Wissenschaftler *Esaki* machte ihn jedoch erst 1957 technisch nutzbar, indem er die Tunnel diode schuf. Durch stärkere Dotierung des Halbleitermaterials lassen sich dünnere Sperrschichten herstellen, die von Elektronen überwunden werden können, ohne daß sie eine höhere Energie als die, die der Potentialwall hat, aufbringen müssen. Das Elektron gelangt ohne Energieverlust auf die andere Seite des Potentialwalls, es «durchtunnelt» ihn. Bild 2.19 zeigt das Bändermodell des pn-Übergangs einer Tunnel diode. Das kariert dargestellte Gebiet stellt die Energiezustände im Leitfähigkeits- und im Valenzband dar, die mit Elektronen besetzt sind. Ohne äußere Vorspannung läuft die gestrichelte Gerade waagrecht durch, d. h., Elektronen des Leitfähigkeitsbands der n-Schicht können zum Valenzband der p-Schicht

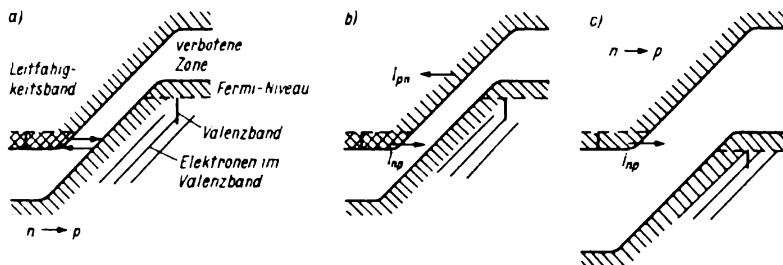


Bild 2.19
Energiebänder der Tunneldiode; a – ohne
äußere Spannung, b – geringe Sperrspan-
nung, c – geringe Durchlaßspannung

und umgekehrt gelangen. Beide Ströme heben sich gegenseitig auf. Legt man eine äußere Spannung in Sperrrichtung an, so werden die Energieniveaus der p-Schicht erhöht, und es fließt ein starker Strom in Richtung der n-Schicht. Der Strom von der n- zur p-Schicht bleibt unverändert. Die Tunneldiode leitet demzufolge für alle Werte der Sperrspannung gleich.

Legt man nun eine Spannung in Durchlaßrichtung an, werden die Energieniveaus der p-Schicht gesenkt, und die Elektronen des n-Leitfähigkeitsbands können Leerstellen im p-Valenzband besetzen, während sich die Elektronen des p-Valenzbands der verbotenen Zone der n-Schicht gegenüber befinden. Es fließt ein Vorwärtsstrom. Erhöht man die Spannung in Durchlaßrichtung, so liegen die Elektronen des Leitfähigkeitsbands der verbotenen Zone der p-Schicht gegenüber. Der Vorwärtsstrom nimmt mit steigender Spannung ab. Es ergibt sich ein negativer Widerstand, der zur Signalverstärkung oder zur Schwingungserzeugung genutzt werden kann. Tunneldioden haben wegen der sehr dünnen Sperrschicht (10^{-5} mm und darunter) besonders gute HF-Eigenschaften, da ihre Kapazität sehr gering ist.

Werden 2 pn-Übergänge zu einem pnpn-Bauelement zusammengeschaltet,

erhält man die *Shockleysche Vierschichtdiode*, die in Impulsschaltungen noch verwendet wird. Bild 2.20 zeigt ihren Aufbau und ihre Kennlinie. Für die Erklärung ihrer Wirkungsweise kann man sich eine Serienschaltung eines pnp- und eines npn-Transistors vorstellen. Mit einem bestimmten Wert der Durchbruchspannung U_{BR} hat die Diode einen geringen inneren Widerstand. Der Sperrwiderstand kann einige 100 k Ω betragen, der Widerstand im eingeschalteten Zustand 1...10 Ω . Die Umschaltspannung von Sperrten auf Leiten liegt zwischen 10...1000 V. Stellt man sich vor, daß der Anschluß der p-Elektrode des Transistors V1 nach Bild 2.20 herausgeführt ist, so daß eine veränderliche Spannung an sie gelegt werden kann, erhält man eine steuerbare Vierschichtdiode, den *Thyristor*. Bild 2.21 zeigt den prinzipiellen Aufbau und die charakteristische Kennlinie. Mit der Steuerelektrode, dem *Gate*, läßt sich die Spannung, bei der der Thyristor leitet, verändern. Ein äußerer Steuerimpuls, der erheblich kleiner als die Anodenspannung sein kann, bewirkt, daß das Bauelement leitend wird. Das Löschen geschieht durch einfaches Abschalten der Anodenspannung. Eingesetzt werden diese Bauelemente zur Steuerung leistungselektronischer Anlagen, zur Drehzahlregelung von Elektromotoren aller Größenordnungen.

Bemerkenswert sind *Schottky-Dioden*, die die Zonenfolge n-Halbleiter – Metall aufweisen, wobei das Metall die Verar-

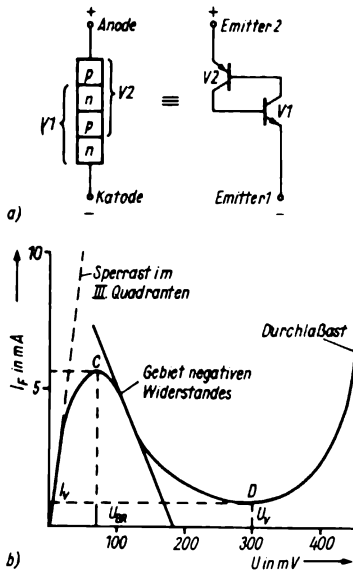


Bild 2.20
Vierschichtdiode; a – Aufbau, b – Strom-Spannungskennlinie

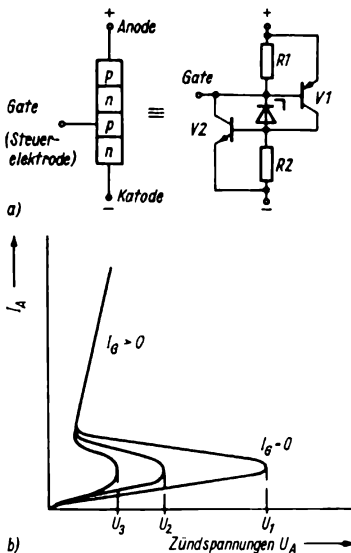


Bild 2.21
Thyristor; a – Aufbau, b – Steuerkennlinie der Gateelektrode

nungsschicht bildet. Die Diode leitet, wenn das Metall positiv gegenüber dem n-Gebiet ist, und sie sperrt, wenn es negativer als dieses wird. Für die Stromleitung sind fast ausschließlich Elektronen bei hohen Ladungsträgerdichten verantwortlich. *Schottky-Dioden* weisen deshalb einen sehr geringen Bahnwiderstand auf. Da es nur eine Ladungsträgerart gibt, fällt beim Umschalten von Durchlaß- in Sperrichtung die Ladungsspeicherung weg. Damit sind diese Dioden für sehr schnelle Schaltvorgänge vorzüglich geeignet. Weitere Anwendung haben sie als HF-Begrenzer und HF-Gleichrichter bis in das Zentimeterwellengebiet und in Mikrowellenmischstufen gefunden. Sperrspannungen von 10...15 V, Durchlaßströme bis 100 mA und eine Lebensdauer der Ladungsträger von 100 ps sind für diese Bauelemente typisch.

Da lichtempfindliche und lichtaussendende Bauelemente, speziell Dioden, gegenwärtig einen sehr weiten Einsatzbereich gefunden haben, wird ihnen der Abschnitt 5. gewidmet.

2.5. Bipolare Transistoren

Werden zwei pn-Übergänge entsprechend dem Bild 2.22 angeordnet, erhält man einen Transistor. Die Schichtfolge npn wurde gewählt, weil die meisten der heute üblichen Transistoren diese aufweisen. An jeder der Sperrschichten existieren Minoritätsträger und Majoritätsträger, daher spricht man bei Transistoren dieses Typs von Bipolartransistoren. Im Gegensatz dazu gibt es auch solche, die ausschließlich Majoritätsträger besitzen. Das sind unipolare Transistoren, die im nächsten Abschnitt beschrieben werden.

Die Polarität der an die Kontakte angelegten Spannungen wird so gewählt, daß der Übergang Emitter – Basis in Durchlaßrichtung, d.h. mit kleinem Widerstand, und der Übergang Basis – Kollektor

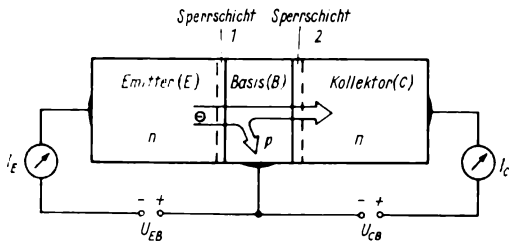


Bild 2.22
Transistorprinzip

tor in Sperrichtung mit großem Widerstand arbeiten. Der Transistor weist zwei Sperrschichten auf; vom Emitter aus fließen Ladungsträger, in diesem Falle Elektronen, durch die Basisperrschicht in den Basisraum. Dort rekombiniert ein Teil mit den vorhandenen Löchern, der Rest gelangt zum Kollektor und fließt als Kollektorstrom ab. Die Stärke des Kollektorstroms hängt von der Anzahl der im Basisraum injizierten Löcher ab. Diese wiederum werden durch die Spannung zwischen Emitter und Basis bestimmt. Durch die unterschiedlichen Widerstände beider Sperrschichten und die unterschiedlichen Spannungen tritt eine Verstärkerwirkung ein. Legt man zwischen Emitter und Basis eine Wechselspannung, fließt ein Emitterstrom i_E . Nach dem Durchtreten des Basisraums ergibt sich ein Kollektorwechselstrom i_C , der kleiner als i_E ist, da ein Teil der Ladungsträger im Basisraum rekombinierte. In der Praxis beträgt i_C 90...99% des Emitterstroms. Das Verhältnis beider Ströme wird als *Stromverstärkungsfaktor* $\beta = i_C/i_E$ bezeichnet.

Für die unterschiedlichen Zwecke wurden Spezialtransistoren entwickelt. Das Streben ging dabei vor allem nach möglichst hoher Leistung, d. h. hohen Kollektorströmen, und hohen Frequenzen. Sowohl das eine als auch das andere und ein Optimum aus beiden, sich eigentlich widersprechenden Forderungen wurde durch die verschiedenartigen technologischen Varianten realisiert. Bild 2.23 vermittelt einen kleinen Überblick über die

Transistorformen, die im Laufe der Entwicklung entstanden und von denen ein Teil jetzt bereits völlig veraltet ist. Legierungstransistoren entstehen, indem man an geeigneter Stelle des gedopten und bereits als Scheibe vorliegenden Einkristalls Perlen des Dotierstoffs, z. B. Indium, anbringt. Diese werden erhitzt und schmelzen. Die Legierung Halbleiter – Indium dringt von zwei Seiten in den Kristall ein. Dadurch wird die Basis immer dünner, bei 100...200 μm ist der Prozeß beendet. Gezogene Transistoren werden hergestellt, indem während der Einkristallherstellung zunächst Donatoren und anschließend Akzeptoren zugeführt werden. Dadurch ergeben sich im Einkristall Zonen unterschiedlicher Leitfähigkeit. Wird der Kristall in Längsrichtung zerschnitten, erhält man Plättchen mit unterschiedlich leitenden Zonen, die lediglich noch eine sperrschichtfreie Kontaktierung erhalten müssen.

Das Frequenzverhalten von Transistoren wird durch folgende Faktoren bestimmt:

- Laufzeit der Ladungsträger im Basisraum,
- Widerstand der Basiszone,
- kapazitiver Widerstand der Kollektorsperrschicht und
- Einfluß der Rekombination mit den Minoritätsträgern.

Eine Möglichkeit, die obere Grenzfrequenz von Transistoren zu erhöhen, besteht darin, die Basisdicke zu verringern. Das kann durch Legieren, durch elektrolytisches Niederschlagen des Dotierstoffs

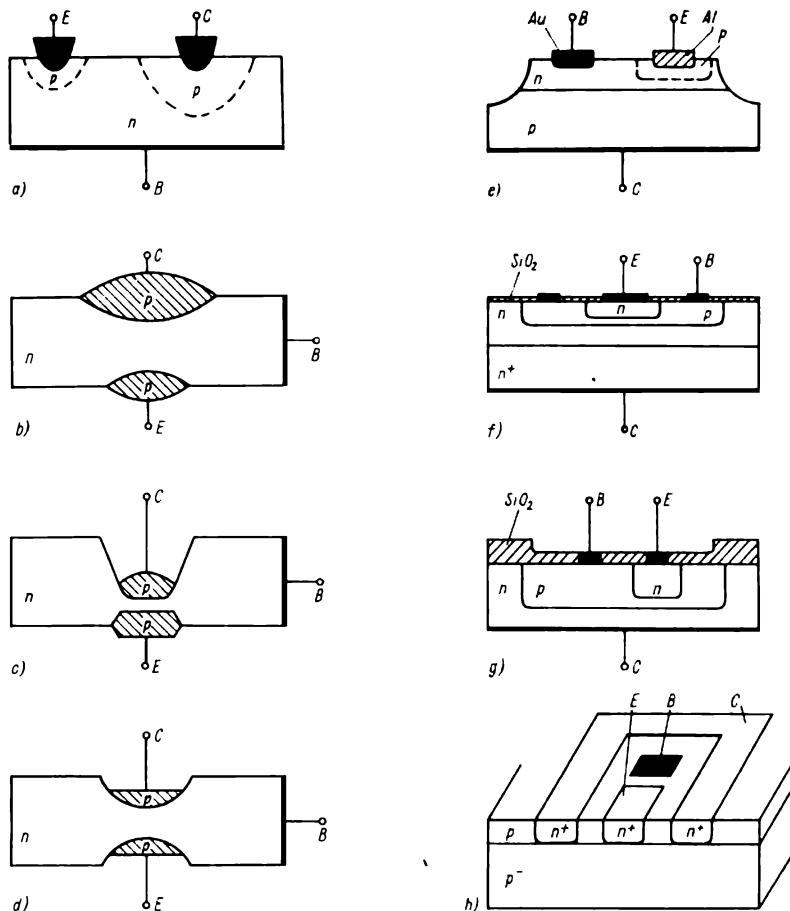


Bild 2.23

Bipolare Transistorarten; a – Spitzentransistor (1948), b – Legierungstransistor (1952), c – HF-Transistor bis 10 MHz, d – Randschichttransistor bis 50 MHz (1954), e – Mesatransistor (1956), f – Epitaxie-Planar-Transistor (1958), g – Planartransistor (1960), h – Lateraltransistor für integrierte Schaltungen (1967)

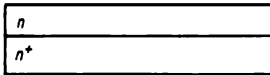
in geätzte Mulden oder durch technologische Varianten beim Ziehen geschehen. Das Einbringen einer eigenleitenden Schicht, i-Schicht (engl. intrinsic, eigenleitend), hat den Erfolg, daß höhere Kollektorspannungen angewandt werden

können und daß sich geringere Kollektorkapazitäten ergeben.

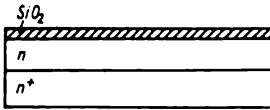
Für den GHz-Bereich wird gegenwärtig noch der Ge-Mesatransistor eingesetzt (span. mesa, Tafelberg). Wegen seiner Geometrie weist er gute HF-Eigenschaften auf. Die durch Eindiffundieren von Antimon erzeugte Basisdicke beträgt 12 μm . Der GF 147 aus dem VEB Mikroelektronik «Anna Seghers» Neuhaus wird z. B. in Vor-, Misch- und Oszillatorstufen eingesetzt; seine Arbeitsfrequenz beträgt maximal 800 MHz, die Verlustleistung 60 mW. Am meisten verbreitet ist aber gegenwärtig der Si-Epitaxie-Planartransi-



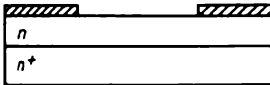
n^+ -Si-Einkristallscheibe,
75 mm ϕ , 0,3 mm dick



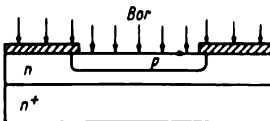
Epitaxie
Aufwachsen ein n -Si-Schicht, 10 μm dick
(Kollektorschicht)



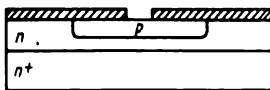
1. Oxydation
 SiO_2 -Schicht, 2 μm dick



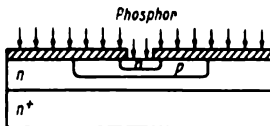
Ätzen von Fenstern in die Oxidschicht
mit Masken
(Fotolithografie)



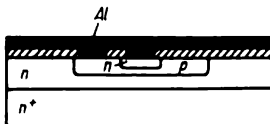
Basisdiffusion
Boratome diffundieren durch Oxidfenster
in den Kristall und erzeugen p -leitende
Basiszone



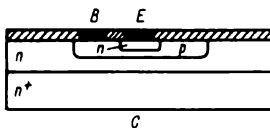
2. Oxydation, Ätzen
Oberfläche oxydieren und Fenster für
Emitterdiffusion ätzen



Emitterdiffusion
Phosphoratome diffundieren durch Oxid-
fenster in den Kristall und erzeugen
 n -leitende Emitterzone



3. Oxydation, Ätzen, Metallisieren
Oberfläche oxydieren, Fenster für Metall-
kontakte ätzen.
Ganzflächige Metallisierung



Leitbahnätzen, Schliff
Entfernen der Metallisierung bis auf
Basis- und Emmitteranschlüsse, Schleifen der
Rückseite bis auf 0,1mm Kristalldicke

Bild 2.24
Herstellung eines
Epitaxie-Planar-
Transistors

stor, der ursprünglich für HF-Anwendungen vorgesehen war. Er wird universell eingesetzt. Bei seiner Herstellung geht man von n-Si aus und bringt auf dessen Oberfläche eine Siliziumdioxidschicht (SiO_2) auf. In diese Schicht wird ein Fenster geätzt und zur Erzeugung eines p-Gebietes Bor eindiffundiert. Dabei bildet sich wieder SiO_2 auf der gesamten Oberfläche, in die erneut ein Fenster für die Emitterdiffusion geätzt wird. Es entsteht durch eindiffundiertes Phosphor eine n-leitende Zone. Die Oberfläche wird anschließend durch eine dritte Oxydation geschlossen. In diese SiO_2 -Schicht werden die Löcher für die Metallkontakte geätzt. Die Kontaktierung erfolgt durch Bedampfen der gesamten Oberfläche mit Aluminium. Diese Metallschicht wird bis auf die Emitter- und Basisanschlüsse wieder abgeätzt. Die Rückseite des n^+ -Materials, das den Kollektoranschluß bildet, wird geschliffen. Dieser komplizierte Prozeß kann nicht bei jedem einzelnen Transistor angewandt werden. Auf die Einkristallscheiben werden durch fotolithografische Verfahren die benötigten Muster aufgebracht. Die Transistoren behandelt man im Scheibenverbund bis zum Rückseitenschliff gemeinsam. Erst dann können die Kanten der Einzelbauelemente geritzt und gebrochen werden. Danach erfolgen die Kontaktierung und der Einbau in das Gehäuse. Bild 2.24 veranschaulicht diese Arbeitsgänge. Durch die SiO_2 -Schicht ist die Transistoroberfläche passiviert, d. h., die Funktion störende Effekte treten nicht an ihr auf. Obwohl Planar- und Epitaxie-Planartransistoren für nahezu alle Anwendungsgebiete hergestellt werden, sind noch zwei weitere Verfahren von Bedeutung. Die Dreifachdiffusion wird für schnelle Schalttransistoren hoher Leistung ($f_T = 6 \dots 20 \text{ MHz}$, $P_{\text{tot}} = 10 \dots 100 \text{ W}$) bevorzugt. Derartige Transistoren wendet man z. B. in Horizontalablenkschaltungen in TV-Geräten oder als Schalter für hohe Spannungen

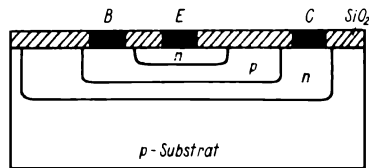


Bild 2.25
Dreifachdiffusionstransistor

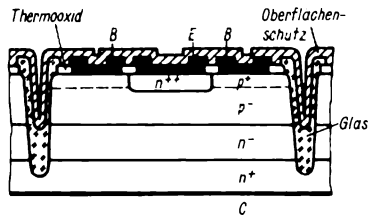


Bild 2.26
Epitaxie-Basis-Transistor

an. Bild 2.25 zeigt den Querschnitt durch einen Dreifachdiffusionstransistor. Das Epitaxie-Basis-Verfahren wird für die Herstellung von Darlington-Leistungstransistoren angewandt und ist gleichfalls für die Fertigung von Leistungstransistorpaaren (pnp – npn) geeignet, da mit ihm konstante Parameter der Bauelemente erreicht werden. Bild 2.26 zeigt den Aufbau eines derartigen npn-Transistors, für den die Basisschicht auf die Kollektorschicht epitaktisch aufgewachsen wird. Anschließend findet die Emitterdiffusion statt.

Mit Epitaxie-Planartransistoren für den Mikrowellenbereich lassen sich Transistfrequenzen von 6,5 GHz bei Verlustleistungen von 450 mW erreichen. Leistungstransistoren der Epitaxie-Basis-Technologie ermöglichen Verlustleistungen von über 62 W bei $f_T = 7 \text{ MHz}$. Dabei handelt es sich nicht um Labormuster, sondern um Serientypen.

2.6. Feldeffekttransistoren

Etwa seit 1962 sind praktisch verwendbare Feldeffekttransistoren auf dem Weltmarkt, obwohl ihr Prinzip bereits seit Ende der zwanziger Jahre bekannt ist. Ihre serienmäßige Herstellung wurde jedoch erst mit der Beherrschung der Si-Technologie möglich. Prinzipiell werden Feldeffekttransistoren durch die räumliche Veränderung eines leitenden Kanals, der durch eine Raumladungszone hervorgerufen wird, gesteuert. Im Gegensatz zu bipolaren Transistoren sind hier nur Elektronen oder Löcher (Majoritätsträger) beteiligt, es kommt also je nach Typ nur eine Ladungsträgerart vor. Daher spricht man auch von Unipolartransistoren. Der Sperrschichtfeldeffekttransistor (SFET) als einfachster Unipolartransistor ist mit einer Triodenröhre zu vergleichen. An einen n-leitenden Kristall wird eine Gleichspannung nach Bild 2.27 gelegt. Von der Quelle (Source) fließen Elektronen zur Senke (Drain). Der von ihnen genutzte Kanal hat eine bestimmte Breite, die von seitlich eindiffundierten p-Zonen bestimmt wird. Diese p-Zonen werden mit einer positiven Spannung über eine Steuerelektrode (Gate) beaufschlagt. So bildet sich eine Raumladungszone aus,

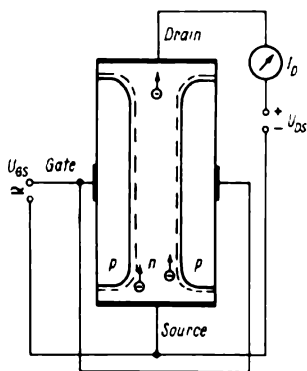


Bild 2.27
Prinzip des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

die den Kanal schmaler werden läßt. Er wird eingeschnürt, sein Widerstand erhöht sich. Der FET arbeitet als steuerbarer Widerstand. Legt man an das Gate eine Wechselspannung, verändert sich die Geometrie des Kanals im Rhythmus der Spannung. Der Kanal wird eingeschnürt und erweitert. Dadurch wird der Drainstrom, der durch den Elektronenfluß hervorgerufen wird, von der Gate-Spannung moduliert. Das steuernde Element ist hier der pn-Übergang. Das elektrische Feld wird zwischen der Gateelektrode und dem pn-Übergang gebildet, die Elektrode liegt unmittelbar am Halbleiter. Für die Funktion ist es unbedeutend, ob Elektronen im n-leitenden Kanal oder Löcher im p-leitenden Kanal fließen, die Polarität der Spannungen wechselt natürlich. Man spricht daher von p-Kanal- und n-Kanal-SFETs. Sperrschichtfeldeffekttransistoren setzt man vorwiegend als Verstärker für analoge Signale im NF- und HF-Bereich ein. Im allgemeinen werden n-Kanal-SFETs hergestellt, da Elektronen eine höhere Beweglichkeit als Löcher haben.

Liegt die Gateelektrode nicht direkt am Halbleiter, sondern befindet sich zwischen beiden ein Isolator, spricht man von einem MISFET. Die Bezeichnung kommt von der Folge der Materialien Metall – Isolator – Halbleiter (engl. Metal Insulator Semiconductor). Da für die isolierende Schicht oftmals Gateoxid benutzt wird, hat sich auch die Bezeichnung MOS (Metal Oxide Semiconductor) eingebürgert. Sein Aufbau und seine Wirkungsweise sollen an Hand des Bildes 2.28 erläutert werden, in dem ein p-Kanal-MOSFET dargestellt ist. Liegt an der Gateelektrode keine Gatespannung U_{GS} , so ist das Gebiet zwischen den p-leitenden Source- und Draingebieten ausschließlich n-leitend, das Substrat B (engl. Bulk) ist n-dotiert. Es fließt kein Drainstrom zwischen Drain und Source, der Transistor ist gesperrt (Bild 2.28a).

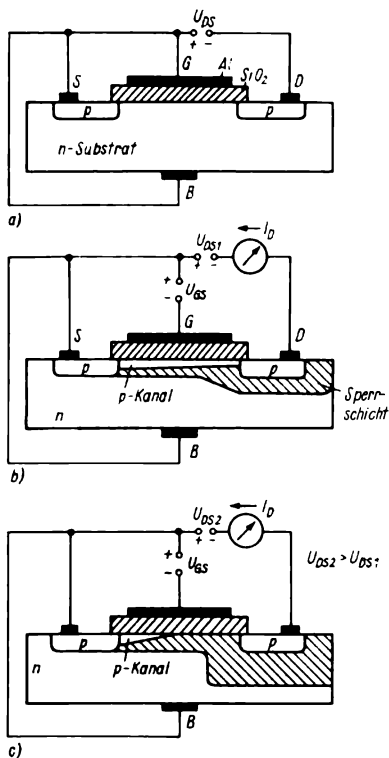


Bild 2.28
Aufbau und Wirkungsweise des p-Kanal-MOSFET; a – gesperrter Zustand, b – leitender Zustand, c – Abschnürung

Legt man jetzt eine Gatespannung nach Bild 2.28b an, werden freie Elektronen von der Kristalloberfläche, die sich unter dem Gate befindet, in das Innere des Kristalls verdrängt und freie positive Ladungsträger an die Oberfläche gezogen. Es entwickelt sich eine dünne p-leitende Schicht an der Materialoberfläche, der sogenannte Kanal. In ihm können freie positive Ladungsträger von Source nach Drain gelangen, es fließt ein Drainstrom I_D . Der Transistor leitet. Die für die Bildung des p-Kanals benötigten freien Löcher werden aus dem Substrat «abgesaugt», freie Elektronen hingegen hineingedrückt. Dadurch entsteht unterhalb des

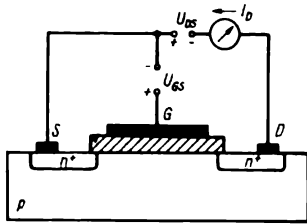
Kanals eine Sperrschicht, die bis unter die Draininsel reicht. Erhöht man die negative Drain-Source-Spannung weiter, wird die Sperrschicht um die Draininsel dicker, weil jetzt aus dem Kanal Löcher abgesaugt werden. Es kommt zu der im Bild 2.28c gezeigten Kanalabschnürung. Dabei bleibt der Drainstrom etwa konstant, die Ladungsträger werden an der Abschnürzone durch die Sperrschicht des Kanals hindurchgezogen. Vielfach wird dann ein Kanal zwischen Source und Drain eindotiert, der durch das elektrische Feld unter dem Gate abgebaut wird. Man spricht vom Anreicherungs transistor, der bei Vorhandensein einer Gatespannung einen Kanal ausbildet (engl. Enhancement), also selbstsperrend (engl. normally off) ist. Dagegen liegt ein Verarmungstransistor vor, wenn er bei Anlegen einer Gatespannung den Kanal abbaut (engl. Depletion), also selbstleitend ist (engl. normally on). Selbstverständlich können auch hier p- oder n-Kanäle vorliegen, je nach Technologie. Bild 2.29 verdeutlicht die Spannungspolaritäten dieser 4 MOSFET-Typen.

Für Feldeffekttransistoren werden ebenfalls hohe Arbeitsfrequenzen und möglichst hohe Verlustleistungen angestrebt. So kam es zur Entwicklung von FETs für den Frequenzbereich über 5 GHz auf der Basis des Verbindungshalbleiters GaAs mit dem grundlegenden Vorteil der hohen Rauschfreiheit. Sie sind in der Regel vom n-Kanal-Verarmungstyp, wobei der Metall-Halbleiter-Übergang am Gate die Besonderheit darstellt. Die metallische Gateelektrode liegt unmittelbar auf dem Halbleiter und bildet einen Schottky-Kontakt; man spricht daher vom MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor). Mit ihm sind Rauschzahlen von 2,2 dB bei 6 GHz und Verlustleistungen von 400 mW erreichbar.

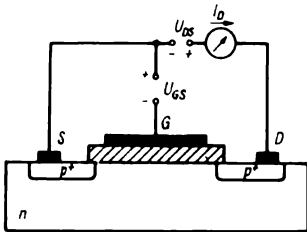
In den letzten Jahren wurden verstärkt MOS-Leistungs-FETs entwickelt, die

Bild 2.29

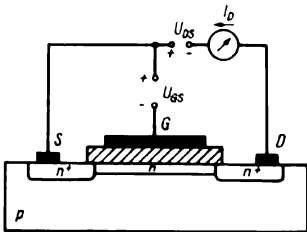
Aufbau und Spannungspolaritäten der 4 MOSFET-Grundtypen; a – n-Kanal-Anreicherungstyp, b – p-Kanal-Anreicherungstyp, c – n-Kanal-Verarmungstyp, d – p-Kanal-Verarmungstyp



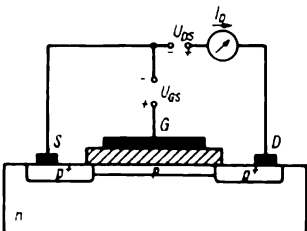
a)



b)



c)



d)

man vorwiegend zur Steuerung hoher Leistungen einsetzt. Weit verbreitet sind VMOS-Transistoren, V steht für die vertikale Anordnung der Halbleiterschichten. Bild 2.30 zeigt den Aufbau eines derartigen Transistors. Er zeichnet sich durch einen geringen Widerstand im Ein-Zustand aus, der unmittelbar von der Kanallänge abhängt. Diese wird durch die extrem dünne SiO_2 -Schicht unter der Gateelektrode bestimmt. Aufgrund wenig überlappender Flächen sind die parasitären Kapazitäten kleiner. Gegenüber herkömmlichen MOSFETs verbessert die VMOS-Technologie den Widerstand im Ein-Zustand und das HF-Verhalten, ohne den hohen Eingangswiderstand und das geringe Rauschen zu verschlechtern. Damit ist dieser Transistortyp eine Konkurrenz des Bipolartransistors für Anwendungen in geregelten Gleichspannungsquellen, für Stellglieder von Gleichstromantrieben, als Analogschalter und in Verstärkerschaltungen mit hoher Linearität und hoher Leistung geworden. Die Tabelle 2.2. zeigt eine Gegenüberstellung der wichtigsten Parameter von bipolaren und VMOS-Transistoren. Technologisch

Tabelle 2.2.
Datenvergleich
bipolarer und
VMOS-Transistoren

	bipolar	VMOS
Eingangswiderstand	$10^3 \dots 10^5 \, \Omega$	$10^3 \dots 10^{11} \, \Omega$
Leistungsverstärkung	100...200	$10^5 \dots 10^6$
Einschaltzeit	50...500 ns	4 ns
Ausschaltzeit	500...2 000 ns	4 ns
Widerstand im Ein-Zustand	0,3 Ω	3 Ω
Überlastbarkeit	schlecht, 2. Durchbruch	gut
Parallelschaltung	mit besonderer Beschaltung möglich	problemlos

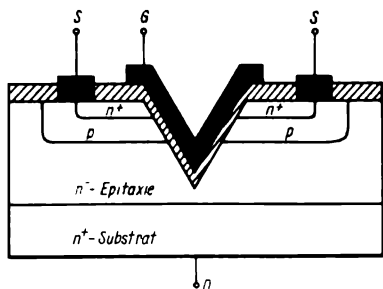


Bild 2.30
Aufbau eines VMOS-Transistors

eleganter ist die Anordnung zellenförmiger n^+ -Gebiete für die Sourcelektrode, die durch Metallisierung miteinander verbunden sind. Unter ihnen befindet sich eine in SiO_2 eingebettete Gateelektrode, die aus Polysilizium besteht und die die gesamten Sourcezellen bedeckt. Durch geschickte geometrische Auslegung der Gebiete lassen sich Schaltleistungen bis 5 kW erreichen. International sind derartige Transistoren von verschiedenen Herstellern unter den Markennamen SIPMOS und HEXFET bekannt.

2.7. Integrierte Schaltungen

Unter integrierten Schaltungen werden Bauelemente verstanden, die auf einem gemeinsamen Substrat mehrere Transistoren oder Dioden enthalten, die untereinander verbunden sind, so daß sie eine funktionsfähige elektronische Schaltung bilden. Nach der Funktion dieser integrierten Schaltungen (IS) unterscheidet man analoge (z. B. Verstärker, Treiber, Komparatoren, Spannungsstabilisatoren) und digitale IS (z. B. logische Verknüpfungen, Impulsgeneratoren, Trigger). Eine andere Unterscheidung ist analog zu Transistoren nach der verwendeten Technologie möglich. Man unterteilt dann in bipolare und unipolare Schaltungen und Schaltkreisfamilien.

Das Wesen der Integration von Bauelementen auf einem gemeinsamen Substrat wird an Hand des Bildes 2.31 verdeutlicht. Es soll eine einfache Verstärkerstufe mit Kapazität, Widerstand und Transistor auf einem Chip untergebracht werden. Durch geeignete Anordnung der Leitfähigkeitsbereiche im Silizium und Metallisierungen auf der Oberfläche ist es möglich, diese Aufgabe zu lösen. Unter jedem Teilbauelement befindet sich eine n -leitende Wanne. Die beiden Elektroden des Kondensators sind die Metallisierungen an den Anschlüssen 1 und 2, das Dielektrikum ist die SiO_2 -Schicht. Man erkennt deutlich, daß ein Kondensator je nach seiner Kapazität einen recht großen Platz auf dem Chip beansprucht. Daher versucht man, die Integration von Kapazitäten auf ein Minimum zu beschränken und schließt sie erforderlichenfalls extern an. Anschluß 2 bildet gleichzeitig die Basis des Transistors, der Widerstand schließlich wird durch das diffundierte p -Gebiet zwischen den Anschlüssen 4 und 3 gebildet. Mit dieser Technik ist es sinngemäß möglich, bis zu 10^6 Bauelemente und mehr auf einem Chip zu vereinigen. Die vorgestellte Integration auf einem Siliziumchip wird als monolithische bezeichnet. Eine andere Form ist die hybride Integration von Bauelementen, bei der extrem miniaturisierte Einzelbauelemente, z. B. unverkappte Transistor- oder Diodenchips, auf eine Trägerplatte gebracht und durch Leitbahnen, Widerstandsschichten u. ä. miteinander verbunden werden. In dieser Technik werden gegenwärtig vor allem Spezialbauelemente in kleinen Stückzahlen hergestellt, aber auch Analog-Digital-Wandler und Schreib-Lese-Speicher mit 64 Kbit und mehr, die als aktive Bauelemente bereits komplexe, aber unverkapt montierte IS enthalten.

Bipolare integrierte Schaltungen werden im allgemeinen auf der Grundlage der Silizium-Planartechnik hergestellt.

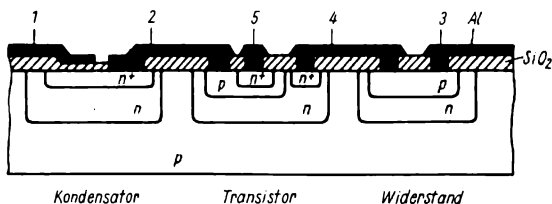


Bild 2.31

Integration einer Verstärkerstufe, bestehend aus einem Transistor, einem Widerstand und einem Kondensator

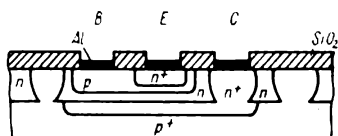
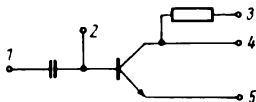


Bild 2.32

Integrierter Bipolartransistor

Allerdings gibt es einige Unterschiede zur Herstellung diskreter Transistoren, da man bestrebt ist, auf dem Siliziumplättchen so viele Transistoren wie möglich unterzubringen. Bild 2.32 zeigt einen integrierten Bipolartransistor, wie er in integrierten TTL-Schaltungen vorkommt. Um parasitäre Ströme weitgehend auszuschließen, wurden zwischen den Einzeltransistoren n-Gebiete angeordnet, die die Transistoren voneinander zuverlässig isolieren.

Mit Hilfe der ebenfalls bipolaren integrierten Injektionslogik (IIL, I²L) ist es möglich, digitale IS mit hoher Packungsdichte und geringer Leistungsaufnahme herzustellen. In dieser Technik lassen sich auch vorteilhaft analoge Schaltungsteile herstellen. Der Inverter ist die Grundschialtung dieser Technik. Er setzt sich aus einem Mehrkollektortransistor als Schalter und einem pnp-Transistor als Arbeitsstromquelle zusammen. Bild 2.33 zeigt Schaltbild und prinzipiellen Aufbau einer I²L-Inverterschaltung. Transistorzonen gleichen Leittyps und gleichen Po-

tentials werden zusammengefaßt, dadurch kann man auf die sonst erforderliche Isolationsdiffusion zwischen den Bauelementen verzichten. Im Ergebnis dessen entsteht ein sehr geringer Platzaufwand, der bei 250...350 Gatter je mm² liegt. Man erwartet durch Technologieverbesserung einen Wert von etwa 550 Gatter/mm².

Die Integration von unipolaren Transistoren bringt gegenüber der von bipolaren Standardtransistoren einige Vorteile mit sich. So wird nur ein Drittel der Fläche je Transistor benötigt. Wegen der geringen aufgenommenen Leistung entsteht nur wenig Wärme. Aus diesen Gründen ist diese Technik für die Großintegration von Transistoren gut geeignet. Nachteilig

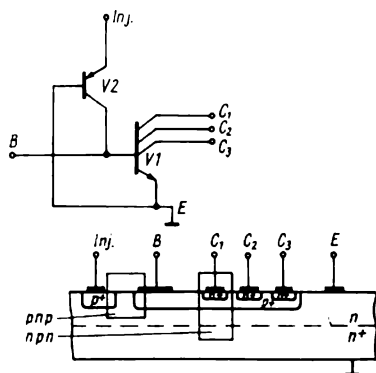


Bild 2.33

Integrierter I²L-Inverter

sind die geringere Arbeitsgeschwindigkeit und die Anfälligkeit gegen elektrostatische Aufladungen. Analog zu den diskreten Feldeffekttransistoren gibt es integrierte MOS-Schaltungen vom p-Kanal- und n-Kanal-Typ, wobei sich heute die n-Kanal-Technik weitgehend durchgesetzt hat. Sie benötigt nur eine Versorgungsspannung, ist schneller als die p-Kanal-MOS-IS und ermöglicht eine höhere Packungsdichte (Transistoren je Chipfläche). Bild 2.34 zeigt den Aufbau eines integrierten n-Kanal-Metall-Gate-FET, wie er z. B. in hochintegrierten Halbleiterspeichern Verwendung findet. Voraussetzung für seine Fertigung ist höchste Reinheit, da bereits sehr geringe Oxid-Verunreinigungen zu Veränderungen der Einsatzspannung führen. Eine Verbesserung dieser Technik ist die n-Kanal-Si-Gate-Technik (SGT), bei der die Steuerelektrode (Gate) ebenfalls aus Silizium besteht. Bei der Herstellung der IS wirkt das Si-Gate (während der Diffusion von Drain und Source) als Maske für den Kanalbereich und damit vorteilhaft selbstjustierend. Überlappungen von Gate mit Source oder Drain, die parasiti-

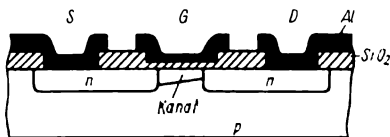


Bild 2.34
Integrierter n-Kanal-Metallgate-FET

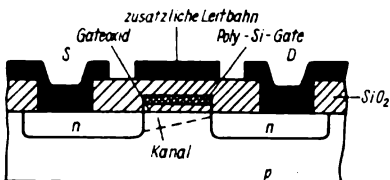


Bild 2.35
Integrierter n-Kanal-Si-Gate-FET

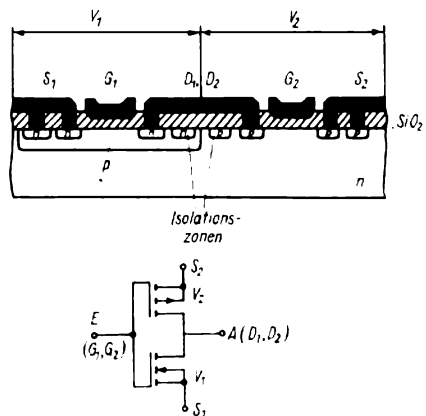


Bild 2.36
Integrierter CMOS-Inverter

äre Kapazitäten, verringerte Arbeitsgeschwindigkeit und erhöhte Verlustleistungen zur Folge haben, werden dadurch sicher vermieden. Bild 2.35 enthält den Aufbau eines derartigen Transistors.

Werden in ein n-leitend dotiertes Siliziumsubstrat p-leitende Source- und Draingebiete für einen p-Kanal-Transistor und eine p-Wanne für die Aufnahme der p-Gebiete eines n-Kanal-Transistors diffundiert, erhält man ein komplementäres Transistorpaar. Dieses eignet sich gut für die Großintegration. Wegen der Leistungsarmut, der hohen Arbeitsgeschwindigkeit von etwa 20 ns und weniger je Stufe und einer unkritischen Versorgungsspannung kann man aber auch günstig Logikschaltungen integrieren. Es wird von der CMOS-Technik (complementary MOS, komplementäre MOS-Technik) gesprochen, deren einfachste Struktur der Inverter ist. Bild 2.36 stellt eine CMOS-Inverterschaltung und ihren prinzipiellen Aufbau dar. Die Gategebiete G_1 und G_2 sind durch Metallisierung auf der Halbleiteroberfläche miteinander verbunden und bilden so den Eingang. Durch die Komplementärtechnik wird er-

reicht, daß immer einer der beiden Transistoren gesperrt ist. Aus diesem Grunde kann kein Gleichstrom von der Versorgungsspannung in das Substrat fließen, wodurch die statische Verlustleistung der CMOS-Schaltung äußerst gering bleibt. Die Leistungsaufnahme wird allerdings bei steigender Frequenz auch größer, was im Umladen von parasitären Kapazitäten begründet ist. Eine bedeutende Verbesserung der CMOS-Technik gerade in Hinsicht auf parasitäre Kapazitäten ist die SOS-Technik (silicon on sapphire, Silizium auf Saphir), deren größerer Verbreitung die hohen Fertigungskosten entgegenstehen. Diese Technik wird daher hochzuverlässigen Spezialbauelementen vorbehalten bleiben. Auf ein Saphirsubstrat wird aus der Gasphase epitaktisch eine dünne Si-Schicht ($0,8\text{ }\mu\text{m}$) abgeschieden und mit Hilfe von Masken durch Diffusion dotiert. Der p-Kanal-Transistor V_1 ist vom Verarmungstyp und wird durch eine positive Gatespannung gesperrt. V_2 hingegen ist vom Anreicherungstyp, eine positive Spannung am Gate G_2 schaltet ihn durch. Durch den epitaktischen Aufbau auf einem sehr guten Isolator lassen sich hohe Packungsdichten bei der Integration erreichen, da keine Leckströme über das Substrat fließen und, wie bereits gesagt, die parasitären Kapazitäten auf ein Minimum reduziert werden. Bild 2.37 zeigt den Aufbau eines SOS-Transistors.

Mit den hier vorgestellten technologischen Verfahren wird der Großteil der

heute üblichen und verbreiteten integrierten Schaltungen hergestellt. Die schaltungstechnischen Ausführungen zu den wichtigsten Schaltkreisfamilien sind im Kapitel 4. enthalten.

Generell lassen sich analoge und digitale integrierte Schaltungen in jeder beliebigen Technologie herstellen. Unter den Gesichtspunkten der zu realisierenden Daten, des Einsatzverhaltens und nicht zuletzt der Kosten haben sich aber für beide Gruppen einige «Vorzugstechnologien» herausgebildet, deren wichtigste im folgenden vorgestellt werden.

2.7.1. Analoge integrierte Schaltungen

Für die Herstellung analoger IS dominieren heute noch bipolare Halbleitertechnologien. Die Ursache hierfür ist in der bequemen Herstellung und in der sicheren Beherrschbarkeit der Schaltungstechnik zu suchen. Für Präzisionsbauelemente wie Operationsverstärker, die geringe Drift, hohen Eingangswiderstand und dabei einen möglichst hohen Frequenzbereich haben sollen, werden oft Mischtechnologien angewandt. Dazu setzt man in der Eingangsstufe MOS-Transistoren ein und überläßt die weitere Signalverarbeitung bipolaren integrierten Transistoren. In der DDR werden derartige Bauelemente mit den Operationsverstärkerfamilien *B060* und *B080* gefertigt. Im internationalen Maßstab sind jedoch auch lineare integrierte Schaltungen bekannt, die völlig auf der MOS-Technik beruhen. Dabei werden die Vorteile der CMOS-Technik genutzt, die durch Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit bei weiterhin geringster Stromaufnahme für derartige Anwendungen zunehmend interessiert. Diese Verbesserungen wurden erreicht durch konsequente Verringerung der Strukturbreiten von ursprünglich etwa $10\text{ }\mu\text{m}$ auf $3\text{ }\mu\text{m}$ und so-

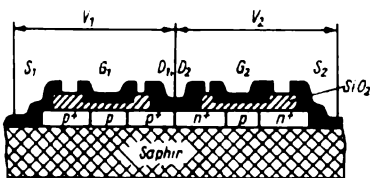


Bild 2.37
Integrierter SOS-Inverter (Sourcegebiete durch Metallisierung miteinander verbunden)

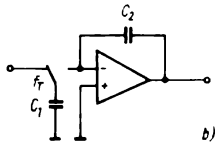
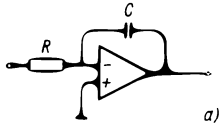


Bild 2.38
Integrator, a – mit
bipolarem Operations-
verstärker, b –
mit CMOS-Operations-
verstärker

gar bis $1\text{ }\mu\text{m}$. Hauptanwendungsbereich der linearen CMOS-Technik sind Operationsverstärker, die sich durch universelle Anwendbarkeit auszeichnen. Das am häufigsten genutzte Prinzip ist das der schnellen Ladungsumschaltung. Bild 2.38 b verdeutlicht deren Wirkungsweise am Beispiel eines Integrators. Demgegenüber ist im Teilbild 2.38 a die klassische bipolare Variante mit einem herkömmlichen Operationsverstärker dargestellt. Der Schalter überträgt die Eingangsladung mit der Taktfrequenz f_T auf den Operationsverstärker, der die Teilladungen weiterverarbeitet. Generell kann man davon ausgehen, daß die Funktion linearer CMOS-IS auf der Manipulation von Ladungen beruht. Diese Ladungen werden mit Hilfe von Schaltern und Kondensatoren gesteuert und verteilt. Als Haupteinsatzgebiete dieser Technik zeichnen sich monolithische Filter, Datenwandler und Spannungsumsetzer ab. Damit werden bei Schaltgeschwindigkeiten, die denen der bipolaren Technik nahekommen, die Vorteile der CMOS-Technik, insbesondere die geringe Leistungsaufnahme, voll genutzt. Für die Zukunft ist abzusehen, daß sich diese Technik für industrielle Zwecke durchsetzen wird. Es bleibt aber abzuwarten, inwieweit sie für Konsumgüter oder Amateurzwecke sinnvoll ist, da ihre Herstellung einen erhöhten Aufwand gegenüber der bipolaren Technik mit sich bringt.

2.7.2. Digitale integrierte Schaltungen

Bedingt durch die Firmeninteressen der führenden kapitalistischen Halbleiterhersteller liegen die bipolaren und die unipolaren Technologien im ständigen Wettstreit miteinander. Ziel ist es in jedem Falle, bei hoher Schaltgeschwindigkeit eine möglichst geringe Stromaufnahme zu haben, das Maß dafür ist das Geschwindigkeits-Leistungsprodukt.

Bipolare Technologien für digitale integrierte Schaltungen sind weit verbreitet, die größte Bedeutung haben gegenwärtig die verschiedenen Spielarten der Transistor-Transistor-Logik und die integrierte Injektionslogik erlangt. Durch den Einbau von Metall-Halbleiterübergängen (sogenannte *Schottky-Dioden*) konnten die Schaltzeiten von bipolaren IS wesentlich verringert werden, was bislang auch der Hauptvorteil dieser Technik war. Für die unipolaren IS konnte in der Vergangenheit gesagt werden, daß sie bei wesentlich geringeren Schaltgeschwindigkeiten gegenüber der Bipolartechnik den Vorteil der geringeren Leistungsaufnahme hatten. Inzwischen haben sich diese Grenzen zugunsten der CMOS-Technik verschoben. Durch Verringerung der Strukturbreiten bis auf $1\text{ }\mu\text{m}$ wurde diese Technik für die Höchstintegration tauglich, durch Einsatz von Polysilizium für innere Verbindungen und als Gate-material konnten die Schaltzeiten drastisch gesenkt werden. Waren zu Anfang der achtziger Jahre die Haupteinsatzgebiete von CMOS-IS noch Uhren und Taschenrechner, sind es heute vorwiegend Speicher hoher Kapazität, Mikroprozessoren, IS für die Nachrichtentechnik, A-D- und D-A-Wandler. Dabei ist die gleichbleibende Leistungsaufnahme vorteilhaft, die die IS für den Batteriebetrieb geeignet macht. Die Schaltgeschwindigkeit liegt im Bereich der Bipolartechnik.

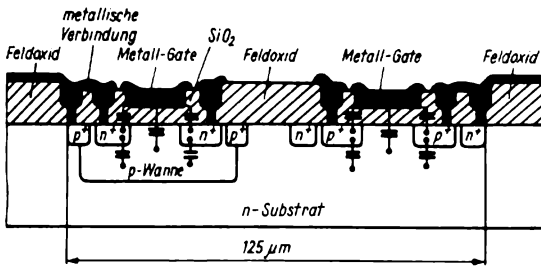


Bild 2.39
Inverter in Metallgate-CMOS-
Technik

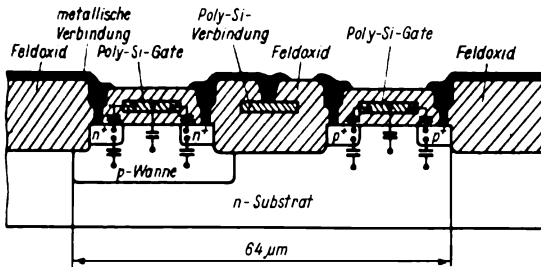


Bild 2.40
Inverter in Poly-Si-Gate-CMOS-
Technik

Bild 2.39 zeigt den Querschnitt eines Inverters in herkömmlicher Metall-Gate-CMOS-Technik, Bild 2.40 den eines Inverters in der Poly-Si-Gate-Technik. Durch die angestrebte Pegelkompatibilität der CMOS- und der TTL-Familien

einschließlich der PDKompatibilität wird ein Vordringen der CMOS-Technik zu Lasten der bipolaren Schaltkreisfamilien nicht zu verhindern sein. Dieser Sachverhalt wird im Kapitel 4. an Hand der technischen Daten weiter veranschaulicht.

3. Transistoreigenschaften in der Schaltungspraxis

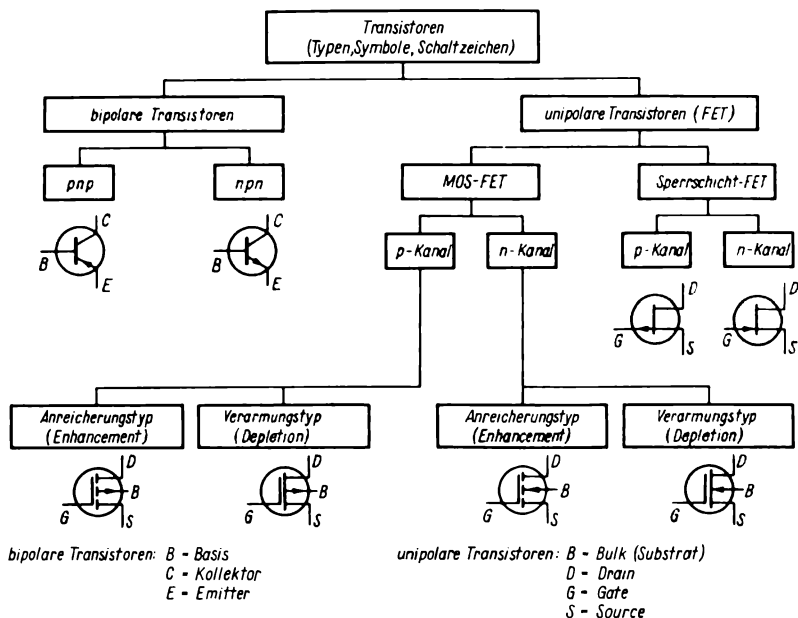
3.1. Grundsaltungen und deren Eigenschaften

Der folgende Abschnitt umfaßt die Kennwerte und Kennlinien der Transistoren, wobei besonders die für den Amateur wichtige Meßtechnik der Kennwerte und die für den Schaltungsentwurf wichtigen Hauptkenngrößen beschrieben werden.

In der Halbleitertechnik haben sich Schaltzeichen für die häufig benutzten Transistorarten herausgebildet, die einheitlich angewandt werden. Bild 3.1 zeigt die in der DDR verwendeten Symbole für

bipolare Transistoren beider Leitfähigkeitstypen, für Sperrschicht-Feldeffekttransistoren und für MOSFETs. Der Kreis um die Elektrodenanschlüsse kann weggelassen werden, wenn es sich um Darstellungen von Transistorfunktionen in integrierten Schaltkreisen handelt.

Um den Wirkungsmechanismus des Transistors zu verstehen, muß von seinem Verhalten in analogen Schaltungen ausgegangen werden. Der Emittor liefert den Trägerstrom, dessen Größe von der Basis beeinflusst werden kann. Durch die vorhandenen Minoritätsträger tritt im Ba-



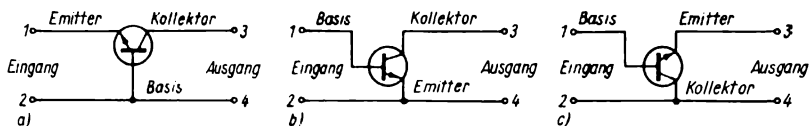


Bild 3.2

Grundschaltungen des Transistors (Beispiel Zonenfolge npn); a – Basisschaltung, b – Emitterschaltung, c – Kollektorschaltung

sisraum eine Rekombination auf, so daß nicht alle vom Emitter injizierten Ladungsträger vom Kollektor abgeführt werden können. Der Kollektor sammelt die Ladungsträger im Halbleiterkristall, der fließende Strom erzeugt eine *Joulesche* Wärme, die als Verlustleistung abgeführt werden muß.

Für den als Verstärker wirkenden Transistor sind drei Grundschaltungen möglich (Bild 3.2).

Bei der Basisschaltung ist die Basis dem Eingangs- und Ausgangskreis des «Vierpols» gemeinsam. Man kann – obwohl der Transistor ein nichtlineares Bauelement ist – in erster Näherung die Berechnung der Schaltungen mit den Methoden der Vierpoltheorie durchführen, jedoch ist das keine amateurgerechte Methode, und so soll sie hier nur kurz erwähnt werden. Der Amateur bestimmt sich die ihn interessierenden Größen meist aus den Kennlinienfeldern, zumal diese Methode auch bei den integrierten Schaltkreisen bevorzugt angewandt wird. In der Basisschaltung nach Bild 3.2a liegen geeignet große Außenwiderstände sowohl im Emitter- als auch Kollektorkreis, und die Batteriespannungen sind in der Weise angelegt, daß die Strecke Basis-Emitter in Durchlaß-, die Strecke Basis-Kollektor dagegen in Sperrrichtung betrieben wird. Durch Verändern der Basis-Emitter-Gleichspannung stellt man den Arbeitspunkt des Transistors ein, d. h., damit wird die Größe des Kollektorstro-

mes auf einen unterhalb der zulässigen Grenzwerte liegenden Wert geregelt.

Die Basisschaltung ermöglicht eine Verstärkung des an den Emitterkreiswiderstand angelegten Eingangssignals. Dabei tritt im Kollektorkreis keine Phasenumkehr der Spannungen auf. Die große Differenz zwischen dem Eingangs- und Ausgangswiderstand der Basisschaltung erschwert die Anpassung an weitere gleichartige Stufen. Es ist deshalb nicht einfach, einen mehrstufigen Verstärker in Basisschaltung aufzubauen. Das Hauptanwendungsgebiet liegt bei selektiven Hochfrequenzverstärkern und rauscharmen Eingangsstufen.

Bei der Emitterschaltung nach Bild 3.2b ist der Emitter die gemeinsame Elektrode für die beiden verkoppelten Kreise, während über die Basis gesteuert wird. Zwischen der Basis- und Kollektorkreisspannung besteht eine Phasenverschiebung von 180° . Die Emitterschaltung hat eine hohe Leistungsverstärkung, und ihre Ausgangs- und Eingangswiderstände liegen nicht so weit auseinander wie bei der Basisschaltung. Die Anpassung zwischen mehreren Stufen wird dadurch erleichtert. Bild 3.2c zeigt die Kollektorschaltung (auch Emitterfolger genannt). Der Kollektor ist hier die beiden verkoppelten Kreise gemeinsame Elektrode. Bei dieser Schaltung ergibt sich ein hoher Eingangswiderstand und ein niedriger Ausgangswiderstand, so daß die Stufe zur Impedanzanpassung benutzt werden kann. Die Kollektorschaltung bewirkt eine Spannungsverstärkung, die stets kleiner Eins ist, allerdings wird die Leistungsverstärkung größer als Eins. Wird vor eine Basisstufe mit ihrem hohen Ausgangs- und geringem Eingangswiderstand eine Kollektorstufe geschaltet,

dann hat dieser zweistufige Verstärker sowohl einen hohen Eingangs- als auch einen hohen Ausgangswiderstand. Schaltet man die Kollektorstufe der Basisschaltung nach, dann erhält man einen sogenannten Kaskodeverstärker, bei dem Ein- und Ausgangswiderstand niedrig liegen. Diese Schaltungsart wird vorzugsweise bei Hochfrequenzverstärkern angewandt. Ein Vergleich der drei Grundschaltungen ergibt folgende praktische Schlußfolgerungen:

- Die Basisschaltung hat den kleinsten Eingangs- und den größten Ausgangswiderstand bei größter Grenzfrequenz.
- Den größten Eingangswiderstand und den kleinsten Ausgangswiderstand weist die Kollektorschaltung auf, ihre Grenzfrequenz liegt niedriger.
- Den geringsten Unterschied zwischen Ein- und Ausgangswiderstand weist die Emitterschaltung auf, die obere Grenzfrequenz ist jedoch bedeutend niedriger als bei der Basisschaltung.
- Die größte Leistungsverstärkung weist die Emitterschaltung auf (etwa 10 000), die Basisschaltung hat eine etwa 1 000fache Leistungsverstärkung, die geringste Leistungsverstärkung hat die Kollektorschaltung.

Will man Verstärkerschaltungen genauer analysieren, so müssen für die aktiven Elemente Ersatzschaltungen angegeben werden, mit deren Hilfe man unter Benutzung der *Kirchhoffschen* Gesetze und weiterer Beziehungen vereinfachte Betrachtungen über die Wirkungsweise anstellen kann.

3.2. Ersatzschaltbild

Im Laufe der Entwicklung der Halbleitertechnik und ihrer praktischen Anwendung haben sich unterschiedliche Ersatzschaltbilder für den Transistor herausgebildet, von denen das Ersatzschaltbild

mit Hybridparametern das am häufigsten benutzte ist. Die Ersatzschaltbilder gelten nur für lineare Kreise (d. h. solche, bei denen die Ausgangsgrößen linear mit den Eingangsgrößen verknüpft sind), und da der Transistor nur bei kleinen Aussteuerungen lineares Verhalten aufweist, gelten sie nur als Kleinsignalparameter. Bei Leistungsstufen muß man also andere Darstellungs- und Berechnungsmethoden anwenden. Alle Transistorparameter hängen stark vom gewählten Arbeitspunkt, von der Temperatur und von der Schaltungsart ab. Die Vierpolparameter von Transistoren setzen die Ein- und Ausgangsströme und -spannungen des Bauelements so zueinander ins Verhältnis, daß Kenngrößen wie Stromverstärkungsfaktor, Spannungsverstärkung, Spannungsrückwirkung und die Ein- und Ausgangswiderstände bzw. -leitwerte ausgedrückt werden können. Im Bild 3.3 sind die inneren Größen des Transistorvierpols in Form der *h*-Parameter dargestellt, während Bild 3.4 eingangsseitig die Signalquelle und ausgangsseitig den Lastwiderstand mit umfaßt.

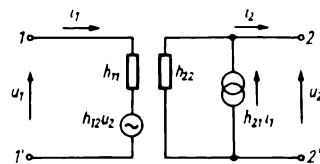


Bild 3.3
h-Ersatzschaltbild des Transistors

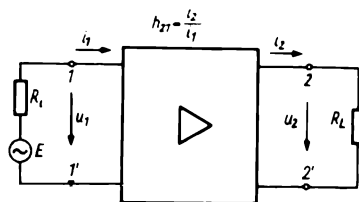


Bild 3.4
Darstellung des Transistors als Vierpol

Der Stromverstärkungsfaktor kennzeichnet das Verhältnis zwischen Ausgangsstrom i_2 und Eingangsstrom i_1 und wird mit h_{21} bezeichnet ($h_{21} = i_2/i_1$). Bei einer bestimmten Kollektor-Emitter-Spannung ist $h_{21} \approx \beta$, der Kleinsignal-Stromverstärkung in Emitterschaltung. Das Verhältnis zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung bezeichnet die Spannungsverstärkung des Vierpols. In den Datenblättern steht aber meistens dessen Kehrwert – die Spannungsrückwirkung. Diese ist als Hybridparameter $h_{12} = u_1/u_2$ gegeben.

Ein weiterer Kennwert ist der Ausgangswiderstand des Transistors – oder im h -System dessen Kehrwert, der Ausgangsleitwert, $h_{22} = i_2/u_2$.

Schließlich kennzeichnet man noch den Eingangswiderstand mit dem Vierpolparameter $h_{11} = u_1/i_1$.

Bei Benutzung der Kennwerte aus den Datenblättern muß man die Arbeitspunktdaten berücksichtigen. Alle diese Kennwerte sind strom- bzw. spannungsabhängig, wie die normierten Kurven des Bildes 3.5 zeigen. Man muß auch in der Praxis beachten, daß es sich bei den Kennwerten um Werte bei kurzgeschlossenen oder offenen Ein- und Ausgängen handelt, die tatsächlichen Daten hängen vom Generatorinnenwiderstand und vom Lastwiderstand ab.

Aus den h -Parametern lassen sich die früher oft benutzten r -Parameter nach den einfachen Beziehungen

$$\begin{aligned} r_b &= h_{12}/h_{22} \text{ (Basiswiderstand),} \\ r_e &= h_{11} - (1 - \alpha) r_b \text{ (Emitterwiderstand),} \\ r_c &= 1/h_{22} - r_b \approx 1/h_{22} \text{ (Kollektorwiderstand)} \end{aligned}$$

errechnen. α ist hierbei die Stromverstärkung in Basisschaltung, die immer kleiner 1 ist. Um ein Gefühl für die Wertebereiche zu bekommen, sollen folgende r -Parameter eines Transistors in h -Parameter umgerechnet werden:

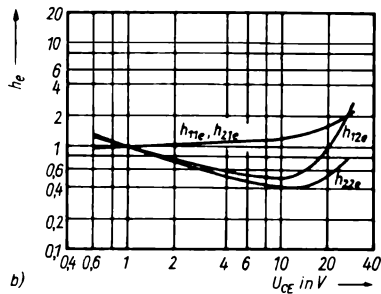
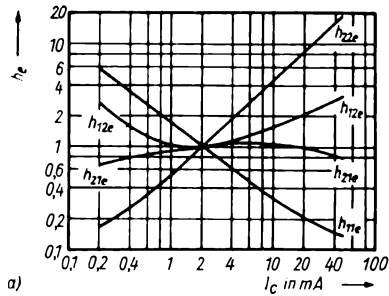


Bild 3.5

Normierte Abhängigkeiten der Vierpolparameter eines Transistors; a – Stromabhängigkeit, b – Spannungsabhängigkeiten

$$r_e = 15 \Omega, \quad r_b = 250 \Omega, \quad r_c = 1 \text{ M}\Omega \quad \text{und} \\ \alpha = 0,925 \quad (U_C = 5 \text{ V}, \quad I_C = 1 \text{ mA})$$

Die h -Parameter in Basisschaltung werden nun:

$$h_{11b} = r_e + (1 - 0,925) r_b = 34 \Omega,$$

$$h_{12b} = \frac{r_b}{r_b + r_c} = 2,5 \cdot 10^{-4},$$

$$h_{21b} = -\alpha = -0,925,$$

$$h_{22b} = \frac{1}{r_b \cdot r_c} \approx 1 \cdot 10^{-6} \text{ S.}$$

$$(\text{S} \triangleq \text{Siemens} = \Omega^{-1})$$

Nach internationalen Festlegungen (IEC) werden zur Kennzeichnung von HF-Transistoren folgende Parameter benutzt:

$$R_E(h_{11e}) = r_b + R_E \left(\frac{Z_E}{1 - \alpha'} \right) \approx r_b,$$

$$|h_{12b}| = \omega(r_b C_{C1} + R_E C_{EC}),$$

$$|h_{21e}| = \left| \frac{y_{21e}}{y_{11e}} \right| = f_T / f,$$

C_{22B} als Ausgangskapazität. Es gilt

$$C_{22B} = C_{C1} + C_{C2} + C_{CB} + C_{EC}.$$

$$R_E(h_{11b}) = r_e + r_b(1 - \alpha_0) + r_{ee'}.$$

Für den Silizium-Planartransistor *SF132* ergeben sich im Arbeitspunkt 10 V/5 mA folgende Werte (sie besitzen exemplarabhängige Streuungen von rund 20 %):

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= 0,977, \quad f_T = 280 \text{ MHz}, \quad r_e = 5,5 \, \Omega, \\ r_c &= 3 \, \Omega, \quad r_{b'e'} = 1,2 \text{ M}\Omega, \quad r_{b'e'} C_{C1} = 46 \text{ ps}, \\ C_{EB} &= 0,05 \text{ pF}, \quad C_{EC} = 0,55 \text{ pF}, \\ C_{BC} &= 0,55 \text{ pF}, \quad C_E = 30 \text{ pF} \text{ und } C_{C1} + C_{C2} \\ &= 2,5 \text{ pF}. \end{aligned}$$

Bei einer Frequenz von 50 MHz kann man nun noch die y -Parameter für diesen Transistor angeben:

$$y_{11e} = 12,4 + j 6,2,$$

$$y_{12e} = -0,079 - j 0,78,$$

$$y_{21e} = 37,5 + j 63,2,$$

$$y_{22e} = 0,91 + j 1,67.$$

Mit diesen Parametern läßt sich dann die Verstärkung in einer HF-Verstärkerschaltung berechnen.

3.3. Betriebsgrößen des Transistorvierpols

Betrachtet man nochmals Bild 3.4, dann ist das verstärkende Bauelement Transistor am Eingang durch eine Spannungsquelle E mit dem Innenwiderstand R_i und am Ausgang mit einem Lastwiderstand R_L abgeschlossen. Die nachstehend angeführten Berechnungsformeln gelten für alle drei Grundschaltungen, wenn die entsprechenden Vierpolparameter eingesetzt werden. Für die Stromverstärkung V_i gilt:

$$V_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L}$$

und für die Spannungsverstärkung:

$$V_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + R_L D_h},$$

wobei D_h die Determinante der h -Matrix ist, die sich als Kreuzprodukt $D_h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$ ergibt.

Der Eingangswiderstand r_1 bzw. der Ausgangswiderstand r_2 werden berechnet:

$$r_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + R_L D_h}{1 + R_L h_{22}},$$

$$r_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_g}{D_h + R_g h_{22}}.$$

Die Leistungsverstärkung ergibt sich abschließend als Produkt von Strom- und Spannungsverstärkung $V_u V_i$ zu

$$V_p = V_u V_i = -\frac{h_{21}^2 R_L}{(1 + h_{22} R_L)(h_{11} + R_L D_h)}.$$

Das Verhältnis der im Lastwiderstand verbrauchten Leistung $P_L = i_2^2 R_L$ zur maximal verfügbaren Leistung der Spannungsquelle

$$P_0 = \frac{u_0^2}{4R_g}$$

ist die maximale Leistungsverstärkung bei beliebigem Lastwiderstand

$$\begin{aligned} V_{p, \max} = P/P_0 &= \frac{i_2^2 R_L 4R_g}{u_0^2} = 4R_g R_L \left(\frac{i_2}{u_0} \right)^2 \\ &= \frac{4R_L R_g h_{21}^2}{[h_{11} + R_L D_h + R_g(1 + h_{22} R_L)]^2}. \end{aligned}$$

Sind $r_1 = R_g$ und $r_2 = R_L$, liegt optimale Anpassung der Stufe vor, und es gilt:

$$r_1 = R_g = \frac{h_{11} + R_L D_h}{1 + R_L h_{22}},$$

$$r_2 = R_L = \frac{h_{11} + R_g}{D_h + R_g h_{22}}.$$

$$R_{g, \text{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11} D_h}{h_{22}}}, \quad R_{L, \text{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} D_h}}$$

und schließlich $R_{g, \text{opt}} \cdot R_{L, \text{opt}} = \frac{h_{11}}{h_{22}}$ sowie

$$V_{p, \text{opt}} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{D_h} + \sqrt{h_{11} h_{22}}} \right)^2.$$

Zur Verdeutlichung der Beziehungen soll ein Rechenbeispiel für eine emittergekoppelte NF-Verstärkerstufe folgen, die mit dem Si-Transistor *BC 107* (oder *SC 207*) im Arbeitspunkt $U_C = 5 \text{ V}$ und $I_C = 2 \text{ mA}$ bestückt ist. In diesem Arbeitspunkt gelten die Vierpolparameter

$$\begin{aligned} \beta_0 &= h_{21e} = 300 \\ h_{11e} &= 4\,500 \, \Omega \\ h_{12e} &= 0,002 \\ h_{22e} &= 30 \, \mu\text{S} \quad (3 \cdot 10^{-5} \, \Omega^{-1}). \end{aligned}$$

Die Determinante D_{he} wird berechnet zu

$$\begin{aligned} D_{he} &= (4\,500 \cdot 3 \cdot 10^{-5}) - (0,002 \cdot 300) \\ &= 0,135 - 0,6 = -0,465. \end{aligned}$$

Wählt man den Generatorwiderstand zu $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ und den Lastwiderstand zu $R_L = 4 \text{ k}\Omega$, ergibt sich für die Stromverstärkung der Wert

$$V_i = \frac{300}{1 + (3 \cdot 10^{-5} \cdot 4 \cdot 10^3)} = 268$$

und für die Spannungsverstärkung entsprechend

$$V_u = -\frac{300 \cdot 4\,000}{4\,500 + 4\,000 (-0,465)} = -455.$$

Der Eingangswiderstand wird entsprechend

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{4\,500 + (-1\,860)}{1 + (4\,500 \cdot 3 \cdot 10^{-5})} \, \Omega \\ &= \frac{2\,640}{1,135} \, \Omega = 2\,326 \, \Omega \end{aligned}$$

und der Ausgangswiderstand

$$\begin{aligned} r_2 &= \frac{4\,500 + 1\,000}{-0,465 + (1\,000 \cdot 3 \cdot 10^{-5})} \\ &= 12,64 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Der optimale Generatorwiderstand ergibt sich für diese Stufe zu

$$\begin{aligned} R_{g, \text{opt}} &= \sqrt{\frac{4\,500 \cdot 0,465}{3 \cdot 10^{-5}}} \, \Omega \\ &= \sqrt{70} \cdot 10^3 \, \Omega = 8,4 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

und der optimale Lastwiderstand entsprechend zu

$$\begin{aligned} R_{L, \text{opt}} &= \sqrt{\frac{4\,500}{3 \cdot 10^{-5} \cdot 0,465}} \, \Omega \\ &= \sqrt{322} \cdot 10^3 \, \Omega = 17,9 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Die optimale Leistungsverstärkung errechnet man schließlich

$$\begin{aligned} V_{p, \text{opt}} &= \left(\frac{300}{0,68 + 0,367} \right)^2 = 82\,100 \\ &(\cong 43 \text{ dB}). \end{aligned}$$

Man kann entsprechende Rechnungen auch für die anderen Grundschaltungen durchführen.

Damit sind die Betriebsgrößen einer Transistorverstärkerstufe mit h -Parametern bestimmt. Es muß hier nochmals darauf hingewiesen werden, daß man die Kennlinien in dem Gültigkeitsgebiet der h -Parameter als linear ansehen muß, d. h., die aussteuernde Amplitude muß klein bleiben gegenüber den Spannungen im Arbeitspunkt (Millivolt-Aussteuerung bei Volt-Arbeitspunkt), und daß die Frequenz der zu verstärkenden Signale genügend niedrig liegt, um die Frequenzabhängigkeit der h -Parameter vernachlässigen zu können. Die Tabelle 3.1. zeigt angenäherte Umrechnungsformeln für h -Parameter in die T-Ersatzschaltung und gibt international gebräuchliche Beziehungen an. Die angegebenen Transistorkennwerte gelten für einen Arbeitspunkt $5 \text{ V}/1 \text{ mA}$, den man auch oft bei Transistorprüfgeräten anwendet.

Tabelle 3.1. h-Parameter in T-Ersatzschaltung

Symbole		Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung	T-Ersatzschaltung (Näherungswerte)
USA Andere					
$h_{i,e}$	$\frac{1}{h_{11e}}, y_{11e}$	1400 Ω	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}$	h_{ic}	$r_b + \frac{r_e}{1 - \alpha}$
$h_{r,e}$	$\frac{\mu_{be}}{h_{12e}}, \mu_{re}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$	$\frac{h_{ib} h_{ob}}{1 + h_{fb}} - h_{rb}$	$1 - h_{rc}$	$\frac{r_e}{(1 - \alpha) r_c}$
h_{fe}	h_{21e}, β	44	$-\frac{h_{fb}}{1 + h_{fb}}$	$-(1 + h_{rc})$	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$
h_{oe}	$\frac{1}{h_{22e}}, Z_{22e}$	$27 \cdot 10^{-6} S$	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$	h_{oc}	$\frac{1}{(1 - \alpha) r_c}$
h_{ib}	$\frac{1}{h_{11}}, y_{11}$	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	31 Ω	$-\frac{h_{ic}}{h_{fe}}$	$r_e + (1 - \alpha) r_b$
h_{rb}	$\frac{\mu_{ec}}{h_{12}}, \mu_{rb}$	$\frac{h_{ie} h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$	$5 \cdot 10^{-4}$	$h_{rc} - 1 - \frac{h_{ic} h_{oe}}{h_{fe}}$	$\frac{r_b}{r_c}$
h_{fb}	h_{21}, α	$-\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	-0,978	$-\frac{1 + h_{rc}}{h_{fe}}$	$-\alpha$
h_{ob}	$\frac{1}{h_{22}}, Z_{22}$	$\frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	$0,6 \cdot 10^{-6} S$	$-\frac{h_{oc}}{h_{fe}}$	$\frac{1}{r_c}$

Tabelle 3.1. Fortsetzung

Symbole		Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung	T-Ersatzschaltung (Näherungswerte)
USA	Andere				
h_{ic}	$\frac{1}{h_{11c}}, y_{11c}$	h_{ie}	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}$	1400Ω	$r_b + \frac{r_e}{1 - \alpha}$
h_{rc}	$\frac{\mu_{be}}{h_{12c}}, \mu_{rc}$	$1 - h_{re}$	1	1,00	$1 - \frac{r_e}{1 - \alpha}$
h_{fc}	h_{21c}, α_{etc}	$-(1 + h_{fe})$	$-\frac{1}{1 + h_{fb}}$	-45	$-\frac{1}{1 - \alpha}$
h_{oc}	$\frac{1}{h_{22c}}, Z_{22c}$	h_{oe}	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$	$27 \cdot 10^{-6} S$	$\frac{1}{(1 - \alpha) r_c}$
α		$\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	h_{fb}	$\frac{1 + h_{fe}}{h_{fe}}$	0,978
r_c		$\frac{1 + h_{fe}}{h_{oe}}$	$\frac{1 - h_{fb}}{h_{ob}}$	$-\frac{h_{fe}}{h_{oc}}$	1,67 M Ω
r_e		$\frac{h_{re}}{h_{oe}}$	$h_{ib} - \frac{h_{fb}}{h_{ob}} (1 + h_{fb})$	$\frac{1 - h_{rc}}{h_{oc}}$	12,5 Ω
r_h		$h_{ie} - \frac{h_{re}}{h_{oe}} (1 + h_{fe})$	h_{fb}/h_{ob}	$h_{ic} + \frac{h_{fe}}{h_{oc}} (1 - h_{rc})$	840 Ω

 $S = \Omega^{-1}$

3.4. Dynamische Kenngrößen von Feldeffekttransistoren

Der unipolare Transistor hat seinen Einsatzbereich stark erweitert und wird sowohl als Kleinsignalverstärker als auch als Leistungsverstärker eingesetzt. Dabei geht man von den 3 Grundparametern Steilheit, Ausgangsleitwert und Durchgriff aus. Diese führen zu einer mathematischen Beziehung, die der Röhrenformel von *Barkhausen* analog ist. Betrachtet man ein Ausgangskennlinienfeld des MOSFET, so ist es dem einer Pentodenkennlinie ähnlich. Es besteht aus einem linearen Teil, bei dem der Betrag der Drain-Source-Spannung U_{DS} kleiner als der Betrag der Steuerspannung $U_{GS} - U_T$ ist. Dabei ist U_T die Schwellenspannung von U_{GS} , wo kein Drainstrom I_D mehr fließt. Im Linearbereich ergibt sich der Drainstrom zu

$$I_D = \beta \left[(U_{GS} - U_T) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right],$$

wobei β ein technologieabhängiger Faktor ist. Bei einer konstanten Spannung U_{GS} und steigender Spannung U_{DS} kommt es zur Kanalabschnürung (pinch-off) bei

$U_{DSP} = U_{GS} - U_T$. Führt man noch den Drain-Source-Kurzschlußstrom ein, der sich bei $U_{GS} = 0 \text{ V}$ und $U_{DS} = U_{DSP}$ zu $I_{DSS} = 0,5\beta U_T^2$ ergibt, lautet die Beziehung für I_D :

$$I_D = \frac{2I_{DSS}}{U_T^2} \left[(U_{GS} - U_T) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right].$$

Betrachtet man das Ausgangskennlinienfeld (Bild 3.6), erkennt man die gestrichelte Grenzkurve (analog der Kurve der Kollektorrestspannung bei bipolaren Transistoren in Emitterschaltung), für die $U_{DS} = U_{DSP}$ ist. Sie ist entsprechend der Beziehung $I_D/I_{DSS, \text{grenz}} = n^2$ eine Parabel, wobei n sich aus der Beziehung

$$\frac{U_{DS}}{U_T} = -n; \quad n = 0 \dots 1$$

ergibt. Im Linearbereich erhält man für die Steilheit des MOSFET

$$y_{21} = - \frac{2I_{DSS} U_{DS}}{U_T^2}$$

und im Abschnürpunkt

$$y_{21S} = -2I_{DSS}/U_T,$$

weiterhin folgt noch:

$$y_{21} = -y_{21S} U_{DS}/U_T = y_{21S} \cdot n.$$

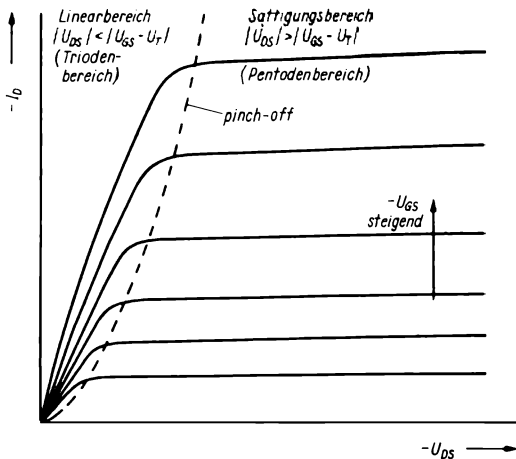


Bild 3.6
Ausgangskennlinie eines MOSFET

Der Ausgangsleitwert wird nach

$$g_{22} = -y_{21S} \left[\left(\frac{U_{GS}}{U_T} - 1 \right) - \frac{U_{DS}}{U_T} \right] \\ = -y_{21S} [(m-1) + n]$$

mit $\frac{U_{GS}}{U_T} = m$, $m = 0 \dots 1$. Für $m = 0$ und $n = 0$ folgt $y_{21S} = g_{22}$!

Als letzter Kennwert wird noch der Durchgriff bestimmt, für ihn gilt die Beziehung

$$d = 1 - \frac{U_{GS} - U_T}{U_{DS}}.$$

Man bildet mit den drei Grundgrößen im linearen Bereich ein Produkt

$|y_{21}| \cdot \left| \frac{1}{g_{22}} \right| \cdot |d| = 1$ und erhält das MOSFET-Analogon zur *Barkhausen*-Röhrenformel für die Triode.

Im Sättigungsbereich ergibt sich für die Steilheit

$$y_{21} = y_{21S} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T} \right).$$

Theoretisch gehen d und g_{22} im Abschnürfall (pinch-off) auf Null. Für die Praxis nutzt man das Ersatzschaltbild nach Bild 3.7.

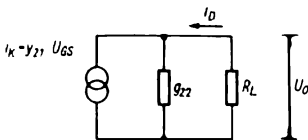
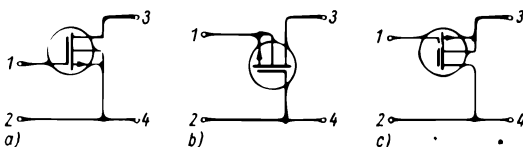


Bild 3.7
MOSFET mit Lastwiderstand als Verstärker



Bei wechselstrommäßigem Kurzschluß des MOSFET am Ausgang fließt in ihm der Kurzschlußstrom $i_k = y_{21} U_{GS}$. Dieser teilt sich auf den Ausgangsleitwert g_{22} und den Lastwiderstand R_L :

$$i_D = \frac{U_{GS} y_{21}}{1 + g_{22} R_L},$$

und die Spannungsverstärkung V_u wird $V_u = U_0 / U_{GS}$ mit $U_0 = i_D R_L$ zu

$$V_u = \frac{y_{21}}{g_{22} + 1/R_L} \quad \text{und für } R_L \gg 1/g_{22}$$

$$V_u = y_{21} / g_{22}.$$

Die Grundschaltungen für den MOSFET sind im Bild 3.8 dargestellt. Die Entsprechungen sind angegeben. Für die Sourceschaltung, die der Emitterschaltung beim bipolaren Transistor entspricht, gilt das Ersatzschaltbild in der Schaltungspraxis nach Bild 3.9, und die Formel für die Spannungsverstärkung $V_{u,s}$ wird:

$$V_{u,s} = \frac{-y_{21} R_L}{1 + y_{21} R_S + g_{22} (R_L + R_S)}.$$

Für den Fall $R_S = 0$ und $1/g_{22} \gg R_L$ ergibt sich die einfache Beziehung $V_{u,s} = -y_{21} R_L$ (das negative Vorzeichen weist auf 180° Phasendrehung hin).

Die maximal zu erreichende Spannungsverstärkung beträgt

$$V_{u,s \max} = -y_{21} / g_{22}.$$

Für die Gateschaltung ist die Spannungsverstärkung etwas größer, nämlich

$$V_{u,G} = \frac{(y_{21} + g_{22}) R_L}{1 + R_L g_{22}},$$

der Eingangsleitwert ergibt sich zu $y_{11G} \approx y_{21}$.

Bild 3.8
Grundschaltungen des MOSFET;
a – Sourceschaltung, b – Gateschaltung, c – Drainschaltung

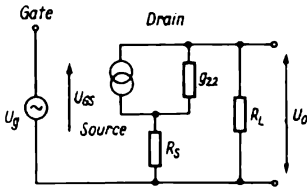


Bild 3.9
NF-Ersatzschaltung der Source-
schaltung mit Gegenkopplung
durch Sourcewiderstand R_S

Schließlich gilt für die Drainschaltung
noch

$$V_{u,D} = \frac{y_{21} R_S}{1 + y_{21} R_S},$$

dabei ist die Verstärkung immer kleiner
als Eins. Für den Eingangsleitwert ergibt
sich

$$y_{11D} = j\omega [C_{GD} + C_{GS}(1 - V_{u,D})]$$

und für die Eingangskapazität

$$C_{i,D} = C_{GD} + C_{GS}(1 - V_{u,D}).$$

Große Werte von R_S und $g_{22} \ll y_{21}$ haben
noch $R_{0,D} = 1/y_{21}$ zur Folge. Die Drain-
schaltung weist also einen hohen Eingangs-
und einen niedrigen Ausgangswiderstand
auf, daher ist sie als Impedanz-
wandler geeignet (Sourcefolger).

3.5. Kennlinienfelder

Wie sich die h -Parameter aus den Kenn-
linien ermitteln lassen, zeigt Bild 3.10. Es
sind zur vollständigen Charakterisierung
des Transistors 4 Kennlinienfelder not-
wendig. Im rechten oberen Quadranten
ist $I_C = f(U_{CE})$ als Ausgangskennlinien-
schar abgebildet, im linken oberen Qua-
dranten die Schar $I_C = f(I_B)$. Links unten
wird das Eingangskennlinienfeld darge-
stellt $U_{BE} = f(I_B)$, während bei fehlender
Rückwirkung das rechte untere Kennli-
nienfeld entfallen könnte. Im Bild 3.10

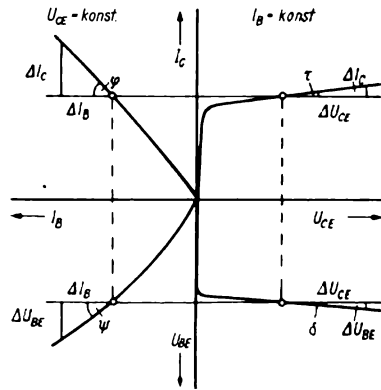


Bild 3.10
Bestimmung der Parameter aus den
Kennlinien des Flächentransistors

ist je Quadrant nur eine Kennlinie einge-
zeichnet, der gewählte Arbeitspunkt läßt
sich durch 4 Wertepaare in den 4 Qua-
dranten festlegen. Von diesen Punkten
aus bestimmt man jeweils die Steigung
der Kurven. Es wird dazu durch den
Punkt eine waagerechte Linie mit defi-
nierter Länge gezogen. Vom Endpunkt
dieser Geraden geht man senkrecht zur
Kurve. Es entsteht ein Dreieck, mit dem
die $\tan$ -Werte die gesuchten h -Parameter
bilden. Es gilt im einzelnen mit mittlerer
Genauigkeit (die in den Datenblättern
angeführten Parameter sind auch Mittel-
werte mit einer relativ großen Streu-
breite):

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \tan \psi,$$

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} = \tan \delta,$$

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \tan \varphi,$$

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} = \tan \tau.$$

In der Praxis reichen die beiden Haupt-
kennlinienfelder meist aus, nämlich

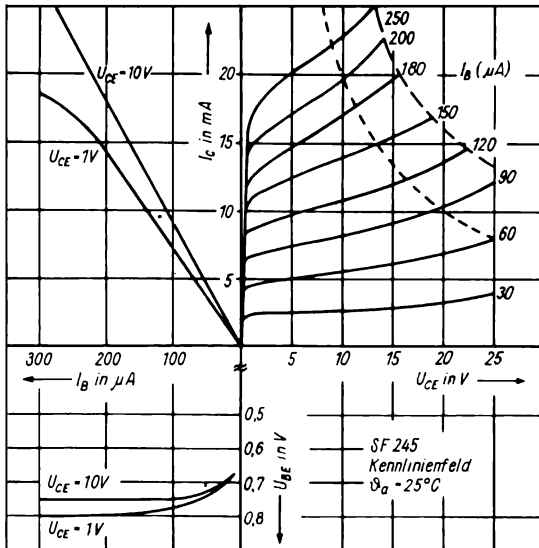


Bild 3.11
Kennlinienfeld des Si-Miniplasttransistors SF 245

$U_{BE} = f(I_B)$ mit U_{CE} als Parameter (Eingangskennlinienfeld) und $I_C = f(U_{CE})$ mit I_B als Parameter (Ausgangsfeld).

Als Beispiel soll hier das Kennlinienfeld des npn-Si-Transistors SF 245 für Hochfrequenzanwendungen in Emitterschaltung dienen. Im Bild 3.11 sind links unten zwei Eingangskennlinien bei einer niedrigen und einer hohen Kollektor-Emitterspannung dargestellt, während rechts oben das Ausgangskennlinienfeld angeordnet ist. Man erkennt die gestrichelt eingezeichnete Grenzleistungshyperbel – der Arbeitspunkt ist immer unterhalb dieser Linie zu wählen, es gilt hier $U_{CE} \cdot I_C = 200 \text{ mW}$.

3.6. Einfluß der Temperatur

Es wurde bereits erwähnt, daß die Eigenleitung bei steigenden Temperaturen früher einsetzt. Der Einfluß der Temperatur äußert sich in der Praxis darin, daß ein immer größerer Rückstrom über die in Sperrichtung gepolte pn-Schicht fließt. Die Emittersperrschicht weist einen

Durchlaßwiderstand auf, der mit steigen der Temperatur exponentiell abnimmt. Als eine wichtige Kenngröße für das Temperaturverhalten eines Transistors benutzt man den Sperrstrom der Kollektorstrecke und definiert den Kollektorreststrom I_{CB0} als den Strom, der zwischen den Anschlüssen Kollektor und Basis eines Transistors in Basisschaltung bei offenem Emmitter und festgelegter Kollektorspannung – im Bereich 1...5 V – fließt. Beim Betreiben in Emitterschaltung mißt man den Kollektorreststrom zwischen Kollektor und Emmitter bei offener Basis. Es gilt für beide Restströme die Beziehung

$$I_{CE0} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha},$$

d. h., in Emitterschaltung liegen die Kollektorrestströme höher. Die früher oft verwendeten Germaniumtransistoren hatten Kollektorrestströme von einigen 100 μA . Hochwertige Silizium-Planar-Epitaxialtransistoren liegen bei einigen nA. Bild 3.12 zeigt den Kollektorreststrom eines NF-Miniplasttransistors SC 206 als

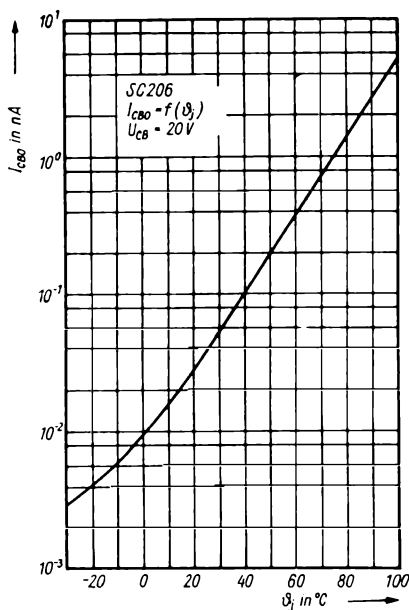


Bild 3.12
Kollektorreststrom eines Si-npn-Transistors
als Funktion der Sperrschichttemperatur

Funktion der Sperrschichttemperatur. Im Temperaturbereich $-40 \dots +100^\circ\text{C}$ ändert er sich über 3 Größenordnungen bei niedrigem Absolutwert. Die Kollektorrestströme sind starken fertigungstechnischen Toleranzen unterworfen. Wird in einer Schaltung die Einhaltung eines bestimmten Wertes gefordert, muß man die Transistoren ausmessen.

Mathematisch gilt für die Abhängigkeit des Kollektorreststromes von der Umgebungstemperatur ein Exponentialgesetz.

$$I_{CB0} = I_{CB0}(\vartheta_0) \exp(k[\vartheta_j - \vartheta_0])$$

mit ϑ_j = Sperrschichttemperatur, d. h. zulässiger Höchstwert der Temperatur in der Sperrschicht, der sowohl durch Eigen Erwärmung (Stromfluß im Kristall) als auch durch Umgebungswärme entstanden sein kann, k = Temperaturkoeffizient

des Halbleitermaterials, er beträgt für Germanium $k = 0,1 \text{ K}^{-1}$ und für Silizium $k = 0,055 \text{ K}^{-1}$, $e = 2,71828$.

Betrachtet man die Durchlaßspannung bei konstantem Strom bezüglich der Temperaturabhängigkeit, so gilt für $U \gg U_\theta$ die Beziehung

$$U = -k U_\theta (\vartheta_j - \vartheta_0) + U(\vartheta_0)$$

oder auch $\frac{\Delta U}{\Delta \vartheta} = k_u = -k U_\theta$, wobei U_θ die Temperaturspannung ist, die bei Zimmertemperatur 26 mV beträgt.

Damit wird der Temperaturkoeffizient der Durchlaßspannung (der Emitterbasisspannung)

$$k_u = -0,055 \text{ K}^{-1} \cdot 26 \text{ mV} = -1,43 \text{ mV/K}$$

Bei Germaniumtransistoren werden Werte von $-2 \dots -2,7 \text{ mV/K}$ gemessen. Da sich beim Transistor neben der Durchlaßspannung auch der Emitterstrom mit der Temperatur ändert, werden die Abhängigkeiten der Kennwerte von der Temperatur noch stärker.

Für den Kollektorstrom des Transistors gilt annähernd:

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CB0}$$

Für Temperaturänderungen bei konstantem Basisstrom erhält man:

$$\Delta I_C = \beta k I_{CB0} \Delta \vartheta$$

Geht aus den Datenblättern nur die Stromverstärkung in Basisschaltung hervor, kann man die Stromverstärkung β in Emitterschaltung ermitteln nach der Formel

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Hält man durch Schaltungsmaßnahmen den Emitterstrom konstant, dann wird die Temperaturabhängigkeit β -mal kleiner. Probleme der Schaltungsstabilität ergaben sich bei Germaniumtransistoren

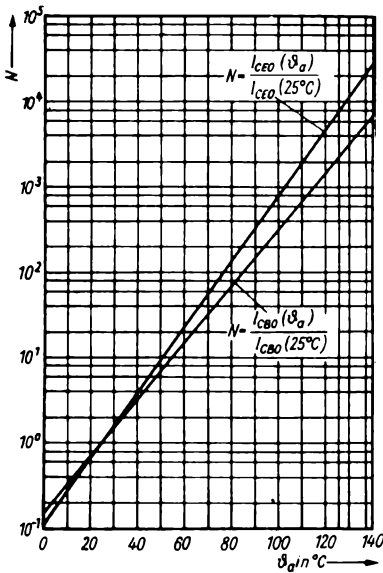


Bild 3.13
Normierte Temperaturabhängigkeit des Kollektor- und Basisreststromes für den Siliziumtransistor *SF126*

mit größerem Kollektorreststrom und höherem β .

Für den Transistor *SF126* (Si-Transistor im TO-5-Gehäuse) ist im Bild 3.13 die normierte Reststromänderung in Emitter- und Basisschaltung dargestellt. Im Temperaturbereich 0...160 °C ändert er sich um 5 Größenordnungen. Die obere Grenztemperatur sollte jedoch den Wert von 100 °C nicht überschreiten, da sonst die Lebensdauer des Bauelements stark verringert wird. Beim Einsatz von Si-Transistoren oberhalb 80 °C sind spezielle Stabilisierungsmaßnahmen erforderlich.

Die einzelnen Transistorparameter ändern sich ebenfalls mit der Umgebungstemperatur. Bild 3.14 zeigt für den Miniplast-Si-Transistor *SC 236* die normierten Änderungen. Den Kurven ist die starke Änderung von h_{12e} und die geringere von

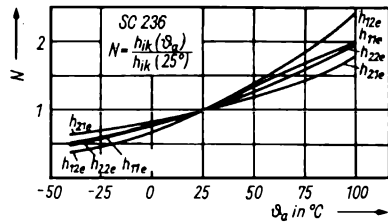


Bild 3.14
Temperaturabhängigkeit der Hybridparameter eines Si-Miniplast-Transistors *SC 236*

h_{22e} zu entnehmen. Ein Anwachsen der Stromverstärkung mit der Umgebungstemperatur kann z. B. zur Schwingungserregung in einem Verstärker, zu größeren Verzerrungen in einer Leistungsstufe usw. führen. Es sind daher schaltungs-technische Maßnahmen erforderlich, um diese Änderungen klein zu halten, so z. B. Strom- und Spannungsgegenkopplungen, Konstantstromspeisung u. a. Für den Entwurf zuverlässiger Schaltungen muß man diese Kurven der Temperaturabhängigkeit der Transistorkennwerte zur Verfügung haben und sie zweckentsprechend anwenden. Zum Vergleich der Eigenschaften von Germanium- und Siliziumbauelementen soll Bild 3.15 dienen. In diesem Bild sind Diodenkennlinien in Durchlaß- und Sperrichtung für Ge- und Si-Dioden bei unterschiedlichen Temperaturen dargestellt. Sowohl höhere Sperrströme als auch eine stärkere Temperaturabhängigkeit kennzeichnen die Ge-Diode. Sie weist allerdings auch eine niedrigere «Schwelle» in der Durchlaßrichtung auf, so daß Ge-Dioden besser als HF-Gleichrichter oder in Schaltungen mit niedrigen Schwellwerten für das Ansprechen geeignet sind. Si-Dioden haben einen höheren Durchlaßwiderstand. Beim Einsatz von Si-Transistoren anstelle von Ge-Transistoren muß für gleichen Arbeitspunkt eine etwa 0,5 V größere Vorspannung der Basis-Emitterstrecke eingestellt werden.

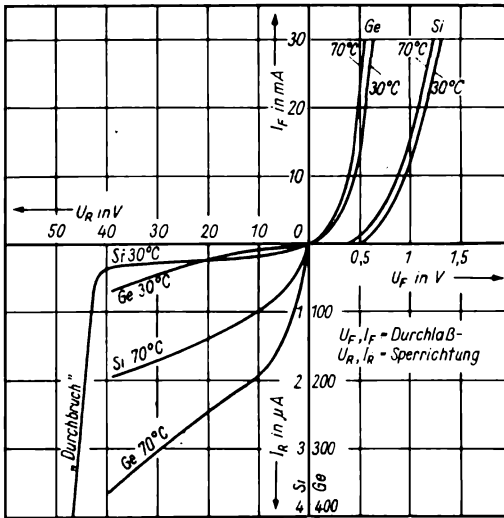


Bild 3.15

Vergleich der Eigenschaften von Si- und Ge-Bauelementen an Hand der Kennlinien von Si- und Ge-Dioden

Für alle Temperaturabhängigkeiten bezieht man sich auf eine feste »Bezugstemperatur«, meist die Zimmertemperatur (hier +25°C). Für den Amateur, der seine aufgebauten Schaltungen »temperaturtesten« möchte, ist der Kühlschrank mit etwa +4...+6°C ein weiterer Bezugspunkt, und einen dritten Wert im Bereich 50...60°C liefert ein Fön (Haartrockner), mit dem man die Schaltung anbläst. Auf diese einfache Weise lassen sich Temperaturabhängigkeiten leicht feststellen. Bei bestimmten Transistortypen nimmt die Stromverstärkung oberhalb einer Grenztemperatur lawinenartig zu, dort fällt der Transistor dann aus thermischen Gründen aus, bei anderen Typen hingegen ist eine Abnahme von β mit der Temperatur festzustellen.

Da die Erwärmung des Transistors seine Eigenschaften stark verändert, ist eine ausreichende Kühlung notwendig – dies gilt nicht nur für Leistungsstufen –, damit die Sperrschichttemperatur unter der Grenze für sicheren Langzeitbetrieb bleibt. Es gibt für den Transistor keinen Unterschied zwischen äußerer – durch

die Umgebungstemperatur hervorgerufener – und innerer – durch die *Joulesche* Wärme des Stromflusses im Transistor bedingter – Wärme. Daher sind beide Quellen innerhalb der zulässigen Belastungsgrenze zu halten. Für die Außenerwärmung kann man bei Ge-Transistoren als Sperrschichtgrenztemperatur 75 bis 85°C ansetzen, für Si-Transistoren 120...150°C. Bei dieser Grenztemperatur darf der Sperrschicht keine zusätzliche Stromwärme zugeführt werden, die zulässige Kollektorverlustleistung wird bei der Grenztemperatur Null.

Als Beispiel soll hier die Funktion $P_{\text{tot}} = f(\vartheta_c)$ für den Si-npn-Leistungstransistor *SU165* im Bild 3.16 dargestellt werden. Bei diesem Transistor mit $U_{\text{CE0}} = 350 \text{ V}$ und $I_{\text{CM}} = 3 \text{ A}$ liegt der Kollektor am Gehäuse, der Wärmewiderstand beträgt 2,5 K/W, $P_{\text{tot}} = 10 \text{ W}$ bei +90°C, die zulässige Sperrschichttemperatur $\vartheta_j = -10...+115^\circ\text{C}$. Man erkennt aus dem Bild, daß für $\vartheta_c = 100^\circ\text{C}$ nur noch 6 W nutzbar sind und bei 115°C $P_{\text{tot}} = 0$ wird.

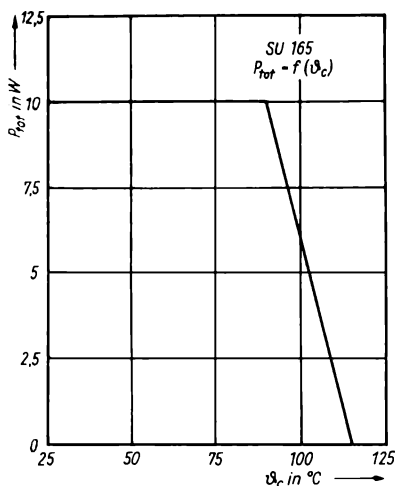


Bild 3.16
Verlustleistung eines Si-Leistungstransistors
als Funktion der Kollektortemperatur

Die an der Kollektorsperrschicht auftretende Verlustleistung beträgt:

$$P_V = I_C U_{CE}.$$

Die Sperrschicht wirkt als Wärmequelle, ein Wärmestrom fließt nach außen ab, und es entsteht ein Temperaturgefälle von der Sperrschicht zur Umgebung. Dafür gibt es ein elektrisches Ersatzschaltbild, Bild 3.17. Dabei bedeuten:

P = Verlustleistung, entspricht Strom I ;
 ϑ = Temperatur, entspricht Spannung U ;

k_w = Wärmewiderstand, entspricht Widerstand R ;

C_w = Wärmekapazität, entspricht Kapazität C .

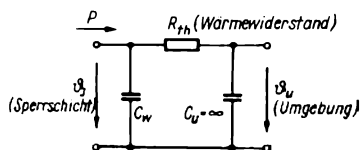


Bild 3.17
Ersatzschaltbild für die Wärmeableitung aus
einer Halbleitersperrschicht an die Umgebung

Da die Umgebung nicht mehr wesentlich von der Wärmequelle beeinflusst wird, kann man sie sich als unendlich großen Kondensator mit der Spannung ϑ_u vorstellen. Im stationären Fall gilt:

$$\vartheta_j - \vartheta_u = k_w \cdot P.$$

Wenn $\vartheta_{u, \max}$ vorgegeben ist, muß immer

$$P < \frac{1}{k_w} (\vartheta_{j, \max} - \vartheta_{u, \max})$$

bleiben. Die maximale Sperrschichttemperatur ist durch den Basisbahnwiderstand und das Transistormaterial bestimmt. Für sie gilt die Beziehung

$$\vartheta_{j, \max} = 273 \left(\frac{M}{N + \lg \varrho_B} - 1 \right), \quad [\text{in } ^{\circ}\text{C}],$$

wobei ϱ_B der spezifische Basisbahnwiderstand in Ωcm , M und N Materialkenngrößen sind. Für Germanium sind $M = 6,6$ und $N = 4,63$ und für Silizium $M = 10$ und $N = 4,53$. Für $\varrho_B = 10 \Omega\text{cm}$ und Silizium ergibt sich $\vartheta_{j, \max} = 138^{\circ}\text{C}$. Bei dieser Temperatur setzt im Halbleiter die Eigenleitung ein, und die Sperrschichten leiten. Dieser Prozeß ist reversibel. Man kann auch eine maximal zulässige Temperatur für den lawinenartigen Kollektordurchbruch berechnen. Dieser ebenfalls thermisch induzierte Prozeß ist jedoch nicht reversibel, bei Überschreiten dieses Grenzwertes fällt der Transistor aus. Es gilt hier

$$\vartheta_{\max} = 25 \left(\lg \frac{10}{R_{\theta} I_{C0} U_{CB}} + 1 \right), \quad [\text{in } ^{\circ}\text{C}]$$

mit I_{C0} = Sperrstrom des Kollektorüberganges bei $+25^{\circ}\text{C}$, R_{θ} = thermischer Widerstand in $\text{K/W} = (\vartheta_j - \vartheta_u)/P$ und U_{CB} die Betriebsspannung zwischen Kollektor und Basis ist.

Hierzu 2 Beispiele: Ein Si-Transistor ähnlich BC 170 hat eine zulässige Kristalltemperatur $\vartheta_j = +150^{\circ}\text{C}$ und einen Wärmewiderstand von 420 K/W . Wie groß ist die zulässige Verlustleistung bei

$\vartheta_u = +60^\circ\text{C}$ (z. B. Autoempfänger im Sommer)? Es gilt $P = (\vartheta_j - \vartheta_u)/R_{th} = (150 - 60) \text{ K}/420 \text{ K/W} = 0,21 \text{ W}$. Ein Si-Leistungstransistor 2N3055 hat einen thermischen Innenwiderstand $R_{th} = 1,5 \text{ K/W}$ und eine maximal zulässige Kristalltemperatur von $+200^\circ\text{C}$ (demnach einen Basisbahnwiderstand von $3,5 \Omega\text{cm}$). Die maximal zulässige Verlustleistung P_{tot} wird vom Hersteller bei $\vartheta_u = +25^\circ\text{C}$ mit 177 W angegeben. Montiert man den Transistor auf einen Kühlkörper mit $R_{thk} = 0,5 \text{ K/W}$, ist die tatsächlich zulässige Verlustleistung bei $+25^\circ\text{C}$ aber nur $P = (200 - 25) \text{ K}/(1,5 + 0,5) \text{ K/W} = 87,5 \text{ W}$, demnach kann man P_{tot} in der Praxis nie ausnutzen, denn einen Kühlkörper mit 0 K/W gibt es nicht.

Für den Wärmewiderstand gilt die Formel

$$R_{th} = \frac{0,24 l}{\lambda A} = (\vartheta_j - \vartheta_u)/P,$$

wobei A der Querschnitt des Materials ist, durch das der Wärmefluß erfolgt, l ist die Weglänge, d. h. die Materialdicke, und λ ist der Wärmeleitkoeffizient mit der Dimension W/Kcm . Der Leistungstransistor sollte mit dem Kühlkörper in gutem thermischem Kontakt stehen, d. h., er wird unter Zuhilfenahme von Wärmeleitpaste, Silikonöl oder einer dünnen Weichaluminiumscheibe fest mit dem geschliffenen Kühlkörper durch Schrauben verbunden. Je nach thermischem Kontakt ergibt sich an dieser Stelle eine Temperaturdifferenz von $1...40^\circ\text{C}$. Die Tabelle 3.2. gibt orientierende Daten aus der Praxis für die Ausführung des Wärmekontakts Transistor-Kühlkörper.

Jede isolierende Beilage verringert die Wärmeableitung, für Glimmer ist $\lambda = 4,6 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm} \cdot \text{K}$, für Polyvinylchlorid $\lambda = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm} \cdot \text{K}$. Für die Kühlkörper wird Kupfer bzw. Aluminium vor-

Tabelle 3.2. Wärmeübergangswiderstände

Nr.	Wärmekontakt (Gehäuse - Kühlkörper)	Wärme- widerstand in K/W
1	direkt, ohne Beilage	R_{thk}
2	dito mit Silikonfett	$R_{thk} - 0,2$
3	Beilage aus dünnem Eloxal	$R_{thk} + 1,4$
4	dito mit Silikonfett	R_{thk}
5	Isolation mit $40 \mu\text{m}$ Glimmerfolie	$R_{thk} + 2,5$

gezogen, hierfür gelten λ -Werte von 3,8 und 2,1, bei Eisen $0,46 \text{ W/cm} \cdot \text{K}$.

Kühlkörper werden in zwei Grundausführungen hergestellt: mit großer Oberfläche für Dauerbetrieb und mit großer Masse für Impulsbetrieb. Die Fläche des Kühlkörpers (in cm^2) ergibt sich annähernd aus der Formel:

$$A_K = \frac{1000}{R_{thk} \delta_T}$$

mit δ_T Wärmeübertragungskoeffizient Kühlkörper - Umwelt, etwa $1...2 \text{ mW/cm}^2 \cdot \text{K}$, abhängig von den Anteilen an Konvektion, Leitung und Strahlung. (Der

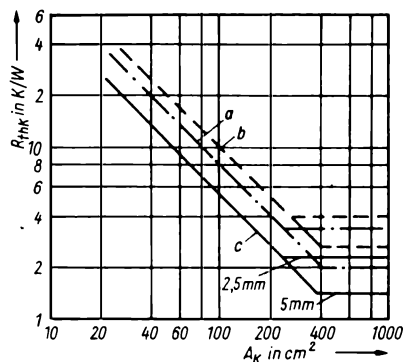


Bild 3.18
Kurven zur Berechnung eines Kühlkörpers für Leistungstransistoren

Tabelle 3.3. Wärmewiderstand von Kühlflächen

Nr.	Material	Oberfläche	R_{thk} [K/W]
1	Aluminium	ohne spezielle Bearbeitung	7,7
2	Stahl	kadmiert	7,7
3	Kupfer	ohne besondere Bearbeitung	5,8
4	Kupfer	sandgestrahlt	5,3
5	Aluminium	sandgestrahlt, mattiert	4,8
6	Kupfer	sandgestrahlt geschwärzt	4,6

Strahlungsanteil an δ_T ist $0,6 \text{ mW/cm}^2 \cdot \text{K}$.)

Im Bild 3.18 sind Kurven zur Berechnung des Wärmewiderstands R_{thk} eines Kühlkörpers aus 2,5 mm oder 5 mm Aluminiumblech dargestellt. Aus ihnen ist

ersichtlich, daß sich oberhalb einer bestimmten Fläche der Wärmewiderstand nicht mehr verringert. Eine horizontale Anordnung des Kühlkörpers verringert die Wärmeableitung, eine Schwärzung vergrößert die Strahlungsableitung der Wärme. Es ist aber darauf zu achten, daß sich keine Wärme erzeugenden Baugruppen in der Nähe des Kühlkörpers befinden, denn ein schwarzer Körper nimmt auch gut Fremdwärme auf.

Im Bild 3.18 sind 2 Stärken für das Aluminiumblech angegeben. In a für vertikale Anordnung und normaler Oberfläche, in b dito für horizontale Anordnung, und in c schließlich sind für vertikale Anordnung eines sandgestrahlten und geschwärzten Kühlblechs die erreichbaren R_{thk} -Werte dargestellt. Es zeigt sich, daß die Kühlung für Flächen größer etwa 400 cm^2 nicht weiter verbessert wird.

In Tabelle 3.3. sind praktisch erzielte

Typ	Maximal zulässige Sperrschichttemperatur ϑ_j in °C	Wärmewiderstand in K/W	Verlustleistung in W
SC 206	125	500	0,2
SC 236	125	500	0,25
SC 307	150	450	0,25
SF 126	175	250	0,6
SF 131	175	500	0,3
SF 150	175	220	0,68
SF 215	125	500	0,2
SF 245	125	300	0,2
SSY 20	150	220	0,7
SS 200	100	500	0,15
SM 103	100	600	0,15
SD 335	150	110	12,5
SD 336	150	100	12,5
SU 165	115	2,5	10
SU 180	125	3,5	35
II 606 (SU)	85	30	0,5
KT 802 A (SU)	150	2,5	50
KT 807 A (SU)	120	3,5	10
KT 904 A (SU)	120	16	5
2 N 3055	200	1,5	177

Tabelle 3.4. Wärmewiderstände und Verlustleistungen

Wärmewiderstandswerte für Kühlflächen mit 100 cm² Fläche und einer Blechstärke von 2,5 mm für unterschiedliche Materialien angegeben.

Da man für Konstruktionen die Wärmewiderstände und Verlustleistungen von Transistoren benötigt, werden in Tabelle 3.4. verschiedene Transistoren vorgestellt.

3.7. Andere Umwelteinflüsse

Neben der Umgebungstemperatur können noch Strahlungseinflüsse, Vibrationen oder Beschleunigungen auf die Funktion des Transistors einwirken. Gegen Luftfeuchtigkeit und Staub sind die Transistoren durch hermetische Metallgehäuse oder durch Verguß mit organischen Kunststoffen geschützt. Auch der Luftdruck hat auf die Funktion keinen Einfluß. Bei den Beschleunigungen ist dies anders, robusten Systemaufbau vorausgesetzt. Das Halbleiterplättchen (Chip) ist auf den Halter geklebt oder gelötet, die Anschlüsse werden über Bonddrähte zu den isolierten Durchführungen geführt. Durch starke Vibrationen kann es zum Abreißen der Bonddrähte und damit zum Ausfall der Transistorfunktion kommen. Die heute in Metallgehäusen verpackten Transistoren sind vielfältig geprüft, sie halten Vibrationsbelastungen von 5...30 g (g = Erdbeschleunigung 9,81 m/s²) und Stoßbelastungen (einmalige Stöße mit einer Dauer von einigen ms) bis 150 g aus. Vergossene Transistoren (z. B. die Miniplasttransistoren der DDR) halten ähnliche Belastungen aus. Für Prüfungszwecke werden die Transistoren mit einem elektrodynamischen Rütteltisch (Prinzip des dynamischen Lautsprechers) in einem Frequenzbereich von 10 bis 2000 Hz in Schwingungen versetzt, und vor und nach dem Test werden die Parameter gemessen. Für einen kommerziell eingesetzten Transistor werden fol-

gende Umweltparameter angegeben: Stabilität gegen mehrfache Temperaturzyklen -60...+70 °C, zulässige Feuchte bei $\vartheta_a = +40^\circ\text{C} - 98\%$, geringster Umgebungsdruck 660 Pa, größter Umgebungsdruck 295 kPa, Schlagfestigkeit mit 2000 Schlägen in 2 Richtungen mit 30 bis 80 Schlägen je Minute - 150 g, Vibrationsstabilität 10...600 Hz - 12 g.

Die Lebensdauer der Transistoren ist an vielen Exemplaren statistisch ermittelt worden; es kann heute gesagt werden, daß bei höchster Sauberkeit im Herstellungsprozeß (klimatisierte und staubfreie Montageräume) eine praktisch unbegrenzte Betriebsdauer möglich ist. Als errechneter wahrscheinlicher Lebensdauerwert werden gegenwärtig 100 000 Betriebsstunden angegeben. Bei Betrieb weit unter den Grenzwerten sind Schaltungen bekannt, die seit 20 Jahren zuverlässig arbeiten.

Beim Einsatz von Transistoren in der Weltraumforschung kommen zu den bereits erwähnten Einflüssen noch Strahlungsbelastungen hinzu, die die Wirkungsweise der Halbleiter und integrierter Schaltungen negativ beeinflussen können. Es sei nur auf die Strahlung hochenergetischer Partikel hingewiesen. Durch Neutronenbestrahlung wird die Lebensdauer der Minoritätsträger reduziert, es werden ggf. störende Atome «implantiert». Transistoren sind bei Neutronendichten oberhalb 10^{13} cm^{-2} in ihrer Wirkungsweise beeinflusst, es gibt jedoch strahlungsresistente Bauelemente bis 10^{15} cm^{-2} .

Da die Si- und Ge-Kristalle lichtempfindlich sind, müssen sie lichtdicht verpackt sein - dies geschieht durch Metallgehäuse oder Epoxidharz- bzw. Silikonummiverschluß.

Si-Planartransistoren, FETs und MOS-FETs sind oberflächenstabil, der früher bei Ge-Transistoren störende Einfluß des Wasserdampfs auf die Funktion ist weggefallen. Die heutigen Bauelemente sind

oberflächenpassiviert, was ihren Einsatz auch als «Nacktchips» in Hybridbaugruppen gestattet.

3.8. Transistoren und integrierte Schaltkreise in der Gerätetechnik

Die seit der Erfindung des Transistors stürmisch einsetzende Entwicklung miniaturisierter Geräte für Nachrichten- und Datentechnik, für industrielle Meß- und Regeltechnik und nicht zuletzt im Militärwesen und in der Weltraumforschung hat den Trend der Integration aktiver Halbleiterbauelemente bis zu hoch- und höchstintegrierten Funktionsgruppen, wie Mikroprozessoren, Analog-Digitalwandlern und digitalen Reglern, vorangetrieben mit einer Verringerung der Speiseleistung je aktivem Bauelement, der Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit und der Betriebszuverlässigkeit durch Einsparen externer Löt- und Steckverbindungen in den elektronischen Geräten.

Der Fortschritt der Rechentechnik ist nur durch den Übergang von den röhrenbestückten Großrechnern in der Zeit nach dem zweiten Weltkrieg über die transistorbestückten Rechner in den siebziger Jahren zu den mit VLSI-Schaltkreisen ausgestatteten Minirechnern und Personalcomputern möglich geworden. Hier zeigt sich ein weiteres treibendes Moment der Mikroelektronik: Bei der Zusammenfassung von Funktionen und Funktionsgruppen durch höchstintegrierte Schaltkreise ist eine Verbilligung der Rechentechnik um den Faktor 1000 und mehr und damit eine weite Verbreitung dieser Technik in Volkswirtschaft und Wissenschaft, aber auch in der Privatsphäre möglich geworden, die dann selbst wiederum revolutionierend auf die Prozesse der materiellen Produktion zu- rückwirkt.

Heute sind programmierbare Taschen-

rechner mit einem Leistungsbedarf im Milliwattgebiet und netzbetriebene Personalcomputer mit Nutzung des im Haushalt vorhandenen Farb- oder Schwarzweiß-Fernsehgeräts als Display Stand der Technik. Manche Geräte (Multiplexnachrichtensysteme, spezielle Telemetrie- und Navigationsgeräte usw.) wurden durch die Entwicklung der Halbleitermikroelektronik erst möglich. Die Betriebszuverlässigkeit konnte um mehrere Größenordnungen gesteigert werden, nicht zuletzt durch geringe Betriebsspannungen und -ströme sowie niedrige Eigentemperaturen der aktiven Bauelemente. Gleichlaufend mit der Miniaturisierung der Transistoren und integrierten Schaltkreise erfolgte auch die Verkleinerung der herkömmlichen passiven Bauelemente und die Einführung der gedruckten Verdrahtung und der hybriden Dick- und Dünnschichtintegration als Verbindungstechnologie, gekoppelt mit unifizierten Gefäßsystemen zur konstruktiven Gestaltung von Meß- und Regelgeräten.

Die jetzt immer mehr in den Mittelpunkt der Entwicklung rückende CMOS-Technik gestattet eine leistungsarme schnelle Logik. Dabei nimmt der sehr geringe Ruhestrom (im Nanoamperebereich liegend) mit steigender Taktfrequenz zu, d. h., man hat Schaltungen, deren Energieumsatz im Ruhezustand gering ist. Man kann z. B. einen Oszillator unter Benutzung eines CMOS-Gatters bereits mit 10^{-8} W elektrischer Energie zum Schwingen bringen, und die Schaltkreise in Digital-Armbanduhren lassen sich mit einer Lithiumbatterie rund 5 Jahre lang speisen.

Die hohe Lebensdauer der aktiven Bauelemente ist durch gute technologische Durchdringung des Herstellungszyklus bei höchster Sauberkeit in der Produktion und exakter Prozeßkontrolle möglich geworden, viele Hersteller garantieren einen Dauerbetrieb von 10 Jahren.

Durch «Unterlastung» (derating) kann man die Lebensdauer noch vergrößern. Ausführungen hierzu findet man in Kapitel 8. Für den kommerziellen Einsatz werden Halbleiterbauelemente heute nach bestimmten Normen spezifiziert, vorgealtert und selektiert geliefert, dann natürlich zu einem höheren Preis.

Für einen sowjetischen integrierten Schaltkreis der Serie 136 (TTL-Logik im 14poligen Flachgehäuse für den Temperaturbereich $-30...+85^{\circ}\text{C}$) wird z. B. angegeben:

Gewährleistung der Konstanz der elektrischen Parameter bei längeren Vibrationen (je 15 min Dauer) in allen drei Achsen im Frequenzbereich zwischen 5 und 2 500 Hz mit Beschleunigungswerten von 40 g ($g = 9,81\text{ m/s}^2 = \text{Erdbeschleunigung}$); keine Veränderung der Daten bei 100 Stößen von je 50 ms Dauer bis 150 g; einmaliger Stoß bis 1 000 g; Linearbeschleunigung bis 150 g ohne Datenveränderung.

Das Streben nach immer robusteren aktiven Bauelementen, nach Erhöhung ihrer Grenzfrequenzen und des Einsatztemperaturbereichs wird auch in der nahen Zukunft die Entwicklung dieses Gebiets der modernen Technik beeinflussen. Man kann auf die weitere Entwicklung gespannt sein, die z. B. auf den Einsatz anderer Halbleitergrundmaterialien, wie Galliumarsenid oder Indiumphosphid, und auf Verkleinerung der Lateralabmessungen der aktiven Strukturen auf dem Chip hinausläuft. Halbleiterbauelemente der Gegenwart fallen bei $120...180^{\circ}\text{C}$ Umgebungstemperatur durch Eigenleitung aus, man hat jedoch bereits eine Transistorstruktur aus Siliziumkarbid hergestellt, die eine Verstärkerwirkung noch bei $+300^{\circ}\text{C}$ aufwies. Bei den integrierten Schaltkreisen besteht noch als ein Nachteil die hohe Empfindlichkeit der Isolierschichten bei MOS-Strukturen gegen statische Ladungen und Überspannungsspitzen sowie die Begren-

zung der auf einem Chip umsetzbaren Wärmemenge (elektrische Leistung je Chip 0,5 bis 2 W abführbar) sowie die komplizierte Anpassung der Logikbaugruppen an Leistungsstufen. In naher Zukunft werden Schaltkreise mit Hochspannungstristoren auf einem Chip gemeinsam integriert, z. B. durch VMOS oder als HEXFETs, damit kann man Steuerschaltkreise für Motoren, Thyristoren u. a. schaffen, die direkt am Wechselstromnetz arbeiten können.

Es ist hier wie auf jedem technischen Gebiet, daß die Einsatzgrenzen für die Bauelemente fließend sind, daß Erfahrungen im Gerätebau, der Konstruktion mikroelektronischer Geräte und ihrer Integration in den Produktionsprozeß gesammelt werden müssen und daß jede Innovation ihre Zeit für eine Einführung in die industrielle Praxis braucht. Mit der Vervollkommenung der Technologie der Herstellung von mikroelektronischen und optoelektronischen Bauelementen werden immer weitergehende Anwendungsbereiche erschlossen werden können. Hier mitzuhelfen ist eine verdienstvolle Aufgabe auch für den Amateur.

3.9. Rauscheigenschaften

Transistoren und analoge integrierte Schaltkreise mit Verstärkerfunktionen (also z. B. Operationsverstärker) haben ein von der Schaltung, Herstellung und Umgebung abhängiges Eigenrauschen. (Zur Umgebung ist auch die Schaltungsdimensionierung zu rechnen.) Diese macht sich als Störsignal statistischen Charakters bei empfindlichen Verstärkern im Nieder- und Hochfrequenzgebiet bemerkbar, bei Umsetzung über einen Lautsprecher als «weißes Rauschen». Beim Empfang schwacher Sender im Hochfrequenzgebiet wird das Signal an der Grenze der Empfindlichkeit (der «Schwelle des Empfangs») durch das Ei-

genrauschen des Empfängers «maskiert», d. h., das Nutzsignal verschwindet im Rauschen. Die Ursache für das Rauschen ist u. a. die statistisch erfolgende thermische Eigenbewegung der Elektronen im Halbleiter. Bei genügender Nachverstärkung kann also der spontane, fluktuierende Charakter der Stromleitung nachgewiesen werden.

Derartige statistische Schwankungen sind auch durch *Barkhausen* bei der Magnetisierung eines Ferromagnetikums beobachtet worden, die sogenannten *Barkhausen-Sprünge*, die man auch mit einem rauscharmen NF-Verstärker hörbar machen kann.

Bei physikalischen Untersuchungen an Halbleitern wurde eine Frequenzabhängigkeit des Rauschens festgestellt. Die Intensität des Rauschens und eine daraus abgeleitete Kenngröße F , die Rauschzahl, verläuft nach einer Kurve, wie sie Bild 3.19 zeigt. Man kann 3 Gebiete unterscheiden:

- das Gebiet des Funkelrauschens von etwa 1 Hz...1 kHz, wo F proportional $1/f$ verläuft;
- das Gebiet des weißen Rauschens, wo F konstant und frequenzunabhängig ist, es basiert auf Schrotrauschen und thermischem Rauschen;
- das Gebiet des ansteigenden Hochfrequenzrauschens, wo F mit f^2 wächst.

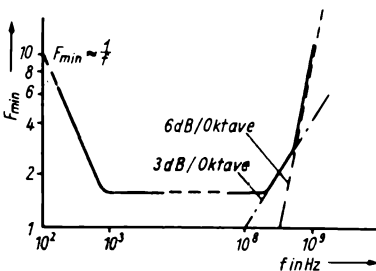


Bild 3.19
Frequenzabhängigkeit des Transistorrauschens

Diese Zunahme des Rauschens erfolgt in der Nähe der Grenzfrequenz des Transistors durch **abnehmende** Stromverstärkung. Die untere Grenze des Rauschens wird durch das Wärmerauschen im Basisbahnwiderstand bewirkt. Es gilt

$$\Delta u_{r,th} = 4 k T \Delta f r_{bb'}$$

mit $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Js/K (Boltzmann-Konstante), T – absolute Temperatur des Halbleitermaterials in K, $r_{bb'}$ der Basisbahnwiderstand in Ω und Δf die Bandbreite des Verstärkers in Hz. Bei Zimmertemperatur ist $kT = 4,04 \cdot 10^{-21}$ Js.

Die Rauschzahl eines Transistors ändert sich stark mit der Quellimpedanz und dem gewählten Arbeitspunkt. Die Rauschzahl im Bereich des weißen Rauschens ergibt sich zu

$$F = \frac{P_{r,v}}{P_{r,i}} = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{r_f}{2R_g} + \frac{(R_g + r_{bb'} + r_e)^2}{2r_e h_{21e0} R_g} \times \left[1 + \left(\frac{f}{f_T} \right)^2 (1 + h_{21e0}) \right],$$

wobei $r_e = 0,026/I_E$ der Emitter-Basis-Diffusionswiderstand, $r_{bb'}$ der Basisbahnwiderstand, h_{21e0} die Stromverstärkung in Emitterschaltung bei mittleren Frequenzen, f_T das Verstärkungs-Bandbreiteprodukt im gewählten Arbeitspunkt, f die Arbeitsfrequenz und R_g der Generatorwiderstand ist. Der optimale Quellwiderstand kann durch Differenzieren der Gleichung für F nach R_g gefunden werden:

$$R_{g'} = r_e \sqrt{(1 + \beta_f)(1 + 2r_n) + r_n^2}$$

mit $\beta_f = \frac{h_{21e}}{1 + (f/f_T)^2 (h_{21e} + 1)}$ – effektive Stromverstärkung und $r_n = r_{bb'}/r_e$ als normiertem Widerstand. Bild 3.20 zeigt den Verlauf des optimalen Quellwiderstands in Abhängigkeit von der Frequenz für einen rauscharmen Transistor. Mit stei-

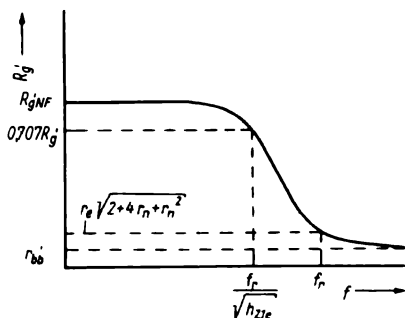


Bild 3.20
Optimaler Quellwiderstand als Funktion der Frequenz

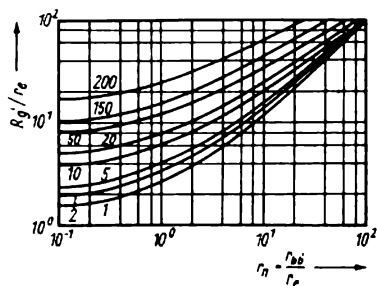


Bild 3.21
Optimaler normierter Quellwiderstand als Funktion des normierten Basisbahnwiderstands mit β_f als Parameter

gender Frequenz beginnt R_g' abzunehmen, er erreicht den 3-dB-Grenzwert bei der Frequenz $f_T/\sqrt{h_{21e}}$, wobei $h_{21e} \gg r_n$ sein muß, und er erreicht asymptotisch den Wert $r_{bb'}$ bei hohen Frequenzen. Bild 3.21 zeigt schließlich noch die normierten Abhängigkeiten R_g'/r_e als Funktion von r_n mit β_f als Parameter. Mit steigenden Emittierstromwerten nimmt R_g' ab, es werden aber auch die Rauschparameter des Transistors ungünstiger. Je kleiner der Basisbahnwiderstand, desto kleiner wird die erforderliche Quellimpedanz. Es ist demnach manchmal notwen-

dig, zur Erzielung eines geringen Rauschens bei niedrigem Quellwiderstand mehrere Transistoren parallel zu schalten. Rauscharme Eingangsstufen sollte man mit möglichst kleinem Kollektorstrom und geringer Kollektorspannung betreiben. Für den NF-Bereich soll kurz das Rauschen eines npn-Si-Eingangsstufentransistors (SC 207) berechnet werden. Der Transistor hat folgende Parameter im gewählten Arbeitspunkt: $h_{21e0} = 150$, $r_{bb'} = 25 \Omega$, $I_{CB0} = 1 \text{ nA}$. Zuerst wird die Verstärkermittenfrequenz berechnet nach

$$f_m = (f_2 - f_1) / \left(\ln \frac{f_2}{f_1} \right).$$

Sie beträgt für das Beispiel $f_m = 2,9 \text{ kHz}$ und liegt daher oberhalb der Grenzfrequenz für das Funkelrauschen. Der optimale Kollektorstrom für minimalen Rauschfaktor wird im Gebiet des weißen Rauschens

$$I_{C, \text{opt}} = \sqrt{\frac{h_{21e0}}{60} \cdot \frac{I_{CB0}}{r_{bb'}}} \quad \text{für das Beispiel } 10 \mu\text{A}$$

(aus schaltungstechnischen Gründen auf $20 \mu\text{A}$ erhöht). Der Generatorleitwert ergibt sich nach der Formel:

$$g_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{20 I_{CB0}}{r_{bb'}}} = 30 \mu\text{S} \quad (\text{oder } 33 \text{ k}\Omega).$$

Den geringstmöglichen Zusatzrauschfaktor dieser Stufe erhält man dann nach

$$F_{z, \text{min}} = \frac{1}{\sqrt{h_{21e0}}} + \frac{1}{h_{21e0}} + \sqrt{80 I_{CB0} r_{bb'}},$$

hier 0,2 – damit wird der Rauschfaktor der Stufe $F = 1 + F_{z, \text{min}}$ also $F = 1,2$.

Si-Planartransistoren zeigen ein günstiges Rauschverhalten bereits bei kleinen Kollektorströmen. Im Bild 3.22 ist der Schmalbandrauschfaktor eines Si-Transistors SC 207 als Funktion von Kollektorstrom und U_{CE} dargestellt. Es besteht eine geringe Abhängigkeit des

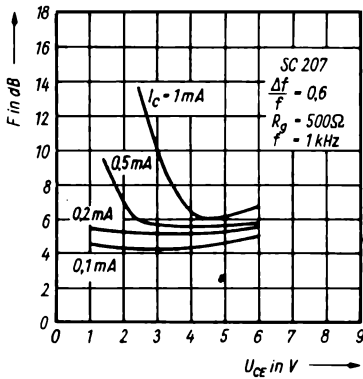


Bild 3.22
Rauschfaktor des Si-npn-Transistors SC 207
als Funktion des Arbeitspunkts

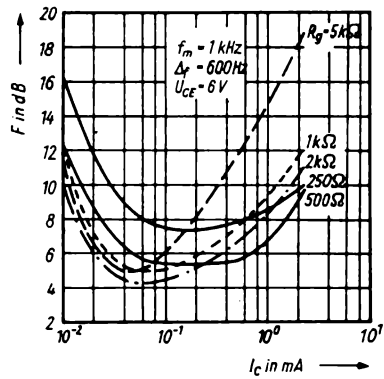


Bild 3.23
Schmalbandrauschfaktor des SC 207 als
Funktion von Kollektorstrom und Generator-
widerstand

Rauschfaktors von U_{CE} bei kleinem I_C . Für rauscharme Eingangsstufen sind also Transistoren mit großer Stromverstärkung bei kleinem I_C günstig, die man bei $U_{CE} = 0,9 \dots 3$ V betreibt. Die Kurven sind mit $\Delta f = 600$ Hz bei $f_m = 1$ kHz und einem Generatorwiderstand von 500Ω gemessen. Das gleiche trifft für die Kurven im Bild 3.23 zu, bei denen die Parameter Generatorwiderstand R_g und Kollektorstrom I_C variiert wurden. Es ist zu erkennen, daß sich das Minimum des Rauschfaktors bei hohem Generatorwiderstand zu kleineren Kollektorströmen hin verschiebt und absolut immer oberhalb 4 dB liegt.

Für einen Si-Hochfrequenztransistor SF 132 ist im Bild 3.24 der Frequenzgang des Rauschfaktors bei optimalen Bedingungen dargestellt. Es sind die optimalen Werte für Generatorwiderstand und Kollektorstrom bei $U_{CE} = 6$ V eingestellt, es ergibt sich im Bereich von 10 kHz bis etwa 5 MHz ein Rauschfaktor kleiner 3 dB. Oberhalb 10 MHz ist ein starker Anstieg des Rauschens festzustellen.

Beim Sperrschicht-FET bestehen zwei Rauschquellen, ein Rauschspannungsge-

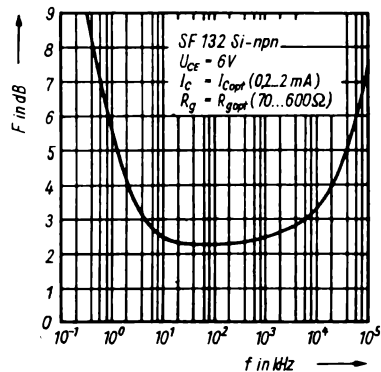


Bild 3.24
Rauschfaktor des Si-Transistors SF 132 bei
optimalen Bedingungen

nerator u_r und ein Rauschstromgenerator i_r . Es gilt für das Stromrauschen am Gate:

$$\bar{i}_G^2 = 2q_e I_G \Delta f$$

mit q_e = Ladung des Elektrons
= $1,6 \cdot 10^{-19}$ C und $I_G \approx I_{GSS}$ sowie Δf die

Verstärkerbandbreite. Für das thermische Kanalrauschen gilt

$$\bar{u}_{th}^2 = 4kT(1/S_m)\Delta f$$

mit S_m = Steilheit des FET. Bezieht man die Größen auf eine Bandbreite von 1 Hz, gilt

$$u_r = \sqrt{\bar{u}_r^2/\Delta f} = \frac{\sqrt{\bar{u}_{r,a}^2}}{R_L} \cdot \frac{1}{S_m},$$

wenn man die Rauschspannung am Lastwiderstand R_L mißt. Die Leistungsverstärkung beträgt $V_p = V_u^2(R_g/R_L)$, und damit wird der zusätzliche Rauschfaktor eines FET:

$$F_z = \frac{V_u^2 u_r^2 R_L}{V_u^2 \left(\frac{R_g}{R_L} \right) \frac{4kTR_g\Delta f}{R_g}}$$

und ein Minimum mit $R_{g,opt} = u_r/i_r$.

Im Bild 3.25 sind die mit einem modernen Sperrschicht-FET erreichbaren Rauschfaktoren als Funktion des Generatorwiderstands für 3 Meßfrequenzen angegeben. Durch Einsatz von Sperrschicht-FETs in NF-Eingangsstufen kann das Funkelrauschen verringert werden. Speziell bei Eingangswiderständen über 20 k Ω ist der Einsatz vorteilhaft (2 N 3823 oder Äquivalent). Bei Operationsverstärkern gibt man in den Datenblättern ebenfalls Rauschkennwerte an. Der Nutzer dieser Baugruppen sollte sich danach orientieren, denn besonders das Funkelrauschen spielt bei hochempfindlichen Stufen eine Rolle. Für den integrierten Schaltkreis A 202 D ist im Bild 3.26 das Eingangsrauschen angegeben, da es für den Einsatz dieses IS in Magnetbandgeräten eine Rolle spielt. Die äquivalente Eingangsrauschspannung beträgt

$$u_{tr} = \frac{u_{a,r}}{V_u(1 \text{ kHz})}.$$

Die im Bild dargestellte Abhängigkeit bezieht sich auf eine Spannungsverstärkung

von 60 dB für eine 6-dB-Meßbandbreite von 300 Hz...15 kHz. Der Bauelementstreibereich ist angegeben, unterhalb 300 Hz bis etwa 30 Hz vergrößert sich das Rauschen um 10 dB.

Man kann mit einem Eingangsrauschen von rund 1 μ V rechnen, dieser Wert gibt den maximal erzielbaren Signal-Rausch-Abstand für das Tonbandgerät an.

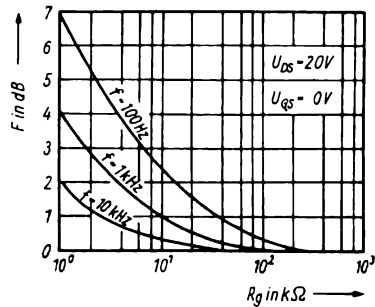


Bild 3.25
Rauschfaktor eines Sperrschicht-FET als Funktion des Generatorwiderstands, Arbeitsfrequenz als Parameter

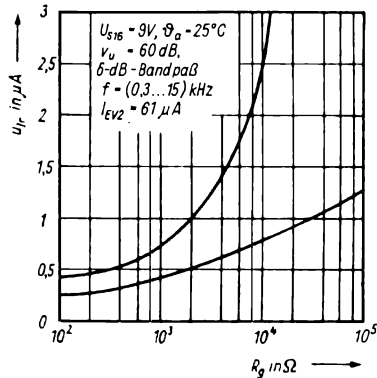


Bild 3.26
Äquivalente Eingangsrauschspannung als Funktion des Generatorwiderstands für den Analogschaltkreis A 202 D

Geringes Eigenrauschen aller Halbleiterbauelemente ist die Grundlage für hochempfindliche Verstärker und Empfänger, daher sind alle technologischen und technischen Möglichkeiten zur Verbesserung der Rauschkenngößen einzusetzen. Wenn man die Verringerung der Eigenrauschtemperatur von HF-Empfängern seit 1940 betrachtet, dann sind Verbesserungen um 2...3 Größenordnungen erreicht worden, was besonders für die Weitbereichs-Radartechnik, bei Richtfunkgeräten, Satellitennachrichtensystemen und zur Funkaufklärung und -überwachung zu bedeutenden Erweiterungen des Einsatzbereichs geführt hat. Geringe Rauschzahlen im NF-Gebiet sind auch Voraussetzung für hochwertige Konsumgüter, wie Stereoanlagen, Magnetbandgeräte oder HiFi-Verstärker.

Durch Verwendung sowohl von Feldefektbauelementen als auch bipolaren Transistoren und speziell dimensionierten integrierten Schaltkreisen lassen sich heute im gesamten nutzbaren Frequenzbereich annehmbare Rauschzahlen erreichen und stabil realisieren.

3.10. Schaltverhalten

Dieselben Eigenschaften des realen Transistors (oder aktiven Elements in einer IS), die bei hohen Frequenzen die Verstärkung beeinflussen (Sperrschichtkapazitäten, Durchgangskapazität C_{BC} in Emitterschaltung, der Miller-Effekt; d. h. die Vergrößerung der Kapazität am Eingang durch die Verstärkung der Stufe), und die parasitären Kapazitäten von Quelle und Last in Kombination mit dem Basisbahnwiderstand begrenzen auch die Schaltschnelligkeit einer Transistor- oder IS-Impulsschaltung. Die Hersteller von IS-Serien haben durch die Auslegung der Strukturen auf dem Chip und die elektrische Schaltung diese Probleme innerhalb digitaler Schaltungen gelöst, und man

kann von einer mittleren Gatterverzögerungszeit von 5...10 ns bei der Konzipierung von Baugruppen ausgehen. Wenn man aber IS mit diskreten Schalttransistoren koppelt, können Schwierigkeiten auftreten, da Transistorschaltstufen oft langsamer schalten als IS. Wenn man z. B. einer TTL-Schaltung eine Leistungsschaltstufe nachsetzt, kann deren «Eigenverzögerung» 100mal größer sein als die Gatterverzögerungszeit des IS.

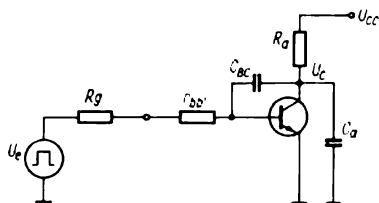


Bild 3.27
Transistor-Schaltstufe (Inverter)

Im Bild 3.27 ist eine Schaltstufe mit einem gesättigten Transistor, der als Inverter geschaltet ist, dargestellt. Sie wird von einem Impulsgenerator mit dem Innenwiderstand R_g durch Impulse mit sehr steilen Flanken angesteuert. $r_{bb'}$ ist der innere Basisbahnwiderstand, der bei guten Schalttransistoren in der Größenordnung von 5...10 Ω liegt. C_{BC} ist die Basiskollektorkapazität oder Durchgangskapazität, und R_a ist der Lastwiderstand. Die kapazitive Komponente des Lastkreises ist C_a . Die Effekte, die die endliche Größe von R_a bewirkt, können in Betracht gezogen werden, wenn man diesen zum Innenwiderstand der Betriebsspannungsquelle U_{CC} erklärt. C_{CE} und C_{BE} werden vernachlässigt, weil durch den Millereffekt C_{BC} die bestimmende kapazitive Komponente wird. Bild 3.28 zeigt die für diese Schaltung typische Form des Ausgangsimpul-

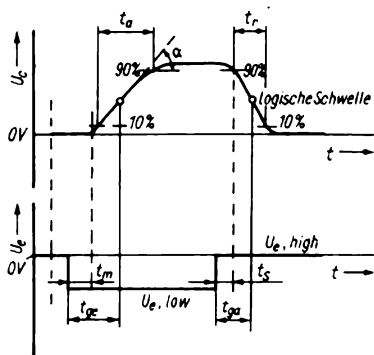


Bild 3.28
Ausgangsimpulsform eines bipolaren Transistorschalters

ses für einen exakt rechteckigen Steuerimpuls. Die Vorderflanke t_a ist als die Anstiegszeit zwischen 10 % und 90 % der maximalen Ausgangsamplitude definiert, genau wie die Rückflanke t_r . Besonders zu beachten ist die Rekombinationszeit der Minoritätsladungsträger in der Basiszone t_m , die notwendig ist, damit der Transistor aus der Sättigung in den linearen Leitfähigkeitszustand gelangt.

Dieser Wert ist größer als die Zeitdauer t_s , die der Schalttransistor benötigt, um aus dem gesperrten Zustand zu gelangen. In der digitalen Logik gibt man oft die Gattereinschalt- und -ausschaltverzögerungszeiten t_{ge} und t_{ga} an.

Nach Übergang des Eingangssignals in den Zustand L und nach Verstreichen von t_m beginnt die Kollektorspannung anzusteigen. Zwei Effekte begrenzen die Schnelligkeit des Anstiegs:

- R_a multipliziert mit C_a und C_{BC} ergibt eine Zeitkonstante τ_a , die ein exponentielles Anwachsen der Spannung bis zum Wert U_{CC} definiert.
- Wenn die Schnelligkeit dieses Anstiegs groß ist, ergibt sich als Resultat des Stromflusses durch C_{BC} eine positive Basisspannung, die durch Gegenkopp-

lung den Kollektorspannungsanstieg bremst. Wenn das auftritt, wirkt die Stufe als Integrator, und das Signal am Kollektor steigt linear an.

Eine einfache Berechnungsmethode besteht in folgendem:

1. Man ermittelt die Anstiegssteilheit der Kollektorspannung für die «Begrenzung durch Integration» nach der Formel

$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{U_{BE} - U_{IL}}{C_{BC}(R_g + r_{bb'})}$$

2. Man bestimmt die Kollektorspannung U_x , bei der die Ausgangsspannung am Kollektor vom linearen in den exponentiellen Verlauf übergeht, nach der Formel

$$U_x = U_{CC} - \left(\frac{U_{BE} - U_{IL}}{R_g + r_{bb'}} + C_a \frac{dU_C}{dt} \right) R_a$$

Wenn U_x negativ wird, bedeutet das, daß der Anstieg rein exponentiellen Charakter hat. Nach einer Verzögerungszeit t_s nach Übergang des Eingangssignals von L auf H beginnt die Kollektorspannung des Transistors bis zum Sättigungsniveau abzufallen. Für den Kollektorstrom I_C ergibt sich nach einigen einfachen Rechnungen die Beziehung

$$I_C = \left(\frac{U_{IH} - U_{BE}}{R_g + r_{bb'}} + C_{BC} \frac{dU_C}{dt} \right) h_{21e} \\ = \frac{U_{CC} - U_C}{R_a} - (C_a + C_{BC}) \frac{dU_C}{dt}$$

Die erste Klammer ist der Basisstrom multipliziert mit dem Stromverstärkungsfaktor und die zweite Klammer der Strom durch R_a minus Ladestrom von C_a . Dabei ist zu berücksichtigen, daß dU_C/dt negatives Vorzeichen hat. Nach Umformung ergibt sich:

$$-\frac{dU_C}{dt} = \frac{1}{C_a + (h_{21e} + 1) C_{BC}} \cdot K^*$$

$$K^* = \left(\frac{U_{IH} - U_{BE}}{R_g + r_{bb'}} h_{21e} - \frac{U_{CC} - U_C}{R_a} \right).$$

Die Verzögerungszeit und Minoritätsladungsträgerdiffusion spielen im Eingangskreis eine Rolle. Die Zeitkonstante für den Basiskreis ergibt sich zu

$$\tau \approx (R_g + r_{bb'})(C_{BC} + C_{BE}).$$

Bei sehr schnellen Schaltvorgängen können auch die Eigenzeitkonstanten der pn-Übergänge bedeutsam werden. Bei einem gesättigten Transistor wird Ladung im Basisraum gespeichert, deren Abtransport unter dem Einfluß eines Potentials nahe Null oder negativ lange dauert. Man muß also den Basisstrom in der Zeit der Sättigung klein halten, es gilt für die Zeit t_s die Beziehung

$$t_s = K \ln \frac{I_{B, \text{sätt}} - I_{B, \text{aus}}}{(I_C/h_{21e}) - I_{B, \text{aus}}},$$

$I_{B, \text{aus}}$ ist ein Basisrückstrom, der die Ladung im Basiskreis abführt. K wird durch die Minoritätsträgerlebensdauer bestimmt. Die Rekombinationszeit t_s kann einige 100 ns betragen, bei Leistungstransistoren sogar einige 100 μ s. Sie ist damit etwa eine Größenordnung länger als die Einschaltverzögerung t_m . Durch Vermeiden der Sättigung kann t_s verringert werden, bei TTL-Schaltkreisen verhindert man die ausgangsseitige Sättigung durch Einbringen einer Schottky-Diode zwischen Kollektor und Basis, wie in Bild 3.29a dargestellt. Diese Diode schaltet schnell und leitet den Basisstrom ab,

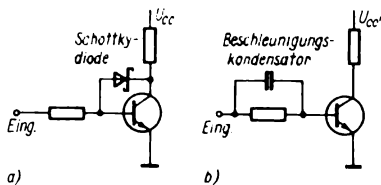


Bild 3.29
Schaltstufen mit größerer Schaltschnelligkeit;
a – mit Schottky-Diode (TTL-LS-Serie), b –
mit Beschleunigungskondensator

wenn der Transistor nahe der Sättigung ist und das Kollektorpotential niedriger als das Basispotential wird. Der Spannungsabfall in Vorwärtsrichtung über eine Schottky-Diode ist nämlich kleiner als der über die Kollektor-Basis-Sperrschicht. Diese Logik wird bei der leistungsarmen TTL-Serie zur Verkürzung der Umschaltzeiten eingesetzt, man nennt die Serie 74 LS Low-power-Schottky-TTL.

Bild 3.29b zeigt die Anwendung eines Beschleunigungskondensators im Basiskreis (etwa 10...100 pF). Dieser erzeugt zusätzliche Stromimpulse, die ein Leeräumen der Basis bewirken, wenn der Transistor gesättigt ist, und ein schnelles Ansteigen des Stromes hervorrufen, wenn der Transistor eingeschaltet wird. Bei Anwendung dieser Schaltungsart nimmt die eingangsseitige Schaltschnelligkeit ab und die ausgangsseitige zu. Man kann die Wirkung dieses Kondensators auch als frequenzkompensierten Spannungsteiler betrachten.

Im Bild 3.30a ist ein Leistungstransistor zur Erzeugung eines Hochspan-

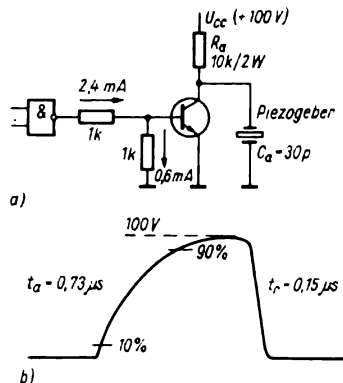


Bild 3.30
Beispiel für eine Hochvoltschaltstufe mit
TTL-Ansteuerung; a – Schaltbild, b – Kur-
venform des Ausgangsimpulses bei TTL-
Steuerimpulsen mit $t_a = t_r = 5$ ns

nungsimpulses für einen Piezowandler aus einem TTL-Steuersignal dargestellt, die erzeugte Impulsform zeigt Bild 3.30b. Für den Ausgang des TTL-IS gilt:

$$U_{OH} = +3,0 \text{ V} \quad Z_O = 30 \Omega, \\ U_{OL} = +0,2 \text{ V} \quad Z_O = 10 \Omega.$$

Die Spannungspegel an der Basis des Leistungsschalttransistors betragen $U_H = 1,5 \text{ V}$ und $U_L = 0,1 \text{ V}$ bei $R_g = 500 \Omega$. Der verwendete Transistor hat $I_{Cmax} = 1,5 \text{ A}$, $U_{Cmax} = 150 \text{ V}$, $C_{BC} = 2,7 \text{ pF}$ und h_{21e} bei $1 \text{ MHz} = 100$.

Wir bestimmen nach der Formel für den «Integrator» die Größe $dU_C/dt \approx 450 \text{ V}/\mu\text{s}$, daraus folgt für die Anstiegszeit t_a :

$$t_a = \frac{0,8 U_{CC}}{dU_C/dt} \approx 180 \text{ ns}.$$

Jetzt wird die Spannung am Kollektor bestimmt, bei der der Übergang vom linearen in den exponentiellen Teil erfolgt. Es ergibt sich $U_x = -50 \text{ V}$, damit ist der Prozeß für t_a rein exponentiell. Die Kollektorkreiszeitkonstante $R_a(C_a + C_{BC})$ ergibt sich zu 330 ns und daraus die Zeit t_a zu $2,2 R_a(C_a + C_{BC}) = 730 \text{ ns}$. Für die Rückflanke benutzt man die Formel $-dU_C/dt$ und erhält für diesen Steilheitswert $530 \text{ V}/\mu\text{s}$, was dann zu $t_r = 0,8 U_{CC}/(dU_C/dt) = 150 \text{ ns}$ führt. Damit wird der Anstieg durch den Kollektorkreiswiderstand R_a und die Lastkapazität bestimmt, während der Abfall durch die Rückkopplungskapazität C_{BC} und den Generatorwiderstand R_g bestimmt wird.

Betrachtet man das Ausgangskennlinienfeld eines im Schaltbetrieb arbeitenden npn-Transistors nach Bild 3.31, so erkennt man den aktiven Bereich zwischen den Punkten A und B. Der Punkt B liegt am Schnittpunkt der Grenzgeraden $1/r_{sat}$ ($r_{sat} = U_s/I_{CS}$), bei einem Si-HF-Planartransistor ist $U_s = 350 \text{ mV}$ und $I_{CS} = 200 \text{ mA}$, das ergibt $r_{sat} = 1,75 \Omega$. Der andere Grenzpunkt des aktiven Gebiets

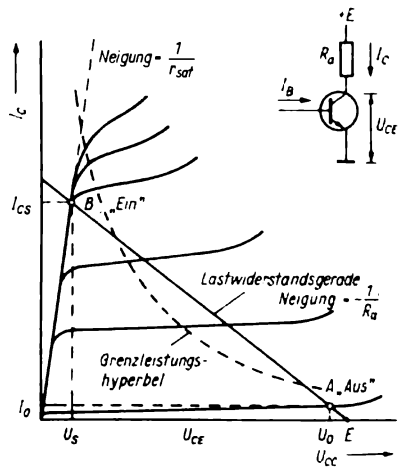


Bild 3.31
Ausgangskennlinienfeld eines Schalttransistors

liegt bei I_0 und einer hohen Spannung, die sich im Schnittpunkt $I_B = 0$ ergibt. Beim schon erwähnten HF-Planartransistor liegt I_0 bei 25 nA und U_0 bei 20 V .

Der Begrenzungsfaktor für die umzusetzende Leistung in einer bipolaren Transistor-Schaltstufe ist die Sperrschichttemperatur. Aus Bild 3.31 folgt, daß ein Teil der Lastwiderstandsgeraden oberhalb der Grenzleistungshyperbel liegt, d. h. eigentlich nicht zulässig ist. Die Forderung an die Schaltung ist dann, daß der Weg zwischen den Punkten A und B möglichst schnell durchlaufen wird, damit der Leistungsanteil oberhalb der Hyperbel klein bleibt. Bild 3.32 zeigt die Zeitverläufe von U_C und I_C in linearisierter Form. Die Kollektorverlustleistung ergibt sich allgemein zu

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \cdot dt$$

$$\text{oder weiter } P = I_s U_s + (\Delta U I_s - U_s \Delta I) \cdot \left(\frac{2 t_{aus} + t_a + t_r}{2 T} \right) - \Delta U \Delta I \left(\frac{3 t_{aus} + t_a + t_r}{3 T} \right).$$

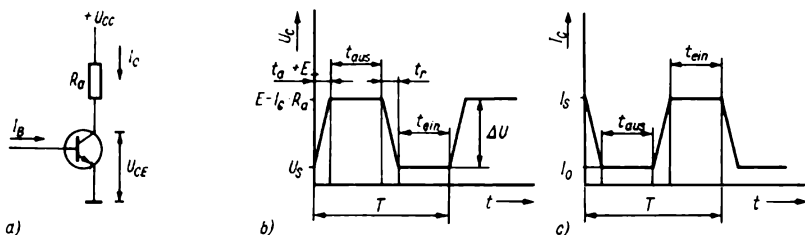


Bild 3.32

Linearisierte Schaltvorgänge beim Schalttransistor; a – Grundsaltung, b – Kollektorspannungsverlauf, c – Kollektorstromverlauf

Mit $\Delta U = U_{CC} - I_0 R_a - U_S$, $\Delta I = I_S - I_0$ und $T = t_a + t_r + t_{aus} + t_{ein}$.

Mit $U_S = 0$ und $I_0 = 0$ ergibt sich die Leistung während des Umschaltens zu

$$P = \frac{U_{CC} I_S}{6} \left(\frac{t_a + t_r}{T} \right).$$

Steigert man die Impulsfolgefrequenz so, daß $t_{aus} = t_{ein} = 0$ wird, ergibt sich der Grenzfall $T = t_a + t_r$, und bei einem Si-Transistor mit 50 ns Flankensteilheit für t_a und t_r wird die maximale Impulsfolgefrequenz $f_i = 10$ MHz und dabei die Verlustleistung bei $U_{CC} = 6$ V $I_S = 10$ mA nach obiger Formel $P = 6 \text{ V} \cdot 0,01 \text{ A} / 6 = 10 \text{ mW}$. Wenn höhere Leistungen umgesetzt werden müssen, wird ein Kühlkörper eingesetzt, der unterhalb der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur die umsetzbare Leistung zu vergrößern gestattet.

Hier gilt die Beziehung

$$P_T = P \left(\frac{\vartheta_j - \vartheta_u}{\vartheta_j - 25} \right),$$

P_T ist die maximal zulässige Leistung bei der Umgebungstemperatur ϑ_u und P die maximale Datenblatt-Leistung des eingesetzten Transistors.

Zur Vermeidung der durch Ladungsspeicherung hervorgerufenen Verzögerungszeit bei Schaltstufen muß die Sättigung vermieden werden. Sättigung wird

durch Übersteuerung der Basis hervorgerufen, und man kann entweder die Kollektorspannung auf einen Wert U_D mit Hilfe einer Klemmdiode festhalten oder die Schaltung zur Kontrolle von I_B nach Bild 3.33 anwenden. Die Diode liegt an einer Anzapfung des Basiskreiswiderstands zum Kollektor. Wenn die Kollektorspannung unter die Spannung an der Anzapfung fällt, leitet die Diode und bringt Basisstrom in den Kollektorkreis. Damit wird der Spannungsabfall über R_2 annähernd $I_C R_2 / h_{21e}$, da der Strom in R_2 gleich I_B ist. Mit fallendem I_C oder steigendem h_{21e} gelangt der Schalttransistor näher an die Sättigung. Es gilt für U_{CE} die Formel:

$$U_{CE} \approx \frac{R_2 U_{CC}}{R_a h_{21e} + R_2} \approx \frac{U_{CC} R_2}{R_a h_{21e}}$$

mit $U_{CE} \ll U_{CC}$.

Beim Feldeffekttransistor als Schalter fällt die Verzögerung durch die Basisladungsspeicherung weg, da er ein unipolares Bauelement ist. Die beiden Grundtypen Verarmungs- und Anreicherungs-FET besitzen unterschiedliche Ausgangs-

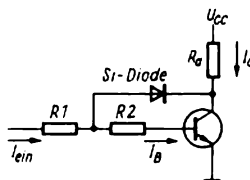


Bild 3.33

Schaltung zur Vermeidung der Sättigung

kennlinien, wie die Bilder 3.34 und 3.35 zeigen. Beim Anreicherungs-FET ist der Drainstrom Null, wenn die Gatespannung Null ist. Es fließt erst dann ein Strom, wenn sich die Inversionsschicht im Gate-Kanal aufgebaut hat, und das ist bei etwa $U_{GS} > 5 \text{ V}$ der Fall. Bei diesem

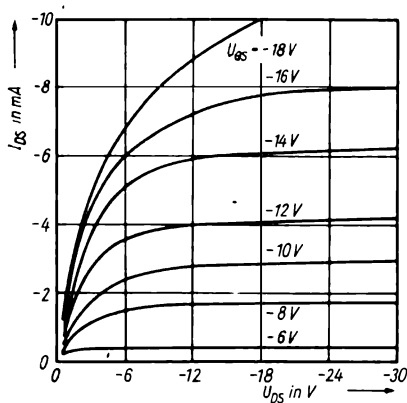


Bild 3.34
Ausgangskennlinienfeld eines Anreicherungs-FET

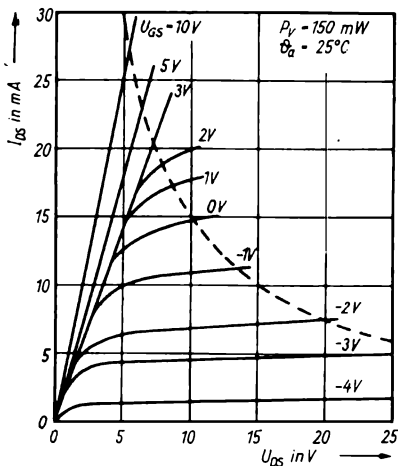


Bild 3.35
Ausgangskennlinienfeld eines Verarmungs-FET (Depletion-FET)

Typ haben Gate- und Drainspannung die gleiche Polarität. Die Ähnlichkeit der Ausgangskennlinien mit denen bipolarer Schalttransistoren ist erkennbar. Da alle FET-Bauelemente spannungsgesteuert sind, ergibt sich eine vernachlässigbar kleine Steuerleistung. Die Steilheit der Übertragungsfunktion ist jedoch meist eine Größenordnung kleiner als beim bipolaren Transistor, so daß die Leistungsverstärkung einer FET-Leistungsstufe nicht groß ist. Bei geeigneter technologischer Gestaltung (VMOS oder HEXFET) lassen sich sehr kleine Widerstände im eingeschalteten Zustand (R_{EIN}) realisieren, damit wird der Wirkungsgrad einer FET-Schaltstufe hoch. Bild 3.36 zeigt die Ersatzschaltbilder für die Zustände «Ein» und «Aus» des FET. Im eingeschalteten Zustand bestimmen das Schaltverhalten die Kapazitäten C_{DG} und C_{GS} (zusammen mit Streukapazitäten in der Schaltung) sowie die stromabhängigen Widerstände $r_{D, \text{ein}}$ und r_{DB} sowie r_{SB} (Drain- und Sourcebahnwiderstände). Im ausgeschalteten Zustand sind das die in Sperrrichtung auftretenden Kapazitäten $C_{DG'}$ und $C_{GS'}$ (etwas kleiner als C_{DG} und C_{GS}), die treibenden Stromquellen I_{GD0} und I_{GS0} und der sehr hohe Sperrwiderstand r_{aus} . Als Näherung für $r_{D, \text{ein}}$ kann man den Quotienten aus Abschnürspannung und Drain-Source-Sättigungsstrom ansehen. Leistungs-FETs haben gegenüber bipolaren Transistoren folgende Vorteile:

- besseren Frequenzgang,
- bessere thermische Stabilität der Parameter,
- keinen «zweiten Durchbruch» der Kollektorsperrschicht und
- einfachere Ansteuerung.

Bild 3.37a zeigt eine Ansteuerschaltung mit einem RC-Beschleunigungsglied. Der Leistungs-MOSFET kann Drainströme bis 3 A bei einer Drain-Source-Spannung um 100 V schalten, dabei beträgt die Gate-Verzögerungszeit 40 ns und die Zeiten $t_a = 100 \text{ ns}$ und

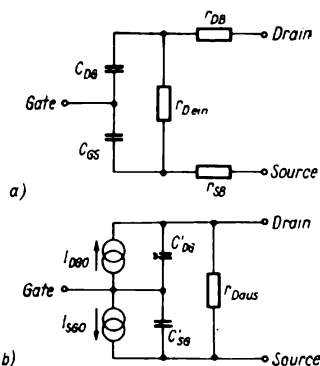


Bild 3.36

Ersatzschaltbild des FET; a – im eingeschalteten Zustand, b – im ausgeschalteten Zustand

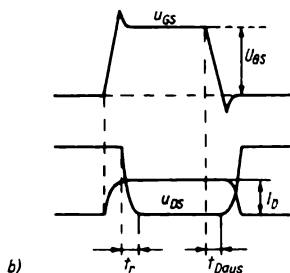
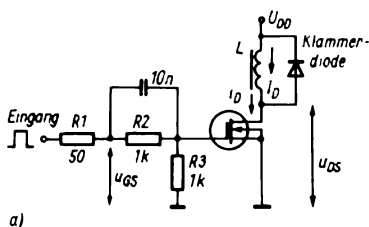


Bild 3.37

Leistungs-MOSFET-Stufe mit induktiver Last; a – Schaltbild, b – idealisierte Strom- und Spannungsverläufe

$t_r = 50$ ns. Die Ausschaltverzögerungszeit – die Zeitverläufe dieser Schaltstufe sind in Bild 3.37b dargestellt – beträgt 60 ns, und es ist zu erkennen, daß beim Einschalten zuerst der Strom I_D ansteigt

und dann erst die Drain-Source-Spannung abfällt. Aus den angegebenen Werten ist ersichtlich, daß ein Leistungs-MOSFET etwa 10mal schneller schaltet als ein bipolarer Leistungstransistor. Er kann also z. B. in Schaltnetzteilen bis zu Schaltfrequenzen von 500 kHz eingesetzt werden, was die Größen der induktiven Bauelemente wesentlich zu verringern gestattet. Der MOSFET ist frei vom «zweiten Durchbruch» der bipolaren Schalttransistoren, weil die Trägerbeweglichkeit bei Erwärmung abnimmt und daher der MOSFET einen positiven Temperaturkoeffizienten aufweist. Die Steilheit des MOSFET ist bei maximalem Strom I_D am größten, während die Großsignalverstärkung h_{21E} des bipolaren Leistungstransistors bei hohem Strom abnimmt. Die Parallelschaltung mehrerer Leistungs-MOSFETs ist ohne weiteres möglich. Es ist beim Einsatz lediglich darauf zu achten, daß die im Datenblatt angegebenen maximalen Gatespannungen nicht überschritten werden, ggf. sind schnelle Zenerdioden zur Begrenzung einzusetzen. Als Beispiel für einen solchen Transistor soll der sowjetische *KП 904А* dienen, der bei $I_D = 1$ A und $U_D = 50$ V eine Steilheit von 250 mA/V aufweist und bei dem $C_{GS} = 200$ pF ist. Die maximal zulässigen Werte sind: $U_{DS} = 70$ V, P_{max} bei $+25^\circ\text{C}$: 75 W. Setzt man diesen Transistor als HF-Leistungsverstärker ein, dann weist er bei $P_{HF} = 50$ W und $f = 60$ MHz eine Leistungsverstärkung von 20 dB auf. Will man einen Leistungs-MOSFET mit einem Impuls ansteuern, der eine flache Einschaltflanke und eine steile Abschaltflanke hat, dann ist die Verwendung eines Schmitt-Triggers auf der Basis des Zeitgeberschaltkreises *B 555* und eines RC-Gliedes mit Diode anzuraten, wie es im Bild 3.38 dargestellt ist. Die komplementäre Treiberstufe ist für die erforderliche Steuerleistung auszulegen. Es genügen Si-Transistoren im TO-5-Gehäuse mit $P_C = 300$ mW.

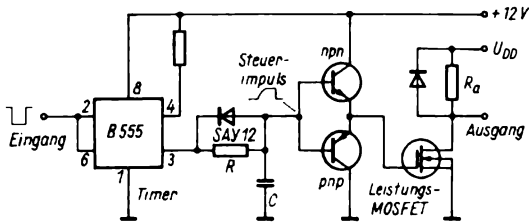


Bild 3.38
Zeitgeberschaltkreis und Komplementärstufe zur Ansteuerung eines MOSFET-Schalters

3.11. Messung von Transistorkennwerten

Vor dem Einsatz eines Transistors oder IS sollte der Amateur die Einsatzfähigkeit des Bauelements prüfen. Meistens werden dazu Gleichstromparameter, seltener HF- oder Rauschparameter gemessen. Wie früher Röhrenprüfgeräte sind von der DDR-Elektronikindustrie auch Transistor- und Schaltkreisprüfgeräte hergestellt worden, leider sind jedoch billige industrielle Amateurprüfgeräte – wie sie in der Sowjetunion erhältlich sind – nicht verfügbar. Ausnahme bildet ein Vielmessgerät mit Transistorprüfmöglichkeit der Firma *Klingental-Musikelektronik* des Typs UNITEST 1.

Bevor einfache Prüfgeräte beschrieben werden, einige Ratschläge für die richtige Behandlung von Transistoren, denn man kann diese Bauelemente auch leicht «totprüfen».

- Es darf keine höhere Kollektorspannung angelegt werden, als in den Daten mit $U_{C,max}$ angegeben, sonst schlägt die Kollektorsperrschicht durch. Große Induktivitäten im Kollektorkreis sind auch zu vermeiden, da beim Abschalten des Stroms eine Spannung $U_L = dI/dt$ auftritt, die gleiche Wirkung haben kann.
- Bei Vorstufentransistoren empfehlen sich ein Kollektorstrom unter 5 mA und eine Spannung bis 5 V. Die Kollektorverlustleistung beim Messen sollte $0,1P_C$ nicht übersteigen. Die Verbindung Transistor – Prüfgerät sollte

über eine geeignete Fassung erfolgen, ein Abbiegen der Transistoranschlüsse direkt am Gehäuse ist unzulässig, beim Benutzen von Laborschnüren können Kurzschlüsse auftreten.

- Beim Messen ist darauf zu achten, daß der Transistor nicht in der Nähe warmer Gegenstände liegt, sonst werden falsche Werte gemessen. Vor jeder Messung ist die Versorgungs- oder Meßspannung zu kontrollieren und auf den Sollwert einzustellen. Bei Prüfgeräten mit Netzanschluß ist auf gute Erdung und Isolation zu achten.
- Bei integrierten Schaltkreisen sind die Versorgungsspannungen exakt einzuhalten, und es sind Grundfunktionen zu prüfen.

Es gibt mehrere Arten von Transistorprüfgeräten:

- a) Gleichstrom-Transistorprüfgeräte für β und I_{CE0} ,
- b) Gleichstrom-Meßgeräte mit einstellbarem Arbeitspunkt,
- c) Wechselstrom-Meßgeräte für Hybridparameter,
- d) Meßgeräte für einzelne wichtige Parameter, wie Kollektorkapazität, Grenzfrequenz oder Schaltverhalten, und
- e) Meßplätze für die Hochfrequenzparameter bis zur Grenzfrequenz.

Für den Amateur sind Geräte der Gruppen a) bis d) interessant. Zunächst soll beschrieben werden, wie man sich mit einfachsten Mitteln selbst helfen kann.

3.11.1. Einfache Meßgeräte

Meist besitzt der Amateur ein Vielfachinstrument oder wenigstens ein Milliampere-meter. Damit lassen sich Dioden und Transistoren einfach prüfen. Man kann Sperrschichten auch mit einem Ohmmeter testen, wenn dieses etwa 1,5 V Spannung und Ströme bis 5 mA zur Widerstandsmessung benutzt. Kennt man das Gerät nicht, sollte man zuerst mit einem hochohmigen Voltmeter die Klemmen-spannung am Ohmmeter messen und danach mit einem Strommeßgerät den fließenden Kurzschlußstrom. Ein Isolations-messer ist zur Prüfung von Halbleiterbau-elementen völlig ungeeignet, da er Meß-spannungen bis 1000 V benutzt, um Widerstände im Megaohmbereich mes-sen zu können. Geht man mit einer An-schlußschnur des Ohmmeters an die Bas-is des zu prüfenden Transistors und mit der anderen einmal an den Kollektor und anschließend an den Emittor, so muß einmal ein hoher und dann ein niedriger Widerstand angezeigt werden – da ja die Kollektor-Basis-Sperrschicht in Sperr-richtung, die Basis-Emittor-Sperrschicht hin-gegen in Durchlaßrichtung betrieben wird. Wird das andere Kabel an die Basis gelegt, dann müssen sich die Verhältnisse umkehren. Ist z. B. der Ohmmeter-Aus-schlag an der Basis-Emittor-Strecke in beiden Fällen gleich groß, dann ist diese Sperrschicht durchgeschlagen. Zeigt das Ohmmeter bei der Überprüfung der Kol-lektorsperrschicht in beiden Richtungen einen hohen Widerstand an, dann ist der Kollektoranschluß möglicherweise durch Stromüberlastung abgeschmolzen. In bei-den Fällen ist der geprüfte Transistor unbrauchbar.

Ein einfaches Verfahren zur Messung der Sperrschichten von Dioden und Transistoren ist der Nachweis der Gleich-richtwirkung beim Anlegen von Wechsel-spannung. Bild 3.39 zeigt eine einfache Schaltung mit einem Klingeltransforma-

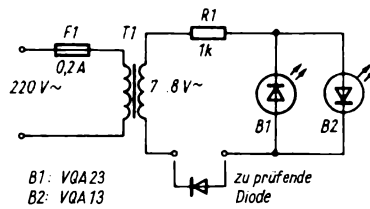


Bild 3.39
Einfaches Prüfgerät für Halbleiterdioden

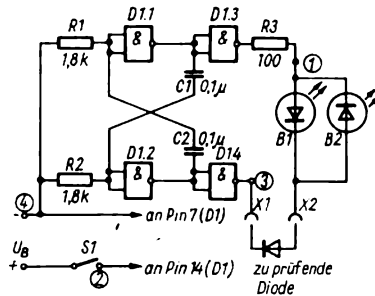


Bild 3.40
Prüfgerät für Sperrschichten mit Batterie-betrieb

tor. Man schaltet über einen strombe-grenzenden Vorwiderstand und zwei anti-parallel geschaltete Leuchtdioden (z. B. mit den Farben rot und grün) die zu prü-fende Sperrschicht oder Diode an die Se-kundärwicklung des Klingeltransforma-tors an. Im Falle des Kurzschlusses leuchten beide LEDs, im Falle des offe-nen Bauelements keine und bei in Ord-nung befindlicher Sperrschicht je nach Polung die rote oder die grüne LED. Steht kein Netzanschluß zur Verfüg-ung, dann kann eine Wechselspannung z. B. mit einem TTL-Schaltkreis D 100 (7400) nach der Schaltung des Bildes 3.40 erzeugt werden. Die beiden Gatter D 1.1 und D 1.2 bilden einen Multivibrator, die beiden anderen Gatter D 1.3 und D 1.4

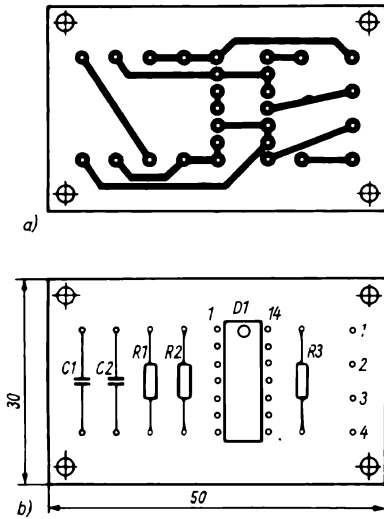


Bild 3.41
Aufbauvorschl g für das Prüfgerät nach
Bild 3.40; a – Leiterplatte, b – Bestückungs-
plan

bilden Leistungsverstärker, die den erzeugten Wechselstrom (Rechteckimpulsspannung)  ber einen Vorwiderstand im Bereich 50...200 Ω den beiden antiparalle geschalteten Leuchtdioden zuführen. Die zu prüfende Sperrschicht liegt in Reihe mit diesen Dioden am Gatterausgang. Bild 3.41 zeigt eine mögliche Leiterplatten- und Bestückungsvariante für dieses einfache Prüfgerät.

Um die volle Funktion des Transistors prüfen zu können, muß seine Stromverstärkung gemessen werden. Die Schaltung eines Sperrschwingerpr fger tes mit Umschaltung des Leitfähigkeitstyps zeigt Bild 3.42. Ein Sperrschwinger erzeugt kurze Impulse mit längeren Pausen, als Rückkopplungsnetzwerk dienen ein Transformator und der RC-Kreis $R_1 R_2 C_1$. Mit R_1 (‐Basisstrom‐) wird der Schwingeinsatzpunkt geregelt, der von der Stromverstärkung abhängt (bei großem h_{21} tritt Selbsterregung bei höherem

Wert von R_1 auf). An einer weiteren Wicklung des Sperrschwingertransformators treten auch kurze Impulse auf, deren Polarität von der Art des zu messenden Transistors, npn- oder pnp-Typ, abhängt. Benutzt man als Transformator einen E/I-20-Kern, dann erhält die Kollektorwicklung 100 Wdg. 0,2 CuL, die Basiswicklung 200 Wdg. 0,15 CuL und die Anzeigewicklung 30 Wdg. 0,3 CuL. Für den Luftspalt wird ein Blatt Schreibpapier zwischengelegt.

Nach einer solchen Vorprüfung mit derartigen einfachen Testern auf Funktionsfähigkeit kann mit der Messung der Kennwerte begonnen werden. Die beiden Kenngrößen Kollektorreststrom und Stromverstärkung in Emitterschaltung definieren das thermische und verst rkungsm  ige Verhalten des Transistors in der Praxis. Für einen ‐guten‐ Transistor soll I_{CE0} klein und $\beta = h_{21e}$ groß sein.

Bei Ge-Transistoren liegen die Restströme im μA -Bereich und die β -Werte zwischen 5 und 500. Bei Si-Transistoren liegen sie im nA-Bereich, β -Werte bis 1000 sind möglich. Für eine grobe Prüfung der Eigenschaften kann eine Schaltung nach Bild 3.43 benutzt werden; sie kann als kleines Zusatzgerät zu einem Vielfachmesser aufgebaut werden. Bei of-

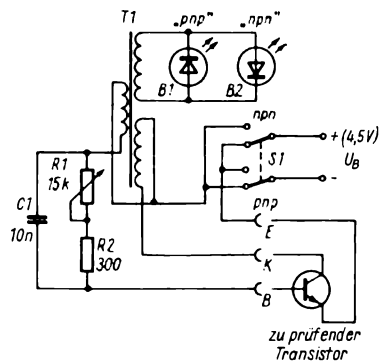


Bild 3.42
Einfaches Transistorprüfgerät nach dem
Sperrschwingerprinzip

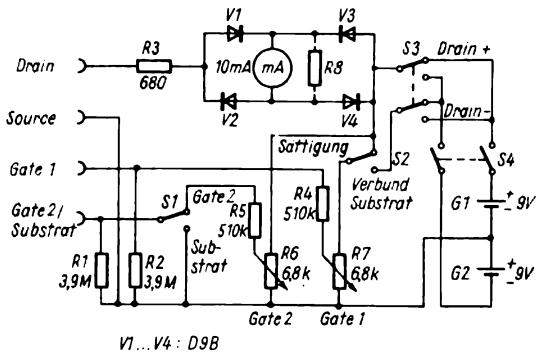


Bild 3.45
FET-Tester (JFET und MOSFET)

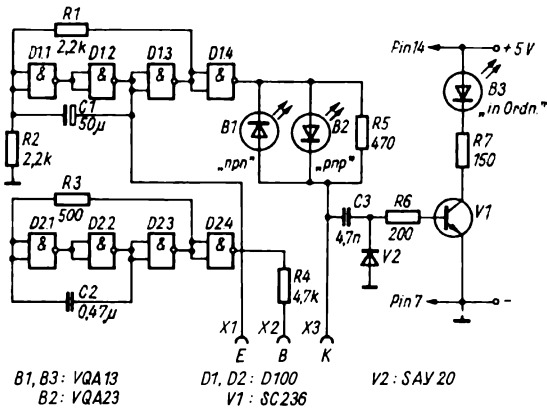
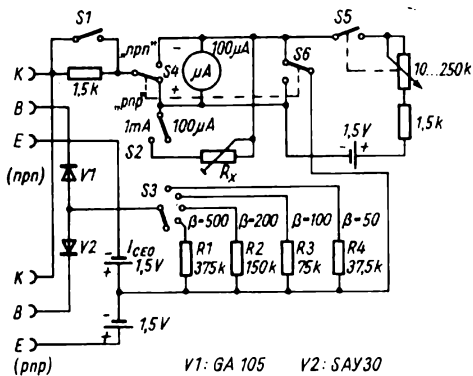


Bild 3.46
Transistorprüfgerät mit TTL-Schaltkreisen und LED-Anzeige

und S1 auf Substrat bei einem Gate und auf Gate 2 bei Doppelgate-MOSFETs geschaltet. Mit den Einstellpotentiometern «Gate 1» und «Gate 2» stellt man dann einen entsprechenden Drainstrom ein. R4 und R5 begrenzen den Gatestrom. R1 und R2 leiten statische Ladungen ab, R3 begrenzt den Strom durch das Milliampereometer. Die mit Germaniumdioden bestückte Graetzbrücke sichert richtigen Ausschlag bei unterschiedlicher Speisespannungspolung. Der Vollausschlag des Milliampereometers sollte 10 mA betragen, benutzt man ein empfindlicheres Instrument, so muß es durch R8 geshuntet werden. Bei Eichung der Potentiometer R6 und R7 läßt sich ne-

ben der Funktionsfähigkeit auch die Steilheit des FET ermitteln. Das gleiche Prinzip wie bei der Diodenprüfung kann man auch für den Test von Transistoren benutzen, Bild 3.46 zeigt die mit 2 TTL-Schaltkreisen D100 und einem npn-Transistor bestückte Schaltung. Der Schaltkreis D1 erzeugt eine tiefe Frequenz im Gebiet um 1 Hz, der Schaltkreis D2 eine hohe mit 5 kHz. Beim Anschluß des zu prüfenden Transistors an die Klemmen X1–X3 wird ihm wechselweise eine niedrige und eine hohe Spannung zugeführt, was einer Änderung der Polarität der Speisespannung äquivalent ist. Entsprechend dem Leitfähigkeitstyp leuchtet entweder B1 oder B2. Gleichzei-



tig gelangt an die Basis des Transistors das Signal aus dem 2. Generator. Wenn der Transistor verstärkt, gelangt dieses Signal mit größerer Amplitude über C_3 an die Diode V2. Die dort gleichgerichtete Wechselspannung von 5 kHz öffnet den Transistor V1, und die im Kollektorkreis angeordnete Leuchtdiode B3 beginnt zu leuchten.

Abschließend soll in diesem Abschnitt noch die Schaltung eines $I_{CE0}h_{21e}$ -Testers mit mehreren Meßbereichen beschrieben werden (Bild 3.47). Das Gerät ist für npn- und pnp-Transistoren geeignet und wird aus 3 Monozellen gespeist. Als Klemmen für die zu prüfenden Transistoren können Federklemmen von Modelleisenbahnartikeln, die auf einer Hartpapiergrundplatte angeordnet werden, oder im Notfall 3 isoliert aufgebrachte Krokodilklemmen benutzt werden. Zu Beginn der Messung muß S1 offen und S2 geschlossen sein sowie der Polaritätsschalter S4 in der richtigen Stellung stehen. Zur I_{CE0} -Messung wird S1 geschlossen und mit S2 der geeignete Meßbereich gewählt. Für Si-Transistoren ist er kleiner 100 μA .

3.11.2. Meßgeräte für h -Parameter

Sehr oft wird $\beta \approx h_{21e}$ nach einer Wechselstrommethode gemessen, indem man der Basis des zu prüfenden Transistors eine Niederfrequenzspannung im Millivoltbereich zuführt und an einem Kollektorkreiswiderstand die verstärkte Spannung abnimmt, gleichrichtet und zur Anzeige bringt. Mit einem solchen Verfahren kann man den Gleichstromarbeitspunkt verändern und die Abhängigkeit von h_{21e} von diesem Arbeitspunkt meßtechnisch erfassen. Der schaltungstechnische Aufwand wird allerdings höher als bei den Gleichstrom- β -Testern. Bild 3.48 zeigt ein β -Meßgerät mit einem NF-Generator nach dem Wien-Brücken-Prinzip mit den Transistoren V1 und V2, dessen Amplitude über einen Kaltleiter (Glühlampe 18 V, 30 mA) stabilisiert wird und einen Meßverstärker mit V5 und V6 sowie nachgeschalteter Gleichrichter-Halbbrücke mit V7 und V8. Eine Ausgangsspannung von $U_{\text{eff}} = 1,5 \text{ V}$ wird über 2 Tasten und 2 hochohmige Widerstände als Steuerstrom in den Basiskreis des zu prüfenden Transistors eingespeist. Der Gleichstromarbeitspunkt des Prüfobjekts liegt bei 5 V und 1 mA. Der um h_{21e} verstärkte Wechselstrom wird an einem 1,8-k Ω -Kollektorkreiswiderstand abgenommen und einem 2stufigen Meßverstärker zugeführt, gleichgerichtet und am Instrument angezeigt. Im Basiskreis liegt nach einem Sperrkreis für 1000 Hz die erzeugte NF. Der Sperrkreis benötigt einen 1- μF -MP-Kondensator und eine Ferrit-Topfkernspule (etwa 59 mm $\varnothing$ und 36 mm Höhe mit Luftspalt, $A_L = 1000 \text{ nH/Wdg}^2$, etwa 1600 Wdg, 0,2 CuLS). Zur Eichung des Meßverstärkers wird ein Teil der Ausgangsspannung über R2 an den Eingang als Gegenkopplung zurückgeführt, und damit wird der Eingangswiderstand des Meßverstärkers auf 100 Ω herabgesetzt. Der Ausschlag des Instruments ist bei gedrückter Taste

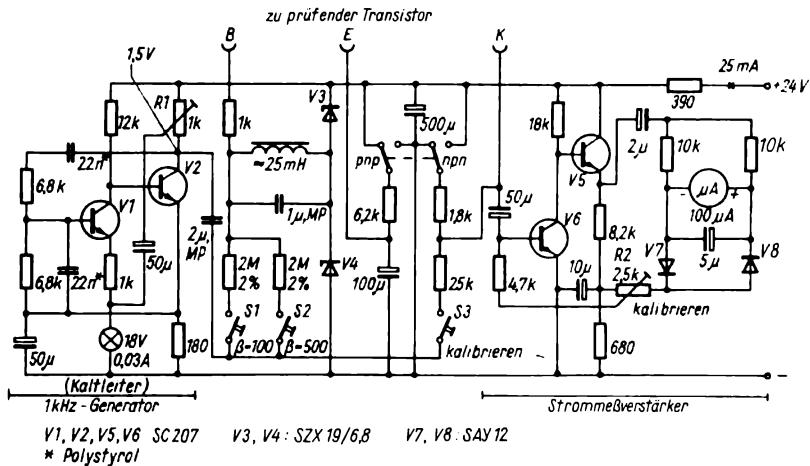


Bild 3.48

β -Bestimmung nach dem Wechselstromverfahren (R an S1 lies: 470 k)

«Kalibrieren» mit R2 auf 80 % des Vollausschlags einzustellen. Die Meßgenauigkeit beträgt 5 %. Es sind 2 Meßbereiche für β vorgesehen.

Vierpolparameter-Meßgeräte werden von der Industrie hergestellt, sind aber meist für den Amateur nicht zugänglich. Zur Messung der Hybridparameter werden ein Tongenerator und ein Millivoltmeter benötigt. Bild 3.49 zeigt den Stromlaufplan des Teils zur Messung von h_{21e} . Es gilt $h_{21e} = i_2/i_1$ mit $u_2 = 0$. Ein Lastwiderstand von 1 k Ω kann praktisch als Kurzschluß angesehen werden. In den Basiskreis des zu messenden Transistors wird ein Wechselstrom von 1 μ A eingespeist, der npn-Transistor V1 stabilisiert den Emitterstrom des Prüflings auf 1 mA. In Stellung «Einstellen» regelt man die Generatorspannung auf 1 mV ein, in Stellung «Ablesen» wird der um den Faktor h_{21e} größere Kollektorwechselstrom angezeigt. Der Arbeitspunkt des zu messenden Transistors liegt bei $U_C = 10$ V und $I_C = 1$ mA. Zur Ermittlung des Eingangswiderstands in Basisschaltung h_{11b} wird

die Meßschaltung nach Bild 3.50 benutzt. Es gilt $h_{11b} = u_1/i_1$ mit $u_2 = 0$. Der Ausgang ist über die beiden entgegengesetzt gepolten Elektrolytkondensatoren wechselstrommäßig kurzgeschlossen, es wird ein konstanter Wechselstrom von 100 μ A eingespeist. Den NF-Generator regelt man in Stellung «Einstellen» wieder auf 1 mV ein, in Stellung «Ablesen» ergibt sich der Parameter h_{11b} mit einem entsprechenden Skalenfaktor.

Der Ausgangsleitwert in Basisschaltung h_{22b} kann mit der Schaltung nach Bild 3.51 bestimmt werden. Für diesen Parameter gilt $h_{22b} = i_2/u_2$ bei offenem Eingang. Ein Widerstand von 24 k Ω kann als Leerlauf angesehen werden. In Stellung «Einstellen» wird u_2 auf 1 V gebracht, h_{22b} ergibt sich dann in μ S. Um die kleinen Spannungen im Basiskreis messen zu können, muß man einen Meßverstärker mit $V_u = 1000$ in den Ablesekreis einschalten. Hierfür läßt sich ein Operationsverstärker mit äußerer Beschaltung einsetzen. In einem h -Parameter-Prüfgerät sind alle Teilschaltungen

mit den Baugruppen Verstärker, Generator, Anzeigestufe und Stromversorgung gemeinsam untergebracht. Benutzt man mehrere schaltbare Frequenzen, sind auch Frequenzabhängigkeiten der h -Parameter zu messen.

3.11.3. Grenzfrequenzmeßgeräte

Neben der Kenntnis der wichtigsten statischen Parameter ist es für den praktisch arbeitenden Amateur wichtig, zu ermitteln, bis zu welchen Frequenzen sich Transistoren einsetzen lassen. Die Messung der Grenzfrequenz in Basisschaltung f_{α} ist bei modernen Transistoren mit amateurmäßigen Mitteln schwierig. Besser ist es, wenn man mit einem Meßsender und einem Millivoltmeter die Frequenz ermittelt, bei der $h_{21e} = 1$ wird. Die

Frequenzabhängigkeit der Transistorparameter ergibt sich daraus, daß Sperrschichtkapazitäten und Bahnwiderstände als Tiefpässe wirken und Laufzeiteffekte der Ladungsträger und Rekombinationsprozesse die Verstärkung bei hohen Frequenzen verringern.

Die einfachste Methode der Eignungsprüfung des Transistors für den Hochfrequenzeinsatz ist die Bestimmung der Grenzfrequenz in einer Oszillatorschaltung. Wird der Transistor als Oszillator geschaltet, so kann man die beim Schwingen entstehende HF-Amplitude gleichrichten und mit einem Instrument zur Anzeige bringen. Man verändert dann die Schwingkreisparameter so lange zu höheren Frequenzen hin, bis der Oszillator aussetzt und damit die Instrumentenanzeige Null ergibt. In der Schaltung nach Bild 3.52 lassen sich verschie-

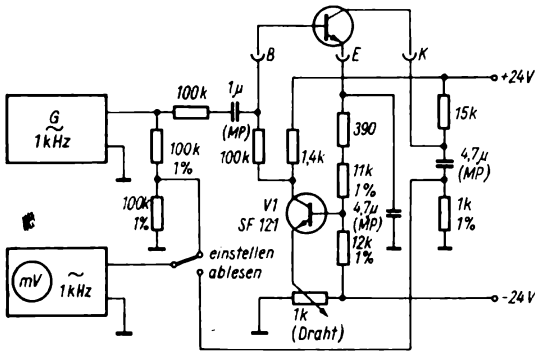


Bild 3.49
Messung von h_{21E}

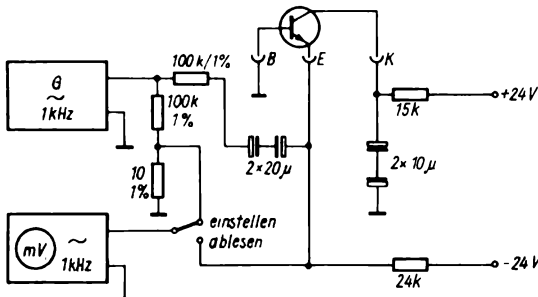


Bild 3.50
Meßgerät zur Bestimmung von h_{11B}

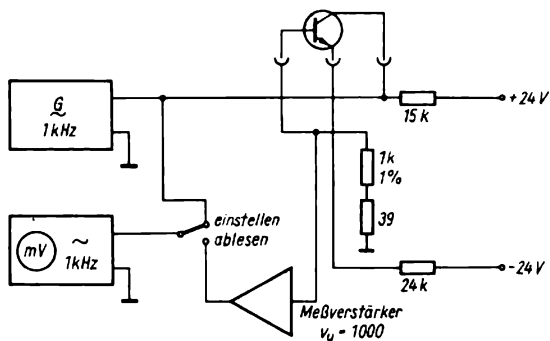


Bild 3.51
Meßgerät zur Bestimmung des Ausgangsleitwertes h_{22B}

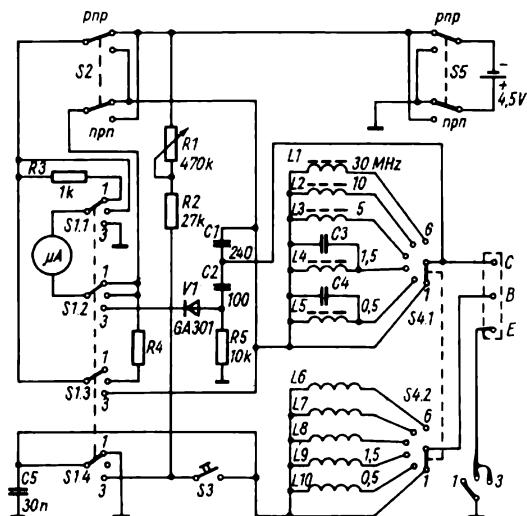


Bild 3.52
Grenzfrequenztester für Transistoren

dene Kreise anschalten, deren Eigenfrequenzen in der Weise gestaffelt sind, daß eine eindeutige Aussage über die Grenzfrequenz getroffen werden kann. Im Beispiel sind 6 Frequenzen im Bereich 0,5...30 MHz wählbar. Das Schwingen wird über eine Gleichrichterdiode mit einem empfindlichen Mikroamperemeter angezeigt. Man stellt fest, bei welcher Einstellung keine Schwingungen mehr auftreten, in diesem Frequenzbereich liegt dann die maximale Schwingfrequenz des Transistors, die etwas über f_α liegt. Es gilt für die maximale Schwing-

frequenz $f_{\max}$ die Beziehung:

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_\alpha}{30 r_{bb'} C_C}}$$

C_C ist die von der Kollektorspannung abhängige Kollektorsperrschichtkapazität, sie wird mit steigender Kollektorspannung kleiner. Beispiel: $f_\alpha = 1$ MHz, $r_{bb'} = 50 \Omega$ und $C_C = 10$ pF, es ergibt sich $f_{\max} = 8,2$ MHz. Die Wickeldata für die Spule L_1 bis L_{10} lauten: $L_1 = 22$ Wdg, $L_2 = 45$ Wdg, $L_3 = 75$ Wdg, $L_4 = 160$ Wdg, $L_5 = 210$ Wdg, $L_6 = 35$ Wdg, $L_7 = 22$ Wdg, $L_8 = 18$ Wdg, $L_9 = 9$ Wdg,

$L10 = 3 \text{ Wdg}$, alles $0,1 \text{ mm}$ CuBB-Draht, Wickelkörperdurchmesser 8 mm , Polystyrol, Höhe der Wicklung 10 mm , Ferritabgleichkern mit 3 mm Durchmesser.

Zum Abschluß des Kapitels 3 soll nochmals kurz auf das HF-Verhalten der Transistoren eingegangen werden sowie auf Meßmethoden wichtiger Parameter, der Amateur sei jedoch bezüglich tieferen Eindringens auf die Spezialliteratur verwiesen. Das Ersatzschaltbild nach *Giacoletto* ist in Bild 3.53 dargestellt, man erkennt im Eingangskreis das RC -Glieder g_E/β_0 parallel C_{Ed} und den Basisbahnwiderstand in Serie. Es ist

$$g_E = 1/r_E = I_E/U_T \approx I_E/26 \text{ und } C_{E,d} = \frac{1}{\omega_1} g_E.$$

ω_1 liegt etwas unterhalb ω_α . Für die Kollektorsperrschichtkapazität gilt $C_C \sim 1/U_C^n$ mit $n = 0,25 \dots 0,5$. Die in Bild 3.40 angegebenen Werte gelten für $\beta_0 \gg 1$. Da der Kollektorleitwert sehr klein und g_{CE} auch klein ist, kann die Ersatzschaltung vereinfacht werden (Bild 3.54).

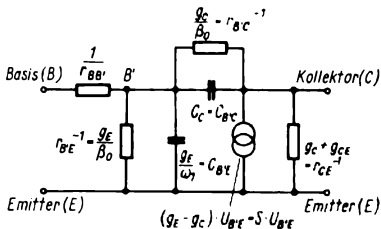


Bild 3.53
 π -Ersatzschaltbild nach *Giacioletto*

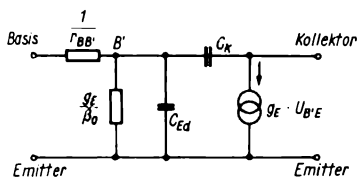


Bild 3.54
Vereinfachte π -Ersatzschaltung

Die Frequenzabhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors in Basisschaltung läßt sich für hinreichend großes $r_C/r_{bb'}$ und kleines $\omega C_C r_{bb'}$ in folgender Form schreiben:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \omega r_C C_{E,d}}$$

Setzt man angenähert $C_{E,d} = g_E/\omega_a$, wird

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a}}$$

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2}},$$

was bei $f = f_a$ zu $|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$ führt.

Dieser Rechengang für die Emitter-schaltung ergibt

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{f}{f_a}\right)^2}}$$

und damit eine schnellere Abnahme von β mit der Frequenz. Für die Praxis haben die einzelnen Kennwerte typische Toleranzen (Werte aus den Datenblättern):

- $r_{bb'}$ hat durch Widerstands- und Geometrieabhängigkeit 10 % Toleranz,
- r_E hat auf Grund der Strombeziehungen 5 % Toleranz,
- h_{21e} liegt innerhalb der Typengrenzwerte, sortiert zwischen 20 und 300 in Gruppen,
- f_1 hat eine Toleranz von $\pm 20\%$, von Geometrie und Diffusionstiefe abhängig,
- $C_{B'C}$ hat eine Toleranz von $\pm 5\%$ auf Grund der Geometrieabhängigkeit,
- h_{21e} und h_{22e} dürfen Toleranzen von $+100 \dots -50\%$ haben, sie können meist vernachlässigt werden.

Für die Berechnung des Hochfrequenzverhaltens geht man zweckmäßigerweise wie folgt vor:

Man mißt die h_{2e} - und h_{1e} -Werte bzw. entnimmt sie Kenndatenblättern und vergleicht sie mit den Schaltungsimpedanzen. Bei niederohmigen Kreisen können sie vernachlässigt werden. Dann bestimmt man die Werte für $r_{bb'}$, f_1 und $C_{B'C}$ durch Messung oder aus dem Kennlinienblatt. Anschließend wird der Betriebsemitterstrom festgelegt, aus dem sich dann r_E mit Hilfe der Beziehung $r_E = kT/qI_E$ errechnen läßt. Dann kann $r_{B'E} = \beta r_E$ ermittelt werden, weiterhin wird $C_{B'E} = 1/\omega_1 r_E$ berechnet, es gilt noch $S = 1/r_E$.

Der Basisbahnwiderstand kann nach der Schaltung des Bildes 3.55 gemessen werden. Es wird eine Meßfrequenz von etwa 500 kHz...30 MHz benutzt, je nach f_β soll $f_{meß} = (1,2...2) f_\beta$ sein. Die Meßspannung $u_{eff} = 2\text{ V}$ wird in den Kollektorkreis des zu messenden Transistors eingespeist, die Drossel L verhindert ein Abfließen der HF in die Stromversorgung. In Stellung 1 des doppelpoligen Umschalters wird die Emitterspannung gemessen und nach Umschalten in Stellung 2 mit R der gleiche Ausschlag am

Millivoltmeter eingestellt. Der Wert von R entspricht dann $r_{bb'}$ (Substitutionsmethode). Die Kollektorkapazität $C_{B'C}$ wird in der Meßschaltung nach Bild 3.56 ermittelt. In Stellung 1 stellt man eine konstante HF-Spannung (z. B. 1 MHz, 100 mV) ein und bringt dann den Schalter in Stellung 2. Durch die Spannungsteilung der beiden Kapazitäten C und $C_{B'C}$ wird nun eine kleinere Spannung angezeigt, und zwar ist sie um so geringer, je kleiner $C_{B'C}$ ist. Die Schaltung ist mit einem Meßdrehkondensator anstelle des Transistors in C -Werten kalibrierbar. Betrachtet man den Frequenzverlauf der Stromverstärkung in Emitterschaltung (Bild 3.57), so erkennt man die niederfrequente Stromverstärkung $|\beta_0|$ und die β -Grenzfrequenz f_1 , d. h., f für $\beta = 1$. Legt man die Meßfrequenz auf den abfallenden Teil, z. B. f_m , dann gilt $f_1 = |\beta_m| f_m$. Mit f_1 läßt sich dann auch einfach die Emittendiffusionskapazität ausdrücken:

$$C_{B'E} = 6220 I_C / f_1,$$

I_C in mA, f_1 in MHz, $C_{B'E}$ in pF.

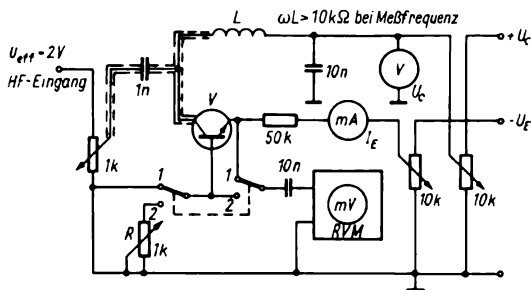


Bild 3.55
Messung des Basisbahnwiderstands

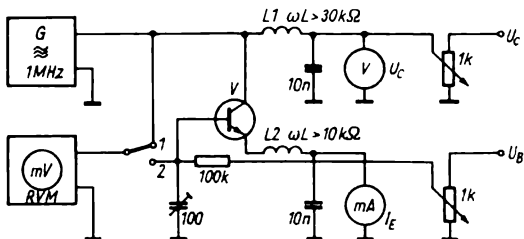


Bild 3.56
Messung der Kollektorsperrschichtkapazität

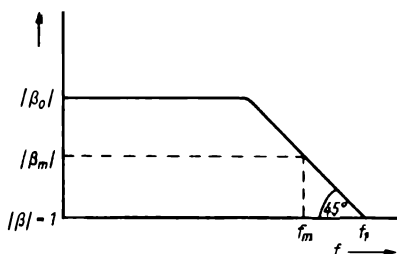


Bild 3.57
Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors in
Emitterschaltung von der Frequenz

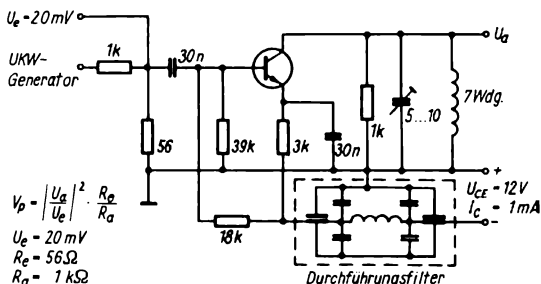


Bild 3.58
Meßschaltung für die Leistungsver-
stärkung bei 100 MHz

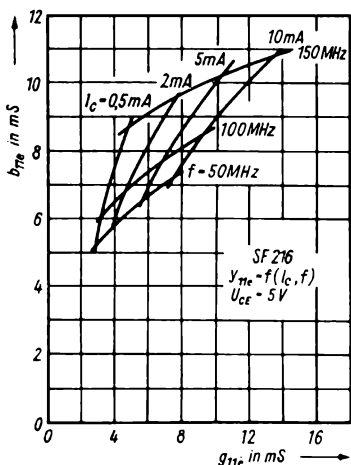


Bild 3.59
Eingangswiderstand in Emitterschaltung als
Funktion von Kollektorstrom und Frequenz

Für den HF-Transistor SF216 wird hier die Meßschaltung zur Ermittlung der Leistungsverstärkung bei 100 MHz angegeben. Der Arbeitspunkt wurde mit 12 V und 1 mA gewählt, die Formel für die Leistungsverstärkung ist im Bild 3.58 angegeben. Die komplizierten Abhängigkeiten der komplexen Kenngrößen von

Hochfrequenztransistoren sollen abschließend an Hand einiger Bilder dargestellt werden. So zeigt Bild 3.59 den Real- und Imaginärteil des Eingangswiderstandes in Emitterschaltung für den Si-Transistor SF216, Bild 3.60 die Kurzschlußsteilheit in Emitterschaltung als Funktion von Kollektorstrom und Frequenz.

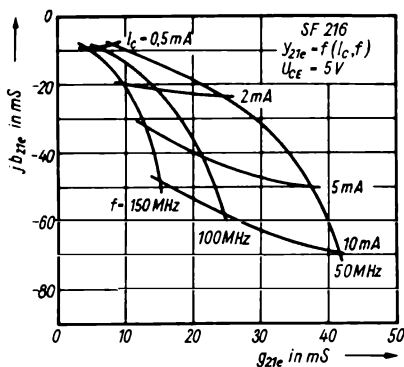


Bild 3.60
Kurzschlußsteilheit in Emitterschaltung als
Funktion von Kollektorstrom und Frequenz

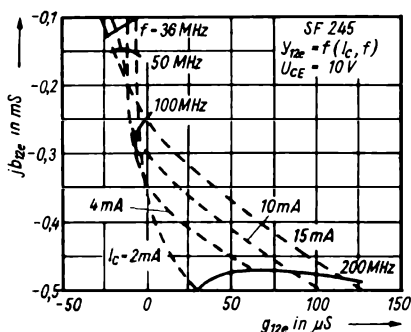


Bild 3.61
HF-Kennwert y_{12} für den Transistor SF 245

Die 3 folgenden Bilder geben die Verläufe von y_{12} , y_{21} und y_{22} in Emitterschaltung für den HF-Transistor SF 245 mit hoher oberer Grenzfrequenz wieder. Im Bild 3.61 ist der Verlauf der Größen g_{12e} und $j b_{12e}$ über der Frequenz und dem Kollektorstrom aufgetragen. Man erkennt, daß eine Anpassung an die Schaltung bei 200 MHz bereits einige Probleme bringt. Bild 3.62 zeigt die komplexe Stromverstärkung des gleichen Si-HF-Transistors, und schließlich ist im Bild 3.63 noch y_{22} als Funktion des Kol-

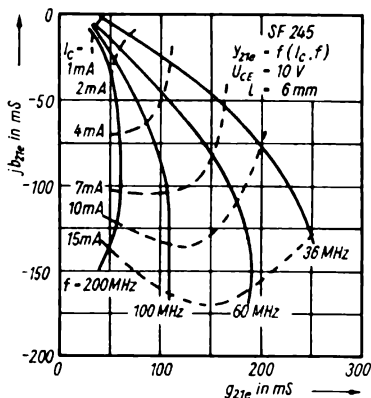


Bild 3.62
Komplexe Stromverstärkung des Transistors
SF 245

lektorstromes und der Frequenz dargestellt. Es kann generell eingeschätzt werden, daß der Entwurf und die Realisierung von HF-Verstärkerbaugruppen im VHF- und UHF-Gebiet hohe Anforderungen stellt, so daß der Amateur hier erprobte Schaltungen, möglichst unter genauer Kopie des Leiterplattenlayouts aufbauen sollte, denn sowohl Meßtechnik als auch Theorie sind in diesem Gebiet sehr komplex.

Für den Sperrschicht-FET bei hohen Frequenzen gilt, daß in Sourceschaltung sich am Eingang die «Miller-Kapazität» bemerkbar macht, deren Wert sich nach der Formel

$$C_1 = C_{GS} + C_{GD} (1 + V_u)$$

ergibt. Bei Selektivverstärkern wird diese Kapazität in den Schwingkreis einbezogen, bei Breitbandverstärkern ist sie hinsichtlich der Stabilität zu beachten, man wendet dann vorteilhaft Kaskodeschaltungen an. Eine HF-Verstärkerstufe muß neutralisiert werden, das geschieht mit einer Induktivität der Größe

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_{GD}}$$

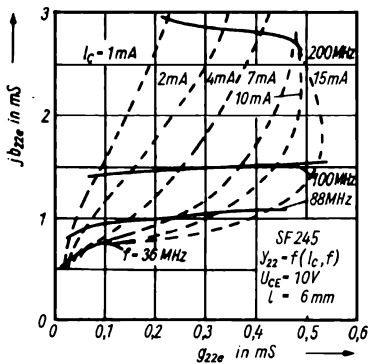


Bild 3.63
 y_{22} als Funktion des Kollektorstroms und der Frequenz für den SF245

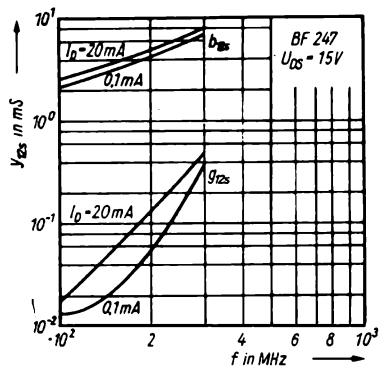


Bild 3.65
 y_{12s} des BF 247

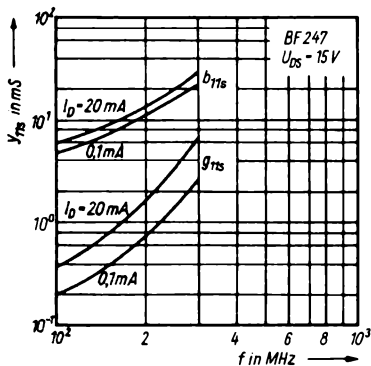


Bild 3.64
 y_{11s} als Funktion der Frequenz mit I_D als Parameter für den HF-JFET BF 247

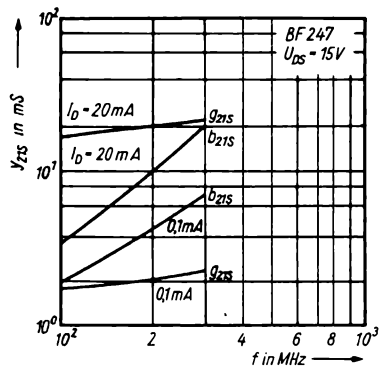


Bild 3.66
 y_{21s} des BF 247

zwischen Gate und Drain bei der Source-schaltung.

In den Bildern 3.64...3.67 sind die y -Parameter des Sperrschicht-FET BF247 dargestellt. Aus den Kurven ist ein Einsatzbereich bis 300 MHz und eine «Steilheit» von rund 20 mA/V abzulesen. Die maximale Verstärkung eines Selektiv-HF-Verstärkers beträgt

$$V_{p, \max} = \frac{|y_{21}|^2}{4 g_{22} g_{11}}.$$

Für einen JFET 2N4416 bei $f = 100$ MHz gilt:

$y_{11s} = 0,08 + j 2$, $y_{12s} = -0,005 - j 0,26$,
 $y_{21s} = 5 - j 0,73$ und $y_{22s} = 0,01 + j 0,75$,
was eine $V_{p, \max}$ in Resonanz ergibt von

$$V_{p, \max} = \frac{25 - 0,533}{4 \cdot 0,01 \cdot 0,08} = 7646 \hat{=} 38,8 \text{ dB}.$$

Mit Hilfe der Optimierung des Drainstroms kann diese Verstärkung noch um 10 dB gesteigert werden.

Die Grenzfrequenz eines Feldeffekt-

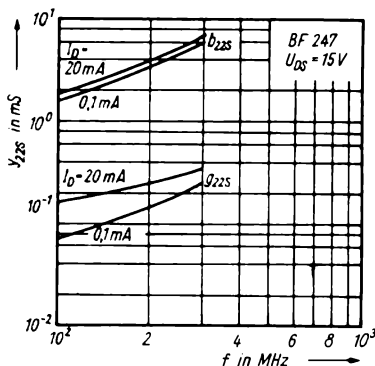


Bild 3.67
 y_{22s} als Funktion der Frequenz bis 300 MHz
 des BF 247

von einigen Megahertz, was ihren Einsatz bei niedrigen und mittleren Frequenzen (bis etwa 500 kHz) gestattet. Eine sich abzeichnende neue Tendenz ist die Mischtechnologie, d. h., man integriert auf einem Chip sowohl analoge als auch digitale Baugruppen oder koppelt Hochvolt-MOS-Bauelemente mit Niedervolt-funktionsgruppen.

transistors kann ebenfalls mit dem oben beschriebenen Grenzfrequenztester ermittelt werden. Hier ist nur der entsprechende Arbeitspunkt einzustellen. Man mißt auch die Frequenz, bei der keine Schwingungen mehr erregt werden können.

Beim heutigen Stand der Technik sind FETs bis zu Frequenzen im GHz-Bereich einsetzbar. Für höhere Frequenzen kommen Galliumarsenid-Bauelemente in Frage.

Die Schaltschnelligkeit digitaler integrierter Schaltkreise wurde durch Verkleinern der Gatterlaufzeiten und Flankensteilheiten um mehrere Größenordnungen erhöht, so daß heute Taktfrequenzen von 50...100 MHz in digitalen Systemen möglich sind. Durch Verkleinern der Strukturen in CMOS-Schaltkreisen erreichen diese bei sehr geringen Speiseleistungen genau solche Schaltgeschwindigkeiten wie TTL-Schaltkreise. Bei modernen Analogschaltkreisen realisiert man Multiplikatoren bis zu Frequenzen von 100 MHz und breitbandige Operationsverstärker mit Verstärkungs-Bandbreite-Produkten von 1000 MHz.

Die in der Breite vorhandenen analogen Schaltkreise haben Grenzfrequenzen

4. Eigenschaften integrierter Schaltkreise

Im Abschnitt 2.7. wurden bereits einige technologische Fragen der monolithischen Transistorintegration erörtert. Deren Wesen besteht bekanntlich darin, auf einem Siliziumchip mehrere Bauelemente gleichzeitig herzustellen und zu einer funktionsfähigen Schaltung zu verbinden, teils durch interne Leiterzugmetallisierungen, teils durch zweckentsprechende äußere Beschaltung. Die damit erzielten Vorteile sind nicht nur technischer Natur (geringes Schaltungsvolumen, hohe Zuverlässigkeit, universelle Verwendbarkeit möglich), sondern auch ökonomischer. Beispielsweise vereinigt der Einchip-Mikrorechner *U 881* aus dem VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt auf einer Chipfläche von etwa 37 mm² über 30 000 Funktionseinheiten und hat eine Masse von nur 5,4 g. Seine Leistungsfähigkeit gegenüber dem in den sechziger Jahren hergestellten Elektronenrechner *R 300* ist aber um das 80fache größer. Wurden für die Herstellung der Zentraleinheit des *R 300* noch 6 700 Stunden benötigt, so sind für den *U 881* nur noch 45 Minuten erforderlich. Es versteht sich von selbst, daß die Störanfälligkeit des *R 300* mit etwa 30 000 konventionellen Bauelementen erheblich größer ist als die eines Einzelbauelements. In wesentlichem Umfang wird Material gespart; denn der alte *R 300* wog noch über 300 kg.

Je nach Anzahl der integrierten Bauelemente werden verschiedene Integrationsgrade unterschieden. Als einfach integrierte Schaltungen kennzeichnet man

bis zu 10^2 Transistorfunktionen auf einem Chip bzw. etwa 10 Gatterfunktionen (SSI, engl. small scale integration). Vom mittleren Integrationsgrad wird gesprochen, wenn auf dem Chip 10^2 bis $8 \cdot 10^3$ Transistorfunktionen bzw. 10 bis 800 Gatterfunktionen integriert sind (MSI, engl. medium scale integration). Hochintegrierte Schaltungen enthalten über 800 Gatterfunktionen oder $8 \cdot 10^3$ bis $8 \cdot 10^4$ Transistorfunktionen je Chip (LSI, engl. large scale integration). Was darüber hinaus bis zu $2 \cdot 10^5$ Transistorfunktionen geht, trägt die Bezeichnung Höchstintegration (VLSI, engl. very large scale integration). Sind $2 \cdot 10^5 \dots 10^6$ Transistoren integriert, spricht man bereits heute von Superhochintegration (SLSI, engl. super large scale integration). Bekannt ist ebenfalls der Ausdruck VHIC (engl. very high integrated circuitry). Die technische Grenze wird gegenwärtig bei der Integration von 10^7 Transistoren angenommen. Durch Vergrößerung der Chipfläche, Verkleinerung der Strukturen (1 µm und kleiner) und gleichzeitiger Stabilisierung der Herstellungstechnologie kann dieser Wert erreicht werden.

Die verschiedenen Hersteller geben oft die Grenzen der Integrationsgrade unterschiedlich an. Die Werte liegen aber in jedem Fall innerhalb der genannten Größenordnungen. Als Beispiel für die Weiterentwicklung der Integration möge ein 1987 in Japan entwickelter Superchip dienen, der 16 Millionen bit speichern kann und der mit modernen Verfahren zur Produktionsreife geführt wird. Dem

gegenüber stehen 4 194 304 bit des leistungsfähigsten, industriell herstellbaren Speichers aus dem Jahre 1987. Bekannt sind auch Chips von 32-bit-Mikroprozessoren, die bis zu 500 000 Transistoren in nMOS- und CMOS-Technik enthalten. Die Strukturbreiten liegen hier bei 1,0...1,2 µm.

In der DDR werden Bauelemente bis zum Integrationsgrad VLSI hergestellt. Der SSI-Technik sind alle Gatterbauelemente der TTL- und CMOS-Bauräumen zuzuordnen. MSI-Bauelemente sind Vor- und Rückwärtszähler, Dekoder und Speicherschaltkreise. Zur Gruppe der LSI-Bauelemente gehören Taschenrechner-schaltkreise (z. B. *U 826G*), Uhren-IS u. ä. VLSI-Bauelemente sind in der Mikroprozessortechnik zu suchen, erwähnt seien der bereits genannte Einchip-Mikrorechner *U 881* und die Arithmetikverarbeitungseinheit *U 8032C*, die auf 6,2 mm × 7,4 mm Fläche 15 000 Transistoren enthält. Aus der UdSSR ist eine universell einsetzbare Gattermatrix mit $3 \cdot 10^5$ Elementen auf 19,4 mm² Chipfläche bekannt.

Bild 4.1 zeigt die erreichbaren Integrationsgrade verschiedener IS-Baureihen.

Neben der Integration von bestimmten Funktionen gewinnt die von unverschalteten Funktionselementen in Matrizen (auch Arrays) zunehmend an Bedeutung. Derartige Bauelemente werden in der Regel als Gatearrays (Gatteranordnungen) bezeichnet. Sie können in hohen Stückzahlen hergestellt werden, wobei erst der Anwender ihre Funktion spezifiziert und sie dadurch auch in geringen Stückzahlen wirtschaftlich einsetzen kann. Neben der heute am verbreitetsten monolithischen Integration hat nach wie vor die Hybridintegration ihre Bedeutung erhalten, obwohl sie nur zur Herstellung von Spezialbauelementen in geringen Stückzahlen verwendet wird. Leitbahnen und passive Bauelemente werden durch Einbrennen von Pasten in ein Trägermaterial (Dickschichttechnik) oder durch Aufbringen dünner leitender Schichten (Dünnschichttechnik) realisiert. Aktive Bauelemente sind unverkappte Chips, die durch SiO₂-Passivierung vor Umwelteinflüssen geschützt sind. Je nach gewünschter Funktion verwendet man auch Chips mit umfangreichen, monolithisch integrierten Schaltungen in Hybridbauten. Da die aktiven und passiven Bauelemente in

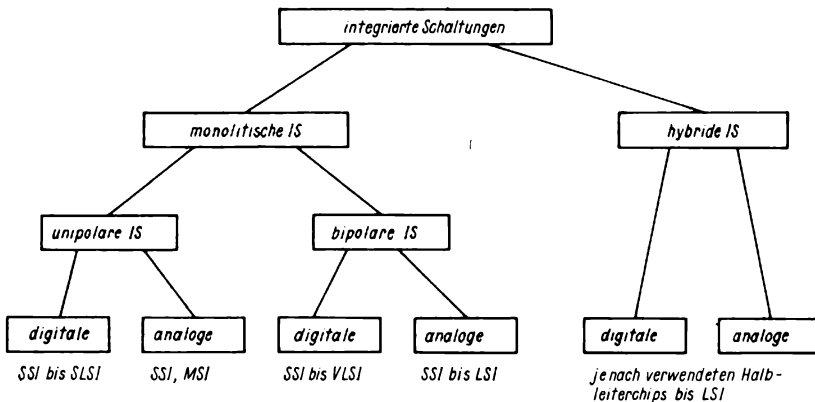


Bild 4.1
Erreichbare Integrationsgrade

verschiedenen Fertigungsschritten aufgebracht werden, spricht man von Hybridintegration. Diese Technik hat gegenüber der monolithischen den Vorteil, daß man Schaltungen, die nur in geringer Stückzahl benötigt werden, bei sehr kurzen Entwicklungszeiten schnell herstellen kann. Eventuelle Nacharbeiten, z. B. Abgleichen von Widerstandswerten, sind leicht möglich. Integrierte Hybridschaltungen werden gegenwärtig vor allem für aktive Filter höheren Grades, Oszillatoren, Mischer, Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandler eingesetzt. Ihr Hauptnachteil gegenüber monolithischen IS ist ihre deutlich geringere Zuverlässigkeit, da sie Löt- und Kontaktierstellen enthalten. Die Integrationsdichte hängt von den verwendeten Halbleiterchips ab. Es sind heute bereits LSI-Hybrid-IS möglich. Einer weiteren Verbreitung steht ferner entgegen, daß die Produktionskosten mit steigender Stückzahl ebenfalls steigen, während sie bei monolithischen IS mit wachsender Stückzahl sinken. Hybrid-IS werden dem Amateur ebenso wenig wie Gatearrays zur Verfügung stehen, so daß darauf nicht weiter eingegangen wird. Die folgenden Betrachtungen werden sich also ausschließlich auf monolithisch integrierte Schaltungen beziehen.

4.1. Digitale integrierte Schaltungen

Unter Digitalschaltungen werden solche Schaltungen verstanden, an deren Ein- und Ausgängen Signale mit nur zwei Zuständen liegen. Diese werden als 1 bzw. 0 definiert. Je nach Definition gibt es negative Logik ($1 \triangleq L$, engl. low, niedriger Spannungspegel; $0 \triangleq H$, engl. high, höherer Spannungspegel) und positive Logik ($1 \triangleq H$, $0 \triangleq L$, Bild 4.2). Diese Signale werden nach den Gesetzen der Logik, der Booleschen Algebra, verknüpft. Im Bild 4.3 sind die logischen Grundfunktio-

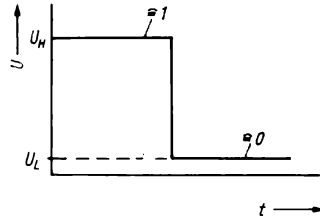


Bild 4.2
Definition der Spannungspegel für positive Logik

nen AND, NAND, OR und NOR mit Symbolen und Verknüpfungen angegeben. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurden nur jeweils 2 Eingänge dargestellt. Durch sinnvolle Verknüpfung dieser Grundgatter können beliebige Schaltungen aufgebaut werden, deren Ausgangssignale abhängig von der logischen Verknüpfung der Eingangssignale sind. Derartige Schaltungen setzt man zur Steuerung von Abläufen und vor allem in der Rechentechnik ein. Das logische Verhalten einer derartigen Schaltung ist unabhängig von der verwendeten Schaltkreisfamilie, man kann jede Schaltung unter Einhaltung einiger Randbedingungen beliebig realisieren.

Kennzeichen der weit verbreiteten Bauelementefamilien sind die Art der Logik (dabei ist die positive Logik mit $U_L = 0$ und $U_H \geq 2 \dots 2,4$ V, sogenannter TTL-Pegel, dominierend), ihr dynamisches Verhalten, Spannungspegel, Störsicherheit und Leistungsaufnahme. Vor dem Aufbau einer Schaltung ist stets zu überlegen, welche dieser Werte von Bedeutung sind. Danach trifft man die Auswahl der Bauelementefamilie. Von den bipolaren Familien ist die Transistor-Transistor-Logik dominierend, innerhalb der sich 7 verschiedene Gruppen herausgebildet haben. Die emittergekoppelte Logik (ECL, engl. emitter coupled logic) hat größere Bedeutung für spezielle Anwendungen, vor allem in der Raumfahrt-

Verknüpfung	Symbol	Funktion	Wahrheitstabelle	Erläuterung															
AND (UND)		$y = A \cdot B$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>y</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	y	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	$\wedge, \cdot$ symbolisieren AND-Funktion
A	B	y																	
0	0	0																	
0	1	0																	
1	0	0																	
1	1	1																	
NAND (NICHT UND)		$y = \overline{A \cdot B}$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>y</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	B	y	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	— symbolisiert Negation
A	B	y																	
0	0	1																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	0																	
OR (ODER)		$y = A + B$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>y</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	y	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	$\vee, +$ symbolisieren OR-Funktion
A	B	y																	
0	0	0																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	1																	
NOR (NICHT ODER)		$y = \overline{A + B}$	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>y</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	B	y	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	
A	B	y																	
0	0	1																	
0	1	0																	
1	0	0																	
1	1	0																	

Bild 4.3
Einige logische Grundfunktionen

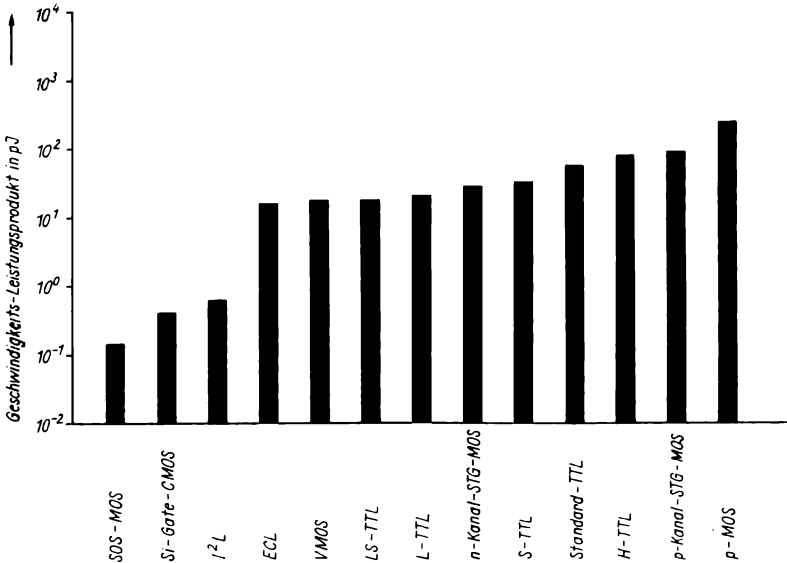


Bild 4.4
Geschwindigkeits-Leistungsprodukte wichtiger Schaltkreisfamilien

und Militärelektronik. Sie erlaubt höchste Geschwindigkeiten bis in den Gigahertz-Bereich und einen hohen Integrationsgrad, hat aber auf der anderen Seite eine hohe Leistungsaufnahme und eine komplizierte Herstellungstechnologie, was sich letztlich im Preis niederschlägt und diese Technik vornehmlich für Anwendungen empfiehlt, bei denen der Preis gegenüber der zu erzielenden Geschwindigkeit eine untergeordnete Rolle spielt.

Weit verbreitet ist auch die integrierte Injektionslogik (IIL, I²L, engl. integrated injection logic), die einen hohen Integrationsgrad und akzeptable Verzögerungszeiten bei sehr geringer Leistungsaufnahme ermöglicht.

Die störsichere Dioden-Transistor-Logik (DTL) wurde durch unipolare Schaltkreisfamilien völlig verdrängt, obwohl einige Hersteller noch eine derartige Familie unter der Bezeichnung LSL (langsame störsichere Logik) herstellen. Auch hier erwies sich die CMOS-Technik als besonders vorteilhaft. Bild 4.4 zeigt anschaulich die Geschwindigkeits-Leistungsprodukte der gegenwärtig am meisten verbreiteten Schaltkreisfamilien. Für die TTL-Schaltungen wird im Bild 4.5 ausführlich der Zusammenhang zwischen Gatterlaufzeit und Verlustleistung wiedergegeben.

4.1.1. Transistor-Transistor-Logik

Bauelemente der Transistor-Transistor-Logik (TTL) werden von den meisten bedeutenden Halbleiterherstellern der Welt hergestellt. Dabei hat sich eine inoffizielle Standardisierung entwickelt, indem viele identische Bauelemente von verschiedenen Produzenten angeboten werden. Aus Verkaufsgründen sind sie pin-kompatibel zueinander, obwohl sie oft eine andere Typbezeichnung tragen.

TTL-Schaltungen setzen sich aus Bi-

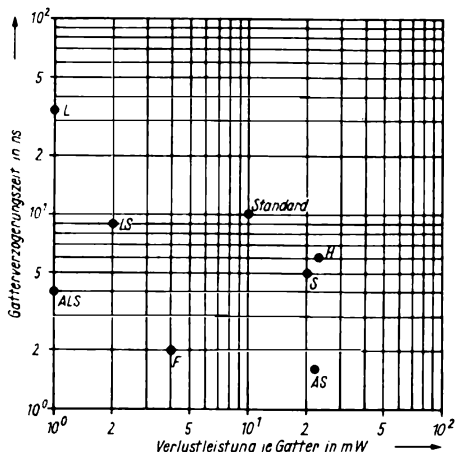


Bild 4.5
Gatterlaufzeiten und Verlustleistungen der TTL-Familien

polartransistoren zusammen, die auf einem gemeinsamen Chip integriert sind. Charakteristisch für sie sind der Multiemittertransistor in der Eingangsstufe von Gattern und die Gegentaktausgangsstufe (Bild 4.6). Hat einer der Emittoren von V1 den Zustand 0 (also L-Potential wegen der positiven Logik), so fließt in V1 ein Basisstrom, der Transistor ist geöffnet, seine Kollektor-Emitterspannung hat fast den gleichen Wert wie die L-Spannung am Emitter. Damit ist V2 gesperrt, V3 erhält einen Basisstrom. Der Ausgang Y führt H-Potential, d. h., er liegt auf logisch 1. Führen alle Emittoren von V1 H-Potential, wird dieser Transistor invers betrieben. V2 ist geöffnet, der Ausgangstransistor V5 erhält jetzt einen Basisstrom, es wird $Y = L$.

Derzeit existieren 8 TTL-Familien, die im wesentlichen nach dem gleichen Prinzip arbeiten, gleiche Speisespannungen und etwa gleiche Anschlußbedingungen haben. Enthalten Bauelemente anderer TTL-Familien gleiche logische Funktionen, so sind sie pin-kompatibel und können direkt untereinander ausgetauscht

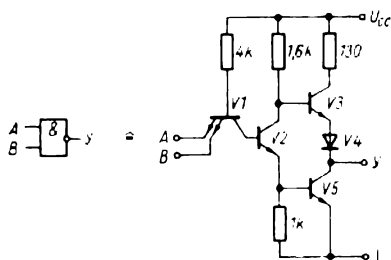


Bild 4.6
Schaltung eines NAND-Gatters *D 100 D* der Standard-TTL

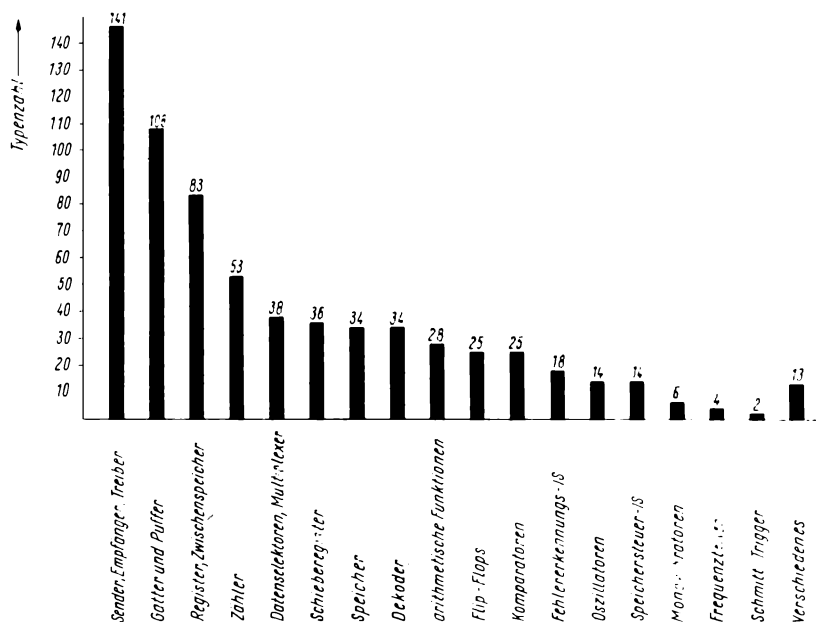


Bild 4.7
Funktionen in TTL-Schaltkreisen

werden. Unterschiede bestehen allerdings in der Geschwindigkeit und in der Leistungsaufnahme der IS: Es war stets das Bestreben, die Leistungsaufnahme so gering wie möglich bei einer möglichst hohen Schaltgeschwindigkeit zu halten. Dazu bediente man sich unterschiedlicher Mittel, da beide Forderungen einan-

der widersprechen.

Weltweit wurden 1987 675 Funktionen als TTL-Bauelemente angeboten. In dieser Zahl ist nicht die Anzahl gleicher Typen in unterschiedlichen Technologien enthalten! Ebenso blieben Typenmodifikationen durch unterschiedliche Gehäuse (Dual-in-Line-Gehäuse, Flat-Pack,

Tabelle 4.1. TTL-Sortiment im RGW

	DDR	UdSSR	ČSSR	Ungarische VR	VR Polen	SR Rumänien
Standard						
54 (-55...125 °C)			MH 54		UCA 64 ¹⁾	
74 (0...70 °C)	D 10	K 155	MH 74	74..PC	UCY 74	CDB 4..E
84 (-25...85 °C)	E 10		MH 84	74..PCE		
High Speed						
54H					UCA 64H ¹⁾	
74H	D 20	K 131			UCY 74H	CDB 4..HE
84H	E 20					
Low Power						
54L						
74L		K 158				
84L						
Schottky						
54S			MH 54S			
74S		K 531	MH 74S	74S..PC	UCY 74S	
84S			MH 84S			
Low Power Schottky						
54LS						
74LS	DL 000	K 555		74LS..PC	UCY 74LS	
84LS				74LS..PCE		
Advanced Low Power Schottky						
54ALS			MH 54ALS			
74ALS			MH 74ALS			
84ALS						

¹⁾ $\theta_a = -40...85\text{ °C}$

Mini-DIL) und durch unterschiedliche Temperaturbereiche (0...70 °C, -25...85 °C, -55...125 °C) unberücksichtigt. Knapp ein Drittel davon wurde zu dieser Zeit auch in den RGW-Staaten hergestellt. Die Tabelle 4.1. zeigt, welche TTL-Familien unter welcher Bezeichnung produziert werden. Berücksichtigt wurden nur die Typen im Dual-in-Line-Gehäuse. Im Bild 4.7 wird an Hand von Säulendiagrammen der Anteil der einzel-

nen Funktionen an der internationalen Gesamttypenzahl verdeutlicht.

Bis vor einigen Jahren war die Standard-TTL-Reihe 74 mit ihren Modifikationen 74H (Hochgeschwindigkeitsreihe) und 74L (leistungsarme TTL) dominierend. Da die höhere Geschwindigkeit der Reihe 74H eine erhöhte Leistungsaufnahme bedingte, andererseits die geringe Leistungsaufnahme der 74L zu Lasten der Schaltgeschwindigkeit ging, wurde

nach neuen technologischen Möglichkeiten gesucht, bei sinkender Leistungsaufnahme die Schaltgeschwindigkeit wesentlich zu steigern. Als günstig erwies sich, Schottky-Transistoren zu integrieren. Diese haben statt eines pn-Übergangs einen Metall-Halbleiter-Übergang, der durch eine Schottky-Diode gebildet wird (siehe Bild 4.8). Wegen des Metall-Halbleiter-Übergangs wird das dynamische Verhalten der Diode ausschließlich durch die Majoritätsträger, die Elektronen, bestimmt, es treten damit keine Schaltverzögerungen beim Umpolen der Diode auf. Bild 4.9 zeigt das Prinzip dieses Schottky-Übergangs. Die Flußspannungen in diesen Dioden sind erheblich geringer als in pn-Dioden (Bild 4.10). Werden Schottky-Transistoren nach Bild 4.8 statt der npn-Transistoren in das TTL-Gatter integriert, können die Schaltzeiten gesenkt werden. Bild 4.11 zeigt als Beispiel die Innenschaltung eines Schottky-TTL-Gatters 74S00, wie es z. B. in der ČSSR unter der Bezeichnung *MH 74S00* hergestellt wird. Wie die Tabelle 4.2. verdeutlicht, hat die Schottky-TTL im Vergleich zur Hochgeschwindigkeitsreihe 74H bessere Daten.

Eine «entartete» Transistor-Transistor-Logik ist die Low-Power-Schottky-TTL 74LS (Bild 4.12). Man erkennt an der Art der Eingangsverknüpfung, daß wir im eigentlichen Sinne eine Dioden-Transistor-Logik (DTL) vor uns haben. Diese Bezeichnung hat sich jedoch nie durchgesetzt. Bei gleichen Gatterverzögerungszeiten (10 ns) beträgt die Leistungsaufnahme nur noch ein Fünftel des Wertes der Standard-TTL. Aufgrund dessen hat

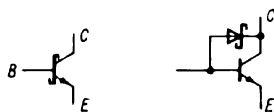


Bild 4.8
Ersatzschaltung eines Schottky-Transistors

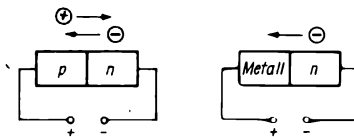


Bild 4.9
Prinzip des Metall-Halbleiter-Übergangs

die Low-Power-Schottky-TTL die Standard-TTL so weit verdrängt, daß diese zwar noch hergestellt, aber nicht mehr weiter entwickelt wird.

Im Zuge der technischen Entwicklung wurden weitere Fortschritte erreicht. Die «fortgeschrittene» (engl. advanced) Schottky-TTL 74AS erhielt diese offizielle Bezeichnung. Bei nur geringfügig erhöhter Leistungsaufnahme gegenüber der Schottky-TTL 74S konnten die Schaltzeiten auf annähernd ein Drittel gesenkt werden. Die größten Zukunftsaussichten dürften jedoch die Advanced-Low-Power-Schottky-TTL (74ALS) und die sogenannte Fast-Schottky-TTL (74F) haben. Sie werden mit größter Sicherheit, so wie die Low-Power-Schottky-TTL die Standard-TTL ablöste, diese ersetzen. Die hohen Schaltgeschwindigkeiten, die geringe Verlustleistung und damit das Geschwindigkeits-Leistungs-Produkt belegen diese Behauptung (siehe Tabelle 4.2.). Als Beispiel ist im Bild 4.13 die Innenschaltung eines NAND-Gatters 74F00 dargestellt.

Wie in der Tabelle 4.2. zu erkennen ist, sind die Gatter der einzelnen Familien unterschiedlich belastbar. Man definierte hier einen Ausgangslastfaktor N_0 , der aussagt, mit wieviel TTL-Eingängen ein TTL-Ausgang maximal belastbar ist. Tabelle 4.3. zeigt die Zusammenhänge innerhalb der genannten 8 Familien. Werden die Ausgänge höher belastet, so kommt es zu Störungen der logischen Funktion und schließlich zum Ausfall der IS.

Werden nicht alle Gatter einer IS be-

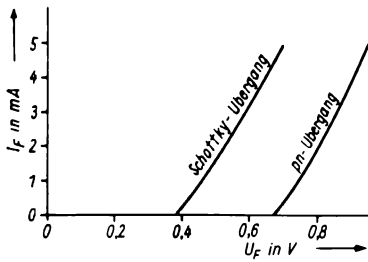


Bild 4.10
Flußspannungen in Schottky- und pn-Dioden

tor der treibenden IS zuläßt, oder sie sind über einen Widerstand von $1\text{ k}\Omega$ an die Betriebsspannung U_{CC} zu legen.

TTL-Bauelemente können 3 verschiedene Ausgangsstufen haben. Am gebräuchlichsten ist die Gegentakt-Endstufe (amerik. totem pole; engl. push pull, Bild 4.14). Anstiegs- und Abfallszeiten sind bei dieser Schaltung etwa gleich groß. Man beachte, daß Ausgänge nicht parallel geschaltet werden dürfen. Vorteilhaft ist, daß diese Endstufe völlig

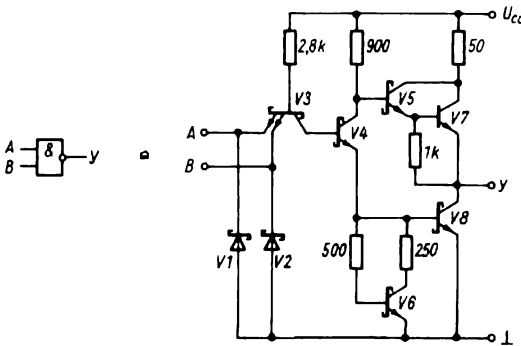


Bild 4.11
Schaltung eines NAND-Gatters
74S00 der Schottky-TTL

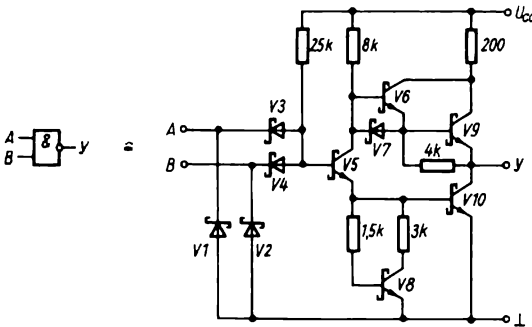


Bild 4.12
Schaltung eines NAND-Gatters
74LS00 der Low-Power-Schottky-TTL

nutzt, empfiehlt es sich, deren Eingänge auf Massepotential zu legen, da dann die Stromaufnahme am geringsten bleibt. Bleiben Eingänge von Gattern frei, sind sie entweder mit benutzten zusammenzuschalten, sofern dies der Ausgangslastfak-

ohne externe Bauelemente auskommt. Das ist nicht der Fall bei der Ausgangsstufe mit offenem Kollektor (engl. open collector, Bild 4.15). Zur Festlegung des Arbeitspunktes benötigt man einen externen Arbeitswiderstand vom Open-Collec-

Tabelle 4.2. Parameter der TTL-Familien

	74..	74H..	74L..	74S..	74LS..	74AS..	74F..	74ALS..
Anzahl der Typen (1987)	178	38	52	96	321	166	233	295
Betriebsspannung U_{CC} in V	$5 \pm 0,25$	$5 \pm 0,25$	$5 \pm 0,25$	$5 \pm 0,25$	$5 \pm 0,25$	$5 \pm 0,25$	$5 \pm 0,25$	$5 \pm 0,25$
Eingangsspannungen U_{IL} in V	$\leq 0,8$	$\leq 0,8$	$\leq 0,8$	$\leq 0,8$	$\leq 0,8$	$\leq 0,8$	$\leq 0,8$	$\leq 0,8$
U_{IH} in V	≥ 2	≥ 2	≥ 2	≥ 2	≥ 2	≥ 2	≥ 2	≥ 2
Eingangsströme I_{IL} in mA	$\leq -1,6$	≤ -2	$\leq -0,18$	≤ -2	$\leq -0,36$	≤ -1	$\leq -1,2$	$\leq -0,2$
I_{IH} in μA	≥ 40	≥ 50	≥ 10	≥ 50	≥ 20	≥ 20	≥ 40	≥ 20
Ausgangsspannungen U_{OL} in V ¹⁾	$\leq 0,5$	$\leq 0,2$	$\leq 0,2$	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	$\leq 0,35$	$\leq 0,35$	$\leq 0,35$
U_{OH} in V	$\geq 2,4$	$\geq 3,4$	$\geq 3,4$	$\geq 2,7$	$\geq 2,7$	$\geq 3,2$	$\geq 3,4$	$\geq 3,2$
Ausgangsstrom I_{OL} in mA ²⁾	≤ 16	≤ 20	≤ 4	≤ 20	$\leq 8^3)$	≤ 20	≤ 20	$\leq 8^3)$
Typische Gatterverzögerungszeit t_D in ns ⁴⁾	10	6	33	5	9	1,5	2	4
Leistungsaufnahme je Gatter in mW ⁵⁾	10	22,5	1	20	2	22	4	1
Geschwindigkeits-Leistungs-Produkt in pJ	100	140	30	100	20	30	8	4
Bemerkungen	keine neuen Typen in diesen Reihen, abgelöst durch Schottky-Technologie			keine neuen Typen	größte Typenvielfalt	schnellste Baureihe	modernste TTL-Familien, verdrängen LS-TTL	

¹⁾ bei I_{OLmax} ; ²⁾ bei U_{OLmax} ; ³⁾ bei gepufferten Ausgängen 40 mA; ⁴⁾ $C_L = 15$ pF, $R_L = 280$ Ω ;

⁵⁾ unbelastete Ausgänge bei 1 kHz, Tastverhältnis 0,5

TTL-Treiber	TTL-Last							
	74	74H	74L	74S	74LS	74AS	74F	74ALS
74	10	8	40	8	20	8	20	20
74H	12	10	50	10	25	10	25	25
74L	2	1	20	1	10	1	10	10
74S	12	10	100	10	50	10	50	50
74LS	5	4	40	10	50	8	50	20
74AS	10	10	100	10	50	10	50	50
74F	12	10	48	10	25	10	25	25
74ALS	10	4	40	10	20	10	20	20

Tabelle 4.3. Ausgangslastfaktoren der TTL-Familien

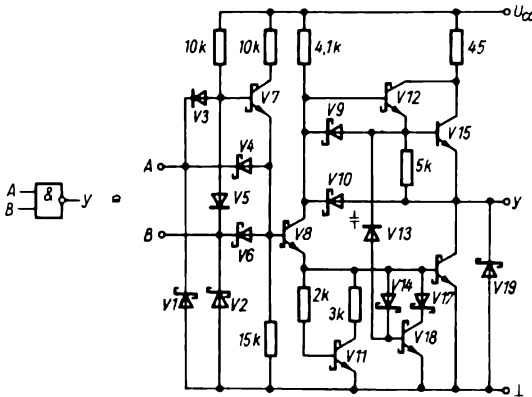


Bild 4.13
Schaltung eines NAND-Gatters
74F00 der Fast-Schottky-TTL

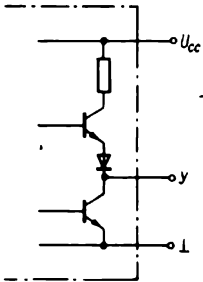


Bild 4.14
Gegentakt-Endstufe

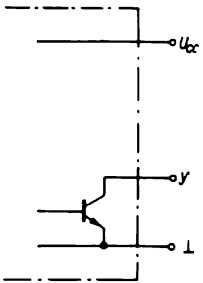


Bild 4.15
Open-Collector-
Endstufe

tor-Ausgang gegen U_{CC} . Bei der Ansteuerung stromintensiver Schaltungen ist diese Schaltung vorteilhaft. Außerdem kann mit ihr eine sogenannte verdrahtete (engl. wired) AND-Funktion realisiert werden.

Der Drei-Zustands-Ausgang (engl. three state, tristate) findet besonders bei Treiberschaltungen Anwendung. Bei den aktiven Zuständen L und H verhält er sich wie die Gegentakt-Endstufe. Über einen zusätzlichen Steuereingang (Enable) können jedoch beide Ausgangstransistoren abgeschaltet werden, wodurch der Ausgang hochohmig wird und sich dem Pegelzustand der Leitung anpaßt, ohne diese zu belasten. Werden mehrere Tristate-Ausgänge parallel geschaltet, müssen alle bis auf einen inaktiv sein.

Um dynamische Störungen beim Betrieb von TTL-Gattern und anderer TTL-Schaltungen zu vermeiden, ist es sinnvoll, die Betriebsspannung U_{CC} für jeweils 5 bis 10 IS mit $0,1 \mu F$ und die Betriebsspannungszuleitung für die gesamte Leiterplatte mit einem weiteren Kondensator (10 nF, Scheibenkondensator) gegen Masse abzublocken (Bild 4.16). Bei zu großen Signalanstiegs- und Signalabfallszeiten kann es zu Schwingungen kommen. Die Flanken der Signale sollten also möglichst steil sein.

Welche TTL-Familie, welcher Ausgangstyp gewählt wird, ist stets abhängig von der gewünschten Schaltung und de-

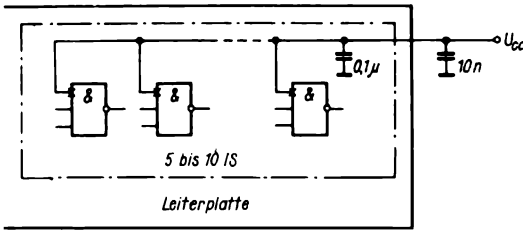


Bild 4.16
Abblocken der Betriebsspannungs-
leitung

ren Einsatzbedingungen. Spielt, was z. B. kaum bzw. beim Amateur nie der Fall sein wird, der Energiebedarf gegenüber der Schaltgeschwindigkeit eine untergeordnete Rolle, entscheidet man sich wohl für die High-Speed- oder Schottky-TTL. Im allgemeinen genügt aber auch die Standard-TTL oder, um Energie bei gleichbleibender Geschwindigkeit zu sparen, die Low-Power-Schottky-TTL. Kommt es dagegen überhaupt nicht auf Schnelligkeit an, kann man sich für die Reihe 74L entscheiden, die jedoch international zugunsten der moderneren 74A-Baureihen kaum noch gefertigt wird. Die ALS- und Fast-Baureihen werden immer weiter entwickelt, da sie höchste Schaltgeschwindigkeiten bei geringsten Leistungen ermöglichen. Das wird durch die extreme Verringerung der Transistorflächen erreicht. Damit ist gleichzeitig der Weg zu höheren Integrationsgraden und damit zur Integration immer komplexer werdender Schaltungen geebnet. Ein Vergleich der Transistorflächen der Standard-, der Low-Power-Schottky- und der Fast-Schottky-TTL zeigt, daß sie sich wie

$$A_{74} : A_{74LS} : A_{74F} = 15 : 9 : 1$$

verhalten.

4.1.2. Integrierte Injektionslogik

Der prinzipielle Aufbau einer Negatorzelle in I²L-Technik wurde bereits im Bild 2.33 vorgestellt. Der vertikal ange-

ordnete Multikollektortransistor V1 wirkt als Negator, der Lateraltransistor V2 übernimmt die Funktion von Stromquelle und Last. Das n-Substrat ist gleichzeitig Emitter von V1 und Basis von V2, eine Isolation beider Transistoren erübrigt sich also. Ein NOR-Gatter mit 2 Eingängen ist im Bild 4.17 wiedergegeben. Die 4 benötigten Transistoren beanspruchen nur sehr wenig Platz, weil schon sämtliche Emitter der Vertikal- und die Basen der Lateraltransistoren in der gleichen Schicht liegen. Der pnp-Transistor V2 liefert den Ansteuerstrom für die Basis des npn-Transistors und den Ladestrom für die Eigenkapazität der Schaltung. In der n-Emitterregion werden in der Nähe des Emitter-Basis-Übergangs überschüssige Minoritätsträger durch Löcherinjektion vom p-Emitter erzeugt. Für den pnp-Transistor wirkt die emittierende p₁-Zone als Emitter, die gemeinsame n₁-Region als Basis und das Basisgebiet p₂ des npn-Transistors als Kollektor. Dadurch wird die I²L-Struktur ebenso leicht beherrschbar wie ein Planartransistor.

I²L-Schaltkreise sind gegenwärtig oft schon Mikroprozessoren, spezielle stromsparende Spezial-Steuerschaltungen, Zähler und Zeitgeber. Im allgemeinen sind I²L-Schaltkreise vorteilhaft voll TTL-kompatibel. Diese Kompatibilität betrifft die Betriebsspannung U_{CC} (= 5 V), die L- und H-Pegel der Logik und die Lastfaktoren. In der DDR wird der Zeitsteuerschaltkreis E 355 D in I²L-Technik hergestellt, der es ermöglicht, über 3 Programmiergänge 8 verschie-

dene Zeitfunktionen zu realisieren. Durch eine externe RC-Beschaltung wird ein Oszillator gebildet, der mit typisch 200 kHz schwingt und das Herz der Gesamtschaltung ist.

4.1.3. Emitttergekoppelte Logik

Die emitttergekoppelte Logik (ECL, engl. emitter coupled logic) ist bereits seit Jahren eingeführt. Sie zeichnet sich durch geringe Signalverzögerungszeiten aus, die im Bereich von 1...3 ns liegen. Die Verlustleistung ist entsprechend hoch, sie beträgt etwa 30 bis 45 mW je Stufe. Die logische Verknüpfung wird durch emitttergekoppelte Paralleltransistoren vorgenommen.

Wegen der hohen möglichen Taktfrequenzen von 1 GHz wird die ECL vornehmlich im Militärwesen eingesetzt. Im zivilen Bereich werden ECL-Schaltungen als schnelle Teiler- und Zählerstufen benutzt (z. B. in Rundfunkgeräten). Bild 4.18 zeigt die Prinzipschaltung eines ECL-Speicherelements auf der Grundlage von Flip-Flops. Innerhalb dieser Anwendungen haben sich besonders ECL-Vorteiler in Verbindung mit anderen Stufen bewährt. Beispielsweise ist es mit Hilfe von PLL-Schaltkreisen, die mit ECL-Vorteilern und programmierbaren Zählern gekoppelt werden, möglich, Oszillatorfrequenzen im AM-Bereich (typ. 1 MHz) in 1-kHz-Abständen und im FM-Bereich (typ. 100 MHz) in 25-kHz-Abständen digital exakt einzustellen. Derartige Schaltungen lassen sich dann für Präzisionsanwendungen in der Frequenzsynthese und -analyse einsetzen.

Die logische Verknüpfung der Eingangssignale erfolgt über den gemeinsamen Emittterwiderstand R_E (Stromsteuerung). Da die Pegel an den Kollektoren von V1 und V2 nicht kompatibel mit den Eingangsspannungen sind, muß eine Emittterfolgerstufe V3 nachgeschaltet werden.

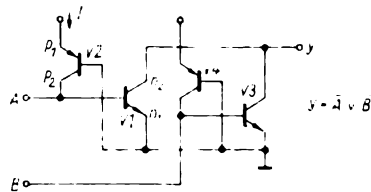


Bild 4.17
NOR-Gatter in I²L-Technik

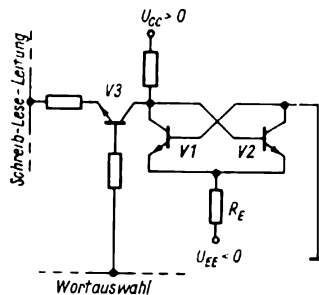


Bild 4.18
Speicherzelle in ECL-Technik

den. Die negative Betriebsspannung U_{EE} liegt bei -7 V , für die Eingangs- und Ausgangspegel gelten: $-U_{IH} = 1,2...2\text{ V}$, $-U_{IL} = 0,4...1\text{ V}$, $-U_{OH} = 1,2...2\text{ V}$, $-U_{OL} = 0,4...1\text{ V}$. Deutlich erkennbar sind der geringe Spannungshub und die geringe Störspannungsschwelle.

4.1.4. MOS-Logik

Unipolare Logikschaltkreise fanden und finden große Verbreitung, da diese Technik in der Regel einen hohen Integrationsgrad erlaubt. Sie haben aber auch Nachteile. Die pMOS-Technik ist heute bereits völlig veraltet. In der DDR wurden in früheren Jahren Grundgatter und Spezialschaltungen dieser Reihe geschaffen. Obwohl der Störabstand bemerkens-

wert hoch war, konnte sich diese Technik nicht durchsetzen, da sie unpraktische Betriebsspannungen ($-25 \dots 28 \text{ V}$), negative Logik und dementsprechende Logikpegel hatte. Hinzu kamen hohe Signalverzögerungszeiten.

Die nMOS-Technik verwendet, wie bereits der Name sagt, MOS-Transistoren mit n-Kanälen. Bedeutung hat diese Technik ausschließlich für die Großintegration. Grundgatter werden in ihr nicht hergestellt. Bild 4.19 zeigt die Schaltung eines NOR-Gatters in n-Kanal-MOS-Technik. Statt eines Arbeitswiderstandes wird ein selbstsperrender FET V3 verwendet, der leitend wird, wenn ein hohes Gatepotential U_{GG} anliegt. Oftmals wird die zusätzliche Substratspannung (Bulkspannung) U_{BB} benötigt, die, wird sie negativ, sichert, daß die Eingangs-FETs sicher sperren. Übliche Werte für die 3 Betriebsspannungen sind $U_{BB} = -5 \text{ V}$, $U_{GG} = 12 \text{ V}$ und $U_{DD} = 5 \text{ V}$. Durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen auf dem Halbleiterchip ist es gelungen, den Nachteil der 3 Betriebsspannungen zu vermeiden und mit $U_{DD} = 5 \text{ V}$ auszukommen. Damit wurde die Zusammenschaltung mit TTL-Systemen erleichtert. Beide Varianten haben eine typische Verlustleistung je Gatter von etwa $0,5 \text{ mW}$ und Gatterverzögerungszeiten von etwa 30 ns . Damit ergibt sich ein Verzögerungszeit-Leistungsprodukt von 15 pJ .

4.1.5. Komplementäre MOS-Logik (CMOS-Technik)

Werden 2 MOSFETs unterschiedlichen Kanaltyps nach Bild 2.36 zusammengeschaltet, erhält man die einfachste logische CMOS-Struktur, den Inverter. Da einer der beiden Transistoren stets gesperrt bleibt, ist die Stromaufnahme der Schaltung nahezu Null. Lediglich im Moment des Umschaltens fließt ein geringer Querstrom. Die Betriebsspannung kann

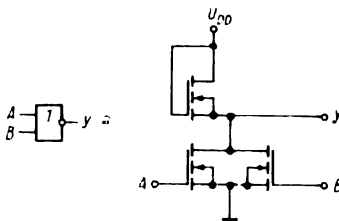


Bild 4.19
NOR-Gatter in n-Kanal-MOS-Technik

innerhalb von $3 \dots 18 \text{ V}$ frei gewählt werden. Damit sind diese IS hervorragend für batteriebetriebene Geräte geeignet. Bei $U_{CC} = 5 \text{ V}$ sind CMOS-IS voll TTL-kompatibel. Das Prinzip der komplementären Zustände ermöglicht einen hohen Störabstand, der bei 45% der Betriebsspannung U_{CC} in beiden Zuständen liegt. CMOS-Schaltungen haben einen hohen Eingangswiderstand von $10^9 \dots 10^{12} \Omega$ und einen geringen Ausgangswiderstand von etwa $400 \dots 1000 \Omega$. Obwohl die CMOS-Technik gegenüber der nMOS-Technik einen höheren Platzbedarf hat und ihr technologisches Verfahren kompliziert und aufwendig ist, wird sie in absehbarer Zeit die nMOS-Technik völlig verdrängen, gegenwärtig wird sie bereits in allen Integrationsgraden angewandt. Besondere Bedeutung hat die CMOS-Baureihe 4000 erlangt, die im internationalen Maßstab von vielen Herstellern produziert wird und deren Bauelemente bei gleicher Typennummer pinkompatibel untereinander sind, die Verhältnisse sind hier mit denen der TTL-Baureihe 74... zu vergleichen.

Zwei Baureihen haben sich international durchgesetzt. Die ältere A-Reihe ist generell ungepuffert. Bild 4.20 zeigt ein ungepuffertes NAND-Gatter mit 2 Eingängen. Diese A-Reihe ist vergleichsweise langsam, da die HL-Flanken bei Umschaltvorgängen nicht steil genug sind. Innerhalb des RGW wird diese Baureihe in der UdSSR unter den Bezeich-

nungen K 174, K 176, K 561 und K 564 gefertigt. Um den Nachteil der zu flachen Flanken auszuräumen, wurden Ein- und Ausgänge der Schaltungen gepuffert, diese Reihe wird als B-Serie bezeichnet und entspricht heute der internationalen Norm. Innerhalb der sozialistischen Staaten wird diese Reihe in der DDR unter der Bezeichnung V 4000, in der ČSSR als MHB 4000 hergestellt. Diese Pufferung wird im internationalen Maßstab nicht einheitlich durchgeführt. Einige Firmen negieren die Eingangssignale vor der logischen Verknüpfung, das verknüpfte Signal wird dann nochmals negiert (Bild 4.21); andere verwenden keine Eingangsnegatoren, sondern zwei Ausgangsnegatoren (Bild 4.22). Die erzielten Ergebnisse sind jedoch in beiden Fällen gleich. Die Puffer machen die Ausgangsstufen in beiden Richtungen gleich und einheitlich, wodurch auch die Signalanstiegs- und -abfallszeiten fast identisch sind. Durch die zusätzliche Verstärkung werden die LH- und HL-Flanken steiler, wodurch die B-Reihe besonders für Impulsschaltungen geeignet wird. Bild 4.23 verdeutlicht den Unterschied im dynamischen Verhalten der A- und der B-Reihe.

Neben dieser 4000er Reihe ist auf dem Weltmarkt eine weitere Baureihe verbreitet, die allerdings weniger Schaltungsunterschiede zur Reihe 4000 als vielmehr Pinkompatibilität zur TTL-Reihe 74... aufweist. Folgerichtig trägt sie die Bezeichnung 74C...

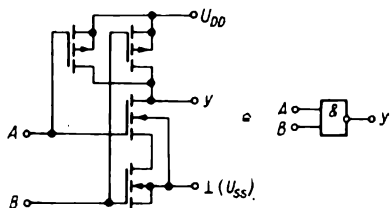
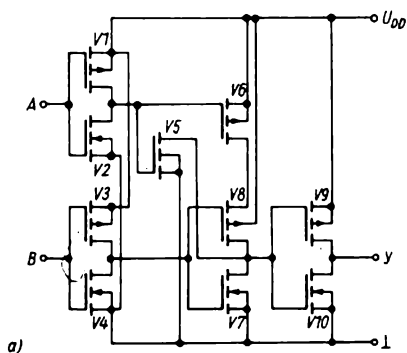
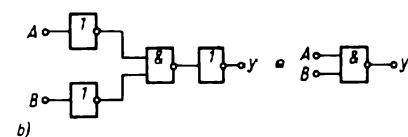


Bild 4.20
Ungepuffertes NAND-Gatter in CMOS-Technik

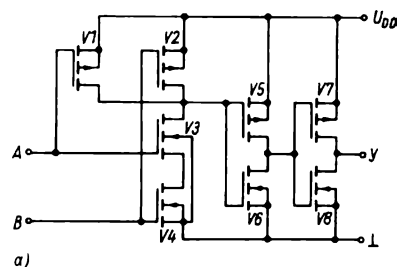


a)

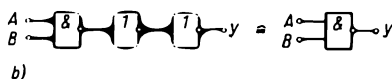


b)

Bild 4.21
Gepuffertes NAND-Gatter in CMOS-Technik; a – Innenschaltung, b – logisches Ersatzschaltbild



a)



b)

Bild 4.22
Gepuffertes NAND-Gatter in CMOS-Technik mit zwei Ausgangsinvertiern; a – Innenschaltung, b – logisches Ersatzschaltbild

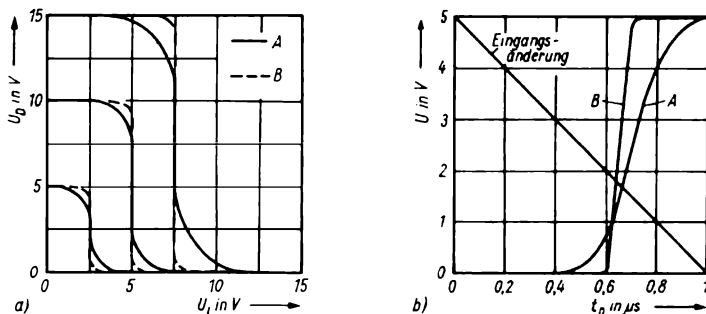


Bild 4.23

Ungepufferte CMOS-IS; a – Spannungsübertragungskennlinien, b – Reaktionszeit bei sich langsam änderndem Eingang

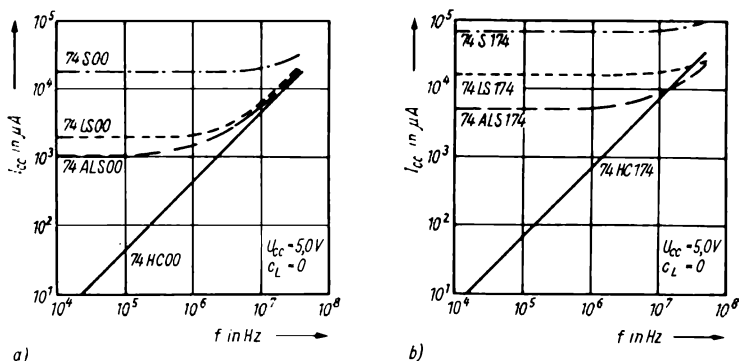


Bild 4.24

Vergleich der CMOS-Baureihe 74HC... mit verschiedenen TTL-Baureihen; a – NAND-Gatter ...00, b – 6 D-Flip-Flops ...174

Im Bestreben, die CMOS-Technik bei bleibendem Vorteil der geringen Leistungsaufnahme noch schneller zu machen, damit sie der Schottky- bzw. Low-Power-Schottky-TTL vergleichbar wird, wurde die Silizium-Gate-Technologie auch für die CMOS-Technik angewandt. Weitere technologische Maßnahmen wie Verringerung der Zellengröße und Vermeidung von p^+ -dotierten Bereichen führten dazu, daß eine neue Baureihe der Bezeichnung 74HC.. (in der DDR: U74HCT..) auf dem Weltmarkt Verbreitung fand. Bei Betriebsspannungen

von $5V \pm 10\%$ liegen U_{IH} bei 3,15 bis 3,85 V und U_{IL} bei 0,9 bis 1,1 V. Die Ausgangsspannungen betragen $U_{OH} = 2,8$ bis 3,8 V, $U_{OL} = 0,32$ V. Bei einer kapazitiven Last von 15 pF werden Schaltzeiten von maximal 13 ns und Taktfrequenzen von maximal 30 MHz erreicht. Diese Werte beziehen sich auf einfache Gatter. Die Stromaufnahme beträgt je nach Integrationsgrad 2 bis 8 μA . Den Erfolg, den die CMOS-Technik beim Verdrängen auch progressiver TTL-Schaltungen hat, verdeutlichen die Bilder 4.24a und b. Man erkennt, daß die Leistungsaufnahme erst

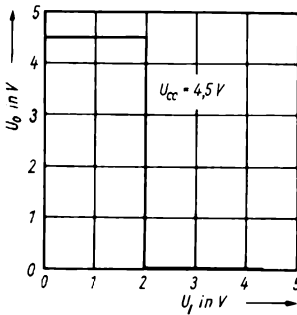


Bild 4.25
Schaltschwelle der CMOS-Baureihe 74HC...

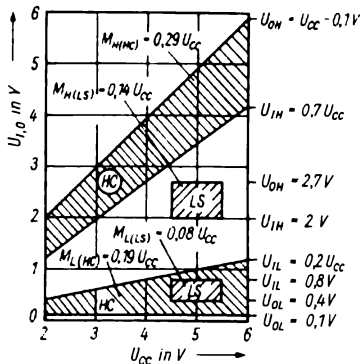


Bild 4.26
Störabstand der CMOS-Baureihe 74HC...

bei Erreichen einer Taktfrequenz um 10 MHz in die Größenordnung der TTL-Familien kommt. Bild 4.25 zeigt die Schaltschwelle der High-Speed-CMOS-Baureihe, und Bild 4.26 verdeutlicht den hohen Störabstand. Dieser beträgt bei einem Betriebsspannungsbereich von $U_{CC} = 2$ bis 6 V mindestens $0,29 U_{CC}$ bei H-Pegel und mindestens $0,19 U_{CC}$ bei L-Pegel.

Diese Eigenschaften, die bereits bei SSI- und MSI-Bauelementen deutliche Vorteile gegenüber den entsprechenden TTL-Bauelementen mit sich bringen, verstärken sich mit der Großintegration von

CMOS-Schaltungen. Sie ermöglichen, immer kompliziertere und umfangreichere Schaltungen auf der Basis des erforderlichen Batteriebetriebes zu konzipieren und auszuführen, da das frühere Primat der TTL, die höhere Schaltgeschwindigkeit, nicht mehr vorhanden ist.

CMOS-Schaltungen sind wie alle MOS-Schaltungen empfindlich gegen Oberflächenladungen, die beim Umgang mit ihnen entstehen können. Die Hersteller schützen daher die Ein- und Ausgänge durch Schutzdioden. Die beiden üblichen Schutzschaltungen sind im Bild 4.27 dargestellt.

Trotz dieser Maßnahmen ist besondere Vorsicht beim Umgang mit CMOS-IS geboten. Arbeitsplatten, Werkzeuge usw. sollten leitend mit Masse verbunden sein, beim Transport müssen die Bauelemente in leitendem Material verpackt sein. Der Mensch sollte über einen Reihenwiderstand von 10 M Ω mit Masse verbunden sein, dazu ist ein Armband aus Metall oder leitender Plaste geeignet. Diese Maßnahmen sind auch bei Untersuchungen an fertigen CMOS-Schaltungen zu beachten! Werden Leiterplatten gemischt bestückt, z. B. mit linearen und CMOS-IS, so sollen die empfindlichen CMOS-Schaltungen unbedingt zuletzt eingesetzt werden. Werden diese Vorsichtsmaßnahmen nicht eingehalten, kann es zu einer Zerstörung der Bauelemente kommen!

4.2. Lineare integrierte Schaltungen

Gleichbedeutend mit den digitalen IS sind nach wie vor integrierte Analogschaltungen. Obwohl versucht wird, möglichst viele Funktionen mit Hilfe der Digitaltechnik wegen der zu erwartenden hohen Genauigkeit, der problemlosen Integration und der weitgehenden Störungsfreiheit zu lösen, geht das nicht in jedem Fall. Gerade in der Meßtechnik, in der

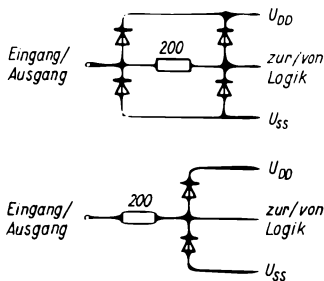


Bild 4.27
Eingangsschutzschaltungen

Rundfunk- und Fernsehtechnik werden präzise Analogschaltungen benötigt, oftmals «nur», um eine Schnittstelle zur weiterverarbeitenden digitalen Stufe herzustellen. In analogen Schaltungen werden nicht wie in digitalen diskrete Spannungen (z. B. Logikpegel), sondern sämtliche Werte innerhalb bestimmter Grenzen verarbeitet.

Im allgemeinen realisiert man integrierte lineare Schaltungen mit Hilfe der Bipolartechnik. Jedoch erweist sich der hohe Eingangswiderstand der Feldeffekttransistoren oft als sehr nützlich, so daß inzwischen auch Bauelemente weit verbreitet sind, in denen bipolare und unipolare Transistoren integriert sind. Auch rein unipolare lineare IS sind inzwischen entwickelt worden.

Lineare IS gibt es für nahezu alle Anwendungen in der Analogtechnik. Genannt seien hier die Funktechnik, die Meß- und Regeltechnik, die Rundfunk- und Fernsehtechnik. Wegen der gut beherrschten Integration von Transistoren lassen sich Schaltungskonzepte verwirklichen, die beim Aufbau mit diskreten Transistoren viel zu teuer oder völlig unmöglich wären. Ganze Bauelementefamilien, wie sie in der Digitaltechnik üblich sind, gibt es in der Analogtechnik kaum. Im folgenden sollen daher nur charakteristische und weit verbreitete Bauelementegruppen mit einigen typischen Vertretern vorgestellt werden.

4.2.1. Verstärker

Innerhalb der linearen IS nimmt die Gruppe der verstärkenden Bauelemente den größten Raum ein, und in ihr haben die *Operationsverstärker* wegen ihrer universellen Einsatzmöglichkeiten mit Abstand die größte Bedeutung. Darunter versteht man Schaltungen, die 2 Eingänge haben: einen, an dem das Eingangssignal invertiert, also negiert wird, und einen, der es nicht invertiert, also in der vorliegenden Form weitergibt. Der invertierende Eingang wird mit $-$, der nichtinvertierende mit $+$ gekennzeichnet. Mit derartigen Schaltungen lassen sich Spannungen addieren. Ursprünglich sind Operationsverstärker vorwiegend in Analogrechnern eingesetzt worden, da mit ihnen die Grundrechenarten Addition und Subtraktion (von Spannungen) verwirklicht werden konnten. Bereits seit langem hat sich der Operationsverstärker von dieser Spezialanwendung gelöst und ist in integrierter Form zu einem Standardbauelement geworden, das sich äußerst vielseitig verwenden läßt. Eine spezielle Form des Operationsverstärkers ist der Komparator. Sein Ausgangssignal ist nicht proportional der Summe beider Eingangssignale, sondern hat einen definierten Pegel, wenn ein Eingangssignal größer bzw. kleiner als das andere ist. Konkret wird ein Eingang mit einem genau festgelegten Referenzsignal beaufschlagt, am anderen liegt die zu messende Größe. Ist diese ungleich dem Vergleichssignal, so springt der Ausgang von einem definierten Pegel auf einen anderen um. Diese Änderung läßt sich beispielsweise mit einem nachgeschalteten logischen Netzwerk verarbeiten und auch für eine möglicherweise erforderliche Nachregelung ausnutzen.

Ein weit verbreiteter Typ ist der zwar bereits seit Jahren veraltete, trotzdem aber immer noch von vielen führenden Halbleiterherstellern in aller Welt herge-

stellte Operationsverstärker $\mu A 709$ oder nur kurz *709*. In der DDR trägt er die Bezeichnungen *A 109* und *B 109*, je nach Temperaturbereich. Obwohl es inzwischen modernere Typen gibt, die oft nach speziellen Einsatzgebieten modifiziert sind, hat dieser Typ seine Bedeutung besonders für den Amateur nicht verloren. Er war bereits 1982 vom Hersteller, dem VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder), nicht mehr für Neuentwicklungen vorgesehen. Da sich an ihm aber das Schaltungsprinzip des Operationsverstärkers gut erläutern läßt, soll er hier kurz vorgestellt werden. Bild 4.28 zeigt die Innenschaltung und die Frequenzkompensationsbeschaltung. Die Transistoren V1 und V2 bilden die Eingangsdifferenzstufe, die auch die Drift- und Offsets Eigenschaften der gesamten Schaltung bestimmt. Da die Eingangstransistoren nur einen geringen Kollektorstrom haben, ist der Eingangswiderstand hochohmig ($\geq 50 \text{ k}\Omega$). Der ersten Differenzstufe folgt eine zweite mit den Transistoren V3, V5 und V4, V6 in Darlingtonschaltung. V8 arbeitet als Emitterfolger und hat den größten Anteil an der Verstärkung. Der als Diode geschaltete V15 dient zusammen mit R3 und R4 der Temperaturkompensation. Die Ausgangsstufe beginnt mit R7 und besteht aus dem Lateraltransistor V9, dem Treiber V12 und der Gegentakt-B-Endstufe mit V13 und V14.

Beim Umgang mit Operationsverstärkern ist die richtige Wahl der Frequenzkompensationsglieder sehr wichtig. In der Nähe der oberen Grenzfrequenz (beim *A 109* $f_0 = 1 \text{ MHz}$) besteht wegen der inneren Phasendrehung die Gefahr der Selbsterregung, wenn der Verstärker stark gegengekoppelt ist. Um das zu vermeiden, muß die Schleifenverstärkung bei der Frequenz, bei der die interne Phasendrehung 180° wird, auf Werte unter 1 gesenkt werden. Sicherheitshalber sollte die Schleifenverstärkung bereits bei einer in-

neren Phasendrehung von 135° unter 1 liegen (Phasenrand = $180^\circ - 135^\circ = 45^\circ$). In Tabelle 4.4. sind die notwendigen Kompensationsglieder für einen Phasenrand von 45° zusammengestellt.

Modernere Operationsverstärker haben eine FET-Eingangsstufe, die hohe Eingangswiderstände gewährleistet. Dazu gehören die Typen *B 080* bis *B 084*, ebenfalls aus dem VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder). Sie verfügen (außer *B 080*) über eine interne Kapazität, die stabilen Betrieb auch bei der Verstärkung $V = 1$ garantiert. Bild 4.29 zeigt die Innenschaltung, die bei allen Typen gleich ist, unterschiedlich ist allerdings die Anzahl der integrierten Verstärker:

- B 080* Einfach-Operationsverstärker mit externer Frequenzkompensation
- B 081* Einfach-Operationsverstärker mit interner Frequenzkompensation
- B 082, B 083* Doppel-Operationsverstärker mit interner Frequenzkompensation
- B 084* 4 Operationsverstärker mit interner Frequenzkompensation

Tabelle 4.4.
Kompensationsglieder für A 109
(Phasenrand 45°)

$ V_g $ in dB	C_{k1} in pF	R_k in k Ω	C_{k2} in pF
60	10	0	3
50	27	1,5	3
40	100	1,5	3
30	270	1,5	10
20	470	1,5	20
10	2 700	1,5	100
0	4 700	1,5	200

V_g = geschlossene Schleifenverstärkung

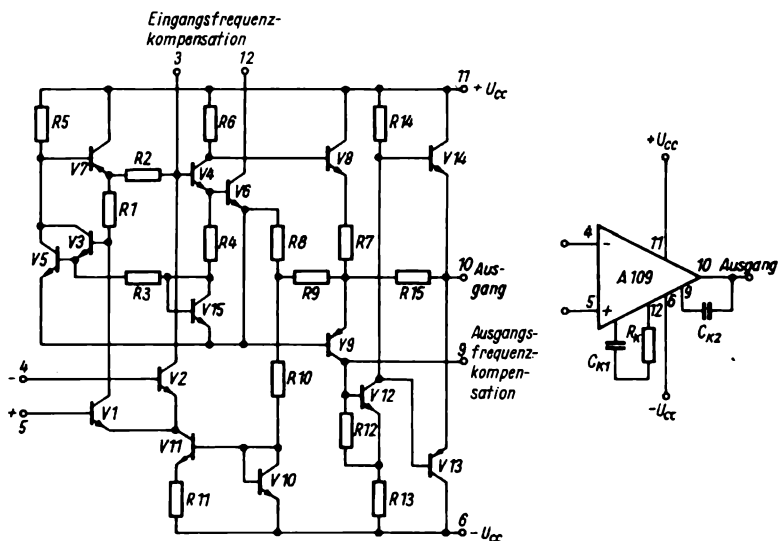


Bild 4.28
Schaltung des Operationsverstärkers A 109 D

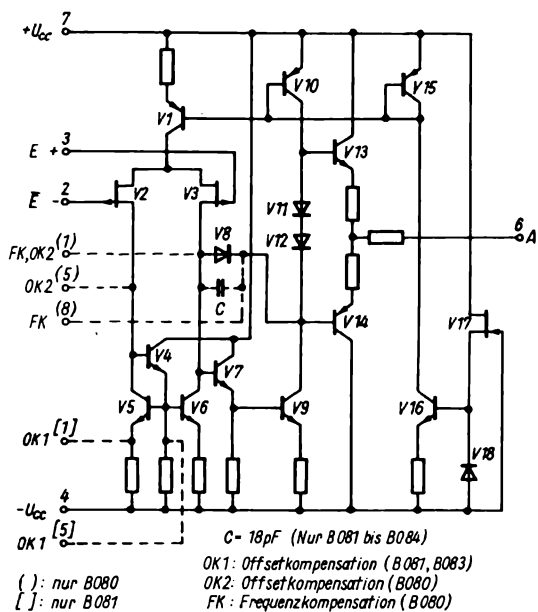


Bild 4.29
Schaltung des Operationsverstärkers B 080 D

Die Daten aller Typen sind gleich. Dem Eingangsdifferenzverstärker mit den p-Kanal-SFETs V2 und V3 folgt die Stufe mit V4, V5 und V6, wo das Differenzsignal summiert wird. V7 und V9 übernehmen die Verstärkung des Summensignales, das auch V11 und V12 ansteuert. Diese beiden Transistoren, die hier vereinfacht dargestellt wurden, erzeugen die Vorspannung für die Endstufe mit V13 und V14. Der Kondensator C dient zusammen mit der Diode V8 der wechsel- und gleichstrommäßigen Gegenkopplung zwischen der Treiber- und der Differenzverstärkerstufe. Der n-Kanal-SFET V17 ist für V18 eine Konstantstromquelle und legt die Basis von V16 auf 5 V. Dessen Kollektorstrom versorgt über die Stromspiegel V1, V10 und V15 die Hauptverstärker und die Eingangsdifferenzstufe mit konstanten Arbeitsströmen.

Bild 4.30 zeigt das Schaltbild des programmierbaren Operationsverstärkers B 176. In derartigen Operationsverstärkern wird der Widerstand, der die Arbeitspunkte der Transistoren festlegt, weggelassen, statt dessen wird ein zusätzlicher Anschluß nach außen geführt, über den der den Arbeitspunkt bestimmende Strom eingespeist wird. Dieser Strom

wird Setstrom I_{set} genannt, von ihm sind Verstärkung, Eingangswiderstand, Eingangsstrom und Stromaufnahme sowie einige weitere Werte abhängig. Als Stromquelle kann im einfachsten Fall ein Widerstand dienen, für genauere Einstellung sollte ein p-Kanal-SFET über einen Arbeitswiderstand an den Setanschluß gelegt werden. Der Setstrom wird über die Stromspiegelbank mit V12, V13, V16 und V17 in die einzelnen Stufen des Verstärkers eingespeist. Die Eingangsstufe mit den Transistoren V1, V3 und V2, V4 bildet einen Komplementär-Kaskodedifferenzverstärker. V5 und V6 sind für die Eingangsstufen die Arbeitswiderstände und arbeiten außerdem als Phasenaddierstufe. Das Ausgangssignal der Eingangsstufe wird hochohmig von V7 übernommen, der hier als Impedanzwandler geschaltet ist. Die Endstufe mit V10 und V11 wird vom Treibertransistor V9 angesteuert.

In der Tabelle 4.5. sind die wichtigsten Daten der hier besprochenen Operationsverstärker zusammengestellt. Abschließend dazu sollen im folgenden einige Grundschaltungen sowie einige interessante Applikationen vorgestellt werden. Bild 4.31 zeigt die beiden Grundschal-

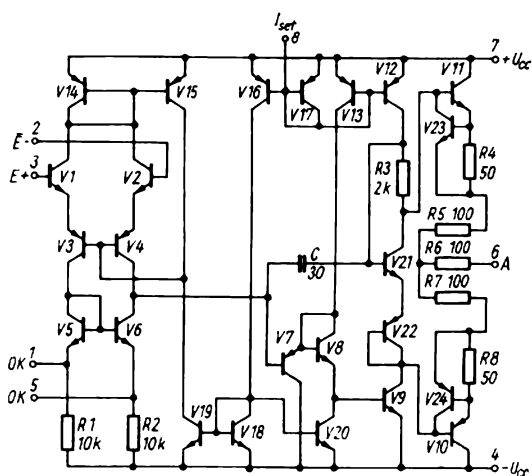


Bild 4.30
Schaltung des Operationsverstärkers B 176 D

Tabelle 4.5. Technische Daten einiger Operationsverstärker

	A 109	B 109	B 080	B 176	A 2030
Speisespannung $U_{CC+} = -U_{CC-}$ in V	18, typ. 15	18, typ. 15	18, typ. 15	18, typ. 3	6...18
Gleichtakteingangsspannung U_{IC} in V	-10...10	-10...10	-15...15	-15...15	6...18
Differenzeingangsspannung U_{ID} in V	-5...5	-5...5	-30...30	-30...30	-30...30
Eingangsoffsetspannung U_{IO} in mV	<7,5	<5	≤ 15	≤ 6	≤ 20
Eingangsoffsetstrom I_{IO} in nA	<500	<200	0,005	≤ 6	≤ 500
Eingangsstrom I_I in μA	<1,5	<0,5	0,03	$\leq 0,01$	≤ 1
Eingangswiderstand R_I in Ω	$>5 \cdot 10^4$	$>15 \cdot 10^4$	10^{12}	$\leq 10^7$ ¹⁾	$1,8 \cdot 10^7$
Stromaufnahme I_{CC} in mA	10	10	$\leq 2,8$	$\leq 0,02$ ¹⁾	≤ 60
Programmierstrom I_{Set} in μA	-	-	-	≤ 200	-
Verlustleistung P_{tot} in mW	300	300	680	500	$20 \cdot 10^3$
Betriebsspannungsunterdrückung SVR in dB (in $\mu V/V$)	(200)	(150)	≥ 70	≥ 74	≥ 40
Gleichtaktunterdrückung CMR in dB	65	70	≥ 70	≥ 70	≥ 56
Spannungsverstärkung A_U (in dB)	15 000	25 000	(≥ 68)	$\geq 25\,000$ ¹⁾	(≥ 76)
Betriebstemperaturbereich ϑ_a in °C	0...70	-25...85	0...70	-25...85	5...40
Max. Kurzschlußdauer t_k (in s)	5	5	∞	∞	∞
Gehäuse	DIL 14	DIL 14	DIL 8	DIL 8	TO 220

¹⁾ in Abhängigkeit vom Programmierstrom I_{Set}

tungen des A 109, die sinngemäß für jeden Typ gelten. Bild 4.32 zeigt die Schaltung eines rauscharmen NF-Vorverstärkers, ebenfalls mit dem A 109. Als Betriebsspannung $+U_{CC}$ genügen hier $+12\text{ V}$, Pin 6 ($-U_{CC}$) liegt auf Masse. Der Arbeitspunkt wird mit R3 und R4 festgelegt und beträgt 6 V. C3 und C2 dienen der Abblockung von Wechselspannungen. Die Eingangsrauschspannung beträgt bei dieser Schaltung max. 2 μV , die Eingangsimpedanz 220 Ω , Bandbreite 20 Hz...20 kHz ($\pm 1\text{ dB}$), Verstärkung 40 dB.

Einen Mikrofonverstärker mit dem B 177, der bis auf die fehlende interne Kapazität identisch mit dem B 176 ist

und folglich extern frequenzkompensiert werden muß, zeigt Bild 4.33. Die Kapazität C2 wird unmittelbar am Mikrofon befestigt, der Verstärker kann weiter entfernt sein. Der Operationsverstärker wird mit einem Setstrom von 6,5 μA betrieben, damit wird sein Eingangsstrom etwa 8 nA, folglich liegt ein hoher Eingangswiderstand vor. Die Schaltung ist wegen der geringen erforderlichen Speisespannung für Batteriebetrieb geeignet. Folgende Daten werden erreicht: Ruhestromaufnahme 120 μA , Eingangsspannung $\leq 0,43\text{ V}$, Eingangsrauschspannung 50 μA , Verstärkung bei $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $A_U = 24\text{ dB}$, Frequenzbereich 10 Hz...60 kHz ($\pm 3\text{ dB}$).

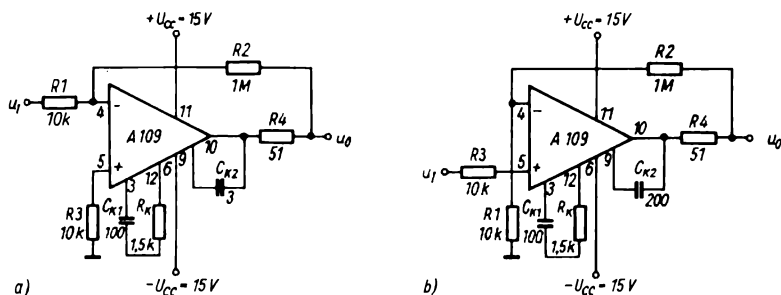


Bild 4.31
Grundschaltungen des A 109 D; a – invertierender Betrieb, b – nichtinvertierender Betrieb

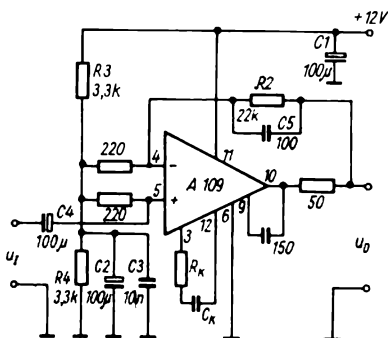


Bild 4.32
Rauscharmer NF-Vorverstärker

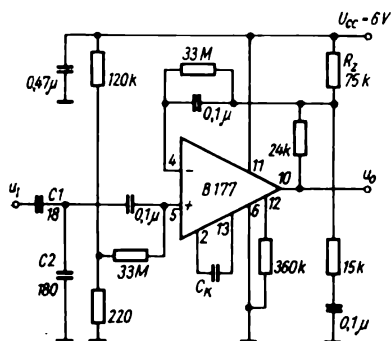


Bild 4.33
Mikrofonverstärker mit B 177 D

Große Bedeutung u. a. für Rundfunk- und elektroakustische Geräte haben die integrierten *Leistungsverstärker für den NF-Bereich* erlangt. Mit ihnen lassen sich günstig Endstufen aufbauen, die sich durch einen geringen Bauelementeaufwand und gute technische Daten auszeichnen. Auch hier finden neuerdings Operationsverstärker Anwendung. Der A 2030 H/V aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) z. B. ist ein Leistungsoperationsverstärker, mit dessen Hilfe kompakte NF- und Gleichstromverstärker aufgebaut werden können. Bild 4.34 zeigt die prinzipielle Innenschaltung. Dem Eingangs-Differenzverstärker folgt die Treiberstufe, die über eine Spannungsversatzschaltung die obere Endstufe ansteuert. Diese wird unmittelbar von dem Signal gesteuert, während die untere über einen Stromspiegel stromgesteuert ist. Beide Endstufen bestehen aus Darlingtonstufen, mit denen eine hohe Stromverstärkung und ein geringer Ausgangswiderstand erreicht werden. Sie sind kurzschlußgeschützt. Der gesamte Schaltkreis verfügt über eine Schutzschaltung vor thermischer Überlastung. Mit dieser IS lassen sich problemlos NF-Verstärker mit Ausgangsleistungen von typisch 20 W an 4 Ω realisieren, die Bandbreite beträgt 20 Hz...20 kHz. Bild 4.35 zeigt eine typische Applikationsschaltung. R_x und C_x dienen der Korrektur des Frequenzgangs. Neben Leistungsoperationsverstärkern sind aber auch herkömmliche NF-Verstärker, also

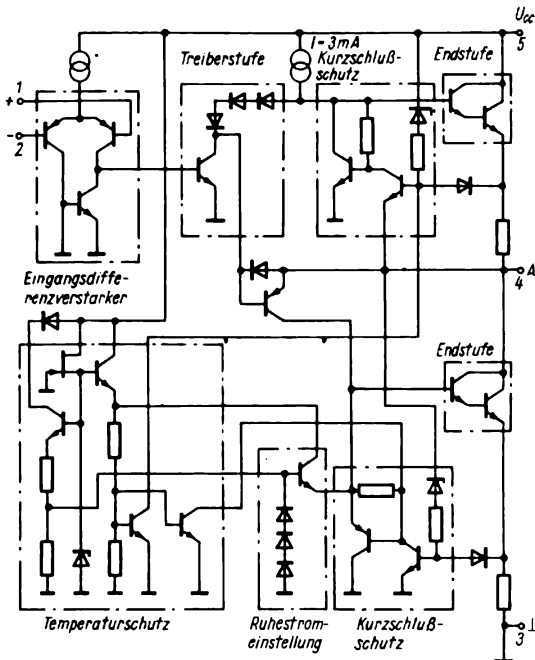
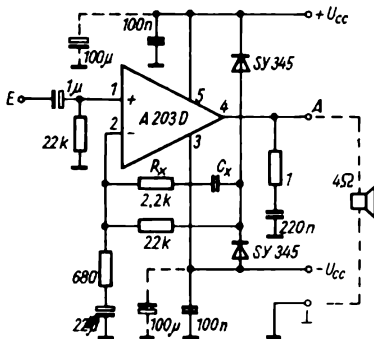


Bild 4.34
Schaltung des Leistungsoperationsverstärkers A 2030 H/V



R_x, C_x für Frequenzkompensation
(können entfallen),
wenn $R_x = 2,2k$, dann $C_x = 470p$; $4,7n$; $47n$,
je nach gewünschtem Frequenzgang;

Bild 4.35
Typischer NF-Verstärker mit A 2030 H/V

solche ohne Differenzeingang, weit verbreitet. Zu ihnen gehört der A 210 D, der in herkömmlicher Weise aus einem Vorverstärker und einem Endverstärker besteht und dessen Funktion durch eine

Wärmeschutz- und eine Kurzschlußschutzschaltung garantiert wird. Mit ihm können Ausgangsleistungen bis zu 5 W erreicht werden, der Betriebsspannungsbereich von 4...20 V macht dieses Bauelement besonders für tragbare Geräte geeignet. Folgerichtig ist es auch gerade in Koffersupern zu finden.

Ebenfalls für Rundfunkgeräte sind integrierte Vorverstärker geschaffen worden, mit deren Hilfe eine gleichstrommäßige Steuerung der Funktionen Lautstärke, Höhen, Tiefen und Balance möglich ist. Dieses Verfahren ist zwar aufwendiger als das herkömmliche, sofern es mit diskreten Transistoren realisiert werden sollte, bleibt aber durch die Transistorintegration nicht nur unter den Kosten der diskreten Variante, sondern bringt auch Vorteile wie bessere technische Daten und größere Zuverlässigkeit, mit sich. Die IS A 273 D dient der Lautstärke- und Balanceeinstellung in Stereoverstärkern mit physiologischer Lautstärkebeeinflus-

sung. Dazu enthält sie für jeden Kanal einen einstellbaren Verstärker und ein elektronisches Potentiometer mit nachfolgendem Operationsverstärker. Die IS A 274D dient der Höhen- und Tiefeneinstellung in Stereoverstärkern und enthält 4 elektronische Potentiometer mit nachfolgendem Operationsverstärker, zwei je Kanal für Höhen und Tiefen. Beide IS werden in der Regel gemeinsam eingesetzt und bilden mit einer geringen externen Beschaltung den gesamten Vorverstärker eines Stereoverstärkers.

Zum Abschluß sei darauf verwiesen, daß auch entsprechende integrierte Schaltungen für den AM- und den FM-ZF-Teil von Rundfunkgeräten vorhanden sind, die den Abgleich dieser Stufen wesentlich erleichtern. In der DDR sind die Bauelemente A 225D und A 281D bekannt. Die A 225D enthält einen FM-ZF-Verstärker mit Demodulator für Rundfunkgeräte und verfügt über einen besonderen Anschluß für ein Instrument zur Anzeige der Amplitude der Feldstärke. Die Mono-Stereo-Umschaltung kann wahlweise mit positiver oder negativer Schaltspannung erfolgen, weiterhin sind ein AFC-Ausgang mit Abschaltautomatik und Rauschsperrung vorhanden.

4.2.2. Zeitbausteine

Integrierte Zeitgeberschaltungen (engl. timer) bestehen aus linearen und digitalen Teilschaltungen. Weit verbreitet ist der Typ 555, der von vielen bedeutenden Halbleiterherstellern gefertigt wird. In der DDR trägt er die Bezeichnung B 555D, nur auf ihn soll hier eingegangen werden. Bild 4.36 zeigt sein Übersichtsschaltbild. Die Ausgangssignale der Komparatoren N1 und N2 schalten das Flip-Flop D1 um. Mit dessen Ausgangssignal wird sowohl die Entladestufe mit V als auch die Ausgangsstufe mit D2 gesteuert. Fehlt eine externe Beschaltung, so verhält sich

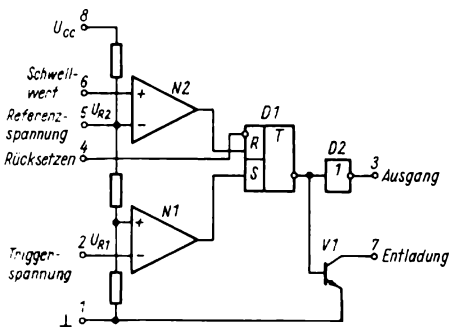


Bild 4.36
Prinzipschaltung des Timers B 555 D

die IS B 555 wie ein Komparator mit Hysterese.

Ist eine Spannung am Eingang des Komparators N1 kleiner als die Referenzspannung U_{R1} , kippt der Ausgang auf H-Potential; ist die Eingangsspannung an N2 größer als die Referenzspannung U_{R2} , so nimmt der Ausgang L-Potential an. Mit dem Flip-Flop D1 werden die Komparatoren entprellt, an die Anstiegs- und Abfallgeschwindigkeiten der Eingangssignale brauchen somit keine besonderen Anforderungen gestellt werden. Dieses Flip-Flop kann über eine eigene Resetleitung zurückgestellt werden, unabhängig von den Eingangssignalen. Im rückgesetzten Zustand liegt der Ausgang auf L, der Entladetransistor V ist im Sättigungsbereich. Mit dieser leicht überschaubaren Schaltung lassen sich in einfachster Weise, nur durch externe Beschaltung, äußerst vielfältige Zeitsteuerungen, Generatoren, Impulserkennungsschaltungen, U-f-Umsetzer und Pegelwandler realisieren.

4.2.3. Analog-Digital-Umsetzer

Analog-Digital-Wandler dienen dazu, definierte Schnittstellen zu schaffen, an denen analoge Informationen in digitale umgewandelt und für eine weitere digitale Verarbeitung aufbereitet werden. Der

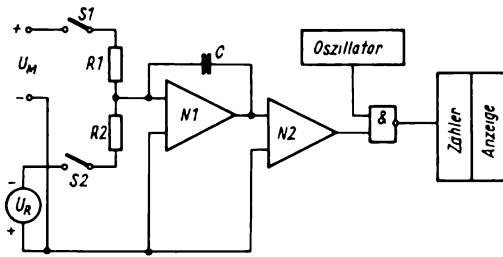


Bild 4.37
Prinzip der Zweiflankenintegration

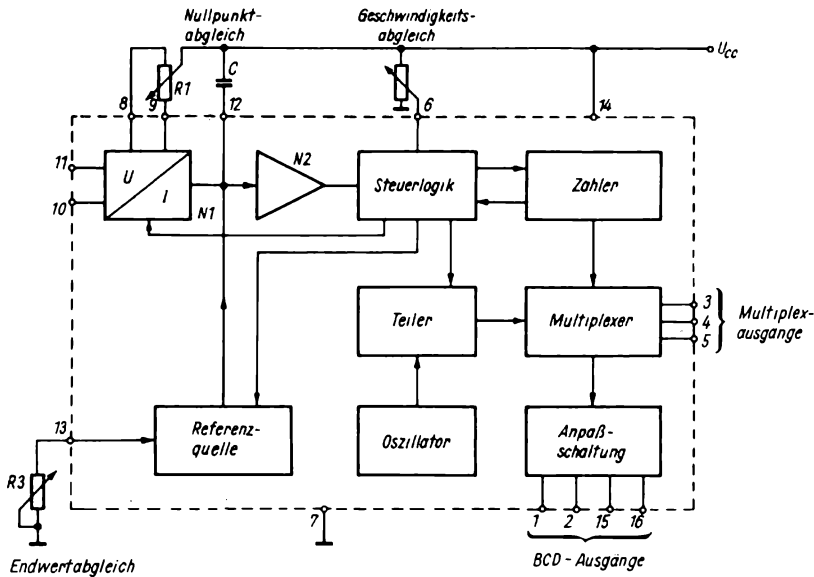
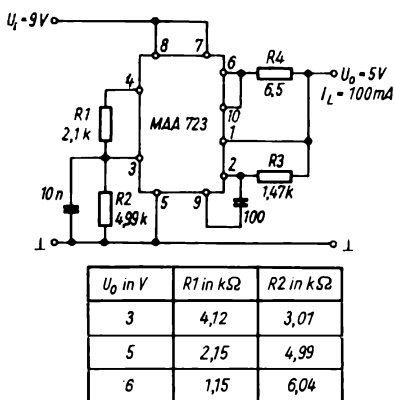


Bild 4.38
Prinzip des AD-Wandlers C520D

einfachste Fall einer digitalen Verarbeitung von Analogwerten ist z. B. die bekannte Digitalanzeige. Es existieren mehrere Verfahren, die, alle für sich, Vor- und Nachteile haben. Der jeweilige Anwendungszweck wird die Wahl des Verfahrens bestimmen. Der in der DDR hergestellte integrierte AD-Wandler *C520D* arbeitet nach dem sogenannten Verfahren der Zwei-Flanken-Integration (engl. dual slope). Die Umwandlung des Analogwertes erfolgt hier in zwei Schritten (Bild 4.37).

Im ersten Schritt wird die Meßspannung U_M während einer Zeit t_1 dem als Integrator geschalteten Operationsverstärker N1 zugeführt. Dessen Ausgangsspannung steigt linear an, bis t_1 beendet ist. Beim zweiten Schritt wird die Referenzspannung U_R , deren Polarität umgekehrt zur Meßspannung ist, an den Verstärker gelegt und ebenfalls integriert. Die Zeit bis zum Nulldurchgang der Ausgangsspannung wird ermittelt und ausgewertet. Dieses Verfahren ist dadurch gekennzeichnet, daß die Störspannungsun-

terdrückung von der Integrationszeit abhängig ist, daß die Schaltung gegen Schwankungen der Taktfrequenz unabhängig ist und daß nur geringe Umsetzraten realisiert werden können. Bild 4.38 zeigt das Prinzipschaltbild des C520D. Da die meisten natürlichen Informationen in analoger Form vorliegen, die man wegen deren Vorteile aber nur mit Hilfe der digitalen Technik vorteilhaft verarbeiten (Berechnen, Speichern, Anzeigen) kann, gewinnen solche Bauelemente zunehmend an Bedeutung.



4.2.4. Integrierte Spannungsregler

Die Verwendung integrierter Schaltungen stellt auch hohe Anforderungen an die Versorgungsspannungen hinsichtlich ihrer Stabilität. Da der dafür notwendige Aufwand möglichst gering bleiben soll, wurden spezielle Spannungsregler entwickelt, die große Verbreitung gefunden haben. Derartige Schaltungen bestehen im allgemeinen aus fünf Funktionsgruppen:

- Referenzelement, das einen bekannten, stabilen Bezugspegel liefert;
- Abtastglied, das den Pegel der Ausgangsspannung ermittelt;
- Vergleich, der die Ausgangsspannung mit der Referenzspannung ver-

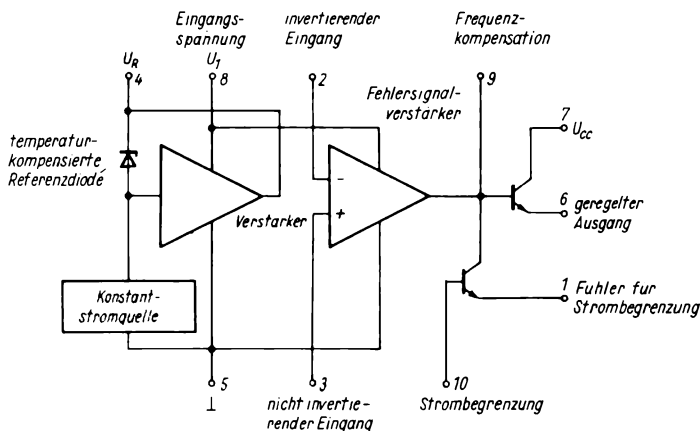
Bild 4.40
Einfacher Spannungsregler für 5 V

gleicht und ein Fehlersignal liefert;

- Fehlersignalverstärker, der ein Stellglied steuert;
- Stellglied, mit dem die Spannungsabweichung ausgeglichen wird.

Ein typischer Vertreter dieser Bauelemente ist der 723, der in der ČSSR als MAA 723 hergestellt wird. Bild 4.39 zeigt die Prinzipschaltung dieses Bauelements. Charakteristisch für diese Schaltung sind die hohe Konstanz der Ausgangsspannung auch bei Änderung der Belastung, der mögliche Ausgangsspannungsbereich von 2...37 V je nach Beschaltung und die

Bild 4.39
Prinzip des Spannungsreglers
MAA 723



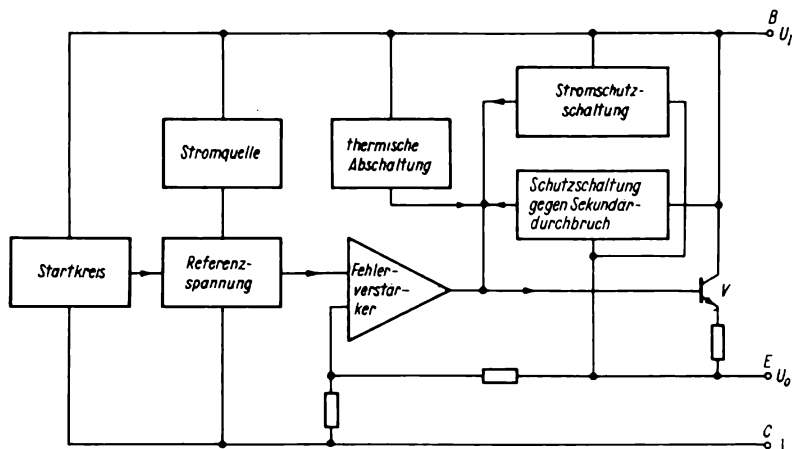


Bild 4.41
Prinzipschaltung des Festspannungsreglers
MA 78xx

Brummunterdrückung von 74 dB. Bild 4.40 zeigt einen Spannungsregler für 3...6 V, die dimensionierten Bauelemente entsprechen dem 5-V-Bereich. Die intern erzeugte Referenzspannung von 7,1 V, die am Pin 4 liegt, wird über R_1 , R_2 auf 5 V geteilt und als Eingangsreferenzspannung dem nicht invertierenden Verstärker zugeführt. Die Ausgangsspannung folgt der Beziehung

$$U_0 = U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

R_3 vermindert die Temperaturdrift. Es wird nach

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

errechnet. Für den Strombegrenzungswiderstand R_4 gilt:

$$R_4 = 0,65 \text{ V} \cdot I_4.$$

Er hängt also von dem zu begrenzenden Strom I_4 ab.

Mit weniger externen Bauelementen kommen die Spannungsregler der ČSSR-

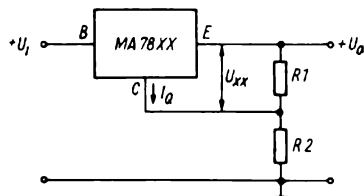


Bild 4.42
Spannungsregler für xx V

Baureihe MA 78xx aus (xx steht für die gewünschte Ausgangsspannung 05 V, 12 V, 15 V, 24 V), die wie ein Leistungstransistor behandelt werden können, die Anschlüsse sind auch so gekennzeichnet (Bild 4.41). Bild 4.42 zeigt eine einfache Applikationsschaltung. Die Ausgangsspannung dieser Schaltung errechnet sich zu

$$U_0 = U_{xx} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_Q R_2$$

Der Strom I_Q ist abhängig vom gewählten Typ, der Hersteller gibt folgende typischen Werte an:

MA 7805 $I_Q = 4,2 \text{ mA}$,

MA 7812 $I_Q = 4,3 \text{ mA}$,

MA 7815 $I_Q = 4,4 \text{ mA}$,

MA 7824 $I_Q = 4,6 \text{ mA}$.

Moderner sind die Positivspannungs-

regler *B 3170 V* und *B 3171 V* im TO-220-Gehäuse, die für Ströme bis 1,5 A und Ausgangsspannungen von 1,2...37 V bzw. 1,2...57 V (Bild 4.43) vorgesehen sind. Sie haben eine Brummspannungsunterdrückung von 60 dB und sind damit ausgezeichnet für den Aufbau von Spannungsversorgungsschaltungen hoher Ansprüche geeignet. Am Einstellanschluß (Pin 1) wird durch zweckmäßige Beschaltung die gewünschte Ausgangsspannung eingestellt, die sich aus der Beziehung

$$U_0 = U_{\text{ref}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - I_{\text{Einst}} R_2$$

mit $U_{\text{ref}} = 1,25 \text{ V}$ (typ.) ergibt. Bild 4.44 zeigt die dazugehörige prinzipielle Außenbeschaltung dieser IS. Ähnlich aufgebaut sind die zu ihr nahezu komplementären Negativspannungsregler *B 3370 V* und *B 3371 V*, wie aus den eingeklammerten Anschlußbezeichnungen im Bild 4.43 hervorgeht. Sie entsprechen auch in ihren Daten weitgehend denen der entsprechenden Positivspannungsregler unter Beachtung der umgekehrten Polarität. Derartige integrierte Schaltungen erlauben den sehr preiswerten Aufbau von Stromversorgungsschaltungen hoher Qualität, ohne den Nachteil extrem erhöhten Bauelementeaufwandes mit sich zu bringen, wie es z. B. bei Schaltnetztei-

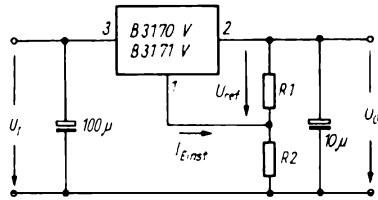


Bild 4.44
Typische Applikationsschaltung der IS
B 3170 V/B 3171 V

len der Fall ist. Diese benötigen Leistungstransistoren, die für hohe Frequenzen geeignet sein müssen. Außerdem entstehen in diesen Schaltungen elektromagnetische Störungen. Aus diesem Grunde werden sie nur noch in bestimmten speziellen Geräten eingesetzt, die den Aufwand rechtfertigen und in denen andere Regelschaltungen nicht verwendet werden können.

Als spezielle Ansteuerschaltung für Schaltnetzteile wurde die IS *B 260 D* entwickelt. Neben den genannten Nachteilen haben die Schaltnetzteile natürlich auch erhebliche Vorteile wie die bedeutenden Einsparungen an Kupfer und Transformatorblech.

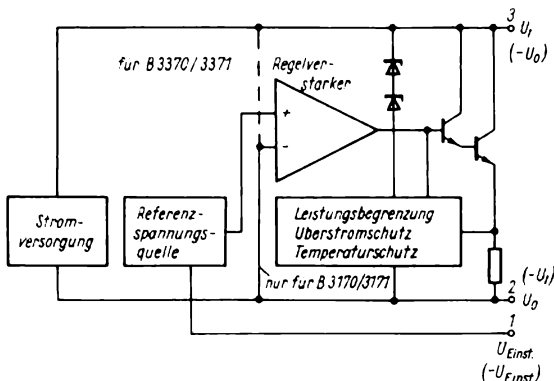


Bild 4.43
Prinzip der Spannungsregler
B 3170 V/B 3171 V und
B 3370 V/B 3371 V (Anschlußbelegung in Klammern)

4.2.5. Spezielle integrierte Schaltungen

Neben bestimmten, mehr oder weniger universell einsetzbaren Baugruppen werden auch sehr spezielle Funktionen in IS zusammengefaßt. Dabei wirkt sich ein Vorteil der integrierten Schaltungstechnik besonders günstig aus, da beliebig viele aktive Bauelemente für die Realisierung der gewünschten Funktion eingesetzt werden können. Kosten, Zuverlässigkeit oder Störanfälligkeit werden nicht negativ beeinflusst.

Eine derartige spezielle Schaltung ist der integrierte PLL-Stereodekoder A 290 D. Die Integration von 63 aktiven Bauelementen ermöglicht, mit einem Minimum an externen Bauelementen und vor allem ohne Induktivitäten auszukommen, wodurch auch der Abgleichaufwand verringert werden konnte. Bild 4.45 zeigt die Prinzipschaltung mit der für die

Funktion erforderlichen Außenschaltung. Die Spannungsstabilisierungsschaltung stellt intern eine Betriebsspannung von 5,5...6 V bereit. Damit kann der Versorgungsspannungsbereich U_{CC} recht groß sein, der Hersteller gibt $U_{CC} = 8$ bis 15 V an. Das Eingangssignal u_1 wird im NF-Verstärker um etwa 9 dB verstärkt und dem Dekoder und den Phasenvergleichsschaltungen zugeführt. Der spannungsgeussteuerte Oszillator (VCO, engl. voltage controlled oscillator) erzeugt die Hilfstägerfrequenz von 38 kHz. Dazu muß mit R6 die interne Frequenz auf 76 kHz abgeglichen werden, am Meßpunkt MP (Pin 10) liegt dann die Frequenz von 19 kHz. Diese Frequenz wird in der Phasenvergleichsschaltung mit der 19-kHz-Frequenz des Pilottones im Multiplexsignal verglichen und auf einen als Gleichspannungsverstärker wirkenden Tiefpaß gegeben. Der Gleichspannungsverstärker regelt dann bei Bedarf den Os-

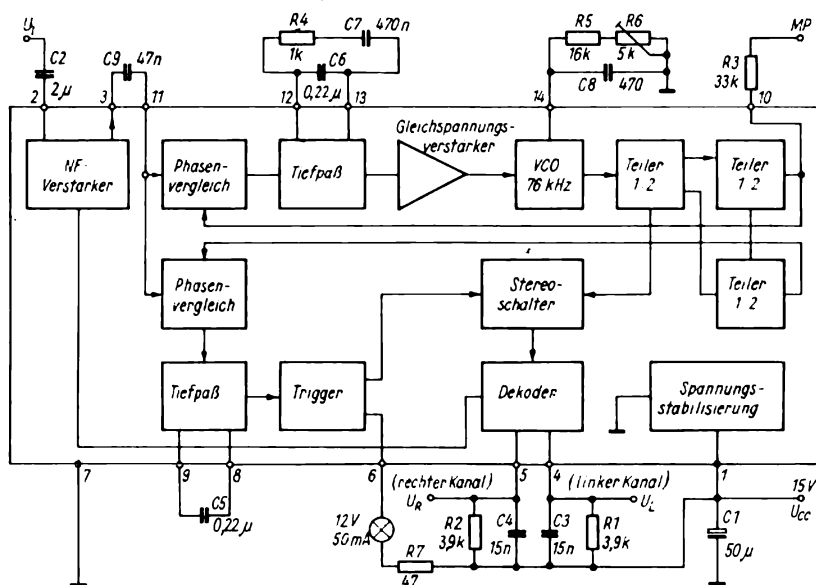


Bild 4.45
Prinzip des Stereodekoders A 290 D

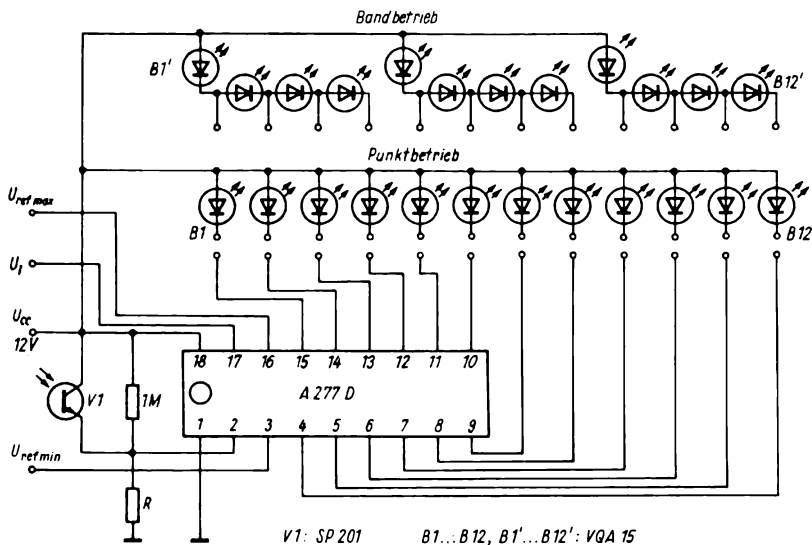


Bild 4.46
Anwendungsschaltung der LED-Ansteuer-
schaltung A 277 D

zillator nach. Der Dekoder dekodiert das MPX-Signal nach dem Zeitmultiplexverfahren; die Signalanteile der beiden Kanäle werden im Takt der internen 38-kHz-Hilfsträgerfrequenz auf die entsprechenden Wiedergabekanäle geschaltet.

Andere IS, die in Geräten der Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik eingesetzt werden, sind AM-FM-Empfängerschaltungen (A 283 D), Farbmatrixschaltungen, Fernseh-ZF-Verstärker, PAL-SECAM-Dekoder, Horizontal- und Videokombinationen, um nur einige wenige Beispiele zu nennen.

Andere Spezialschaltungen sind solche für die Ansteuerung von LED-Ketten für die quasianaloge Anzeige von Meßwerten. Repräsentiert wird diese Gruppe durch den A 277 D. Mit Hilfe dieser IS ist es möglich, eine Gleichspannung und Änderungen dieser Gleichspannung als Länge einer Kette von leuchtenden LEDs oder als wandernden Punkt darzustellen.

Diese Art der Anzeige ist besonders dann günstig, wenn es weniger auf die genauen Werte als mehr auf Trends und Größenordnungen von Veränderungen der zu überwachenden Größe ankommt. Als Beispiele seien hier die Überwachung von Drehzahl oder Temperatur im Auto, aber auch Aussteuerungsanzeigen in elektroakustischen Geräten genannt.

Bild 4.46 zeigt die prinzipielle Anwendungsschaltung für diese IS. An die Eingänge $U_{ref\ min}$ und $U_{ref\ max}$ werden die Spannungswerte gelegt, die als obere bzw. untere Grenze der Eingangsspannung U_i zugrunde gelegt werden sollen. Diese Spannungsdifferenz kommt auf eine Widerstandskette, die sie linear in Spannungsstufen teilt und auf eine Komparator-kette gibt, wo sie mit dem Eingangssignal U_i verglichen werden. Damit wurde aus der Eingangsspannung ein quasianaloges Signal, das über eine Matrix und über LED-Treiberstufen dem entsprechenden Ausgang zugeführt wird. Je nach Anordnung der Leuchtdioden ist ein leuchtendes Band oder ein springender Punkt realisierbar. Mit dem Widerstand R kann die Helligkeit der LEDs

festgelegt werden. Wird dem 1-MQ-Widerstand ein Fototransistor in der angegebenen Weise parallelgeschaltet, regelt die IS die Helligkeit der Leuchtdioden in Abhängigkeit von der Umgebungshelligkeit.

4.3. Gehäuse integrierter Schaltungen

Die am weitesten verbreitete Bauform von IS-Gehäusen ist das sogenannte Dual-in-Line-Gehäuse. Der Halbleiterchip ist auf eine Trägerplatte gebondet oder geklebt, dünne Gold- oder Aluminiumdrähte verbinden die Schaltungsanschlüsse auf dem Chip mit den Pins, den Anschlußbeinen des Trägers. Um den Halbleiterkristall vor Umgebungseinflüssen und mechanischer Zerstörung zu schützen, ist er von Plast oder Keramik umhüllt. Für extrem zuverlässige Schaltungen, z. B. in der Raumfahrt, sind ausschließlich Keramikgehäuse zugelassen, da Plaste die Eigenschaft hat, Wasser aufzunehmen, das dann bis zum Chip vordringen und dessen Funktion beeinträchtigen kann. Da MOS- und CMOS-Schaltungen besonders empfindlich gegen Wassereinflüsse sind, andererseits aber auch nicht hohen Temperaturen, wie sie beim Sintern von Keramikgehäusen auftreten, ausgesetzt werden dürfen, wurden sogenannte Metall-Keramik-Gehäuse entwickelt, die bereits vor Einbau des Chips eine Einheit bilden. Auf der Oberseite der Keramikplatte ist eine Öffnung von etwa 10 mm × 10 mm, durch die die Trägerplatte zugänglich ist, auf die der Chip aufgeklebt wird. Derartige Gehäuse sind besonders bei Halbleiterspeichern und anderen Bauelementen der Mikroprozessortechnik verbreitet. Lineare IS sind oft noch in runden TO-Gehäusen zu finden, z. B. TO-99. Diese Formen werden aber durch die Dual-in-Line-Gehäuse verdrängt.

Besonders Verstärker-IS, die eine hohe

Verlustleistung und damit hohe Sperrschichttemperaturen haben können, benötigen zusätzliche Kühlmaßnahmen. Oftmals sind daher Kühlflächen am Schaltkreisgehäuse zu finden, die mit der Trägerplatte thermisch leitend verbunden sind. Diese Flächen können mit weiteren Kühlkörpern versehen werden.

Die Empfindlichkeit integrierter Schaltungen gegen hohe Temperaturen erfordern auch besondere Vorsicht beim Einlöten in Leiterplatten. DIL-Gehäuse vertragen maximal 7 s Lötzeit bei einer Löttemperatur von 250 °C, Metallgehäuse ähnlich TO-5 mit 6...14 Anschlüssen haben folgende Lötzeiten:

15 s bei 250 °C Löttemperatur;

12 s bei 300 °C Löttemperatur;

8 s bei 350 °C Löttemperatur.

TO-18-Gehäuse dürfen bei 230 bis 250 °C maximal 5 s gelötet werden, der Abstand von Lötstelle und Gehäuseboden sollte mindestens 5 mm betragen, anderenfalls muß für eine Wärmeableitung mit Hilfe einer Kühlzange gesorgt werden. In diesem Zusammenhang wird darauf hingewiesen, daß MOS-Bauelemente nicht einer Löttemperatur über 300 °C ausgesetzt werden dürfen.

Im Tabellenanhang (Abschnitt 9.) sind die Gehäuseabmessungen der gegenwärtig üblichen Bauformen zusammengestellt.

4.4. Ausblick

Künftige Generationen integrierter Schaltungen, gleich, ob es sich um digitale oder analoge handelt, werden durch einen höheren Integrationsgrad gekennzeichnet sein. Hier kommt der wesentliche Vorteil der Integration, mit der gleichen Anzahl technologischer Schritte beliebig viele Transistoren auf dem Halbleiterchip unterzubringen, voll zur Wirkung. Ist bei diskreter Realisierung einer Schaltung durchaus die Anzahl der benö-

tigten Bauelemente zu berücksichtigen (z. B. wegen der Kosten, des benötigten Platzes, der Übersichtlichkeit), spielt dies bei der Integration nur noch eine sehr untergeordnete Rolle. Die Erhöhung des Integrationsgrades hat dadurch zur Folge, daß immer mehr spezielle Bauelemente entwickelt werden, die nur für eine bestimmte Anwendung geeignet sind. Universell einsetzbare gibt es natürlich weiterhin, dabei wird man aber neue technische Wege beschreiten. Besondere Aufmerksamkeit kommt dabei sicher den Gatearrays zu, die man erst im letzten Metallisierungsschritt für den künftigen Anwender spezialisiert. Eine große Rolle spielt bei künftigen IS der Energiebedarf. Gerade die CMOS-Technik wird deshalb einen solchen Aufschwung nehmen, daß sie die jetzt noch verbreiteten Bipolar-

technologien weitgehend verdrängen wird.

Der Trend, Analogfunktionen mit digitaler Technik zu realisieren, wird sich fortsetzen, allerdings nicht so, daß es in einigen Jahren keine Analogtechnik mehr geben wird. Im Gegenteil, auch lineare IS werden weiterhin entwickelt und an bestimmten Stellen unersetzlich sein. Gerade die Konsumgüterelektronik stellt bedeutende Forderungen nach Erhöhung des Integrationsgrades und Senkung der Stromaufnahme, um hochwertige batteriegespeiste Geräte produzieren zu können. Stereo-Leistungsverstärker, hochintegrierte AM-FM-Empfänger-IS, Stereodekoder mit geringer Versorgungsspannung, kombinierte Aufnahme- und Wiedergabeverstärker für Kassettenrecorder seien hier stellvertretend genannt.

5. Optoelektronische Bauelemente

Optoelektronische Bauelemente haben die Eigenschaft, elektrische Energie in elektromagnetische Strahlung, die im Lichtbereich liegt, umzuwandeln bzw. Licht aufzunehmen und in elektrische Größen umzusetzen. Im Bild 5.1 ist der optische Teil des vollständigen elektromagnetischen Spektrums gesondert dargestellt, wobei die angedeuteten Übergänge nicht abrupt, sondern kontinuierlich sind. In der Optoelektronik interessieren besonders der sichtbare und der nahe Infrarotbereich ($390 \dots 1500 \text{ nm}$).

Derartige Bauelemente verwendet man als Sensoren, wenn sie Licht empfangen,

bzw. als Anzeigeelemente verschiedener Art, wenn sie Licht ausstrahlen. Optoelektronische Bauelemente lassen sich zu einem großen Teil mit Standardverfahren der Halbleitertechnik herstellen. Sie haben auch die Vorteile herkömmlicher Halbleiterbauelemente wie hohe Lebensdauer, problemlose Ansteuerung und geringe Stromaufnahme.

Die Schaltungstechnik optoelektronischer Bauelemente, die Optoelektronik, ist heute als Teilgebiet der Informationstechnik und auch der Mikroelektronik zu betrachten, man spricht bereits von Mikrooptoelektronik. Hauptanwendungsge-

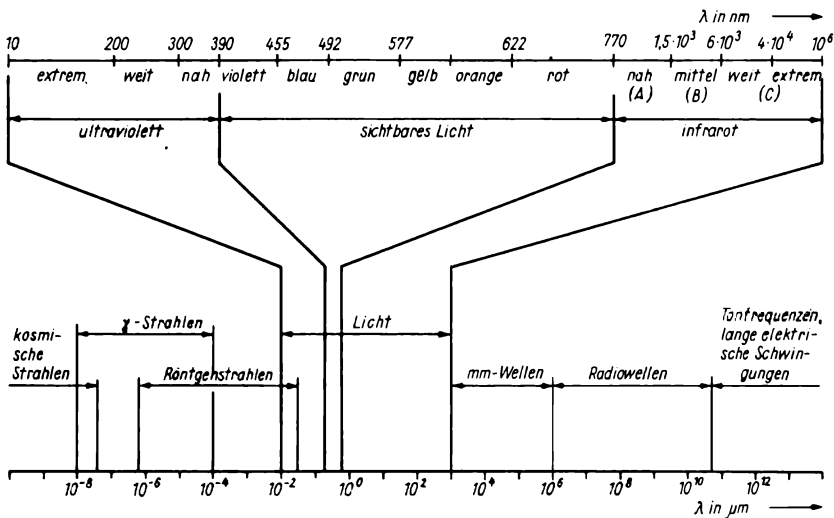


Bild 5.1
Elektromagnetisches Spektrum

biet dieser Technik ist vor allem die Nachrichtenübertragung mit Lichtwellenleitern, die hohe Übertragungsraten, hohe Geschwindigkeiten und Störsicherheit ermöglichen. International wird an Computern gearbeitet, die auf optischer Grundlage arbeiten, d. h., die logischen Verknüpfungen werden rein optisch (mit Licht) erfolgen. Damit ist eine erhebliche Steigerung der Verarbeitungsgeschwindigkeit und der Störsicherheit von Computern möglich.

5.1. Fotoelektrische Empfangsbauelemente

Für das Verständnis der Wirkungsweise von Lichtempfängern ist der fotoelektrische Effekt von Bedeutung. Man unterscheidet zwischen einem inneren und einem äußeren fotoelektrischen Effekt. Bild 5.2 zeigt eine Übersicht der verschiedenartigen Anwendungen beider Effekte.

Beim äußeren lichtelektrischen Effekt werden bei Bestrahlung bestimmter Materialien, also bei Energiezufuhr, Elektronen frei. Sie befreien sich aus dem Atomverbund und können einen Strom fließen lassen. Dieser Effekt wird z. B. in Sekundärelektronenvervielfachern und Bildwandlern genutzt. Diese Bauelemente sollen jedoch nicht Gegenstand dieses Abschnitts sein, da sie Amateuren nicht zugänglich sind und von ihnen auch kaum sinnvoll angewandt werden können. Die hier betrachteten fotoelektrischen Empfänger arbeiten nach dem inneren lichtelektrischen Effekt. Dieser bewirkt bei Bestrahlung des Materials ein Anheben von Elektronen in ein höheres Energieniveau. Dieser Vorgang ist meßtechnisch gut zu erfassen, da sich die Leitfähigkeit der Substanz erhöht. Die angeregten Elektronen verbleiben im Inneren des Materials. Bauelemente, die diesen Effekt nutzen, sind z. B. Fotowiderstände, Fotodioden und Fototransistoren (Bild 5.3).

Fotowiderstände bestehen aus homogenen Halbleitermaterialien, die eigenleitend, aber auch p- oder n-dotiert sein können. Sie sind mit 2 Kontakten versehen, an die die erforderliche Betriebsspannung gelegt wird. Wenn durch den inneren lichtelektrischen Effekt bei Lichteinfall zusätzliche Ladungsträger frei werden, gelangen diese zu den Kontakten, und im äußeren Stromkreis fließt ein Strom I_p , der als Hellstrom bezeichnet wird. Er ist in jedem Falle größer als der Dunkelstrom I_{R0} , der durch Rauscheffekte im Material erzeugt wird. Nach diesem richtet sich auch das Anwendungsgebiet der Fotowiderstände. Zum Beispiel sind die Materialien CdS und CdSe gut für den sichtbaren Lichtbereich geeignet, während PbTe, InSb und Si im infraroten Bereich ihre maximale Empfindlichkeit haben. CdS-Fotowiderstände befinden sich in handelsüblichen Belichtungsmessern, weil sie hoch belastbar sind und hohe Hellströme erzeugen. Andererseits sind sie aber relativ träge und für die Messung kurzer Blitze nicht geeignet. Das Verhalten von Fotowiderständen ist im allgemeinen von ihrer Vorgesichte abhängig, d. h., sie neigen zu Ermüdungserscheinungen, die bei Sperrschicht-Fotoempfängern nicht in diesem Maße auftreten.

Fotodioden unterscheiden sich in ihrem Aufbau prinzipiell nicht von Gleichrichterioden. Ihr Gehäuse ist allerdings so beschaffen, daß der pn-Übergang einer Beleuchtung ausgesetzt werden kann. Durch technologische Maßnahmen wird Einfluß auf die höchstmögliche Nutzung des inneren lichtelektrischen Effekts genommen, während die Eigenschaft als Gleichrichter unberücksichtigt bleibt. Bild 5.4 zeigt die Struktur einer Fotodiode. Der pn-Übergang ist durch eine äußere Spannung in Sperrichtung gepolt. Mit wachsender Sperrspannung nimmt die Sperrschichtkapazität ab, und damit verringern sich auch die

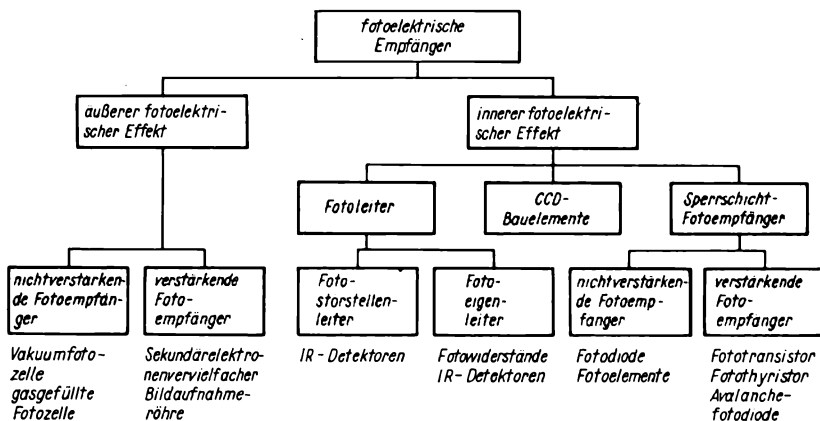


Bild 5.2
Fotoelektrische Empfänger

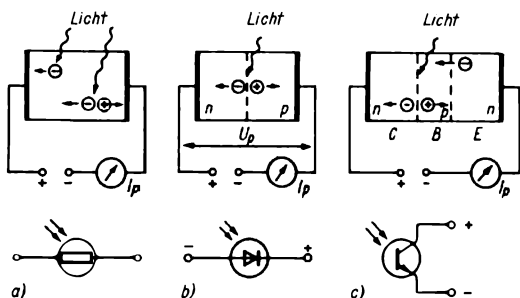


Bild 5.3
Fotoelektrische Bauelemente und ihre Symbole; a – Fotowiderstand, b – Fotodiode, c – Fototransistor

Schaltzeiten. Der geringe, stets fließende Sperrstrom wird als Dunkelstrom bezeichnet.

Wird der pn-Übergang bestrahlt, werden dort Ladungsträgerpaare erzeugt, die den Sperrstrom erhöhen. Der so entstandene Fotostrom I_p ist der Beleuchtungsstärke proportional. Fotodioden werden meist mit Hilfe der Planartechnik hergestellt, da mit diesem Verfahren die Dunkelströme sehr gering gehalten werden können und somit das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert wird. Der Dunkelstrom von Fotodioden ist vernachlässigbar klein, so daß Strahlungsintensität und Fotostrom linear miteinander ver-

knüpft sind.

Die durch den inneren fotoelektrischen Effekt erzeugten Elektron-Loch-Paare können sich im p^+ -Gebiet, in der Raumladungszone und im n-Gebiet befinden. Die Ladungsträger in der Raumladungszone werden wegen des dort befindlichen elektrischen Feldes sofort abgesaugt, die Löcher zur p- und die Elektronen zur n-Seite. Die Trägerpaare im übrigen Material müssen erst in die Raumladungszone driften, um dort durch das Feld getrennt zu werden. Erfolgte bereits vorher die Rekombination, so tragen die entstehenden Löcher und Elektronen nicht zum Fotostrom bei, der sich aus

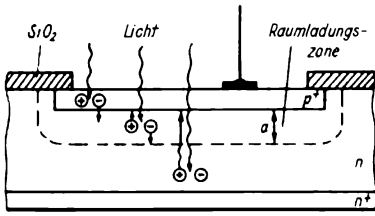


Bild 5.4
Aufbau einer Fotodiode

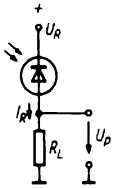


Bild 5.5
Prinzipielle Beschaltung von Fotodioden

dem Driftstrom der Raumladungszone und dem Diffusionsstrom des p- und des n-Gebietes zusammensetzt.

Je nach der Größe der Raumladungszone werden Fotodioden in pn-Dioden (Tiefe der Raumladungszone a ist gering) und pin-Dioden (Tiefe der Raumladungszone a ist groß) unterteilt. Demzufolge ist der Fotostrom von pn-Dioden in erster Linie vom Diffusionsstrom, der von pin-Dioden dagegen vom Driftstrom abhängig. Die pin-Dioden haben eine erheblich geringere Kapazität als pn-Dioden, denn diese ist der Raumladungstiefe a umgekehrt proportional. Die praktische Beschaltung einer Fotodiode ist im Bild 5.5 dargestellt.

Fototransistoren mit geringen Abmessungen und hoher Lichtempfindlichkeit werden mit Hilfe der Planartechnik hergestellt und vor allem als Lichtempfänger in Überwachungs- und Regelgeräten eingesetzt. Bild 5.6 zeigt die innere Struktur eines derartigen Bauelements.

Der äußere Basisanschluß ist nicht in jedem Falle vorhanden, da es oft nicht erforderlich ist, den Arbeitspunkt separat einzustellen. Das lichtempfindliche Ge-

biet eines Fototransistors ist der in Sperrrichtung betriebene Übergang zwischen Basis und Kollektor. Im Gegensatz zur Fotodiode erfolgt zusätzlich eine Verstärkung des Hellstroms, denn die durch den inneren lichtelektrischen Effekt erzeugten und vom Kollektor- in den Basisbereich fließenden Majoritätsträger rufen eine vermehrte Emission von Minoritätsträgern aus dem Emittorbereich hervor. Diese vergrößern damit den Kollektorstrom. Dadurch ist der Fotostrom von Fototransistoren etwa 100- bis 500mal größer als der von Fotodioden. Die Grenzfrequenz der Fototransistoren ist allerdings erheblich geringer. Ein Beispiel soll das belegen: Die Fotodiode *SP 101* hat bei einer Beleuchtungsstärke von 1000 lx einen Sperrstrom von mindestens 15 μA , die Anstiegszeit beträgt 2,6 ns. Dagegen liefert der Fototransistor *SP 201* bei ebenfalls 100 lx einen Hellstrom von mindestens 250 μA bei einer Anstiegszeit von 5 μs .

Fototransistoren werden vorzugsweise in Emitterschaltung betrieben, wie Bild 5.7 zeigt. Ihr Verhalten ist dem von NF-Transistoren ähnlich. Für den Dunkelstrom I_d gilt

$$I_d = B I_{CB0}$$

Der Sperrstrom I_{CB0} der Basisdiode wird bei Beleuchtung um den Fotostrom I_p' erhöht, so daß für den Gesamtfotostrom

$$I_p \sim B (I_{CB0} + I_p')$$

gilt. Da aber die Stromverstärkung B nicht willkürlich erhöht werden kann, wird eine möglichst hohe Empfindlichkeit der Basis-Kollektordiode angestrebt. Im Gegensatz zur Fotodiode besteht nur in einem kleinen Bereich ein linearer Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Fotostrom, da die Verstärkung B stromabhängig ist. Bild 5.8 zeigt ein typisches Kennlinienfeld. Der Sperrstrom I_{CB0} wird ebenso wie der Fotostrom

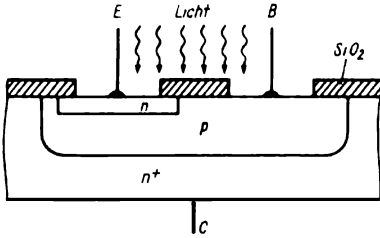


Bild 5.6
Aufbau eines Foto-
transistors

I'_p verstärkt, womit sich das Signal-Rausch-Verhältnis gegenüber Fotodioden verschlechtert.

Neben den genannten lichtempfindlichen Bauelementen, die mit dem inneren fotoelektrischen Effekt arbeiten, gibt es Fotothyristoren, Foto-Feldeffekttransistoren, Avalanche-Fotodioden, Schottky-Fotodioden u. a. Sie sollen nicht weiter vorgestellt werden. Sie arbeiten wie die entsprechenden «normalen» Bauelemente, nur daß eben eine Steuerfunktion durch Lichteinwirkung realisiert wird.

Eine Besonderheit stellen die ladungsgekoppelten Bauelemente (CCD, engl. Charge Coupled Devices) dar. Es handelt sich um integrierte MOS-Schaltungen zur genau definierten Ladungsverschiebung unter der Halbleiteroberfläche. Dazu benötigt man auf der Oberfläche entsprechend angeordnete Elektroden, die von einem mehrphasigen Takt gesteuert werden (Bild 5.9). Neben der Anwendung als Speicher sind diese Bauelemente als Fotosensoren und als Bildaufnahmeelemente bedeutend. Dazu ist das

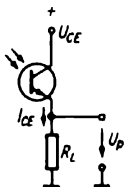


Bild 5.7
Prinzipielle Beschaltung eines Fototransistors

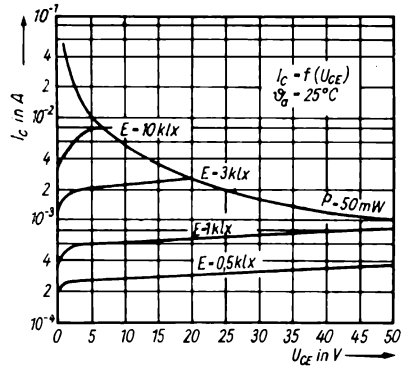


Bild 5.8
Kennlinienfeld des Fototransistors SP 211

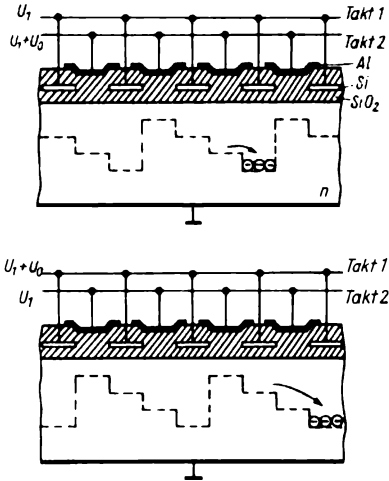


Bild 5.9
Prinzip des Ladungstransports einer CCD-Anordnung

Gehäuse mit einem transparenten Fenster versehen, die Einwirkung von Licht ruft dann in den offenliegenden Si-Flächen den inneren fotoelektrischen Effekt hervor, der in der CCD-Anordnung ein Ladungsbild entsprechend der einfallenden Lichtverteilung hervorruft. Durch die Taktung werden diese Ladungsbilder verschoben und meist seriell gelesen.

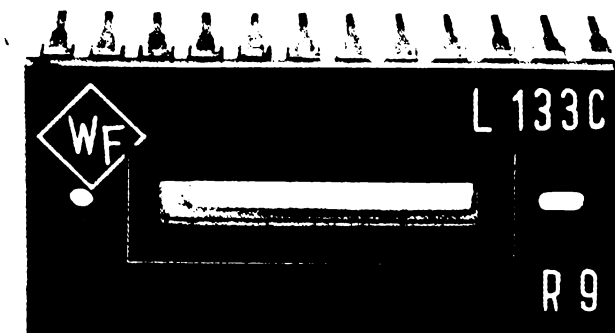


Bild 5.10
 CCD-Zeile L 133 C,
 Werkfoto

Beispiele für CCD-Anwendungen sind Zeilenanordnungen wie das Bauelement L 133 C (Bild 5.10), das 1024 Elemente enthält, und Matrizen, die vor allem als Bildwandler u. a. in vollelektronischen Kameras arbeiten.

Zum Abschluß dieses Abschnitts werden die relativen spektralen Verläufe einiger Lichtempfänger gegenübergestellt (Bild 5.11).

5.2. Lichtemitterbauelemente

Zu den lichtaussendenden Bauelementen gehören auch Glüh- und Entladungslampen. Es sollen jedoch ausschließlich Licht emittierende Halbleiterbauelemente betrachtet werden.

Polzt man eine Halbleiterdiode in Flußrichtung, so werden in den p-Bereich Elektronen und in den n-Bereich Löcher injiziert. Am pn-Übergang findet dann eine Rekombination zwischen diesen Ladungsträgern statt. Dabei wird Energie in Form elektromagnetischer Strahlung abgegeben. Erklärbar ist dieser Vorgang mit Hilfe des Bändermodells. Das Elektron springt vom energetisch höher liegenden

Leitband auf das tiefer liegende Valenzband und gibt dabei Energie ab (Bild 5.12). Bauelemente, die nach diesem Prinzip Licht erzeugen, werden als Lichtemitterdioden (LED, engl. Light Emitting Diodes) bezeichnet.

Wie groß der Anteil der strahlenden an der gesamten Rekombination ist, hängt vom verwendeten Material ab. Besonders geeignet für die industrielle Nutzung dieses Effekts erwiesen sich Verbindungshalbleiter, die aus Materialien der III. und V. Hauptgruppe des Periodensystems bestehen, z. B. GaAs und GaAsP. Außer der direkten Rekombinationsstrahlung wird auch Strahlung durch Übergänge von Ladungsträgern zwischen Bändern und Zwischenniveaus erzeugt.

Die Wellenlänge des Lichts ist vom jeweiligen Bandabstand abhängig, es gilt:

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{\Delta W}$$

$h = 4,16 \cdot 10^{-15} \text{ eVs}$; Plancksches Wirkungsquantum,
 $c = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$; Lichtgeschwindigkeit,
 λ – Wellenlänge,
 ΔW – Energiedifferenz,
 $\Delta W = 1,38 \text{ eV}$ (für GaAs).

Damit ergibt sich eine Wellenlänge

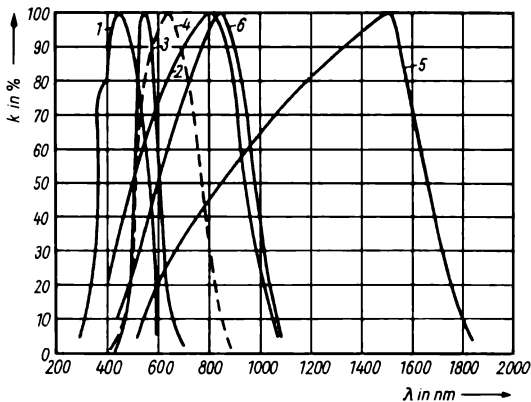


Bild 5.11

Relative spektrale Empfindlichkeit fotoelektrischer Bauelemente. 1 – Blauempfindliche Fotokatode S11 eines Sekundärelektronenvervielfachers, 2 – Fotodiode SP 103, 3 – menschliches Auge, 4 – CdS-Widerstand, 5 – Ge-Fotodiode, 6 – Si-Fototransistor

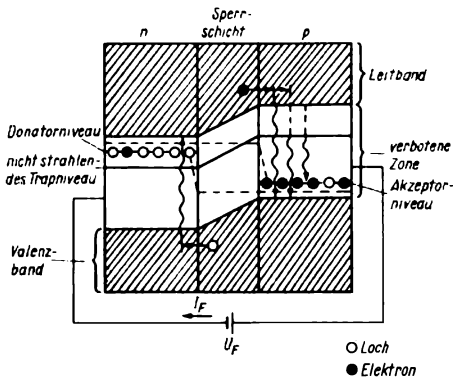


Bild 5.12

Bändermodell für die strahlende Rekombination

von 900 nm für das Ausgangsmaterial GaAs. Da die Energiedifferenz materialabhängig ist, hängt auch die erzeugte Farbe des Lichts, die Wellenlänge, vom Material ab. Die Tabelle 5.1. und Bild 5.13 zeigen einige häufig verwendete Materialien im Zusammenhang mit der emittierten Wellenlänge. Auch blau leuchtende LEDs wurden bereits entwickelt, wegen ihres geringen Wirkungsgrades und der hohen Herstellungskosten blieben sie bisher Spezialanwendungen vorbehalten.

Das wirtschaftlichste Material ist gegenwärtig GaAsP, das auf verschiedene Substrate aufgebracht wird. In Bild 5.14 ist angedeutet, daß sich das emittierende Licht zu einem nicht unerheblichen Teil auch im Inneren des Kristalls ausbreitet. Um es weitgehend zu nutzen und damit den Wirkungsgrad zu erhöhen, wird der LED-Chip oft in einen Reflektor montiert, oder die Verkappung erhält eine Linsen- oder Domstruktur und wirkt dann als Sammellinse. Als Verkappungsmaterial wird klares, in die Farbe des emittierenden Lichtes eingefärbtes oder diffus streuendes Epoxydharz verwendet. Nur für höchste Anforderungen an die Umgebungstemperatur wird Glas verwendet. Das Licht wird möglichst senkrecht zur Grundfläche des Chips durch diese Verkappung gebündelt. Je nach Anwendungszweck der Leuchtdiode (allgemeine Zustandsanzeige in elektronischen Schaltungen, Einsatz in Reflexkopplern, Beleuchtung) wird durch die Formgebung der Linse Einfluß auf das Richtdiagramm genommen. Bild 5.15 zeigt das Richtdiagramm der bei 630 nm emittierenden Lumineszenzdiode VQA 10 auf GaAsP-Basis.

Funktionsbedingt werden Lichtemitterdioden ausschließlich in Durchlaßrich-

Tabelle 5.1.
Licht emittierende Materialkombinationen

	GaP:N	GaAsP:N	GaAsP:N	GaAsP	GaAs:Si	GaAs:Zn
Wellenlänge in nm	555	590	625	655	930	900
Farbe	grün	gelb	orange	rot	infrarot	infrarot

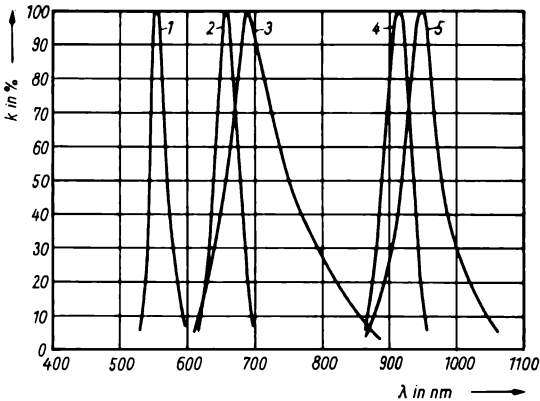


Bild 5.13
Spektrale Emissionskurven einiger Halbleiter. 1 – GaP, 2 – GaAsP, 3 – GaP:Zn, 4 – GaAs, 5 – GaAs:Si

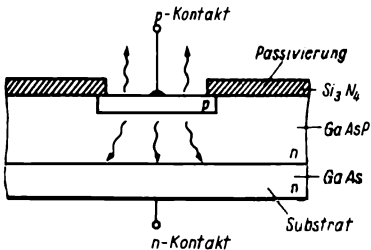


Bild 5.14
Aufbau eines LED-Chips

tung betrieben (Bild 5.16). Erforderlich ist in jedem Falle der strombegrenzende Widerstand R_V . Für die Ermittlung seiner Größe ist die Kennlinie der Kennlinie der LED erforderlich, die in den entspre-

chenden Datenblättern enthalten ist (Bild 5.17).

Für die Anzeige mehrerer Zustände mit nur einem Bauelement wurden 2- und 3farbige LEDs entwickelt. Ein Beispiel für sie ist die rot und grün emittierende LED *VQA 60*. Sie enthält 2 Chips mit gemeinsamer Katode, die Anoden sind einzeln herausgeführt. Durch gegenläufige Ansteuerung beider Chips wechseln die Farben, bei gleichzeitiger Ansteuerung wird ein gelboranges Mischlicht erzeugt. Sind die Flußspannungen getaktet, so können Farbnuancen auf einfachste Weise realisiert werden, um mehrere Zustände zu signalisieren.

Eine Sonderform der Lichtemitterdioden sind die Laserdioden. Als Halbleiter-

material wird GaAs oder GaAlAs verwendet. Eine Injektionslaserdiode besteht aus mehreren Schichten. Für die notwendige Ausstrahlung monochromatischen Lichts muß die von den Ladungsträgern zu überwindende Energiedifferenz ΔW genau definiert sein. Während beim LED-Betrieb mehrere ΔW -Anteile das erzeugte Licht beeinflussen, darf während der erforderlichen Rückkopplung bei Laserdioden nur eine einzige Wellenlänge auftreten. Dafür sind 2 zusätzliche Voraussetzungen erforderlich. Einerseits müssen genügend injizierte Elektronen vorhan-

den sein, d. h., man muß einen Schwellstrom I_{T0} injizieren, um Laseremission zu erhalten. Andererseits werden eine positive Rückkopplung und eine interne Verstärkung benötigt, die mit einem zusätzlichen Resonator realisiert werden. Beim Injektionslaser wird das durch einen sogenannten *Fabry-Perot-Resonator* erreicht. Man versteht darunter 2 gegenüberliegende parallele Spaltflächen, aus denen jeweils nur ein Teil der Strahlung nach außen tritt, der Rest verbleibt im Kristall für die Rückkopplung. Bis zum Erreichen des Schwellstromes I_{T0} arbeitet

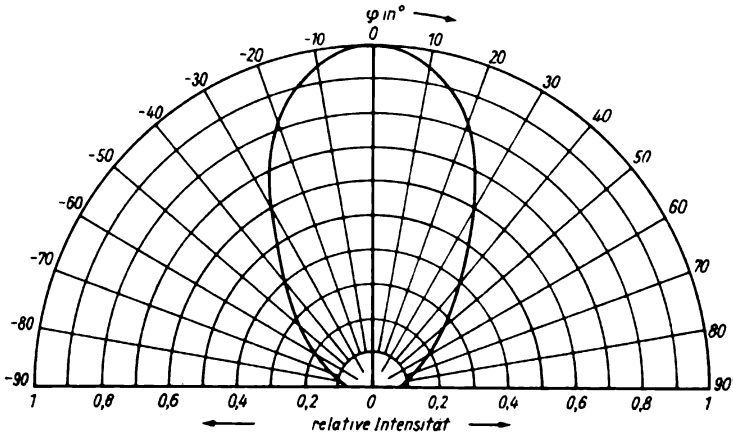


Bild 5.15
Richtdiagramm der LED VQA 10

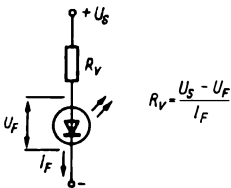


Bild 5.16
Prinzipielle Beschaltung einer Lichtemitterdiode

Tabelle 5.2.
Materialabhängige Eigenschaften von Infrarotdioden ($I_F = 100\text{ mA}$)

	GaAlAs:Zn	GaAs:Zn	GaAs:Si
Wellenlänge in nm	800...900	ca. 910	ca. 950
Leistung in mW	2	2	10...20
Schaltzeit in ns	5...70	5...100	300...500

die Laserdiode als LED (Bild 5.18). Wesentliche Unterschiede zwischen beiden Betriebsarten sind der höhere Wirkungsgrad, die gerichtete Abstrahlung, die hohe Leuchtdichte, die Kohärenz der Strahlung und die geringe Breite der spektralen Emission im Laserbereich. Infolge der stimulierten Emission erreicht man sehr kurze Schaltzeiten.

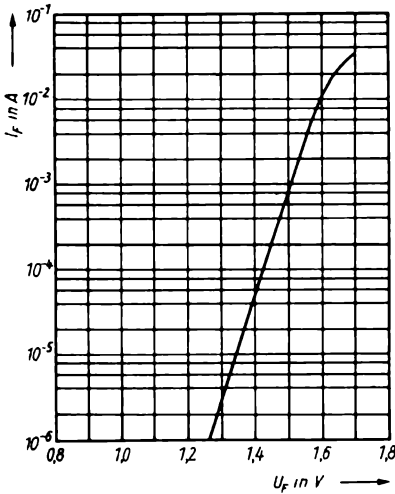


Bild 5.17
Kennlinie einer Lichtemitterdiode VQA 13

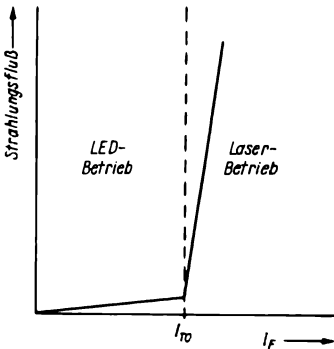


Bild 5.18
Arbeitsweise der Laserdiode

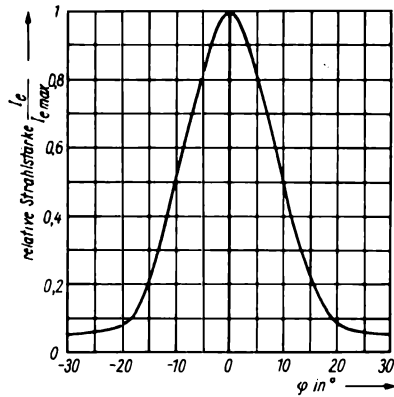


Bild 5.19
Richtcharakteristik der IRED VQ 110

Werden im sichtbaren Bereich strahlende LEDs vorzugsweise für Anzeigezwecke verwendet, nutzt man die im infraroten Bereich emittierenden in der Regel für Abtasteinheiten und Koppler. Bei geringerer Strahlungsleistung sind ihre Schaltzeiten kürzer. Auch hier lassen sich durch gezielte Materialkombinationen beide Eigenschaften beeinflussen. Die Tabelle 5.2. zeigt eine Zusammenstellung von oft verwendeten Materialien und deren Einfluß auf die Eigenschaften der IR-Dioden (IRED, engl. Infrared Emitting Diode). Ein verbreitetes Einsatzgebiet gerade der leistungsfähigen IREDs sind Fernsteuerungen, z. B. von Rundfunk- und Fernsehgeräten, wo es allerdings weniger auf hohe Schaltgeschwindigkeiten als vielmehr auf Störungsfreiheit und hohe Strahlungsleistung ankommt. Da mit IREDs oft Kopplersysteme aufgebaut werden, ist große Sorgfalt bei der Justierung der Chips während der Herstellung geboten. Bild 5.19 zeigt die Richtcharakteristik der im infraroten Bereich emittierenden Diode VQ 110.

Lichtemitterdioden lassen sich zu Symbolen und Matrizen für die Darstel-

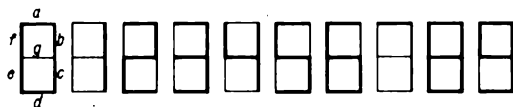


Bild 5.20
7-Segment-Darstellung der Ziffern
0 bis 9

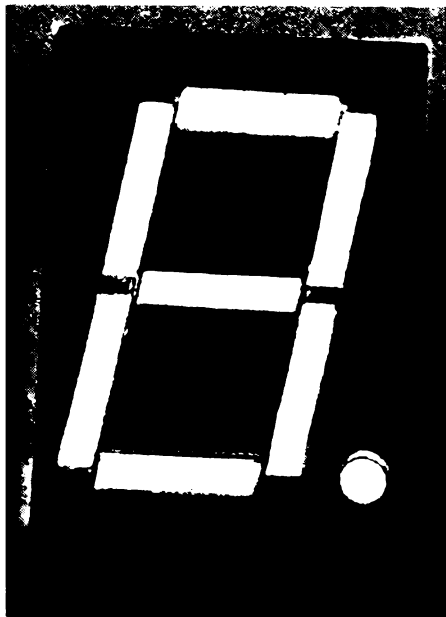


Bild 5.21
LED-Anzeigebauelement, Werkfoto

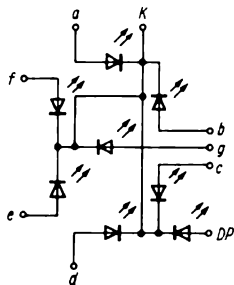


Bild 5.22
Innenschaltung einer LED-Anzeige VQB 27
mit gemeinsamer Katode

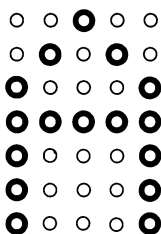


Bild 5.23
5 × 7-Punkte-Matrix

lung verschiedener Zeichen zusammenzusetzen. Weltweit verbreitet ist die 7-Segment-Anzeige für die Ziffern 0 bis 9 (Bild 5.20). Bild 5.21 zeigt ein 7-Segment-LED-Anzeigebauelement. Die Leucht balken werden entweder durch 2 oder mehr in Reihe geschaltete Diodenchips, die sich auf einem Keramiksubstrat befinden, oder durch Einzeldioden unter sogenannten Lichtschächten realisiert. Beide sind hybride Bauformen, da sich die LED-Chips auf einem Substrat befinden. Prinzipiell ist auch eine monolithische Integration möglich, sie wird aber aus Gründen einer möglichst hohen Ausbeute nur selten angewendet.

Die Anwendung von in Reihe geschalteten Dioden geht wegen des hohen technischen Aufwands immer weiter zurück, statt dessen wird die Lichtschachttechnik bevorzugt. Hier genügt ein Diodenchip je Segment. Er befindet sich unter einem optischen Verteilungssystem, das das Licht gleichmäßig über eine Fläche verteilt, so daß ein leuchtender Balken statt eines Punktes erscheint. Diese Lichtschächte erlauben, bei gleichbleibender Chipfläche unterschiedliche Zifferngrößen herzustellen. 7-Segment-LED-Anzeigen werden mit gemeinsamer Katode und mit gemeinsamer Anode hergestellt. Die Auswahl, es werden stets beide Varianten vom jeweiligen Hersteller angeboten, richtet sich nach der Polarität der vorlie-

genden Ansteuerspannung (Bild 5.22).

Eine weitere, ebenfalls weit verbreitete Form von LED-Displays ist die 5×7 -Punkte-Matrix, mit der sich neben Ziffern auch sämtliche Buchstaben sowie zusätzliche Sonderzeichen darstellen lassen (Bild 5.23). Es ist leicht zu übersehen, daß diese Möglichkeit mit einem erhöhten Aufwand der Ansteuerschaltung erkaufte werden muß. Jedes Element dieser Matrix besteht aus einer LED, die mit den anderen eine gemeinsame Elektrode hat.

Vorteile der Lichtemitterdioden sind die hohe Lebensdauer, die geringe Betriebsspannung (1,8...2,8 V), der damit verbundene Vorteil der TTL- und CMOS-Kompatibilität und die hohe Schaltgeschwindigkeit, die im Nanosekundenbereich liegt. Der Gleichrichtereffekt kann bei Bedarf zusätzlich genutzt werden. Nachteilig ist der gerade bei umfangreicheren Anzeigesystemen hohe Strombedarf, der LED-Anzeigen für batteriebetriebene Geräte oftmals von vornherein ausschließt. Für 7-Segment-Anzeigen sind spezielle Ansteuerschaltungen erforderlich, die die Dekodierung der meist anliegenden BCD-Signale übernehmen und die über entsprechend belastbare Ausgänge verfügen müssen.

5.3. Optoelektronische Koppler

Optoelektronische Koppler oder kurz Optokoppler bestehen aus einer lichtsendenden LED und einer Fotodiode oder einem Fototransistor auf der Empfangsseite. Zwischen beiden Teilbauelementen ist ein lichtleitendes Medium, das Luft (in offenen Kopplern), Glas bzw. klares Epoxidharz (in geschlossenen Kopplern) oder ein Lichtleitkabel sein kann. Benötigt werden geschlossene Koppler zur Trennung verschiedener elektrischer Potentiale, da sie einen Isolationswiderstand zwischen Eingang und Ausgang im

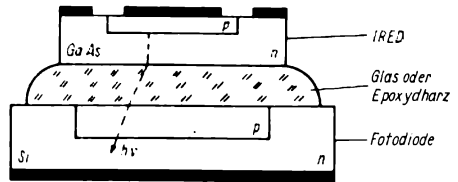


Bild 5.24

Aufbau eines geschlossenen Optokopplers

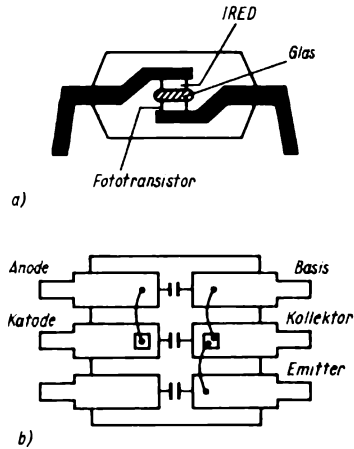


Bild 5.25

Mechanischer Aufbau eines geschlossenen Optokopplers mit Fototransistor; a – Anordnung der Chips, b – Bondung und entstehende Koppelkapazitäten

$T\Omega$ -Bereich ($10^{12} \Omega$) haben. Ein geschlossener Koppler (Bild 5.24) besteht aus einer GaAs-Diode als Sender und einer Si-Fotodiode als Empfänger. Aus dieser Technologie ergibt sich auch die Bauform. Da in der Regel Dual-in-Line-Gehäuse bevorzugt werden, zeigt Bild 5.25 den prinzipiellen Aufbau eines einfachen Optokopplers im DIL-6-Gehäuse. Die in diesem Bild angedeuteten Koppelkapazitäten liegen zwischen 0,5 und 2 pF und sind somit in der Regel vernachlässigbar. Unter extremen Bedingungen, z. B. in Präzisionsgeräten, sind sie jedoch zu berücksichtigen. Besonders kritisch ist die

Kapazität zwischen der LED-Anode und der Basis des Fototransistors. Während als Sendebaulemente nur Lichtemitter- oder Infrarotemitterdioden benutzt werden, wird die Empfängerseite entsprechend den vorgesehenen Anwendungsmöglichkeiten unterschiedlich ausgestattet. Es können Fotodioden, Fototransistoren mit oder ohne herausgeführter Basis und komplette integrierte Schaltungen, die mit einem lichtempfindlichen Bauelement versehen sind, angewendet wer-

den (Bild 5.26). Für den Betrieb des Kopplers gelten die Einsatzvorschriften der Teilbauelemente, wie sie z. B. in den Abschnitten 5.1. und 5.2. genannt wurden. Mit Hilfe der erwähnten integrierten Verstärkungs- und Auswerteschaltungen gelingt es, die Ausgangspegel so zu formen, daß eine nachfolgende Logikschaltung unmittelbar an den Koppler angeschlossen werden kann.

Der Optokoppler **MB 104** aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik

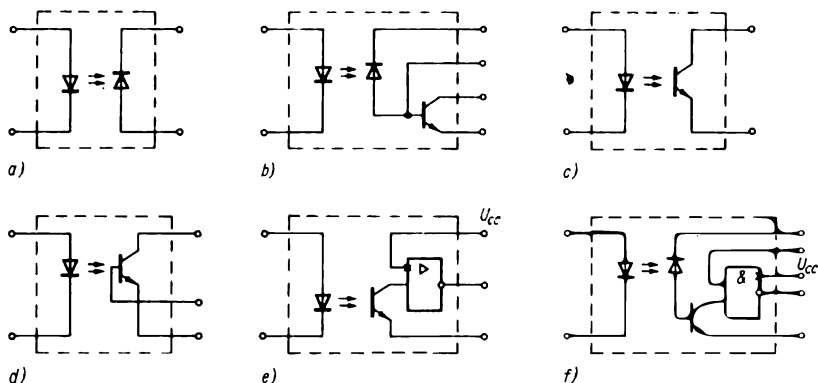


Bild 5.26

Grundtypen von Optokopplern; a – mit Fotodiode, b – mit Fotodiode und nachfolgendem Transistor, c – mit Fototransistor, d – mit Fototransistor und herausgeführter Basis, e – mit Fototransistor und anschließender Verstärkerstufe, f – mit Fotodiode und anschließender Pegelanpassung

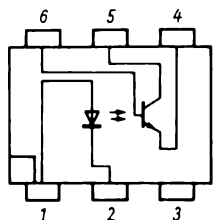


Bild 5.27

Innenschaltung des Optokopplers **MB 104**

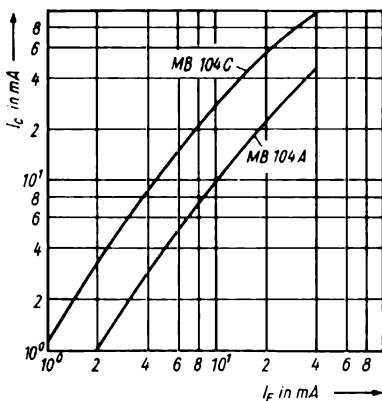


Bild 5.28

Kollektorstrom des Ausgangstransistors als Funktion des Flußstroms der Eingangsdiode ($U_{CE} = 5 \text{ V}$)

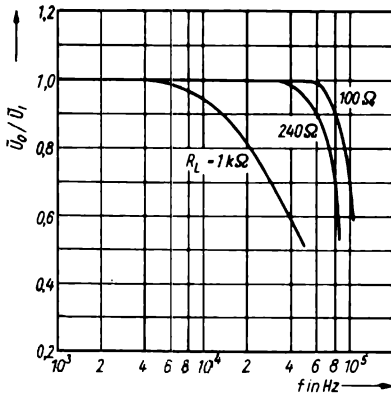


Bild 5.29
Spannungsübertragungsverhältnis als Funktion der Frequenz ($I_F = 10 \text{ mA}$)

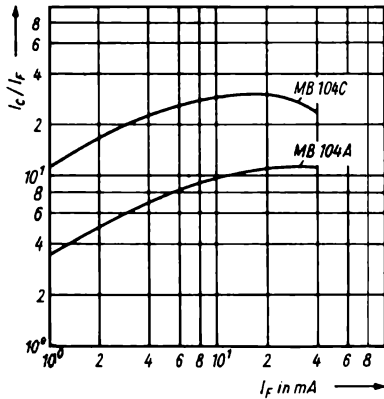


Bild 5.30
Mittlerer Spannungsübertragungsfaktor als Funktion des Flußstroms der Eingangsdiode

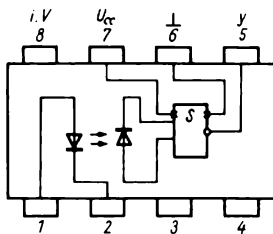


Bild 5.31
Vereinfachte Innenschaltung des Optokopplers MB 111

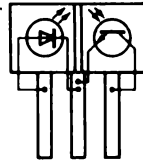


Bild 5.32
Aufbau des Reflexkopplers MB 125

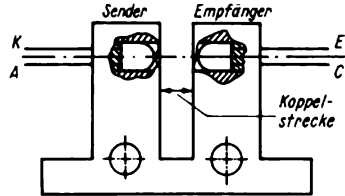


Bild 5.33
Aufbau des Gabelkopplers MB 123

(Bild 5.27) befindet sich im DIL-6-Gehäuse und enthält eine Infrarotemitterdiode als Sender und einen Si-Fototransistor mit herausgeführter Basis als Empfänger. Zwischen Eingang und Ausgang des Kopplers liegt ein Isolationswiderstand von $5 \cdot 10^{12} \Omega$, gemessen bei einer Isolationsgleichspannung von 500 V. Die Bilder 5.28 bis 5.30 zeigen 3 für den Koppler typische Kennlinien.

Ebenfalls eine Infrarotemitterdiode im Eingangskreis, aber eine lichtempfindliche Logikschaltung auf der Empfangsseite hat der optoelektronische Koppler MB 111, auch aus DDR-Fertigung. Eine Si-Fotodiode arbeitet als Lichtempfänger, ihr folgt eine Verstärkerschaltung mit Triggerverhalten, die die TTL-Kompatibilität herstellt und das Signal negiert. Der gesamte Optokoppler ist als Hybridschaltkreis zu betrachten (Bild 5.31).

Offene Koppler mit Luft als Koppelmedium dienen nicht der Potentialtrennung verschiedener elektrischer Stromkreise, sondern werden als Geber und Sensoren sowohl in analogen als auch in digitalen Schaltungen eingesetzt. Eine mögliche Ausführungsform ist der Reflexkoppler

(Bild 5.32). Der *MB 125* ist mit einer IRED und einem Si-Fototransistor ohne herausgeführte Basis bestückt und wird für die Abtastung von Flächen eingesetzt. Aus deren Reflexionsverhalten können Rückschlüsse auf deren Vorhandensein, Material, Oberfläche, Zustand (z. B. Verschmutzung) des Koppelmediums bei definierter Oberfläche gezogen werden. Der Abstand des abzutastenden Objektes vom *MB 125* sollte 0,5...4 mm betragen, das Maximum des Kollektorstromes liegt bei etwa 1,2 mm Abstand. Eine andere, häufig anzutreffende Bauform des offenen Kopplers ist der Gabelkoppler, wo sich IRED und Fototransistor gegenüberstehen (Bild 5.33). Hauptanwendungsgebiet dieser Bauform ist der Einsatz als kontaktloser Schalter, Kleinstlichtschranke u. ä., wobei die Kopplung in jedem Falle von außen beeinflußt wird. Allen offenen Kopplern ist gemeinsam, daß sie vor Fremdlicht abzuschirmen sind, da sonst ihre Funktion nicht immer gewährleistet ist.

Lichtübertragungsstrecken sind eine Sonderform der optoelektronischen Koppler. Sie haben als Sender eine Laserdiode, die modulierte Licht sendet, das in einen Lichtleiter eingespeist und anschließend über große Entfernungen übertragen wird. Auf der Empfangsseite befindet sich eine Fotodiode, deren Empfindlichkeitsmaximum auf der Wellenlänge des gesendeten Lichtes liegt und die die Modulation des Lichtes wieder in einen modulierten Ausgangsstrom zurückverwandelt. Derartige Anordnungen werden vorwiegend in der Nachrichtentechnik für breitbandige Signal- und Datenübertragungen verwendet.

5.4. Einfache Anwendungen

In diesem Abschnitt sollen einige bewußt einfache Anwendungsbeispiele optoelektronischer Bauelemente vorgestellt wer-

den, mit deren Hilfe die Funktionsweise und die prinzipielle, sich immer wiederholende Beschaltung verdeutlicht werden sollen. Dabei wird nicht auf Kapitel 7. vorgegriffen, in dem auch Meß- und Prüfschaltungen enthalten sind, die auf der Anwendung dieser Bauelemente basieren.

Bild 5.34 zeigt einen einfachen Polaritätsanzeiger mit einem Vorwiderstand. Liegt die Tastspitze auf positivem Potential in der Schaltung, so leuchtet B2, liegt sie auf negativem Potential, so leuchtet B1. Der Übersichtlichkeit halber können verschiedenfarbige LEDs gewählt werden, im Beispiel ist B1 rot und B2 grün. Diese Schaltung kann vorteilhaft als Entladekontrolle für die Batterie im Kraftfahrzeug eingesetzt werden.

Für $U_{CC} = 12\text{ V}$ wird $R_V = 1\text{ k}\Omega$. Lädt die Lichtmaschine ordnungsgemäß, so leuchtet hier B2, entlädt sich hingegen die Batterie, so leuchtet B1.

Ähnlich arbeitet die Schaltung nach Bild 5.35, die mehr LEDs erfordert, da diese gleich zum Pluszeichen aufgebaut werden. Liegt Anschluß 1 an positivem Potential, so fließt der Strom über sämtliche LEDs B1...B5, da die beiden Si-Dioden V1 und V2 in Sperrichtung gepolt sind. Liegt hingegen Anschluß 1 auf negativem Potential, so lassen V1 und V2 den Strom fließen, und es leuchten nur die Dioden B2...B5.

Durch die Verwendung der Vorwiderstände können Lichtemitterdioden auch

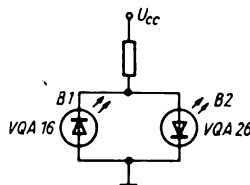


Bild 5.34
Einfache Polaritätsanzeiger mit 2 LEDs

unmittelbar an die Netzspannung angeschlossen werden. Bild 5.36 zeigt eine derartige Schaltung, die z. B. zur Signalisierung der Netzschalterstellung vorteilhaft eingesetzt werden kann. Der Kondensator wird zur Verringerung der Wirkleistung anstelle eines Vorwiderstands benutzt. Im Halbwellenbetrieb ergibt das eine mittlere Lichtstärke, die der im Gleichstrombetrieb bei etwa 20 mA entspricht.

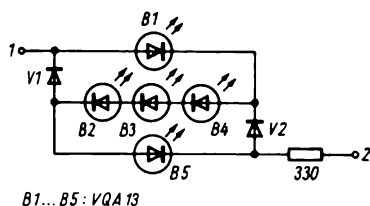


Bild 5.36
Polaritätsanzeige mit 5 LEDs

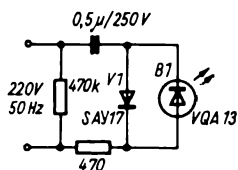


Bild 5.36
LED-Betrieb an der Netzspannung

Für Kraftfahrzeuge ist der 12-V-Spannungswächter nach Bild 5.37 geeignet. Die LED B leuchtet dann, wenn die Spannung unter 12 V fällt. In diesem Falle wird der Strom durch V1 und damit der Spannungsabfall an R_z kleiner, V2 sperrt, und V3 leitet, wodurch eben B zu leuchten beginnt.

Bild 5.38 zeigt eine einfache Schaltung, die die Eigenschaft von Lichtemitterdioden ausnutzt, als Konstantstromquelle zu arbeiten. Hier werden 2 LEDs

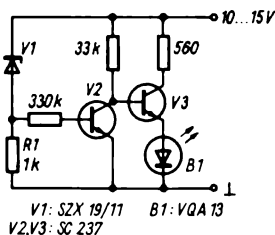


Bild 5.37
12-V-Spannungswächter

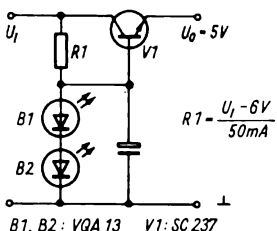


Bild 5.38
5-V-Spannungsstabilisierung

B1 und B2 dazu eingesetzt, eine Schaltung für eine stabilisierte 5-V-Spannung zu realisieren.

Wie bei Gleichrichterdioden ist auch bei LEDs der pn-Übergang lichtempfindlich. Da er ohnehin lichtdurchlässig verkappt sein muß, läßt sich diese Nebeneigenschaft, für die die Hersteller dieser Bauelemente allerdings keine Garantie übernehmen, für den Amateur nutzen, indem er mit einfachsten Mitteln Zweigekoppler aufbaut (Bild 5.39).

Lichtemitterdioden lassen sich durch TTL-IS bequem ansteuern. Dabei gibt es 2 Möglichkeiten: Die LED kann mit Vorwiderstand zwischen TTL-Ausgang und U_{CC} oder ohne Vorwiderstand zwischen TTL-Ausgang und Masse geschaltet werden (Bild 5.40). Soll die LED zwischen Ausgang und Masse liegen, muß die ansteuernde IS jedoch über Gegentaktausgänge verfügen. Die Ausgangsschaltung

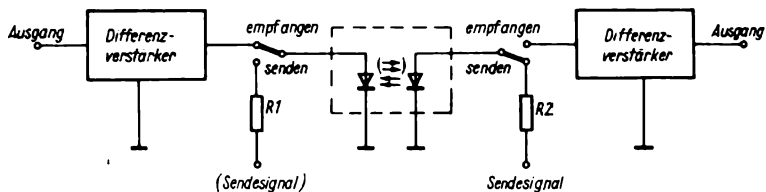


Bild 5.39
Bidirektionaler Koppler mit 2 LEDs

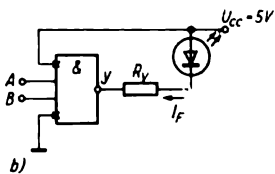
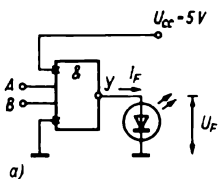


Bild 5.40
TTL-Ansteuerung von LEDs; a – zwischen Y und Masse, b – zwischen Y und U_{CC}

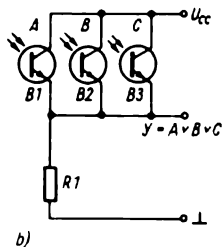
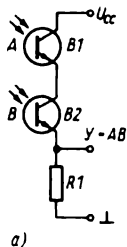
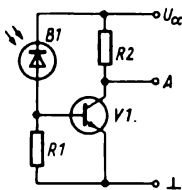


Bild 5.41
Fotodiode steuert Verstärkerstrom

Bild 5.43
Grundverknüpfungen; a – AND-Gatter, b – OR-Gatter

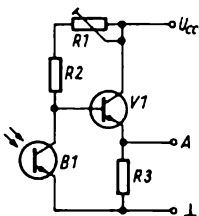


Bild 5.42
Fototransistor steuert Verstärkerausgangsspannung

bestimmt dann auch die Größe des Vorwiderstands, den sie darstellt.

Ebenso problemlos ist der Umgang mit lichtempfindlichen Halbleitern. Bild 5.41 zeigt eine Schaltung, mit der der Ausgangsstrom eines einfachen Transistor-

verstärkers mit Hilfe einer Fotodiode gesteuert wird. Eine Steuerung der Ausgangsspannung von Transistorverstärkern mit Hilfe eines Fototransistors ist mit der Schaltung nach Bild 5.42 realisierbar. Der Kollektorstrom des Fototransistors B erzeugt an R_1 eine Spannung, die den folgenden Transistor steuert. Über die Größe von R_1 können Streuungen der Empfindlichkeit von B ausgeglichen werden.

Mit Hilfe von Fototransistoren lassen sich in einfachster Weise lichtgesteuerte logische Verknüpfungsschaltungen aufbauen, die vorteilhaft z. B. in Überwa-

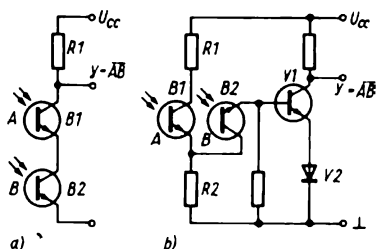


Bild 5.44
NAND-Gatter mit Fototransistor; a – ohne Verstärkung, b – mit Verstärkung

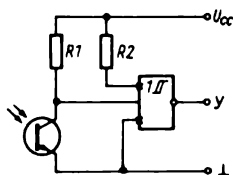


Bild 5.45
Ansteuerung des Triggerschaltkreises DL014D mit Fototransistor

chungsschaltungen eingesetzt werden können. Die Bilder 5.43 und 5.44 zeigen einige Grundstrukturen, wobei die logischen Verknüpfungen durch Fototransistoren gebildet werden. Ist eine weitere Signalverarbeitung erforderlich, empfiehlt sich eine Verstärkerstufe. Bild 5.45 zeigt die Schaltung eines Fototransistors, der einen Triggerschaltkreis DL014D (Low-Power-Schottky-TTL) ansteuert.

Das hier zur Ansteuerung von und mit TTL-Schaltungen Gesagte gilt sinngemäß auch für die Anwendung integrierter CMOS-Schaltkreise.

5.5. Spezielle Anzeigebauelemente

Ideal für batteriebetriebene Geräte sind Flüssigkristallanzeigen (LCD, engl. Liquid Crystal Display). Sie kommen mit Betriebsspannungen von 1,8...4 V aus, der aufgenommene Strom liegt zwischen 1 μ A und 100 μ A; er ist u. a. abhängig von der Anzahl der angesteuerten Segmente. Je Segment beträgt er etwa 15...25 nA.

Unter Flüssigkristallen versteht man Substanzen, die im flüssigen Zustand die optischen Eigenschaften von Kristallen haben. Die Moleküle sind in einer bestimmten und immer gleichbleibenden Richtung ausgerichtet. Unter der Einwirkung eines elektrischen Feldes verändern sie diese Ausrichtung und bewirken damit eine Veränderung der Lichtdurchlässigkeit (Bild 5.46). Die stabförmigen Moleküle drehen das durch das Polarisationsfilter polarisierte Licht um 90°, so daß es durch das Ausgangspolarisationsfilter wieder austreten kann. Ist die Rückwand der Zelle transparent oder mit einem reflektierenden Belag versehen, so erscheint sie hell. Legt man nun eine Spannung an die beiden Elektroden, wird ein elektrisches Feld aufgebaut, unter dessen Einfluß sich die Moleküle senkrecht zu den Elektroden ausrichten. Die Lichtebeine wird jetzt innerhalb der Zelle nicht mehr gedreht, das polarisierte Licht kann nicht mehr durch das Ausgangspolarisationsfilter hindurchtreten und auch nicht mehr hinter diesem Filter reflektiert werden; die Zelle erscheint dunkel. Werden die Elektroden beispielsweise als 7-Segment-Darstellungen von Ziffern ausgebildet, entstehen äußerst sparsame Displays. Da mit ein und demselben Bedampfungprozeß beliebige Sonderzeichen und ganze Schriftzüge dargestellt werden können, ist diese Technik sehr vorteilhaft.

Nachteilig an Flüssigkristallanzeigen

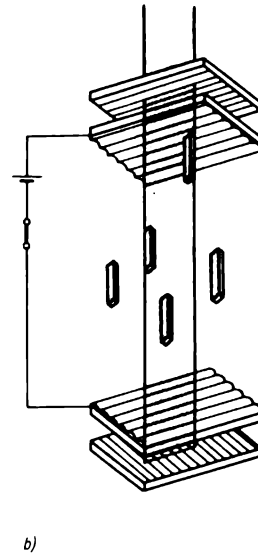
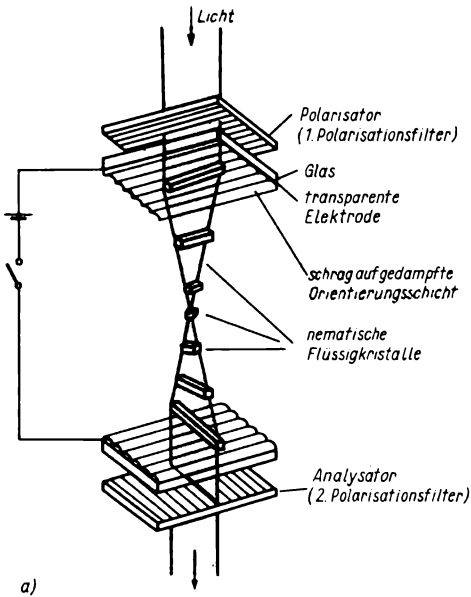


Bild 5.46
Aufbau einer Flüssigkristallzelle vom nematic-
verdrehen Typ; a – lichtdurchlässig,
b – lichtundurchlässig

ist, daß sie, um den Schaltungsaufwand zu reduzieren, multiplex betrieben werden müssen. Dafür wurden spezielle integrierte Schaltungen (z. B. *UL 7211 D*) entwickelt. Zwar ist der Gleichspannungsbetrieb auch möglich, er senkt aber die Lebensdauer der LC-Anzeigen. Zu be-

achten ist weiterhin, daß diese Bauelemente nur in einem sehr eingeschränkten Temperaturbereich von $-10...+60^{\circ}\text{C}$ betriebsfähig sind und auf Temperaturschocks leicht reagieren, indem die Flüssigkristallsubstanz entweder rein flüssig oder rein kristallin wird, in jedem Falle also ihre besonderen optischen Eigenschaften verliert.

In der DDR wird ein umfangreiches Sortiment dieser Anzeigen für Taschenrechner und Quarzuhren hergestellt.

6. Chemische Spannungsquellen

Der Betrieb elektronischer Schaltungen erfordert elektrische Energie. Diese wird Netzgeräten entnommen, oder aber, besonders bei mobilen Geräten, durch Batterien bereitgestellt. Besonders durch das Aufkommen der leistungsarmen CMOS-

Technik, die z. B. in Quarzuhren, Taschenrechnern und auch Herzschrittmachern eingesetzt wird, benötigt man chemische Spannungsquellen in verstärktem Maße.

Man unterscheidet Primär- und Sekun-

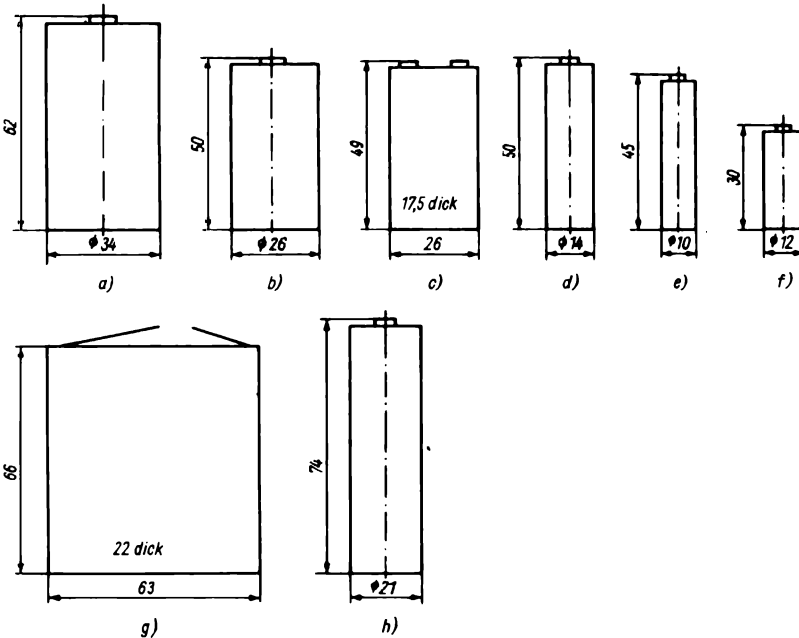


Bild 6.1

Standardbauformen von Batterien; a – Monozelle R20, b – Babyzelle R14, c – Energieblock 6F22 (9 V), d – Mignonzelle R6, e – Microzelle R3, f – Ladyzelle R1, g – Flachbatterie 3R12 (4,5 V), h – Stabbatterie 2R10 (3 V)

därelemente. Die Primärelemente stellen die elektrische Energie durch eine unmittelbar ablaufende elektrochemische Reaktion der Komponenten, also der Kationen- und Anodenmaterialien mit dem erforderlichen Elektrolyten, bereit. Die Sekundärelemente nehmen vor der Benutzung elektrische Energie auf, wandeln sie in chemische und bei Anschluß eines Lastwiderstands wieder in elektrische Energie um. Im internationalen Maßstab haben sich standardisierte Bauformen durchgesetzt. Ihnen ist in den meisten Fällen eine Leerlaufspannung von 1,5 V gemeinsam. Bild 6.1 zeigt eine Zusammenstellung der gegenwärtig häufigsten Bauformen. In diesen Bauformen werden sowohl Primär- als auch Sekundärelemente hergestellt.

Die Kapazität einer Batterie kennzeichnet die Menge der elektrischen Energie, die der Batterie entnommen werden kann, und wird in Ah gemessen. Ihr Betrag ist von der Art der Entladung abhängig. Die Energiedichte sagt aus, wieviel Energie die Batterie je kg Masse oder je l Volumen liefert, in der Regel geben die Batteriehersteller diesen Wert in Wh/kg an. Es handelt sich hier um einen Vergleichswert, denn er gibt an, wie schwer oder wie groß die Batterie sein müßte, um einen bestimmten Energiewert zu liefern. Schließlich ist die Kenntnis des Entladeverhaltens wichtig für den Anwender. Das hierzu gehörende Diagramm gibt an, wie lange (in h) die Batterie bei einer bestimmten Belastung eine konstante Klemmenspannung hat. Je nach Art der Entladekurve und der Kapazität wird die Batterie eingesetzt.

6.1. Primärelemente

Das heute weltweit verbreitetste Primärelement ist die *Leclanché-Zelle*, deren Entwicklung bereits auf das Jahr 1867 zurückgeht. Ihre Katode besteht aus Braun-

stein (MnO_2), die Anode aus einem Zinkbecher, der zugleich den Behälter bildet. Zwischen Anode und Katode befindet sich ein chemisch neutraler Elektrolyt aus Ammoniumchlorid (NH_4Cl) mit Zinkchlorid ZnCl_2 . Als Stromsammler dient ein Graphitstab, der sich im Braunstein befindet. Bild 6.2 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer *Leclanché-Zelle*, von der es verschiedene Bauformen und konstruktive Varianten gibt. Während der Entladung fällt die Spannung dieser Zelle stark ab, in Entladepausen erholt sie sich jedoch wieder. Die spezifische Kapazität einer *Leclanché-Zelle* vom Typ R20 beträgt etwa 90 Wh/kg.

Eine Abwandlung der Zink-Braunstein-Zelle ist die alkalische Zink-Braunstein-Zelle, die als Elektrolyten statt der Salmiaklösung eine mit Zinkoxid (ZnO) gesättigte Kalilauge (KOH) enthält. Diese Zelle wird daher auch als Alkali-Mangan-Zelle bezeichnet. Die Anode besteht aus gepreßtem Zinkpulver und ist in der

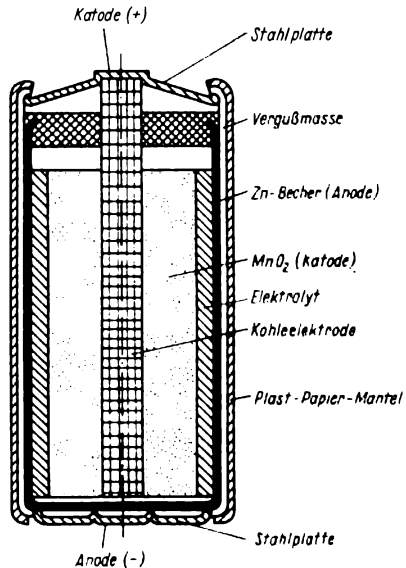


Bild 6.2
Aufbau einer *Leclanché-Zelle*

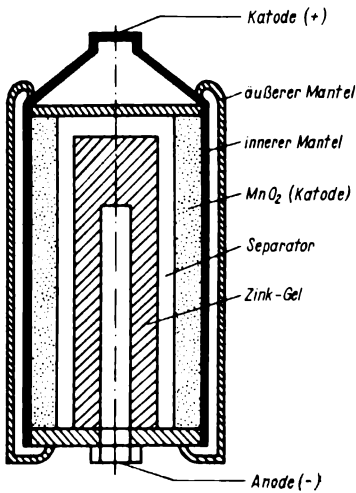


Bild 6.3
Aufbau einer Alkali-Mangan-Zelle

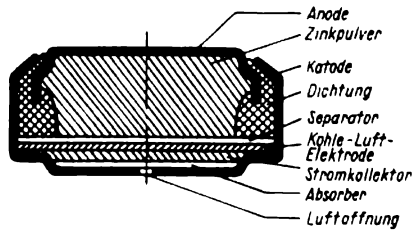


Bild 6.4
Aufbau einer Luft-Zink-Knopfzelle

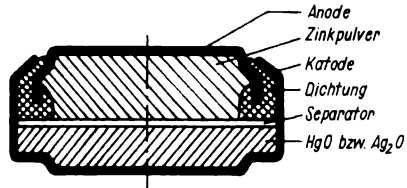


Bild 6.5
Aufbau einer Quecksilber-Zink- bzw. Silber-Zink-Knopfzelle

Mitte angeordnet, die Brauneistinkatode ist als Ring um sie herum aufgebaut. Das Gehäuse wird von einem dicht schließenden Stahlmantel gebildet. Bild 6.3 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Alkali-Mangan-Zelle. Ihr Vorteil ist die 2- bis 3fache Energiedichte gegenüber der *Leclanché*-Zelle und der geringere Innenwiderstand. Außerdem ist der Spannungsabfall bei Belastung geringer, die Klemmenspannung sinkt weniger schnell. Die Zelle ist lagerfähig und auch bei geringen Temperaturen verwendbar. Nachteilig sind der erhöhte technische Aufwand bei der Herstellung und vor allem das Vorhandensein von aggressiven Substanzen im Elektrolyt. Die Selbstentladerate beträgt bei 22°C nur 10% je Jahr. Alkali-Mangan-Zellen werden in allen üblichen Bauformen hergestellt. Die Nennspannung beträgt ebenfalls 1,5 V, so daß man sie direkt gegen *Leclanché*-Zellen austauschen kann. Vor einem derartigen Austausch ist jedoch stets zu bedenken, ob die Anwendung die besseren Daten und den damit verbundenen höheren Preis auch rechtfertigt.

Die Luft-Zink-Zelle stellt eine Weiterentwicklung des *Leclanché*-Elementes dar. Die Anode besteht aus Zink, der Elektrolyt ist entweder neutral oder alkalisch (alkalische Luft-Zink-Zelle). Die Katode indes besteht statt aus Brauneisen aus einer porösen Kohle-Luft-Elektrode. Der Luftsauerstoff ist also an der Reaktion maßgebend beteiligt. Die spezifische Energie dieser Zelle erreicht sehr hohe Werte. Vorteilhaft ist die Möglichkeit der langen Lagerungsfähigkeit, da die Zelle vor Gebrauch erst durch Öffnen der Luftöffnung aktiviert wird. Bleibt die Belastung der Luft-Zink-Zelle im Mikroamperebereich, ergibt sich eine Lebensdauer von mehreren Jahren. Da sie in allen Bauformen einschließlich der Knopfzelle hergestellt werden können, wäre eine Verdrängung der wesentlich teureren und zum Teil umweltgefährdenden Silber- bzw. Quecksilberoxidzellen denkbar. Bild 6.4 zeigt den prinzipiellen Aufbau.

Gute elektrochemische Eigenschaften

Tabelle 6.1. Wichtige Bauformen von Knopfzellen

	C in mAh	Ø in mm	h in mm	V in mm ³
SR 42, (MR 42)	90	11,6	3,6	380
SR 43, (MR 43)	120	11,6	4,2	444
SR 44, (MR 44)	180	11,6	5,4	571
SR 54, (MR 54)	85	11,6	3,1	328
SR 55, (MR 55)	45	11,6	2,1	222

SR = Silber-Zink-Zelle, MR = Quecksilber-Zink-Zelle
(elektrische Werte nur für SR-Zellen zutreffend)

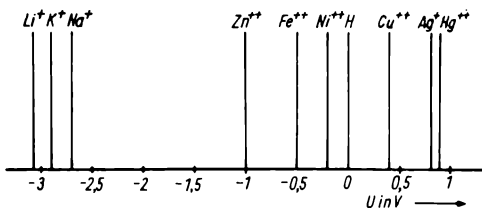


Bild 6.6
Spannungsreihe der Elemente

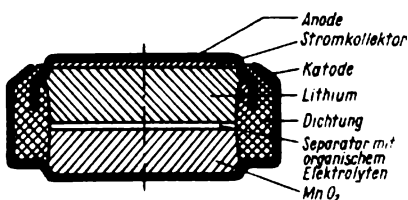


Bild 6.7
Aufbau einer Lithium-Mangan-Zelle

haben die Quecksilber-Zink- und die Silber-Zink-Zelle, in denen die Katode statt aus Braunstein aus Quecksilberoxid (HgO) oder aus Silberoxid (Ag₂O, AgO) besteht. Die Anode besteht aus Zink, als Elektrolyt wird Kalilauge (KOH) verwendet. Wegen der hohen Edelmetallpreise und der Giftigkeit des Quecksilbers haben sich diese Zellen in der zivilen Elektronik nur als Knopfzellen durchsetzen können. Diese sind ebenfalls weitgehend standardisiert (Tabelle 6.1.). Vorteilhaft

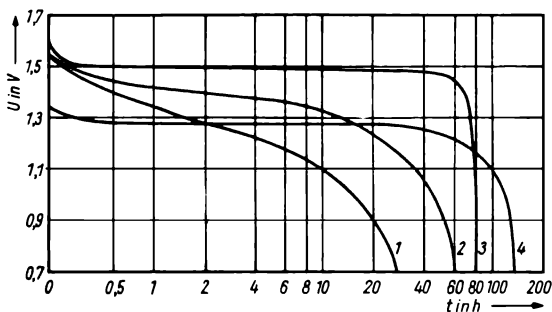


Bild 6.8
Entladecharakteristika verschiedener Primärelemente; 1 – Leclanché-Zelle, 2 – alkalische Zink-Braunstein-Zelle, 3 – Zink-Silberoxid-Zelle, 4 – Zink-Quecksilberoxid-Zelle

Tabelle 6.2. Technische Daten verschiedener Primärelemente

Bauform	Kapazität in Ah	Spezifische Energie in Wh/kg	Energie- dichte in mWh/cm ³	Nenn- spannung in V	Temperatur- bereich in °C	Lagerungs- zeit ¹⁾ in Monaten	Relativer Preis (Leclanché- Zelle ≙ 1)
Leclanché-Zelle Alkalische	K, R, F 0,06...300	50...80	120...190	1,5	-10...50	6...18	1
Zink-Braunstein- Zelle	K, R, F 0,06...10	70...100	200...300	1,5	-40...50	30	2
Alkalische Luft-Zink-Zelle	K, R, F 0,18...180	300...380	650...800	1,45	-10...50	-	-
Quecksilber-Zink- Zelle	K 0,04...0,4	90...120	400...520	1,35	-10...65	30	5
Silber-Zink-Zelle	K 0,02...0,25	70...170	350...650	1,55	-10...65	18	8...10
Lithium-Systeme	K, R, F 0,03...30	100...500	350...800	1,5...3,6	-55...70	≥ 60	8...10

¹⁾ Kapazitätsverlust ≤ 20%

ist die hohe Konstanz der Spannung, so daß diese Batterien vorzugsweise in mikroelektronischen Schaltungen wie Quarzuhren, Taschenrechnern u. ä. eingesetzt werden. Bild 6.5 zeigt den prinzipiellen Aufbau dieser Elemente.

Am aussichtsreichsten für die weitere Entwicklung hat sich Lithium als Anodenmaterial erwiesen. Lithium steht an der ersten Stelle der ersten Hauptgruppe des Periodensystems und hat ein extrem hohes negatives Potential von -3 V auf der Spannungsreihe (Bild 6.6). Da Lithium sehr heftig mit Wasser reagiert, muß der Elektrolyt wasserfrei sein. Da es selbst nur eine geringe Dichte hat, können Primärzellen von hoher spezifischer Energie realisiert werden. Die erzeugte Nennspannung ist in der Regel größer als 1,5 V, sie liegt z. B. bei einer Lithium-Mangan-Zelle nach Bild 6.7 bei 3 V. Die Kapazität dieser Zelle beträgt 160 mAh. Der Vorteil ist offensichtlich: Die höhere Nennspannung erschließt diesen Zellen Anwendungen, für die sonst Reihenschaltungen mehrerer Elemente benötigt wurden.

Abschließend sollen noch einige Werte genannt werden, die es erlauben, die einzelnen Batteriesysteme miteinander zu vergleichen. Die Tabelle 6.2. enthält die technischen Hauptdaten der hier vorgestellten Primärelemente. Die genannten Bereiche sind abhängig von der jeweiligen Bauform (R = Rundzelle, F = Flachzelle, K = Knopfzelle). Bild 6.8 zeigt die Entladecharakteristika verschiedener Primärelemente bei vergleichbarer Belastung. Bei steigendem Eingangswiderstand des Verbrauchers und damit sinkender Belastung können sich wesentlich flachere Entladekennlinien und damit höhere Betriebsdauern der Zellen ergeben, wie Bild 6.9 am Beispiel einer Quecksilber-Zink-Zelle und Bild 6.10 am Beispiel einer Lithium-Mangan-Zelle demonstrieren.

In verschiedenen Publikationen wer-

den des öfteren die Vorzüge hervorheben, die ein Nachladen oder Wiederaufladen von Primärelementen haben soll.

Von derartigen Versuchen ist unbedingt abzuraten! Für eingeschränktes Wiederaufladen sind ausschließlich Leclanché-

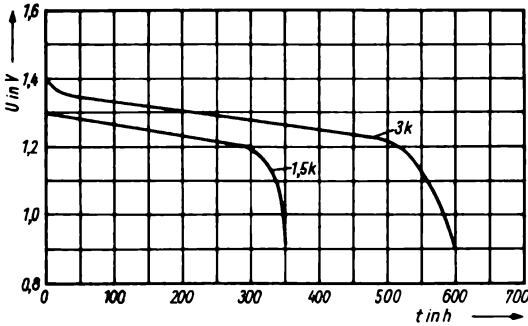


Bild 6.9
Entladekennlinie einer Zink-Quecksilberoxid-Zelle bei unterschiedlicher Belastung

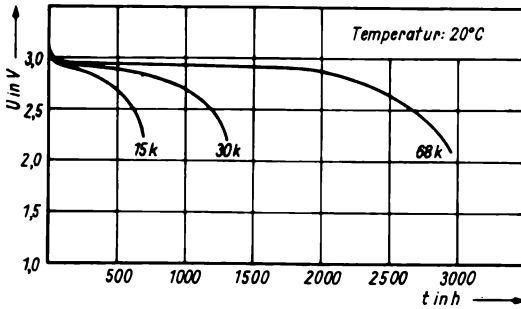


Bild 6.10
Entladekennlinie einer Lithium-Mangan-Zelle bei unterschiedlicher Belastung

Tabelle 6.3. Technische Daten einiger Primärelemente aus DDR-Produktion

Bezeichnung	Abmessungen in mm	Masse in g	Nennspannung in V	Kapazität in Ah
Monozelle R20S	62 × 34 Ø	85	1,5	5 ¹⁾
Monozelle R20C	62 × 34 Ø	85	1,5	6 ¹⁾
Babyzelle R14S	50 × 26 Ø	42	1,5	2 ¹⁾
Babyzelle R14C	50 × 26 Ø	42	1,5	3 ¹⁾
Mignonzelle R6S	50 × 14 Ø	15	1,5	0,85 ¹⁾
Mignonzelle R6C	50 × 14 Ø	15	1,5	1,0 ¹⁾
Lithiumbatterie CR 2032	3,2 × 20 Ø	3	3	0,17 ²⁾
Lithiumbatterie CR 2016	1,6 × 20 Ø	2	3	0,055 ²⁾

¹⁾ 80 Ω, ²⁾ 15 kΩ

Zellen geeignet, die aber auch nur zu 20 % entladen sein dürfen und die keinesfalls überladen werden dürfen. Alle anderen Primärelemente eignen sich keinesfalls zum Wiederaufladen, da bei den ablaufenden Reaktionen gasförmiger Wasserstoff entsteht, der unweigerlich zur Explosion des Elementes führt. Neben der schon damit gegebenen Verletzungsgefahr bildet der frei werdende aggressive Elektrolyt eine zusätzliche Gefahrenquelle, da er Verätzungen hervorrufen wird. Die Hersteller geben in der Regel nicht an, nach welchem Prinzip die von ihnen hergestellten Primärelemente arbeiten. Von außen ist das auch nicht zu erkennen. Aus den genannten Gründen ist daher von einem Nachladen generell abzu sehen. Ebenso sollten Primärelemente nicht gewaltsam geöffnet oder ins Feuer geworfen werden.

Tabelle 6.3. enthält die Daten einiger Primärelemente aus der DDR.

6.2. Sekundärelemente

Sekundärelemente speichern die elektrische Energie, die ihnen zugeführt wird, indem sie sie in chemische umwandeln und bei Belastung wieder abgeben. Vor Benutzung ist das Sekundärelement also zu laden. Aus diesem Grunde und weil elektronische Funktionsgruppen inzwischen mit immer weniger Energie auskommen (z. B. durch Anwendung der CMOS-Technik), geht man in verstärktem Maße dazu über, Primärelemente zu benutzen, da der Umgang mit ihnen wesentlich einfacher ist. Sekundärelemente behalten jedoch als Energiepuffer weiter Bedeutung. Sie werden in Schaltungen mit ständiger Energieversorgung eingesetzt und übernehmen die Speisung bei Ausfall der Versorgungsspannung. Da im Normalfall ständig geladen wird, sind diese Energiepuffer ständig einsatzbereit.

Das am weitesten verbreitete Sekun-

därelement ist sicher der Bleiakкумуляtor, der trotz forcierter Suche nach billigeren und wirksameren Systemen gerade im Kraftfahrzeug und für größere Notstromversorgungen seine Bedeutung behalten hat und sie auch für die nächste Zukunft behalten wird.

Für die Anwendung in elektronischen Schaltungen, z. B. in Taschenrechnern, Blitzgeräten u. ä., werden, sofern man Sekundärelemente bevorzugt, im allgemeinen Nickel-Cadmium-Zellen verwendet. Diese haben zwar einen geringeren Wirkungsgrad als Bleiakкумуляtoren, lassen sich aber mit wesentlich kleineren Abmessungen und in standardisierten IEC-Gehäusen (siehe Bild 6.1) herstellen. In der Tabelle 6.4. sind die technischen Daten der beiden genannten Systeme zusammengestellt.

NiCd-Akkumulatoren haben je nach konstruktiver Ausführung Kapazitäten von 110...10 000 mAh (zylindrische Zellen), 20...1 000 mAh (Knopfzellen) und 2 400...15 000 mAh (prismatische Zellen).

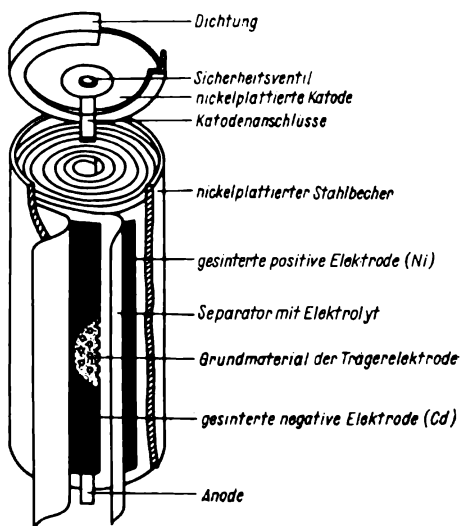


Bild 6.11
Aufbau einer NiCd-Rundzelle mit gesinterten Elektroden

	Bleiakkumulator	NiCd-Akkumulator
Geladener Zustand	$\text{PbO}_2/\text{H}_2\text{SO}_4/\text{Pb}$	$2 \text{ NiO(OH)}/\text{Cd}/2 \text{ H}_2\text{O}$
Entladener Zustand	$\text{PbSO}_4/2 \text{ H}_2\text{O}/\text{PbSO}_4$	$2 \text{ Ni(OH)}_2/\text{Cd(OH)}_2$
U_L in V	2	1,2
Masse in g/Wh	50...100	≈ 50
Volumen in cm^3/Wh	20...50	≈ 20
Ladezyklen	2000	1000...4000
Wirkungsgrad in %	90	70...85
Elektrolyt	H_2SO_4	KOH

Tabelle 6.4.
Vergleich von Blei- und NiCd-Akkumulatoren

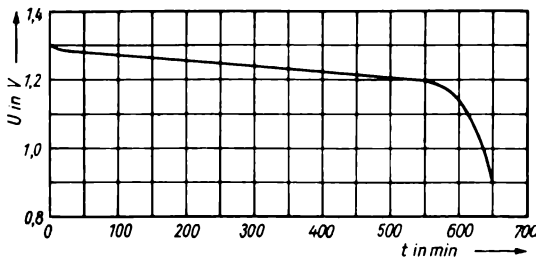


Bild 6.12
Entladekennlinie einer NiCd-Zelle

Im prinzipiellen Aufbau gibt es wenig Unterschiede zwischen Primär- und Sekundärelementen. Ihnen gemeinsam sind bei z. B. zylindrischen Zellen die positive Katode und die negative Anode. Die beiden Elektroden werden mechanisch durch einen mit dem Elektrolyten (Kaliumhydroxid, KOH) getränkten Separator voneinander getrennt. Da bei Fehlbehandlung auch in NiCd-Zellen Wasserstoff entstehen kann, der zur Explosion der Zelle führen könnte, ist an der Kato- denseite ein Sicherheitsventil vorhanden, das den Überdruck abläßt und sich da- nach wieder schließt. Die Elektroden können massiv sein. Es haben sich jedoch weitgehend gesinterte durchgesetzt. Bild 6.11 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer derartigen Rundzelle. Bei der Her- stellung der Katode wird Nickelpulver auf ein poröses Gitter gesintert, das nicht nur als Elektrodenträger, sondern auch als Stromsammel- wirkt. Die Anode besteht ebenfalls aus einem solchen Gitter, auf das allerdings Cadmium gesintert ist.

Die Kapazität einer Zelle hängt auch hier von der Belastung ab, der Entlade- strom ist also zu berücksichtigen. Man spricht oft von der Kapazität je Zeitein- heit, z. B. von einer 10-Stunden-Kapazi- tät C_{10} . Darunter versteht man die Kapa- zität bei einem Entladestrom I_{10} , die zur Verfügung steht, wenn die Zelle in 10 Stunden von 1,2 V auf die Lade- schlußspannung von 1 V entladen wird. Natürlich können auch andere Entlade- zeiten für die Verständigung gewählt wer- den.

Die Aufladung der Zellen ist mit einfa- chen Schaltungen möglich, der Lade- strom sollte durch schaltungstechnische Mittel auf I_{10} ($= 0,1 C_{10}$, ausgedrückt in A) begrenzt werden. Bei diesem Strom führt Überladen zu keinem Schaden, die Ladedauer beträgt 14 Stunden. Die Lade- spannung sollte 1,4...1,5 V betragen. Die NiCd-Zelle ist dann voll aufgeladen, wenn die Kapazität rein rechnerisch 140 % betragen würde ($I_{10} \cdot 14 \text{ h}$). Dauerla- dungen von NiCd-Zellen sind möglich,

wenn der Ladestrom auf einen möglichst geringen Strom begrenzt wird. Da dann die Arbeitstemperatur auf 65 °C ansteigen kann, ist für diese Zwecke der Einsatz von Hochtemperaturzellen zu empfehlen. Zellen mit Sinterelektroden können auch mit größeren Strömen als I_{10} geladen werden, z. B.

9,5 h mit $1,5 I_{10}$ ($\cong 0,15 C_{10}$ in A),

7,0 h mit $2 I_{10}$ ($\cong 0,2 C_{10}$ in A),

4,5 h mit $3 I_{10}$ ($\cong 0,3 C_{10}$ in A).

Gerade für Knopfzellen ist die Ladung mit $3 I_{10}$ nicht in jedem Falle zulässig, im Zweifelsfalle sollte man sich beim Hersteller der Zelle über die Ladebedingungen informieren. Auf jeden Fall ist mit konstantem Strom zu laden. Konstant-

spannungsquellen sind für diesen Zweck nicht geeignet, da NiCd-Zellen einen geringen Innenwiderstand von 1...3 000 Ω (je nach Bauform) haben, wodurch u. U. hohe Ladeströme fließen können, die eine Zerstörung der Zelle bewirken.

Die Entladekurve ist sehr flach, wie Bild 6.12 zeigt. Man erkennt hier auch den grundsätzlichen Nachteil von NiCd-Zellen gegenüber Primärelementen: Einer Entladezeit von etwa 10 Stunden steht eine geforderte Ladezeit von 14 Stunden gegenüber. Es ist möglich, Nickel-Cadmium-Zellen mit höherer Spannung als 1,2 V bereitzustellen, indem mehrere Einzelzellen in Reihe geschaltet werden. Die Behandlungsvorschriften ändern sich dadurch nicht.

7. Schaltungstechnik und Anwendungsbeispiele

7.1. Allgemeines

Nachdem in den vorhergehenden Kapiteln das Grundlegende über den derzeitigen Entwicklungsstand der Halbleiterbauelemente (diskrete Transistoren und integrierte Schaltkreise) dargestellt wurde, sollen mit diesen Bauelementen aufgebaute elektronische und nachrichtentechnische Geräte beschrieben werden.

Bei einer Klassifizierung der möglichen Anwendungsfelder kann man sowohl von der Zweckbestimmung – also Verstärker, Oszillator, Impulsformer, Regler usw. – ausgehen als auch von der Wechselwirkung Eingangs- und Ausgangsgröße, z. B. Schaltungsgruppen zur Lichtsteuerung/Optoelektronik, Impulssteuerung oder Temperatursteuerung.

Im vorliegenden Buch wird von der Zweckbestimmung ausgegangen und zu Beginn die Verstärkung mit Transistoren und IS in den Anwendungsgebieten NF-Technik, HF-Technik sowie Steuer- und Regeltechnik dargestellt.

Für alle kommenden Beispiele gelten allgemeine Beziehungen:

- Halbleiterbauelemente besitzen eine mehr oder weniger ausgeprägte Abhängigkeit von der Temperatur, die in der Schaltung Stabilisierungsmaßnahmen gegen Parameteränderungen auf Grund von Temperaturänderungen erforderlich machen.
- Bei Hochfrequenzanwendung muß man die Frequenzabhängigkeit der Pa-

rameter des Bauelements berücksichtigen. Setzt man Transistoren nahe der f_T -Grenze ein, ergeben sich komplexe Kennwerte, setzt man Operationsverstärker bei hohen Frequenzen ein, dann muß man solche mit hoher Spannungsanstiegssteilheit (slew-rate) benutzen.

- Digitale Schaltungen sind leichter temperaturstabil zu halten und hinsichtlich der Zusammenschaltung unkritischer.
- Für alle Schaltungen sind stabile Betriebsspannungsversorgungen vorzusehen: Auf geringe Störeinstrahlung ist zu achten (Abschirmung), und Stufen sind gegeneinander ausreichend zu entkoppeln.

Die breitesten Anwendungsfelder für aktive Halbleiterbauelemente liegen bei der Spannungs- und Leistungsverstärkung, bei Schwingungserzeugern (Oszillatoren) und bei Schalt- und Impulsstufen. Daneben bestehen noch wichtige Nutzungsmöglichkeiten bei der Signalwandlung (z. B. Analog-Digital-Signalwandlung, Abtast- und Halteschaltungen oder Spannungs-Frequenzwandler).

Durch Entwicklung immer höher integrierter Schaltkreise sind ganze Funktionsbereiche, z. B. die Spannungsstabilisation, die Impulserzeugung oder -zählung und die A/D-Wandlung, in je einem integrierten Schaltkreis zusammengefaßt, an dessen Grundkonfiguration der Amateur nichts mehr ändern kann. Er wird damit immer mehr Systementwickler und

nicht mehr Schaltungsentwickler. Das hat Vorteile – man kann rasch größere Projekte mit geringem Aufwand realisieren –, aber auch Nachteile – man kann an dem von den Halbleiterherstellern gewählten Konzept nichts mehr ändern –, so daß bei jedem Selbstbau von Geräten der Amateurelektronik überlegt werden muß, ob man es mit Transistoren oder mit integrierten Schaltkreisen aufbaut.

Oft entscheidet das Angebot in den Bastlerläden oder auch das vorhandene Sortiment in der «Bastelkiste». Für beide Arten der Herangehensweise werden nachfolgend Beispiele gebracht.

7.2. Bipolare Transistoren als Spannungsverstärker

Betrachtet man einen npn-Transistor in Basisschaltung nach Bild 7.1, so ist er im Ruhezustand – also ohne Eingangssignal – gesperrt, denn die Basis hat keine negative Vorspannung, und aus dem Kennlinienfeld ist ersichtlich, daß erst ab etwa 0,7...0,9 V ein Basisstrom zu fließen beginnt. Wird an die Eingangsklemmen eine sinusförmige Wechselspannung gelegt, ergibt sich ein Ausgangsstrom, der gleichgerichtet ist. Nur die negativen Eingangshalbwellen werden verstärkt, der Ausgangsstrom ist gleich Stromverstärkung mal Eingangsstrom. Schaltet man in den Basiskreis eine Vorspannungsquelle ein, wie in Bild 7.2 dargestellt, kann ein dauernder Ruhestrom im Kollektorkreis eingestellt werden. Damit ist die sinusförmige Eingangsspannung verzerrungsfrei übertragbar. Der Arbeitspunkt des Transistors wird also durch die Basis-Emitter-Spannung oder durch den Basisstrom eingestellt. Die für Verstärkeranwendung wichtigen Eigenschaften sind aus dem Bild erkennbar: Man kann nur verzerrungsfrei bis zum doppelten Kollektorruhestrom I_{C0} aussteuern, andernfalls treten Verzerrungen durch Begren-

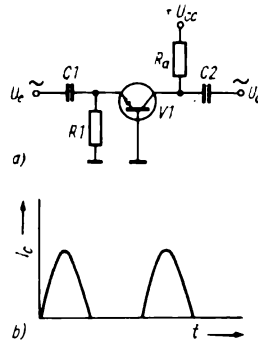


Bild 7.1
npn-Transistor als Verstärker in Basisschaltung ohne Basisvorspannung; a – Stromlaufplan, b – Kollektorstromverlauf

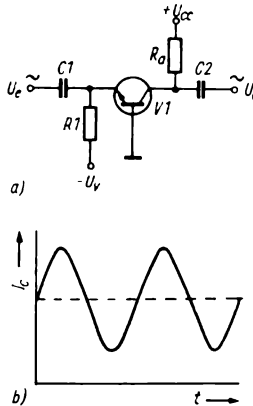


Bild 7.2
npn-Transistor als Verstärker in Basisschaltung mit Basisvorspannung; a – Stromlaufplan, b – Kollektorstromverlauf

zung auf. Bei niederohmigem Außenwiderstand muß ein höherer Kollektorruhestrom eingestellt werden, wenn eine bestimmte Ausgangsspannung gefordert wird. Dies beeinflusst wiederum die Kollektorverlustleistung.

Wird in den Kollektorkreis ein Außenwiderstand R_a eingeschaltet, fällt an die-

sem bei Aussteuerung eine Wechselspannung ab, die die Form des Eingangssignals hat. Die Signalleistung am Außenwiderstand kann die Eingangsleistung um ein Vielfaches übertreffen, obwohl der Kollektorstrom kleiner als der Basisstrom wird. Das liegt daran, daß der Eingangswiderstand der Verstärkerstufe klein (etwa 30...50 Ω) und der Ausgangswiderstand hoch ist, so daß $R_a = 10...20 \text{ k}\Omega$ gewählt werden kann. Die Eingangsleistung beträgt $P_e = I_E^2 R_E$, für die Ausgangsleistung gilt $P_a = I_C^2 R_a$. Die Leistungsverstärkung einer Basisstufe ist dann

$$V_p = P_a/P_e = \frac{I_C^2 R_a}{I_E^2 R_E} \approx \alpha^2 \frac{R_a}{R_E}.$$

Da die Leistungsverstärkung das Produkt aus Spannungs- und Stromverstärkung ist, kann man weiterhin schreiben:

$$V_p = V_u V_i \text{ und damit } V_u = V_p/\alpha = \alpha \frac{R_a}{R_E}.$$

Mit $R_E = 30 \Omega$, $R_a = 5 \text{ k}\Omega$ und $\alpha = 0,95$ wird $V_u = 158$. Es muß hier jedoch angemerkt werden, daß diese Formeln nur näherungsweise gelten, da α auch von R_a abhängt und mit größer werdendem R_a abnimmt. Ferner kann man ableiten, daß die Verstärkung mit größer werdendem Verhältnis R_a/R_E zunimmt, was aber auch nur in gewissen Grenzen gilt und was bei zu großem Verhältnis Anpaßschwierigkeiten zur nächsten Stufe hervorruft. Die Anpaßverluste zwischen mehreren Basisstufen nehmen um so mehr zu, je größer das Verhältnis R_a/R_E wird. Hieraus ist ersichtlich, daß sich die Basischaltung für mehrstufige Verstärker schlecht eignet. Mit einer transformatorischen Kopplung kann man $R_{\text{sec}} = \bar{u}^2 R_{\text{prim}}$ erreichen und z. B. bei $\bar{u} = 10$ einen R_a von 3 k Ω auf 30 Ω transformieren (größere Windungszahl bei größerem Widerstand).

Wird außerdem noch eine große Bandbreite des Verstärkers (Verhältnis oberer

zu unterer Grenzfrequenz) verlangt, so muß das Übersetzungsverhältnis auf 4 begrenzt werden, daraus ergibt sich eine maximale Stufenspannungsverstärkung von 10...20.

Besser geeignet für mehrstufige breitbandige Verstärker ist die Emitterschaltung, die in Bild 7.3 dargestellt ist. Die Wechselspannung wird kapazitiv ein- und ausgekoppelt, die Arbeitspunkte werden durch Vorspannung und Kollektorspannung eingestellt. Mit U_b bestimmt man den Kollektorruhestrom (für eine A-Schaltung liegt er in der Mitte des möglichst linearen Teils der Kennlinie), für die Leistungsverstärkung gilt die Beziehung

$$V_p = \frac{I_C^2 R_a}{I_B^2 R_E} = \beta^2 \frac{R_a}{R_E}$$

und entsprechend für die Spannungsverstärkung der Emittterstufe $V_u = \beta R_a/R_E$.

Bei praktisch vorkommenden Werten $R_E = 500 \Omega$, $R_a = 10 \text{ k}\Omega$ und $\beta = 50$ ergibt sich eine 1000fache Spannungsverstärkung – bei ausgangsseitigem Leerlauf.

Selbst wenn man eine Anpassung mit $R_E = R_a$ durchführt, ist die Stufenverstärkung in erster Näherung gleich β , und sie kann damit bei üblichen Si-Transistoren zwischen 50 und 200 liegen. Auch diese Formel gilt nur im mittleren R_a -Bereich, weil β mit größerem Außenwiderstand (und damit kleineren Kollektorruhestromen) abnimmt.

Die Emitterschaltung ist der Basischaltung hinsichtlich Verzerrungen und

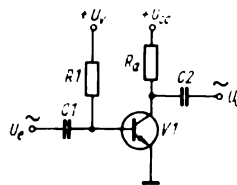


Bild 7.3
Transistor als Verstärker in Emitterschaltung

oberer Grenzfrequenz unterlegen. Die Kollektorschaltung nach Bild 7.4 weist eine Spannungsverstärkung < 1 auf, sie besitzt jedoch einen großen Eingangswiderstand und eine Leistungsverstärkung > 1 . Im Bereich von $0,1 \dots 10 \text{ k}\Omega$ für R_a kann man für den Eingangswiderstand angenähert schreiben:

$$R_e = \beta R'_a \text{ mit } R'_a = R_a \parallel R_L = \frac{R_a R_L}{R_a + R_L}.$$

Als Beispiel sei $R_a = 2 \text{ k}\Omega$ und $\beta = 100$ angenommen, dann wird $R_e = 200 \text{ k}\Omega$. Die Basisvorspannung für eine Emittstufe kann auf mehrere Arten erzeugt werden: durch einen Vorwiderstand geeigneter Größe nach U_{CC} , durch einen Spannungsteiler und über Z-Dioden. Jede Schaltungsart hat ihre Vor- und Nachteile. Es ist auch eine Speisung über eine Konstantstromquelle möglich – das wird oft in integrierten OPVs angewandt. Bild 7.5 zeigt mehrere Arten der Vorspannungserzeugung für die Arbeitspunkteinstellung. Bei der Vorspannungserzeugung muß man die Variation von β mit der Temperatur berücksichtigen (dieser Wert kann im Bereich von $-50 \dots +60^\circ\text{C}$ je nach Transistortyp um $20 \dots 50\%$ schwanken), weiterhin die Variation des Kollektorreststromes I_{C0} , der sich etwa pro 10 K Temperaturanstieg verdoppelt und der bei Si-Transistoren um Größenordnungen kleiner ist als bei Ge-Transistoren. Dieser Wert bestimmt, wie hochohmig man den Basiskreis schaltungsmäßig ausführen kann. Schließlich ist noch die Variation der Basis-Emitter-Spannung (U_{BE}) mit der Temperatur zu berücksichtigen. Unter normalen Vorspannungsbedingungen ist $U_{BE} = 0,2 \dots 0,3 \text{ V}$ für Germanium und $0,7 \dots 0,8 \text{ V}$ für Silizium.

Der Temperaturkoeffizient dieser Spannung beträgt $-2,5 \text{ mV/K}$. Weiterhin müssen die Toleranzen der Speisespannung und der Widerstände im Vorspannungskreis berücksichtigt werden. Mit den einzelnen Schaltungsarten im

Bild 7.5 kann der Emittorstrom stabilisiert und die Kollektor-Emitter-Spannung konstant gehalten werden. Die Schaltung des Bildes 7.5e ist die allgemeinste. Man gewinnt aus ihr z. B. durch Wahl von $R_{L2} = R_S = 0$ und $R_2 = \infty$ die Schaltung des Bildes 7.5b. Alle hier angegebenen Schaltungen mit einer Stromquelle können nach den Kirchhoffschen Gesetzen in die generalisierte Vorspannungserzeugungsschaltung nach Bild 7.6 umgerechnet werden. Die Schaltung besteht aus 3 Widerständen und 2 Spannungsquellen, und man kann aus ihr die Werte der Größen R_E , R_C , R_B , U_B und U_C bestimmen. Für Bild 7.6 gilt:

$$I_C = \alpha I_E + I_{C0} = \beta I_B + (\beta + 1) I_{C0}$$

$$\text{mit } \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \text{ und weiter}$$

$$I_E = (\beta + 1)(I_B + I_{C0}),$$

$$U_B = \left[\frac{R_B}{(\beta + 1)} + R_E \right] I_E + U_{BE} - I_{C0} R_B,$$

$$U_C = I_E (R_E + \alpha R_C) + U_{CE}.$$

Betrachtet man nun die Vorspannungsbedingungen bei den Temperaturextremen, dann ergeben sich die ungünstigsten Bedingungen bei der minimalen Temperatur und minimalem I_E bei $\beta = \beta_{\min}$, $U_{BE} = U_{BE \max}$ und $I_{C0} = 0$ zu

$$U_B = \left[\frac{R_B}{\beta_{\min} + 1} + R_E \right] I_{E \min} + U_{BE \max}.$$

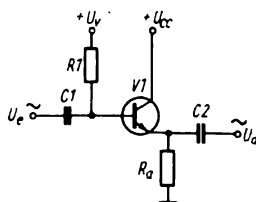


Bild 7.4
Transistor als Verstärker in Kollektorschaltung

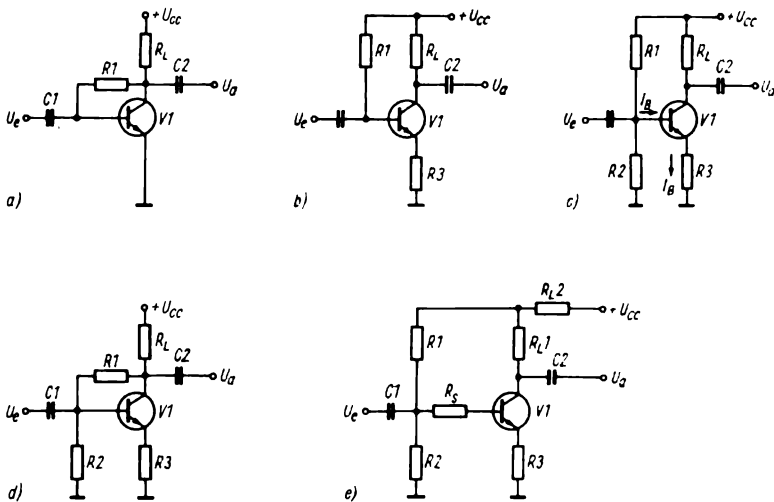


Bild 7.5
Schaltungsarten zur Stabilisierung von Emittterstrom und Kollektor-Emitter-Spannung

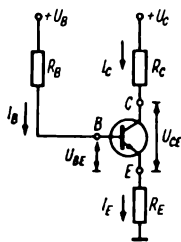


Bild 7.6
Generalisierte Vorspannungserzeugung für den Transistorarbeitspunkt

Bei der höchsten Temperatur hat I_E seinen Maximalwert, und die ungünstigsten Bedingungen treten für $\beta = \beta_{\max}$, $U_{BE} = U_{BE \min}$ und $I_{CO} = I_{CO \max}$ auf. Es ergibt sich dann:

$$U_B = \left[\frac{R_B}{\beta_{\max} + 1} + R_E \right] I_{E \max} + U_{BE \min} - I_{CO \max} R_B.$$

Aus den obigen beiden Beziehungen kann R_B ermittelt werden zu

$$R_B = \frac{(I_{E \max} - I_{E \min}) R_E + U_{BE \min} - U_{BE \max}}{I_{CO \max} - \frac{I_{E \max}}{\beta_{\max} + 1} + \frac{I_{E \min}}{\beta_{\min} + 1}}.$$

Man kann dann abschließend noch die minimale Kollektor-Emitter-Spannung ohne Signal ermitteln zu

$$U_{CE \min} = U_{C \min} - I_{E \max} (R_E + R_C) - i_{e \max} \left(\frac{R_E r_E}{R_E + r_E} + \frac{R_C r_C}{R_E + r_C} \right)$$

mit i_e = Spitzenemitterstrom des Signals und r_E sowie r_C als Wechselstromwiderstände zwischen Emittter und Masse. Die Arbeitspunkteinstellung (I_E , U_{CE}) wird durch die Einsatzbedingungen festgelegt, z. B. zur Erzielung des geringsten Rauschens ($I_E \approx 0,5 \text{ mA}$, $U_{CE} < 1 \text{ V}$), der größten Stufenverstärkung oder des geringsten Leistungsverbrauchs. Unabhängig von der Arbeitspunktfestlegung müssen die Grenzbedingungen «Sperren» ($I_E = 0$) und «Sättigung» ($U_{CE} = 0$) vermieden werden. Alle Maßnahmen der Stabilisierung des Arbeitspunkts müssen möglichst kleine Veränderungen der eingestellten Werte mit der Temperatur und der Betriebsspannung bewirken. In Bild 7.7 sind

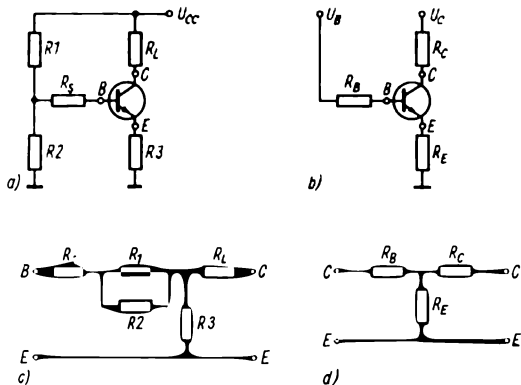


Bild 7.7

Arbeitspunkteinstellung; a – mit Spannungsteiler, b – generalisierte Einstellung, c – Widerstands-Ersatzschaltung, d – generalisiertes T-Widerstands-Netzwerk

die Schritte der Umrechnung des Vorspann-Netzwerks nach Bild 7.5c dargestellt. Die Kollektor-Emitter-Spannungen im Leerlauf sind U_{CC} und U_C , sowie die Basis-Emitter-Spannungen $[R_2/(R_1 + R_2)] U_{CC}$ und U_B entsprechend. Nun werden die Ersatzwiderstände bei kurzgeschlossener Stromquelle ermittelt. Es ergibt sich $R_C = R_L$, $R_3 = R_E$ und $R_B = R_3 + (R_1 + R_2/R_1) + R_2$. Benutzt man diese Beziehungen und die oben abgeleiteten Spannungsverhältnisse, ergeben sich die Werte für die Vorspannungswiderstände und Spannungen nach den Beziehungen:

$$U_{CC} = U_C, \quad R_2 = \frac{U_C}{U_C - U_B} (R_B - R_S),$$

$$R_1 = \frac{U_C}{U_B} (R_B - R_S), \quad R_3 = R_E \quad \text{und}$$

$$R_L = R_C.$$

Für weitere mögliche Vorspannungserzeugungsarten sind die Beziehungen nachstehend angegeben: Bild 7.8 zeigt eine für Si-Transistoren geeignete Art mit Gegenkopplung über R_L . Hier gilt $R_L = R_E$, $R_1 = R_B$ und $U_{CC} = U_B = U_C$.

Die Schaltung im Bild 7.9 arbeitet mit Stromgegenkopplung über einen Emittterwiderstand, es gilt analog: $R_1 = R_B$, $R_3 = R_E$, $R_L = R_C$ und $U_{CC} = U_B = U_C$.

Eine für Ge-Transistoren und Si-Leistungstransistoren geeignete Schaltung

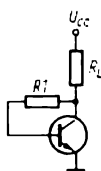


Bild 7.8

Vorspannungserzeugung über R_1

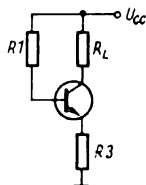


Bild 7.9

Vorspannungserzeugung über R_1 mit Stromgegenkopplung über R_3

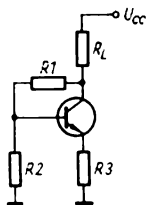


Bild 7.10

Vorspannungserzeugung mit Spannungsteiler R_1/R_2

$$\frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_E} = R_0, \quad I_B \ll I_E, \quad U_{BE} \approx 0,$$

$$R_C + R_E = R_0$$

und $1/R_B + 1/R_C = 1/R_L$ wird das Minimum von S :

$$S = \frac{R_L + (\sqrt{R_0} - \sqrt{R_L})^2}{(1 - h_{21b}) R_L + (\sqrt{R_0} - \sqrt{R_L})^2}$$

Beispiel: $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_L = 500 \Omega$, $U_{CE} = 4 \text{ V}$, $I_E = 1 \text{ mA}$, $I_B = 5 \mu\text{A}$ und $h_{21b} = 0,95$. Es ergibt sich $R_0 = 8 \text{ k}\Omega$, $R_C = \sqrt{R_0 R_L} = 2 \text{ k}\Omega$, $U_Z = 6 \text{ V}$, $R_E = 6 \text{ k}\Omega$, $R_B = 0,67 \text{ k}\Omega$ und damit $S_{\text{opt}} = 1,1$. Vergleicht man die einfache Vorwiderstandsstabilisation nach Bild 7.9 für $R_3 = 0$ mit dieser Schaltung, dann ergeben sich folgende Werte: $R_C = 500 \Omega$, $R_E = 7,5 \text{ k}\Omega$, $R_B = 900 \text{ k}\Omega$ und $S = 55$. Eine mit Z-Dioden stabilisierte Verstärkerstufe ist bis zu höheren Umgebungstemperaturen stabil, jedoch ist bei empfindlichen Eingangsstufen zu beachten, daß bei Z-Dioden ein Rauschen im Durchbruchgebiet auftritt, das durch Siebung beseitigt werden muß.

Z-Dioden sind erst ab Spannungen oberhalb $2,5 \text{ V}$ möglich. Werden für Stabilisationszwecke kleinere Spannungen gefordert, muß man mehrere Si-Dioden in Durchlaßrichtung in Reihe schalten. Mit 3 Si-Dioden in Durchlaßrichtung erhält man eine stabile Spannung von 2 V mit einem Temperaturkoeffizienten von -6 mV/K , was dem Wert $-3 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ entspricht. Man kann auch lichtemittierende Dioden (LEDs) als Referenzdioden einsetzen. Deren dynamischer Widerstand in Durchlaßrichtung ist kleiner als bei Si-Dioden. In Bild 7.13 sind die Durchlaßkurven von Si-Dioden sowie von roten und gelben Leuchtdioden (LEDs) dargestellt. Für die LEDs gilt ein Temperaturkoeffizient von -2 mV/K oder $-1 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ mit folgenden Spannungswerten:

IRE D $1,4 \text{ V}$

rote LED $1,6 \text{ V}$,
gelbe LED $2,2 \text{ V}$,
grüne LED $2,4 \text{ V}$.

Ein weiterer oft benötigter Zweipol ist eine Konstantstromdiode, die man sich leicht aus 2 Si-pnp-Planartransistoren und einigen Widerständen aufbaut. Das Schaltbild zeigt Bild 7.14. Die Schaltung ist im Konstantstrombereich von $1 \dots 5 \text{ mA}$ einsetzbar. Mit 2 SC 309 und den folgenden Werten bleibt die Schaltung einfach:

Strom	r in Ω	R in $\text{k}\Omega$
1 mA	470	47
2 mA	220	47
5 mA	91	33

Die minimale Betriebsspannung beträgt 5 V , die maximale 25 V . Mit der Wahl von R_1 ist die Neigung des Konstantstromastes der Kennlinie korrigierbar. Eine weitere Möglichkeit der Konstantstromquelle ist ein Sperrschicht-Feldeffekttransistor mit geeigneter Gate-Schaltung.

Zum Abschluß dieses Abschnitts über einfache Verstärkerschaltungen soll noch auf ein Verfahren zur Vergrößerung des Eingangswiderstands eingegangen werden, die sogenannte Bootstrap-Schaltung, eine positive Rückkopplung. Im Bild 7.15 ist die Grundschriftung mit Basisspannungsteiler und Emittterwiderstand zur Stromgegenkopplung dargestellt (Teilbild a). R_E verkleinert den Eingangswiderstand, außerdem liegen R_1 und R_2 dazu parallel. Falls man für Meßgeräte oder für Eingangsstufen bei Kristalltonabnehmern einen hochohmigen Eingangswiderstand braucht, wird die Bootstrap-Schaltung nach Teilbild b angewandt. Für den Eingangswiderstand der normalen Stufe gilt:

$$Z_e = \frac{\beta R_E r_c}{\beta (R_E + R_L) + r_c} + r_b \quad \text{mit} \quad R_E \gg r_c$$

und $r_c \gg R_L$. In der Schaltung nach Teil-

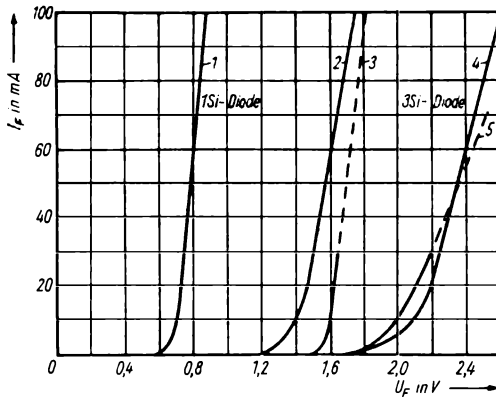


Bild 7.13
Erzeugung von Referenzspannungen unter 2,4 V mit Si-Dioden und LEDs

bild b ist der Eingangswiderstand

$$Z'_e = \frac{R'_3 R_E \beta}{R'_3 + R_E \beta} \quad \text{mit} \quad R'_3 = R_3 / (1 - V_u),$$

wobei angenommen wird, daß der Blindwiderstand des Kondensators bei der Arbeitsfrequenz vernachlässigbar ist; weiter muß $\beta R_1 \ll r_c$ und $R_L \ll r_c / \beta$ sein. Die Spannungsverstärkung V_u zwischen der Basis und dem Emittter errechnet sich zu

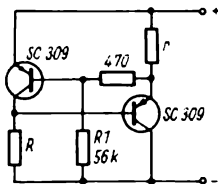
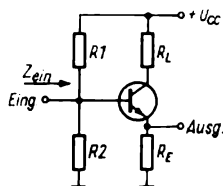


Bild 7.14
Konstantstromdiode mit zwei pnp-Transistoren

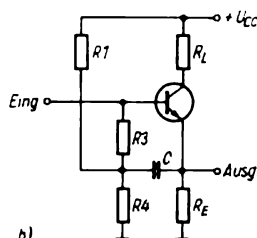
$$V_u = \frac{R_p}{r_b (1 - \alpha) + r_e + R_p},$$

wobei $1/R_p = 1/R_E + 1/R_4 + 1/R_1$ und $r_e = 0,026/I_E$ ist. Da die Spannungsverstärkung nahezu 1 gemacht werden kann, kann R'_3 sehr groß werden. Wählt man z. B. $R_p = 3,6 \text{ k}\Omega$ und setzt einen Si-Transistor SF 126 ein mit $I_E = 1 \text{ mA}$, $U_{CE} = 10 \text{ V}$ und $\beta = 100$, dann wird $V_u \approx 0,99$ und $R'_3 = 100 R_3$. Eine praktisch ausgeführte Schaltung zeigt Bild 7.16. Sie hat einen Eingangswiderstand von $20 \text{ M}\Omega$ im Frequenzbereich $1 \text{ Hz} \dots 20 \text{ kHz}$. Die Kollektorströme von V1 und V2 betragen entsprechend $10 \mu\text{A}$ und $100 \mu\text{A}$.

Die Dimensionierung eines Servoverstärkers für Niederfrequenz soll noch folgen. Die Schaltung ist mit Si-Transistoren im TO-5-Gehäuse im Umgebungstemperaturbereich $-55 \dots +125^\circ\text{C}$ ein-



a)



b)

Bild 7.15
a – Verstärkerstufe mit Emitttergegenkopplung, b – Bootstrapschaltung zur Erhöhung des Eingangswiderstandes

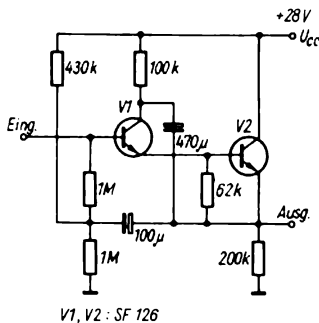


Bild 7.16
Bootstrappemitterfolger mit großem Eingangswiderstand

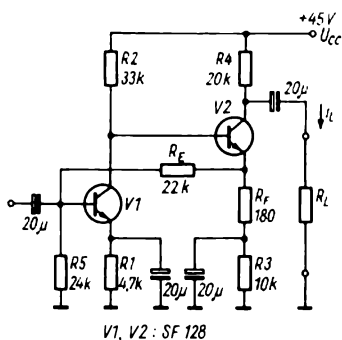


Bild 7.17
Temperaturstabiler Servoverstärker

setzbar. Sie bleibt in der Verstärkung stabil, wenn Transistoren mit unterschiedlichem β eingesetzt werden. Die ausgeführte Schaltung mit SF 128 zeigt Bild 7.17. Der 2stufige Verstärker ist stabil, benötigt keine frequenzbegrenzenden Elemente, und seine Stromverstärkung ist etwa $V_i = i_o / I_E = R_E / R_F = 22\,000 / 180 = 122$. Dies gilt bei hochohmigem Generator am Eingang. R_F sollte kleiner als einige $100\,\Omega$ bleiben, da er zum Kopplungsverlust zwischen den Stufen beiträgt. Dieser ist

$$K = \frac{Z'_{01}}{Z'_{01}\beta_1 + \beta_2 R_F},$$

wobei Z'_{01} die Parallelschaltung von R_2

und dem Ausgangswiderstand von VT1 ist. Die Schleifenverstärkung wird dann

$$V_L = \left(\frac{\beta_2 \beta_1 K R_F}{R_E} \right) \left(\frac{R_5}{\beta_1 + R_5} \right).$$

Auf Grund der Stromgegenkopplung ist der Eingangswiderstand des Verstärkers kleiner als $100\,\Omega$. Zur Dimensionierung wählt man die Betriebsspannung U_{CC} , I_{E1} , I_{E2} , U_{CE1} , U_{CE2} , wobei I_{E2} und U_{CC} groß genug zur Vermeidung einer Begrenzung des Ausgangssignals sein sollten (hier 45 V und 1 mA). Für gute Arbeitspunktstabilität sollte $I_{E1} \cdot R_1 = (5 \dots 10) U_{BE1}$, also 3...5 V gewählt werden. Da man I_{E1} kennt, kann R_1 bestimmt werden. I_5 , also der Strom durch R_5 , sollte 5...10mal größer als I_{B1} sein. Dann wird

$$R_2 = \frac{U_{CC} - U_{CE1} - I_{E1} R_1}{I_{E1} + I_{B1}}$$

$$\text{mit } I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1} + I_{CB01}$$

$$R_5 = \frac{I_{E1} R_1 + U_{BE1}}{I_5} \quad \text{wobei}$$

$$I_5 = (5 \dots 10) I_{B1}$$

$$R_E = \frac{U_{CE1} - U_{BE1} - U_{BE2}}{I_5 + I_{B1}}$$

$$R_3 = \frac{I_{E1} R_1 + U_{CE1} - U_{BE2}}{I_{E2} - (I_5 + I_{B1})}$$

$$R_4 = \frac{U_{CC} - I_{E2} R_3}{2 I_{E2}}$$

und schließlich $R_F = R_E / V_i$ (angenähert). Damit ist der Verstärker vollständig dimensioniert.

7.3. Feldeffekttransistoren als Spannungsverstärker

Die Möglichkeit einer rauscharmen und verzerrungsfreien NF-Verstärkung kleiner Spannungen bietet der JFET- oder

MOSFET-Verstärker. Hierfür stehen sowohl Bauelemente aus der eigenen Produktion als auch sowjetische Importbauelemente zur Verfügung. International sind hochwertige HiFi-Verstärker in den Eingangsstufen mit FETs bestückt, es werden hochohmige FET-Voltmeter in der analogen Meßtechnik eingesetzt. Die Berechnung derartiger Verstärkerstufen entspricht den früher üblichen Beziehungen für Pentoden-Röhrenverstärker. Man kann für FETs ein Verstärkungs-Bandbreiteprodukt angeben:

$$\Delta f \cdot V_s = \Delta f S R_P = \frac{S}{2\pi(C_a + C_e)},$$

wobei R_P sich als Gesamtwiderstand im Drainkreis errechnet zu (nach dem Ersatzschaltbild Bild 7.18):

$$R_P = \frac{R_D R_G}{R_D + R_G + g_{DS} R_D R_G}.$$

Bei einem Sperrschicht-FET ergibt sich z. B. $S = 1,5 \text{ mA/V}$ und $C_a + C_e = 15 \text{ pF}$, damit ist das VB-Produkt $\approx 15 \text{ MHz}$. Als Anwendung zeigt Bild 7.19 einen Sourcefolger mit einem n-Kanal-Sperrschichtfet

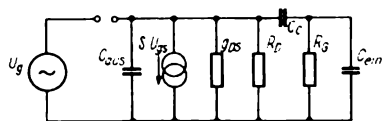
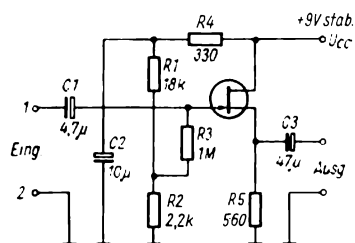


Bild 7.18
Ersatzschaltung eines Sperrschicht-FET



V1: n-Kanal JFET (z.B. K7303A)

Bild 7.19
FET-Sourcefolger

(z. B. KII 303A). Der Arbeitspunkt des FET wird mit dem Teiler $R_1 R_2$ eingestellt, die Gatespannung beträgt $+1 \text{ V}$. Die Steilheit im Arbeitspunkt beträgt $1,5 \text{ mA/V}$, die Stufe ist bis zu einer Eingangsamplitude von $U_{eff} = 0,7 \text{ V}$ verzerrungsarm aussteuerbar. Der Eingangswiderstand beträgt im Frequenzbereich $20 \text{ Hz} \dots 30 \text{ kHz}$ etwa $1 \text{ M}\Omega$. Die Spannungsverstärkung der Stufe beträgt $V_u = 0,7$ und der Ausgangswiderstand 250Ω . Die Stufe nimmt $3,5 \text{ mA}$ bei 9 V auf (rund 30 mW Speiseleistung).

Mit 3 p-Kanal-FETs und einem Bipolartransistor ist der RC-Verstärker im Bild 7.20 bestückt. Die Kondensatoren C_A und C_B verbessern den Frequenzgang, indem sie die Sourcestromgegenkopplung bei hohen Frequenzen aufheben und damit die bei hohen Frequenzen abfallende Verstärkung erhöhen. Ein Vorteil dieses FET-Verstärkers ist das Fehlen von Elektrolytkondensatoren auf Grund der Hochohmigkeit der Schaltung. Ohne C_A und C_B betragen die Verstärkerbandbreite $17 \text{ Hz} \dots 35 \text{ kHz}$ und die Verstärkung $V_{ges} = 400$. Mit geeigneten Kondensatoren ist die Bandbreite auf über 100 kHz erweiterbar.

Auch bei FETs läßt sich die Bootstrap-Schaltung anwenden. Für Kondensatormikrofone oder für piezoelektrische Druckwandler benötigt man einen eingangsseitig hochohmigen Anpaßverstärker. Im Bild 7.21 ist ein Verstärker mit einem p-Kanal-JFET und einem npn-Emitterfolger als Ausgangsstufe dargestellt. In dieser Schaltung ist der $5\text{-M}\Omega$ -Source-Widerstand kapazitiv rückgekoppelt, was eine Vergrößerung des Wertes um $(1 - V_u)^{-1}$ bewirkt (etwa $5 \dots 10$ fach). Die erreichten technischen Daten sind in Tabelle 7.1. dargestellt. Sie zeigen den hohen Eingangswiderstand bei niedrigen Frequenzen. R_g ist der optimale Generatorwiderstand. Setzt man den DDR-MOSFET *SM104* als Impedanzwandler ein, ergibt sich die Schal-

wendung als steuerbarer Widerstand in einem geregelten NF-Verstärker. Derartige Verstärker sind erforderlich, wenn man z. B. ein Mikrofon aus unterschiedlicher Entfernung bespricht, jedoch stets konstante Ausgangsamplitude des Verstärkers haben will.

In der Schaltung nach Bild 7.24 arbeitet V2 als spannungsgesteuerter Widerstand, ihm folgt eine hochohmige MOS-FET-Verstärkerstufe mit V3 und diesem der zweistufige bipolare Verstärker mit V4 und V5. R_6 ($= 180 \text{ k}\Omega$) und V2 bilden den elektronisch regelbaren Eingangsspannungsteiler. Die Eingangsspannung kann zwischen 50 mV und 1 V liegen und ergibt einen konstanten Ausgangspegel von $\approx 1 \text{ V}$. Die Ausgangsvorspannung für

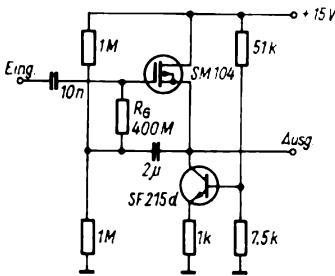


Bild 7.23
Impedanzwandler mit Bootstrapschaltung und bipolarem Transistor als Arbeitswiderstand

V2 wird mit R_8 ($= 5 \text{ k}\Omega$) eingestellt. Wenn V2 gesperrt ist, besitzt er einen Drain-Source-Widerstand von einigen M Ω . In diesem Falle gelangt die gesamte Eingangsspannung an das Gate von V3. Das Signal wird weiter verstärkt und im Emitterring von V5 abgenommen, durch V6 gleichgerichtet und als geglättetes Gleichstromsignal an das Gate von V2 rückgeführt mit der Polarität, daß steigende Spannung am Gate von V2 dessen Drain-Source-Widerstand verringert. Damit ändert sich das Spannungsteilverhältnis $R_6 - V2$, und das Gate von V3 erhält eine verringerte Eingangsspannung. V1 ist in den Steuersignalzweig eingeschaltet, damit die Regelwirkung schnell einsetzt (über den Durchlaßwiderstand der Diode wird $C_3 = 0,1 \mu\text{F}$ rasch aufgeladen), das Abklingen jedoch langsam erfolgt (mit der Zeitkonstante $C_3 R_{13} = 0,1 \text{ s}$, $R_{13} = 1 \text{ M}\Omega$). V5 wirkt als Emitterring, damit der Verstärker einen niedrigen Ausgangswiderstand erhält. Die Schaltung hat einen Stromverbrauch von $\approx 25 \text{ mA}$.

Im Bild 7.25 ist ein rauscharmer FET-Vorverstärker dargestellt, dessen Eingangsstufe V1 aus einer Parallelschaltung von 3 FETs *KII 303A* (UdSSR) besteht. Der Rauschwiderstand bei $f > 1 \text{ kHz}$ beträgt 280Ω , die 3-dB-Bandbreite des Verstärkers $0,3 \text{ Hz} \dots 1,5 \text{ MHz}$. Der *KII 303A*

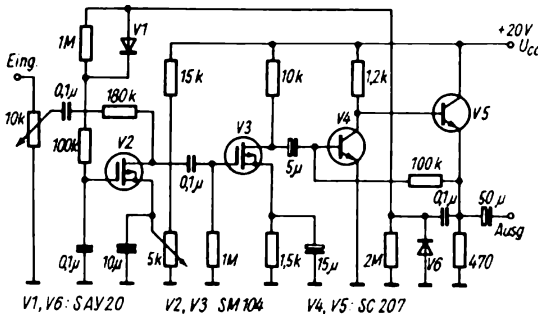


Bild 7.24
Geregelter NF-Verstärker mit FET als regelbarem Widerstand

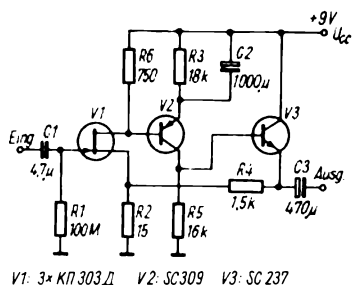


Bild 7.25

Rauschärmer Vorverstärker mit JFET

ist der rauschärmste sowjetische FET bei Frequenzen unter 300 Hz, bei $f > 1$ kHz ist der KП 307 vorzuziehen. Die Parallelschaltung von 3 FETs verringert den Rauschwiderstand auf $1/3$. Die Verstärkung der 1. Stufe wird wegen der Verringerung der dynamischen Eingangskapazität (Miller-Effekt) gleich 4 gewählt. Die bipolaren Transistoren V2 und V3 ergeben mit Gegenkopplung über R_2 – R_4 eine Verstärkung von 25, so daß der gesamte Vorverstärker 100fach verstärkt. Bei 9 V Betriebsspannung beträgt die Stromaufnahme rund 5 mA. Im Umgebungstemperaturbereich $\vartheta_u = +10 \dots +60^\circ\text{C}$ beträgt der Temperaturkoeffizient der Verstärkung $\Delta V/\Delta \vartheta = -0,065\%/K$. Ein derartiger Verstärker kann bei Strahlungsempfängern (z. B. IR-Bolometern), aber auch bei Fotoempfängern für schwache Strahlungsintensitäten eingesetzt werden.

Oft werden FETs in Kaskodeschaltung eingesetzt, auch bei höheren Frequenzen. Grundsätzlich gilt für die Verstärkung einer FET-Kaskode die Näherungsformel $V_u = S_1 S_2 R_C$. Nimmt man eine mittlere Steilheit von $1,5 \text{ mA/V}$ und $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ an, ergibt sich $V_u = 22,5$. Vergleicht man diese Verstärkung mit der einer bipolaren Kaskodestufe, wo man etwa $S = 1/r_e \approx 40 \text{ mA/V}$ setzen kann, dann ist sie kleiner als ein Hundertstel. Man kann jedoch bei bipolaren Stufen keine so großen Au-

Benwiderstände wählen bzw. erhält höhere Rückwirkungsleitwerte. In Bild 7.26a ist eine FET-Kaskodenstufe für universelle Anwendungen dargestellt. Der Arbeitspunkt für V2 wird auf +5 V festgelegt, damit ist der Strom durch die Reihenschaltung der beiden FETs bestimmt.

Steuert man Source eines FET über einen npn-Transistor an, ergibt sich die gemischte Kaskodestufe nach Bild 7.26b. Hier ist der aktiven Verstärkerstufe noch ein Emittterfolger nachgeschaltet, der gleichzeitig zur Gleichstromgegenkopplung eingesetzt wird und der einen niedrigen Ausgangswiderstand der Stufe ermöglicht. Der Arbeitspunkt von V1 wird durch die Widerstandskette $10 \text{ k}\Omega/150 \text{ k}\Omega$ auf $\approx 0,7 \text{ V}$ festgelegt. Der Arbeitspunkt von V3 wird mit dem Basisvorwiderstand (durch Stern gekennzeichnet) so eingestellt, daß am $1\text{-k}\Omega$ -Emittterwiderstand $10 \dots 11 \text{ V}$ abfallen. Durch C_1 wird die starke Gegenkopplung für den Arbeitsfrequenzbereich der Stufe aufgehoben und damit die Wechselspannungsverstärkung höher als die Gleichstromverstärkung gewählt.

Ein abschließendes Beispiel für den Einsatz der FETs zeigt Bild 7.27. Die FETs V1 und V2 bilden zusammen mit den bipolaren Si-npn-Transistoren V3 und V4 eine Brückenschaltung mit Impedanzwandlung, so daß ein Meßinstrument mit $100 \mu\text{A}$ Vollausschlag durch Eingangsspannungen von 100 bzw. 300 mV an $10 \text{ M}\Omega$ angesteuert werden kann. Es ergibt sich damit ein sehr hochohmiges Universalmeßinstrument; das sozusagen der Nachfolger der früher üblichen Röhrenvoltmeter ist. Die symmetrische Brückenverstärkerschaltung wird aus einer stabilisierten Spannungsquelle von 12 V gespeist, sie arbeitet bis 9 V einwandfrei. Mit Hilfe von R_1 wird die Symmetrie grob eingestellt. Dazu bewegt man R_2 schnell hin und her und stellt R_1 so ein, daß diese Verstärkungsänderungen

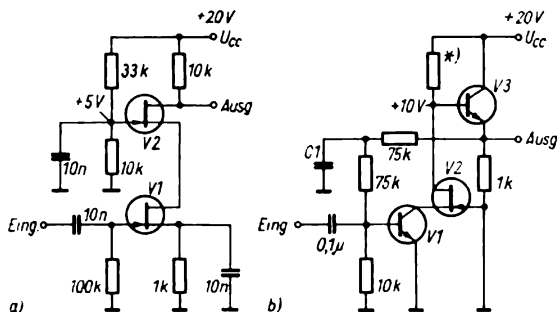
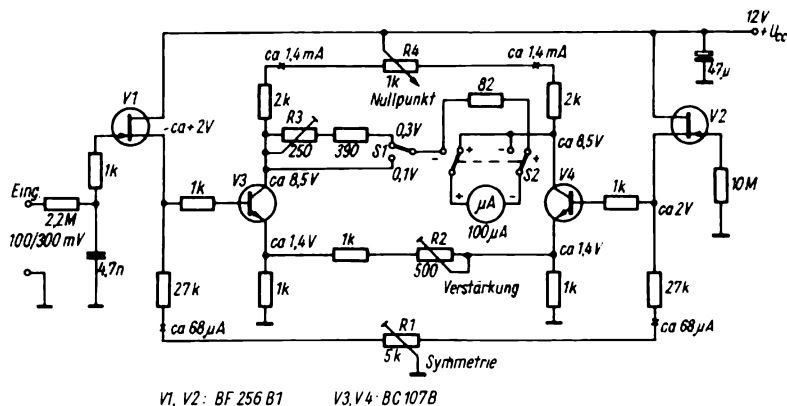


Bild 7.26
Kaskodeschaltung; a – mit
2 JFETs, b – kombinierte Kaskode-
stufe mit Gleichstromgegenkopplung



V1, V2: BF 256 B1 V3, V4: BC 107 B

Bild 7.27
FET-Millivoltmeter für Gleichstrom

keinen Einfluß auf den Zeigerausschlag des Meßinstruments haben. Mit R_2 wird in Stellung 100 mV die Verstärkung so geregelt, daß man Endausschlag des Instruments erzielt. Das gleiche gilt für den 300-mV-Bereich mit R_3 . Der Widerstand $82\ \Omega$ gleicht Nichtlinearitäten zwischen positiven und negativen Eingangsspannungen am FET-Voltmeter aus. Er ist u. U. geringfügig zu verändern. Mit R_4 wird vor jeder Messung der Nullpunkt eingestellt. Bei Auswahl von FET-Paaren und Beachtung der gleichen Stromverstärkung von V3 und V4 ist die Schaltung stabil und leicht nachzubauen. Als generelle Regeln für den Einsatz von Feldeffekttransistoren sollen hier folgende Be-

ziehungen dargestellt werden: Für HF-Einsatz sind Sperrschicht-FETs besser geeignet als MOSFETs. Für höchste Eingangswiderstände sind MOSFETs geeignet, wenn man auf gute Isolation des Gate achtet. Die Steilheiten der FETs sind um eine Größenordnung kleiner als die der bipolaren Transistoren. Durch hochohmige Außenwiderstände erreicht man aber fast gleiche Verstärkungen mit FET-Stufen. Bei FET-Stufen treten kleinere Rückwirkungseffekte auf. Auf Grund der hohen Empfindlichkeit der Gate-Anschlüsse gegen statische Elektrizität ist beim Einbau mit höchster Vorsicht zu verfahren. Es empfiehlt sich, die Anschlüsse der Bauelemente direkt am

Gehäuse mit dünnem, blanken Kupferdraht kurzzuschließen und diesen Kurzschluß erst nach Einlöten in die Schaltung aufzuheben. Die FETs sind in Aluminiumfolie verpackt aufzubewahren. Beim Löten sollte man den LötKolben vom Netz trennen. Das Auftreten statischer Elektrizität ist zu vermeiden (kein Kunststoffbelag auf dem Labortisch, keine Dederonkleidung usw.).

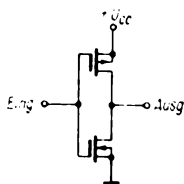


Bild 7.28
Schaltung eines CMOS-Inverters

7.4. Integrierte Schaltungen als Spannungsverstärker

In diesem Abschnitt sollen grundlegende Erfahrungen beim Einsatz integrierter Schaltungen zur Verstärkung analoger Signale kleiner Leistung dargestellt werden. Die einfachste Form des Einsatzes von IS sind die sogenannten Transistorarrays oder Mehrfachtransistoranordnungen, bei denen auf einem Chip 4 bzw. 6 Transistoren gleicher oder auch unterschiedlicher Leitfähigkeit untergebracht sind. Neben der konstruktiv wichtigen Tatsache, daß hiermit Platz eingespart wird (ein DIL-Gehäuse mit 14 Anschlüssen nimmt weniger Platz auf der Leiterplatte ein als 6 Transistoren im TO-18-Gehäuse), sind die schaltungstechnischen Vorteile zu nennen. (Die elektrischen Kennwerte der auf einem Chip integrierten Transistoren weisen sehr gute Gleichmäßigkeit auf, so daß z. B. Differenzverstärkerschaltungen mit hoher Gleichtaktniederdrückung realisierbar sind.) Im Programm der DDR-Halbleiterindustrie sind die 4fach-Transistorarrays *B 340*, *B 360* und *B 380* zu erwähnen, die mit npn-Transistorstrukturen ausgeführt sind. International sind ähnliche Typen und auch 6fach-Arrays üblich. In der UdSSR sind die Arrays *1KT011* verbreitet.

Die am häufigsten angewandte Verstärkerstruktur ist der integrierte Operationsverstärker, er soll auch hier im Mittelpunkt der Betrachtung stehen. Oft sind

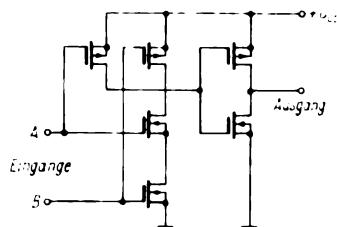


Bild 7.29
Komplettes CMOS-Gatter

jedoch gemischte analog-digitale Schaltungen aufzubauen, und der Versuch erscheint naheliegend, digitale Gatter als analoge Verstärker einzusetzen. Am günstigsten ist das mit CMOS-Gattern realisierbar, denn diese haben einen weiten Betriebsspannungs-Toleranzbereich und eine brauchbare Übergangscharakteristik (U_a/U_e). Es sind auch Anwendungen von TTL-Gattern als Linearverstärker bekannt, hier bestehen jedoch stärkere Beschränkungen im Einsatzbereich. Relativ einfach gestaltet sich der Aufbau eines Linearverstärkers mit einem CMOS-Gatter oder -Inverter.

Bild 7.28 zeigt die Schaltung eines Inverters. Man kann durch Vorspannung am Eingang die Schaltung in einen bedingt linearen Bereich bringen, wobei ein MOS-Transistor als aktiver Lastwiderstand für den verstärkenden anderen MOS-Transistor wirkt. Der p-Kanal-MOSFET bildet den Lastwiderstand für den n-Kanal-MOSFET und umgekehrt.

Im Bild 7.29 ist ein komplettes CMOS-Gatter dargestellt, wie es bei der verbreiteten Serie 4000 angewandt wird. Legt man den Eingang B auf Masse, kann durch Vorspannung des Eingangs A ein linearer Betrieb erreicht werden, die 2. CMOS-Stufe wirkt dann als Inverter und entkoppelt die Last. Da die HF-Eigenschaften sich bei höherer Betriebsspannung verbessern, sollte je nach Anwendungszweck die nötige Versorgungsspannung eingestellt werden. Bild 7.30 zeigt die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung mit der Betriebsspannung als Parameter. Die Übergangskennlinie eines CMOS-Inverters zeigt Bild 7.31, sie ist nicht so steil wie bei einem TTL-Gatter, und etwa bei Vorspannung von A auf die halbe Versorgungsspannung kann man im Bereich höchster Verstärkung linear arbeiten (gilt für kleine Aussteuerung um

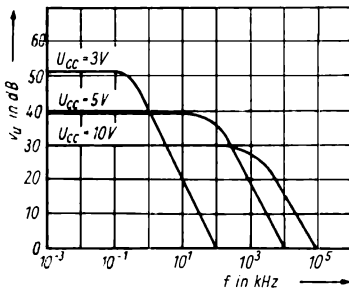


Bild 7.30
Verstärkung eines CMOS-Inverters

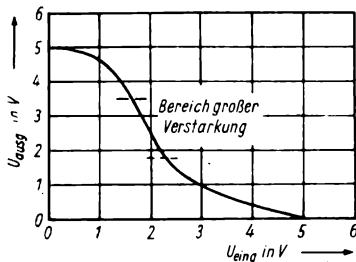


Bild 7.31
Übergangskennlinie eines CMOS-Inverters

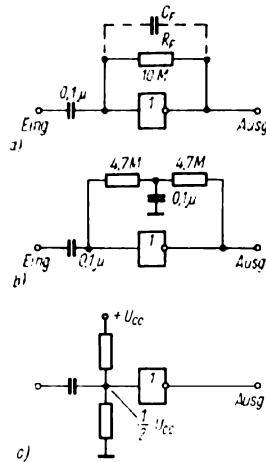


Bild 7.32
Verstärkerschaltungen mit CMOS-Invertern

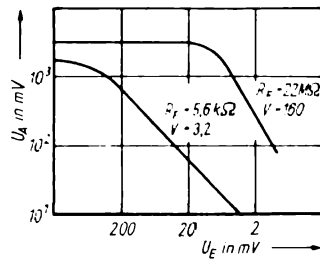


Bild 7.33
Verstärkung eines CMOS-Inverters als Funktion des Gegenkopplungswiderstandes

den Arbeitspunkt, etwa $\pm 0,5 \text{ V}$). Sicherheitshalber bleibt man unterhalb $0,5 U_{CC}$ bei der Einstellung des Arbeitspunktes, speziell bei höheren U_{CC} -Werten. Bild 7.32 zeigt nun einige Möglichkeiten der Arbeitspunkteinstellung eines CMOS-Inverters für den Verstärkerbetrieb. Im Bild 7.32a wird über einen hochohmigen Widerstand der Ausgang auf den Eingang gekoppelt. Je nach Größe von R_F ergibt sich die Verstärkung (z. B. im Bild 7.33 bei $R_F = 22 \text{ M}\Omega$,

$V_u = 160$). Durch eine wechselstrommäßige Entkopplung der arbeitspunktbestimmenden Gegenkopplung nach Bild 7.32b kann die Wechselstromverstärkung erhöht werden. Die Methode mit relativ niederohmigem Spannungsteiler ist in Bild 7.32c dargestellt. Man wählt die beiden Widerstände etwa zu je 100 k Ω . Bild 7.33 zeigt schließlich noch die Abhängigkeit des Aussteuerbereichs und der Verstärkung von der Größe des Gegenkopplungswiderstands R_F für 2 Grenzfälle. Betrachtet man die Schaltung eines TTL-NAND-Gatters mit offenem Kollektor (also D 103, D 126 oder K 155 JA 3), erkennt man (Bild 7.34) den Doppелеmittertransistor V1 als Eingangs-UND-Glied, dem ein 2stufiger Emitterfolger nachgeschaltet ist. Beschaltet man den Kollektor des V3 mit einem geeigneten Außenwiderstand und legt A und B an eine Vorspannung, die einen linearen Betrieb ermöglicht, dann kann der Schaltkreis ebenso wie der CMOS-Inverter als Linearverstärker benutzt werden. Es ist jedoch auf die stabilisierte Speisespannung von $5\text{ V} \pm 10\%$ zu achten, was den Einsatzbereich einschränkt. Als Anwendungsbeispiel für den linearen Betrieb des TTL-Gatters sei hier eine einfache Stabilisatorschaltung nach Bild 7.35 beschrieben, bei der die Gatterschaltung nach Bild 7.34 etwas umgezeichnet wurde. V1 wird hier als Reihenschaltung von 3 Dioden dargestellt, und wenn man über den Widerstand $R_1 \approx 1,8\text{ k}\Omega$ den Eingang an Masse legt, wirken die beiden Dioden als Referenzelement. Da V2 und V3 als Stromverstärker mit hohem Verstärkungsfaktor arbeiten, bleibt der Basisstrom von V2 ohne Einfluß auf den Referenzweig. Zur Vereinfachung der Berechnung nimmt man an, daß über alle Dioden und die Emittersperrschichten der Transistoren je 0,7 V abfallen, dann fließt durch R_1 , R_2 und die Dioden ein Strom von

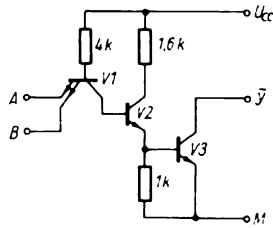


Bild 7.34
Schaltung eines NAND-Gatters mit offenem Kollektor (D 103, D 126, K 155 JA 3)

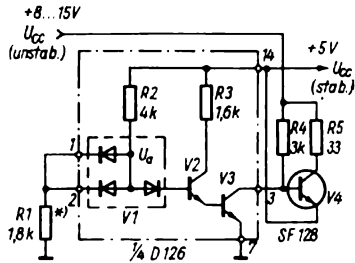


Bild 7.35
Einsatz eines NAND-Gatters als Regelverstärker

$$I_{R2} = \frac{U_{\text{stab}} - U_{\text{pn}}}{R_1 + R_2} = \frac{5 - 0,7}{5,8 \cdot 10^{-3}} \text{ A} \\ = 0,74 \text{ mA.}$$

Die Spannung U_a am Verbindungspunkt der 3 Diodenstrecken wird dann:

$$U_a = U_{\text{stab}} - I_{R2} R_2 = \frac{U_{\text{stab}} R_1 + U_{\text{pn}} R_2}{R_1 + R_2},$$

was im linearen Betrieb einfach $U_a = 3U_{\text{pn}}$ wird. Bei einer kleinen Vergrößerung von U_a nimmt der Basisstrom von V2 stark zu und damit auch der Kollektorstrom von V3. Über den Spannungsabfall an R_4 wird dann der Transistor V4 (SF 128) gesperrt. Das Referenzelement dieses Stabilisators ist ein pn-Übergang von V1 in Durchlaßrichtung, die Kennwerte entsprechen also einer normalen Si-Diode. Damit ergibt sich aber auch ein verhältnismäßig großer Temperaturkoeffi-

ziert der Referenzspannung, etwa 0,3 %/K. Die Ausgangsspannung des Stabilisators ergibt sich zu

$$U_{\text{stab}} = U_{\text{pn}} \left(3 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Um zu einer Ausgangsspannung von 5 V $\pm 5\%$ zu kommen, muß R_1 abgeglichen werden. R_1 sollte also 0,5 R_2 sein. Der Widerstand R_4 ergibt sich aus den Beziehungen

$$R_3 < 0,8 \frac{U_{e \text{ min}} - U_{\text{stab}} - 0,7 \text{ V}}{I_{\text{last max}}} \cdot \beta_{V4}$$

und

$$R_3 > \frac{U_{e \text{ max}} - U_{\text{stab}} - 0,7 \text{ V}}{I_{\text{last max}}}.$$

Für den Längstristor wählt man einen npn-Typ mit $\beta = 50$ und 0,5 W Kollektorverlustleistung. Beim Auftreten parasitärer Schwingungen kann über R_1 oder über $V3$ ein Kondensator 0,1 μF nach Masse geschaltet werden. Die Parameter der Schaltung sind: Maximaler Laststrom 200 mA, Eingangsspannung 7...12 V, Ausgangsspannung 5 V $\pm 5\%$, Stabilisierungsfaktor 50...100, Ausgangswiderstand 0,1...0,15 Ω .

Bevor Ausführungen zum Einsatz von Operationsverstärkern in der Amateurpraxis gemacht werden, soll noch kurz eine oft verwendete Schaltung der Mikroelektronik, der Differentialverstärker, beschrieben werden. Bild 7.36 zeigt ein Strukturbild dieses Verstärkers, der 2 symmetrische Eingänge und 2 symmetrische Ausgänge besitzt. Seine grundlegende Wirkungsweise ist die Erzeugung einer Ausgangsspannung U_a , die nur von der Potentialdifferenz an den Eingängen und nicht vom Absolutwert dieser Spannungen, einer Veränderung der Speisenspannung oder der Umgebungstemperatur abhängt. Es gilt also: $U_a = (U_{e1} - U_{e2}) V_u$ mit V_u als Verstärkungsfaktor des Differentialverstärkers. Theoretisch verstärkt der DV die gleich-

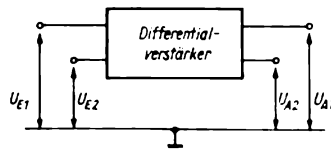


Bild 7.36
Strukturbild eines Differentialverstärkers

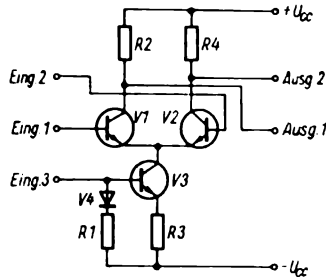


Bild 7.37
Einfachste Differentialverstärkerschaltung

phasige Komponente der Eingangsspannung nicht, durch Unsymmetrien o. ä. gilt jedoch in der Praxis

$$U_a = (U_{e1} - U_{e2}) V_u + V_{u,s} U_{e,s}$$

mit $V_{u,s}$ = Verstärkungsfaktor für die gleichphasige Komponente und $U_{e,s}$ = Spannung gleicher Amplitude und Phase zwischen jedem Eingang und Masse. Schaltet man den Ausgang nur an einen Zweig des in Bild 7.37 dargestellten Differentialverstärkers, so ergibt sich eine Verstärkung von

$$V_{u1} = \frac{U_{a1}}{U_{e1} - U_{e2}}.$$

Schaltet man dagegen den Ausgang symmetrisch an beide Zweige, ergibt sich als Gesamtverstärkung die Summe der Zweigverstärkungen, und es gilt:

$$V_u = V_{u1} + V_{u2} = \frac{U_{a1} + U_{a2}}{U_{e1} - U_{e2}}.$$

Die Gleichtaktunterdrückung wird schließlich noch $k_s = V_u / V_{u,s}$.

Der Differentialverstärker besteht aus den Transistoren V1 und V2 mit den Lastwiderständen R_2 und R_4 . Die Eingangsspannung wird an die Basisanschlüsse von V1 und V2 geführt, die Ausgangsspannung wird entweder einseitig von einem Kollektor oder symmetrisch von beiden Kollektoren abgenommen. Die beiden verbundenen Emittoren erhalten einen Konstantstrom über V3, und es gilt $I_{E1} = I_{E2} = I_0/2$. Die Kollektorströme werden dann entsprechend $I_{C1} = I_{C2} = h_{21}^* (I_0/2)$. Dabei ist h_{21}^* die Stromverstärkung der Transistoren V1 und V2 in Basischaltung. Führt man dem Eingang ein Differenzsignal zu, wird der konstante Strom zwischen den beiden Transistoren wie folgt umverteilt:

$$I_{C1} = \frac{h_{21}^* I_0 \exp(U_e / \varphi_T)}{\exp(U_e / \varphi_T) + 1},$$

$$I_{C2} = \frac{h_{21}^* I_0}{\exp(U_e / \varphi_T) + 1},$$

wobei $U_e = U_{e1} - U_{e2}$ und φ_T das Temperaturpotential der Basis-Emitter-Sperrschicht ist, bei Zimmertemperatur 0,26 mV. Mit diesen Beziehungen läßt sich die Übergangskennlinie des Differentialverstärkers angeben. Im Bild 7.38 erkennt man den symmetrischen Charakter und die Tatsache, daß V1 und V2 bei $U_e = 0$ im Gleichgewicht sind und ein Strom von $I_{C1} = I_{C2} = h_{21}^* I_0/2$ fließt. Der Differentialverstärker wirkt bei großen Eingangssignalen als Begrenzer. Wenn die Eingangsspannung den Wert $3\varphi_T$ überschreitet, beginnt die Begrenzung, denn der Kollektorstrom der einen Seite bleibt Null und der der anderen wird $h_{21}^* I_0$. Ein weiteres Ansteigen des Eingangssignals bewirkt keine Veränderung der Stromverteilung mehr, damit ist die Sättigung erreicht. Als praktisches Beispiel für einen Differentialverstärker soll das Schaltbild des sowjetischen Schaltkreises K 118 YD 1 dienen, das Bild 7.39 wiedergibt. Es sind auf einem Chip

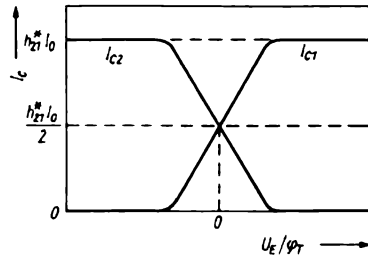


Bild 7.38
Übertragungscharakteristik des Differentialverstärkers

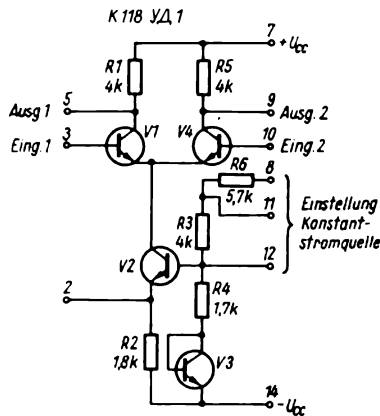


Bild 7.39
Differentialverstärker-IS K 118 YD 1

4 Transistoren V1 bis V4 und 6 Widerstände integriert. Die Lastwiderstände in den Kollektorkreisen haben 4 kΩ, die Konstantstromquelle ist auf 3 Stromwerte durch Kurzschließen des 4- bzw. 5,7-kΩ-Widerstands und die Reihenschaltung beider Widerstände einstellbar. Mit diesen Werten ist der IS bis 5 MHz einsetzbar mit $V_u = 5 \dots 25$ und einer Gleichphasensignalunterdrückung von 60 dB. Der Gesamtstrom des IS liegt bei 1...2,5 mA. Aus derartigen Bausteinen werden dann die Operationsverstärker zusammengesetzt, die eine höhere innere

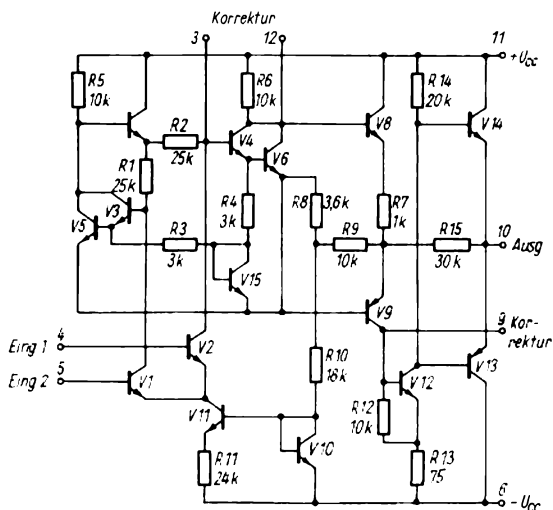


Bild 7.40
Innenschaltung des OPV $\mu A 709$

Verstärkung, größere Ausgangssignale und meist unsymmetrischen Ausgang aufweisen. Als Beispiel soll kurz die Schaltung des ersten monolithischen Operationsverstärkers (abgekürzt OPV) des Typs $\mu A 709$ (*A 109* bzw. *K 553 УД 1*, Bild 7.40) beschrieben werden, das Konzept stammt von *R. Widlar* (USA). Der Schaltkreis enthält 15 integrierte Transistoren und 15 integrierte Widerstände. Die Betriebsspannung beträgt $\pm 15\text{ V} \pm 10\%$.

Der Differentialverstärker-Eingangsstufe mit V1, V2 und der Konstantstromquelle V10, V11 folgt eine weitere Verstärkerstufe und danach der Übergang symmetrisch zu unsymmetrisch. Die Vor- und Endstufe ist mit Komplementärtransistoren bestückt, sie gewährleistet eine gute Durchsteuerbarkeit ausgangsseitig. Der Verstärker hat keine interne Frequenzbandbegrenzung, so daß er durch äußere Beschaltung stabil gehalten werden muß. Hierzu erfolgt eine Beschaltung mittels RC-Glied an den Klemmen 3 und 12 und mittels Kondensator zwischen den Klemmen 9 und 10. Für mittlere Verstärkungswerte wird C_{9-10} zu 200 pF und

das RC-Glied 3–12 zu 5,1 nF in Reihe mit 1,5 k Ω gewählt. Moderne OPVs haben FET-Eingang, Vorkehrungen gegen ein Hängenbleiben der Ausgangsspannung nach einseitiger Übersteuerung, oder sie benutzen andere Schaltungskonzepte. So sind heute programmierbare OPVs, BiFET-OPVs und schnelle OPVs in einer Vielzahl von Ausführungen verfügbar, so daß der Amateur auf die Datenblätter der Herstellerfirmen verwiesen wird. Wichtig ist die Tatsache, daß OPVs meist mit 2 Betriebsspannungen symmetrisch zur Masse betrieben werden und daß die Eigenschaften stark von der äußeren Beschaltung abhängen. Der IS sichert nur eine genügend hohe, temperaturstabile Grundverstärkung und Bandbreite durch seine Schaltungsauslegung. Auf Grund einer ausgefeilten Herstellungstechnologie kann man heute OPVs zum Preis eines Transistors herstellen. In einem DIL-Gehäuse werden bis zu 4 OPVs untergebracht, so daß beim heutigen Schaltungsentwurf der OPV eine ähnliche Basisrolle spielt wie früher der diskrete Transistor (siehe auch Abschnitt 4.2.).

Wenn man ein verstärkendes Element – hier also einen OPV – rückkopelt, d. h., das Ausgangssignal auf den Eingang zurückführt, so erhält man bei positiver Rückkopplung einen Oszillator und bei negativer Rückkopplung – also Gegenkopplung – einen stabilen Strom- oder Spannungsverstärker, je nachdem, ob man eine Stromgegenkopplung oder eine Spannungsgegenkopplung benutzt. Auf Grund der meist hohen inneren Verstärkung eines OPV (5 000...100 000) kann ein Verstärker für $V = 100$ mit einer Gegenkopplung 1:1 000 aufgebaut werden, der gegen Umwelteinflüsse recht stabil ist.

Der Ausgangspunkt eines Operationsverstärkers ist der Differentialverstärker mit unsymmetrischem Ausgang, aber durch mehrstufige Schaltungen usw. werden höhere Verstärkungen und geringere Ausgangswiderstände erreicht. Im Bild 7.41 a ist das meist benutzte Schalt-symbol für einen OPV dargestellt, die mit + und – gekennzeichneten Eingänge sind der invertierende (–) und der nichtinvertierende (+). Der Ausgang kann einen Spannungshub von fast $2 U_{CC}$ abgeben (bei hochohmiger Last). Erfolgt die Spannungsversorgung symmetrisch aus zwei Quellen mit +15 V und –15 V, liegt der Ausgang beim Eingangssignal 0 auch auf 0 V. Auf Grund der hohen inneren Verstärkung wird ein OPV stets mit Gegenkopplung betrieben. Zur Veranschaulichung der technischen Realisierung wird im Bild 7.41 b das Sockelschaltbild eines OPV $\mu A 741$, also eines IS der 2. Generation (mit 22 Transistoren sowohl pnp als auch npn) im DIL-Gehäuse mit 8 Anschlüssen angegeben. Der Verstärker besitzt eine interne Frequenzkompensation 30 pF und damit eine Grenzfrequenz $f_1 = 0,8$ MHz und einen Eingangswiderstand von 400 k Ω . Die Gleichtaktunterdrückung beträgt 70 dB. Blickt man von oben auf das Gehäuse des OPV, dann erfolgt die Numerierung der An-

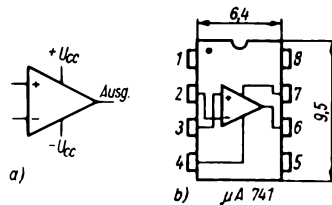
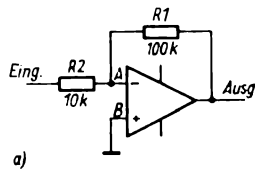
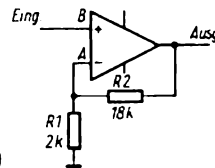


Bild 7.41
Blockschaltbild und Anschlußbild eines OPV



a)



b)

Bild 7.42
Grundschaltungen des OPV; a – invertierend, b – nichtinvertierend

schlüsse entgegengesetzt zum Uhrzeigersinn. Mit 2 Grundregeln kann das Verhalten des OPV gekennzeichnet werden:

- Das Ausgangssignal eines OPV strebt danach, daß die Differenz zwischen den Eingängen nach Null geht (mit äußerer Beschaltung).
- Die Eingänge des OPV benötigen keinen Strom. (Beim $\mu A 741$ beträgt der Eingangsstrom 0,08 μA , bei OPVs mit FET-Eingang einige pA.)

Die beiden Grundschaltungen des OPV sind im Bild 7.42 dargestellt. Teilbild a) stellt den invertierenden OPV dar, dessen Ausgang über R_1 mit dem (–)-Eingang A verbunden ist. Das Eingangssignal liegt an R_2 . Da Eingang B an Masse liegt, wird das Potential an A auch

gleich dem Massepotential sein, damit bestimmt der Spannungsabfall an R_1 die Ausgangs-, der an R_2 die Eingangsspannung und das Verhältnis R_1 zu R_2 die Verstärkung, hier also 10fach. Dabei tritt eine Phasenumkehr auf, es gilt $U_a/R_1 = -U_e/R_2$ und $V = -R_1/R_2$. Der Eingangswiderstand des invertierenden OPV wird gleich R_1 , also hier 10 k Ω , denn Punkt A gilt als «Quasinull» oder virtuelle Erde des Signals. Je höher die Verstärkung des invertierenden OPV ist, desto kleiner ist sein Eingangswiderstand. Dies ist in der Schaltung des nichtinvertierenden OPV nach Bild 7.42b anders. Es gilt hier $U_A = U_{CC}$ und weiter $U_A = U_a \cdot R_1/(R_1 + R_2)$, für die Verstärkung gilt $V = 1 + R_2/R_1$, also hier 10fach. Der Eingangswiderstand wird in dieser Schaltungsart sehr hoch, beim $\mu A 741$ z. B. einige 100 M Ω , bei FET-Verstärkern bis $10^{12} \Omega$. Die Innenschaltung des bisher als Beispiel benutzten OPV zeigt Bild 7.43, sie weist die für integrierte OPVs übliche Struktur auf: 1. Differentialverstärkerstufe, 2. Verstärkerstufe, Pegelwandler-

stufe, Ausgangsstufe und Ausgangsschutzschaltung. Es wird auch an einigen Stellen von Konstantstromquellen und festen Stromverhältnissen durch Doppelkollektor- oder Doppелеmitter-Transistoren Gebrauch gemacht.

Einige Anwendungsbeispiele für OPVs sollen hier noch folgen. Die Schaltung des Bildes 7.44 gestattet, mit Schalter vom invertierenden auf nichtinvertierenden Betrieb umzuschalten. Im Bild 7.45 ist die Bootstrapschaltung für einen OPV-Folger dargestellt. Schließlich zeigt Bild 7.46 noch einen OPV als idealen Strom-Spannungswandler für eine Fotodiode am Eingang. Durch die Beschaltung wird eine Wandlersteilheit von 1 V/1 μA erreicht. Es soll noch erwähnt werden, daß bei einem realen OPV sich für invertierenden Betrieb und hohe Gegenkopplungswiderstände eine Nullpunktverschiebung durch den Eingangsstrom ergeben kann, so daß für 200 nA Eingangsstrom und $R_1 = 1 M\Omega$ und $R_2 = 100 k\Omega$ sich eine Ausgangsspannung von 0,2 V statt 0 V ergibt. Um den Ein-

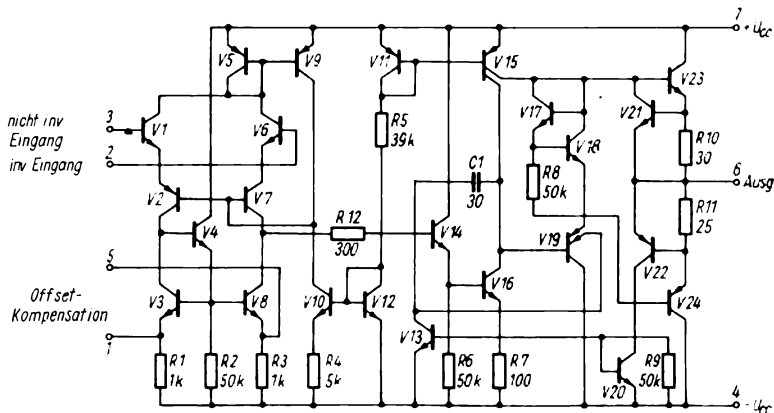


Bild 7.43

Prinzipschaltbild des OPV K 140 УД 7

($\mu A 741$) 1 - Offsetkompensation, 2 - invertierender Eingang, 3 - nichtinvertierender Eingang, 4 - $-U_{CC}$, 5 - Offsetkompensation, 6 - Ausgang, 7 - $+U_{CC}$, 8 - frei

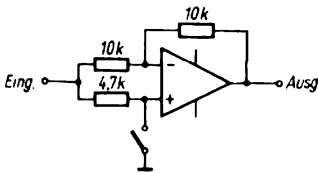


Bild 7.44
OPV mit Umschaltung invertierend/nichtinvertierend mit $V = 1$

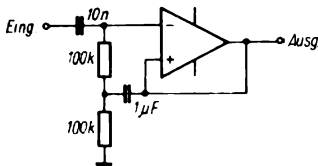


Bild 7.45
Bootstrapschaltung für OPV-Folger

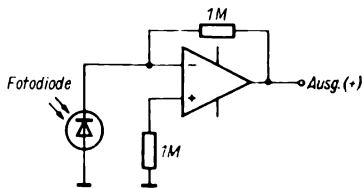


Bild 7.46
OPV als Strom-Spannungswandler

fluß des Eingangsstroms zu verringern, schaltet man an Anschluß (+) einen Widerstand, der der Parallelschaltung von R_1 und R_2 gleich ist. Das erweiterte Schaltbild zeigt Bild 7.47a. Hohe Stabilität und die Möglichkeit der Versorgung aus einer Spannungsquelle von 12 V weist die OPV-Schaltung nach Bild 7.47b auf, die einen programmierbaren Operationsverstärker mit interner Frequenzkompensation $B176D$ benutzt. Da dieser dem internationalen Typ $\mu A 776$ entsprechende OPV bereits mit Spannungen von 1 V betrieben werden kann, bietet sich der Einsatz der Bandgap-Referenzelemente $B589$ an, die eine hochstabile

Spannung von 1,235 V abgeben. Damit und mit den angegebenen Widerstandswerten ist eine stabile Verstärkung von $V = 10$ im invertierenden Betrieb zu erreichen, wobei weder eine nennenswerte Versorgungsspannungs- noch Temperaturabhängigkeit der Verstärkerschaltung auftreten. Aus diesem Grunde ist die angegebene Schaltung in der Meßtechnik einsetzbar (auch als Vorsatz für ein Digitalvoltmeter). Bisher wurden hier lineare Verstärkerschaltungen beschrieben, oft wird ein Begrenzer benötigt, d.h. eine Schaltung, die eine Ausgangsspannung zwischen 2 festen Grenzwerten aus einer stark variierenden Eingangsspannung erzeugt. Bild 7.48 zeigt einen aktiven Begrenzer mit einem OPV. Der nichtinvertierende Eingang wird über einen Spannungsteiler an +10 V gelegt, damit ist das eine Begrenzungsniveau fixiert, das andere wird durch die Übersteuerung des OPV ausgangsseitig auf +15 V festgelegt. Nur zwischen diesen beiden Werten kann die Ausgangsspannung variieren. Die Diode schaltet die starke Gegenkopplung je nach Spannung zu und ab. Soll ein

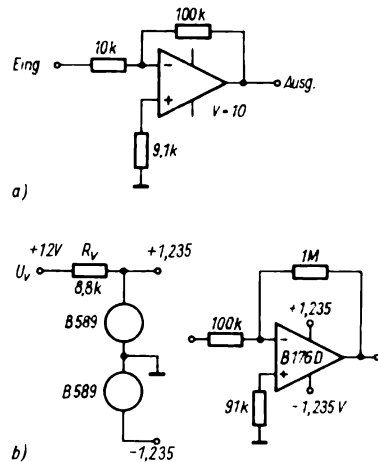


Bild 7.47
Beschaltung des OPV zur Eingangsstromkompensation

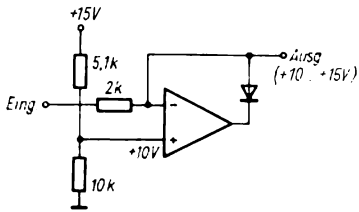


Bild 7.48
Aktiver Begrenzer mit OPV

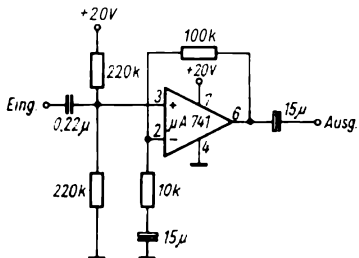


Bild 7.49
NF-Verstärker mit einer Speisespannung

OPV mit nur einer Speisespannung betrieben werden, dann muß ein Eingang auf eine Bezugsspannung gelegt werden. Dies erfolgt in der Schaltung nach Bild 7.49 durch den Teiler $(220 + 220) \text{ k}\Omega$ am (+)-Eingang. Wird $-U_{CC}$ an Masse gelegt (Anschluß 4 des $\mu A 741$) und die halbe positive Speisespannung $+U_{CC}/2 = 10 \text{ V}$ an den (+)-Eingang als Bezugsspannung angeschlossen, dann arbeitet der OPV wieder normal in bezug auf seine Gleichstromwerte. Durch entsprechende wechselstromseitige Beschaltung wird eine Verstärkung von 40 dB eingestellt, die Gleichspannungen werden durch Eingangs- und Ausgangskoppelkondensatoren von anderen Schaltungsteilen ferngehalten. Die maximale Ausgangsamplitude beträgt $U_{eff} = 6 \text{ V}$.

Abschließend soll noch ein Einsatzbeispiel eines OPV in einem Strommeßgerät beschrieben werden. In einem elektronisch geregelten Niederspannungsnetz-

teil soll ein Strom von $0 \dots 10 \text{ A}$ angezeigt werden. Man schaltet in den Stromkreis einen Widerstand von $10 \text{ m}\Omega$ ($0,01 \Omega$!) ein, an dessen Anschlüssen man eine Spannung von 100 mV bei 10 A durchfließenden Strom abnehmen kann. Diese Spannung wird einem OPV mit symmetrischem Eingang zugeführt, der auf $V = 100$ gegengekoppelt wird und dem eine Referenzspannung über eine Z-Diode $6,2 \text{ V}$ zur Nullpunkteinstellung am Eingang zugeführt wird. Es wird für diese Schaltung eine hohe Gleichtaktunterdrückung gefordert. Die Ausgangsspannung kann mit einem Instrument angezeigt werden, es gilt

$$U_a = I_{\text{Last}} \left(R_1 \frac{R_1}{R_2} \right).$$

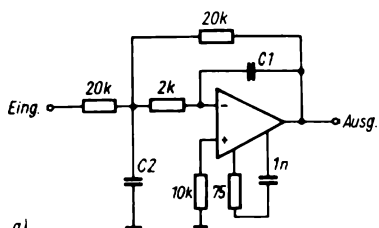
Der OPV kann aus einer unstabilierten einseitig geerdeten Speisespannungsquelle versorgt werden.

Mit Hilfe von Operationsverstärkern kann man auch spulenlose Filter aufbauen, eine Methode der Frequenzbandbegrenzung, die oft in der Niederfrequenztechnik angewandt wird. Im Bild 7.50 ist die Beschaltung von OPVs als Tiefpaß- und Hochpaßfilter dargestellt, und zwar im Teilbild a) der Tiefpaß mit 2 frequenzbestimmenden Kondensatoren, die als RC -Glied 2. Ordnung einen Abfall von 12 dB/Oktave ergeben und die nach Tabelle 7.2. gewählt werden.

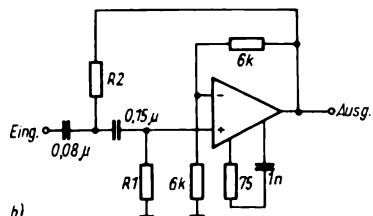
Tabelle 7.2.

f_g in kHz	12	9	6	3
C_1 in pF	560	750	1 100	2 200
C_2 in μF	0,01	0,012	0,022	0,04

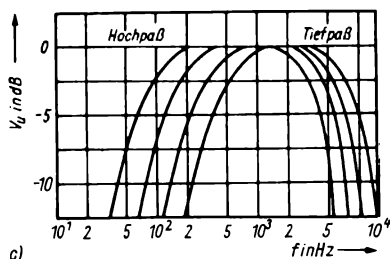
Im Bild 7.50b ist der OPV als Hochpaßfilter beschaltet. Die Veränderung der unteren Grenzfrequenz erfolgt durch Umschaltung der Widerstände R_1 und R_2 , auch hier ergibt sich ein Filter 2. Ord-



a)



b)



c)

Bild 7.50
Filterschaltungen mit OPV; a – Tiefpaß, b – Hochpaß, c – Frequenzgänge von Hoch- und Tiefpaß

Tabelle 7.3.

f_{gr} in Hz	80	120	180	300
R_1 in k Ω	20	13	10	5,6
R_2 in k Ω	24	18	13	6,8

nung. Für beide Filtergrundglieder gilt eine Welligkeit im Durchlaßbereich von kleiner 2 dB, man kann die Steilheit der Flanken durch Hintereinanderschalten von solchen Filtergliedern erhöhen. Das Bild 7.50c zeigt die experimentell aufgenommenen Frequenzgänge der Filter. Für viele Zwecke ist ein solches schaltbares NF-Filter nützlich, der Aufwand ist kleiner als bei Spulenfiltern, das aufwendige Bewickeln von Spulen wird vermieden. Die Widerstandswerte für Bild 7.50b können Tabelle 7.3. entnommen werden.

Mit einem Transistorarray (z. B. *B 340*) und einem OPV läßt sich ein spannungsgesteuerter Verstärker hoher Qualität aufbauen. Bild 7.51 zeigt die Schaltung. Die Steuerspannung im Bereich von 0...1 V wird über eine temperaturkompensierende Diode der Konstantstromquelle eines Differenzverstärkers zugeführt. Das Eingangssignal mit maximal $U_{ss} = 30$ mV wird unsymmetrisch dem invertierenden

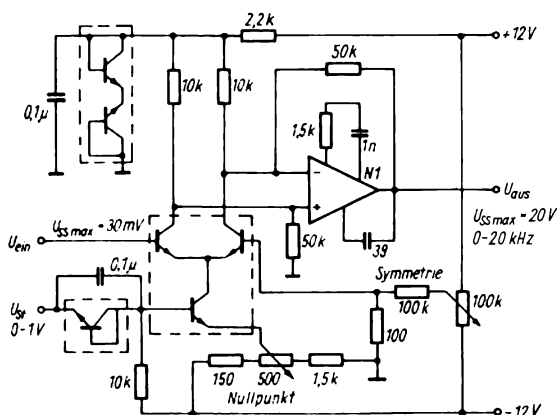


Bild 7.51
Spannungsgesteuerter OPV als Regelverstärker mit Transistorarray und *A 109*

OPV (A 109) zugeführt, die Gesamtverstärkung bei $u_{st} = 0 \text{ V}$ beträgt 10, der Nullpunkt wird bei $u_{st} = 0 \text{ V}$ für $V = 10$ und die Symmetrie bei $u_e = 0 \text{ V}$ und $u_{st} = 1 \text{ V}$ eingestellt. Im Bereich der Steuerspannung von $0 \leq u_{st} \leq 1 \text{ V}$ beträgt die Verstärkung $V = u_a / u_e = 10 + 1000 u_{st}$. Das Eingangssignal soll 20 mV für $0,5\%$ Verzerrungen im Frequenzbereich $20 \text{ Hz} \dots 20 \text{ kHz}$ nicht überschreiten.

Reicht die Strombelastbarkeit eines OPV für die geplante Anwendung nicht aus, kann eine verzerrungsarme komple-

mentäre Leistungsstufe nachgeschaltet werden, wie sie Bild 7.52 zeigt. Die meisten heute üblichen OPVs gestatten Ausgangsströme von $5 \dots 10 \text{ mA}$, d. h. Lastwiderstände von einigen $\text{k}\Omega$. Die hier angegebene Schaltung kann durch eine Bestückung der Vorstufe mit komplementären Miniplasttransistoren (SC 307/SC 236) und der Endstufe mit SF126 sowie entsprechendem pnp-Si-Transistor im TO-5-Gehäuse einen Ausgangsstrom von 250 mA durchsteuern. Bei 0 V am OPV-Ausgang liegen die Emittoren der Transistoren V1 und V2 auf $+0,6 \text{ V}$ bzw. $-0,6 \text{ V}$. Diese Spannungen sind als Vorspannungen an den Basisanschlüssen von V3 und V4 wirksam und ergeben in den Transistoren einen Ruhestrom, der die Übernahmeverzerrungen in Nullpunktnähe verhindert. Um eine zusätzliche Offsetspannung durch den Leistungsverstärker V1–V4 zu vermeiden, sollten die Transistoren auf gleiche β und U_{BE} ausgewählt werden. Kleine Abweichungen lassen sich durch den einen $4,7\text{-k}\Omega$ -Widerstand korrigieren.

Als Beispiel für die rechnerische Dimensionierung soll hier noch ein NF-Verstärker mit Si-Transistoren nach Bild 7.53 angeführt werden, der als Entzerrerverstärker für Plattenspieler einge-

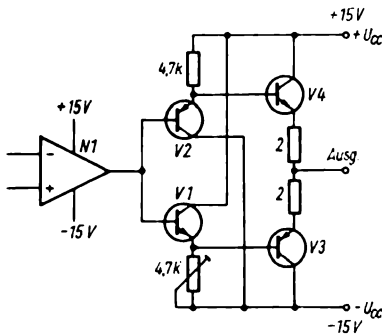
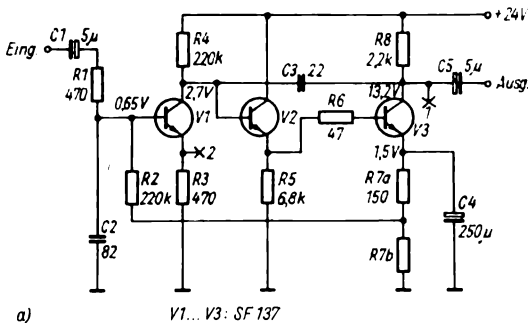
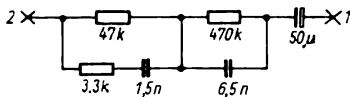


Bild 7.52
Komplementäre Leistungsstufe mit geringen Verzerrungen (V3: z. B. KF 517)



a)

V1... V3: SF 137



b)

Bild 7.53

3stufiger NF-Verstärker; a – Dimensionierungsbeispiel, b – Wechselstrom-Gegenkopplungsnetzwerke

setzt werden soll. Die Frequenzgangkorrektur erfolgt über ein Wechselspannungs-Gegenkopplungsnetzwerk, das im Teilbild 7.53b dargestellt ist. Sie hat auf die Arbeitspunktwahl für Gleichstrom keinen Einfluß. Die technischen Kennwerte des Verstärkers lauten:

Eingangssignal max. 10 mV, Ausgangsspannung max. 1,2 V, Lastwiderstand 10 k Ω , Klirrfaktor $\leq 0,1\%$. Die Stufenfolge ist Emitterschaltung – Kollektorschaltung – Emitterschaltung, die Leerlaufverstärkung beträgt etwa 50 000, sie wird durch Stromgegenkopplung auf etwa 150 verringert, was der Stabilität zugute kommt. Geht man von $U_{CC} = 24$ V, $U_{E3} = 1,5$ V und der Endstufe V3 aus, ergibt sich die Kollektorspannung zu

$$U_{C3} = \frac{U_{E3} + U_{CC} + 1 \text{ V}}{2} = 13,25 \text{ V.}$$

Ferner gilt $U_{E3} + 0,6 \text{ V} = U_{B3} = U_{E2}$, so daß $U_{E2} = 2,1 \text{ V}$ beträgt. Für die Basisspannung von V2 folgt dementsprechend:

$$U_{B2} = U_{E2} + 0,6 \text{ V} = 2,7 \text{ V.}$$

Mit Rücksicht auf geringes Rauschen darf der Emitterwiderstand R_3 nicht zu groß gewählt werden. Nach $U_{E1} = R_3 I_{C1}$ ergibt sich mit $R_3 = 470 \Omega$ und $I_{C1} = 100 \mu\text{A}$ U_{E1} zu 0,05 V. Damit wird $U_{B1} = U_{E1} + 0,6 \text{ V} = 0,65 \text{ V}$. Nun lassen sich die Widerstände berechnen:

$$R_4 = (U_{CC} - U_{C1})/I_{C1} = 220 \text{ k}\Omega,$$

$$R_5 = U_{E2}/I_{C2} = 6,8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_7 = U_{E3}/I_{C3} = 300 \Omega$$

und

$$R_8 = (U_{CC} - U_{C3})/I_{C3} = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Bei Aufteilung von R_7 in 2 gleiche Teile gilt dann für

$$R_2 = (0,5 U_{E3} - U_{B1})/I_{B1} = 220 \text{ k}\Omega,$$

wenn man vereinfacht $I_{B1} = I_{C1}/\beta$ ansetzt. Der Kondensator C_4 soll bei der un-

teren Grenzfrequenz des Verstärkers einen Scheinwiderstand von $X_c = 26/I_E$ aufweisen, d.h. mit $X_c = 1/\omega_u C = 5 \Omega$ für $f_u = 100 \text{ Hz}$. Damit wird $C_4 = 250 \mu\text{F}$. Die Kondensatoren $C_2 = 82 \text{ pF}$ und $C_3 = 22 \text{ pF}$ vermeiden Schwingungen bei hohen Frequenzen. Natürlich ist diese Berechnungsmethode für die Arbeitspunkte nur als Näherung zu betrachten, man mißt die realen Arbeitspunkte mit einem Vielfachmesser an der Brettschaltung und korrigiert entsprechend die Widerstandswerte. Mit Oszillograf und Tongenerator kann man dann die Aussteuerbarkeit, die Verzerrungsfreiheit und das Eigenrauschen kontrollieren. Die Dimensionierung des Entzerrungsnetzwerks hängt vom eingesetzten Tonabnehmer ab, das hier angegebene Beispiel ist für einen magnetischen Abnehmer geeignet.

7.5 Selektive RC-Verstärker

Wenn man im NF-Gebiet selektive Verstärker mit LC-Kreisen aufbaut, dann sind große Eisen- oder Ferritkernspulen und genau dimensionierte Kondensatoren erforderlich, was in der Amateuertechnik zu Problemen führen kann. Bild 7.54 zeigt die Schaltung eines Selektivverstärkers mit einem Doppel-T-RC-Filter. Es handelt sich um einen direkt gekoppelten 2stufigen Verstärker, der vom Emitter von V2 auf die Basis von V1 rückgekoppelt ist. Für alle Frequenzen außerhalb der Resonanzfrequenz wirkt die Gegenkopplung stark, so daß sich eine Verstärkung von etwa $V = 1$ ergibt. Bei der Resonanzfrequenz hat das RC-Glied eine hohe Dämpfung, damit wird die Gegenkopplung verringert, und es ergibt sich $V_{\text{res}} = 100$. Das Eingangs-RC-Glied $R_1 C_1$ wirkt gemeinsam mit den Gliedern R_2 , R_3 sowie C_2 selektiv. Zur Berechnung der Werte des RC-Glieds sei angenommen, daß f_0 die Resonanzfrequenz mit $V_0 = \text{Resonanzverstärkung}$ ist, weiter sei

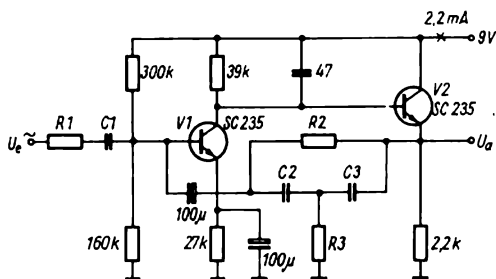


Bild 7.54
Selektionsverstärker mit Doppel-T-RC-Glied

Tabelle 7.4.

f_0 in Hz	100	1 000	10 000
R_1 in k Ω	150	150	15
R_2 in k Ω	800	80	80
R_3 in k Ω	8	0,8	0,8
C_1 in pF	2 000	2 000	200
C_2 in pF	20 000	20 000	2 000
V_0 in dB	10	11	11
Z_{ein} in M Ω	1	1	0,1

$\Delta f = (f_2 \pm f_1)/f_0$ die Bandbreite, für die V_0 größer als $V_0/\sqrt{2}$ ist. Mit $\Delta f/2 = \Sigma$ und $K = V_0 \Sigma$ sowie $f_0 = 1/(2\pi \sqrt{RC})$ wird $R_1 = R \Sigma/K$, $C_1 = 2K/C$, $R_2 = R$, $R_3 = R_2/\Sigma$ und $C_2 = C/\Sigma$, $C_2 = C_3$.

Bild 7.55 zeigt die Resonanzkurve des Selektivverstärkers nach Bild 7.54 für eine Ausgangsspannung von $U_{ss} = 1$ V an einem Lastwiderstand von 10 k Ω . In Tabelle 7.4. sind praktische Werte für 3 Resonanzfrequenzen f_0 zusammen mit Werten der Eingangsimpedanz und der Verstärkung angegeben. Die Schaltung gestattet maximale Ausgangsspannungen

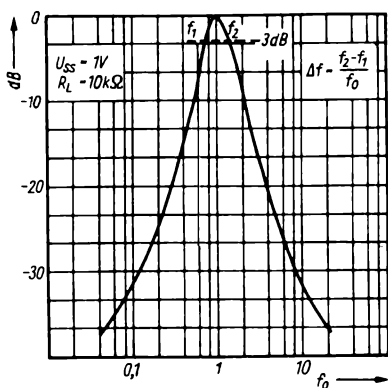


Bild 7.55
Selektionskurve eines Doppel-T-RC-Verstärkers

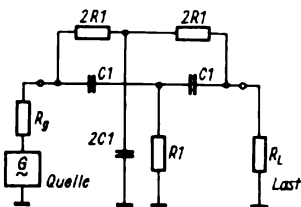


Bild 7.56
Symmetrisches Doppel-T-RC-Filter

von $U_{ss} = 4$ V, die Ausgangsimpedanz ist etwa 100 Ω , die Toleranzen der frequenzbestimmenden Schaltelemente sollten 1 % nicht überschreiten.

Es lassen sich mit dieser Schaltung Gütewerte (d. h. Verhältnisse Mittenfrequenz zu Bandbreite) von 10 bis 50 erzielen. Zur Vereinfachung der Dimensionierung wird ein Nomogramm beschrieben für ein symmetrisches Doppel-T-Filter nach Bild 7.56. Wenn man $R_1 = 0,5 \sqrt{R_g R_L}$ wählt und $f_0^2 = 1/(4\pi^2 C_1 R_1)$ ist, dann ermöglicht Nomogramm Bild 7.57 die Bestimmung von R_1 , wenn R_g (Quellwiderstand) und R_L (Lastwiderstand) gegeben sind. Aus Nomogramm Bild 7.58 ist bei vorgegebener Frequenz der Wert von C_1 ablesbar. Als Beispiel ist in den Nomogrammen eingezeichnet: Dämpfungspol bei $f_0 = 800$ Hz, Quellwiderstand $R_g = 2$ k Ω und Lastwiderstand $R_L = 100$ k Ω . Es ergeben sich die Werte

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ und $C_1 = 10 \text{ nF}$. Wählt man für die Widerstände Metallschichttypen (mit Temperaturkoeffizienten von $200 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$) und Polystyrolkondensatoren, ergeben sich im Umgebungstemperaturbereich $0...+50^\circ\text{C}$ Instabilitäten von $1...3\%$ der Sollfrequenz.

Für den Aufbau eines Doppel-T-RC-Filters mit OPV kann man die Schaltung nach Bild 7.59 verwenden. Hierbei ist es von Vorteil, einen stromsteuerbaren OPV ($B 176 D$) einzusetzen, denn so kann von außen die Güte eingestellt und Schwingen vermieden werden. R_1 sollte 2...5mal größer als R gewählt werden. Die Betriebsgüte wird $Q_{\text{eff}} = Q_0(1 + V_u)$ mit V_u = Spannungsverstärkung des OPV.

Der in Bild 7.60 dargestellte Operationsverstärker mit Rückkopplung über eine Wienbrücke als frequenzselektivem Element kann ebenfalls als RC-Selektivverstärker angewandt werden. Die Zweige der Wien-Brücke weisen ein Teilverhältnis $\beta' = Z'_1/(Z'_0 + Z'_1)$ auf, das hier ausgeschrieben werden kann zu

$$\beta' = \frac{R}{3R + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega CR}\right)}$$

Resonanz tritt auf für $\omega_{\text{res}} = 1/RC$ und $\beta' = 1/3$.

Zur Vermeidung von Selbsterregung sollte die Gegenkopplungstiefe $\beta = R_1/(R_0 + R_1)$ größer als β' sein, d. h., es muß gelten $(R_0 + R_1)/R_1 < 3$ und $R_0/R_1 < 2$. Durch Wahl der Widerstände R_0 oder R_1 kann die gewünschte Güte des RC-Wien-Filters eingestellt werden, in der Praxis kann man Gütewerte bis 2000 stabil erreichen. Voraussetzung für stabiles Arbeiten ist bei allen RC-Filtern eine hochstabile Betriebsspannung.

Für die Realisierung von NF-Bandfiltern benutzt man häufig Resonanzschaltungen mit 3 OPVs. Im Bild 7.61 ist ein Filterglied eines 3kreisigen Bandfilters für 1000 Hz dargestellt. Man benötigt für

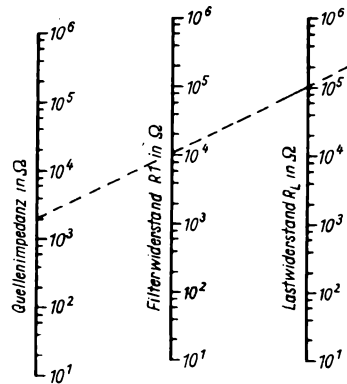


Bild 7.57
Nomogramm 1 zur Dimensionierung von Doppel-T-RC-Filtern

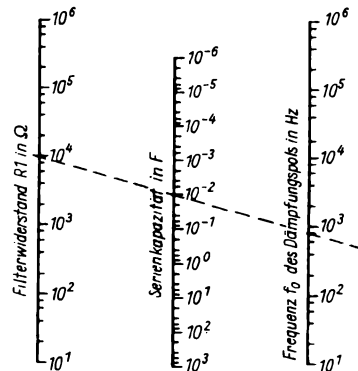


Bild 7.58
Nomogramm 2 zur Dimensionierung von Doppel-T-RC-Filtern

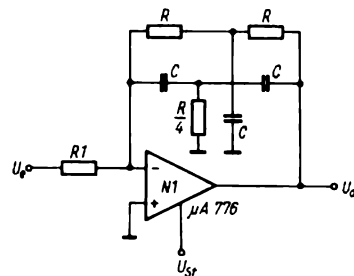


Bild 7.59
Doppel-T-RC-Filter mit OPV

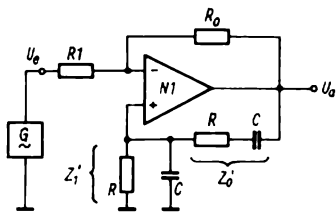


Bild 7.60
Filterverstärker mit Wien-Brücke

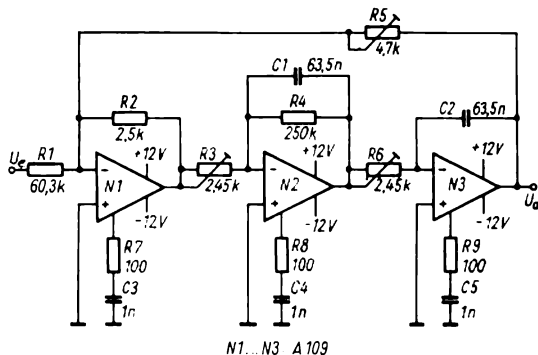


Bild 7.61
Filterglied mit 3 OPVs als Bau-
gruppe eines Bandfilters

N1...N3 A 109

ein Filter mit $f_0 = 1000$ Hz und 40 dB Dämpfung bei einer Verstimmung von $\pm 10\%$ und einer Welligkeit im Durchlaßbereich von 1 dB 3 solcher Glieder, also insgesamt 9 OPVs (!). Ein Filter wird bei 980 Hz auf Resonanz gebracht, das andere bei 1020 Hz, das dritte liegt mit anderen Gütewerten in der Mitte bei f_0 . Man erkennt einen invertierenden Verstärker und 2 integrierende OPVs im Filterglied. Zur Erzielung ausreichender Grundgüte sollten die Kondensatoren ein $\tan \delta < 0,08$ aufweisen. Die bestimmten Widerstandswerte für die 3 Filterglieder betragen:

$f_1 = 980$ Hz	$R_1 = 60,3$ kΩ,	$R_2 = 2,5$ kΩ,
	$R_3 = 2,45$ kΩ,	$R_4 = 250$ kΩ,
	$R_5 = 2,5$ kΩ,	$R_6 = 2,45$ kΩ,
$f_2 = 1000$ Hz	$R_1 = 48,2$ kΩ,	$R_2 = 2,5$ kΩ,
	$R_3 = 2,5$ kΩ,	$R_4 = 125$ kΩ,
	$R_5 = 2,45$ kΩ,	$R_6 = 2,5$ kΩ,
$f_3 = 1020$ Hz	$R_1 = 60,3$ kΩ,	$R_2 = 2,5$ kΩ,
	$R_3 = 2,55$ kΩ,	$R_4 = 250$ kΩ,
	$R_5 = 2,5$ kΩ,	$R_6 = 2,55$ kΩ

Die Teilfilterkurven der 3gliedrigen Filterkreise und die Gesamtdurchlaßkurve des Bandfilters zeigt Bild 7.62. Zu

dieser Problematik der spulenlosen Filter existiert eine umfangreiche Spezialliteratur. Der schaltungstechnische Aufwand kann durch 4fach-OPVs, z. B. B 084 oder B 4761, verkleinert werden.

Der Abgleich der Filterglieder kann mit einem Millivoltmeter und einem geeichten Tongenerator oder aber mit einem NF-Wobbler (d. h. einem spannungsgesteuerten NF-Oszillator mit Anzeige der Amplitude über der Frequenz auf einem Oszillografen) erfolgen. Die Leerlaufgüte soll etwa 100 betragen, die Resonanzfrequenzen werden mit R_1 und R_2 genau abgeglichen, wobei zu beachten ist, daß eine Veränderung von R_2 auch die Güte und die Übertragungsdämpfung verändert. Der genaue Wert der Güte kann mit R_5 , die Übertragungsdämpfung mit R_4 eingestellt werden.

Zum Abschluß soll ein einfaches Schaltbeispiel für die Verbesserung der Selektivität eines piezokeramischen Filters bei 10,7 MHz durch einen OPV vorgestellt werden. Bei einem für HF geeigneten integrierten Verstärker oder Multiplikator (K 140 MA1, UdSSR, oder A 220, DDR) kann die Tatsache der Gleichtaktunterdrückung des Differentialverstärker-Eingangs zur Verbesserung der Weitabselektion benutzt werden. Die HF-Spannung gelangt in Bild 7.63a über

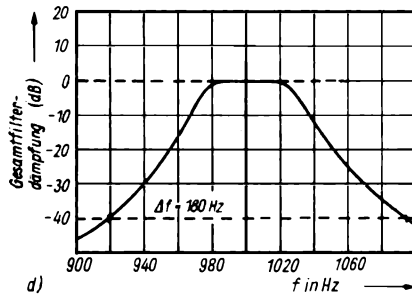
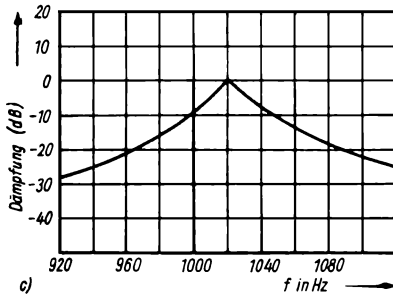
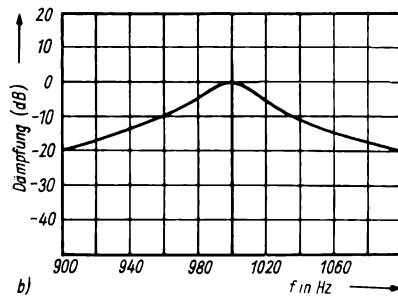
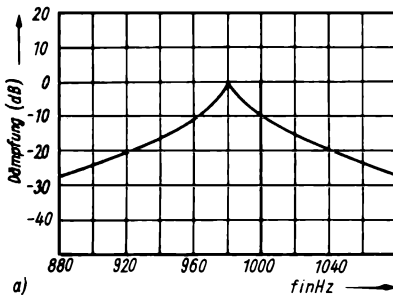
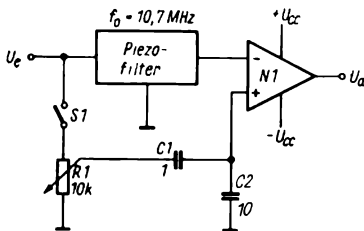


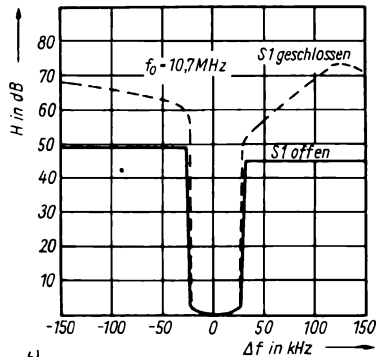
Bild 7.62
Übertragungsdämpfung eines RC-Bandfilters für $f_0 = 1 \text{ kHz}$; a – Frequenzgang des 1. Filterglieds mit 3 OPVs, b – Frequenzgang des 2. Filterglieds, c – Frequenzgang des 3. Filterglieds, d – Gesamtkurve des Bandfilters mit 9 OPVs

Bild 7.63
Selektivitätserhöhung mit OPV bei 10,7 MHz; a – Schaltung unter Nutzung der Gleichtaktunterdrückungseigenschaften, b – Selektionskurve mit und ohne Kompensation durch OPV



a)

das Piezofilter an den invertierenden Eingang und über eine abzugleichende kapazitive Nachbildung $C_1 - C_2$ an den nichtinvertierenden Eingang. Der Anteil des gleichphasigen Signals kann über R_1 in der Amplitude eingestellt werden. Durch diese einfache, Maßnahme ergibt sich eine Selektivitätsverbesserung um rund 20 dB, wie Bild 7.63 b zeigt. Voraussetzung für diese Schaltung ist ein OPV mit etwa 30 MHz Grenzfrequenz oder ein HF-Multiplikatorschaltkreis. Es ist natür-



b)

lich denkbar, dieses Verfahren auch im NF-Gebiet anzuwenden, z. B. bei einem mechanischen Resonator o. ä.

7.6. Leistungsverstärker

Obwohl auch bei Spannungsverstärkern die Ausgangsleistung höher als die am Eingang anliegende Signalleistung ist, spricht man von Leistungsverstärkung erst dann, wenn an niederohmigen Ausgangswiderständen Leistungen im W-Bereich auftreten. Als Ausgangswiderstände können Relais, Lautsprecher oder Motoren angeschlossen werden. Der Leistungsverstärker kann entweder im Linearbetrieb oder im Schaltbetrieb arbeiten. Das dieser Stufe zugeführte Signal ist, bezogen auf die Eingangskennlinie, nicht mehr klein, und deshalb treten Verzerrungen auf. Der Leistungsverstärker muß daher anders dimensioniert werden. Man unterscheidet, je nach Lage des Arbeitspunktes, A-, AB-, B- und C-Verstärker, der geschaltete Leistungsverstärker wird auch als D-Verstärker bezeichnet. Beim A-Verstärker liegt der Arbeitspunkt etwa in der Mitte des geradlinigen Teils der Kennlinie, beim AB-Verstärker im unteren Drittel und beim B-Verstärker im Kennlinienknick. AB- und B-Verstärker können nur im Gegentakt verzerrungsfrei betrieben werden. Beim A-Verstärker fließt ein von der Aussteuerung unabhängiger Ruhestrom, dem das Wechselsignal überlagert ist, wobei die Stromamplitude maximal von 0 bis $2I_0$ gehen kann (I_0 = Ruhestrom im Arbeitspunkt). Beim B-Verstärker ergibt sich ein mit der Aussteuerung schwankender mittlerer Gleichstrom. C-Verstärker, bei denen der Arbeitspunkt unterhalb des Knicks der Eingangskennlinie liegt, werden mit Schwingkreisen als Last für die HF-Leistungsverstärkung in Senderendstufen eingesetzt. Der D-Verstärker arbeitet im Impulsbetrieb, wobei z. B. in Abhängig-

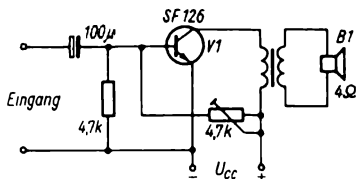


Bild 7.64
Schaltung eines Leistungsverstärkers in A-Schaltung. (Potentiometer = 47 kΩ statt 4,7 kΩ)

keit vom zu verstärkenden Eingangssignal die Impulsdauer oder die Impulsfolgefrequenz verändert wird und die Leistungstransistoren im effektiveren Schaltbetrieb arbeiten, was kleinere Kollektorverlustleistungen zur Folge hat.

Im Bild 7.64 ist die Schaltung eines Eintakt-Leistungsverstärkers in A-Schaltung dargestellt. Es wird ein Si-npn-Transistor *SF 126* als Leistungsverstärker bei einer Betriebsspannung $U_{CC} = 3\text{ V}$ genutzt. Das Eingangssignal ist kapazitiv in den relativ niederohmigen Basiskreis eingekoppelt. Als Lastwiderstand dient ein 4-Ω-Lautsprecher, der über einen Transformator angeschlossen ist, damit der für den Betrieb erforderliche Außenwiderstand durch Wahl des Übersetzungsverhältnisses angepaßt werden kann. Mit Hilfe des Einstellwiderstands 47 kΩ stellt man den Arbeitspunkt $U_{CC} = 3\text{ V}$ und $I_C = 200\text{ mA}$ ein. Hierfür ist etwa 1 V an der Basis erforderlich. Die im Kennlinienfeld Bild 7.65 eingezeichnete Hyperbel teilt das Kennlinienfeld in 2 Gebiete. Der Arbeitspunkt darf nicht oberhalb dieser Grenzleistungshyperbel gewählt werden, weil dann der Transistor thermisch überlastet wird. Die Kollektorverlustleistung des *SF 126* (V1) beträgt 600 mW ohne zusätzliche Kühlmaßnahmen. Wenn ein Kühlstern aufgesetzt wird, liegt man auch bei höherer Umgebungstemperatur auf der sicheren Seite. Wenn $U_{C0} = U_{CC}$ festliegt, kann der Strom im Arbeitspunkt bestimmt werden zu I_{C0}

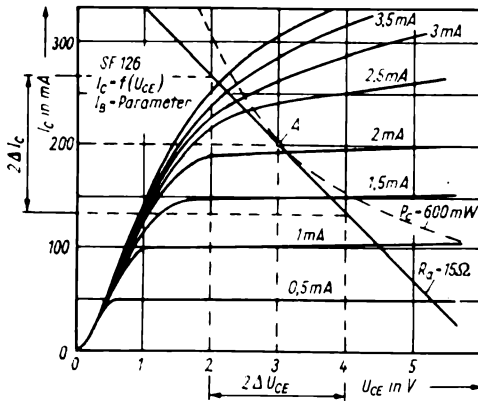


Bild 7.65
Ausgangskennlinienfeld eines Si-npn-Transistors als A-Endstufe

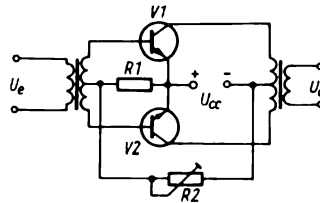


Bild 7.66
Transformatorgekoppelte Gegentakt-B-Endstufe

$= P_0 / U_{C0} = 600 \text{ mW} / 3 \text{ V} = 200 \text{ mA}$. Durch diesen Arbeitspunkt legt man die Außenwiderstandsgerade so, daß sie stets unterhalb der Grenzleistungshyperbel bleibt und ein möglichst großes Dreieck bildet. Die Steigung wird $R_a = U_{C0} / I_{C0} = 3000 \text{ mV} / 200 \text{ mA} = 15 \Omega$. Damit liegt das Übersetzungsverhältnis des Transformators fest, denn es gilt $R_a = \ddot{u}^2 R_L$, also $\ddot{u} = 2$. Die in diesem Arbeitspunkt maximal erzielbare Ausgangsleistung wird

$$P_a = \frac{2 \Delta U_C 3 \Delta I_C}{8} = 37,5 \text{ mW}.$$

Für den Wirkungsgrad der Stufe ergibt sich $\eta = P_a / P_{V_{\max}} = 37,5 \text{ mW} / 600 \text{ mW} = 0,06$. Dieser geringe Wirkungsgrad ist ein Nachteil des A-Verstärkers. Gegentakt-B-Schaltungen mit Transformator- und integrierter Leistungstransistoren werden auf Grund des Vorhandenseins komplementärer Leistungstransistoren und integrierter Leistungsverstärker kaum noch angewandt, man strebt danach, bewickelte Bauelemente auf Grund des hohen Arbeitszeitaufwands bei deren Herstellung zu vermeiden. So werden eisenlose Endstufen, piezoelektrische oder magnetostruktive Filter und

Oberflächenwellenfilter anstelle von Spulenfiltern eingesetzt. Wie bereits erwähnt, stören beim Eintakt-A-Verstärker der niedrige Wirkungsgrad und der ständig fließende Ruhestrom. Die im Bild 7.66 dargestellte Gegentakt-B-Endstufe vermeidet diesen Nachteil, sie hat jedoch 2 bewickelte Bauelemente, nämlich Eingangs- und Ausgangsübertrager. Der Arbeitspunkt dieser Leistungsverstärkerstufe, die bis zu sehr kleinen Betriebsspannungen eingesetzt werden kann, wird mit dem Spannungsteiler $R_1 - R_2$ eingestellt, und zwar so, daß die Übernahmeverzerrungen klein bleiben (Verzerrungen durch andere Lage der Kennlinien im Nullpunkt). Es ist mit etwa 1...5 mA Ruhestrom ein Minimum an Verzerrungen einstellbar. Der theoretisch erzielbare Wirkungsgrad der Gegentakt-B-Endstufe liegt bei 78 %, in der Praxis sind 50 % erreichbar. Im Bild 7.67 ist eine Variante dieser Schaltung, für die der Arbeitspunkt auf AB-Betrieb (also mit größerem Ruhestrom) eingestellt wird, angegeben. Man spart hier durch die gleichstrommäßige Reihenschaltung der Ausgangstransistoren den Ausgangsübertrager. Die bei-

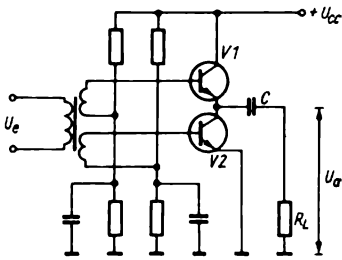


Bild 7.67
AB-Gegentaktverstärker mit Serienschaltung
der Transistoren

den gleichen Sekundärwicklungen des Eingangsübertragers sind so geschaltet, daß die Endtransistoren gegenphasig angesteuert werden, d. h., V1 wird gesperrt, wenn V2 voll geöffnet ist, und umgekehrt.

Das Vorhandensein von Leistungstransistoren unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps gestattet die Realisierung komple-

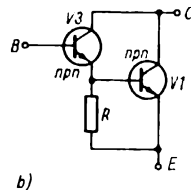
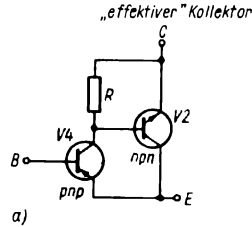


Bild 7.69
a – pnp-Treiber mit npn-Leistungstransistor = pnp-Leistungstransistor, b – npn-Treiber mit npn-Leistungstransistor = npn-Leistungstransistor

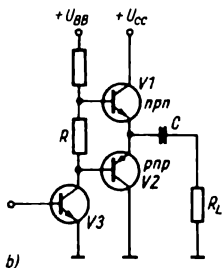
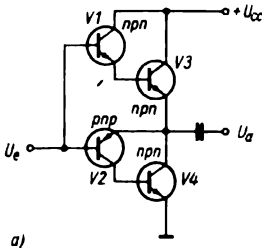


Bild 7.68
Quasikomplementäre Endstufen;
a – Endstufen beide npn, b – Endstufen komplementär

mentärer Leistungsverstärker. Ein einfaches Beispiel dafür zeigt Bild 7.68b. Die Endstufe erfordert keine Gegentaktansteuerung, so daß V3 genügt, der Spannungsabfall über R gestattet AB-Betrieb. In der Praxis ersetzt man ihn durch eine Si-Diode, damit der Ruhestrom mit Veränderung der Sperrschichttemperatur möglichst konstant bleibt. Zur guten Temperaturkompensation muß die Diode wärmeleitend mit einem der Ausgangstransistoren verbunden werden, z. B. über eine an das TO-3 Gehäuse angeschraubte Schelle. Diese Schaltung ist durch Niederohmigkeit im Basis-Emitter-Kreis thermisch stabil. Will man z. B. 2 npn-Leistungstransistoren in der Endstufe benutzen, gelangt man zur quasikomplementären Endstufe nach Bild 7.68a. Man gelangt zum Verständnis dieser Schaltungsart, wenn man die beiden Teile getrennt betrachtet, wie es im Bild 7.69 dargestellt ist. Schaltet man einen pnp-Treibertransistor vor einen npn-Leistungstransistor, dann wird der Kollektorstrom des pnp-Transistors der Basisstrom des

npn-Transistors. Der npn-Transistor, der als Emittterfolger wirkt, ergibt zusätzliche Stromverstärkung ohne Phasendrehung. Betrachtet man den Emittter des npn-Transistors als «effektiven» Kollektor der zusammengesetzten Schaltung, dann wird deutlich, daß diese Schaltung einem hochverstärkenden pnp-Leistungstransistor äquivalent ist. Der 2. Teil stellt einen mit 2 npn-Transistoren bestückten Darlingtonverstärker dar, der dann als npn-Leistungstransistor mit hoher Verstärkung wirkt. Da ein Widerstand im Basis-Emitter-Kreis vorhanden ist, muß die Spannungsfestigkeit auf den U_{CER} -Modus zurückgeführt werden, die thermische Stabilität dieser Schaltung ist bei Si-Transistoren ausreichend. Die Ausgangsleistung des Verstärkers ergibt sich zu

$$P_0 = I_{eff} U_{eff} = (I_{sp} U_{sp})/2 = (I_{sp}^2 R_L)/2 \\ = U_{sp}^2/2 R_L,$$

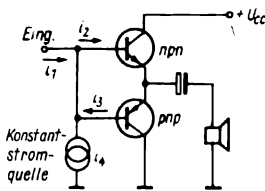


Bild 7.70
Komplementärendstufe mit Si-Transistoren

wobei I_{sp} und U_{sp} die Spitzenlastströme und -spannungen sind. Wählt man die Kollektordurchbruchsspannung doppelt so groß wie die Versorgungsspannung, ergibt sich für 100 W Leistung bei $U_{CB} = 60 V$ und $U_{CC} = 30 V$ ein Kollektorspitzenstrom von $I_{sp} = 5 A$. Hieraus läßt sich der einzusetzende Transistor wählen.

Bei der praktischen Ausführung einer Komplementärendstufe kleiner Leistung muß man beachten, daß Si-Transistoren einen Knick in der Eingangskennlinie bei $U_{BE} = 0,6...0,8 V$ aufweisen. Dadurch treten Übernahmeverzerrungen auf. Um diese zu verkleinern, kann man zwischen die beiden Basisanschlüsse 2 Si-Dioden in Flußrichtung schalten. Die Einstellung ist jedoch kritisch, so daß man besser eine Konstantstromquelle in den Eingangskreis schaltet, wie Bild 7.70 zeigt. Man sichert damit, daß bei $i_1 \pm \Delta i_1$ der Strom $+\Delta i_1 = i_2$, der Strom $-\Delta i_1 = i_3$ und $i_4 = i_2 + i_3 = \text{const.}$ ist. Die praktisch ausgeführte Schaltung zeigt Bild 7.71. V5 ist die Konstantstromquelle, deren Strom durch R_9 , R_{10} und die beiden Dioden V8 und V9 festgelegt wird. Es muß $U_{CE} = 1 V$ bleiben, damit der Transistor nicht ins Stromübernahmegebiet kommt, wo die Konstanz des Kollektorstroms nicht mehr gewährleistet ist. Die Diode V7 verringert

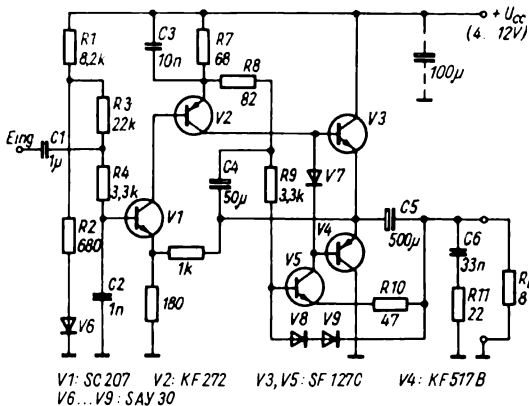


Bild 7.71
Ausgeführte Schaltung eines komplementären Si-Leistungsverstärkers

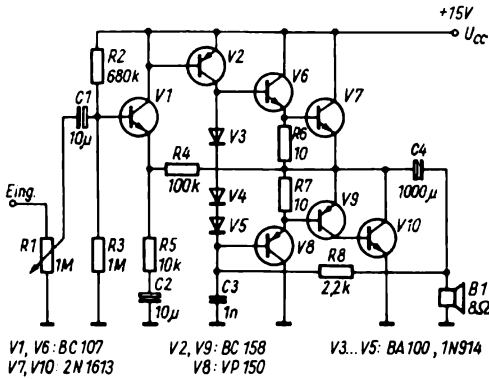


Bild 7.72
Schaltung des komplementären Leistungsverstärkers nach Edwin

den Ausgangsübernahmesprung von $2 U_{BE}$ auf U_{BE} (man subtrahiert eine Schwellenspannung von 0,6 V). Um die positive Halbwelle der Steuerspannung zu vergrößern, führt man dem Emitter von V2 einen Teil der Ausgangswchselspannung über C_4 in richtiger Phasenlage zu. Damit werden die Übernahmeverzerrungen kleiner. C_3 verhindert HF-Schwingungen, die bei Transistoren mit hoher Grenzfrequenz auftreten können. Bei einer Betriebsspannung von 4 V ergibt sich bei 150 mW Ausgangsleistung ein Klirrfaktor von rund 4 %. Bei 12 V Betriebsspannung wird eine Ausgangsleistung von 1,4 W erzielt, was für viele Zwecke ausreichend sein kann. Die Schaltung ist durch $R_5 = 180 \Omega$ und $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$ sowohl für Wechsel- als auch für Gleichspannung gegengekoppelt. Das Basispotential für V1 wird auf

$$U_{B1} = (U_{CC} - U_{V6}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{V6}$$

festgehalten. Das Emitterpotential von V1 wird

$$U_{E1} = (U_{CC} - U_{V6}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{V6} - U_{BE}$$

Da U_{V6} klein gegen U_{CC} ist und nahe U_{BE} liegt, gilt die Näherung

$$U_{E1} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Weiter soll gelten } \frac{U_{CC}}{2} \frac{R_5}{R_5 + R_6} = U_{E1}$$

Setzt man beide Beziehungen gleich, ergibt sich für die Widerstandsdimensionierung:

$$\frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{2 R_6}{R_5}$$

Die Verstärkung wird dann $V \approx 1 + (R_6/R_5)$, hier also 15 dB. C_2 und R_4 am Eingang bilden einen Tiefpaß, der das HF-Verhalten stabilisiert. Parallel zur Last wird bei NF-Leistungsverstärkern die sogenannte Boucherot-Schaltung angeordnet, ein Serien-RC-Glied, das den Lautsprecherkreis zu einem aperiodischen Schwingkreis ergänzt.

Im Bild 7.72 ist ein weiterer quasikomplementärer Leistungsverstärker dargestellt, der sogenannte Edwin-Verstärker. Seine Vorteile sind: sehr geringer Ruhestrom, keine Symmetrieeinstellung, sehr kleine Übernahmeverzerrungen, keine paarweise ausgesuchten Endtransistoren erforderlich. V1 bildet die Eingangsstufe, die auch oft als Differenzverstärker ausgeführt wird. Über V2 gelangt das Signal an die Komplementärstufe V6 und V8, die im A-Betrieb arbeitet. Die Endstufe ist wieder quasikomplementär. Diese ein-

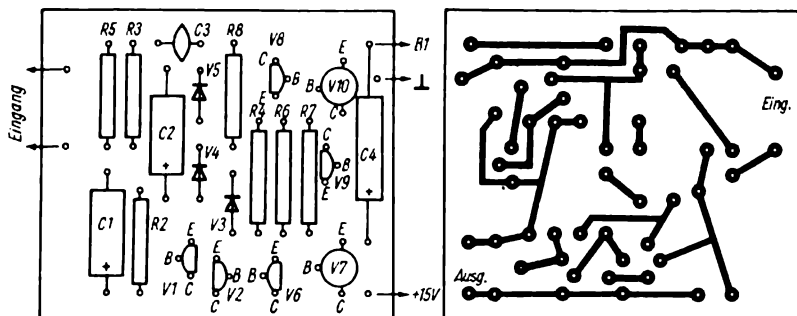


Bild 7.73
Layout und Bestückungsplan des Edwin-Komplementärverstärkers

fache Schaltung läßt sich je nach Endtransistorwahl für unterschiedliche Ausgangsleistungen auslegen. Im Bild 7.73 ist das Layout für den Edwin-Verstärker und die Bauelementeplatzierung dargestellt. Diese praktischen Hinweise auf die konstruktive Gestaltung sollen nur angedeutet werden, da der Amateur je nach seinen Gegebenheiten und konstruktiven Wünschen oft andere Layout-Versionen anwendet. Die Ausgangsleistung mit den angegebenen Transistoren beträgt 1,5 W, der Klirrfaktor liegt unter 1 %.

Das Vorhandensein integrierter NF-Leistungsverstärker enthebt den Amateur oft der Verpflichtung, selbst stabile NF-Verstärker zu dimensionieren.

Von den in der DDR vorhandenen Typen werden die IS A 210 und A 2030 kurz vorgestellt. Der A 210 ist für universellen Einsatz in der Konsumgüterelektronik

vorgesehen, es handelt sich um einen monolithisch integrierten 6-W-Verstärker. Äquivalenttypen sind der TBA 810 S von SGS und der MBA 810 S von Tesla. Im Bild 7.74 ist das Übersichtsschaltbild des IS-Leistungsverstärkers dargestellt. Es umfaßt die Baugruppen Abgleich- und Regelnetzwerk für die Arbeitspunkteinstellung und die automatische Mittenspannungsregelung, die Wärmeschutzschaltung zur Vermeidung der Überlastung der Endstufe sowie den Vor- und Endverstärker. Auf dem Chip sind 14 Transistoren, 8 Dioden und 13 Widerstände integriert.

Das Bild 7.75 zeigt die Gesamtschaltung, dabei ist R_6 ein Gegenkopplungswiderstand, der über die Klemmen 6 und 12 außen angeschaltet wird. Der Eingangsverstärker besteht aus den pnp-Transistoren V1 und V2 in Darlington-Schaltung und der Konstantstromquelle V3 als Arbeitswiderstand. Mit dieser Auslegung hat die Schaltung einen hohen Eingangswiderstand und große Verstärkung. R_1 ist

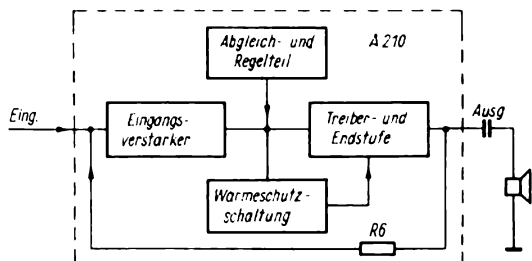


Bild 7.74
Blockschaltbild des Leistungsverstärkers A 210

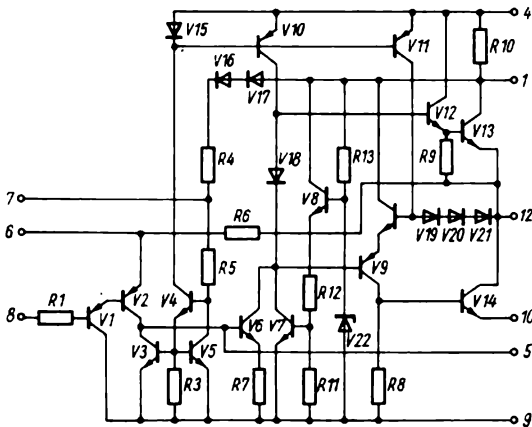


Bild 7.75
Schaltung des Leistungsverstärkers
A 210

ein Schutzwiderstand, zwischen den Klemmen 8 und 6 liegt der ohmsche Widerstand der Signalquelle. V6 wirkt als Treiberstufe, durch R_7 wird deren Eingangswiderstand groß gehalten (Stromgegenkopplung). V10 bildet den Arbeitswiderstand für diese Stufe, V18 sorgt für einen Ruhestrom von 2...4 mA für die Endstufe und verringert die Übernahmeverzerrungen. Die betriebsspannungsunabhängige Ruhestromstabilisierung erfolgt durch die Konstantstromquelle V11 in Verbindung mit den Dioden V19...V21. Außerdem wird durch diese Schaltung die Sättigung des Transistors V9 verhindert, V13 kann bis zur Sättigung durchgesteuert werden. Wenn der IS im zulässigen Betriebsspannungsbereich immer volle Leistung abgeben soll, muß die Mittenspannung U_M im nicht-ausgesteuerten Zustand stets $U_{CC}/2$ betragen. Dafür sorgt das Abgleich- und Regelnetzwerk nach Bild 7.76. Der als Konstantstromquelle für V2 wirkende Transistor V3 bildet mit V5 einen sogenannten Stromspiegel. Der Strom I_4 ruft in den geometrisch gleichen und funktionsmäßig übereinstimmenden Transistoren V3 und V5 gleich große Kollektorströme I_3 und I_5 hervor, die sich gewissermaßen spiegeln. Bei großem β der Transistoren ist $I_3 = I_5$, und bei Vernach-

lässigung des Basisstroms von V6 gilt:

$$U_M = I_6 R_6 + 2 U_{BE}.$$

U_{BE} gilt hier für V1 und V2, mit $R_4 = R_5 = R_6 = 4 \text{ k}\Omega$, und wenn $I_4 = I_5 = I_6 = I$ (const) ist, gilt auch

$$I = I_6 = \frac{U_{CC} - 4 U_{BE}}{2 R_6}.$$

Setzt man I_6 in die Beziehung für U_M ein, ergibt sich

$$U_M = \frac{U_{CC} - 4 U_{BE}}{2} + 2 U_{BE} = \frac{U_{CC}}{2}.$$

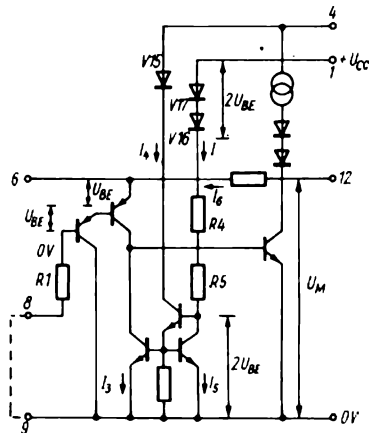


Bild 7.76
Grundschaltung des Abgleich- und Regelnetzwerkes (V1...V6 lies von links nach rechts)

Da pnp-Transistoren auf dem Chip meist geringe Stromverstärkungswerte aufweisen, kann die ideale Symmetrie in der Praxis etwas verschoben sein. Das läßt sich mit einem hochohmigen Widerstand von Klemme 7 nach U_{CC} oder 0 V in gewissen Grenzen kompensieren.

Die Wärmeschutzschaltung arbeitet mit einem als Z-Diode geschalteten Transistor V22 als Referenzspannungsquelle für V8, wobei dessen negativer TK der U_{BE} -Strecke den positiven TK von V8 kompensiert. Die am Emittor von V8 stehende Spannung ist damit weitgehend temperaturunabhängig. Durch den Spannungsteiler R_{11} , R_{12} wird an V7 eine Basisspannung von 0,4 V eingestellt. Damit ist im Normalbetrieb V7 noch sicher gesperrt. Erwärmt sich der Schaltkreis, sinkt die U_{BE} -Schwelle von V7, bis dieser bei $+130^\circ\text{C}$ eigenleitend wird und damit das Kollektorpotential der Treiberstufe kurzschließt. Damit wird die Ansteuerspannung unsymmetrisch begrenzt und die Verlustleistung der Endstufe reduziert.

Der Eingangswiderstand des A 210 beträgt bei offener Schleife 630 k Ω , es gilt für ihn die Beziehung

$$R_{\text{ein}} = \frac{V_0 R_{10}}{R_6/R_f + 1},$$

und mit $V_0 = 77\text{ dB}$, $R_{10} = 630\text{ k}\Omega$, $R_6 = 4\text{ k}\Omega$ und $R_f = 56\text{ }\Omega$ liegt ein optimaler Eingangswiderstand für geringstes Rauschen zwischen 20 k Ω und 100 k Ω (Optimalwert 35 k Ω). Die Eingangsrauschzahl des A 210 liegt bei $\approx 4\text{ dB}$, es ergibt sich bei einer 20-kHz-NF-Bandbreite und 5 mV Eingangspegel ein Signalrauschabstand von 54 dB. Die maximal zulässige Eingangsspannung beträgt 220 mV. Der A 210 kann im NF-Gebiet als OPV betrachtet werden, seine Gesamtverstärkung ergibt sich zu

$$V_{\text{Uges}} = 20 \lg \left(1 + \frac{R_6}{R_f} \right).$$

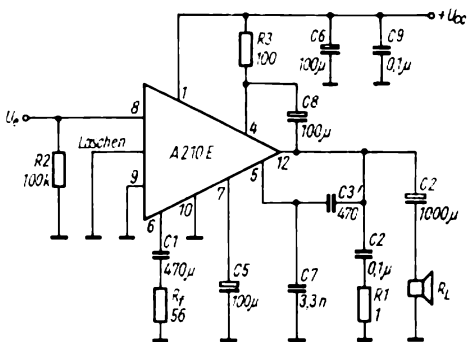


Bild 7.77

Applikationsschaltung des TBA 810 S als NF-Leistungsverstärker (für $C_2 = 1000\text{ }\mu\text{F}$ lies C_4)

Der sichere Arbeitsbereich (SOAR) liegt in den Grenzen $U_{CC} = 4 \dots 20\text{ V}$, $I_{sp} = 2,5\text{ A}$, Verlustleistung ohne Kühlkörper 1,3 W, mit Kühlkörper 5 W bei $\vartheta_a = +25^\circ\text{C}$.

Bild 7.77 zeigt eine Applikationsschaltung des A 210 (hier für den Äquivalenztyp TBA 810 S). Mit R_f wird die Verstärkung eingestellt, sein Maximalwert soll 150 Ω nicht überschreiten. C_3 und C_7 sind in Abhängigkeit von der gewünschten oberen Grenzfrequenz gewählt. Der Lastwiderstand soll 4 Ω betragen. In dieser Schaltung sind für 15 V Betriebsspannung 6 W Ausgangsleistung bei 10 % Klirrfaktor erreichbar. Die Spannungsverstärkung liegt zwischen 33 und 40 dB. Die Masseanschlüsse von Vor- und Endverstärker, Klemmen 9 und 10, sind getrennt zu führen und erst am Siebelektrolytkondensator des Netzteils zu verbinden. Die Masseleitung des Endverstärkers soll möglichst großen Querschnitt aufweisen, ebenfalls die Leitungen für Betriebsspannung, Lautsprecheranschluß und Masse. Die Betriebsspannung U_{CC} ist dicht am Schaltkreis mit einem Elektrolytkondensator großer Kapazität zu überbrücken, der für HF mit einem induktionsarmen Kondensator 0,1 μF geschun-

tet wird. Die maximale Ausgangsleistung wird nur bei kleinem Innenwiderstand der Speisespannungsquelle erreicht, es wird $R_i = 50 \text{ m}\Omega$ gefordert. Der Ausgang 12 darf nicht im Betrieb nach Masse kurzgeschlossen werden, sonst wird der IS zerstört. Der IS *A 210 K* besitzt einen fest aufgebrachten Kühlkörper mit den Abmessungen $22,3 \text{ mm} \times 48 \text{ mm}$, der *A 210 E* hat 2 Kühlfahnen in der Mitte des DIL-Gehäuses. Eine zusätzliche Kühlung ist mit einer Blechwinkelkonstruktion nach Bild 7.78 möglich, sie eignet sich für Montage auf einer Leiterplatte, auf guten Wärmekontakt aller Teile ist zu achten. Es ist auch möglich, die beiden Kühlfahnen mit Kupferflächen auf der Leiterplatte zu verlöten. Das muß allerdings rasch und mit einem großen Lötkolben geschehen (Lötzeit maximal 12 s, Temperatur 260°C).

Seit einiger Zeit ist bei uns das Spektrum der NF-Leistungsverstärker in integrierter Ausführung durch den *A 2030* erweitert. In einem Spoligen TO-220-Gehäuse mit dem thermischen Widerstand von 3 K/W ausgeführt, kann dieser Leistungs-IS eine maximale Verlustleistung von 20 W abführen. Das Übersichtsschaltbild dieses universell einsetzbaren NF-Leistungsverstärkers zeigt Bild 7.79. Er umfaßt folgende Funktionsgruppen: Eingangsdifferenzverstärker, Treiberstufe, Endstufe, Temperaturschutzschal-

tung, Ausgangsstrombegrenzung, Stromversorgung und Ruhestromeinstellung. Dieser IS stellt einen Leistungs-OPV mit 90 dB Leerlaufverstärkung, innerer Frequenzgangkompensation sowie invertierendem und nichtinvertierendem Eingang dar. Die Eingangsstufe arbeitet als pnp-Differenzverstärker mit Stromspiegel im Emittierkreis und Konstantstromquelle im Kollektorkreis. Die Treiberstufe steuert über eine Spannungsversatzschaltung ($3 U_{BE}$) die obere Endstufe und mittels Stromspiegel phasengedreht die untere. Die obere Endstufe wird so spannungs-, die untere stromgesteuert. Für die Ruhestromeinstellung existiert eine zusätzliche Stromquelle, die einen Basisstrom an die untere Endstufe liefert. Beide Endstufen sind Darlington-Strukturen mit $I_{C\text{max}} = 3,5 \text{ A}$ und einer Durchbruchspannung von $U_{CE} = 36 \text{ V}$. Die Stromquellen der Vor- und Treiberstufe liefern Konstantströme von je 3 mA . Die Ausgangsstrombegrenzung (gleichzeitig Kurzschlußschutz) wird für beide Endstufen getrennt durchgeführt. Im Emittierzweig jeder Endstufe wird über einen Leitbahnwiderstand durch den Laststrom ein Spannungsabfall erzeugt. Dieser wird von der anliegenden U_{CE} der Endstufe überlagert und steuert einen Transistor, der anteilmäßig den von der Treiberstufe der Endstufe zur Verfügung gestellten Strom von 3 mA gegen ein niedrigeres

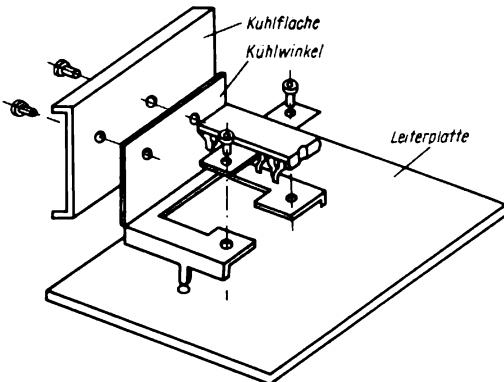


Bild 7.78
Kühlmaßnahme für *A 210 E*

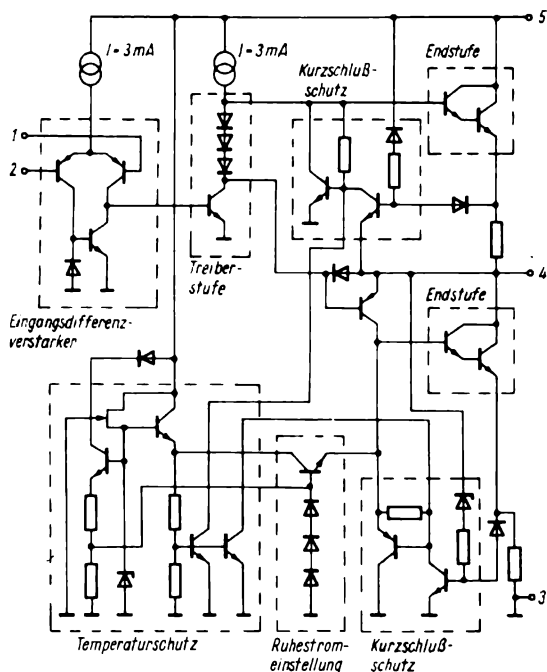


Bild 7.79
Prinzipschaltbild des Leistungsverstärkers A 2030

Potential ableitet. Diese Strombegrenzung schützt die Endstufe für $U_{CE} \geq 11\text{ V}$ in Abhängigkeit von der Aussteuerung vor verlustleistungsmäßiger Überlastung. Bei $U_{CE} < 11\text{ V}$ wird der Basisstrom für den Steuertransistor durch die Wirkung der Z-Diode gleich Null. Die Strombegrenzung der Endstufe bewirkt man nur durch die Verstärkung der Endstufe und den Treiberstrom von $\approx 3\text{ mA}$. Bei der Temperaturschutzschaltung wird eine Konstantspannung von 7 V temperaturstabil hergestellt (Z-Diode und npn-Transistor), von einem Emitterfolger abgenommen und durch einen Widerstandsteiler auf die Schwellspannung der npn-Transistoren geteilt. Durch diese Spannung liegt die Abschalttemperatur fest, da die Kollektorspannung der npn-Transistoren eine Funktion der Chiptemperatur ist. Diese Spannung greift als zweite Steuergröße mit in die Ausgangsstrombegrenzung ein. Für den Einsatz gelten die

gleichen Grundsätze wie beim A 210. Zusätzlich ist darauf zu achten, daß der Ausgang des Schaltkreises mit 2 schnellen Schaltdioden (SY 345) vor induktiven Spannungsspitzen zu schützen ist und daß das Boucherot-Glied ($0,22\text{ }\mu\text{F} + 1\text{ }\Omega$) von Klemme 4 nach Masse möglichst nahe am Schaltkreis angeordnet wird. Es ist auf guten thermischen Kontakt zwischen Schaltkreis und Kühlkörper zu achten (Wärmeleitpaste anwenden). Der Schaltkreis ist mit einem Bügel anzuschrauben (nicht nur an der einseitigen Verschraubung halten). Bild 7.80 zeigt die Grundschaltung des A 2030 für unsymmetrischen Betrieb als NF-Leistungsverstärker. Da der Verstärker einseitig hochohmig ist, kann mit einem kleinen Koppelkondensator angesteuert werden. Der Eingang 1 wird auf $U_{CC}/2$ gelegt, mit dem Gegenkopplungswiderstand R_1 die Grundverstärkung festgelegt (bei $22\text{ k}\Omega = 30\text{ dB}$, bei $220\text{ k}\Omega = 50\text{ dB}$). Bei

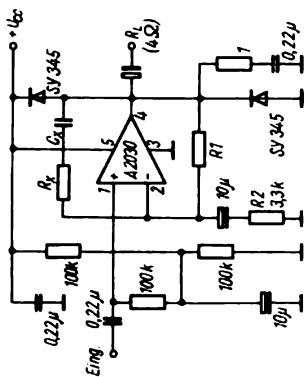


Bild 7.80
Grundschaltung des integrierten Leistungsverstärkers A 2030 für NF-Stufen

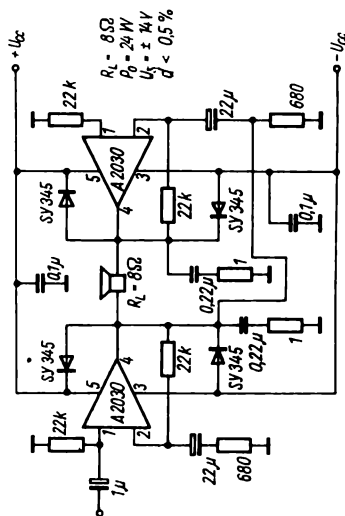


Bild 7.81
A 2030 in Brückenschaltung

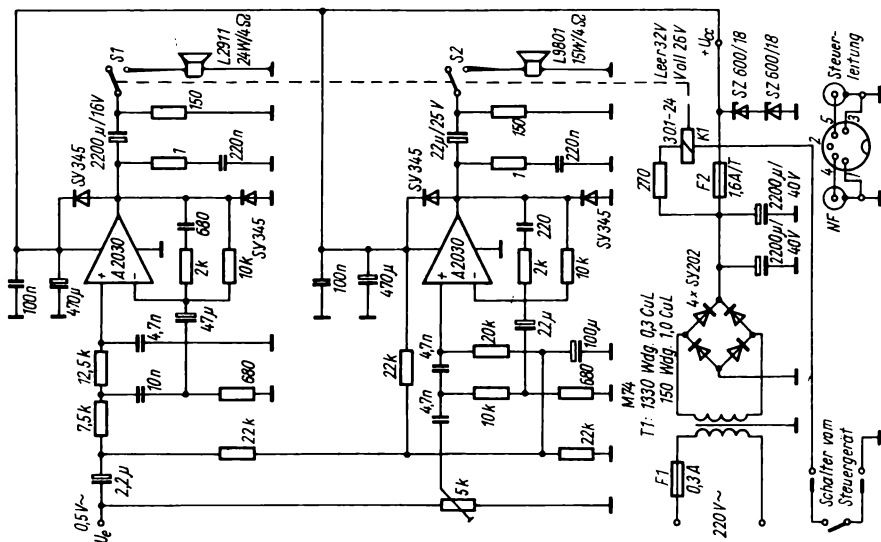


Bild 7.82
Zweizeige-Aktivbox
mit A 2030

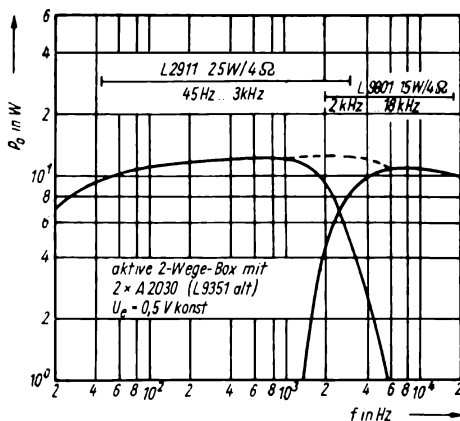


Bild 7.83
Ausgangsleistung als Funktion der Frequenz
für die Aktivbox mit A 2030

einem Innenwiderstand des Netzteils von 1Ω kann bei $U_{CC} = \pm 16 \text{ V}$ eine Ausgangsleistung von 18 W bei $0,5\%$ Klirrfaktor an 4Ω Lastwiderstand erreicht werden. Eine größere Ausgangsleistung (24 W bei $U_{CC} = \pm 14 \text{ V}$) kann in einer Brückenschaltung nach Bild 7.81 mit $2 \text{ A } 2030$ erreicht werden, wenn man den Außenwiderstand auf 8Ω vergrößert.

Ein abschließendes Anwendungsbeispiel zeigt den Einsatz von $2 \text{ A } 2030$ in einer 2-Wege-Aktivbox für eine Stereoanlage. Diese Aktivbox wurde auf der Basis der Lautsprecherbox $B 9351$ mit einer Übernahmefrequenz von $2,5 \text{ kHz}$ aufgebaut. Die Schaltung ist in Bild 7.82 dargestellt, die sich ergebenden Frequenzkurven im Bild 7.83. Das einfache unge-regelte Netzteil mit einer Si-Graetzbrücke liefert im Leerlauf 32 V , die beiden Z-Dioden über dem Ausgang begrenzen die maximal auftretende Sekundärspannung auf 36 V . Damit sind die integrierten Leistungsverstärker sicher geschützt. Die Auslegung der Eingänge als Frequenzweichen mit RC -Tief- und Hochpässen ist aus dem Schaltbild ersichtlich. Durch starke Gegenkopplung

über $10 \text{ k}\Omega$ bleiben die Verzerrungen bis zur maximalen Eingangsspannung von $U_{\text{eff}} = 0,5 \text{ V}$ klein. Die Lautsprecher werden vom Steuergerät aus über ein Relais ferngeschaltet. Die erreichbare Ausgangsleistung bleibt, wie man im Bild 7.83 erkennen kann, im gesamten Frequenzbereich der Aktivbox größer als 10 W , der nutzbare Frequenzbereich beträgt $30 \text{ Hz} \dots 25 \text{ kHz}$. Die $1S 2030$ ermöglicht die Realisierung moderner NF-Leistungsverstärker mit guten Parametern und geringem schaltungstechnischem Aufwand.

7.7. Hochfrequenzverstärker

Zur Berechnung der HF-Verstärker muß man die Frequenzabhängigkeit der Transistorparameter berücksichtigen. Dies gilt sowohl bei HF-Resonanzverstärkern als auch bei Breitbandverstärkern mit RC -Kopplung. Meist werden die Y -Parameter benutzt, es gilt das Ersatzschaltbild Bild 7.84 für den HF-Bereich. Wenn man die Wechselstromwerte mit einem Apostroph kennzeichnet, kann man für die Emitterschaltung schreiben

$$u'_L = -u'_2 \quad \text{und} \quad i'_2 = u'_L y_L = -u'_2 y_L \\ = y_{21} u'_1 + y_{22} u'_2.$$

Damit wird

$$u'_2 = -\frac{y_{21} u'_1}{y_{22} + y_L},$$

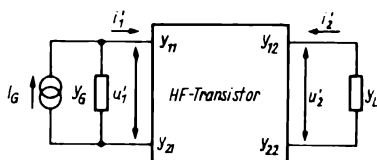


Bild 7.84
Transistor-Vierpolersatzschaltung im HF-Gebiet

und der Verstärkungsfaktor der Stufe ergibt sich zu

$$V = \frac{u'_2}{u'_1} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + y_L}$$

Der Eingangswiderstand errechnet sich mit $y_e = i'_1/u'_1 = y_{11} + y_{12}$ $V = y_{11} - y_{12} y_{21} (y_{22} + y_L)$, und mit $-u'_1 = y_{12} u'_2 (y_{11} + y_G)$ wird schließlich $y_e = y_{22} - y_{12} y_{21} (y_{11} + y_G)$ bestimmt.

Bei HF-Transistoren ist y_{12} klein, man kann durch Neutralisation bei Resonanzverstärkern diesen Parameter zu Null machen. In erster Näherung nimmt man $y_e = y_{11}$ und $y_a = y_{22}$ an. Damit können die bestimmenden HF-Größen in folgender Form geschrieben werden:

$$g_e = \frac{g_{BE} + \omega^2 C_{BE}}{1 + \omega^2 \tau^2},$$

$$C_e = \frac{C_{BE} - g_{BE} \tau}{1 + \omega^2 \tau^2},$$

$$g_a \approx g_{CE} + \frac{\omega^2 C_{BC} S_0 r_B \tau}{1 + \omega^2 \tau^2}, \text{ mit } \tau = r_B C_{BE},$$

$$C_a \approx C_{BC} \left(1 + \frac{S_0 r_B}{1 + \omega^2 \tau^2} \right).$$

Meist findet man in den Transistorhandbüchern die HF-Parameter nach dem Ersatzschaltbild von *Giacoletto*, das Bild 7.85 zeigt. Man erkennt den durch

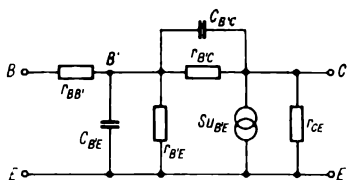


Bild 7.85

HF-Transistorersatzschaltbild nach *Giacoletto*

das Material des Transistors bedingten Basisbahnwiderstand r'_{bb} , der mit der Diffusionskapazität C'_{BE} einen RC -Tiefpaß bildet, den Rückwirkungsleitwert, bestehend aus der Sperrschichtkapazität C'_{BC} und dem Sperrschichtwiderstand r_{BC} , und schließlich den Ausgangswiderstand r_{CE} mit der parallel liegenden Konstantstromquelle Su_{BE} . Bei großer Verstärkung $|V_u| \gg 1$ kann man den Rückwirkungsleitwert in parallel zu B'E und CE liegende Widerstände umrechnen, hierfür gilt $Z_{B'E} = Z_{B'C}/-V_u$ und $Z_{C'E} = Z_{B'C}$. Aus diesen Beziehungen ergibt sich die zusätzlich dem Eingang parallel liegende Miller-Kapazität

$$C_e = C_{B'E} + V_u C_{B'C}.$$

Des weiteren kann man vereinfachend angeben:

$$r_B = r_{bb'} = r_C/C_C = r_{bb} C_C/C_C,$$

$$r_{BE} = h_{11} - r_B, \quad r_{BC} = 1/h_{22b}, \quad C_{BC} = C_C,$$

$$C_{BE} = \frac{1,6 \cdot 10^5 \beta_0}{r_{BE} f_\alpha}.$$

Die maximale Schwingfrequenz ist mit der α -Grenzfrequenz über die Beziehung

$$f_\alpha = \frac{30 r_B C_{BC}}{\alpha_0} f_{\max}^2$$

verbunden. Für die NF-Steilheit gilt

$$S_0 = \frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{10^3}{(1 - \alpha_0) r_{BE}}.$$

Beispiel

Für einen HF-Si-Transistor sollen die folgenden Kennwerte gelten: $\alpha_0 = 0,99$, $f_\alpha = 150$ MHz, $h_{22} \leq 5 \mu S$, die Kollektorkreiszeitkonstante $r_{bb'} C_C \leq 350$ ps, $C_C = 8$ pF. Der Arbeitspunkt wird gewählt zu $U_C = 5$ V, $I_C = 2$ mA. Aus den obigen Beziehungen kann man dann ermitteln: $r_B = 44 \Omega$, $r_{BE} = 1200 \Omega$, $r_{BC} = 200$ k Ω , $r_{CE} = 2$ k Ω , $C_{BC} = C_C = 8$ pF, $C_{BE} = 88$ pF und $S_0 = 50$ mA/V. Der Eingangsleitwert errechnet sich zu $g_e = 0,23$ mS und der

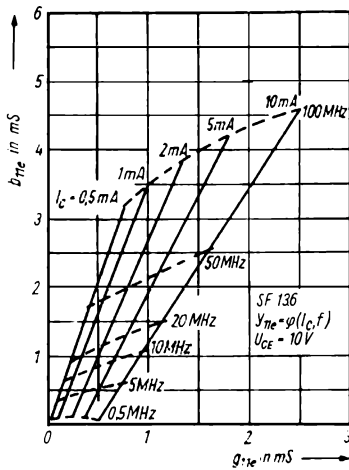


Bild 7.86

y_{11e} des SF 136 in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt und von der Arbeitsfrequenz

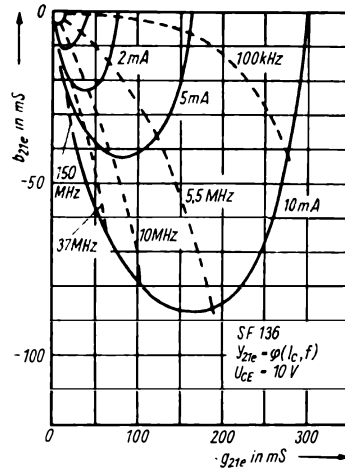


Bild 7.87

y_{21e} des SF 136

Ausgangsleitwert $g_a = 11,2 \mu\text{S}$. Alle y -Parameter hängen stark vom Arbeitspunkt ab, so daß die Dimensionierung einer HF-Verstärkerstufe meist eine Kopplung zwischen Rechnung und Experiment mit meßtechnischer Präzisierung ist.

Für eine genauere Dimensionierung müssen die vom Transistorhersteller bereitgestellten Kurvenscharen benutzt werden. Für den Si-HF-Transistor SF 136 zeigen die Bilder 7.86 bis 7.88 die Abhängigkeiten der komplexen Werte y_{11e} , y_{21e} und y_{22e} . Der hier genannte Si-Planartransistor hat eine Grenzfrequenz von 300 MHz, eine Rückwirkungszeitkonstante von 120 ps und eine Ausgangskapazität $C_{22b} = 2,5 \text{ pF}$. Die Epitaxialtechnologie ergibt einen kleinen Basisbahnwiderstand. Bezieht man eine solche Transistorstruktur in einen integrierten Schaltkreis ein, lassen sich um den Faktor 10 höhere Grenzfrequenzen und entsprechend kleinere Rückwirkungszeitkonstanten erzielen.

Schaltet man einen HF-Transistor als RC-Breitbandverstärker (z. B. in Video-

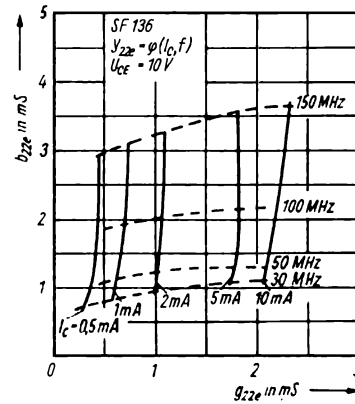


Bild 7.88

y_{22e} des SF 136

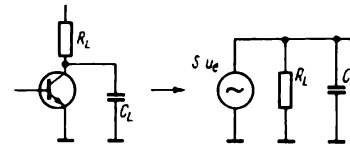


Bild 7.89

Ausgangsseitige RC-Beschaltung bei Breitbandverstärkern

stufen für Fernsehgeräte oder in Meßverstärkern), ergibt sich eine maximal mögliche obere Grenzfrequenz aus den «inneren» Transistorkenngrößen und aus der Art der äußeren Beschaltung. Bei der RC-Stufe in Emitterschaltung (Bild 7.89) erkennt man ausgangsseitig die Parallelschaltung von R_L mit C_L , die bei hohen Frequenzen den Außenwiderstand verkleinert und damit die Verstärkung herabsetzt. In C_L sind die Kapazitäten C_{CE} , C_{BC} und C_s vereinigt, dabei ist C_s die durch die Schaltung (Leiterplatte, Zuleitungen) gegebene Parallelkapazität. Bei Frequenzen um $f = 1/R_L C_L$ nimmt die Stufenverstärkung stark ab. Man kann hier eine L-Kompensation vorsehen, d.h., man sorgt dafür, daß R_L mit steigender Frequenz größer wird und damit der C-Abfall kompensiert wird. Eine weitere Möglichkeit, die obere Grenzfrequenz zu erhöhen, ist die Verkleinerung von R_L . Hier sind aber durch die Beziehung $S = 1/r_E \approx I_C/25$ (I_C in mA) und $V = SR_L$ Grenzen gesetzt.

Betrachtet man den Ausgangskreis eines Breitbandverstärkers nach Bild 7.89, wird der Transistor durch die Stromquelle Su_e nachgebildet, wobei man berücksichtigen muß, daß die Steilheit bei hohen Frequenzen auch abnimmt. Die Kollektorkreiszeitkonstante wird $\tau_C = R_L C_L$, und bei Frequenzen in der Nähe von $f = 1/R_L C_L$ nimmt die Stufenverstärkung stark ab. Im vollständigen Schaltbild (Bild 7.90) kann man hier 2 Frequenzgangkompensationsmethoden unterscheiden:

- mit Hilfe der Emittierkreis-RC-Kombination $R_E C_E$ und
- mit Hilfe der Kollektorinduktivität L .

Setzt man $r = R_G + r_B + r_E$ und $r_1 = (R_G + r_B)(1 - \alpha_0)$, ergibt sich $\omega_C = r_1/r \tau_C$.

Mit einer Zeitkonstante aus der α -Grenzfrequenz $\tau' = 1/\omega_\alpha$ kann man bei

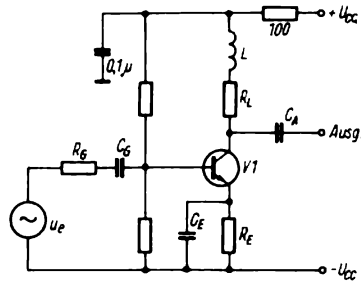


Bild 7.90
Schaltbild einer Breitbandverstärkerstufe mit Frequenzgangkorrektur

$\tau_C \approx \tau'$ die Stufengrenzfrequenz nach der Beziehung

$$\omega_0 = \frac{\omega_\alpha \omega_C}{\omega_\alpha + \omega_C} = \frac{r_1}{r(\tau_C + \tau')}$$

$$= \frac{r_1 \omega_g}{r(1 + \omega_g C_C R_L)}$$

ermitteln.

Mit Hilfe der Elemente R_E und C_E läßt sich eine frequenzabhängige Gegenkopplung der Emittierstufe so aufbauen, daß zwar die mittlere Stufenverstärkung absinkt, die Bandbreite aber wesentlich erhöht wird. Es gilt: $C_E = \tau'/R_E = 1/\omega_g R_E$, und die neue Grenzfrequenz wird

$$\omega_E = \frac{R_E + r_1}{r_1} \omega_g.$$

Dabei sollte die Ungleichung $R_E + r_E < r_C$ ($1 - \alpha_0$) erfüllt sein. Wenn man den Außenwiderstand durch eine Reiheninduktivität frequenzabhängig gestaltet, kann die Grenzfrequenz um den Faktor 1,7 erhöht werden, wenn

$L = 0,41 R_L^2 C$ gewählt wird ($C = \frac{r}{r_1} C_C + C_s$, C_s = parallele Schaltkapazität).

Im Bild 7.91 sind die Frequenzabhängigkeiten für die verschiedenen Kompen-

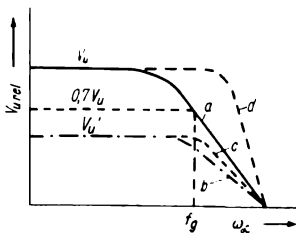


Bild 7.91

Spannungsverstärkung einer Emittierstufe als Funktion der Frequenz; a – Nichtgegekoppelte Stufe, b – gegengekoppelte Stufe, c – überkompensierte Stufe, d – L-kompensierte Stufe

sationsarten beim emittergekoppelten Breitbandverstärker dargestellt. Kurve a gilt für den unkompensierten Fall. Dabei ist eine hohe NF-Verstärkung und ein 3-dB-Abfall bei f_g festzustellen.

Die Kurve b zeigt die Kompensation mittels Emitter-RC-Kombination. Dabei nimmt die Verstärkung um den Betrag ab, um den die Bandbreite zunimmt. Eine Überkompensation ist möglich,

wenn der Kondensator des Glieds einstellbar gemacht wird und man die Kurve mit einem Wobbler auf dem Schirm einer Katodenstrahlröhre abbildet. Man kann dann den Frequenzgang optimieren. Die Frequenzkurve ist in c dargestellt. Mit der Kurve d wird schließlich noch der Einfluß der Reiheninduktivität im Kollektorkreis demonstriert. Auch hier sind optimale Abgleichwerte mit einem Wobbler einstellbar.

Als Beispiel für einen HF-Operationsverstärker kann die Schaltung nach Bild 7.92 dienen. Hier wird eine Differenzstufe in Kollektorbasisschaltung, bestehend aus V1 und V2, an einen Differenzverstärker V3 und V4 mit Konstantstromquelle V5 angekoppelt, dem eine Basisstufe folgt, die dann als Ausgangsstufe einen Emitterfolger mit niederohmigem Ausgangswiderstand treibt. V7 ist dann mit unsymmetrischem Ausgang ausgelegt. Im Schaltbild sind die Arbeitspunkte der Transistoren $2N5179$ (V1...V7) angegeben. Die Speisung des Verstärkers erfolgt aus 2 Quellen zu je

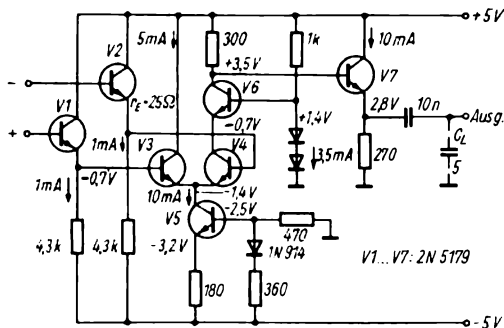


Bild 7.92
Schaltung eines Breitbanddifferenz-
verstärkers

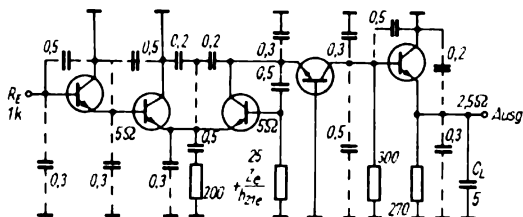


Bild 7.93
Wechselstromersatzschaltbild zur Ermittlung der oberen Grenzfrequenz eines Breitbanddifferenzverstärkers nach Bild 7.92

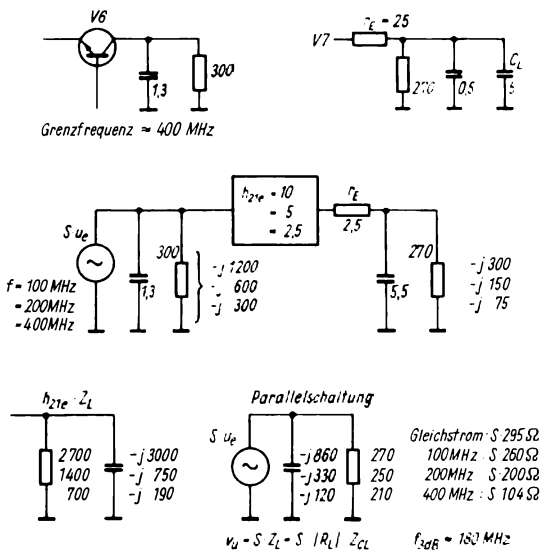


Bild 7.94

Genäherte Ersatzschaltbilder für die Bestimmung der Grenzfrequenz des Breitbanddifferenzverstärkers

5 V. Mit der Dimensionierung dieser Schaltung soll der Miller-Effekt weitgehend vermieden werden – er würde sonst die Breitbandigkeit der Schaltung stark verringern. V1 und V2 ergeben einen hochohmigen Eingang, V4 und V6 bilden eine Kaskodestufe, die gute HF-Eigenschaften aufweist. Die Ausgangsstufe ist ein isolierender Emitterfolger. Den eingesetzten Si-npn-Epitaxial-Planartransistor zeichnen $f_T = 1\,000\text{ MHz}$ und $C_{BC} = 0,5\text{ pF}$ aus. Die in der Schaltung angegebenen Spannungen und Ströme gewährleisten ein stabiles Hochfrequenzverhalten. Das Wechselstromersatzschaltbild für diesen Breitbanddifferenzverstärker zeigt Bild 7.93. Um den Punkt des Abfalls der Verstärkung zu ermitteln, sind die verschiedenen RC-Kreise zu analysieren, die aus dieser Ersatzschaltung ableitbar sind. Normalerweise ergibt sich eine Stufe, die die niedrigste Grenzfrequenz der Kette bewirkt, und darauf muß man sich konzentrieren. Im Beispiel ist der begrenzende Faktor der endliche Widerstand des Basiskreises von V7 in Verbindung mit der Eigenkapazität von

V7 und der Lastkapazität C_L , die teilweise die Basis von V7 shuntet (h_{21e} verändert sich mit $1/f$, und bei hohen Frequenzen nimmt die Entkopplungswirkung des Emitterfolgers ab).

Zur Grenzfrequenzbestimmung setzt man $h_{21e} \approx f_T/f$ und bestimmt die Basiskreisimpedanz von V7 bei kapazitiven Belastungen von $C_{BC} = 0,5\text{ pF}$, $C_{CE} = 0,2\text{ pF}$, $C_p = 0,3\text{ pF}$. Wenn man das bei unterschiedlichen Frequenzen durchführt, kann man die Grenzfrequenz für 3-dB-Abfall der Verstärkung zu 180 MHz ermitteln. Damit wird die Faustregel bestätigt, daß die f_T -Werte der eingesetzten Transistoren um den Faktor 10 über der gewünschten Grenzfrequenz liegen sollten. Bild 7.94 gibt nochmals an Hand von Ersatzschaltbildern die Methode zur Bestimmung der oberen Grenzfrequenz wieder. Ein weiterer begrenzender Faktor ist die Eingangsimpedanz des Verstärkers. Nimmt man $Z_e = 1\text{ k}\Omega$ und eine Parallelkapazität von 0,8 pF an, ergibt sich eine Eingangskreis-Grenzfrequenz von 200 MHz. Die Kaskodestufe hat eine Grenzfrequenz um 1000 MHz und

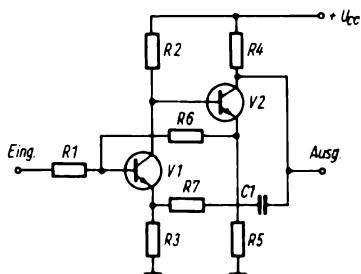


Bild 7.95
Serien-Parallel-Verstärkerstufe für Breitband-
verstärker

beeinflusst den Gesamtverlauf der Verstärkung nicht. Man kann den hier dargestellten Verstärker also als Breitbandvideoverstärker im Frequenzbereich einiger kHz bis 200 MHz benutzen. Es gibt Videoverstärker in Hybridausführung mit $V_u = 20$ dB und Bandbreiten von 500 MHz. Bei noch größeren Bandbreiten müssen Kettenverstärker eingesetzt werden. Abschließend zu diesem Abschnitt soll noch die Schaltung der Serien-Parallelstufe mit 2 Transistoren beschrieben werden. Bei Verstärkerstufen mit hoher Bandbreite und geringer Verstärkung kann die im Bild 7.95 dargestellte Schaltung mit stufenweisen Gegenkopplungen mit Erfolg eingesetzt werden. Bei hohen Frequenzen können Gegenkopplungen über mehrere Stufen hinweg auf Grund von Phasenverschiebungen Selbsterregungen bewirken, wenn die Schleifenverstärkung groß ist. In der hier gezeigten Schaltung sind mehrere Gegenkopplungsschleifen zwischen Punkten geringerer Verstärkung vorgesehen, was diese Störungen vermeidet. V1 und V2 arbeiten als Stufen geringer Verstärkung, da sie emitterstromgegekoppelt sind. R_6 ergibt eine Spannungsgegenkopplung nur für V1, weil V2 hierfür nur als Emitterfolger mit $V < 1$ arbeitet. Auf Grund dessen werden der Eingangswiderstand von V1 durch R_1 und die Gesamtverstärkung der

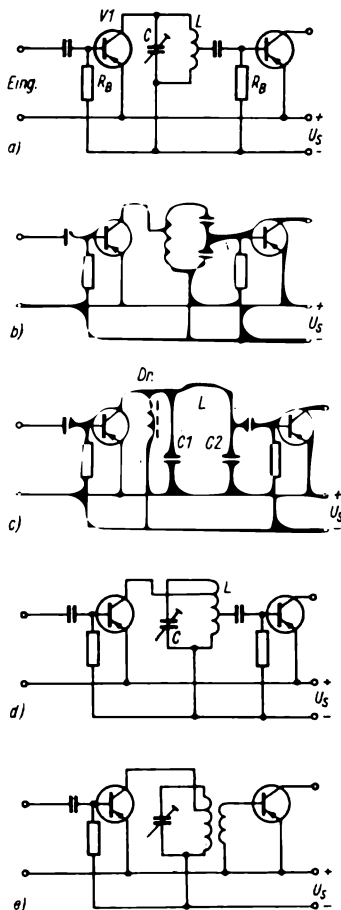


Bild 7.96
Kopplungen in Transistorselektivverstärkern;
a – autotransformatorisch, b – kapazitiv
autotransformatorisch, c – mit Serieninduktivität (Collins-Filter), d – doppelt autotransformatorisch, e – induktiv autotransformatorisch

Stufe $V_u = R_6/R_1$ bestimmt. Der Kollektorwiderstand von V2 kann nach der gewünschten Stufenverstärkung von V2 gewählt werden, diese wird durch das Verhältnis von R_4/R_5 festgelegt. Schließlich wird noch die Wechselstromgegenkopplung $C_1 - R_7$ zur Festlegung der Soll-

verstärkung der Stufe und zur Bandbreitenvergrößerung (durch geeignete Wahl von C_1) benutzt. Die Stufenverstärkung eines solchen kaskadierbaren Paares beträgt 10...20 dB, Bandbreiten von 300 MHz sind leicht erreichbar.

Im Gegensatz zu den hier beschriebenen Breitbandverstärkern haben HF-Selektivverstärker meist als Koppellemente zwischen den Stufen Schwingkreise oder Bandfilter, die zum Erzielen optimaler Verstärkung und Bandbreite geeignet angepaßt werden müssen. Bild 7.96 zeigt die auf diesem Prinzip beruhenden häufigsten Koppelmethoden bei Resonanzverstärkern. Wird die Kopplung nach Teilbild d verwendet, kann man für die Berechnung das Ersatzschaltbild Bild 7.97 benutzen, dabei wird $y_{12} = 0$ vorausgesetzt. Dieser Fall tritt in der Praxis dann auf, wenn neutralisiert wird (dies ist eine selektive Brückenschaltung, wie sie früher bei Röhren-Trioden-Verstärkern angewandt wurde) oder wenn man einen Transistor mit großem f_T -Wert und kleiner Rückwirkungskapazität einsetzt. Der Ersatzleitwert des Schwingkreises wird $y_e = g_e (1 + jx)$, wobei g_e der äquivalente Resonanzleitwert des Kreises und x die normierte Verstimmung ist:

$$x = Q_e \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right).$$

Dabei stellt Q_e die äquivalente Kreisgüte dar. Man ermittelt den Ersatzleitwert nach

$$g_e = \frac{1}{R_C} + \frac{m_1}{R_{22}} + \frac{m_2}{R_L}$$

m_1, m_2 = Transformationsverhältnisse am

Kreis: $m_1 = U_1/U_C$ und $m_2 = U_L/U_C$. Da sich auch die Last- und Transistorkapazitäten in den Kreis transformieren, wird die Gesamtkreiskapazität

$$C = C_C + C_s + m_1 C_{22} + m_2 C_L$$

(C_s = Schaltkapazität, bei sorgfältigem Aufbau um 1 pF). Für die Spannungsverstärkung einer solchen Resonanzverstärkerstufe ergibt sich dann:

$$V_u = \frac{U_L}{U_0} = -(m_1 m_2 y_{21} R_e) / (1 + jx)$$

mit $R_e = 1/g_e$. Der absolute Betrag wird entsprechend:

$$V_{ul} = m_1 m_2 \frac{y_{21} R_e}{\sqrt{1 + x^2}}$$

und bei der Resonanzfrequenz $V_{u0} = m_1 m_2 |y_{21}|_0 R_e$.

Die Selektivität σ der Stufe ergibt sich als Quotient $\sigma = V_u/V_{u0}$, und bei kleinen Verstimmungen um die Resonanzfrequenz kann man für x angenähert schreiben:

$$x \approx Q_e \frac{2 \Delta f}{f_0} \quad \text{mit} \quad |y_{21}|_0 \approx |y_{21}|.$$

Damit ist die Selektivität

$$\sigma \approx \sqrt{1 + Q_e^2 \left(\frac{2 \Delta f}{f_0} \right)^2},$$

und die 3-dB-Bandbreite wird

$$B = \frac{f_0}{Q_e} = \frac{g_e}{2 \pi C}.$$

Bei mehreren in Reihe geschalteten Einzelkreisverstärkerstufen erzielt man eine geringere Bandbreite. Für die Gesamt-

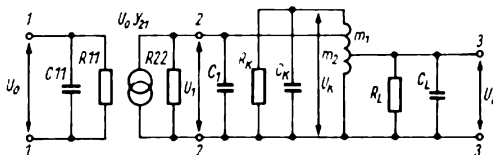


Bild 7.97

Ersatzschaltung für die Berechnung des Selektivverstärkers

bandbreite eines Selektivverstärkers mit n Einzelkreisen ohne gegenseitige Verstimmung gilt:

$$B_{\text{ges}} = \frac{f_0}{Q_e} \sqrt[n]{2} - 1.$$

Für die Ankopplung der nächsten Stufe m_2 ergibt sich ein optimaler Wert für die höchste Stufenverstärkung

$$m_{2\text{opt}} = \sqrt{m_1 \frac{R_L}{R_{22}} + \frac{R_L}{R_C}}$$

und für die äquivalente Kreisgüte:

$$Q_e = \frac{Q}{2 \left(1 + m_1 \frac{R_C}{R_{22}} \right)}$$

mit Q – Leerlaufgüte des Kreises. Q_e liegt im AM-ZF-Gebiet zwischen 50 und 200, man kann meist einen Wert um 100 einsetzen. Nun läßt sich m_1 bestimmen zu

$$m_1 = \sqrt{\frac{R_{22}}{R_C} \left(\frac{Q}{2 Q_e} - 1 \right)},$$

die maximale Stufenverstärkung (für den Bereich $0 < m_1 < 1$) wird

$$V_{U0\text{max}} = \frac{1}{2} |y_{21}|_0 \sqrt{R_{22} R_L \left(1 - 2 \frac{Q_e}{Q} \right)}.$$

Die Verstärkung einer HF-Transistorstufe wird angenähert

$$V_{\text{max}} = 6,3 \sqrt{\frac{S}{f_{\text{max}} C_{\text{BC}}}}.$$

Zur Anwendung des hier dargestellten theoretischen Zusammenhangs der Schaltungsparameter von Resonanzverstärkern soll noch ein Beispiel folgen. Es soll ein 3stufiger Breitband-Resonanzverstärker für eine Bandmittenfrequenz von 100 MHz und eine Bandbreite von 20 MHz berechnet werden, der mit Si-Transistoren SF 132 bestückt ist. Die Daten der eingesetzten Transistoren sind: $U_C = 10 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$, $S = 25 \text{ mA/V}$,

$C_a = 4 \text{ pF}$, $C_e = 30 \text{ pF}$, $r_e = 200 \Omega$, $r_a = 2000 \Omega$. Zuerst ermittelt man die Stufenverstärkung in Bandmitte:

$$V_0 = \frac{|y_{21}|}{4 \pi \sqrt{C_e C_a} B} = 9,4.$$

Bei 3 Stufen wird die Gesamtverstärkung $V = 800$. Das Verhältnis $B/f_0 = 20/100 = 0,2$ ergibt die Betriebsdämpfung $D = 0,015$. Bei einer Gesamtkreiskapazität von 8 pF (4 pF davon durch den Transistor) wird bei 100 MHz der Resonanzwiderstand

$$R_0 = \frac{Q}{2 \pi f_0 C_{\text{ges}}} = 20 \text{ k}\Omega,$$

wobei für die Leerlaufgüte $Q = 100$ eingesetzt wird. Man koppelt nun die nächste Stufe so an, daß die belastete Güte der für die notwendige Bandbreite entsprechenden gleich ist. Da die Lastbandbreite etwa 6 MHz betragen soll, wird $Q_e = 15$. Das Übersetzungsverhältnis stellt man mit einem Koppelkondensator am «heißen» Ende des Schwingkreises ein. Für den Wert des Übersetzungsverhältnisses gilt:

$$|\ddot{u}| = \sqrt{\frac{1}{r_e^2 C_{\text{ges}} [B - (B_0 + B_1)]}},$$

und mit den oben ermittelten Werten ergibt sich $\ddot{u} = 2,25$ ($B_1 = 4 \text{ MHz}$). Die Koppelkapazität wird angenähert

$$C_k = \frac{C_e}{\ddot{u} - 1} = 25 \text{ pF}.$$

Die Kreisinduktivität errechnet sich nach der Thomsonschen Formel zu $L = 0,125 \mu\text{H}$, die Festlegung der Arbeitspunkte der Stufen erfolgt durch Spannungsteiler im Basiskreis, man stellt auf $I_C = 10 \text{ mA}$ ein. Bild 7.98 zeigt den Schaltplan des Breitbandverstärkers. Der erste Kreis wird auf Resonanz bei 91,6 MHz getrimmt mit 7 MHz Bandbreite, der zweite auf 108,4 MHz bei gleicher Bandbreite und der 3. Kreis auf

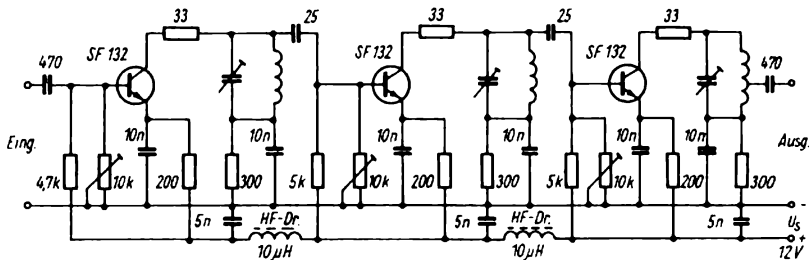


Bild 7.98
Breitbandresonanzverstärker für $f_0 = 100 \text{ MHz}$

Bandmitte 100 MHz mit 20 MHz Bandbreite, d. h. belastete Güte $Q_e = 5$. Auch hier empfiehlt sich ein Abgleich mit dem Breitbandwobbler ähnlich *Polyskop*, man trimmt die Kreise auf eine flache Gesamtdurchlaßkurve.

Die Vorteile des Resonanzverstärkers liegen generell darin, daß er eine hohe Verstärkung bei fast beliebiger Kollektorstromstärke liefert, denn es gilt $V_u = SZ_L$, und die Lastimpedanz Z_L kann groß sein. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit, kapazitive Belastungen «wegzustimmen», d. h., durch Abgleich in die Kreisparameter so eingehen zu lassen, daß sie nicht stören. Weitere Vorteile sind einfachere Stufenkopplung und geringes Rauschen, da auf Grund der Selektivität Rauschteile außerhalb der Resonanzfrequenz nicht mit verstärkt werden.

Für schmalbandige HF-Verstärker eignet sich ein Doppelgate-MOSFET, dem ein Emitterfolger nachgeschaltet wird. Bild 7.99 zeigt das Schaltbild. Dabei schirmt das zweite Gate, das für HF-geerdet ist, das steuernde Gate ab, wodurch sich eine Eingangskapazität von 0,1 pF erzielen läßt. Der Strom durch V2 wird zu 10 mA gewählt. Die angegebenen Typen sind international üblich. Im Bild 7.100 ist noch eine selektive Verstärkerstufe für $f = 200 \text{ MHz}$ dargestellt, die mit Neutralisation arbeitet. Man führt

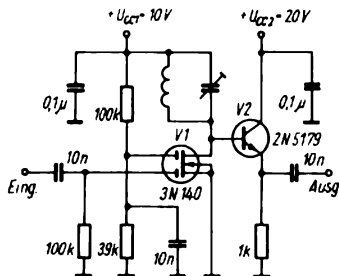


Bild 7.99
Schmalband-HF-Verstärker mit Doppelgate-MOSFET

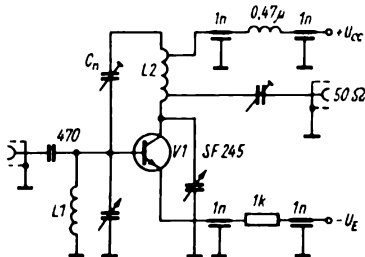


Bild 7.100
Resonanzverstärker für $f = 200 \text{ MHz}$ mit Filterung

zur Eliminierung der Durchgangskapazität dem Eingang der Emitterstufe über C_n eine gegenphasige Spannung zu, die kapazitive Ströme zwischen Ein- und Ausgang zu Null macht. Die Anpassung der Last erfolgt über eine Spulenzapfung und einen abstimmbaren Koppelkondensator. Die Zuleitungen für die Betriebsspannungen werden verblockt (mit

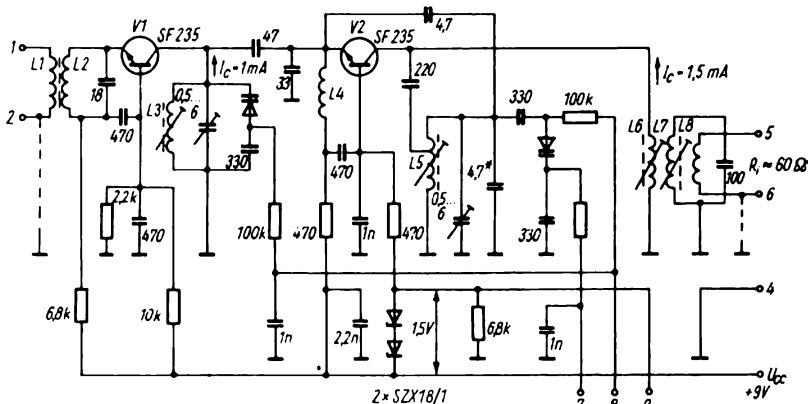


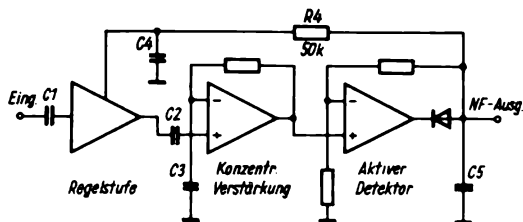
Bild 7.101
UKW-Tuner mit Si-Transistoren in Basis-
schaltung

Durchführungskondensatoren) und verdrosselt. Die Spulendaten: $L_1 = 3$ Wdg. Cu, versilbert, mit innerem Durchmesser 6 mm auf einer Länge von 5 mm und $L_2 = 5,5$ Wdg. auf 8 mm Durchmesser und 12 mm Länge. Die halbe Windung am Ende ist die Neutralisationswicklung.

Ein weiteres Anwendungsbeispiel für den Resonanzverstärker ist der UKW-Tuner, ein Schaltungsbeispiel zeigt Bild 7.101. Für den UKW-Rundfunkbereich 85...104 MHz wird für die Kapazitätsdiodenabstimmung eine Steuerspannung von 4...20 V benötigt, die eingesetzten Dioden haben bei $U_v = -2$ V eine Kapazität von 55 pF, bei $U_v = -20$ V noch von 27 pF. Der Rauschfaktor mit den hier angegebenen Miniplasttransistoren beträgt $\approx 4,5$ dB. Die Vorstufe arbeitet in nichtneutralisierter Basisschaltung breitbandig an 60Ω , der Arbeitspunkt wurde mit $3 \text{ V}/1 \text{ mA}$ gewählt. Der Kollektorschwingkreis ist voll angekoppelt und wird mit einer Kapazitätsdiode abgestimmt. V2 bildet die ebenfalls in Basis-schaltung arbeitende selbstschwingende Mischstufe, deren Basisspannung mit 2 Niederspannungs-Z-Dioden SZX 18/1

stabilisiert wird. Damit wird ein Weglaufen des Oszillators bei Betriebsspannungsänderungen verhindert. Dieser Fall ist bei batteriegespeisten Kofferempfängern zu berücksichtigen. Zur Mischung wird ein kleiner Teil der Kollektorwechselspannung auf den Emitter rückgekoppelt. Nach der Mischung der Oszillatorfrequenz mit der Eingangsfrequenz entsteht das ZF-Signal mit $f_0 = 10,7$ MHz, das über das Filter L_6 , L_7 und L_8 an den ZF-Verstärker ausgekoppelt wird. Für optimales Schwingen ist eine weitere Kapazität zwischen Emitter und Masse notwendig, deren Wert jedoch auf die Rauschzahl eingeht, so daß der optimale Wert im Bereich 25...35 pF erprobt werden muß. An der Abstimm-diode im Kollektorkreis liegt die volle HF-Spannung des Oszillators, so daß dynamische Effekte auftreten können (Erhöhung der effektiven Kapazität, parametrische Schwingungen). Falls das zu bemerken ist, sollte man 2 gegeneinander geschaltete Abstimm-diode in den Kreis einfügen. An Klemme 8 ist die Abstimmungsspannung zu legen, während an Klemme 7 die AFC-Spannung geführt wird (AFC = automatische Frequenznachstimmung des Oszillators durch ein Steuersignal aus dem FM-Detektor).

Für die HF-Verstärkung im ZF-Bereich (für AM-Empfänger 465 kHz, für



FM-Empfänger 10,7 MHz) stehen die integrierten Schaltkreise *A 281*, *A 220* zur Verfügung, während man bemüht ist, die bewickelten Bauelemente durch Piezofilter, magnetostriktive Filter und AOW-Filter (oberflächenakustische Filter) zu ersetzen. Auch benutzt man häufig das Prinzip der konzentrierten Selektion, d. h., man schaltet ein Mehrkreisfilter an den Eingang des ZF-Verstärkers und setzt diesem Filter einen RC-Verstärker nach. Durch diese modernen Schaltungskonzepte vermeidet man Abgleicharbeit.

Um die Prinzipien für die Dimensionierung monolithischer Empfängerbaugruppen ableiten zu können, wird ein internationaler AM-Schaltkreis, der *LM172* von *National Semiconductors*, als Beispiel beschrieben. Im Bild 7.102 erkennt man die Aufteilung des Schaltkreises in die 3 Funktionsgruppen Regelstufe, Verstärkerstufe und aktiver Detektor.

Dem IS wird ein Piezofilter 465 kHz vorgeschaltet und ein integrierter Lei-

stungs-NF-Verstärker nachgeschaltet, mit einer vor dem Filter liegenden Mischstufe ist dann der AM-Empfänger komplett. In Bild 7.103 ist die Regelstufe dargestellt, ein emittergekoppeltes Transistorpaar V2/V3 wirkt als variables Parallel- und Serierendämpfungsglied. Die Basis von V2 wird auf einer Gleichspannung von 2 V durch den Emittterfolger V1 und R_1 gehalten, über einen Eingangskondensator wird das HF-Signal angekoppelt. Wird die Regelspannung unter 3 V gehalten, ist V3 völlig gesperrt, und V2 verhält sich wie ein gewöhnlicher Emittterfolger mit R_2 als Lastwiderstand. Beträgt die Regelspannung 3 V, bilden V2 und V3 ein symmetrisches Differentialpaar, das von der Stromquelle R_2 gleiche Emittterströme führt. Sowie die Regelspannung zunimmt, wird V3 immer mehr leitend, und V2 wird gesperrt. Dabei nimmt der Wirkwiderstand des Emittters von V2 in Reihe mit dem Eingangssignal zu, während der Emittterwiderstand des V3 parallel zum Signal abnimmt. V2 und V3 bilden damit ein zweigliedriges Dämpfungsglied mit einer minimalen Dämpfung von 0 dB. Da mit steigender Dämpfungswirkung die Spannung über R_2 ansteigt, muß die Verstärkerstufe kapazitiv angekoppelt werden. Die Verstärkerstufe von Bild 7.104 ist eine Kaskade aus 3 direkt gekoppelten Emittterstufen ohne Emittterwiderstände, aber mit einer aktiven Vorspannungsregelung über R_8 , C_3 V5 und R_6 . Der Regelkreis ist durch das Tiefpaßfilter R_8/C_3 nur für Gleichspannung wirksam, so daß der direkt gekoppelte Verstärker immer mit maximaler Wechselspan-

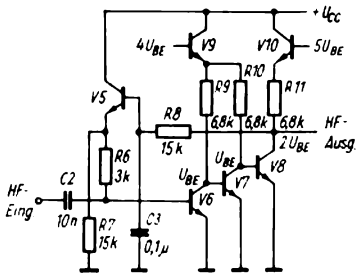


Bild 7.104
Schaltungsausgang der Verstärkerstufe des
LM 172

nungsverstärkung arbeitet. Die Kollektoren der Stufen V6 und V7 werden zur Erzielung einer geeigneten Vorspannung der folgenden Stufen bei der Basis-Emitterspannung betrieben, sie arbeiten somit mit $U_{CB} = 0 \text{ V}$ und geben bei diesem Arbeitspunkt noch ausreichende Verstärkung auf Grund ihrer sehr kleinen Sättigungsspannungen. Die drei Kollektorwiderstände R_9 , R_{10} und R_{11} werden durch eigene Emittlerfolger-Spannungsregler mit einer Vorspannung versehen, die auch bei veränderter Betriebsspannung relativ konstant bleibt. Als Referenzspannungen dienen Vorwärtsabfälle über Basis-Emitterdioden, die so eingestellt werden, daß je 1 V pro Diodenstrecke auftritt. Im Schaltkreis sind 7 Dioden integriert, und es werden Spannungen von 3, 4, 5 und 7 V bereitgestellt. Beschaltet man einen Operationsverstärker im Ge-

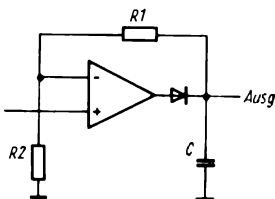


Bild 7.105
Aktiver Detektor mit Spannungsverstärkung

genkopplungs-zweig mit einer Diode, so erhält man den bekannten «unity-gain»-Detektor. Legt man den invertierenden Eingang an einen Spannungsteiler R_1/R_2 , ergibt sich eine Verstärkung dieses Detektors mit $V_D = (R_1 + R_2)/R_2$, so daß der AM-Modulator nicht – wie es bei Diodendetektoren üblich ist – eine Dämpfung des Signals bewirkt, sondern zum Gesamtbetrag der Verstärkung mit einem Faktor 2...3 beiträgt (siehe Bild 7.105). Im Bild 7.106 ist der aktive AM-Detektor des Schaltkreises LM 172 dargestellt. Es ist ein Differenzverstärker mit einem Emittlerfolger, der die Funktion einer Rückkopplungsdiode wahrnimmt. Obwohl dies kein voller OPV ist, ist die Spannungsverstärkung der Stufe mit 40 dB ausreichend, um eine gute Demodulation zu liefern. Der ohmsche Spannungsteiler R_{14}/R_{15} verleiht dem Detektor eine NF-Spannungsverstärkung von $V_D = 3$, durch R_{16} und C_5 wird der Träger ausgefiltert. V8 und V9 kompensieren die der HF überlagerte Gleichspannung von 2 V aus der Verstärkerstufe nach Bild 7.104. V13 dient als Betriebsspannungsregler für den Differenzverstärker, seine Basis wird aus der oben erwähnten Diodenkette mit 7 V versorgt. Die Regelschleife für die Schwundregelung wird über R_4 (50 kΩ) am Emitter von V14 an die Basis von V4 geführt. Ein

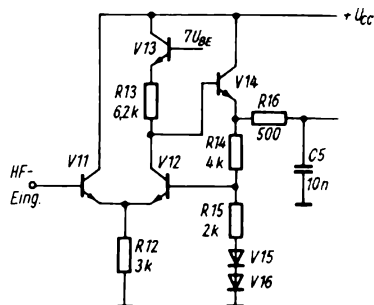


Bild 7.106
Aktiver AM-Detektor des LM 172

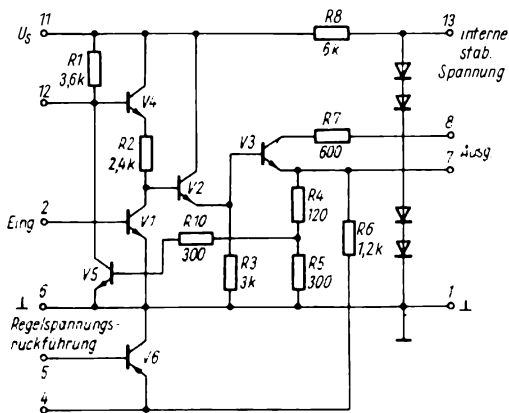


Bild 7.107
Integrierter AM/FM-ZF-Verstärker
A 281

äußerer Kondensator $C_4 = 1 \mu\text{F}$ ergibt eine Regelzeitkonstante von 50 ms, was für die meisten Fälle ausreichend ist. Der Regelbereich umfaßt 60 dB (für 50 μV ...50 mV Eingangsspannung konstante Ausgangsspannung), das NF-Ausgangssignal bei 80 % moduliertem Träger beträgt $U_{ss} = 0,8 \text{ V}$ und die Gesamtstromaufnahme des Schaltkreises LM 172 bei 6 V Betriebsspannung 1,5 mA.

Die Innenschaltung des in der DDR vorhandenen AM-FM-Verstärkerschaltkreises A 281 zeigt Bild 7.107. Die Werte der Widerstände sind angegeben. Man erkennt auch hier die interne Referenzschaltung und die konzentrierte Verstärkung. Über V6 ist eine Regelung mit einem Bereich von 60 dB erzielbar. Die ZF-Verstärkung liegt bei 65...60 dB, für 10,7 MHz gilt der kleinere Wert. Mit diesem Schaltkreis kann man einen AM-FM-ZF-Verstärker mit konzentrierter Selektivität nach Bild 7.108 aufbauen. Man erkennt den im Vergleich zur diskreten Transistorlösung geringeren Schaltungsaufwand. Mit dem Schaltkreis A 244 kann man ein komplettes MW-KW-Radio aufbauen, die Tendenz geht zum »Einchip-Radio« für AM und FM. Der Schaltkreis A 281 ist eingangsseitig niederohmig, seine Eingangsimpedanz beträgt 172 Ω parallel 67 pF. Die erzeugten

NF-Spannungen liegen im Bereich 300...500 mV. In den Demodulatorkreisen werden Germaniumdioden auf Grund ihrer geringen Schwellspannung eingesetzt.

Ein weiterer IS aus der DDR-Fertigung für ZF-Verstärker (Ton-ZF im Fernsehempfänger und FM-ZF in Rundfunkempfängern) ist der A 220, dessen kompliziertes Layout auf einem Chip 44 Transistoren, 12 Dioden und 46 Widerstände vereinigt. Er enthält einen symmetrischen Breitbandverstärker aus Differenzverstärkerstufen mit emitterseitigen Konstantstromquellen und eine symmetrische Koinzidenzschaltung zur Demodulation sowie eine Stabilisierungsschaltung. Die Koinzidenzschaltung stellt einen analogen Multiplikator, d. h. eine Schaltung mit kreuzgekoppelten Differenzverstärkern und einer steuerbaren Stromquelle dar, deren Ausgangssignal das Produkt der beiden Eingangssignale ist. Bei der Frequenz von 5,5 MHz beträgt der Eingangswiderstand 15 k Ω parallel 5,3 pF, die Eingangsspannung für Begrenzungseinsatz liegt bei 40 μV und die Spannungsverstärkung bei 73 dB. Über den Anschluß 5 ist eine fernbedienbare Lautstärkeregelung mit logarithmischer Kennlinie realisierbar. Im Bild 7.109 ist eine Applikationsschaltung für einen

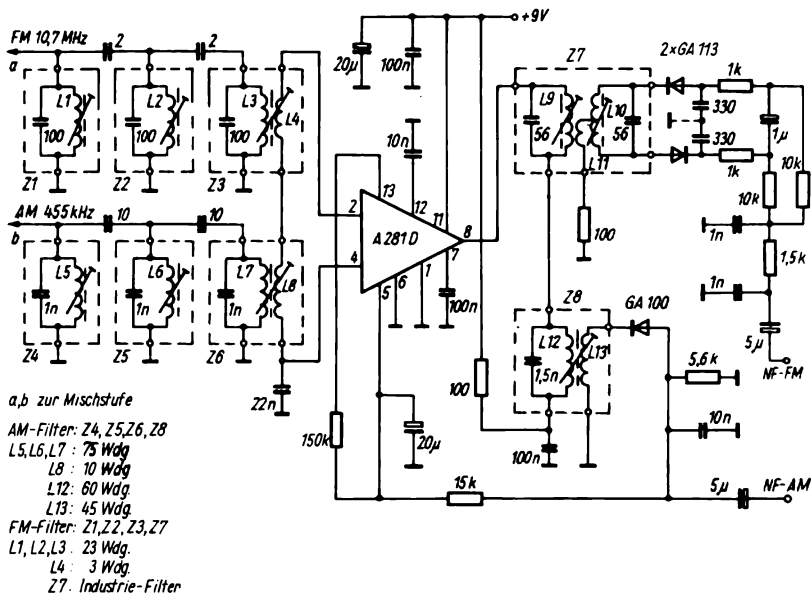


Bild 7.108
AM/FM-ZF-Verstärker mit dem A 281 D

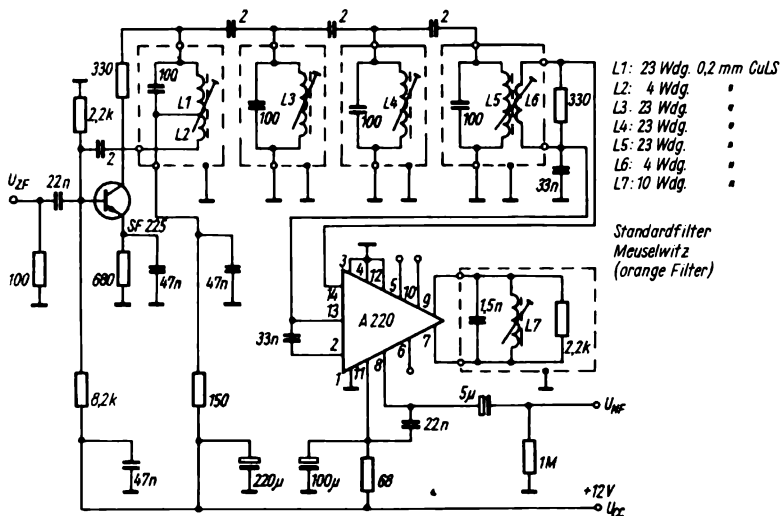


Bild 7.109
10,7-MHz-FM-ZF-Verstärker mit dem A 220

10,7-MHz-FM-ZF-Verstärker mit dem *A 220* dargestellt. Eine Emittierstufe mit dem *SF 225* gleicht den Einschaltverlust des 4-Kreis-Filters aus, sie ist über 2 pF neutralisiert. Der Phasenkreis für die Demodulation wird zur Erzielung einer linearen Demodulationskennlinie durch 2,2 kΩ bedämpft, die Mitte der Kennlinie wird durch Verändern des Kerns in L_7 eingestellt. Die erzeugte NF-Spannung liegt bei $U_{SS} \approx 1$ V. Auch hier erkennt man die schaltungstechnische Vereinfachung durch den Einsatz integrierter Schaltkreise. Bei beiden Schaltkreisen ist auf gute Erdung, große Masseflächen auf der Leiterplatte, richtige Abblockung (mit Epsilankondensatoren und Metallfoliekondensatoren) und Siebung der Versorgungsspannungszuführung zu achten. Die Lage der Bauelemente auf der Leiterplatte ist nach HF-technischen Gesichtspunkten zu gestalten. Dabei sind Ein- und Ausgang der Schaltung maximal zu entkoppeln, denn bei einer inneren Verstärkung von über 60 dB ergibt sich eine hohe Schwingungseigenheit.

7.8. Oszillatoren

Eine wichtige Funktion des Transistors als verstärkendem Halbleiterbauelement ist die Erzeugung von Schwingungen in einem weiten Frequenzbereich. Mit heute vorhandenen Bauelementen lassen sich Schwingungen von mW bis einigen 100 W, im Frequenzbereich von Hertz bis einigen 1000 MHz erzeugen.

Transistoren können auf Grund ihrer Verstärkerwirkung in einem Schwingkreis sinusförmige Schwingungen anfachen, ebenfalls durch Anregung frequenzselektiver RC-Netzwerke. Man kann nach dem Einsatzfrequenzbereich Niederfrequenz- und Hochfrequenzoszillatoren unterscheiden.

7.8.1. NF-Oszillatoren

Bild 7.110 zeigt das Prinzipschaltbild eines induktiv rückgekoppelten Niederfrequenzoszillators in Emitterschaltung. Die Schwingfrequenz ergibt sich nach der Formel

$$f_{\text{gen}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

was z. B. bei einer Schwingkreisinduktivität von 1 H und einer Schwingkreiskapazität von 1 μF zu einer Frequenz von ≈ 160 Hz führt. Für alle Oszillatoren muß $kV > 1$ gelten, wobei k der Koppelkoeffizient und V die Schleifenverstärkung ist. Es muß also zur Schwingungserregung die Leistungsverstärkung in der geschlossenen Schleife größer als 1 sein. Für die Ersatzschaltung nach Bild 7.111 gilt:

$u_e = u_s \mp Bu_a$ oder $u_s = u_e \pm u_r$ mit u_e = Eingangsspannung, u_s = Eingangsspannung des Verstärkers mit der Verstärkung A , u_a = Ausgangsspannung, B = Verstärkung des Rückkopplnetzwerks (kann auch kleiner 1 sein).

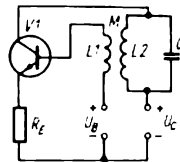


Bild 7.110
Prinzipschaltbild eines induktiv rückgekoppelten Oszillators

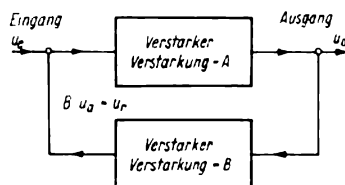


Bild 7.111
Ersatzschaltbild eines Oszillators

Weiter gilt $u_a = Au_s$, und damit wird das Verhältnis $u_a/u_e = A/(1 \pm AB)$. Ein Anschwingen bis zu einem Wert, der durch Begrenzung stabil gehalten wird, tritt auf, wenn $AB = -1$ wird. Allgemein muß gelten, daß $AB > 1$ wird, es muß $u_r = Bu_a$ mit u_e in Phase sein, sich also zu u_e addieren. Wenn man ein praktisches Beispiel für einen Oszillator an Hand der Ersatzschaltung aufbauen will, so koppelt man eine Emittierstufe mit Spannungsgegenkopplung nach Bild 7.112a mit einem Phasenschiebernetzwerk nach Bild 7.112b. Es ergibt sich die Schaltung Bild 7.112c. Sie schwingt bei einer Frequenz, bei der die Gesamtphasenverschiebung in der Schleife 360° beträgt. Davon werden 180° in der Emittierstufe und weitere 180° im RC -Hochpaß realisiert. Mit dem Potentiometer $5\text{ k}\Omega$ kann die Schwingfrequenz im Bereich $200 \dots 400\text{ Hz}$ variiert werden. h_{11e} und h_{22e} gehen in die Beziehung für die Fre-

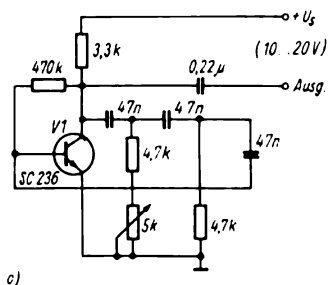
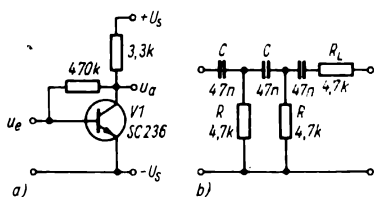


Bild 7.112

a – Emittierstufe als Verstärker mit $V = A$ ($-U_s = \text{Masse!}$), b – Phasenschiebernetzwerk ($\varphi = 180^\circ$ bei Resonanz), c – praktisch ausgeführter Phasenschieberoszillator

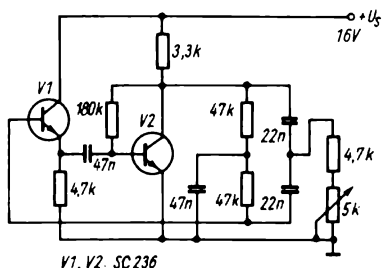


Bild 7.113
Hochstabiler RC-Doppel-T-Oszillator

quenz ein, aber der gewählte niedrige Scheinwiderstand des RC -Kreises verringert diese Einflüsse und gestaltet die Schaltung bezüglich Temperatur und Versorgungsspannung stabil. Die Ausgangsschwellenspannung beträgt rund 90 % der Betriebsspannung, die Schwingfrequenz ist

$$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{6R^2C^2 + 4RR_LC^2}}.$$

Diese Beziehung gilt für $R > 10h_{11e}$ und $1/h_{22e} > 10R_L$. Die Stromverstärkung für stabiles Schwingen des Oszillators muß der Beziehung

$$h_{21e} \approx 22 + \frac{30R}{R_L} + \frac{4R_L}{R}$$

entsprechen. Eine weitere RC-Oszillatorschaltung benutzt ein Doppel-T-Netzwerk als frequenzbestimmendes Element. Die Schaltung zeigt Bild 7.113, dem Verstärkertransistor ist zur Entkopplung gegenüber dem Netzwerk noch ein Emittierfolger vorgeschaltet, dieser verringert den Einfluß von h_{1e} -Variationen. Eine Frequenzstabilität von 0,2 % im Temperaturbereich $-40 \dots +40^\circ\text{C}$ ist möglich, wenn Glimmerkondensatoren (u. U. temperaturstabile Keramik Kondensatoren) und Metallschichtwiderstände mit $\text{TK} < 50 \text{ ppm}$ eingesetzt werden ($1 \text{ ppm} \hat{=} 10^{-6}$). Der Einfluß von h_{yy} -Änderun-

gen wird durch den kleinen Kollektorwiderstand von $3,3 \text{ k}\Omega$ verringert.

Die am häufigsten angewandten Oszilatoren benutzen eine Resonanzrückkopplung, also entweder LC-Kreise oder deren Äquivalent (mechanische Resonatoren wie Stimmgabeln oder Quarze). Bild 7.114 zeigt die Wechselstromrückkopplung zwischen Eingang und Ausgang eines Transistorresonanzverstärkers. Die hier gezeigte Schaltung benutzt einen abgestimmten Kollektorkreis (Parallelresonanzkreis mit L_1 und C), der über eine Koppelwicklung phasenrichtig auf die Basis rückgekoppelt wird (Punkte bedeuten Wicklungsanfang). Mit dieser Polung bewirkt ein Ansteigen des Kollektorstroms auch ein Ansteigen des Basisstroms und damit eine positive, das Schwingen anfangende Rückkopplung. Eine weitere Bedingung für das Anschwingen ist eine gleichstromseitige Vorspannung, die einen geringen Kollektorstrom fließen läßt. Die angefachten Schwingungen schaukeln sich bis zur Sättigung und Sperrung des Transistors auf. Benutzt man zur Rückkopplung eine Anzapfung

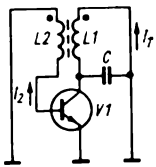


Bild 7.114
Induktive Rückkopplung

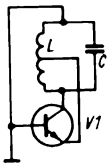


Bild 7.115
Hartley-Oszillator in Basisschaltung (Wechselstromersatzschaltbild)

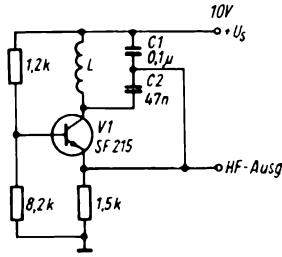


Bild 7.116
Praktische Realisierung eines Colpitts-Oszillators für 10 kHz

der Schwingkreisspule, so ergibt sich die aus der Röhrentechnik bekannte *Hartley*-Schaltung, deren Wechselstromschaltbild in Bild 7.115 dargestellt ist. Diese Schaltung nutzt den Transistor in Basisschaltung, so daß ein solcher Oszillator bis zu hohen Frequenzen eingesetzt werden kann. Teilt man den Schwingkreiskondensator in 2 Teilkondensatoren auf, so erhält man den *Colpitts*-Oszillator, für dessen praktische Realisierung bei einer Frequenz von 10 kHz das Schaltbild Bild 7.116 als Beispiel dienen kann. Mit einer stabilen Induktivität und Kondensatoren mit kleinem Temperaturkoeffizienten läßt sich eine Stabilität von $3,5 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ erreichen. Wenn man hohe Frequenzkonstanz fordert, muß man den Schwingkreis an den Verstärker lose ankopplern. Ein praktisches Schaltbeispiel zeigt Bild 7.117. Der Transistor sollte bei genügend hoher Grenzfrequenz ein $h_{21e} > 75$ haben, er wird nur lose an den frequenzbestimmenden Schwingkreis angekoppelt. Zur Gewährleistung einer Stromsteuerung dient der Reihenwiderstand R_4 . Ein Teil der erzeugten Ausgangsspannung wird über C_6 einem Begrenzer mit 2 Si-Dioden V3 und V2 zugeführt. Die begrenzte Spannung wird ebenfalls stromsteuernd über R_6 an den Schwingkreis geführt. Durch R_6 wird der sich mit der Aussteuerung ändernde Wi-

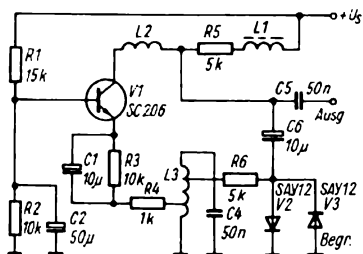


Bild 7.117
Hochstabiler Oszillator

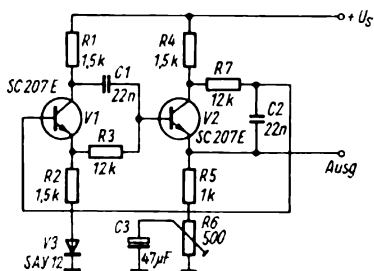


Bild 7.118
Sinusoszillator nach der Phasendifferenzmethode

derstand der Begrenzerstufe vom Schwingkreis entkoppelt. Die Forderung nach hoher Stromverstärkung des Transistors V1 ergibt sich daraus, daß ein Teil der erzeugten Leistung in der Koppelschaltung verlorengeht. Mit solchen Oszillatoren lassen sich Instabilitäten von 10^{-4} erreichen, die Betriebsspannung ist dabei zu stabilisieren.

Im Bild 7.118 ist ein Sinusoszillator nach der Phasendifferenzmethode dargestellt. In einen 2stufigen RC-Verstärker werden 2 Phasendrehglieder eingebaut, so daß die Gesamtphasenverschiebung in der geschlossenen Schleife 360° beträgt. Die Gesamtverstärkung wird mit R_6 im Emitterkreis von V2 auf einen Wert von 1,2...1,5 eingestellt. Die erzeugte Frequenz beträgt 680 Hz, die Ausgangsspan-

nung liegt bei 150 mV. Die Formel für die erzeugte Frequenz lautet:

$$f_8 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3 R_7 C_1 C_2}}$$

Eine interessante Möglichkeit der Schwingungserzeugung ergibt sich, wenn man die Querwiderstände in einer 3gliedrigen Phasenschieberkette als Sperrschicht-FETs ausführt. Man kann deren Innenwiderstand durch eine äußere Steuerspannung verändern und damit die erzeugte Frequenz elektronisch steuern. Man nennt solche Generatoren spannungsgesteuerte Oszillatoren (engl. voltage controlled oscillator = VCO). Sie sind als NF-Wobblers zur Untersuchung von selektiven Kreisen und zur Messung von Übertragungscharakteristiken von Verstärkern einsetzbar. Das Schaltbild des spannungsgesteuerten RC-Phasenschieberoszillators für einen Frequenzbereich 1,5...2,5 kHz zeigt Bild 7.119. Die Mittenfrequenz ist mit R_1 einstellbar, der Hub durch R_2 . Die Steuerspannung kann im Bereich 0...7 V liegen, die Betriebsspannung kann im Bereich 8...12 V variieren. Die Ausgangsspannung wird an einem Emitterfolger niederohmig abgenommen.

In der heutigen Schaltungstechnik setzt man statt Einzeltransistoren oft Operationsverstärker ein, deshalb wird nachfolgend ein Wien-Brücken-Generator mit dem OPV B 861 beschrieben. Mit den im Schaltbild Bild 7.120 angegebenen Werten für das frequenzbestimmende Glied wird eine Sinusspannung von 400 Hz erzeugt. Die Verstärkung muß auf $V = 3$ geregelt werden, beim Anschwingen wird $V > 3$ eingestellt durch das Verhältnis $(R_2 + 15 \text{ k}\Omega) : 8,5 \text{ k}\Omega$. Die Diode SAY11 öffnet mit steigender Ausgangsamplitude. Mit R_1 wird die Begrenzung auf den kleinsten Klirrfaktor eingestellt. Es ist ein Wert kleiner 1 % praktisch erreichbar. Auch hier wird eine

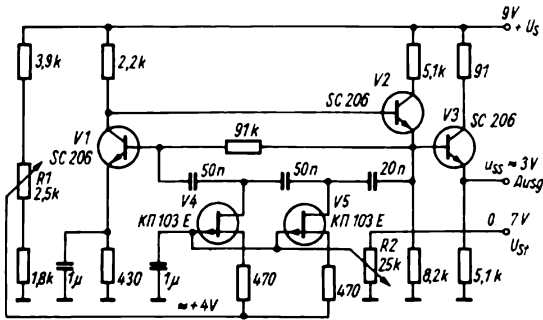


Bild 7.119
Spannungsgesteuerter RC-Phasen-
schieber-Oszillator (Sinus-VCO)

Festfrequenz erzeugt, und man kann eine relativ unverzerrte Sinusspannung mittlerer Amplitude erzeugen. Will man einen Tongenerator aufbauen, muß eine RC-Schaltung mit einem variablen Element ausgesucht werden, hierzu eignet sich ein RC-Netzwerk, das mit einem Doppelpotentiometer $2 \times 25 \text{ k}\Omega$ abgestimmt werden kann. Die Tongeneratorschaltung nach Bild 7.121 verwendet einen OPV $\mu A 741$ und als Amplitudenstabilisierung einen Kaltleiter (Glühlampe) $10 \text{ V}/10 \text{ mA}$ ($R = 1 \text{ k}\Omega$). Mit Hilfe der 3 Schichtdrehwiderstände R_5 bis R_7 kann in jedem der 3 Frequenzbereiche ($20 \dots 200 \text{ Hz}$, $200 \dots 2000 \text{ Hz}$ und $2 \dots 20 \text{ kHz}$) eine konstante Ausgangsamplitude eingestellt werden, mit R_8 ist die Ausgangsspannung regelbar. Die Verzerrungen bleiben in allen Bereichen kleiner 1 %, bei einer mit Z-Dioden stabilisierten Betriebsspannung von $\pm 15 \text{ V}$ beträgt die Ausgangsamplitude $U_{ss} = 2 \dots 4 \text{ V}$.

Bei NF-Generatoren für Frequenzen unterhalb 10 Hz ist eine Amplitudenstabilisierung mit Kaltleiter oder Thermistor nicht möglich, weil die Trägheit dieser Bauelemente nicht mehr groß gegenüber der Periodendauer ist. Ein Sinusgenerator für eine Eigenfrequenz von $0,01 \text{ Hz}$ ist in Bild 7.122 dargestellt. Er benutzt eine Z-Diode zur Amplitudenstabilisierung. Die Schaltung enthält direkt gekoppelte komplementäre Transistoren ($V1$ – npn, $V2$ – pnp). Die Grundverstärkung der gegengekoppelten Verstärker-

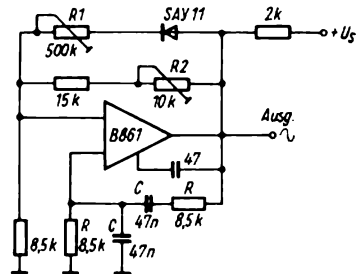


Bild 7.120
Wienbrückengenerator mit OPV

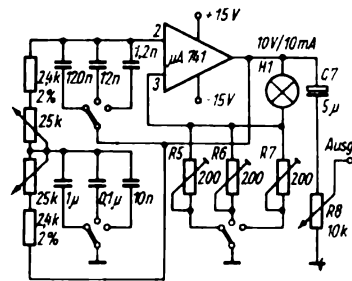


Bild 7.121
Tongenerator mit OPV

schaltung beträgt $V_u = (1500 + 620) : 620 = 3,42$. Die Wien-Brücke hat eine Eigendämpfung von $1 : 3$, so daß sich in der geschlossenen Schleife eine Nettoverstärkung von $1,14$ ergibt. Der Wert $kV > 1$ wird also erreicht, und Schwingungen werden angefacht. Die Z-Diode ist bei

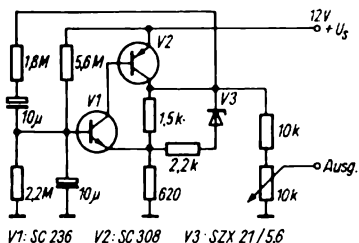


Bild 7.122
Generator mit Wienbrücke für $f = 0,01 \text{ Hz}$
(Tiefstfrequenzgenerator)

kleiner Amplitude dauernd gesperrt, bei großen Amplituden schaltet sie einen $2,2\text{-k}\Omega$ -Widerstand parallel zum $1,5\text{-k}\Omega$ -Widerstand, so daß der Rückkopplungsfaktor $k < 1$ bei jeder positiven Halbwelle wird und somit die Schwingung dämpft. Da eine halbe Periode nicht für ein wesentliches Anwachsen der Amplitude ausreicht, stößt bei optimaler Dimensionierung auch die negative Halbwelle nicht in die Sättigung. Die Ausgangsspannung ist von $0 \dots 4 \text{ V}$ einstellbar, wenn die Betriebsspannung 12 V beträgt. Die positive Halbwelle ist mit dem Maximum um etwa 15° gegenüber dem idealen Sinus verschoben. Die Stromaufnahme des Oszillators liegt bei 3 mA .

Im Bild 7.123 ist ein einfacher Sirengenerator dargestellt, der als induktiv rückgekoppelter NF-Oszillator mit einem RC-Glied zur Erzeugung der Sirenenwir-

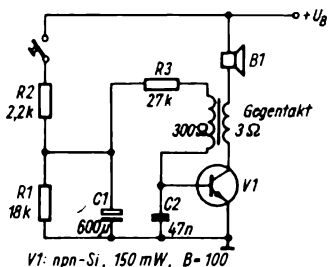


Bild 7.123
Einfacher Sirengenerator

kung arbeitet. Ein Gegentaktausgangstransformator (z. B. vom Kleinpfeifer *Sternchen*) bewirkt die positive Rückkopplung, das Sirenenzeitglied R_2/C_1 besitzt eine Zeitkonstante von $\tau_a = 600 \cdot 10^{-6} \cdot 2,2 \cdot 10^3 \text{ s} = 1,32 \text{ s}$. Dies ist die Sirenenanschwingzeit. Die Ausschwingzeit liegt mit R_1/C_1 bei $10,8 \text{ s}$. Die Eigenfrequenz ergibt sich mit C_2 und der Induktivität des Übertragers zu rund 700 Hz . Der eingesetzte Transistor sollte $P_C = 150 \text{ mW}$ und $\beta = 100$ aufweisen, es ist also z. B. ein *SF 126* geeignet.

Benutzt man einen IS der TTL-Serie analog *SN 7400 = D 100* als aktives Element, läßt sich ein Sirengenerator nach Bild 7.124 aufbauen, der aus zwei Relaxationsgeneratoren und einer Leistungsstufe besteht. Die Betriebsspannung von 12 V wird mittels Z-Diode für den IS auf $5,1 \text{ V}$ herabgesetzt. Mit dem Potentiometer $5 \text{ k}\Omega$ läßt sich der Hub der Sirenenfrequenz einstellen, die Eigenfrequenz liegt bei rund 300 Hz .

Im Bild 7.125 ist ein Oszillator für den NF-Bereich mit dem Schaltkreis *D 100* und einem Sperrschicht-FET *K 11 303* dargestellt. Gestaltet man R_1 als veränderlichen Widerstand, so läßt sich die erzeugte Frequenz im Bereich 20 Hz bis 30 kHz variieren. Mit R_2 kann das Tastverhältnis der erzeugten Rechteckspannung verändert werden. Durch eine entsprechende Wahl des Kondensators C_1 besteht eine weitere Änderungsmöglichkeit für die Frequenz.

Ein hochstabiler Oszillator für niedrige Frequenzen ist der brückenstabilisierte Generator nach *Meacham* (Bild 7.126). Bei diesem Oszillator läßt sich die Schaltungsgüte proportional der Verstärkung vergrößern. Hat der frequenzbestimmende Serienresonanzkreis eine Güte von 50 , kann man durch einen Verstärker mit $V_u = 300$ eine Gesamtgüte des Rückkopplungsvierpols von

$$Q' = \frac{Q(V_u + 8)}{8} \approx 2000$$

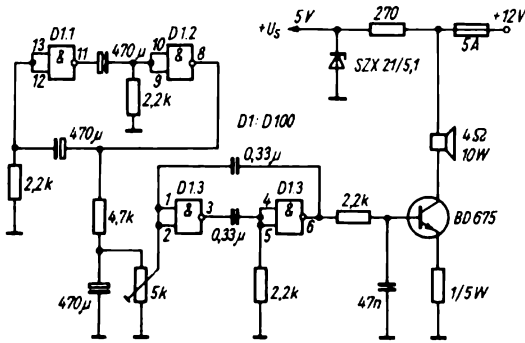


Bild 7.124
Sirenengenerator mit IS *D 100*

erzielen. Das entspricht nahezu einer Quarzstabilisation. Die Teilbilder 7.126b und c zeigen die Vektordiagramme der Brückenschaltung für die unbelastete Brücke (Kaltleiter r_1 nahe dem Abgleichpunkt). Im Teilbild c ist der Resonanzfall dargestellt. Die Diagonalspannung ist gegenphasig zur Brückeneingangsspannung. Teilbild b zeigt das Vektordiagramm unterhalb der Resonanzfrequenz. Die Ortskurve der Diagonalspannung bildet einen Kreis. Die Diagonalspannung ändert schon bei kleinen Verstimmungen und entsprechender Güte ihre Phase stark, so daß tatsächlich nur für die Frequenz des frequenzbestimmenden Gliedes die Bedingung $kV = 1$ erfüllt sein muß. Auch hier ist es möglich, als aktives Element einen Operationsverstärker einzusetzen. Der Heißeiter oder Kaltleiter zur Amplitudenstabilisierung kann durch eine Kombination aus 2 antiparallel geschalteten Dioden ersetzt werden; in der Meacham-Brücke kann man auch den Reihenresonanzkreis durch einen angezapften Parallelresonanzkreis ersetzen.

Fig. 1

Bild 7.125
NF-Oszillator mit FET und IS

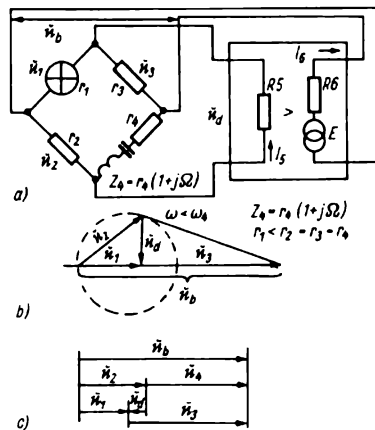


Bild 7.126
Meacham-Generator; a – Prinzipschaltbild,
b – Zeigerdiagramm, c – Spannungsbeträge

$$R_e = R_a = \frac{(r_1 + r_3)(r_2 + r_4)}{r_1 + r_2 + r_3 + r_4}$$

$$R_L = \frac{u_2}{i_2} (h_{11} + R_g)(\Delta h + R_g h_{22})$$

mit $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$.

Wählt man $R_L \approx 40 \text{ k}\Omega$, wird

$$V_u = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + \Delta h R_L},$$

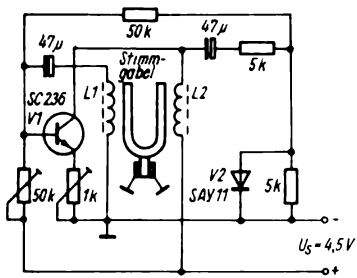


Bild 7.127
Stimmgabeloszillator

und für $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ wird $V_u = 400$. Die höchste Frequenzkonstanz erreicht man, wenn Eingang und Ausgang der Brücke angepaßt sind. Dabei bewirkt eine Phasendrehung $\Delta\varphi$ im Verstärkervierpol eine Frequenzänderung von

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{8\Delta\varphi}{Q(V+8)}.$$

Phasenschwankungen gehen also um den Faktor $(V+8)/8$ verringert ein, in unserem Beispiel also mit 1:50. Darin liegt der Vorteil der *Meacham*-Schaltung.

Damit man auch eine Sonderanwendung eines mechanischen Resonators in einem Oszillator versteht, ist die Schaltung eines Stimmgabeloszillators für den Kammerton A (rund 400 Hz) in Bild 7.127 dargestellt. Die in U-Form ausgeführte Stimmgabel wird an ihrem Stiel mechanisch elastisch festgehalten. Den beiden U-förmigen Armen wird je eine Hörkapsel (ZB-Kapsel 200 Ω , 2 100 Wdg, 0,09 mm² CuL) zugeordnet, die mechanisch in einem Abstand von etwa 1 mm so befestigt werden, daß die Stimmgabelarme vor den Polschuhen stehen. Mit diesen Abnehmersystemen hat man polarisierte induktive Abnehmer. Diese sind notwendig, da mit einfachen Spulen die doppelte Frequenz erzeugt würde. Ähnliche polarisierte Abnehmer benutzt man auch bei Elektrogitarren.

Die Diode dient zur Amplitudenbegrenzung, mit dem Emitterwiderstand stellt man sinusförmiges Schwingen und die Grundverstärkung ein, mit dem Schichtdrehwiderstand 50 k Ω den Gleichstromarbeitspunkt (auf 1...5 mA). Die Schaltung weist keine Besonderheiten auf.

Zum Abschluß dieses Abschnitts wird die Schaltung eines Funktionsgenerators, d. h. einer Schaltung mit OPVs zur Erzeugung von niederfrequenten Rechteck-, Dreieck- und Sinusspannungen, erläutert (Bild 7.128). Sie benutzt 5 OPVs und eine Sinusformerstufe mit diskreten Bauelementen.

Die Zeit- bzw. Frequenzbereiche dieses Funktionsgenerators werden mit dem Schalter S1.1-1.2 in 5 Stufen von 10 s...100 μ s (0,1...10 000 Hz) umgeschaltet. Die erzeugte Sinus-, Dreieck- bzw. Rechteckspannung ist mit R_{30} im Bereich 1...10 V stellbar. Die 3 OPVs N1...N3 bilden den Dreieckspannungsgenerator, die beiden Transistoren mit den 8 Dioden den Sinusformer, N4 ist ein Zwischenverstärker und N5 der Ausgangsverstärker. Es werden sowohl $\mu A 709$ als auch $\mu A 741$ eingesetzt. Der Dreiecksgenerator besteht aus dem Komparator N1, dem Integrator N2 und dem Verstärker N3. Die Dreiecksspannung entsteht durch Auf- und Entladen der Kondensatoren $C_3...C_6$ mit einem Konstantstrom, der am Punkt a auftritt und über die Widerstände R_4 bzw. R_5 an N2 geführt wird. Bei einer Ausgangsspannung des Komparators N1 setzt sich die Spannung am Punkt a aus dem Durchlaßspannungsabfall an der Z-Diode V1 (3,9 V Z-Spannung) und der Z-Spannung von V2 zusammen. Bei einer Ausgangsspannung von +10 V ist nur die Funktion von V1 und V2 vertauscht. Beide Z-Dioden sollten also auf gleiche Z-Spannung ausgetauscht werden. Der durch die Kondensatoren $C_3...C_6$ fließende Strom ist $I = |U_a|/R$ ($R = R_4$ oder R_5). Die Umschaltung des Komparators erfolgt in dem Moment, in

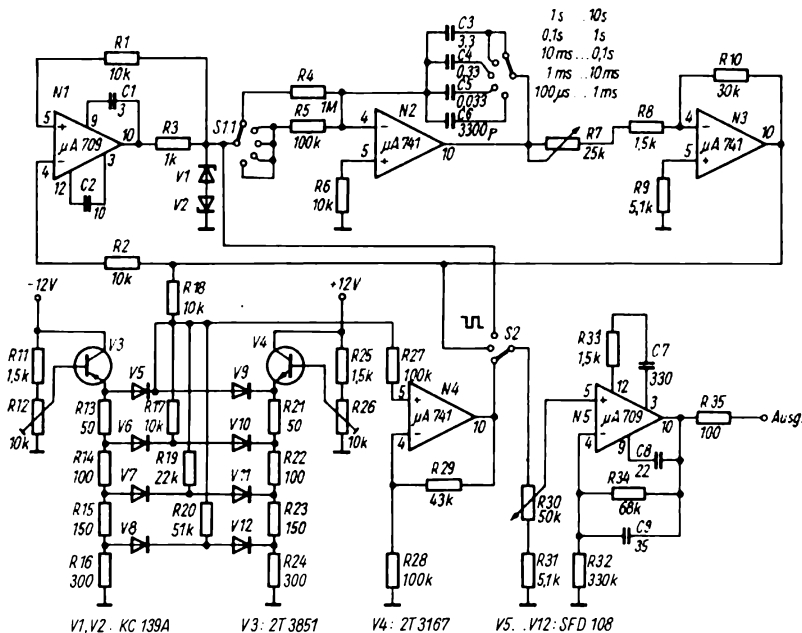


Bild 7.128

NF-Funktionsgenerator mit OPVs (C_3, C_4, C_5 in μF ; V_3, V_4 —2 N...)

dem die linear ansteigende oder abfallende Ausgangsspannung von N3 am invertierenden Eingang von N1 genauso groß ist wie die am nichtinvertierenden Eingang. Die Periodendauer der erzeugten Schwingung wird grob mit S1 und fein mit R_7 eingestellt. Es gilt die Beziehung

$$T = \frac{4RC(R_7 + R_8)}{R_{10}}$$

Zur Gewinnung einer Sinusspannung aus der Dreiecksspannung wird ein nichtlineares Diodennetzwerk in Verbindung mit 2 Emitterfolgern unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps eingesetzt. Die Dreiecksspannung wird über die Widerstände $R_{17} \dots R_{20}$ dem Diodennetzwerk zugeführt. Die Schaltspannungen werden für jede Halbwelle getrennt mit den Schichtdreh-

widerständen R_{12} bzw. R_{26} eingestellt. Die richtige Kurvenform überwacht man am besten oszillografisch, die Toleranzen der Teilerwiderstände $R_{13} \dots R_{24}$ sollten bei 1 % liegen. Der erreichbare Klirrfaktor bei optimalem Abgleich beträgt 1,5 %. Die Versorgung des Funktionsgenerators erfolgt aus einem stabilisierten Netzteil von $2 \times 12 \text{ V}$ mit je 25 mA. Die Betriebsspannungsanschlüsse der OPVs N1 und N5 sind unmittelbar am IS mit $0,1 \mu\text{F}$ abzublocken.

Bild 7.129 zeigt einen Doppel-T-Sinusgenerator mit OPV. Für $R/2$ exakt $25 \text{ k}\Omega$ und $C \approx 16 \text{ nF}$ ($f = 1 \text{ kHz}$) ist die Phasendifferenz im RC-Doppel-T-Glied gleich 180° . Wird es am invertierenden Eingang angeschlossen, ergibt sich eine Gesamtphasendifferenz von 360° und damit im frequenzselektiven Netzwerk die Dämpfung Null. Eine kleine Vergrößerung von $R = R/2$ bringt die Schaltung zum Schwingen, wenn f innerhalb der Übertragungsbandbreite des Operationsver-

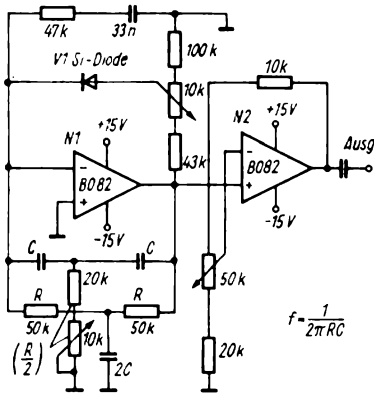


Bild 7.129
Doppel-T-Sinusgenerator mit 2 OPVs

stärkers liegt. Über V1 wird durch nichtlineare Gegenkopplung die Amplitude konstant gehalten. Sie kann mit dem 10-kΩ-Potentiometer eingestellt werden. Da der Ausgangswiderstand in Resonanz groß ist, wird ein 2. OPV als Pufferstufe nachgeschaltet.

In der Regelungstechnik benötigt man oft einen Quadraturgenerator, d. h. einen Oszillator, der gleichzeitig eine Sinus- und eine Kosinus-Ausgangsspannung abgibt. Mit der Schaltung nach Bild 7.130 ist dies mit einem Doppel-OPV B082 leicht möglich. Der OPV N1 arbeitet als aktives Tiefpaßfilter, N2 als Integrator. Die erzeugte Frequenz und die Erregungsschwelle werden durch die Bauelemente $R_1 \dots R_3$ und $C_1 \dots C_3$ festgelegt.

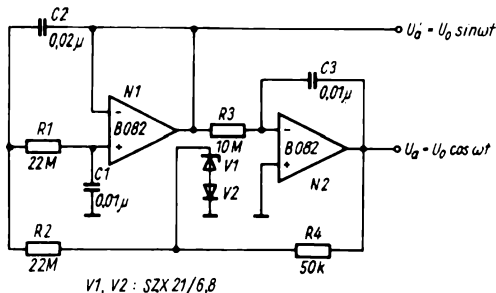


Bild 7.130
Quadraturgenerator mit 2 OPVs

Diese Widerstände und Kondensatoren sollten geringe Toleranzen und hohe Temperaturstabilität besitzen. R_4 muß klein gegenüber R_2 sein, damit die begrenzenden Z-Dioden V1 und V2 zur Stabilisierung der Ausgangsspannung durchgesteuert werden können. Mit den in der Schaltung angegebenen Bauelementen wird eine Frequenz von 1 Hz erzeugt. Der Klirrfaktor für den Sinusausgang beträgt 1 %, für den Kosinusaussgang 0,3 %. Mit dieser Schaltung lassen sich Frequenzen bis 10 kHz bei geeigneter Wahl der frequenzbestimmenden Bauelemente erzeugen.

7.8.2. HF-Oszillatoren

Bei Frequenzen ab einigen 100 kHz sind RC-Schaltungen nicht mehr einsetzbar, und man benutzt in Oszillatoren induktive und kapazitive Rückkopplungen für die Schwingungserzeugung. Bei HF-Oszillatoren sind hohe Stabilität, gute Temperaturkonstanz und geringes Eigenrauschen gewünschte Eigenschaften, die man durch richtige Dimensionierung auch erhalten kann. Bild 7.131 zeigt mögliche Grundsaltungen mit Sperrschicht-FETs.

Die Schaltelemente zur Erzeugung der Vorspannung für den notwendigen Arbeitspunkt sind weggelassen. Alle diese Schaltungen sind natürlich auch mit npn- oder pnp-Transistoren realisierbar. Durch die Art der Schaltung muß auch

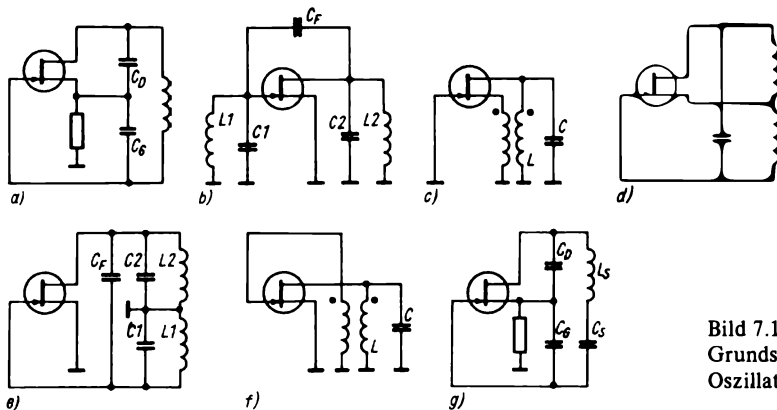


Bild 7.131
Grundschaltschaltungen von
Oszillatoren mit SFET

eine Begrenzung der Verstärkerwirkung bei hohen Schwingamplituden gesichert werden. Im Teilbild a ist die *Colpitts*-Schaltung, in b die *Hartley*-Schaltung dargestellt. Der *Clapp*-Oszillator nach c ist eine Modifikation der *Colpitts*-Schaltung, in der die Spule durch einen Serienresonanzkreis hoher Güte ersetzt wird. Die Schaltungen d und e arbeiten mit abgestimmten Gate- und Drainkreisen, sie sind der *Huth-Kühn*-Schaltung verwandt. Teilbild g zeigt schließlich noch ein Prinzipschaltbild des induktiv rückgekoppelten *Hartley*-Oszillators.

Zur Arbeitspunktfestlegung und Begrenzung der Schwingamplituden gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten:

- RC-Glied im Gatekreis, analog der Audion-Schaltung und
- RC-Glied im Sourcekreis, das eine proportional dem Arbeitsstrom auftretende Vorspannung erzeugt (Steilheitsverringerung).

Im Bild 7.132 sind beide Möglichkeiten dargestellt. Die Schaltung nach Bild b wird häufiger bei höheren Frequenzen eingesetzt, dabei gilt für den 20-MHz-Oszillator $V\beta = 1$ als Anschwingbedingung. Mit $V = SZ_T$ als Spannungsverstärkung des FET, $\beta = n_R/n_T$ als Rückkopplungsfaktor, S – Steilheit im Arbeitspunkt und

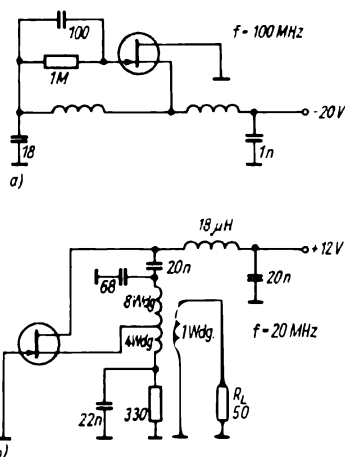


Bild 7.132
Arbeitspunkteinstellungen bei SFET-Oszillatoren; a – RC-Glied am Gate, b – RC-Kombination im Sourcekreis

Z_T – Gesamtimpedanz im Drainkreis, n_R – Rückkopplungswindungszahl vom «kalten» Ende aus gerechnet, n_T – Gesamtwindungszahl des Schwingkreises ergibt sich die Beziehung $SZ_T n_R/n_T > 1$.

Z_T besteht aus der Parallelschaltung von r_0 (FET-Ausgangswiderstand), $Q_L X_C$ – Verlustwiderstand des Schwing-

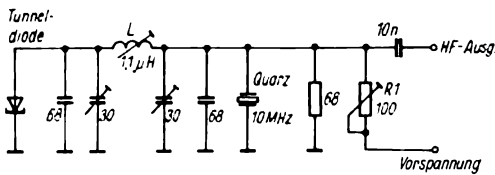


Bild 7.133
Tunnel dioden-Quarzoszillator

kreises (Q_L – Leerlaufgüte, $X_C = 1/\omega_0 C$), dem Widerstand $R_S (n_T/n_R)^2$ als transformiertem Gate-Sourcewiderstand, der ebenfalls parallel liegt und dem transformierten Lastwiderstand R'_L . Die Parallelschaltung aller dieser Widerstände wird mit R_D bezeichnet, für das minimale Übersetzungsverhältnis ergibt sich

$$(n_T/n_R)_{\min} = (SR_D/2) - (S^2 R_D^2/4) - (R_D/R_S)$$

und für die Anschwingsteilheit $S \geq 2/\sqrt{R_D R_S}$. Damit kann der Oszillator dimensioniert werden.

Obwohl ihr Einsatz auf einige Spezialfälle beschränkt ist, stellt die Tunnel diode ein Element mit negativem Widerstand zur Anfachung von Schwingungen dar. Eine Oszillatorschaltung mit einem Quarz als frequenzbestimmendem Element für $f = 10$ MHz und einer Tunnel diode zeigt Bild 7.133. Damit Schwingungen angefacht werden, muß der Lastwiderstand größer als der erreichbare negative Widerstand der Tunnel diode sein. Es ist also der Serienwiderstand des Quarzes (etwa 10...50 Ω) über ein Anpaßnetzwerk hochzutransformieren, denn übliche Tunnel dioden haben je nach Typ negative Widerstände zwischen 100 Ω und 1000 Ω . Gut geeignet zur Anpassung sind Viertelwellenlängentransformatoren ($\lambda/4$), bei denen $Z_{\text{ein}} Z_{\text{last}} = Z_0^2$ gilt. Hat

also beispielsweise die Tunnel diode $R_n = 150 \Omega$ und der Quarz $R_Q = 8 \Omega$, ergibt sich $Z_0 = \sqrt{150 \cdot 8} = 35 \Omega$. Damit lassen sich die L - und C -Werte für die Resonanzfrequenz 10 MHz ermitteln: $L = 1/\omega C = Z_0$.

In unserem Beispiel $L = 1,1 \mu\text{H}$ und $C = 220 \text{ pF}$. $R = 68 \Omega$ und $R_1 = 100 \Omega$ legen den Gleichstromarbeitspunkt der Tunnel diode fest. Man kann nun noch die erzeugte HF-Leistung berechnen:

$$P_{\max} = \frac{(I_h - I_t) R_d}{8}$$

mit I_h = Höckerstrom, I_t = Talstrom und R_d negativer Widerstand für ein Beispiel also: $I_h = 2 \text{ mA}$, $I_t = 0,3 \text{ mA}$, $R_d = 150 \Omega$ ergibt $P_{\max} = 54 \mu\text{W}$. Die errechnete Kapazität 220 pF stellt die Summenkapazität dar, in ihr sind die Eigenkapazitäten der Tunnel diode und des Quarzes enthalten. Mit den Trimmern und einem Kern in der Spule kann auf optimales Schwingen abgeglichen werden. Ein solcher Oszillator hat geringen Stromverbrauch und gute Frequenzkonstanz. Da frequenzstabile Oszillatoren mit Quarzen weit verbreitet sind, sollen hier einige Beispiele für realisierte Quarzoszillatoren angeführt werden. Der Quarz kann als mechanisches Äquivalent eines Schwingkreises mit sehr hoher Güte aufgefaßt werden.

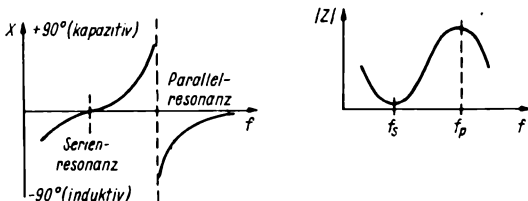


Bild 7.134
Scheinwiderstandsverlauf eines Schwingquarzes

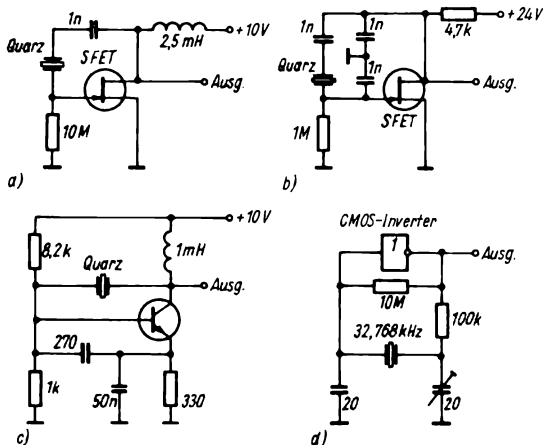


Bild 7.135
Grundschaltungen von Quarzoszillatoren; a – Pierce-Oszillator, b – Colpitts-Oszillator, c – Colpitts-Oszillator mit bipolarem Transistor, d – Oszillator mit CMOS-Inverter

Wie aus Bild 7.134 ersichtlich ist, hat ein Schwingquarz 2 nahe beieinander liegende Resonanzen, eine Reihenresonanz und eine Parallelresonanz, die etwa 1% auseinander liegen. Die Güte eines Quarzes liegt bei 5 000...20 000. Man kann in Oszillatorschaltungen beide Resonanzen zur Schwingungserregung benutzen. Im Bild 7.135 sind Quarzoszillatoren mit SFETs, Bipolartransistoren und CMOS-Gattern dargestellt. Obwohl die CMOS-Gatter nicht für einen solchen analogen Einsatz vorgesehen sind, reicht die Verstärkung bei einem mittleren Arbeitspunkt zur Schwingungserzeugung aus. Benutzt man 3 Inverter aus dem CMOS-Schaltkreis V 4007, so läßt sich ein geregelter Quarzoszillator hoher Konstanz mit geringem Stromverbrauch aufbauen. Die Schaltung zeigt Bild 7.136. Sie besteht aus dem eigentlichen Oszillator mit

D1, dessen Betriebsspannung und damit dessen Verstärkung geregelt wird. Liegt an ihm eine Spannung von etwas über 4 V, so ist die Schleifenverstärkung im Oszillator etwa 10, bei 5 V nur noch 0,75. D2 dient als Pufferstufe ausgangsseitig, und die erzeugte HF-Spannung von rund 1 V wird über eine Diode gleichgerichtet und in D3 soweit verstärkt, daß sie als Betriebsspannung für D1 dienen kann. Der Umsetzungswirkungsgrad der Diodenschaltung ist 0,43. Es ergibt sich für die Ausgangsspannung die Beziehung

$$U_a = \left(\frac{1}{2} - \frac{R_4}{R_4 + R_5} \right) U_{CC} + U_D,$$

und mit $U_{CC} = 5 \text{ V}$ und $U_D = 0,5 \text{ V}$ wird $U_a = 0,76 \text{ V}$. Die am Quarz auftretende Leistung beträgt rund $1 \mu\text{W}$. Die Ausgangsimpedanz des Oszillators bei geschlossener Regelschleife erreicht 100Ω .

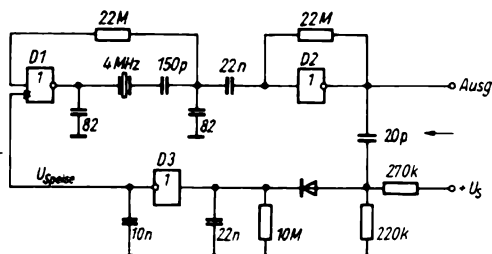


Bild 7.136
Geregelter CMOS-Quarzoszillator

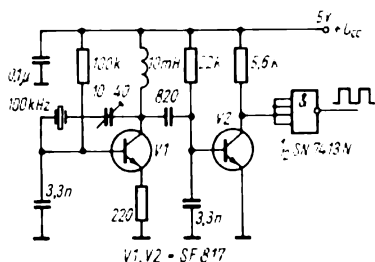


Bild 7.137

TTL-Quarzoszillator für 100 kHz

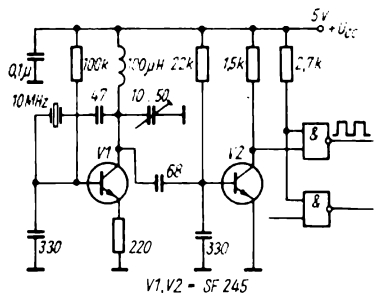


Bild 7.138

TTL-Quarzoszillator für 10 MHz

Mit dem international üblichen Interface-Schaltkreis SN 75450N lassen sich Quarzoszillatoren für TTL-Systeme aufbauen, da er 2 Transistoren und 2 Gatter enthält, deren Anschlüsse getrennt herausgeführt sind. Es lassen sich auch Transistoren des Arrays B 340 und Gatter der D-100-Serie hierfür einsetzen. Im Bild 7.137 ist ein 100-kHz-Quarzoszillator dargestellt, dem ein Schmitt-Trigger SN 7413 nachgeschaltet ist. Die erzeugte Oszillatorfrequenz wird über einen kapazitiven Spannungsteiler dem Transistor V2 zugeführt und durch den Trigger in eine Rechteckspannung verwandelt. Mit dem Trimmer in Reihe zum Quarz wird die exakte Frequenz eingestellt. Bei dem in Bild 7.138 dargestellten 10-MHz-Quarzoszillator wird der Schaltkreis SN 75450 komplett eingesetzt, dabei werden die integrierten Einzeltransistoren

V1 und V2 im Frequenzbereich bis 20 MHz als schnelle Schalter genutzt. Der IS kann auch durch 2 SF 245 und Standard-TTL-Gatter nachgebildet werden. Die Gatter sollten nur mit einem Fan-out von 3...5 belastet werden. Der Einfluß der Betriebsspannung ist im Bereich 4...5 V äußerst gering ($< 2 \cdot 10^{-6}/V$). Wenn man die Versorgungsspannung auf $\pm 5\%$ konstant hält, beträgt die maximale Frequenzabweichung $\pm 5 \cdot 10^{-7}$. Bei üblichen Quarzen ist der Temperaturkoeffizient der Frequenz im Bereich um 10^{-6} .

Als praktische Anwendung eines HF-Oszillators ist im Bild 7.139 ein einfaches Kapazitätsmeßgerät dargestellt. Ein SF 216 erzeugt eine Frequenz im Bereich 400...600 kHz. Der unbekannte Kondensator wird in einem Spannungsteiler angeordnet und die an ihm abfallende Spannung mit einem Diodenvoltmeter gemessen. Das Gerät hat 2 Meßbereiche: 0...100 pF und 0...10 nF. Der Oszillator arbeitet in Emitterschaltung. Bei Benutzung eines Mikroamperemeters 0...100 µA liegt R_1 in den Grenzen von 40...60 kΩ. Die Anzapfung an der Spule liegt bei 40...60 % der Gesamtwindungszahl. Mit dem Schichtdrehwiderstand wird das Instrument bei abgeschaltetem Kondensator C_x auf Vollausschlag eingestellt. Mit einer Taste läßt sich ein Kalibrierkondensator $C_k = 100$ pF einschalten. Damit muß das Instrument auf eine Marke eingeregelt werden. Die benutzte Schwingkreisspule L_1 sollte eine Güte von 150...250 bei $f = 500$ kHz haben. Auf einen Ferrit-Topfkern 23×17 wickelt man 120 Wdg. Litze $12 \times 0,07$ CuBB. Die Induktivität sollte bei 0,6...1,1 mH liegen. Die Skala verläuft wie bei einem Ohmmeter, die höheren Werte befinden sich am Anfang der Skala (kleinere Spannungsabfälle an größeren Kapazitäten). Mit 2 datengleichen Transistoren lassen sich 2polige Oszillatoren aufbauen, deren Schaltungen die Bilder 7.140 a und b zeigen. In a wird ein Parallelresonanzkreis

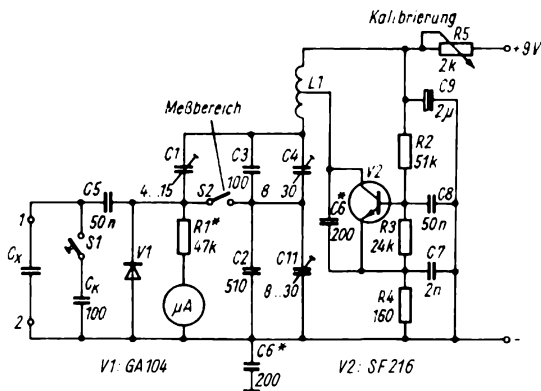


Bild 7.139
HF-Oszillator als Kapazitätsmesser

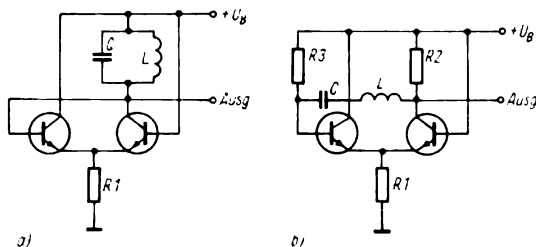


Bild 7.140
Zweipolige Oszillatorschaltung; a – mit Parallelresonanzkreis, b – mit Serienresonanzkreis

erregt, im Teilbild b ein Reihenresonanzkreis. Der Widerstand R_1 kann nach der Beziehung $R_1 \approx R_{\text{res}}(U_B - U_{\text{BE}})/2U_{\text{BE}}$ ermittelt werden. Dabei ist R_{res} der Resonanzwiderstand des Kreises. Die Widerstände R_2 und R_3 sollten gleiche Größenordnung wie R_{res} haben. Zum Abschluß dieses Abschnitts wird ein praktisch ausgeführter LC-Oszillator für eine Frequenz von 1 MHz mit einer Ausgangsspannung von $U_{\text{SS}} = 2 \text{ V}$ beschrieben (Bild 7.141). Mit R_v wird die Sinusform der erzeugten HF eingestellt, man kann einen Klirrfaktor von 3 % erreichen. Man führt die Rückkopplung über induktive Anzapfungen und die Anpassung an 50 Ω Ausgangswiderstand kapazitiv aus. Der Stromverbrauch bei $U_s = 9 \text{ V}$ beträgt 2,5 mA.

Bei einer geeigneten Gestaltung der Rückkopplung und eines RC-Gliedes kann man einen impulsförmig schwingenden Oszillator aufbauen, den Sperr-

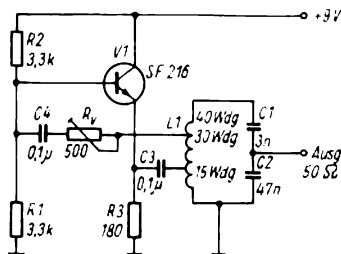


Bild 7.141
1-MHz-Oszillator

schwinger. Seine Schaltung in 2 Varianten zeigt Bild 7.142. Beim Einschalten fließt nur ein geringer Strom durch die Kollektorewicklung. Durch richtige Polung und enge Kopplung der Basiswicklung erreicht man, daß eine positiv ansteigende Spannung auf die Basis gekoppelt wird. Diese öffnet den Transistor so weit, bis er in die Sättigung gelangt. In diesem Moment wird keine Spannung

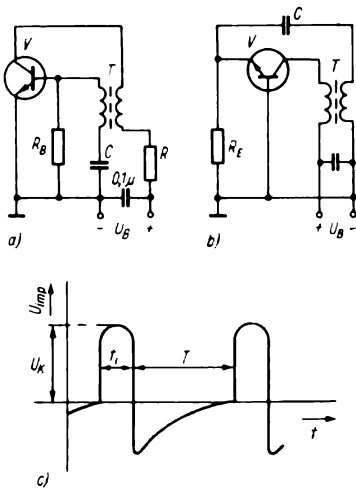


Bild 7.142

Transistorsperrschwinger; a – Emitterschaltung, b – Basisschaltung, c – Impulsform des Transistorsperrschwingers

mehr in den Basiskreis gekoppelt, der Transistor ist also gesperrt. Nach einer durch R_B bzw. R_E und C festgelegten Zeit öffnet er wieder, und der Zyklus beginnt von neuem. Im Bild 7.142c ist die Kollektorspannungsform als Zeitfunktion dargestellt. Man erkennt, daß kurze Leitzeiten von langen Sperrzeiten abgelöst werden. Die Eigenschaften des Übertragers, wie Streuinduktivität, Kernverlust und Frequenzgang, bestimmen den Charakter der Leitzeit. Die Sperrzeit wird durch das RC -Glied festgelegt. Man kann den Sperrschwinger als einen entarteten LC -Oszillator mit einem RC -Zeitglied auffassen, er ist gut zur Erzeugung kurzer Impulse geeignet. Man bemißt den Transformator so, daß er vom Kollektor auf den Basiskreis 3 : 1 bis 5 : 1 übersetzt. Die erzeugten Impulse haben Zeitdauern von einigen μs und Tastverhältnisse von 20 bis 1000, je nach Dimensionierung des RC -Gliedes. Der in Reihe mit der Kollektorstromwicklung liegende Widerstand R dient zur Kollektorstrombegren-

zung, er ergibt sich zu $R = U_B / I_{C_{max}}$. Die Minimalinduktivität der Kollektorstromwicklung errechnet sich nach der Formel

$$L > \frac{\ddot{u}^2 R_e}{\omega_B (\ddot{u} \beta_0 - 1)} = L_{min}$$

Dabei ist $R_e = r_b + r_e (1 - \alpha_0)$ der Eingangswiderstand des Transistors in Emitterschaltung. Die praktisch eingebaute Induktivität soll $3 L_{min}$ nicht unterschreiten. Die Größe von C ergibt sich zu

$$C = \frac{t_i^2 (1 - k^2)}{\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)^2 L}$$

mit $k = R t_i / L$ und $\varphi = \arctan \frac{1}{\sqrt{k^2 - 1}}$

für $k > 3$ kann vereinfacht werden zu

$$C \approx \frac{t_i^2}{L \left(\frac{\pi}{2} - \frac{1}{k}\right)^2} \quad \text{und} \quad R_b = \tau / C.$$

Als Beispiel soll ein Sperrschwinger für 1000 Hz Folgefrequenz, 10 μs Impulsdauer und 10 V Ausgangsspannung berechnet werden. Es muß ein Transistor mit einer β -Grenzfrequenz größer 100 kHz eingesetzt werden, denn es gilt näherungsweise $t_i = 1/f_\beta$. Die Transistordaten seien: $\alpha_0 = 0,96$, $I_{C_{max}} = 10 \text{ mA}$, $r_b = 300 \Omega$, $r_e = 30 \Omega$ und $f_\beta = 300 \text{ kHz}$. Man wählt die Betriebsspannung zu $U_B = 1,2 U_{CC} = 12 \text{ V}$ (U_{CC} – Kollektorimpulsamplitude 10 V). R wird dann 1,2 k Ω . Das Übersetzungsverhältnis legt man mit $\ddot{u} = 4$ fest. Der Eingangswiderstand wird $R_e = 1,05 \text{ k}\Omega$. Die minimale Kollektorkreisinduktivität ergibt sich zu 70 μH , man wählt 240 μH . Die Hilfsgröße k ergibt sich zu $k = 50$, demzufolge kann man mit der vereinfachten Beziehung für C rechnen, und man erhält $C = 0,16 \mu F$. Der Basiswiderstand wird dann noch $R_B = \tau / C = 6,2 \text{ k}\Omega$. Damit ist der Sperrschwinger dimensioniert. Als Übertrager benutzt man einen Ferritring-

kern oder einen Schnittbandkern kleiner Abmessung und geringer Streuung.

Führt man den Übertrager mit 3 Wicklungen aus, ist die niederohmige Impulsauskopplung über die Tertiärwicklung möglich. Ein praktischer Übertrager hat einen Schnittbandkern von 10×20 mit Querschnitt 5×5 und je 300 Wdg. 0,15 CuL. Es ist auch ein Ferritringkern von 10 mm Durchmesser mit $\mu = 1000$ einsetzbar.

7.9. Transistoren als Schalter

Die bisherigen Anwendungen betrafen das Kleinsignalverhalten und die Leistungsverstärkung im linearen Bereich. Dabei werden durch thermische Prozesse und Sperrschichteigenschaften Grenzen für eine weitere Steigerung der im Transistor umgesetzten Leistung gezogen.

Ganz anders sehen die Anwendungsfälle aus, bei denen auf eine stetige Steuerung des Transistors verzichtet wird und nur 2 Zustände von Interesse sind:

1. Eingeschalteter Zustand, der Innenwiderstand soll möglichst klein sein.
2. Ausgeschalteter Zustand, der Innenwiderstand und die Kollektorsperrspannung sollen möglichst hoch sein.

Ein mechanischer Schalter erfüllt diese Forderungen sehr gut, er hat im geschlossenen Zustand einige m Ω Übergangswiderstand, im geöffneten Zustand einige $10^8 \Omega$ Isolationswiderstand. Betrachtet man dagegen das Kennlinienfeld eines Leistungstransistors, kann man 2 Grenzzustände unterscheiden: Im ausgeschalteten Zustand liegt die höchste vorkommende Sperrspannung an der Kollektorsperrschicht, doch es fließt ein vom Material (Si oder Ge) und der Basiskreisbeschaltung abhängiger Reststrom. Für den eingeschalteten Zustand bleibt eine Restspannung am Transistor bestehen. Die im Bild 7.143 für die Emitterschal-

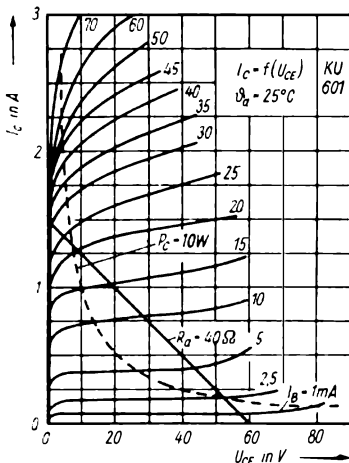


Bild 7.143

Kennlinien des Si-Leistungstransistors KU 601 (R_a -Gerade schneidet Ordinate bei $A \cong I_c = 1,5 \text{ A}$ und die Abszisse bei $B \cong U_{ce} = 60 \text{ V}$)

tung angegebenen Kennlinien des Si-Leistungstransistors KU 601 (ČSSR) lassen das erkennen. Die eingezeichnete Grenzleistungshyperbel für $P_c = 10 \text{ W}$ begrenzt den für lineare Leistungsverstärkung ausnutzbaren Bereich. Die Kennlinien münden bei kleinen Kollektorspannungen in eine Gerade ein, die einen inneren Leistungswiderstand R_{iL} definiert. Bei einem Kollektorstrom von 1 A bleibt eine Restspannung von 1,5 V am Kollektor bestehen, so daß $R_{iL} = 1,5 \Omega$ wird. Will man einen Strom von 1,5 A schalten, liegt der Arbeitspunkt für «Ein» bei A. Die in diesem Punkt im Transistor umgesetzte Leistung beträgt $P_v = U_{ce} I_c = 2,25 \text{ W}$. Für einen idealen Schalttransistor muß man geringe Sättigungsspannung und kleinen inneren Leistungswiderstand fordern. Diese Bedingungen erfüllt am besten der Si-Epitaxial-Planartransistor. Der dem ausgeschalteten Zustand entsprechende Arbeitspunkt liegt bei B, es fließt ein geringer Reststrom, und die Kollektorsperrschicht wird mit der maximalen Sperrspannung belastet. Bei modernen Schalt-

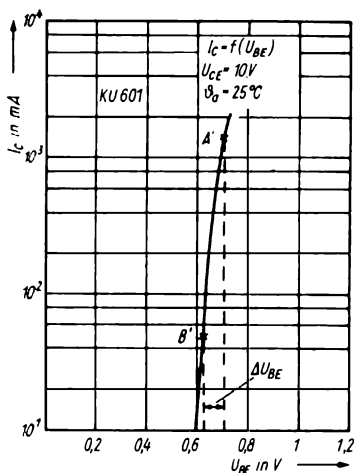


Bild 7.144
Eingangskennlinie des KU 601

transistoren kann Punkt B bei 700 V liegen, es sind Durchbruchspannungen bis 1 500 V technologisch erreichbar. Zur Ermittlung des Außenwiderstands werden die Punkte A und B durch eine Widerstandsgerade verbunden, es ergibt sich $R_L = 40 \Omega$. Die dabei erzielbare Leistung ist $P_L = 0,5 I_C U_a = 45 \text{ W}$ bei Rechteckspannung mit einem Schaltverhältnis von 1 : 1. Hieraus ist der Vorteil des geschalteten Betriebs zu erkennen, denn man kann mit einem Transistor von 10 W Kollektorverlustleistung eine Nutzleistung von 45 W erhalten.

Da die Außenwiderstandsgerade oberhalb der Grenzleistungshyperbel verläuft, muß eine Zusatzforderung des Schaltbetriebs erfüllt werden: Der Übergang vom Punkt A zum Punkt B hat in der kürzest möglichen Zeit zu geschehen. Im Eingangskennlinienfeld kann man die für diese Betriebsart notwendige Steuerleistung bestimmen, denn ein Transistor-schalter arbeitet nicht leistungslos. Bild 7.144 zeigt die Eingangskennlinie des KU 601. Mit einer Basisspannungsänderung von 0,1 V und einer Basisstromänderung von 45 mA erfolgt der Über-

gang vom Punkt A zum Punkt B. Damit wird die Eingangsleistung $P_e = 0,045 \cdot 0,1 \text{ W} = 4,5 \text{ mW}$ – das bedeutet eine Leistungsverstärkung von 10^4 ! Moderne Leistungstransistoren haben R_{iL} -Werte von 0,05...5 Ω , Sperrspannungen bis 2 kV und Sperrwiderstände im M Ω -Bereich. Man kann mit ihnen Leistungen bis 1 kW schalten. Ein Transistor für die Horizontalablenkstufe eines Farbfernsehempfängers ist der SU 160, er hat bei $R_{BE} < 100 \Omega$ und Impulsbelastungen mit $t_i < 20 \mu\text{s}$ eine Spitzensperrspannung $U_{CERM} = 1500 \text{ V}$. Sein Kollektorspitzenstrom darf 7,5 A sein, bei $I_C = 4,5 \text{ A}$ und $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ist $h_{21E} = 2,3$, die Transistfrequenz $f_T = 3 \text{ MHz}$, die Abfallzeit des Kollektorstroms 0,7 μs . Man gibt bei derartigen schnellen Schalttransistoren die zulässigen sicheren Arbeitsbereiche an (Bild 7.145). Dabei ist der Bereich I der Gleichstrombetrieb, Bereich II der Impulsbetrieb mit einem Tastverhältnis von 1 : 100, wobei mit kürzer werdender Impulsdauer eine höhere Strombelastung möglich ist, wie die Geraden für t_p bis 0,005 ms zeigen. Schließlich ist noch eine Betriebsart III möglich, wo für Impulse

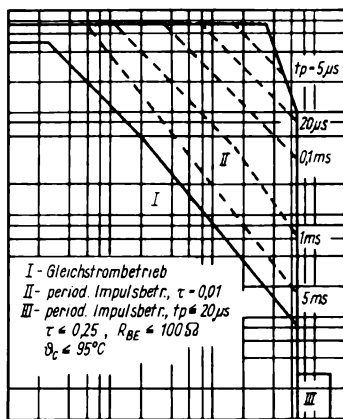


Bild 7.145
Zulässiger sicherer Arbeitsbereich des Leistungstransistors SU 160

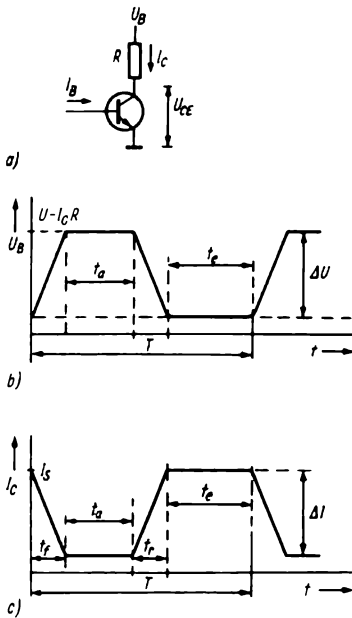


Bild 7.146

Linearisierte Schaltimpulsverläufe bei Leistungsschaltern; a – Grundschaltung, b – Kollektorspannungsverlauf, c – Kollektorstromverlauf (für U_B lies U_S)

$t_p < 20 \mu s$ und ein Tastverhältnis 0,25 und niedrigen Basiswiderstand bei Spannungen um 1 000 V Ströme von einigen mA schaltbar sind.

Bild 7.146 zeigt Strom- und Span-

nungsverläufe bei einem linearen Schalter und trapezförmigen Impulsen. Die am Kollektor auftretende Leistung ist

$$P = \frac{1}{T} \int u i d t$$

oder

$$P = I_S U_S + (\Delta U I_S - U_S \Delta I) \left(\frac{2 t_a + t_r + t_f}{2 T} \right) - \Delta U \Delta I \left(\frac{3 t_a + t_r + t_v}{3 T} \right),$$

wobei $\Delta U = U_B - I_0 R - U_S$, $\Delta I = I_S - I_0$ und $T = t_r + t_a + t_r + t_e$ ist. Wenn $U_S = 0$ und $I_0 = 0$ angenommen werden, ist die Leistung während eines Zyklus nur durch die Übergänge definiert, so daß unter diesen Umständen gilt:

$$P = \frac{U_S I_S}{6} \left(\frac{t_r + t_f}{T} \right).$$

Wenn t_a und t_e auf Null reduziert werden, gilt $T = t_r + t_f$. Mit heute üblichen Si-Transistoren lassen sich Schaltzeiten von einigen 10 ns erreichen. Beispielsweise beträgt für den npn-Epitaxialtransistor SS 108 die Grenzfrequenz $f_T = 300$ MHz. An einem Kollektorwiderstand von 270Ω erzielt man bei $I_C = 10$ mA und $I_B = 3$ mA eine Dauer der Einschaltflanken von 15...40 ns und der Ausschaltflanken von 35...75 ns. Die oszillografische Meßschaltung ist in Bild 7.147 darge-

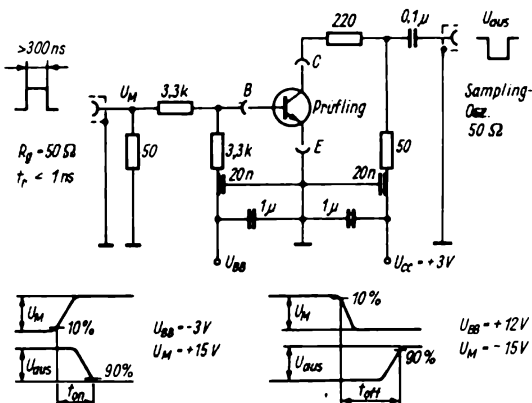


Bild 7.147

Meßschaltung zur Bestimmung der Schaltzeiten eines Schalttransistors

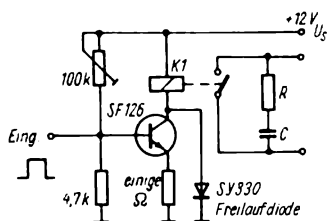


Bild 7.148
Transistor-Relais-Stufe

stellt. Dabei wird vom Testimpulsgenerator eine Flankensteilheit von 1 ns und vom Oszillografen eine Bandbreite > 500 MHz gefordert. Messungen an solchen schnell schaltenden Bauelementen sind daher vom Amateur kaum durchzuführen. Zur Vergrößerung der Anzugsempfindlichkeit von Relais oder auch zur Pegelanpassung von Relaisstufen an IS-Schaltkreisfamilien setzt man Transistor-schaltstufen ein, die nach Bild 7.148 aufgebaut sind. Man spannt den Transistor so vor, daß etwa $1/10$ des Anzugsstromes durch ihn fließt. Damit ist das Relais sicher abgefallen. Durch Anlegen einer positiven Schaltspannung geeigneter Größe an die Basis wird dieser Transistor geöffnet, und das Relais zieht an. Nimmt man einen mittleren Anzugsstrom von $50 \dots 100$ mA bei 12 V und Großsignalstromverstärkungen von $10 \dots 50$ an, ergeben sich Steuerströme von $1 \dots 10$ mA. Damit hat sich die Anzugsempfindlichkeit des Relais um den Faktor $10 \dots 1000$ erhöht. Da die Relaispule eine Induktivität aufweist, tritt beim Abschalten ein induktiver Spannungsstoß auf, dessen Amplitude $U_i = -L(dI/dt)$ beträgt. Ohne Schutzbeschaltung kann die Abschaltspannung bei einem 12-V-Kraftfahrzeug-Relais in $10 \mu s$ etwa 1400 V betragen, so daß ein üblicher Schalttransistor zerstört wird. Man verringert die hohe Abschaltspannung mit folgenden Verfahren:

1. Parallelschalten eines größeren Kondensators, der den ganzen Prozeß verlangsamt und damit dI/dt verkleinert.
2. Parallelschalten eines spannungsabhängigen Widerstandes (VDR, Varistor) zur Spule bzw. zum Transistor. Allerdings spricht der Varistor erst nach $1 \dots 10$ ms an. Schwingungen treten auf Grund der starken Bedämpfung des induktiven Kreises nicht auf.
3. Parallelschalten einer Si-Diode (möglichst schnell schaltend) zur Spule. Die Ansprechzeit liegt hier bei $5 \dots 15 \mu s$. Es erfolgt eine ausgezeichnete Begrenzung der Überspannung.
4. Parallelschalten einer Leistungs-Z-Diode zur Spule. Allerdings hat diese Z-Diode auf Grund der Ladungsspeicherung eine größere Ansprechzeit mit ≈ 20 ms.

Die einfachste Lösung stellt die sogenannte Freilaufdiode parallel zur Kollektorsperschicht mit einer Si-Gleichrichterdiode SY320 oder SY330 dar. Bei diesen Dioden wird die Sperrspannung entsprechend dem Einsatzfall und der Strom entsprechend dem Relaisanzugsstrom gewählt. Der Relaiskontakt wird dann für induktive Lasten auch noch mit einer RC-Beschaltung zur Funkenlöschung versehen. Dabei gibt es «Faustregeln» für die Dimensionierung von R und C .

$$C = I^2/10 \text{ (in } \mu F \text{)}$$

$$R = U/10I (1 + 5/I) \text{ (in } \Omega \text{)}$$

Hierfür ein Beispiel: $I = 2$ A ergibt $C = 0,4 \mu F$ und $U = 220$ V ergibt $R = 77 \Omega$.

Beim Anschalten eines Relais an den Zeitgeberschaltkreis B555 muß neben der Freilaufdiode noch eine Trenndiode eingesetzt werden, wenn der induktive Außenwiderstand nach Masse geschaltet ist. Die ausgeführte Schaltung zeigt Bild 7.149. Sie dient als Unterbrechersimulator für den Test elektronischer Zündsysteme. Das Reedrelais RGK 66

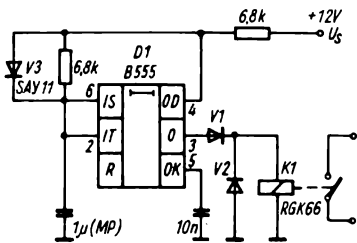


Bild 7.149
Relaisanschlutung an den Zeitgeberschalt-
kreis B 555

für 12 V kann bis zu Frequenzen von 200 Hz den Unterbrecher des Fahrzeugs nachbilden. Man kann mit diesem Generator die dynamischen Eigenschaften der Zündsysteme oszillografisch testen. Die Schaltung ist einfach und leicht aufzubauen.

Schaltet man vor den Schalttransistor noch einen MOSFET, kann man eine Relaisbetätigung über Sensortasten durchführen. Als Taste dienen 2 isolierte Elektroden, die mit dem Finger berührt werden. Der Übergangswiderstand der Haut liegt bei einigen 100 kΩ. Wenn dieser Widerstand zwischen Gate und Betriebsspannung liegt (das Gate ist über einen hochohmigen Widerstand geerdet und damit der MOSFET im Ruhezustand gesperrt), wird der MOSFET (Bild 7.150) geöffnet. Die Sensortaste kann man aus kupferkaschiertem Leiterplattenmaterial herstellen – entweder 2 benachbarte

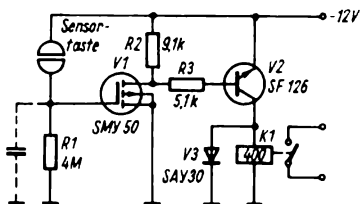


Bild 7.150
Relaisstufe mit Sensortaste

Halbkreise oder 2 konzentrische Kreise ausätzen und durch Drähte mit der Schaltung verbinden –, sie kann zur HF-Ableitung mit einem Styroflexkondensator von 100 pF überbrückt werden. Durch die Berührung der Taste wird V1 eine negative Gate-Source-Spannung zugeführt, wodurch der Drainstrom einen Spannungsabfall an R_2 hervorruft, V2 öffnet, damit zieht das Relais an. Im Falle eines Ein-Aus-Schalters werden 2 Sensortasten nach Bild 7.151 angeordnet. Der Selbsthaltekontakt des empfindlichen Relais (Wicklungswiderstand 5 kΩ, Anzugstrom einige mA) bewirkt die Einschaltung des 2. Steuerkreises, der durch Berühren von «AUS» das Relais K1 zurücksetzt. Dabei ist der Spannungsteiler R_2 , R_3 in der Weise zu dimensionieren, daß V2 durchschaltet (also etwa 2 mA Drainstrom zieht) und daß durch Berühren von «AUS» sicher gesperrt wird.

Wenn ein schnelles Schalten erforderlich ist, benutzt man zum Auslösen des Relais eine Kippschaltung. Man kann mit einer solchen Auslöseschaltung unabhängig von der Änderungsgeschwindigkeit der Eingangsspannung zu einem festgelegten Spannungswert schnell und sicher schalten.

Eine häufig verwendete Schaltung ist der gleichstromgekoppelte *Schmitt-Trigger*. Da er auch als Impulsformer in integrierten Schaltkreisen verwendet wird, soll er näherungsweise berechnet werden.

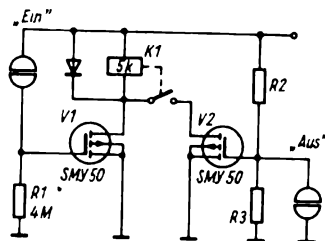


Bild 7.151
Ein-Aus-Schalter mit Sensortasten

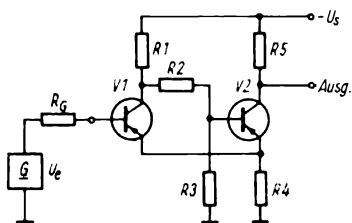


Bild 7.152
Schmitt-Trigger mit Si-pnp-Transistoren

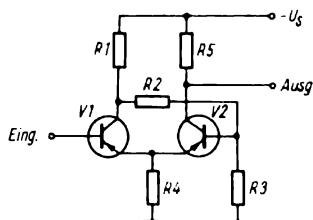


Bild 7.153
Schmitt-Trigger als Differenzverstärker

Die Berechnung kann nach einem vereinfachten Verfahren erfolgen, da moderne Siliziumtransistoren hohe Stromverstärkungsfaktoren und vernachlässigbar kleine Kollektorströme haben. Geht man von Si-pnp-Transistoren, z. B. SC 307...SC 309 und $\beta > 150$ aus, kann man die Schaltung nach Bild 7.152 in die Form des emittergekoppelten (long-tail) Gegentaktverstärkers mit positiver Rückkopplung vom Kollektor von V1 auf die Basis von V2 nach Bild 7.153 umzeichnen. Der Zustand der Schaltung hängt von den Basisspannungen ab, der Transistor mit der negativeren Basisspannung ist angeschaltet, der andere ist gesperrt. Nimmt man an, die Basisspannung an V1 ist 0 V, so ist er gesperrt, die Basisspannung von V2 wird durch den Spannungsteiler R_1 , R_2 und R_3 festgelegt. Der Emittterstrom fließt durch R_4 über den Transistor V2 in den Kollektorwiderstand R_5 . Wird jetzt die Basisspannung von V1 so

weit erhöht, daß sie etwa gleich der Basis-spannung von V2 wird, beginnt an diesem Punkt der Transistor V1 zu leiten. Damit fließt Emittterstrom über R_4 in den Kollektorwiderstand R_1 . Der sich ergebende Spannungsabfall über R_1 verringert die Basisspannung von V2 so, daß dieser in den anderen Zustand gebracht wird. Beim Sperren von V1 ist:

Basisspannung von V2

$$U_{BV2} = U_{\text{ein}} = \frac{U_S \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$\text{und damit } R_3 = \frac{U_{\text{ein}}}{U_S - U_{\text{ein}}} (R_1 + R_2).$$

Der Kollektorstrom von V2 wird:

$$I_{C2} = \frac{U_{\text{ein}} - U_{BE}}{R_4}$$

und damit

$$R_4 = \frac{U_{\text{ein}} - U_{BE}}{I_{C2}}.$$

Die Ausgangsspannung U_a ist dann $U_a = I_{C2} R_5$ und damit $R_5 = U_a / I_{C2}$.

Wenn die Eingangsspannung so groß ist, daß V1 ein und V2 aus ist, verringert sich mit kleiner werdender Eingangsspannung auch der Strom durch V1. Dies bewirkt eine Erhöhung der Basisspannung von V2. Hat die Eingangsspannung den Wert U_{aus} erreicht, ist auch die Basisspannung von V2 bei U_{aus} . V1 schaltet ab und bringt die Schaltung in den anderen Schaltzustand. Es ergibt sich

$$I_{C1} = \frac{U_{\text{aus}} - U_{BE}}{R_4},$$

und bei Basisspannung von

$$U_{BV2} = U_{\text{aus}} = \frac{(U_S - I_{C1} R_1) R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

und damit

$$R_3 = \frac{U_{\text{aus}}}{U_S - I_{C1} R_1 - U_{\text{aus}}} (R_1 + R_2).$$

Setzt man diese Beziehung mit der für U_{ein} gleich, kann man R_1 errechnen:

$$\frac{U_{\text{ein}}}{U_S - U_{\text{ein}}} = \frac{U_{\text{aus}}}{U_S - I_{C1} R_1 - U_{\text{aus}}}$$

$$R_1 = \frac{U_S (U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}})}{U_{\text{ein}} I_{C1}}$$

Der Schaltspunkt liegt um etwa 100 mV höher, damit wird R_1 exakter:

$$R_1 = \frac{U_S (U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}} + 0,1 \text{ V})}{U_{\text{ein}} I_{C1}}$$

R_3 war schon definiert. R_2 kann man beliebig wählen, nur muß der Querstrom groß gegenüber dem Basisstrom von V2 bleiben. In den meisten Fällen genügt es, wenn man $R_2 = R_1$ festlegt. Die Ausgangswerte zur Berechnung sind Betriebsspannung U_S , die Ausgangsspannung U_a und der Ausgangsstrom I_a . Die beiden Schaltspannungspegel U_{aus} und U_{ein} bestimmen die Dimensionierung. Zuerst wird R_4 berechnet, dann R_5 , danach I_{C1} festgelegt und R_1 berechnet, dann R_2 gewählt und schließlich R_3 bestimmt. Als Beispiel wird mit den Si-pnp-Transistoren SC 307 ($\beta > 50$) ein Schmitt-Trigger für $U_S = 12 \text{ V}$, eine Schaltspannung von $U_{\text{ein}} = 4,5 \text{ V}$ und $U_{\text{aus}} = 2,5 \text{ V}$ (Hysteresis also 2 V) und eine Ausgangsamplitude von $U_a = 4 \text{ V}$ bei $I_a = 1 \text{ mA}$ berechnet. Es ist $I_a = I_{C2} = 1 \text{ mA}$ und weiter:

$$R_4 = \frac{U_{\text{ein}} - U_{\text{BE}}}{I_{C2}} = \frac{4,5 - 0,6}{1} \text{ k}\Omega = 3,9 \text{ k}\Omega,$$

$$R_5 = \frac{U_a}{I_{C2}} = \frac{4}{1} \text{ k}\Omega = 4 \text{ k}\Omega \approx 3,9 \text{ k}\Omega,$$

$$I_{C1} = \frac{U_{\text{aus}} - U_{\text{BE}}}{R_4} = \frac{2,5 - 0,6}{3,9} \text{ mA} = 0,48 \text{ mA},$$

$$R_1 = \frac{U_S (U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}} + 0,1 \text{ V})}{U_{\text{ein}} I_{C1}}$$

$$= \frac{12 (4,5 - 2,5 + 0,1)}{4,5 \cdot 0,48} \text{ k}\Omega = 11,6 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = R_1 = 11,6 \text{ k}\Omega (\approx 12 \text{ k}\Omega)$$

und schließlich

$$R_3 = \frac{U_{\text{ein}}}{U_S - U_{\text{ein}}} (R_1 + R_2) = \frac{4,5}{12 - 4,5} (12 + 12) \text{ k}\Omega = 14,4 \text{ k}\Omega \approx 15 \text{ k}\Omega.$$

Bei der praktisch ausgeführten Schaltung ergab sich $U_{\text{ein}} = 4,4 \text{ V}$ und $U_{\text{aus}} = 2,5 \text{ V}$ bis zu einer Umgebungstemperatur von $+50^\circ \text{C}$. Damit ist die Schaltung vollständig dimensioniert.

Ein 2. Beispiel soll für einen Kollektorstrom von $10 \mu\text{A}$, $U_S = 5 \text{ V}$, $U_a = 3,5 \text{ V}$ und einer Hysteresis von $0,1 \text{ V}$ bei $U_{\text{ein}} = 2,5 \text{ V}$ gerechnet werden. Eine solche stromarme Schaltung ist in Verbindung mit CMOS-Schaltkreisen bzw. OPVs der Art B 176 von Bedeutung, aber auch für generelle Anwendung mit Batterieversorgung. Es ergeben sich folgende Widerstandswerte:

$$R_4 = \frac{2,5 - 0,5}{0,01} \text{ k}\Omega = 200 \text{ k}\Omega,$$

$$R_5 = \frac{3,5}{0,01} \text{ k}\Omega = 350 \text{ k}\Omega,$$

$$I_{C1} = \frac{U_a - U_{\text{BE}}}{R_4} = \frac{3}{200} \text{ mA} = 0,015 \text{ mA} = 15 \mu\text{A},$$

$$R_2 = R_1 = \frac{5 (0,2)}{2,5 \cdot 0,015} \text{ k}\Omega = 30 \text{ k}\Omega$$

und

$$R_3 = \frac{2,5}{5 - 2,5} \cdot 60 \text{ k}\Omega = 60 \text{ k}\Omega.$$

Anstelle eines Schmitt-Triggers läßt sich auch ein Komparator mit einem OPV einsetzen. Er vergleicht eine veränderliche Spannung mit einem festen Potential und schaltet beim Erreichen oder Überschreiten dieses Potentials durch, es ergibt sich ein definierter Ausgangsspan-

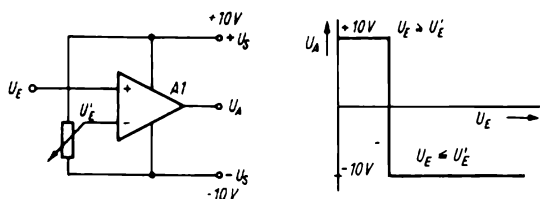


Bild 7.154
Komparator mit OPV

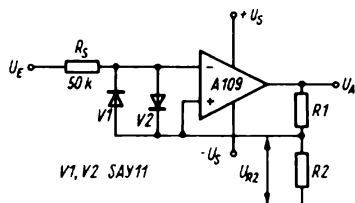


Bild 7.155
Praktische Schaltung eines Komparators mit OPV

nungssprung, der z. B. zum Schalten benutzt werden kann. Die Prinzipschaltung Bild 7.154 zeigt das Schaltverhalten für $U_E = U_{E'}$, wobei $U_{E'}$ als Referenzspannung einstellbar ist. Für die praktische Ausführung schaltet man einseitig 2 Begrenzerdioden antiparallel und wählt den Serienwiderstand um 50 k Ω .

Durch Rückführung der Ausgangsspannung über einen Spannungsteiler R_1/R_2 fügt man eine Schalthysterese ein wie beim Schmitt-Trigger. Bei der Festlegung der Schalthysterese gilt die Beziehung

$$U_H \approx 2 \frac{U_{\max} R_2}{R_1 + R_2},$$

die Spannung U_{R2} bestimmt den Umschaltspunkt. Die Schaltung ist in Bild 7.155 dargestellt, als OPV wird der A109 benutzt, die Dioden sind SAY11. Für viele praktische Anwendungen ist die Temperaturregelschaltung nach Bild 7.156 geeignet, z. B. zur Überwachung der Laugentemperatur bei automatischen Waschmaschinen oder in Umlaufheizungssystemen. Der Geber ist ein Thermistor oder Heißleiter, d. h. ein temperaturabhängiger Widerstand, wie er vom Kombinat *Keramische Werke Hermsdorf* hergestellt wird. Der hier eingesetzte Temperatursensor hat bei +20°C einen Widerstand von 100 k Ω . Dieser Widerstand verringert sich stark mit der Temperatur. Der Widerstand liegt im Basiskreis eines Differenzverstärkers V1/V2, der eine geringe Empfindlichkeit gegen Betriebsspannungsschwankungen hat. Mit R_2 wird der Regelbereich entsprechend

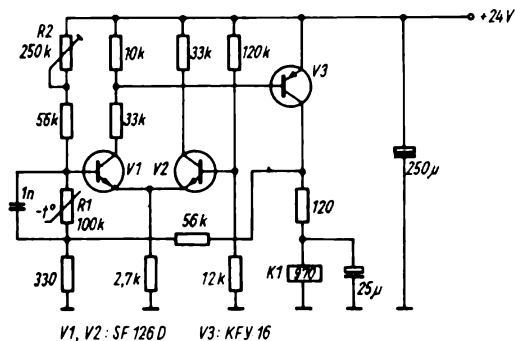


Bild 7.156
Temperaturregler mit Thermistor

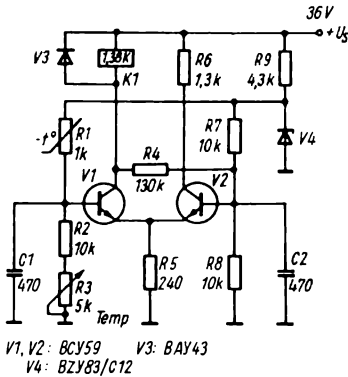


Bild 7.157
Brückenschaltverstärker für eine Tiefkühltruhe

den Forderungen justiert. Von V3 wird eine Gleichstromgegenkopplung auf V1 geführt. Bei Erwärmung der Schaltung von Zimmertemperatur auf $+50^\circ\text{C}$ verschiebt sich der Regeleinsatzpunkt um 1,2 K, eine Betriebsspannungsänderung um 15 % bewirkt 0,3 K Verschiebung, die Hysterese bleibt bei 1 K.

Im Bild 7.157 ist noch ein weiteres Beispiel für eine Thermistorschaltstufe angegeben, ein Thermo-Schalter für eine Tiefkühltruhe. Die beiden npn-Transistoren V1 und V2 bilden einen Differenzverstärker, bei dem der Arbeitspunkt von V2 auf die halbe stabilisierte Betriebsspannung festgelegt ist.

Der Temperatursensor mit einem Nennwiderstand bei Zimmertemperatur von 1 k Ω wird mit dem Kühlblech des Gefrierfaches mit einer Schelle verbunden. Der Heißleiter hat bei 0°C einen Widerstand von 2,4 k Ω , bei -30°C einen von 10,2 k Ω und bei -36°C einen von 14,2 k Ω . Durch den Sensor fließt ein Strom von weniger als 1 mA, so daß keine Eigenerwärmung auftritt. Für $U_{B1} = U_{B2}$ (Differenzverstärker im Gleichgewicht) soll der Kollektorstrom I_{C1} so groß sein, daß das Relais gerade anzieht. Bei einer Relaisspannung von 30 V und der An-

sprechleistung von rund 500 mW ergibt sich ein Wicklungswiderstand von 1,5 k Ω und damit ein Strom von 10...15 mA. Man wählt R_5 dann in gleicher Größe. Bei guter Kühlung ist V1 gesperrt und V2 durchgesteuert. Damit ein erneutes Schalten bewirkt wird, ist der Kollektor von V1 mit der Basis von V2 über den Widerstand R_4 gekoppelt. Das Relais ist mit einer Freilaufdiode beschaltet. Die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 verhindern hochfrequentes Eigenschwingen der Schaltung. Mit $R_9 = 4,3$ k Ω ergibt sich ein Ruhestrom der Z-Diode von 4...5 mA. Im Brückengleichgewicht ist $I_{E1} = I_{E2} = 10...11$ mA, der Summenstrom rund 21 mA. Für eine Emitterspannung von 5,3 V errechnet sich daraus der Widerstand R_3 zu 240 Ω . Die Änderung der Spannung an der Basis von V1 mit der Temperatur beträgt $\Delta U_0 = +160$ mV/K. Die Wirkung der Rückkopplung über R_4 kann noch aus dem Bild 7.158 abgelesen werden. Die Kurve (1) gilt für die Differenzstufe ohne

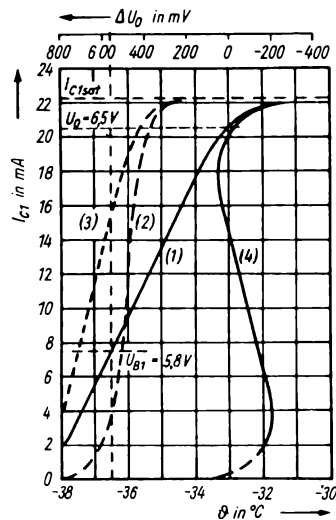


Bild 7.158
Schaltverhalten des Brückenschaltverstärkers mit und ohne Rückkopplung

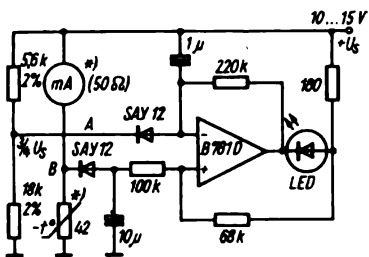


Bild 7.159
Blinkende Kühlwassertemperaturanzeige

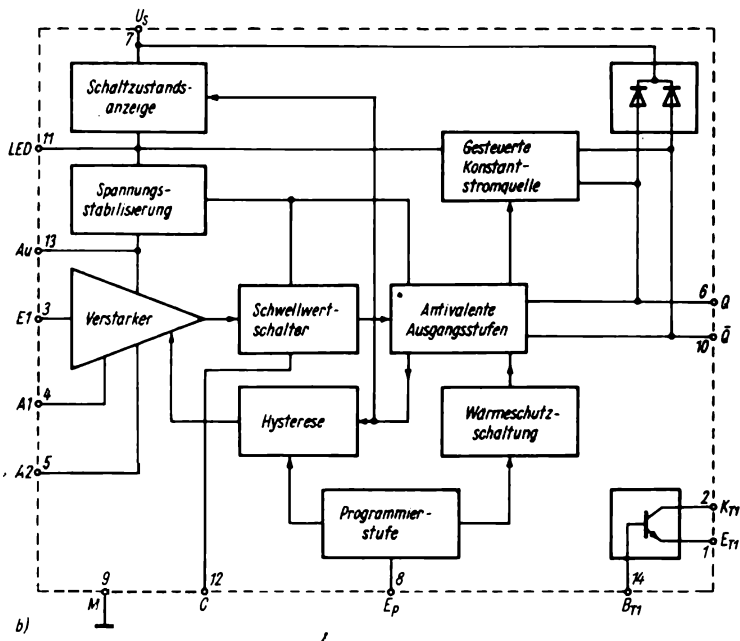
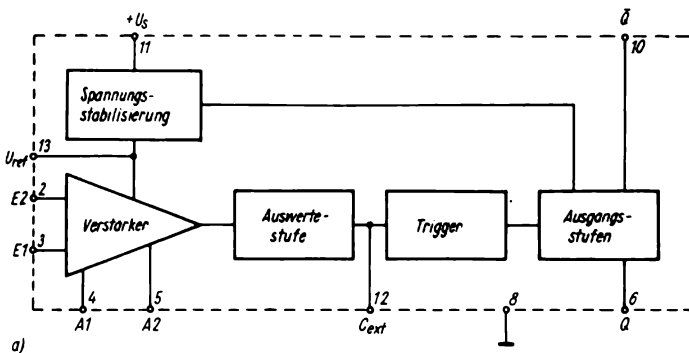


Bild 7.160
Prinzip des inneren Aufbaus von Initiator-IS; a – A 301 D, b – B 305 D

Rückkopplung, Kurve (2) ist das Schaltverhalten ohne Berücksichtigung der Basisströme, Kurve (3) bei einem niederohmigen Teiler R_8 , R_7 je $1\text{ k}\Omega$ und Kurve (4) schließlich mit $R_4 = 130\text{ k}\Omega$.

Schaltet man in eine Brücke einen rückgekoppelten OPV, so kann bei geeigneter Bemessung der Rückkopplung und Einschalten einer LED am Ausgang eine «blinkende Kühlwassertemperaturanzeige» für das Auto aufgebaut werden. Die Schaltung zeigt Bild 7.159. Dem invertierenden Eingang wird eine feste Referenzspannung von $3/4 U_S$, dem nichtinvertierenden Eingang die Spannung am Thermistor-Temperaturgeber zugeführt. Bei Überschreiten der Referenzspannung durch die temperaturabhängige Spannung am Punkt B beginnt die Leuchtdiode am Ausgang auf Grund der regenerativen RC-Kopplung Ausgang – Eingang mit etwa $4 \dots 5\text{ Hz}$ zu blinken. Da sich Instrument und Thermistor bereits im Auto befinden, kann eine kleine Leiterplatte konstruiert werden, die man in das Temperaturanzeigergerät einbaut. Die LED wird dann durch eine Bohrung oberhalb der Skale gesteckt und ergibt ein unübersehbares Warnsignal. Den genauen Schaltpunkt ($+80$ bis $+90^\circ\text{C}$) kann man durch Verändern des Widerstands $18\text{ k}\Omega$ variieren.

Im Bauelementesortiment der DDR sind eine Reihe Trigger- und Initiatorschaltkreise enthalten, die vielseitig einsetzbar sind. Die Prinzipinnenschaltung für den Initiatorschaltkreis *A 301* ist in Bild 7.160a dargestellt. Sie enthält 5 Hauptbaugruppen: die Spannungsstabilisierung, die aus der Betriebsspannung von $5 \dots 24\text{ V}$ eine stabile Spannung von $2,9\text{ V}$ bereitstellt. Mit dem Verstärkerteil werden die Initiatorfunktionen (induktive Schranke, optischer Sensor) realisiert. Die folgende Auswertestufe stellt fest, ob die Initiatorfunktion vorliegt oder nicht. Es folgt eine Triggerschaltung mit Hysterese und eine Ausgangsstufe, die

Ströme bis 50 mA liefern kann. Durch Weiterentwicklung auf Grund von Forderungen der elektronischen Industrie ist die Typenreihe *B 304...B 306* entstanden, die universelle Anwendungsmöglichkeiten hat. Bild 7.160b enthält die Prinzipschaltung des Schaltkreises *B 305D* mit programmierbarer Hysterese. Beim *B 304* fällt die Schaltzustandsanzeige weg und beim *B 306* der freie Ausgangstransistor. Im Bild sind die Anschlüsse mit Zahlen gekennzeichnet. Die stabilisierte Spannung von 3 V ist bis 3 mA belastbar und an Klemme 13 abnehmbar. Damit kann z. B. ein Oszillator oder Verstärker gespeist werden. Der Schaltkreis umfaßt 78 Transistorstrukturen, 4 Diodenstrukturen und 46 Widerstände (MSI-Schaltkreis). Der Schaltkreis ist in einem Betriebsspannungsbereich von $9 \dots 30\text{ V}$ einsetzbar, der Einzeltransistor ist bis $I_C = 70\text{ mA}$ belastbar.

Die Schaltung eines Temperaturreglers mit dem *A 301* zeigt Bild 7.161a. Eine in Sperrrichtung betriebene Germaniumdiode dient als Temperaturfühler. Die Diode wird an die Anschlüsse 3 und 13 des Schaltkreises zusammen mit einem Parallelwiderstand zum Grobtemperaturabgleich angeschaltet. Der zwischen Anschluß 3 und Masse geschaltete Widerstand gestattet einen Feinabgleich des Schaltpunktes für die Temperatur. Bei angeschlossener Diode und Solltemperatur wird der Spannungsteiler $R_1/R_2 + R_3$ so eingestellt, daß am Anschluß 3 eine Spannung von $0,6 \dots 0,7\text{ V}$ anliegt. Steigt jetzt die Temperatur, sinkt der Sperrwiderstand der Diode, und es steigt die Spannung am Anschluß 3. Bei $0,8\text{ V}$ schaltet der *A 301*. Der Ausgangstransistor am Anschluß 6 wird leitend, und das Relais zieht an. Soll das Relais bei steigender Temperatur abfallen, muß es an Anschluß 10 geschaltet werden. Der Widerstand R_4 definiert die Größe der Hysterese. Die angegebene Schaltung besitzt einen Schaltpunkt bei $+25^\circ\text{C}$. Der Strom

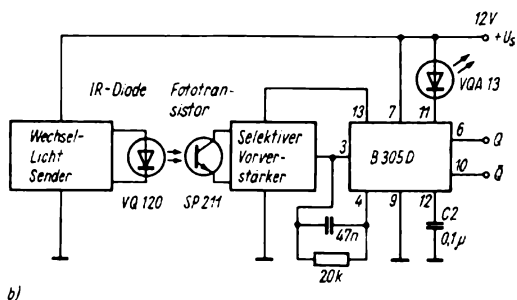
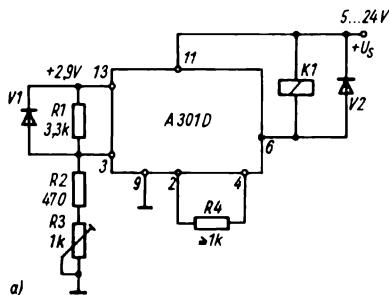


Bild 7.161

a – Stromlaufplan des Temperaturreglers mit dem A 301 D, b – optoelektronische Wechsellichtschranke mit dem B 305 D

durch den Spannungsteiler $R_1 \dots R_3$ darf 1 mA nicht überschreiten (Belastbarkeit der Stabilisierungsstufe 2,9 V/1 mA).

Bild 7.161b zeigt die Prinzipschaltung einer optoelektronischen Wechsellichtschranke, die unempfindlich gegen störendes Gleichlicht ist. Eine IR-Diode wird von einem Zeitgeberschaltkreis B 555 D mit etwa 2,5-kHz-Rechteckimpulsen moduliert. Das Wechsellicht im Infrarotgebiet wird von einem Si-Foto-transistor empfangen und in einem Selektiv-OPV B 176 D verstärkt und gleichgerichtet. Die an Klemme 11 angeordnete

LED zeigt den Zustand der Schranke an, über Q oder $\bar{Q}$ werden die entsprechenden Vorrichtungen angesteuert. Die stabilisierte interne Spannung U_{13} hat einen Temperaturkoeffizienten von -7 mV/K . Der A 305 D arbeitet hier als Schwellwert-schalter, der interne Verstärker wird durch $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ und $C_1 = 47 \text{ nF}$ auf die notwendige Verstärkung gegengekoppelt.

Abschließend noch ein weiteres Beispiel für die analoge Signalaufbereitung eines temperaturproportionalen Signals (nach Siemens-Unterlagen). Ein Silizium-temperatursensor (spreading resistance sensor) liegt in einer Brückenschaltung, die aus dem niederohmigen Zweig R_1 und R_2 in Bild 7.162 und dem Zweig $KTY 10 + 6,8 \text{ k}\Omega$ besteht. Die Brückenspannung ist über eine Z-Diode auf $5,2 \text{ V} \pm 1\%$ stabilisiert. Der Widerstand R_1 besteht aus der Parallelschaltung zweier Metallschichtwiderstände 56Ω und 75Ω , bei R_2 sind es 27Ω und 75Ω . Der im Rückkopplungszweig des OPV TAA 761 fließende Strom I wird über einen pnp-Si-Transistor an die Last (Widerstand 400Ω) angekoppelt. Sie kann ein regelungstechnisch standardisiertes Stromsignal $0 \dots 20 \text{ mA}$ für den Temperaturbereich $+40 \dots +100^\circ \text{C}$ abgeben. Der Linearitätsfehler im Meßbereich liegt bei 1%. In die Meßgenauigkeit gehen Widerstandstoleranzen, die Z-Spannungstoleranz, die Änderung der Betriebsspannung und die Temperaturkoeffizienten der Bauelemente ein. Bei einer Betriebsspan-

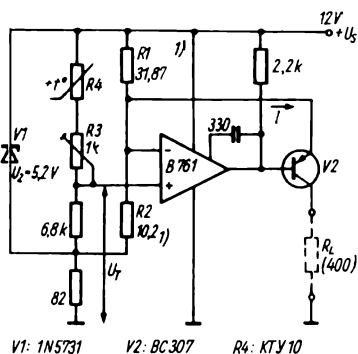


Bild 7.162

Analoges Temperaturmeßgerät mit Silizium-sensor

nung von 11,25...12,5 V nimmt die Schaltung im Leerlauf ($I_L = 0$) 70 mA auf. Mit einem dynamischen Innenwiderstand der Z-Diode von $10\ \Omega$ und einem TK von $-2,3\ \text{mV/K}$ ergibt sich im Umgebungstemperaturbereich $0...70^\circ\text{C}$ ein Meßfehler von maximal 2 % bei $+100^\circ\text{C}$ Meßwert.

7.10. Impulserzeugung

In der Elektronik werden oft Schaltungen verwendet, die es gestatten, kurze Strom- oder Spannungsimpulse in genau festgelegten Zeiten zu erzeugen. Aus der Vielzahl der für die Impulserzeugung benutzten Schaltungen seien hier nur die Multivibratoren, Impulsformer (Begrenzer und Differenzierstufen) und regenerativen Verstärker genannt. Impulsgeneratoren können selbstschwingend oder getriggert arbeiten. Generell tritt eine Verzerrung des idealen Rechteckimpulses beim Durchgang durch eine Emitterstufe auf. Bild 7.163 zeigt die Verhältnisse. Der Basis wird ein idealer Rechteckimpuls zugeführt, im Kollektorkreis liegt ein ohmscher Widerstand, und der

an diesem auftretende Impuls hat die im Bild rechts angegebene Form. Er ist einerseits in seiner Amplitude begrenzt, da der Transistor nur bis zu seiner Knie-Spannung angesteuert werden kann, andererseits ist er in seiner Vorderflanke verflacht. Dies wird durch die geringe obere Grenzfrequenz der Stufe bewirkt (auch durch die Trägheit der Ladungsträger). Nach Ende des Basisstromimpulses fließt der Kollektorstrom noch weiter, und es ergibt sich eine lange, exponentiell abklingende Ausschaltflanke. Eine kürzere Anstiegszeit kann in Emitter-schaltung dadurch bewirkt werden, daß man einen höheren Basisstrom aussteuert, als er für die Sättigung erforderlich ist. Damit sich wenig Ladung in der Basiszone speichert, schaltet man nach Bild 7.164 ein RC -Glied vor die Basis, dessen Widerstand

$$R = \frac{U_{\text{ein}} - U_{\text{BE max}} \beta_{\text{min}}}{2I_C}$$

und dessen $C = Q/U_B$ gewählt wird. Eingangsimpuls, Basisstromverlauf und Kollektorstromverlauf sind im Bild angegeben. Wird durch Klemmdioden eine Sättigung vermieden, können höhere

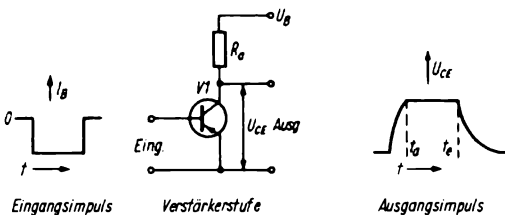


Bild 7.163
Verzerrung eines Rechteckimpulses beim Durchgang durch eine Emitterstufe

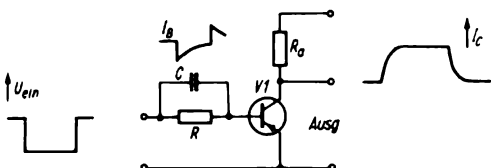


Bild 7.164
 RC -Glied im Basiskreis zur Verringerung der Ladungsspeicherung in der Basiszone

Flankensteilheiten erzielt werden. Dann gelten für die Flanken die Näherungsbeziehungen

$$t_a = 0,3/f_\beta \quad \text{und} \quad t_e = 0,6/f_\beta \quad (\mu\text{s}, \text{MHz}).$$

Bei schnellen Impulsgeneratoren mit diskreten Bauelementen strebt man danach, jede aktive Stufe möglichst breitbandig auszuführen, also auch wie bei den RC-Breitbandverstärkern L -Kompensation und Emitttergegenkopplung anzuwenden. Man kann mit heutigen schnellen Transistoren Impulsgeneratoren bis zu 1 ns Impulslänge und bis zu Folgefrequenzen von einigen 100 MHz aufbauen. Für den Amateur reichen im allgemeinen Impulse im μs -Bereich mit Flankensteilheiten, wie sie TTL-Schaltungen haben, aus.

7.10.1. Multivibratoren

Wenn 2 Transistoren über RC-Netzwerke in geeigneter Weise miteinander gekoppelt werden, entsteht ein in sich rückgekoppelter Verstärker – Multivibrator («Vielschwinger») genannt. Bild 7.165 zeigt den Stromlaufplan eines Transistormultivibrators. Es wird angenommen, daß im Moment des Einschaltens Transistor V1 leitet. Dann ist an seinem Außenwiderstand R_a eine Spannung $U_a = I_C R_{a1}$ abgefallen. I_C wird durch den Basisvorwiderstand eingestellt. Über C_1 ist die Basis des 2. Transistors V2 mit dem Kollektor von V1 verbunden. Über C_1 fällt im ersten Moment keine Spannung ab, da C_1 entladen ist. Die Basis von V2 bleibt damit negativ und dieser Transistor gesperrt. Nach einer durch die Zeitkonstante $R_B \cdot C_1$ bestimmten Zeit lädt sich C_1 auf, und die Basis von V2 wird positiver. Es beginnt ein Strom in V2 zu fließen, der auch einen Spannungsabfall an R_{a2} bewirkt. Damit wird C_2 negativ aufgeladen, und sofort folgt die Basis von V1. Damit wird V1 gesperrt und V2 durch

den über C_1 an seine Basis gekoppelten negativen Spannungssprung völlig geöffnet.

Durch diese Art der Kopplung steuern sich die beiden Transistoren wechselseitig auf und zu. In welchen Zeitabständen das geschieht, hängt von C_1 , C_2 und von R_{B1} bzw. R_{B2} ab. Wird $R_{B1} = R_{B2}$ und $C_1 = C_2$ gewählt, spricht man von einem symmetrischen Multivibrator (Sperrperiode = Leitperiode von V1).

Für die praktische Bemessung interessiert nun die Dimensionierung der einzelnen Schaltelemente. Im symmetrischen Fall lassen sich die Werte einfach berechnen. Die maximale Folgefrequenz, bei der noch die Rechteckform der erzeugten Impulse gewährleistet wird, beträgt $f_i = 0,2 f_\beta$, wobei f_β die β -Grenzfrequenz ist. Es gilt weiterhin $f_i = 1/(t_i + T)$.

Für eine Impulsamplitude von U_C wählt man die Betriebsspannung $U_s = 1,2 U_C$. Der Außenwiderstand wird zu $R_a = U_s/I_{Ci}$ gewählt, dabei ist I_{Ci} der Kollektorimpulsspitzenstrom. Er sollte kleiner als $I_{C\max}$ sein. Der Basisvorwiderstand errechnet sich nach der Formel $R_B = \beta_0 R_a$, und die Größe der Koppelkondensatoren ergibt sich zu:

$$C_1 = \frac{t_i (R_B + r_{C1})}{0,7 R_B r_{C1}} \quad \text{und}$$

$$C_2 = \frac{T (R_B + r_{C2})}{0,7 R_B r_{C2}}.$$

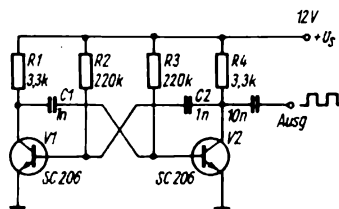


Bild 7.165
Symmetrischer astabiler Multivibrator
($R_{a1} = R_1$, $R_{B1} = R_2$, $R_{B2} = R_3$, $R_{a2} = R_4$)

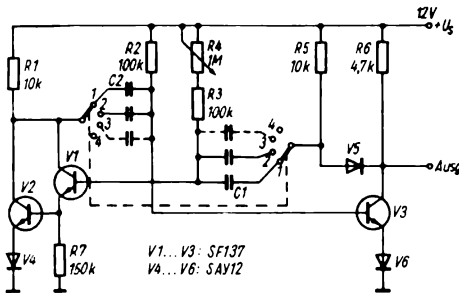


Bild 7.168
Taktgenerator für weiten Zeitbereich

Tabelle 7.5.

Schalter- stellung	C1 und C2	Zeitbereich
1	180 pF	25...160 μs
2	1 nF	150...890 μs
3	5 nF	0,75...4,5 ms
4	25 nF	3,7...22 ms
5	0,12 μF	18...106 ms
6	0,6 μF	90...530 ms
7	3 μF	0,44...2,7 s
8	15 μF	2,2...13 s
9	75 μF	11...66 s

Bild 7.168 zeigt eine Standardschaltung eines Multivibratortaktgebers für Impulsschaltungen mit weitem Zeitbereich von 26 μs...66 s. Die Koppelkondensatoren werden über Schalter im Wert verändert, mit R_4 läßt sich die Impulsfolgefrequenz im Bereich 1:6 variieren. Der Kollektor von V3 ist vom Koppelkondensator C_1 durch R_5 und V5 während der Abschaltperiode des Transistors isoliert. Damit wird die Abfallzeit nur durch R_6 und die Kollektorkapazität bestimmt. V4 und V6 begrenzen den Emitterrückstrom auf einen extrem kleinen Wert, wenn die Basis über die Durchbruchspannung der Basis-Emitter-Sperrschicht hinweg negativ vorgespannt wird. Für lange Zeiten sind große Kapazitäten oder hohe Basiswiderstände erforderlich. Um einen hohen Basiswiderstand einsetzen zu kön-

nen, wird als eine Stufe des astabilen Multivibrators eine Darlington-Schaltung mit V1 und V2 eingesetzt. Dadurch hat diese Kombination eine sehr hohe Stromverstärkung, und es ist ein sehr großer Widerstand R_B möglich. In Tabelle 7.5. sind für die 9 Zeitbereiche die Kapazitätswerte und Zeiten angegeben.

Als Transistoren kommen Miniplasttypen wie *SS108*, *SF216* oder die hier angegebenen *SF137* zum Einsatz, die Impulsanstiegszeiten liegen bei diesen Typen um 70 ns, die Abfallzeiten um 100 ns. Führt man einen Rückkopplpfad bei einem astabilen Multivibrator selektiv aus, kann dieser als Sinusoszillator arbeiten. Bild 7.169 zeigt im Teilbild a die Schaltung, während Teilbild b die Spannungsverläufe im AMV zeigt. Die Folgefrequenz wird dann von den Schwingkreiselementen bestimmt, der Multivibrator dient dann nur noch zur periodischen Energiezufuhr. Für eine Frequenz von 1 kHz werden eine Ferrit-Topfkernspule 23 mm Ø mit 2 500 Wdg. 0,15 CuLS und ein Kondensator von ≈ 5 nF eingesetzt. Die Auskoppelwicklung hat 50 Wdg. für $U_{ss} \approx 1$ V Ausgangsspannung. Die Frequenzstabilität ist gut, für 1 V Betriebsspannungsänderung ergibt sich 0,1% Frequenzänderung. Die Kollektorspannung von V1 hat durch den Energieentzug des Schwingkreises eine Einsattlung. Anstelle des Schwingkreises kann in einen Rückkoppelzweig auch ein Schwingquarz geschaltet werden.

Eine integrale Variante des Multivi-

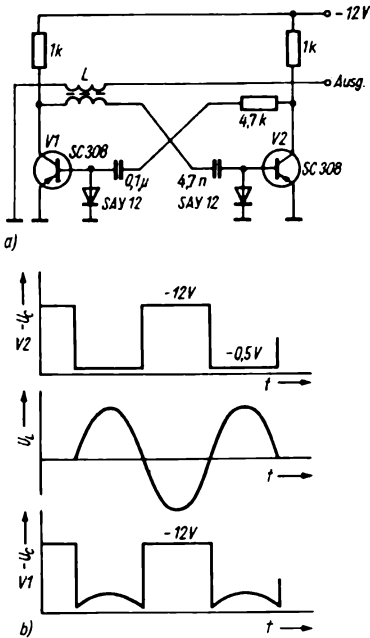


Bild 7.169
Astabiler Multivibrator mit Reihenschwingkreis; a – Schaltbild, b – Kurvenformen

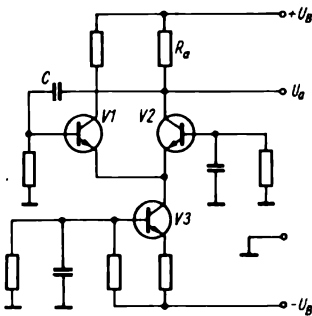


Bild 7.170
Astabiler Multivibrator auf der Basis eines Differenzverstärkers

brators ist der auf der Basis eines Differenzverstärkers aufgebaute AMV, dessen Schaltung Bild 7.170 zeigt. Der Differenzverstärker hat, wie bereits früher dar-

gestellt, eine S-förmige Aussteuerkennlinie. Da im Emittterkreis eine Konstantstromquelle angeordnet ist, bewirkt der Koppelkondensator C ein periodisches Hin- und Herkippen zwischen den beiden Transistoren des Differenzverstärkers. An C steht damit eine Dreiecksspannung, am Kollektor kann eine Rechteckspannung abgenommen werden. Diese Spielart des AMV wird bei Funktionsgeneratoren eingesetzt, heute oft mit integrierten Schaltkreisen. Weitere Varianten des AMV sind der emittergekoppelte und der komplementäre Multivibrator (Bild 7.171). Die Umschaltzeit wird durch die Emittterwiderstände R_E und den Koppelkondensator C bestimmt. Der Vorteil dieser Schaltung ist die relative Entkopplung des Kollektorkreises vom zeitbestimmenden Emittterkreis. Der Komplementärmultivibrator arbeitet mit einem Reihen-RC-Glied. Die beiden Komplementärtransistoren ergeben einen tunneldiodenartigen Zweipol mit negativem Widerstand, über den Kippschwingungen angefacht werden können.

Da TTL-Gatter eine Verstärkung aufweisen, läßt sich mit 2 D-100-Gattern ein astabiler Multivibrator aufbauen. Für die Frequenz der symmetrischen Impulse gilt mit $R_1 = R_2 = (1 \dots 2,5 \text{ k}\Omega)$ und $C_1 = C_2$ im Bereich $1 \text{ nF} \dots 10 \text{ }\mu\text{F}$ die Beziehung $f \approx 1/R_1 \cdot C_1 = 1/R_2 \cdot C_2$.

Diese einfache Schaltung kann als Taktgeber in TTL-Systemen benutzt werden, der einzige Nachteil ist die Notwendigkeit einer stabilen 5-V-Betriebsspannung mit $\pm 5\%$ Toleranz (Bild 7.172). Schaltet man in den TTL-AMV noch einen Si-npn-Transistor, kann ein Impulsgenerator mit großem Frequenzbereich aufgebaut werden. Bild 7.173 zeigt die Schaltung, die folgendermaßen arbeitet: Nach dem Einschalten der Betriebsspannung ist C_1 zunächst noch nicht geladen. Dadurch sperrt V1, so daß am Ausgang des Gatters 1 logisch 0 (Potential L) liegt. Damit führt Gatter 2 am

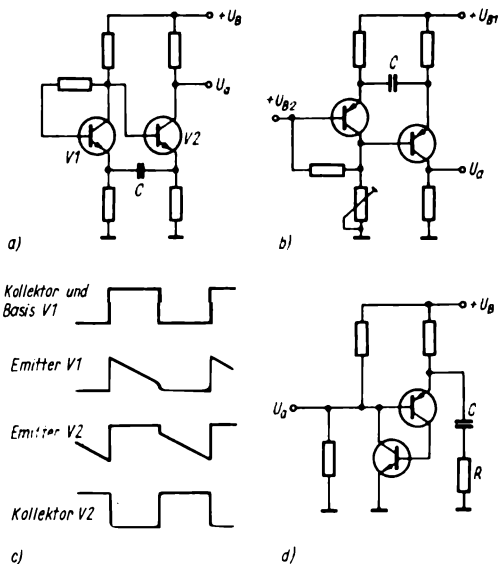


Bild 7.171
Emittergekoppelte und komplementäre astabile Multivibratoren; a – mit npn-Transistoren, b – mit pnp-Transistoren, c – Impulskurven des emittergekoppelten Multivibrators, d – Komplementär-Multivibrator

Ausgang H-Potential, und C_1 wird über R_3 und R_4 aufgeladen. Erreicht die Spannung über C_1 U_{BE} von V1, die dieser zum Öffnen benötigt, so leitet V1, und die Gatter 1 und 2 schalten um. Da nun H am Ausgang von Gatter 1 liegt, lädt sich C_1 über den Schutzwiderstand R_2 und die Basis-Emitter-Strecke von V1 auf. Der Ladestrom von C_1 fließt in die Basis von V1. Die Schaltung bleibt deshalb so lange in diesem Zustand, bis der Ladestrom von C_1 so klein geworden ist, daß V1 sperrt. Die beiden Gatter schalten nun erneut um. Die Spannung über C_1 wirkt jetzt als Sperrspannung für die Basis-Emitter-Strecke von V1.

In diesem Schaltzustand verbleibt der Impulsgenerator, bis die Umladung von C_1 über R_3 und R_4 so weit fortgeschritten ist, daß die Basis von V1 wieder eine positive Vorspannung erhält. Dann beginnt der Zyklus von neuem. Am Ausgang A ergeben sich als Folge dieses Ablaufs kurze negative Impulse. Die Impulsbreite ist durch C_1 R_2 bestimmt. Es ist aber zu beachten, daß h_{21e1} und die Speicherzeit von V1 einen erheblichen Einfluß auf die Aufladezeit haben. Diese Einflüsse kön-

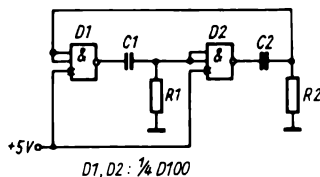


Bild 7.172
Astabiler Multivibrator mit TTL-Gattern

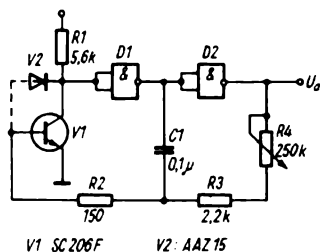


Bild 7.173
Impulsgeber mit großem Frequenzbereich

nen durch Einschalten einer Ge-Diode zwischen Basis und Kollektor von V1 verringert werden, sie verhindert die Sättigung. Die Zeit t läßt sich nach der Beziehung:

$$t = (R_3 + R_4) C_1$$

$$\ln \frac{U_{1(D1)} + U_{1(D2)} - U_{0(D1)} - U_{BE1}}{U_{1(D2)} - U_{BE1}}$$

ermitteln. In Klammern steht der Bezug auf das Gatter, U_1 ist der H-Pegel (bei TTL 2,8...4,2 V), U_0 der L-Pegel (0,4...0,8 V) und U_{BE1} die Basis-Emitter-Spannung von V1.

Zur Frequenzteilung oder Zählung benutzt man bistabile Multivibratoren (BMV), die, wie ihr Name sagt, 2 stabile Zustände haben. Durch Anlegen eines Steuerimpulses kippt der BMV von einem stabilen Zustand in den anderen um. Durch Anlegen eines weiteren Steuerimpulses an den Eingang kehrt er wieder in die Ausgangslage zurück. Eine derartige Schaltung gibt für 2 Eingangsimpulse einen Ausgangsimpuls ab, sie teilt also eine Impulsfrequenz im Verhältnis 1:2. Schaltet man n derartige Stufen hintereinander, kann die Frequenz im Verhältnis 1:2ⁿ unterteilt werden. Derartige BMV findet man als Funktionsgruppen auf mittelintegrierten Schaltkreisen (Dual- oder Dezimalzähler) wieder. Das Schaltbild eines BMV zeigt Bild 7.174, er kann als Frequenzteiler bis 5 MHz benutzt werden. Man beginnt mit der Dimensionierung der Widerstände R_1 und R_2 . Nach den Kenndaten liegt das Maximum für h_{21e} für den eingesetzten SC 206 bei $I_C = 20$ mA. Bei einer Betriebsspannung von 4...5 V und $I_C \approx 8$ mA ergibt

sich $R_1 = R_2 = 470 \Omega$. Die Stromverstärkung ist dann etwa 80, bei $\vartheta_U = -10^\circ\text{C}$ beträgt sie 50 (ungünstigster Fall, englisch «worst case»). Der notwendige Basisstrom von V1 ergibt sich aus der Beziehung

$$I_B = I_{C\max}/h_{21e\min} = 10/50 \text{ mA} = 0,2 \text{ mA}.$$

Damit wird der Basiswiderstand $R_{B\min} = (U_B - U_{BE})/I_B = 16 \text{ k}\Omega$. Der Nominalwert sollte 80 % des Rechenwerts sein, es ist $R_B = R_2 + R_4$ und entsprechend $R_B = R_1 + R_3$. Kleinere Werte führen zu höherer Schaltungsstabilität, deshalb wird 4,7 k Ω gewählt. Die Steuerwiderstände R_5 und R_6 werden in gleicher Größenordnung wie R_3 und R_4 gewählt, also auch 4,7 k Ω .

Eine bistabile Stufe dieser Art benötigt etwa 90 mW Speiseleistung. Durch Umdimensionierung kann jedoch der Betrieb bei 2 mW ermöglicht werden (ähnliches hat man auch bei der Low-Power-Serie der TTL-Reihe getan), dabei wird die obere Grenzfrequenz jedoch herabgesetzt. Die Dimensionierung ist in diesem Falle gegeben mit: $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ und $R_5 = R_6 = 100 \text{ k}\Omega$, alle Kondensatoren 33 pF. Bei einer Betriebsspannung von 5 V ergibt sich $f_{\max} = 300 \text{ kHz}$, Vorderflankendauer 100 ns und Rückflankendauer bis 500 ns.

Eine weitere Form des MV ist der monostabile Typ (MMV). Er hat einen fe-

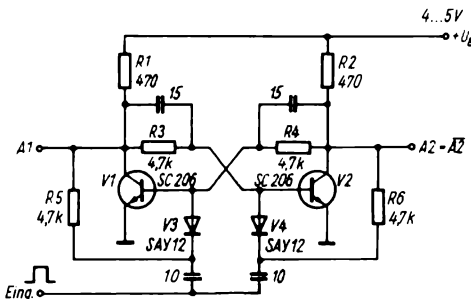


Bild 7.174

Bistabiler Multivibrator (Flip-Flop) in einfachster Form

sten Ruhezustand und wird durch einen Triggerimpuls zum Kippen in den quasi-stabilen Zustand veranlaßt. Nach einer durch das Zeitglied RC bestimmten Zeit kehrt er in den Ruhezustand zurück. Monostabile Multivibratoren werden zur Impulsverlängerung und zur Zeitverzögerung in Impulssystemen eingesetzt. Bild 7.175 zeigt die Grundschaltung. Im Ruhezustand leitet V_2 , V_1 sperrt. Die Schleife Emittor V_1 , Kollektor V_1 , Basis V_2 , Emittor V_2 und Emittor V_1 ist regenerativ, d.h. positiv rückgekoppelt. Wenn durch einen positiven Auslöseimpuls an der Basis der Transistor V_1 zum Leiten gebracht wird, tritt eine Rückkopplung auf, durch die V_2 sperrt. Der negative Sprung am Emittor von V_2 wird über den Kondensator C auf den Emittor von V_1 übertragen, dabei ist die Diode V_4 gesperrt. Der Emittorstrom I_E von V_1 lädt C auf. Damit führt der Emittor von V_2 Massepotential. Nach einer Zeit t_p leitet V_2 wieder, und der Rückkopplungsprozeß führt die Schaltung in den stabilen Zustand zurück. Am Ende der aktiven Periode erhält der Emittor von V_1 positives Potential, und C muß sich entladen. Der Entladestrom fließt zusätzlich zu dem Strom über R_4 durch V_2 und bewirkt ein Überschwingen. Der Abfall des Überschwingens und die Erholungszeit werden von der Zeitkonstante $C(R_3 + R_d + R_t)$ bestimmt, wobei R_d der

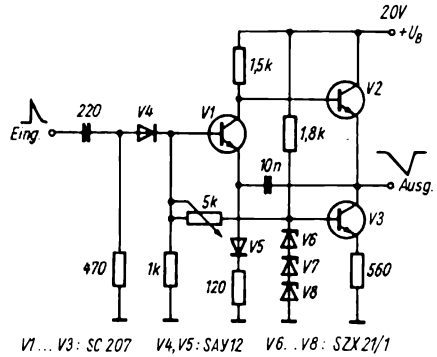


Bild 7.176
Monostabiler Multivibrator als Sägezahn-generator

effektive Widerstand der Diode V_4 ist und R_t der Eingangswiderstand am Emittor von V_2 . Die Impulsbreite wird nach der Formel

$$t_p = C R' \left(\frac{2 R_4 - R'}{2 R_4} \right)$$

berechnet, wobei $R' = R_1 R_5 / (R_1 + R_5)$ ist. Für den Emittorstrom von V_2 im stabilen Zustand gilt:

$$I_E = \frac{U'_B}{R_4} \quad \text{mit} \quad U'_B = \frac{U_B R_5}{R_1 + R_5}$$

Mit kleinen Änderungen läßt sich der MMV auch als Sägezahn-generator (z. B. für die Strahlableitung in einem Oszillografen) einsetzen. Der Emitterspannungsverlauf an V_2 geht linear gegen Null, so daß an einer Konstantstromquelle im Emittorstrom von V_2 eine lineare Sägezahnspannung abgenommen werden kann. Den Stromlaufplan eines so geschalteten Sägezahn-generators zeigt Bild 7.176. Getriggert wird über eine Diode, V_3 bildet die Konstantstromquelle, ihr Bezugspotential wird aus 3 1-V-Z-Dioden gebildet. Man kann dafür auch eine gelbe LED einsetzen. Die Linearität des erzeugten Sägezahn ist nicht allzu hoch.

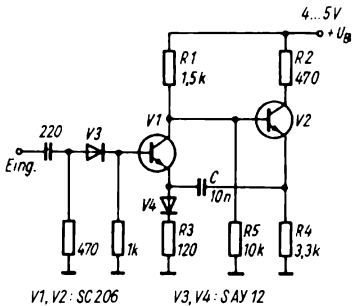


Bild 7.175
Monostabiler Multivibrator

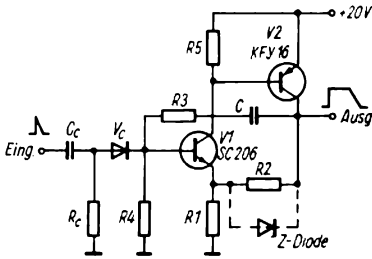


Bild 7.177
Monostabiler Multivibrator mit Komplementärtransistoren

Schaltet man 2 komplementäre Transistoren zu einem monostabilen Multivibrator nach Bild 7.177 zusammen, verbraucht diese Schaltung nur in der aktiven Phase Strom, während im quasi-stationären Zustand beide Transistoren gesperrt sind. Für die Schaltung gilt: Ein positiver Triggerimpuls am Eingangsnetzwerk C_c , V_c und R_c steuert beide Transistoren V1 und V2 schnell auf. Es tritt eine Rückkopplung auf, denn der Steuerimpuls wird mit einer Vorwärtsverstärkung von $V_i = 1 + R_2/R_1$ vergrößert und über C der Basis von V1 in Phase mit dem Steuerimpuls zugeführt. Wenn die Dämpfung des verstärkten Steuerimpulses etwa $R_4/(R_3 + R_4)$ klein ist, setzt ein schneller Umschaltprozeß ein, und V2 wird durch V1 in die Sättigung getrieben. Die Rückkoppelbedingung lautet:

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} > 1.$$

Beginnt sich C aufzuladen, nimmt die Basisspannung von V2 exponentiell ab, V2 gelangt aus der Sättigung, und ein erneuter Rückkoppelprozeß schaltet den MV ab. Die dafür erforderliche Basisspannung beträgt $U_{CC}/[1 + (R_2/R_1)]$. Die Leitperiode für beide Transistoren ergibt sich zu

$$t_0 = R_T C (\ln U_{R1} - \ln U_{1\alpha}) = R_T C \ln \frac{U_{R1}}{U_{1\alpha}}$$

$$\text{mit } R_T = R_3 + \frac{\beta R_4 R_{12}}{R_4 + (\beta R_{12})},$$

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ und}$$

$$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Weiterhin sei U_{R1} die Spannung über R_1 , die den Transistor einschaltet, und U_1 die Ausschaltspannung. Für V1 wird ein Miniplasttransistor SC 206 und für V2 ein SC 309 oder KFY 16 (ČSSR) eingesetzt. Mit den Werten $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 4,5 \text{ nF}$, $U_{CC} = 20 \text{ V}$ und $R_5 = 18 \text{ k}\Omega$ ergeben sich unter Berücksichtigung der Daten von V1 ($\beta_{\min} = 50$, $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$, $U_{CEsat} = 0,1 \text{ V}$) $\alpha = 0,21$, $R_T = 146,4 \text{ k}\Omega$, $U_{R1} = 7,4 \text{ V}$, $U_1 = 4,2 \text{ V}$, $R_{12} = 1,73 \text{ k}\Omega$

$$t_0 = 146,4 \cdot 10^3 \Omega \cdot 4,5 \cdot 10^{-9} \text{ F} \ln \frac{7,4}{0,21 \cdot 4,2} = 1,43 \text{ ms}.$$

Für eine Impulsdauer von $1 \mu\text{s}$ werden die Bauelementewerte analog hierzu: $R_1 = 820 \Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ und $C = 240 \text{ pF}$. Wenn man eine Z-Diode über R_2 schaltet (gestrichelt gezeichnet), so lassen sich die Belastung durch βR_{12} für R_4 und den Einfluß von Betriebsspannungsschwankungen verringern. Erreicht die Spannung über R_2 die Z-Spannung, wird die Vorwärtsverstärkung 1, und beide Transistoren arbeiten im linearen Bereich ihrer Kennlinie, vorausgesetzt, daß $U_{CC} > U_Z (1 + R_4/R_3)$ gilt. Die Eingangsimpedanz ist dann rund $\beta^2 R_1$. Die Periode t_0 wird in diesem Falle:

$$t_0 = R_3 C \ln (U_Z - U_{BE}) - \ln \frac{R_3}{R_4} \left(\frac{U_Z R_1}{R_2} - U_{BE} \right).$$

In der TTL-Reihe gibt es monostabile Multivibratoren in integrierter Form, aber manchmal muß der Amateur sie

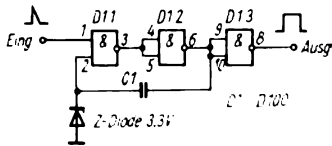


Bild 7.178
Monostabiler Multivibrator mit TTL-Gattern

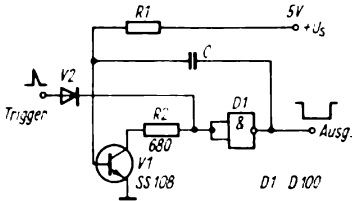


Bild 7.179
Monostabiler Multivibrator für größere Impulsdauern

durch Mehrfachgatterschaltungen ersetzen. Bild 7.178 zeigt eine Schaltung für einen MMV mit 3 Gattern eines D 100 und einer Z-Diode von 3,3 V. Der zeitbestimmende Kreis besteht aus Gatter 1 und C_1 . Bei Veränderung von C_1 in den Grenzen von $0,01 \dots 1 \mu\text{F}$ verändert sich die Ausgangsimpulsdauer von $33 \mu\text{s}$ auf 3 ms. Die Ausgangsimpulsdauer kann durch Einschalten eines Transistors vor das Gatter in einem weiteren Bereich eingestellt werden, hier bestimmt das Zeitglied R_1 -C die Ausgangsimpulsdauer (Bild 7.179). Im Ausgangszustand ist V1 gesättigt. Bei Anlegen eines positiven Steuerimpulses an V1 sperrt dieser, und der Ausgangsimpuls beginnt. Mit $R_1 = 68 \text{ k}\Omega$ und $C = 0,25 \mu\text{F}$ ergibt sich eine Impulsdauer von 200 ms.

Einen getasteten Taktfrequenzgenerator für $f = 1 \text{ MHz}$ mit D-100-Gattern zeigt Bild 7.180. Wenn am Blockierungseingang das logische Signal 0 liegt, hört der Taktgenerator auf zu schwingen. Die Eigenfrequenz wird durch R_1 und C_1 bestimmt, R_2 ist ein Heißleiter zur Tempe-

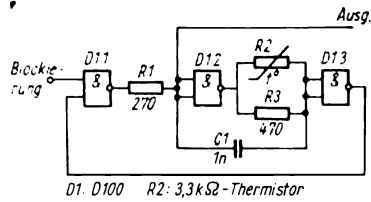


Bild 7.180
Schaltbarer 1-MHz-Taktimpulsgenerator

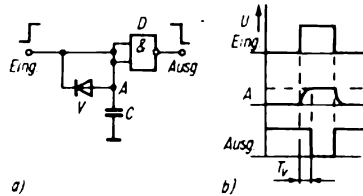


Bild 7.181
Einfache Verzögerungsschaltung mit TTL-Gatter; a – Schaltung, b – Spannungsverläufe

raturstabilisation des AMV. Bei höheren Stabilitätsforderungen an den Taktgenerator ersetzt man C_1 durch einen 1-MHz-Quarz und wählt $R_1 = 100 \Omega$. Eine einfache Schaltung zur Impulsverzögerung zeigt Bild 7.181. Im Ausgangszustand liegt L am Eingang, damit H am Ausgang des Gatters. In diesem Falle leitet die Diode, und C hat ein Potential, das dem Vorwärtsspannungsabfall der Diode entspricht. Bei Anlegen eines Eingangssignals H sperrt die Diode, und es beginnt die Aufladung des Kondensators durch den Emitterstrom des Gatters. Wenn das Potential am Punkt A die Schwellspannung des Gatters D übersteigt, geht das Ausgangssignal nach Null. Aus dem Spannungsverlauf im Teilbild b erkennt man die Verzögerung der Vorderflanke des Eingangsimpulses. Die Verzögerungszeit ist $t_v = kC$ mit $k = 1 \text{ ns/pF}$ unter der Voraussetzung einer schnellen Diode V.

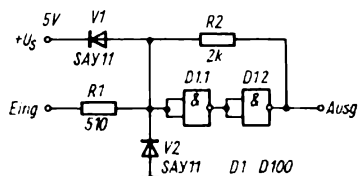


Bild 7.182
Schmitt-Trigger mit TTL-Gattern

Ein Schmitt-Trigger läßt sich schließlich noch mit TTL-IS nach der Schaltung im Bild 7.182 aufbauen. R_2 dient zur positiven Rückkopplung, die Dioden V1 und V2 begrenzen die Eingangsspannungen, und über R_1 , der ebenfalls in den Rückkoppelprozeß einbezogen ist, wird das Eingangssignal angelegt, das geringere Steilheit besitzen kann. Der Schmitt-Trigger schaltet schnell und exakt beim Überschreiten der Eingangsschwellenspannung der Gatter.

7.10.2. Zeitgeberschaltkreis

Für die Impulserzeugung und viele andere Anwendungen ist der Zeitgeberschaltkreis B 555 geeignet, der als international weit verbreiteter Universalschaltkreis zur Verfügung steht. Sein innerer Aufbau ist im Bild 7.183 dargestellt, er besteht aus 2 Komparatoren K1 und K2 mit internem Referenzspannteiler, einem RS-Flip-Flop, einem Entladetransistor und einer invertierenden Ausgangsstufe. Die Ausgangssignale der Komparatoren schalten das Flip-Flop um, welches die Entlade- und Ausgangsstufe gleichphasig ansteuert. Ohne äußere Beschaltung bildet der B 555 einen Komparator mit Hysterese. Liegt am Anschluß 2 eine Spannung größer als die Referenzspannung U_{R2} , kippt der Ausgang 3 auf H-Potential. Überschreitet die Spannung am Anschluß 6 die Referenzspannung U_{R2} , kippt 3 nach L-Potential. Die Referenzspannungen U_{R1} und U_{R2} werden intern

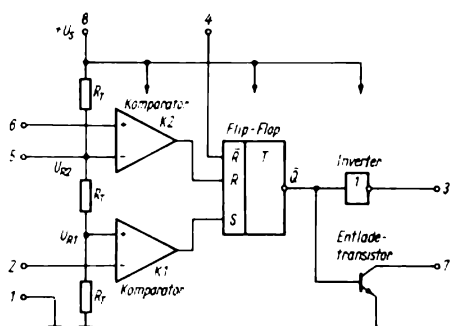


Bild 7.183
Prinzipschaltbild des Zeitgeberschaltkreises B 555

aus einem Spannungsteiler mit 3 gleichgroßen Widerständen gewonnen. U_{R1} ist daher stets halb so groß wie U_{R2} , die am Anschluß 5 durch externe Beschaltung verändert werden kann. Wird an 5 keine externe Spannung angelegt, ergeben sich die Referenzspannungen zur Versorgungsspannung U_s wie 1:0,66:0,33. Der RS-Flip-Flop dient zum Entprellen der Komparatoren, damit können auch langsame Spannungsänderungen am Eingang verarbeitet werden. Über den Anschluß 4 kann das RS-Flip-Flop rückgesetzt werden (4 an Massepotential). Im Rückstellzustand (Reset) liegt der Ausgang 3 auf L-Pegel, der Entladetransistor ist in der Sättigung.

Bild 7.184 zeigt die äußere Beschaltung des B 555 für astabilen Multivibratorbetrieb. Dieser ist durch Selbsttriggern der Schaltung möglich. Dazu werden die Komparatoreingänge 2 und 6 verbunden. Durch Auf- und Entladung der zeitbestimmenden externen RC-Kombination zwischen den Referenzspannungen U_{R1} und U_{R2} werden die Komparatoren selbsttätig umgesteuert. Die Aufladung von C erfolgt über R_1 und R_2 von U_{R1} bis U_{R2} , die Entladung nur über R_2 von U_{R2} bis U_{R1} .

Für die Aufladephase gilt die Beziehung

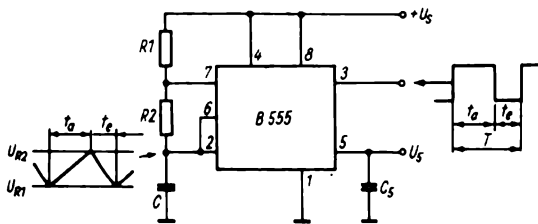


Bild 7.184
Besaltung des B 555 als astabiler Multivibrator

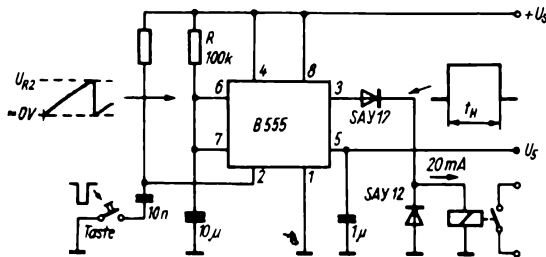


Bild 7.185
Schaltung eines monostabilen Multivibrators mit dem B 555

$$t_a = (R_1 + R_2) C \ln \frac{U_S - U_{R1}}{U_S - U_{R2}} \quad \text{mit}$$

$$U_{R2} = U_S = 2 U_{R1}$$

und für die Entladephase analog:

$$t_e = R_2 C \ln \frac{U_{R2}}{U_{R1}}.$$

Da $U_{R2} = 2 U_{R1}$ ist, wird die Entladezeit $t_e = R_2 C \ln 2$, unabhängig von den Referenzspannungen. Eine Steuerung über Anschluß 5 beeinflußt daher nur t_a . Beim Anlegen einer Steuerspannung an 5 werden die Periode T und das Tastverhältnis $d = t_a/T$ gleichzeitig verändert. Dabei ist $T = t_a + t_e$. Für den AMV ergibt sich dann $T = t_a + t_e = (R_1 + 2 R_2) C \ln 2$ ($\ln 2 = 0,693$).

Für den monostabilen Betrieb des B 555 gilt die Schaltung nach Bild 7.185. Die Triggerung erfolgt mit der negativen Flanke des über eine RC-Kombination erzeugten Impulses am Anschluß 2 beim Drücken der Taste. Der Ausgang kippt dann auf H-Potential und $C = 10 \mu F$ wird über R aufgeladen. Sobald die Kondensatorspannung einen Wert größer als die

Referenzspannung U_{R2} erreicht, wird das RS-Flip-Flop zurückgesetzt, der Ausgang kippt auf L-Potential. Der externe Kondensator wird durch die Entladestufe über 7 entladen. Das ausgangsseitige Relais, das beim Auslösen angezogen hat, fällt ab. Die beiden Dioden dienen dem Schutz der invertierenden Endstufe vor Rückspannung und induktiver Überspannung. Die Haltezeit des monostabilen MV beträgt

$$t_H = RC \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{R2}}{U_S}},$$

ohne externe Steuerung am Anschluß 5 ergibt sich $t_H = 1,1 RC$. Die Haltezeit des Relais ist hier ≈ 1 s. Der Schaltkreis ist bei Betriebsspannungen von 4,5...16 V einsetzbar, die Ausgangsstromamplitude kann bis 200 mA betragen. Die Gesamtverlustleistung des IS ist 600 mW. Die Grenzwerte der äußeren RC-Beschaltung sollten in den Bereichen $1 M\Omega \dots 1 k\Omega$ und $1 nF$ bis $10 \mu F$ (MP!) liegen. Beim astabilen Betrieb läßt sich zum Erreichen des Tastverhältnisses von $t = 0,5$ (symme-

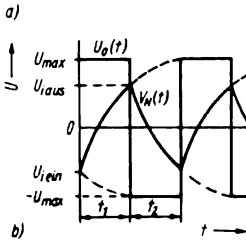
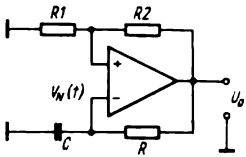


Bild 7.186
Astabiler Multivibrator mit OPV;
a – Schaltbild OPV-Multivibrator,
b – Spannungsverläufe in der
Schaltung

trische Rechteckimpulse) die Zeitkonstante durch eine Diode *SAY11* parallel zu R_2 entkoppeln, eine Feineinstellung über Anschluß 5 ist möglich. Die Betriebsspannungszuführung ist mit einem 10- μ F-Elektrolytkondensator parallel 10 nF Keramikkondensator abzublocken, und zwar unmittelbar am Schaltkreis. Man kann auch mit einem OPV einen Multivibrator aufbauen, wie Bild 7.186 zeigt. Die Schaltung ist ein invertierender Schmitt-Trigger, dessen Rückkopplungszweig ein Tiefpaßfilter enthält. Die durch R_1 und R_2 definierte Triggerschwelle wird mit einem dreieckförmigen Spannungsverlauf der Ausgangsrechteckspannung über RC verglichen, und immer wenn beide Spannungen übereinstimmen, schaltet der Ausgang des OPV um. Die Triggerpegel für $U_{0\max} = -U_{0\min} = U_{\max}$ sind gegeben durch $U_{\text{iein}} = -\alpha U_{\max}$ und $U_{\text{iaus}} = \alpha U_{\max}$. Dabei ist $\alpha = R_1/(R_1 + R_2)$.

Die Beziehung für V_N lautet:

$$dV_N/dt = \frac{|U_{\max}| - V_N}{RC},$$

mit dem Anfangswert $V_N(t=0) = U_{\text{iein}} = -\alpha U_{\max}$ ergibt sich:

$$V_N(t) = U_{\max} \left[1 - (1 + \alpha) \exp - \frac{t}{RC} \right].$$

Der Triggerpegel U_{iaus} wird nach

$$t_1 = RC \ln \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} = RC \ln \left(1 + \frac{2 R_1}{R_2} \right)$$

erreicht. Die Periode T wird:

$$T = 2 t_1 = 2 RC \ln \left(1 + \frac{2 R_1}{R_2} \right)$$

und mit $R_1 = R_2$ ist $T \approx 2,2 RC$.

7.10.3. VCO und Transverter

Eine weitere Multivibratoranwendung ist für den Amateur gelegentlich von Interesse: der Spannungs-Frequenz-Wandler oder VCO (spannungsgesteuerter Oszillator, engl. voltage controlled oscillator). Man benutzt im einfachsten Fall einen Multivibrator, dessen zeitbestimmende Elemente gesteuert werden. Ein Beispiel hierfür zeigt Bild 7.187. Hier werden mittels Transistoren die Ladeströme für die frequenzbestimmenden Kondensatoren gesteuert. Die Eingangsspannung wird den Basen der Stromquellentransistoren zugeführt. Bei Steuerspannung Null erzeugt dieser Multivibrator eine Frequenz, die durch das RC -Glied fixiert ist. Bei Anlegen einer Steuerspannung verändert sich diese Mittenfrequenz dann linear.

Tabelle 7.6.

Kondensator (μ F)	Frequenz für $U_C = 0$ (kHz)	Steuersteilheit kHz/V
0,001	35	3,5
0,01	3,5	0,35
0,1	0,35	0,035
1,0	0,035	0,0035

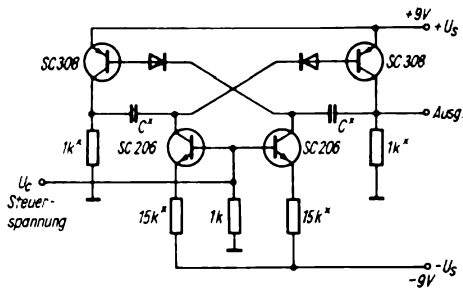


Bild 7.187
Multivibrator als spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) zur Spannungs-Frequenz-Wandlung

Mit den in Tabelle 7.6. angegebenen C -Werten lassen sich Frequenzen von 3,5 Hz...35 kHz erzeugen. Derartige Generatoren spielen in der Telemetrie eine Rolle, d. h. bei der Fernübertragung analoger Meßgrößen. Auch auf diesem Gebiet existiert eine umfangreiche Spezialliteratur.

Manchmal benötigt man eine höhere Spannung, die aus einer relativ niedrigen Batteriespannung gewonnen werden muß. Hierfür gibt es sogenannte Transverter, d. h. Leistungsschwingungen, die aus einer Gleichspannung eine transformierbare Wechselspannung herstellen. Diese wird auf einen höheren Spannungswert transformiert und wieder gleichgerichtet. Solche Transverter spielen z. B. eine Rolle beim Betrieb von Leuchtstoffröhren aus Kraftfahrzeugbatterien. Es gibt genügend Literatur, so daß sie hier

nicht weiter vorgestellt werden. Wenn man jedoch den Transformator vermeiden kann, läßt sich ein eisenloser Transverter auf der Basis von Multivibratoren aufbauen, der einfach zu realisieren ist. Bild 7.188 zeigt einen mit 4 Transistoren bestückten Leistungsmultivibrator mit einer Frequenz von $f = 10$ kHz. Die gewählte Schaltung gestattet die fast vollständige Verwandlung der Betriebsspannung von 10 V in eine Rechteckspannung gleicher Amplitude ($U_S - 2 U_{sat}$). Die Ausgangsleistung dieser Schaltung liegt bei 280 mW, der Wirkungsgrad bei 70 %. Mit einer an die Anschlüsse A und B angeschalteten Vervielfacherkaskade mit 12 Kondensatoren 10 μ F/25 V und 12 Si-Gleichrichterioden SY 320 ergibt sich eine Ausgangsgleichspannung von 100 V, wie sie z. B. zum Betrieb von Gasentladungslampen o. ä. benötigt wird. Ein wei-

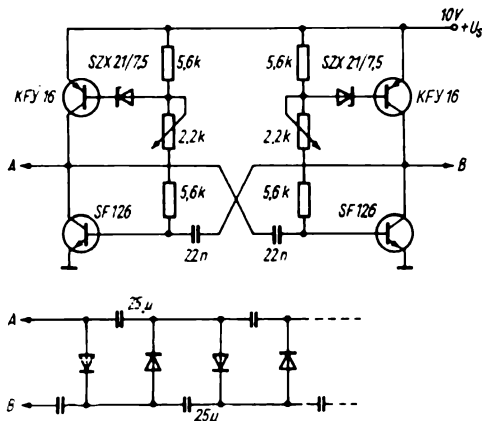


Bild 7.188
Multivibrator als eisenloser Transverter

teres Schaltbeispiel für einen eisenlosen Transverter zeigt Bild 7.189a. Hier wird ein *A 210 K* als Leistungs-Operationsverstärker in astabiler MV-Schaltung benutzt und die erzeugte niederfrequente Rechteckspannung über eine Vervielfacherkaskade gleichgerichtet. Der hier gezeigte Transverter erzeugt aus einer 6-V-Batteriespannung eine Speisespannung von 12 V. Das RC-Glied $0,1 \mu\text{F}$ mit $10 \text{ k}\Omega$ legt die Schwingfrequenz der Schaltung fest. Vorteilhaft bei diesen Transvertern ist das fehlende Streufeld der Übertrager. Derartige Baugruppen lassen sich recht kompakt aufbauen. Die bisher beschriebenen Schaltungen haben im allgemeinen einen hohen Eigenverbrauch, sie sind daher für batteriegespeiste Geräte nur bedingt einsetzbar. Mit einem Vierfachgatter in CMOS-Technik *V 4001 D* (oder SU: *K 176 JIA 7*) und einem Spannungsvervielfacher mit Si-Dioden läßt sich ein stromarmer eisenloser Transverter aufbauen, der eine Abstimmspannung für Varicaps (C-Dioden) zu erzeugen gestattet. Bild 7.189b zeigt die Schaltung. 3

der 4 Gatter bilden einen RC-Oszillator, der auf einer Frequenz von $\approx 50 \text{ kHz}$ schwingt. Die Vervielfacherkaskade erzeugt aus dieser Rechteckspannung eine Gleichspannung, die bei $25 \dots 30 \text{ V}$ liegt. Als stromarmen Stabilisator benutzt man die Emittersperrschichten von Si-Epitaixial-Planartransistoren, die bereits bei Querströmen von $5 \dots 10 \mu\text{A}$ einen ausgeprägten Zenerknick aufweisen. Man sucht die Transistoren so aus, daß die Summe ihrer Z-Spannungen die gewünschte maximale Spannung, hier also 20 V , ergibt. Die Stromaufnahme des Transverters beträgt für Primärspannungen von $6,5 \dots 9 \text{ V}$ etwa $0,8 \dots 2,2 \text{ mA}$. Die Ausgangsspannung schwankt in diesem Bereich nur um 10 mV . Das Fehlen induktiver Bauelemente verringert die Störmöglichkeit eines solchen Transverters im Gerät, trotzdem sollte man diese Einheit mechanisch durch ein Metallgehäuse kapseln und die Ein- und Ausgänge abblocken.

Zum Abschluß dieses Abschnittes soll noch eine Anwendung des Multivibrators

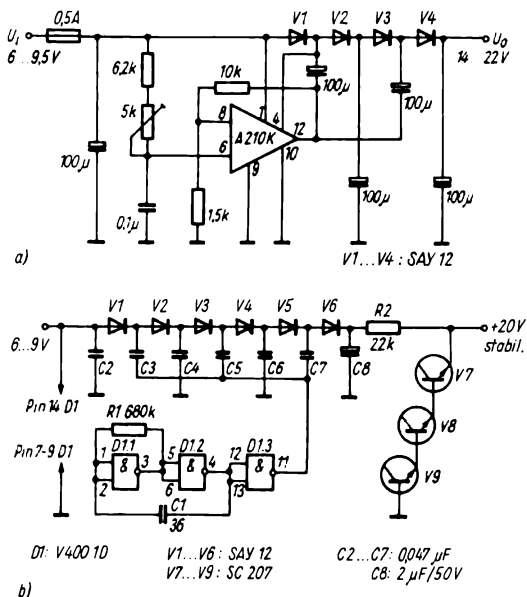


Bild 7.189

Eisenloser Transverter; a – mit integriertem Leistungsverstärker, b – mit *V 4001 D*

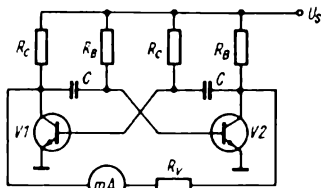
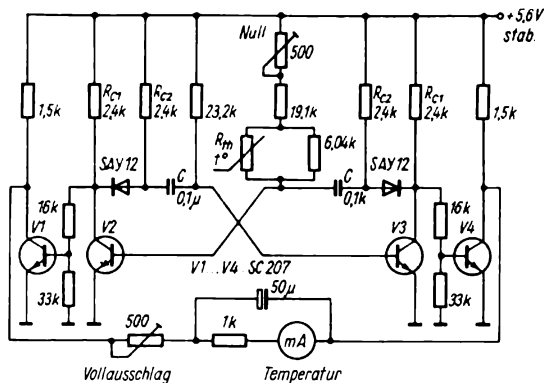


Bild 7.190

Prinzipschaltung eines Multi-
vibrator-Temperaturmeßgerätes (im
rechten Zweig lies R_B für R_C und
umgekehrt)

Bild 7.191

Ausführungsbeispiel eines astabilen
Multivibrators als Temperaturmeßgerät



zur Temperaturmessung beschrieben werden. Die Schaltung Bild 7.190 zeigt das Meßprinzip, Bild 7.191 ein praktisches Ausführungsbeispiel. Das Grundprinzip dieses Meßgeräts ist die Veränderung des Tastverhältnisses in einem symmetrischen astabilen MV durch einen temperaturabhängigen Widerstand (Heißeiter). Wenn in diesem AMV $R_{B1} = R_{B2}$ ist, so ist der mittlere Strom durch das Meßinstrument gleich Null, da die Zeitkonstanten $t_1 = R_{B1}C$ und $t_2 = R_{B2}C$ gleich sind. Verringert man R_{B1} , dann läßt sich ein mittlerer Strom zwischen den Kollektoren messen. Für diesen Strom i_m gilt:

$$i_m = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} i_{\max}$$

Setzt man für R_{B1} einen Thermistor ein, so wird

$$\frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{R_{B1} - R_{th}}{R_{B1} + R_{th}} = \frac{\Delta R}{2 R_{B1} - \Delta R}$$

oder auch:

$$R_{th} = R_{B1} \frac{1 - i_m/i_{\max}}{1 + i_m/i_{\max}}$$

Um Linearität zu gewährleisten, muß $R_{B1} \gg \Delta R$ sein. Das praktische Beispiel soll im Temperaturbereich von $+22 \dots +42^\circ\text{C}$ messen. Der eingebaute

Thermistor hat bei $+22^\circ\text{C}$ einen Widerstand von $11,3\text{ k}\Omega$ und bei $+42^\circ\text{C}$ noch $5,19\text{ k}\Omega$. Schaltet man zur Linearisierung der Kennlinie dem Thermistor einen Widerstand von $6\text{ k}\Omega$ parallel, dann verbleibt ein $\Delta R = 11,4\text{ k}\Omega$. Damit wird $c = \Delta R / (2 R_{B1} - \Delta R) \approx 1/40$. Damit wird $i_{\max} = 2\text{ mA}$ bei $i_{\min} = 50\text{ }\mu\text{A}$. Der schaltungstechnische Aufwand ist nicht hoch, die Meßgenauigkeit liegt bei $0,2\text{ K}$ in Skalenmitte.

Aus den Ausführungen ist ersichtlich geworden, daß Impulsgeneratoren mit Transistoren und IS ein breites Anwendungsfeld haben und daß noch lange nicht alle Anwendungsmöglichkeiten ausgeschöpft sind.

7.11. Die Stabilisierung von Strom und Spannung

Jede elektronische Schaltung, vom einfachen Transistorverstärker bis zur komplexen digitalen Logikbaugruppe, benötigt eine oder mehrere Gleichspannungen hoher Stabilität. Wenn man diese aus dem Wechselstromnetz erzeugt, muß man die Netzspannung transformieren, gleichrichten und sieben, d. h., sie von Brummkomponenten 50 oder 100 Hz befreien. Viele Schaltkreisfamilien fordern eine Kon-

stanz der Betriebsspannung von $\pm 2 \dots 5 \%$, und so ist bei starken Netzspannungsschwankungen eine Stabilisierung der Betriebsspannung für elektronische Baugruppen notwendig. Während in der Anfangsphase der Mikroelektronik Stabilisatoren mit Transistoren und Z-Dioden in diskreter Technik üblich waren, sind heute vor allem integrierte Spannungsregler (z. B. MAA 723, MA 78xx und B 3170) üblich, die zusammen mit Leistungstransistoren für höhere Lastströme eine einfache und hochwirksame Stabilisation gestatten. Für den Amateur sind auch heute noch einfache Schaltungen mit diskreten Bauelementen aus Preisgründen für viele Zwecke vorteilhaft, so daß nach einer kurzen Besprechung der Referenzelemente einige erprobte Beispiele mit diskreten Bauelementen und mit IS-Reglern beschrieben werden. Die Z-Diode ist ein zuverlässiges Si-Bauelement zur Stabilisierung einer Gleichspannung (Bild 7.192 a). Dazu wird ein Bereich im Sperrast der Kennlinie genutzt, in dem bei steigendem Strom die Sperrspannung nur noch wenig ansteigt. Diese Kennlinie in Bild 7.192 b ähnelt der einer Glimentladung und ist durch den Zenerdurchbruch bewirkt, d. h., ähnlich der Stoßionisation bei der Glimentladung treten Ladungsträger auf, die ein starkes Anwachsen des Stroms bewirken. Im Arbeitsbereich ist die Z-Kennlinie noch etwas ansteigend. Es ergibt sich der differentielle Widerstand r_z , der seinerseits wiederum vom durchfließenden Strom und der Z-Spannung abhängt. Im Bild 7.193 ist r_z in Abhängigkeit von U_z und I_z dargestellt. Die niedrigsten differentiellen Widerstände bei Z-Spannungen ergeben sich bei 6 V und Strömen um 100 mA. Für Referenzelemente muß jedoch der Strom zur Vermeidung von Eigenerwärmung weit unter diesen Werten bleiben. Man stellt Ströme von 1...10 mA ein. Die Si-Z-Dioden weisen bei $U_z > 6$ V einen positiven Temperatur-

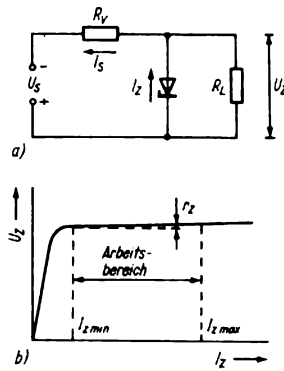


Bild 7.192
Z-Dioden-Stabilisator; a – Schaltbild, b – Arbeitsbereich

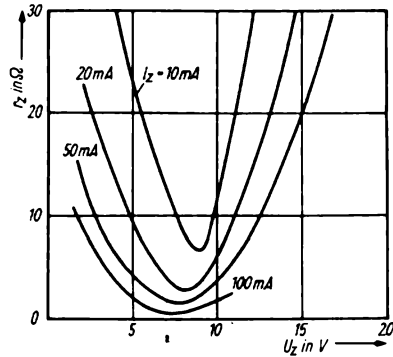


Bild 7.193
Abhängigkeit des differentiellen Widerstandes der Z-Diode von U_z und I_z

koeffizienten (TK) und bei $U_z < 5$ V einen negativen TK auf. Man kann je nach Arbeitspunkt bei Z-Dioden für 5,6 V einen TK ≈ 0 einstellen. Besser ist jedoch die Kompensation des TK durch vorgeschaltete Si-Dioden in Durchlaßrichtung. Das wird bei den Referenzelementen auch getan, nur sind diese dann wesentlich teurer als einfache Z-Dioden. Der VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin stellt Referenzelemente der Reihe SZY 20...23 her. In der einfachen Stabili-

sierungsschaltung nach Bild 7.192a bestimmt r_z die Güte der Stabilisierung. Für die Schaltung gilt:

$$\Delta U_S = (\Delta I_Z + \Delta I_L) R_V + \Delta U_L,$$

wobei $\Delta I_Z = \Delta U_L / r_z$ und $\Delta I_L = \Delta U_L / R_L$ ist. Der Stabilisierungsfaktor k_{st} wird

$$k_{st} = \frac{\Delta U_S U_L}{\Delta U_L U_S} = \left(1 + \frac{R_V}{R_L} + \frac{R_V}{r_z} \right) \frac{U_L}{U_S}.$$

Für $R_V / r_z \gg 1 + R_V / R_L$ vereinfacht sich die Beziehung zu $k_{st} \approx R_V U_L / r_z U_S$. Der Ausgangswiderstand des Z-Stabilisators wird $R_{ausg} = \Delta U_L / \Delta I_L = r_z R_V / (r_z + R_V) \approx r_z$. In der Praxis wählt man das Verhältnis U_S zu U_L etwa 3:1. Damit können Stabilisierungsfaktoren von 10...50 erreicht werden. Falls das für einzelne Fälle nicht ausreicht, kann man 2 Z-Dioden in Reihe schalten und z. B. U_{Z1} zu 18 V und U_{Z2} zu 6 V wählen. Dadurch lassen sich k_{st} -Werte von 500 erreichen, jedoch ist der Wirkungsgrad einer solchen Schaltung sehr gering.

Da die Stabilität der Z-Spannung von der Stabilität des die Z-Diode durchfließenden Stromes abhängt, kann man eine selbstregelnde Schaltung mit einem OPV aufbauen, wie sie Bild 7.194 zeigt. Für die Schaltung gilt:

$$I_{ref} = \frac{1}{R_1} \frac{R_2}{R_1} U_{ref}$$

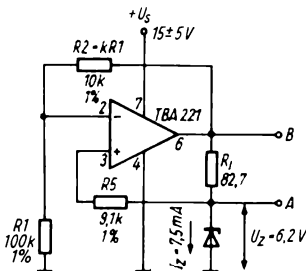


Bild 7.194
Z-Diode mit OPV-Konstantstromquelle

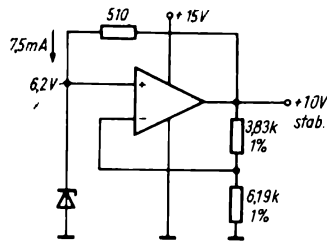


Bild 7.195
Einfache Referenzschaltung mit OPV für
 $U_{stab} = 10 \text{ V}$

unter der Voraussetzung, daß $R_2 \gg r_z$ bleibt. Die Ausgangsspannung des OPV ist $U_0 = U_{ref} + I_{ref} R_1$. Je kleiner das Produkt $I_{ref} R_1$ gewählt wird, desto niedriger kann die positive Betriebsspannung des OPV gehalten werden. Macht man $I_{ref} R_1 = k U_{ref}$ mit $0 < k < k_{max}$, so gilt weiter $k U_{ref} = R_2 U_{ref} / R_1$ und $R_2 = k R_1$. Ein geeigneter Wert für k ist 0,1, damit wird die Nennausgangsspannung des OPV 7,15 V. Es gibt nun 2 Punkte, wo man die Referenzspannung abnehmen kann, bei A an der Z-Diode selbst, hier allerdings mit vernachlässigbar kleinem Laststrom (oder weiteren OPV als Spannungsfolger nachschalten), oder am Punkt B, wo die Spannung $(1 + k) U_{ref}$ ist und wo man größere Ströme entnehmen kann. Die Änderung des Referenzstromes bei $\Delta I_L = 10 \text{ mA}$ beträgt 3 μA , dieselbe Änderung ergibt sich bei Variation der Betriebsspannung des OPV von 10 V auf 20 V.

Wenn man die technischen Daten einer Z-Diode analysiert, so ist z. B. bei einem gegebenen Typ die Z-Spannung $6,2 \text{ V} \pm 5\%$, und bei einem Strom von 7,5 mA durch die Z-Diode ist der differentielle Widerstand $r_z = 15 \Omega$. Eine Änderung des Stromes um 1 mA verändert den Nominalwert der Z-Spannung 3mal mehr als eine Temperaturänderung von -50°C auf $+100^\circ\text{C}$. Bild 7.195 zeigt eine einfache Referenzschaltung analog zum Bild 7.194, aber für eine Ausgangs-

spannung von 10 V. Der OPV ist als nichtinvertierender Verstärker geschaltet, er hält den Strom durch die Z-Diode konstant. Zur Erzielung eines kleinen Temperaturkoeffizienten sollte als Z-Diode ein Referenzelement eingesetzt werden, und im Vergleichszweig sollten drahtgewinkelte Widerstände oder Metallschichtwiderstände mit TK 50 eingesetzt werden. Der dynamische Innenwiderstand dieser Schaltung beträgt $0,1 \Omega$, die Referenzspannung ist mit 10 mA belastbar. Als OPV können der A 109 oder der MAA 741 eingesetzt werden.

Bei integrierten Schaltkreisen werden sowohl integrierte Z-Dioden als auch sogenannte Bandgap-Referenzstufen eingesetzt. Letztere haben auch bei kleinen Strömen recht hohe Stabilitäten und eine Reihe anderer Vorzüge hinsichtlich der problemlosen Integration, so daß sie in letzter Zeit häufig angewandt werden. Bild 7.196 zeigt eine Bandgap-Referenzschaltung, wie sie erstmals von R. Widlar angewandt wurde. Die Basis-Emitter-Spannung eines Transistors hat einen Temperaturkoeffizienten von -2 mV/K . Die Differenz der U_{BE} -Werte 2er Transistoren mit unterschiedlichen Kollektorströmen oder unterschiedlichen geometrischen Abmessungen auf dem Chip kann temperaturunabhängig gemacht werden. V1 arbeitet als Diode, es ist

$$I_{C1} = \frac{U_{\text{ref}} - 0,6 \text{ V}}{R/n_1}.$$

Eine Shunt-Gegenkopplung erfolgt für V3 über R, der Kollektor von V2 liegt dann auf $0,6 \text{ V}$, und es gilt $I_{C2} = (U_{\text{ref}} - 0,6 \text{ V})/R$.

Das Verhältnis der Kollektorströme ist dann unabhängig von U_{ref} und wird $I_{C1}/I_{C2} = n_1$. Nun wird $U_1 = U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln(I_{C1}/I_{C2}) = \frac{kT}{q} \ln n_1$. Damit

* ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$, Boltzmannkonstante;
 $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, Elementarladung)

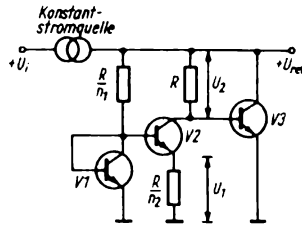


Bild 7.196
Bandgap-Referenzschaltung

diese Spannung positiv ist, muß $n_1 > 1$ und $I_{C1} > I_{C2}$ gewählt werden, z. B. $n_1 = 10$. Dann ist $U_1 = 26 \text{ mV} \cdot \ln 10 \approx 60 \text{ mV}$. Der TK dieser Spannung ist positiv und gleich

$$\frac{dU_1}{d\theta} = \frac{k}{q} \ln n_1 = \frac{U_T}{T} \ln n_1 = \frac{1}{T} U_1$$

$T = 300 \text{ K}$ ergibt $\text{TK} = +0,2 \text{ mV/K}$. Damit der andere TK mit -2 mV/K kompensiert werden kann, muß $n_2 = 10$ gewählt werden. U_2 ist dann 600 mV . Die Shunt-Gegenkopplung von V3 ergibt dann die Ausgangsspannung $U_{\text{ref}} = U_{BE3} + U_2 = U_{BE3} + U_T n_2 \ln n_1 \approx 1,2 \text{ V}$.

$\text{TK} = 0$ ergibt sich für $U_{\text{ref}} = E_g/q = 1,205 \text{ V}$, wobei E_g die Breite der verbotenen Zone für Silizium ist. Der TK der Basis-Emitter-Spannung ergibt sich aus

$$U_{BE3} = U_T \ln(I_{C3}/I_{C0}) \text{ zu}$$

$$\left. \frac{dU_{BE3}}{d\theta} \right|_{I_{C3} = \text{const}} = \frac{k}{q} \ln \frac{I_{C3}}{I_{C0}} - \frac{kT}{q} \frac{d \ln I_{C0}}{d\theta}$$

$$\frac{dI_{C0}/d\theta}{I_{C0}} = \frac{d(\ln I_{C0})}{d\theta} = \frac{E_g}{kT^2}$$

$$\left. \frac{dU_{BE3}}{d\theta} \right|_{I_{C3} = \text{const}} = \frac{1}{T} U_{BE3} - \frac{E_g}{qT}$$

$$\approx -2 \text{ mV/K}$$

$$\frac{dU_1}{d\theta} = \frac{k}{q} \ln n_1 = \frac{U_T}{T} \ln n_1 = \frac{1}{T} U_1$$

$$\frac{dU_2}{d\theta} = n_2 \frac{dU_1}{d\theta} = \frac{n_2 U_1}{T} = \frac{U_2}{T}$$

$$U_2 = \frac{E_g}{q} - U_{BE3}$$

$$U_{ref} = U_{BE3} + U_1 = E_g/q = 1,205 \text{ V.}$$

Schaltet man diese Referenzquelle mit einem OPV zusammen, dann ergibt sich das Bild 7.197, für das die Beziehungen $U_{ref} = U_{BE1} + U_2 = U_{BE1} + U_T n_2 \ln n_1$ und $U_0 = 1,205 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ bei der Voraussetzung $n_2 \lg n_1 = 10$ gelten. Diese Art der Referenzspannungserzeugung benutzt der international eingeführte Schaltkreis AD 580 von Analog Devices (USA).

Im Bild 7.198 ist ein mit Si-Transistoren bestückter Serienregler für ein 12-V-/1-A-Niederspannungsnetzteil dargestellt. Die unstabilisierte Eingangsspannung darf 20...25 V betragen. Durch einen niederohmigen Spannungsteiler am Ausgang wird ein Teil der Ausgangsspannung abgegriffen und dem Vergleichstransistor V1 zugeführt, in dessen Emitterkreis die Z-Diode V5 liegt. Der bei Nichtübereinstimmung von abgegriffener Ausgangsspannung und Z-Spannung auftretende Strom steuert eine Darlingtonschaltung mit V2 und V3 so aus, daß Änderungen der Ausgangsspannung ausgeglichen werden. Die Kollektorspannung von V1 wird durch V4 vorstabilisiert, sonst birgt die Schaltung keine Besonderheiten. Der Kondensator 10 nF verhindert hochfrequentes Schwingen des Regelkreises, der Kondensator 0,1 µF sorgt für eine Restbrummunterdrückung. Mit dieser Schaltung lassen sich Innenwiderstände von 0,1 Ω und Regelfaktoren von 200 erreichen.

Ein weiteres Schaltbeispiel zeigt Bild 7.199. Das Anwendungsgebiet dieser Schaltung sind elektrische Uhren mit Transistorschwinger. Derartige Uhren speist man aus einem Element, dessen

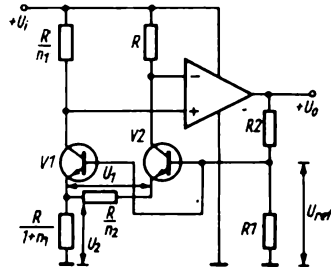


Bild 7.197
Referenzspannungserzeugung mit OPV

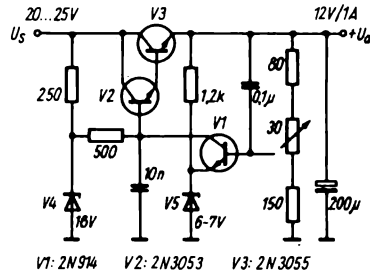


Bild 7.198
Einfacher Serienstabilisator

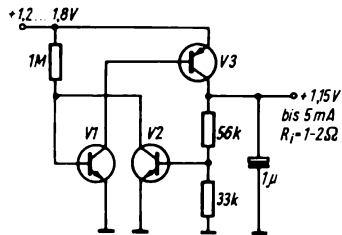


Bild 7.199
Niederspannungsstabilisator für Batterieuhren

Klemmenspannung von 1,2...1,8 V schwanken kann. Die sich ändernde Spannung bewirkt einen nicht konstanten Lauf der Uhr, so daß man besser die Betriebsspannung stabilisieren sollte. Bei derartig niedrigen Spannungen ist die Stabilisierung problematisch, und so wird

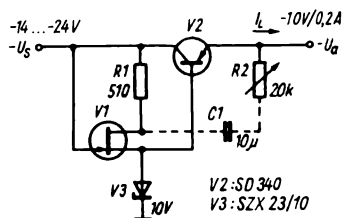


Bild 7.200

Einfacher Serienregler mit SFET als Konstantstromquelle

hier eine Komplementärschaltung eingesetzt, bei der die Vergleichsspannung die Basis-Emitterspannung von V2 ist. Bei $I_C = 1 \mu A$ ist $U_{BE2} = 420 mV$, ein $\Delta U_e = 1,2...1,8 V$ bewirkt ein $\Delta U_a = 70 mV$. Damit ergibt sich ein Stabilisierungsfaktor von ≈ 10 bei einem Innenwiderstand von $1...2 \Omega$. Durch den Spannungsteiler wird die Ausgangsspannung auf $1,15 V$ eingestellt, sie ist bis $5 mA$ belastbar. Es sind die Miniplasttransistoren SC 206 und SC 308 einsetzbar.

Im Bild 7.200 wird ein SFET als Konstantstromquelle in einem einfachen Stabilisator eingesetzt. Der Wert von R_1 bestimmt die Größe des durch die Z-Diode fließenden Konstantstroms. Von ihm hängt auch der maximale Ausgangsstrom der Schaltung ab. Es gilt die Beziehung: $I_{Lmax} = (I_{const} - I_{Zmin}) h_{21E}$ von V2. I_{Zmin} ist der minimale Z-Diodenstrom durch V3. Bei einem Regelfaktor von $k_{st} = 530$ und $I_{Lmax} = 0,2 A$ ergibt sich eine Brummspannungsunterdrückung von

60 dB. Als SFET ist der sowjetische KИ 302 A geeignet. Durch das gestrichelt eingezeichnete RC-Glied kann die Brummdämpfung um weitere 20 dB erhöht werden, indem man R_2 so regelt, daß die Brummspannung an der Basis von V2 gegenphasig anliegt.

Die Betriebsspannung für TTL-Systeme soll $5 V \pm 5 \%$ betragen. Für diesen Zweck ist die Schaltung nach Bild 7.201 ausgelegt. Über einen Graetz-Gleichrichter wird eine Wechselspannung von $8...10 V$ gleichgerichtet und mit $1000 \mu F$ geglättet. Der Vergleich der Referenzspannung mit einem Teil der Ausgangsspannung findet in einem Differenzverstärker mit den beiden SC 236 statt. Der Leistungstransistor gestattet einen Ausgangsstrom von $0,5 A$, der Regelfaktor liegt bei 200, die Schaltung ist auf minimalen Aufwand ausgelegt. Mit Hilfe des Potentiometers $2,5 k\Omega$ wird die Ausgangsspannung eingestellt.

Für viele Zwecke (z. B. auch bei genauen Spannungsmessungen nach der Kompensationsmethode) wird ein Gleichspannungs-Referenzspannungsnorm benötigt, dessen Ausgangsspannung fein einstellbar, z. B. in den Grenzen $0...5 V$ mit einer Auflösung von $1 mV$, und reproduzierbar mit guter Langzeitkonstanz ist. Früher benutzte man sogenannte Normalelemente für Kompensationsmeßzwecke, aber deren elektrochemische Eigenschaften und die Notwendigkeit einer Wartung machten den praktischen Einsatz schwierig. Die nachfolgend beschriebene Schaltung ergibt

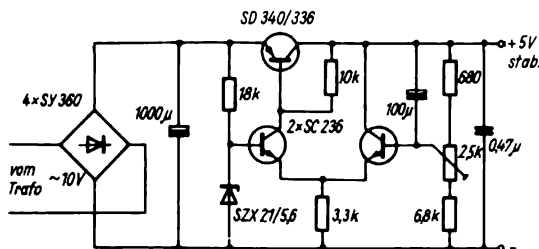


Bild 7.201

TTL-Niederspannungsregler mit Si-Transistoren

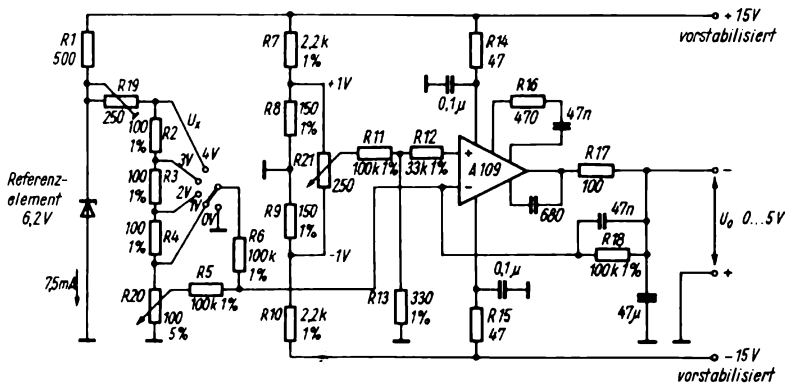


Bild 7.202
Eichspannungsquelle für Gleichstrom

eine belastbare, stabile Gleichspannungsquelle für Kalibrierzwecke im Bereich 0...5 V (Bild 7.202). Aus einem vorstabilisierten Netzgerät mit ± 15 V werden ein Referenzelement mit 6,2 V Z-Spannung und ein OPV als Summierverstärker mit $V=1$ gespeist. Die Verstärkung $V=1$ wird durch R_5 , R_6 und R_{18} festgelegt. Die Z-Spannung wird über einen Widerstandsteiler, bestehend aus R_2 , R_3 , R_4 und R_{20} , abgegriffen und mit R_{19} auf 4 V eingestellt. Mit dem Schalter S1 wird die Spannung in 1-V-Stufen verändert und mit dem Wendepotentiometer R_{20} in diesen Stufen fein eingestellt. Da das Wendepotentiometer 10 Umdrehungen gestattet, ist die Auflösung 0,1 V pro Skalenteil. Die Ausgangswerte von S1 und R_{20} werden über die Widerstände R_5 und R_6 an den Summiereingang des OPV geführt. Der Gegenkopplungswiderstand R_{18} ist den Summierwiderständen gleich, so daß die Ausgangsspannung $U_0 = -U_s + U_r$ ist (U_s = Spannung vom Schalter, U_r = Spannung vom Wendepotentiometer). Das Potentiometer R_{21} dient zur Offsetspannungskompensation des OPV. R_{12} wird gleich groß wie die Parallelkombination von R_5 , R_6 und R_{18} gewählt, um die Quellenimpedanzen der

beiden Eingänge des OPV zu egalisieren, damit minimale Offset-Fehler auftreten. Der Ausgangswiderstand des OPV liegt bei 45 Ω . Die Einstellgenauigkeit dieses Referenzspannungsgenerators beträgt 1...2 %, der Temperaturkoeffizient der Spannung im Bereich 0... +50 °C beträgt 70 μ V/K. Damit sich bei Doppelspannungs-Stabilisatoren keine unterschiedlichen TK-Werte oder Regelfaktoren ergeben, benutzt man eine gemeinsame Referenzquelle für beide Schaltungsteile. Im Bild 7.203 ist der Vorstabilisator für den Gleichstromeichgeber nach Bild 7.202 dargestellt. Über eine Konstantstromquelle wird die Z-Diode mit $U_z = 5,1$ V gespeist. Diese Bezugsspannung liegt am nichtinvertierenden Eingang des OPV N 1. Der Spannungsteiler am invertierenden Eingang bewirkt eine Regelung der Ausgangsspannung über den npn-Leistungstransistor auf den konstanten Wert +15 V. Der 2. OPV ist so geschaltet, daß er auf die halbe Summe der beiden Spannungen +15 V und -15 V regelt und damit einen virtuellen (scheinbaren) Massepunkt festlegt. Der pnp-Leistungstransistor regelt die negative Teilspannung auch auf den 15-V-Sollwert. Gegen einseitige Kurzschlüsse oder Falschpolungen schützen die jeweils in Sperrichtung an den Ausgang geschalteten Si-Gleichrichterdioden.

Für manche Zwecke werden nicht kon-

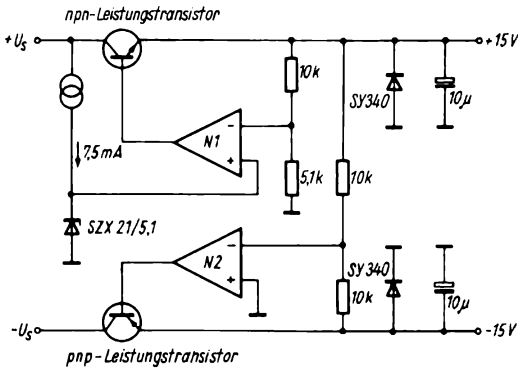


Bild 7.203
Vorstablisator für $\pm 15\text{ V}$ mit
2 OPVs und einer Z-Diode

stante Spannungen, sondern konstante Ströme benötigt. Auch hierfür ist eine Z-Diode mit OPV einsetzbar. Bild 7.204 zeigt eine Schaltung mit dem OPV *B 861*. Die Betriebsspannung kann von 10...20 V variieren, der über den Leistungstransistor *BD 136* stabilisierte Strom beträgt 100 mA. Am nichtinvertierenden Eingang liegt die mit einer Si-Diode kompen-sierte Z-Spannung von 5,6 V, am invertierenden Eingang erfolgt die Gegenkopplung über den Emitterwiderstand des Leistungstransistors. Die Stabilität des Ausgangsstroms liegt bei $2 \cdot 10^{-4}$, der Temperaturkoeffizient bei $5 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$. Die beiden Keramikkondensatoren verhindern hochfrequente Stromschwingungen. Die in jüngster Zeit oft verwendeten 3poligen Spannungsregler (*MA 7805* oder *B 3170*) bedürfen nur einer geringen äußeren Beschaltung, wenn sie für ihre Nennspannung eingesetzt werden. Sie werden bei größeren TTL-Systemen, z. B. auf den Leiterkarten zur lokalen Stabilisierung der Betriebsspannung, eingesetzt.

Im Bild 7.205a ist das Übersichtsschaltbild des integrierten Spannungsreglers *B 3170 V* (mit höherer zulässiger Eingangsspannung *B 3171 V*) als Positivspannungsregler bis zu Strömen von 1,5 A dargestellt. Analog gilt das auch für die Negativspannungsregler *B 3370 V* und

B 3371 V. Die Regler sind in einem Plastgehäuse mit Kühlfläche angeordnet und können eine Verlustleistung von 15 W umsetzen, der maximale innere Widerstand R_{thjc} beträgt 4 K/W. Der Stabilisierungsfaktor liegt bei 2 500, die maximale Lastregulung bei $\Delta I_{aus} = 1,5 \text{ A}$ beträgt 30 mV, die Brummspannungsunterdrückung 60 dB. Über die Referenzspannungsquelle und den Regelverstärker ist die Ausgangsspannung einstellbar, ihr Minimalwert liegt bei 1,2...1,3 V. Der minimale Ausgangsstrom liegt bei 10 mA, man sollte deshalb einen Parallelwiderstand als Grundlast am Ausgang anordnen, der zwischen 500 Ω und 5 k Ω liegen sollte.

Bild 7.205b zeigt die notwendige äußere Beschaltung eines Spannungsreglers *B 3170 V* (international: *LM 317*). Mit dem Regelwiderstand 5 k Ω kann die Aus-

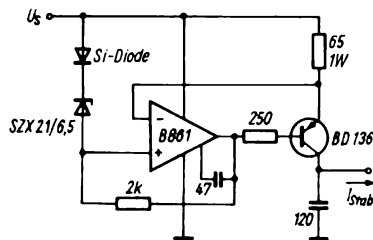


Bild 7.204
Stromstabilisierung mit OPV

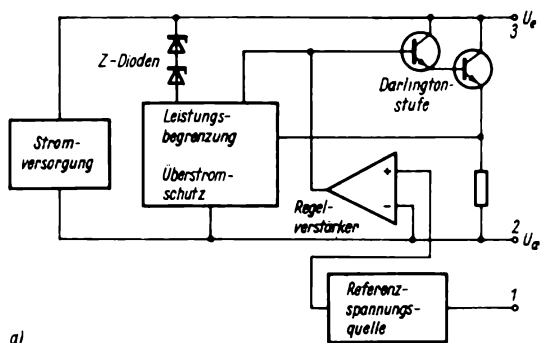
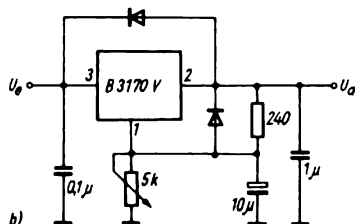


Bild 7.205
Integrierter 3poliger Spannungsregler
 $B\ 3170\text{ V}$; a – Prinzipschaltbild, b –
Beschaltung



gangsspannung in Grenzen eingestellt werden, der Widerstand $240\ \Omega$ stellt die Grundlast dar, die beiden Dioden schützen den Schaltkreis vor Überspannungsspitzen, der Kondensator $10\ \mu\text{F}$ verbessert die Brummspannungsunterdrückung. Die beiden anderen Kondensatoren verhindern Eigenschwingen.

Zum Abschluß dieses Kapitels soll noch kurz die Innenschaltung des häufig eingesetzten Schaltkreises für die Spannungsstabilisierung, des $\mu A 723$ (MAA 723, ČSSR), dargestellt werden.

Bild 7.206 zeigt die vollständige Innenschaltung des IS. Mit 16 Transistoren, 2 Dioden und 14 Widerständen ist es ein IS mittleren Integrationsgrades. Die einzelnen Teilstufen sind: temperaturkompensierte Z-Diode mit Konstantstromspeisung und Referenzspannungsverstärker, Differenzverstärker, Strombegrenzer und Serienregelstufe mit Ansteuerung. V18 hat einen positiven TK, der mit dem negativen TK der U_{BE} von V6 kompensiert wird. Es ergibt sich eine Referenz-

spannung von 7,15 V mit einem TK von 0,003 %/K. Die Transistoren V4...V6 führen der Diode V18 einen Strom $I = U_{BE}/R_8$ zu mit Gleichstromgegenkopplung. Die Transistoren V2 und V3 bilden einen unsymmetrischen Stromspiegel zur Vorspannung der Referenzquelle. Der Strom durch diese Transistoren wird mittels V17 und R_2 festgelegt. V11 und V12 bilden den Fehlerverstärker, in dessen Emittterkreis die Stromquelle V13 liegt. V9, V10 und V13 bilden einen Stromspiegel, der vom Stromspiegel V3, V7 und V8 gespeist wird. Vom Kollektor V12 wird das verstärkte Fehlersignal abgenommen und der Regelstufe V14 und V15 zugeführt. Über V16 kann eine Abschaltung des Serientransistors bei Überströmen durchgeführt werden.

Bei größeren Lastströmen muß dem $\mu A 723$ ein Leistungstransistor nachgeschaltet werden. Ein Schaltbeispiel für die Versorgung eines TTL-Systems mit rund 2 A Stromverbrauch zeigt Bild 7.207. Hier sind die Anschlüsse des

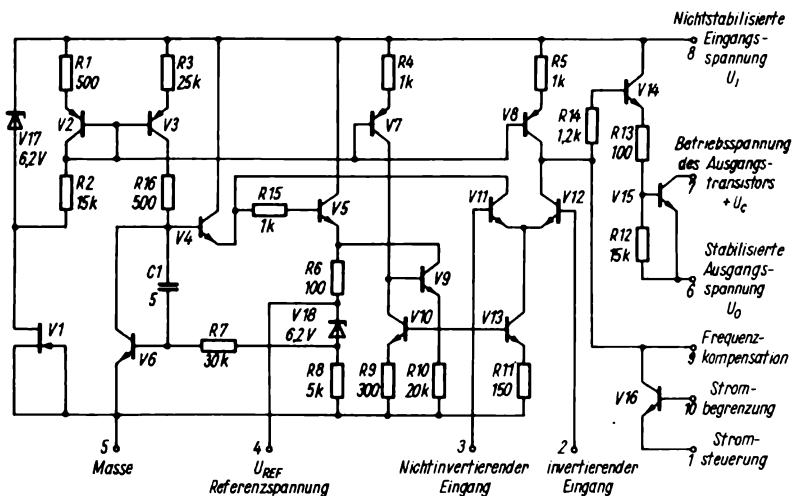


Bild 7.206
Innenschaltung des integrierten Spannungsreglers $\mu A 723$

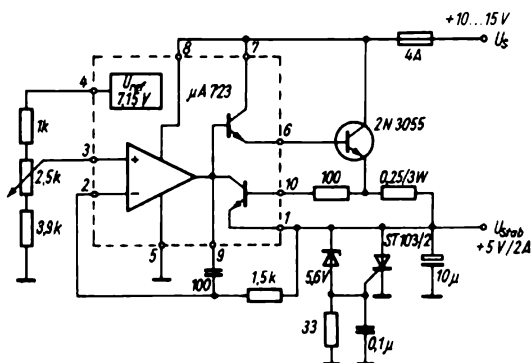


Bild 7.207
Regelnetzteil für TTL-Systeme mit $\mu A 723$ und Überspannungsschutz

IS mit Ziffern angegeben, die Innenschaltung ist als vereinfachte Übersichtsschaltung angegeben. Der Serientransistor des $\mu A 723$ ist für einen Maximalstrom von 125 mA ausgelegt, die Verlustleistung des IS soll 1 W bei +25 °C nicht überschreiten. Der außen angeschaltete Leistungstransistor 2N3055 komplettiert den Serientransistor des IS zu einer Darlingtonschaltung. Für 2 A Laststrom muß der Leistungstransistor ein $h_{21e} = 20$ bei diesem Strom aufweisen. Mit Hilfe des Potentiometers 2,5 k Ω zwischen Referenz-

spannung und Regelverstärker kann die Ausgangsspannung um ± 1 V um den Nennwert geregelt werden. Der Transistor ist mit einem Kühlkörper geeigneter Größe zu versehen. Über dem Strombegrenzungswiderstand fällt bei 2 A eine Spannung von 0,5 V ab. Mit 3 W Belastbarkeit bleibt die Eigenerwärmung gering. Gegen Überstrom wirkt die im IS vorhandene Schutzschaltung. Gegen Überspannung wird eine Schutzschaltung mit Z-Diode und Thyristor dem Regler nachgeschaltet, die den Ausgang bei

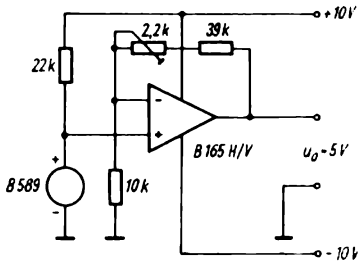


Bild 7.208
Regelstufe mit Leistungs-OPV

Spannungen über 6,2 V kurzschließt. Dadurch spricht die Strombegrenzungsschaltung an, und nach Abschalten der Netzspannung kann die Schaltung wieder in den Ausgangszustand zurückversetzt werden. Das ist deshalb nötig, weil ein

gleichstrommäßig gezündeter Thyristor von allein nicht wieder abschaltet. Er ist erst dann wieder im Sperrzustand, wenn die Anodenspannung auf Null gebracht wurde. Im Falle des Durchschlagens der Sperrschicht des Leistungstransistors löst dann die träge Feinsicherung 4 A im Eingangskreis aus. Der Thyristor zündet, wenn die Z-Diode Strom führt und am Widerstand 33 Ω so viel Spannung abfällt, daß das Gate durchsteuert.

Die industrielle Ausführung des bekannten A 2030 V ist der Leistungs-OPV B 165 V. Er läßt sich als Niederspannungsregler hoher Genauigkeit nach Bild 7.208 einsetzen, wenn als Referenzspannungsquelle die temperaturkompensierte Bandgap-Schaltung B 589 eingesetzt wird. Die B 589 erzeugt eine hochkonstante Spannung von 1,235 V für eingangsseitige Ströme von

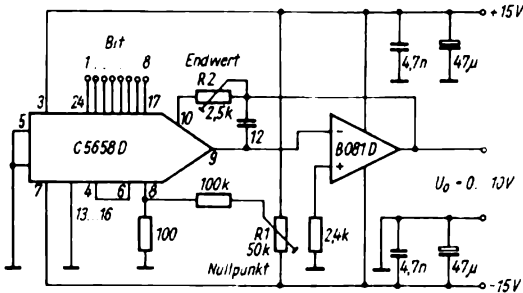


Bild 7.209
Digital-Analog-Wandler mit innerer Referenz

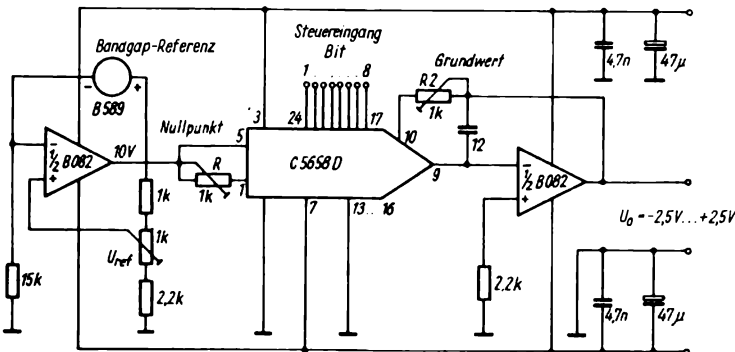


Bild 7.210
Bipolarer D/A-Wandler mit externer Bandgap-Referenz

50 μA ...5 mA. Im Temperaturbereich 0...+70 °C darf sie mit maximal 10 mA belastet werden. Die Änderung der Ausgangsspannung im Betriebsstrombereich liegt bei 5 mV, der Temperaturkoeffizient der ausgesuchten besten Untergruppe *B 589 Dq* bei $10 \cdot 10^{-6}/\text{K} = 10 \text{ ppm/K}$. Die Schaltung gestattet bei 5 V Ausgangsspannung einen Laststrom von 3 A. Sie wird von einem Netzgerät mit $\pm 10 \text{ V}$ gespeist.

Oft werden für Meßzwecke stabilisierte Gleichspannungen benötigt, die durch Kommandos, z. B. bit-Folgen von Mikrorechnern, eingestellt werden können. Ein 8-bit-D/A-Wandler reicht für viele Fälle aus. Es wird eine Schaltung für den *C 5658 D* des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O. vorgestellt, die je nach Kodierung der 8 parallelen Eingangsbits eine Ausgangsspannung von 0...10 V in 256 Stufen erzeugt. Bild 7.209 zeigt die Ausführung mit nachgeschaltetem OPV und Benutzung der internen Referenz. Damit ist der Temperaturbereich für den Einsatz auf +25...+50 °C festgelegt. Benutzt man wiederum eine Bandgap-Referenzschaltung als Bezugspunkt, bestimmt deren TK die Stabilität, und es läßt sich mit dem gleichen D/A-Wandler eine digital steuerbare bipolare Spannungsquelle -2,5...0...+2,5 V nach Bild 7.210 aufbauen. Durch Verwendung des Doppel-OPV *B 082* bleibt der schaltungsmäßige Aufwand in Grenzen. Der D/A-Wandler-schaltkreis ist in einem 24poligen DIL-Gehäuse untergebracht, seine internen Baugruppen sind Stromquellenschalter, Widerstandsnetzwerk und Referenzquelle. Der Linearitätsfehler beträgt 0,5 LSB.

7.12. Baugruppen für die Meßtechnik

Die moderne Mikroelektronik gestattet den Aufbau kleiner, zuverlässiger Baugruppen für die Meßtechnik. Bei diesen

Geräten oder Baugruppen werden Funktionselemente verwandt, die in den einzelnen Kapiteln des Buches bereits beschrieben wurden. So folgt nur eine kurze Beschreibung einiger nützlicher Geräte, die vom Amateur als Anregungen für eigene Konstruktionen betrachtet werden sollten.

Bild 7.211 zeigt ein FET-Voltmeter mit OPV, das sozusagen der Nachfolger des Röhrevoltmeters ist und einen hohen Eingangswiderstand hat. Die heutigen OPV mit FET-Eingang gestatten eine weitere Vereinfachung der Schaltung. Für *V1* und *V2* kann ein Pärchen des sowjetischen *KП 301* oder auch des DDR-MOSFET *SMY 52* verwendet werden. Der Eingangswiderstand beträgt konstant 10 M Ω , die beiden FETs arbeiten als Sourcefolger. Die Kalibrierung wird durch eine Gegenkopplung vom Verstärkerausgang auf das Gate von *V2* vorgenommen. Für die beiden kleinsten Meßbereiche muß die Verstärkung größer sein, daher wird die Gegenkopplung mit dem Meßbereichschalter umgeschaltet. Beide Gegenkopplungswege sind einstellbar. Mit dem Potentiometer *R₁₈* kann der Nullpunkt des Anzeigeinstruments elektrisch eingestellt werden. Die Speisung der Schaltung erfolgt über 2 gegen Masse symmetrische Spannungen von je 9...15 V. Als Instrument sollte man ein Spannbandmeßwerk mit Spiegelskala verwenden. Derartige FET-Voltmeter werden auch industriell hergestellt, obwohl sie durch die monolithischen Analog-Digital-Wandler wieder etwas in den Hintergrund getreten sind.

Ohne detaillierter auf die Schaltungstechnik der Digitalvoltmeter einzugehen, wird ein Beispiel mit dem vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O. hergestellten monolithischen AD-Wandler *C 520* vorgestellt. Als 3stelliger Wandler ist eine Meßgenauigkeit im Spannungsbereich 0...1 V von 0,2 % erreichbar. Neben dem AD-Wandler muß noch ein 7-Segment-

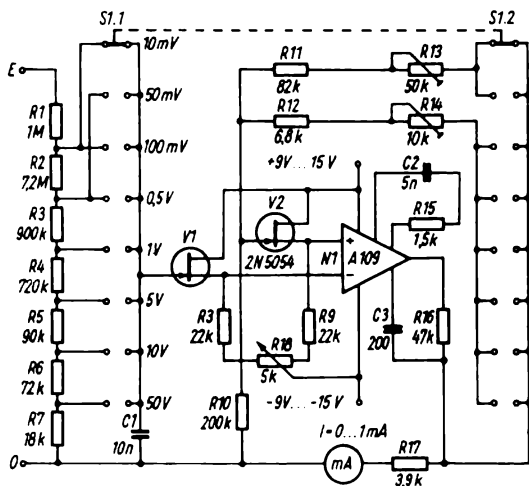


Bild 7.211
FET-Voltmeter mit OPV

Ansteuerschaltkreis *D 347* bzw. *U 40511* nachgeschaltet werden, damit der Ausgangswert im BCD-Code in Ansteuer-Spannungen für die 7-Segment-Anzeigen *VQE* des VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin umkodiert werden kann. Außerdem werden noch 3 pnp-Ansteuertransistoren benötigt, und so ergibt sich die Schaltung nach Bild 7.212 als Minimalvariante für ein Gleichstrom-Digitalmultimeter. Mit R_2 wird der Nullpunkt abgeglichen, mit R_1 der Endwert. Das RC-Glied $10\text{ k}\Omega + 0,47\text{ }\mu\text{F}$ (MP) am Eingang hat Tiefpaßwirkung. Es wurde die langsame Betriebsart für die Anzeige gewählt. V_1 dient als Überlastungsschutz, wenn versehentlich eine zu hohe Spannung an den Eingang gelegt wird. Die genauen Widerstandswerte des Eingangsspannungsteilers sind im Vergleich mit einem Digitalvoltmeter einzuzustimmen (große Parallelwiderstände oder kleine Reihewiderstände einfügen). Bei Versorgung aus einer stabilisierten 5-V-Quelle (auch über einen Dreipolspannungsregler *MA 7805* aus einer höheren Spannung) nimmt die Schaltung $\approx 100\text{ mA}$ auf.

Der in PL-Technik hergestellte A/D-Umsetzerschaltkreis bedarf nur einer ge-

ringen zusätzlichen Beschaltung, um ein einfaches Digitalvoltmeter (vorwiegend als Schalttafelinstrument mittlerer Genauigkeit) herstellen zu können. Falls jedoch der Eingangsbereich mit 1 V nicht ausreicht, sollte ein Vorverstärker mit hochohmigem Eingang und schaltbarer Verstärkung vorgesetzt werden. Dies kann mit einem BIFET-OPV *B 061 Dm* nach Bild 7.213 erfolgen. Der Eingangswiderstand beträgt in allen Spannungsbereichen $10\text{ M}\Omega$, die maximal zulässige Eingangsgleichspannung 7 V. Mit S_1 wird von Spannungs- auf Strommessung umgeschaltet, S_2 schaltet bei Wechselstrom-eingang einen Trennkondensator in den Eingangskreis. Mit S_3 wird über die Gegenkopplung des OPV die Verstärkung in den Werten $\times 1$, $\times 10$ und $\times 100$ geschaltet. Wird S_4 geschlossen, kann mit dem $100\text{-k}\Omega$ -Potentiometer der Offset eingestellt werden. Die beiden Dioden dienen als Überspannungsschutz. Für die Strommessung ergibt sich der Meßbereich, indem man den am DVM eingestellten Bereich in V durch die 10fache, an S_3 eingestellte Verstärkung dividiert. Der maximal meßbare Strom sollte unter 10 A bleiben.

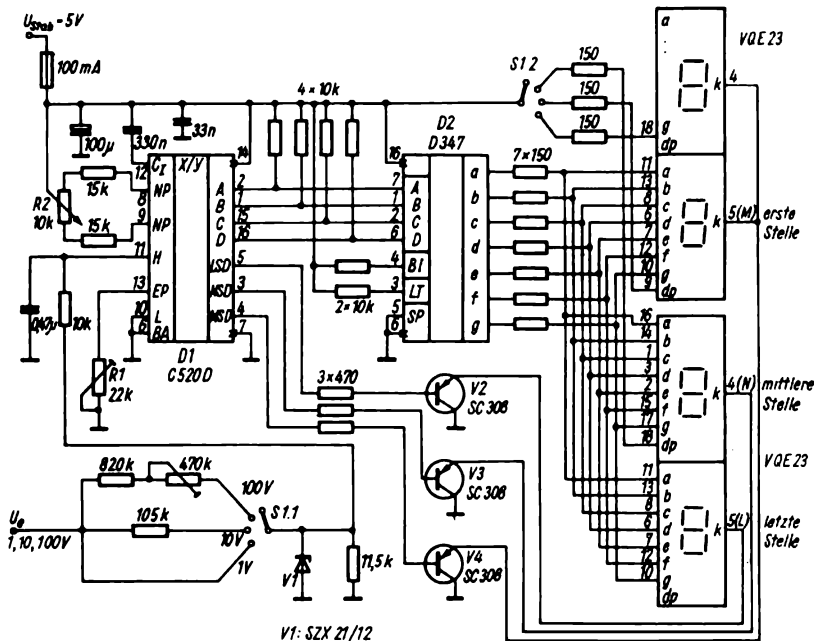


Bild 7.212
Einfaches Gleichstrom-Digitalvoltmeter mit dem IS C 520 D

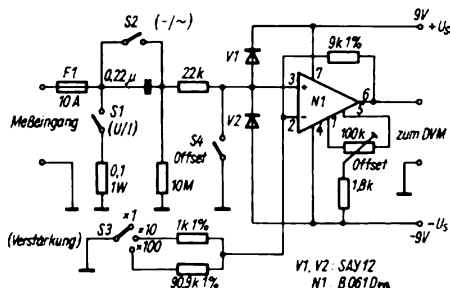


Bild 7.213
Vorsatzverstärker für Digitalvoltmeter zur Meßbereichserweiterung

Zum Messen einer Eingangswechselspannung muß man dem DVM einen Gleichrichter vorschalten. Eine ausgeführte Schaltung, die im Niederfrequenzbereich einsetzbar ist, zeigt Bild 7.214.

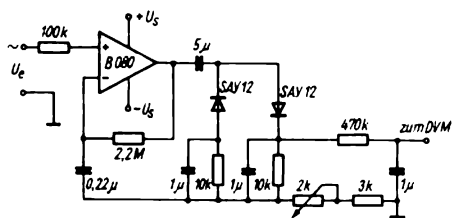


Bild 7.214
Wechselstromvorsatzgleichrichter für Digitalvoltmeter

Der OPV verstärkt das Eingangssignal etwa 20fach, es folgt eine auf Effektivwert justierte Spitzengleichrichtung und eine Anpassung an den Eingang des DVM. Mit dem Schichtdrehwiderstand stellt man im Vergleich mit einem Wechselstrompräzisionsinstrument den anzuzeigenden Effektivwert bei mittleren Frequenzen ein.

Oftmals sind in der Amateurpraxis Temperaturen zu messen, so z. B. beim Test von Leistungsstufen die Eigenerwär-

mung der Transistoren. Hier ist ein einfacher Temperatursensor mit einem Doppeltransistor einsetzbar, dessen beide auf einem Chip gefertigten Sperrschichten in Diodenschaltung wie folgt zur Temperaturmessung eingesetzt werden (Bild 7.215). Die Ströme durch die beiden Sperrschichten werden durch die Widerstände 27 k Ω und 100 k Ω festgelegt. Die Spannung zwischen den beiden Kollektoren ergibt sich zu

$$U = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad \text{mit } k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K;}$$

$q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, T = absolute Temperatur in K und I_{C1} , I_{C2} die Kollektorströme in den beiden Transistoren. Da die Ströme sich im gleichen Maße verändern wie die Temperatur, wird ΔU proportional der absoluten Temperatur. Für ein Verhältnis von $I_{C1}/I_{C2} = 3,2$ zeigt ein DVM im 200-mV-Bereich direkt die Temperatur in K an. Die Kalibrierung des Sensors ist einfach: Er wird in eine Umgebung von +20 °C (z. B. ein Wasserbad) gebracht, und das Potentiometer 10 k Ω wird so eingestellt, daß das DVM 29,3 mV anzeigt (20 °C = 293 K). Der Sensor weist einen Meßfehler von $\pm 1 \text{ K}$ im Bereich -55...+125 °C auf. Eine Veränderung der Betriebsspannung von 9,25 V auf 7 V bringt ebenfalls einen Fehler in der Anzeige von $\pm 1 \text{ K}$.

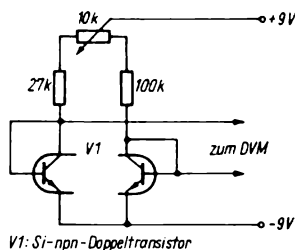


Bild 7.215
Temperatursensor für Digitalvoltmeter

Die in der DDR zur Verfügung stehenden Analog-Digital-Prozessoren *C 500 D*, *C 501 D* und *C 502 D* sind Bestandteile eines integrierenden AD-Umsetzersystems für 3½ bzw. 4½ Digit Anzeige. Der *C 500 D* weist 14 bit Genauigkeit für 4½ Digit und der *C 501 D* 11 bit Genauigkeit auf. Der *C 502 D* ist ein Digitalprozessor mit gemultiplexten 7-Segment-Ausgängen. Die Umsetzraten dieser Schaltkreise liegen zwischen 2 Hz und 150 Hz.

Bild 7.216 zeigt das Übersichtsschaltbild des Digitalprozessors *C 502 D*, der eine direkte Ansteuerung von Ziffernanzeige-Elementen gestattet und der auch die Steuersignale für den Dual-Slope-Umsetzer im Analogteil dieses Systems erzeugt. Man läßt den Taktoszillator bei 200 kHz schwingen, der Generator ist ein Zeitgeberschaltkreis *B 555 D*. Die Schaltkreise sind in 18- bzw. 20poligen DIL-Gehäusen untergebracht und im Temperaturbereich 0...+70 °C einsetzbar.

Beim 3½stelligen DVM (Bild 7.217) sind 2 der 5 Steuerleitungen zu den gemultiplexten LED-Zifferanzeigen nicht beschaltet. Für den praktischen Aufbau ist zu beachten, daß Analog- und Digitalmasse zur Vermeidung gegenseitiger Störbeeinflussung auf der Platine der Leiterkarte getrennt zu führen sind. Sie werden dann an einem Massepunkt im Netzteil zusammengeschaltet.

Es ist aus den angeführten Beispielen erkennbar, daß durch die Hochintegration (VLSI-Technik) Funktionsgruppen geschaffen werden, die bei der Realisierung digitaler Meßgeräte den schaltungs-technischen Aufwand stark reduzieren können. So sind digitale Taschenmultimeter mit hoher Meßgenauigkeit als Nachfolgegeräte der Vielfachmesser mit Drehpulinstrument in einfacher Konstruktion mit geringem mechanischem Aufwand produzierbar. Mit LCD-Anzeigen und CMOS-Schaltkreisen sind Instrumente mit sehr geringer Leistungsaufnahme möglich.

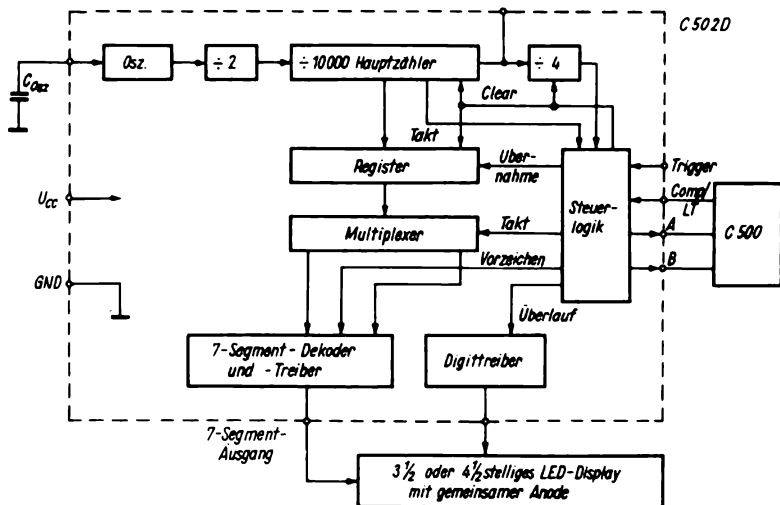


Bild 7.216
Schaltung des Digitalprozessors im A/D-Umsetzersystem C 501/C 502 D

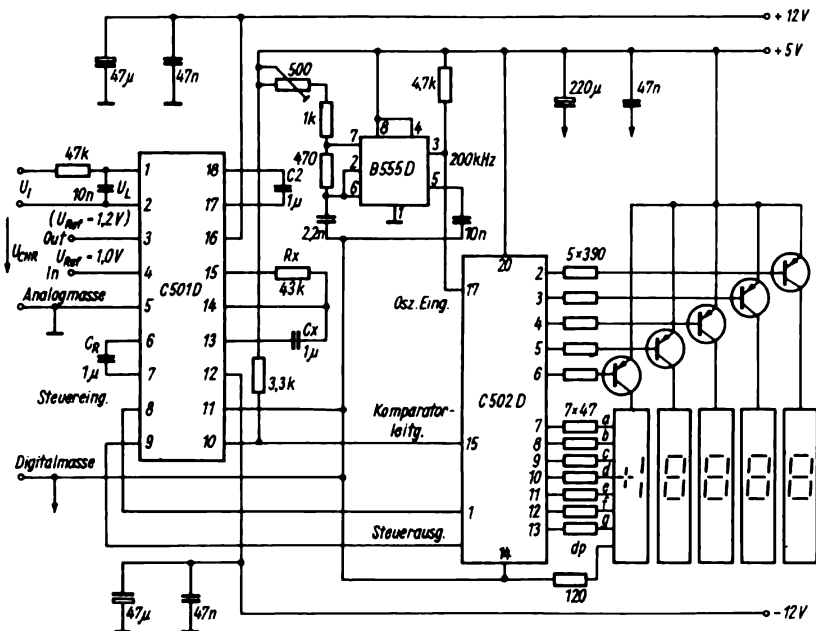


Bild 7.217
Applikationsschaltung für 3 1/2 stelliges Digitalvoltmeter mit den IS C 501/C 502 D

Die nächsten Beispiele stammen aus der Technik der Oszillografen. Auch hier soll nur an Baugruppen Spezifisches dargestellt, jedoch keine Bauanleitung für einen Oszillografen erläutert werden. Hierfür gibt es genügend Beispiele in der Literatur. Bild 7.218 zeigt eine typische Eingangsstufe eines Oszillografen. Der Feldeffekttransistor am Eingang dient als Impedanzwandler, er sorgt für einen hochohmigen Eingang über eine große Bandbreite. V1 ist als Emitterstufe geschaltet, wobei über R_3 der Transistor V2 als Basisstufe angesteuert wird. Da diese Stufe die Phase nicht dreht, entstehen an den Kollektoren der beiden Transistoren die beiden um 180° phasenverschobenen Steuersignale. Es wird ein Kollektorstrom von 3 mA gewählt, die Basisspannung von V1 liegt mit 1,7 V durch den für den FET gewählten Arbeitspunkt fest, dementsprechend ist die Spannung am Emitter 1,7 V - 0,6 V = 1,1 V. Der Emitterstrom fließt über R_E , an dem ein Potential von 12 V + 1,1 V = 13,1 V entsteht. Damit ist $R_E = U_{RE}/I_C = 13,1 \text{ V} / 3 \text{ mA} = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Für eine symmetrische Aussteuerung wählt man $U_{CE} = 7 \text{ V}$. Damit werden die Kollektorwiderstände $(12 - 7) \text{ V} / 3 \text{ mA} = 1,8 \text{ k}\Omega$. Wenn das zum Erreichen der notwendigen Bandbreite nicht genügt, kann man eine Induktivität geeigneter Größe in Serie zum Kollektorwiderstand anordnen. Mit R_1 wird an der Basis von V2 ebenfalls eine Spannung von 1,7 V eingestellt. Mit R_2 kann die Verstärkung eingestellt werden. R_3 dient als frequenzabhängige Emittergegenkopplung zum Einstellen der oberen Grenzfrequenz des Verstärkers. Die ebenfalls für Oszillografen einsetzbare Kaskadenverstärkerstufe mit Komplementärtransistoren im Bild 7.219 ist frequenzgangkompensiert und arbeitet mit 80 V Kollektorspannung. Es sind jeweils 2 HF-Transistoren pro Zweig in Reihe geschaltet. Sie ergeben aus einer Eingangsspannung von

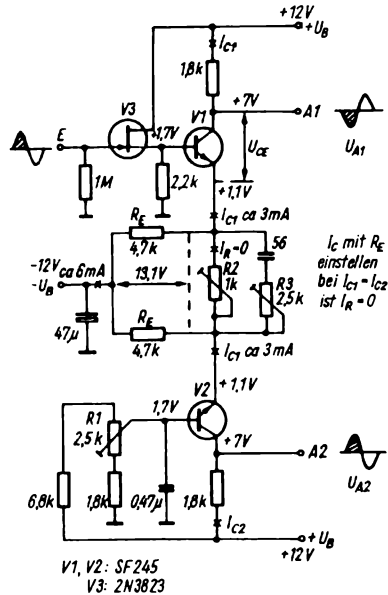


Bild 7.218
Eingangsstufe eines Oszillografenverstärkers
mit Phasenumkehrstufe

$U_{ess} = 2 \text{ V}$ eine Ausgangsspannung von $U_{ass} = 40 \text{ V}$, d. h., die Stufenverstärkung ist 20fach. Die Kollektorwiderstände von 910Ω ergeben sich aus den Bandbreiteforderungen (Videobandbreite 30 MHz), daraus ergibt sich der Kollektorstrom von 27 mA. Durch die Eingangsseite mit einem Gleichnungspotential von 11 V ist die Emitterspannung mit 10,4 V festgelegt. Daraus ergibt sich die Größe des Emitterwiderstandes zu 390Ω , die Verlustleistung der Transistoren ist dann 200 mW. P1 gestattet die Einstellung der Verstärkung dieser Stufe. Die Schwingkreise mit L_1 und L_2 werden mit einer Impulsspannung am Eingang auf optimale Flankensteilheit des Ausgangsimpulses und minimales Überspringen eingestellt. Weitere Frequenzgangkorrekturen sind mit C_1 , mit den Stellern 500Ω und $2,5 \text{ k}\Omega$ möglich. Mit dem Einsteller 100Ω wird der Gleichstromnullpunkt und da-



Es soll ein elektronischer Umschalter für einen Oszillografen beschrieben werden, mit dem 2 Vorgänge gleichzeitig auf dem Schirm betrachtet werden können. Ein solches Gerät erweitert einen Einstrahloszillografen zum Zweistrahloszillografen, allerdings mit einigen Nachteilen, z. B. hinsichtlich der notwendigen Taktung des Umschaltvorgangs zur Erzielung eines stabilen Bildes für beide Eingangssignale. Die Schaltung ist mit einem Doppeltransistor aufgebaut, der emitterseitig über TTL-Schaltkreise gesteuert

wird. Dabei ist entweder eine Eigentriggerung oder eine Fremdtriggerung möglich. Die gesamte Schaltung nach Bild 7.220 wird mit 5 V betrieben. Die Basisspannungen des Doppeltransistors werden auf 1 V durch Verändern der Widerstände R_3 und R_7 eingestellt. Der linke Transistor von V1 öffnet, wenn an T des IS D2 Nullpegel liegt, und er sperrt bei H-Pegel. Umgekehrte Verhältnisse gelten für den rechten Transistor. Die Frequenz des Taktgenerators ist mit S1 umschaltbar und mit R_2 fein einstellbar. Bei Eigentriggerung arbeitet der Taktgenerator im Frequenzbereich 40 kHz...0,8 MHz, was eine Beobachtung von Eingangssignalen mit Frequenzen bis zu 20 kHz erlaubt. Bei Fremdtriggerung kann man eine Rechteckspannung von 2...2,5 V Ampli-

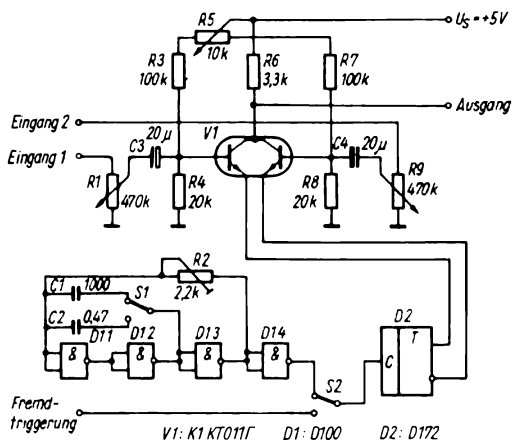


Bild 7.220
Elektronischer Umschalter für Os-
zilloskopen

tude und mit Frequenzen um 1 MHz zu führen. Eine weitere Möglichkeit ist das langsame Umschalten der beiden Kanäle (4...6mal geringere Umschaltfrequenz als Signalfrequenz). Dann ist aber keine direkte Zeitzuordnung der beiden Signale mehr möglich. Da der Amateur häufig Widerstände zu messen hat, ist ein Zusatzgerät zu einem Digitalvoltmeter von Interesse, das Widerstände einfach zu messen gestattet. Das Prinzip ist recht einfach, wie Teilbild 7.221a erkennen läßt. Ein mit einer Referenzspannung beaufschlagter OPV wirkt als Konstantstromquelle. Es wird die an R_x entstehende Spannung gemessen. Es gilt $U_x = I R_x$, und mit $I = \text{const}$ ist U_x proportional R_x . Teilbild b zeigt die Schaltung, die aus einem IS $\mu A 723$ als Referenzspannungsquelle und einem $\mu A 741$ als Konstantstromquelle besteht. Diesem OPV ist eine Leistungsstufe nachgeschaltet, damit der hohe Strom von 1 A bei der Messung niedriger Widerstände erzeugt werden kann. Die Bezugsspannung 7,15 V des $\mu A 723$ wird mit einem Spindelpotentiometer auf genau 4 V eingestellt und dem nichtinvertierenden Eingang des OPV zugeführt. Die Vergleichswiderstände R werden je nach Meßbe-

reich umgeschaltet, es sollten hochstabile Drahtwiderstände verwendet werden. Wenn das Digitalvoltmeter eine Endanzeige von 1 V hat, kann in dem Meßbereich, in dem 4 Ω eingeschaltet sind, der Bereich 0...1 Ω gemessen werden, die Genauigkeit beträgt hierbei 1 m Ω . Bei $R_x = \infty$ zeigt das Digitalvoltmeter 20 V an. Es ist auf Überlastbarkeit des Digitalvoltmeter-Eingangs zu achten. Zum Testen von Verstärkern und anderen Geräten wird eine Signalquelle im Frequenzbereich 0,01 Hz...200 kHz benötigt. Man kann zwar einen solchen Generator mit IS-Funktionseinheiten aufbauen, aber in der Amateurpraxis genügt auch oft ein einfacher Rechteck-Dreieck-Generator mit diskreten Bauelementen. Bild 7.222 zeigt einen solchen Generator mit 6 Transistoren – 4 npn- und 2 pnp-Typen. V3 und V4 bilden einen Differenzverstärker mit V6 als Konstantstromquelle. Eine positive Rückkopplung über die Pufferstufe V2 bringt den Differenzverstärker in Komparatorbetrieb mit großer Hysterese. Die Schaltung wird symmetrisch mit ± 15 V versorgt. Der untere Grenzwert des Pegels ist immer das Massepotential, der obere wird mit R_5 auf $+U$ eingestellt. V1 ist eine getorte Strom-

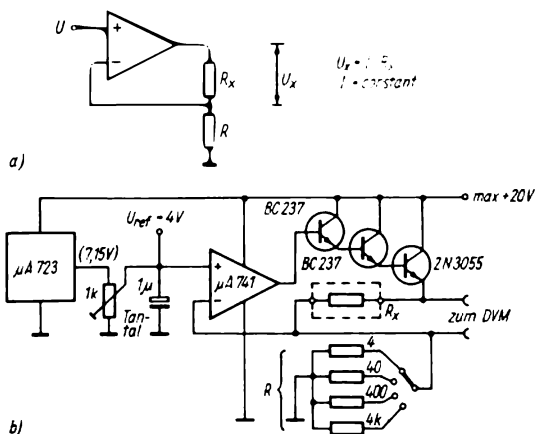


Bild 7.221
Zusatz zum Digitalvoltmeter zur
Messung von Widerständen

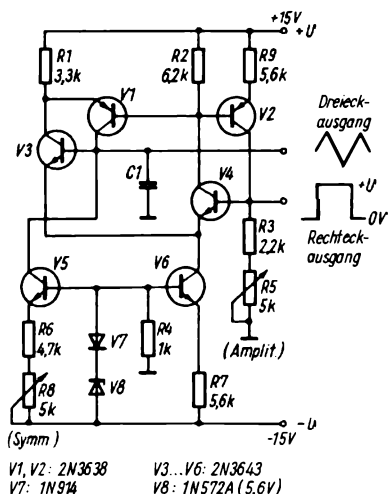


Bild 7.222
Einfacher Dreieck-Rechteck-Generator für
Meßzwecke

quelle, V5 eine Konstantstromsenke. Wenn V4 leitet, sperrt V3, und V2 treibt die Basis von V4 auf $+U$. Die Stromquelle V1 liefert genügend Strom, um den zeitbestimmenden Kondensator C_1 auf $+15\text{ V}$ aufzuladen. Wenn die Dreiecksspannung den Wert $+U$ erreicht, schaltet V3 durch und V4 aus. Der Strom durch V1 hört zu fließen auf. Der Kon-

densator wird nun über die Stromsenke V5 linear entladen, bis die Kondensatorspannung den Wert 0 V erreicht. Der Zyklus beginnt erneut. Die Symmetrie wird mit R_8 eingestellt. Je nach Größe von C_1 schwingt die Schaltung bis zu Frequenzen von 200 kHz . Entsprechend den Datenblättern sind Äquivalenztransistoren einzusetzen.

Mit 2 Zeitgeberschaltkreisen B 555 läßt sich ein direkt anzeigendes Kapazitätsmeßgerät aufbauen. Man geht hier von der Beziehung zwischen Haltezeit im monostabilen Betrieb und Kapazität im Rückführungszweig aus:

$$C_x = t_H / 1,1 R.$$

Durch einen B 555 D im astabilen Multivibratorbetrieb (Bild 7.223) wird ein konstantes Zeitintervall T gewählt, zu dessen Beginn die monostabile Schaltung mit D2 durch die negative Flanke ausgelöst wird. In Abhängigkeit von C_x werden die Haltezeit und damit das Tastverhältnis am Ausgang von D2 verändert, wodurch der Gleichspannungsmittelwert an C_3 beeinflußt wird. Je kleiner C_x ist, desto kürzer sind die mit der Folgefrequenz des astabilen MV D1 auftretenden Impulse und desto geringer ist auch der durch Gleichrichtung und Speicherung auf C_3

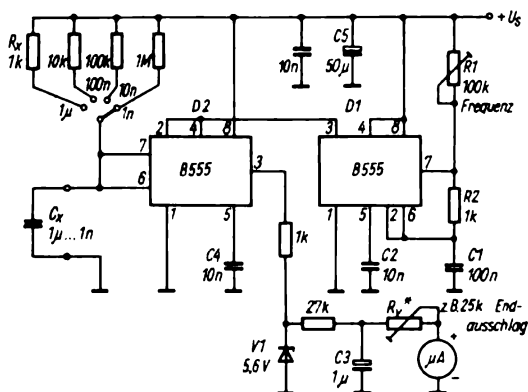


Bild 7.223
Kapazitätsmeßgerät mit B 555 D

gebildete Mittelwert des Stroms. Setzt man ein Mikroamperemeter (Endauschlag $100\ \mu\text{A}$) als Anzeigeeinstrument ein, kann mit R_v der Vollausschlag bei $C_{x\text{max}}$ eingestellt werden. Die Meßbereiche werden durch Wahl geeigneter Vorwiderstände umgeschaltet. Es lassen sich Kondensatoren von $1\ \text{nF} \dots 1\ \mu\text{F}$ mit einer Genauigkeit von $2 \dots 3\ \%$ messen. Die Taktfrequenz kann mit R_1 eingestellt werden. Der genaue Wert ist unkritisch. Die Z-Diode V1 dient als Überlastschutz für das Zeigerinstrument, als Betriebsspannung wird $9\ \text{V}$ gewählt. Durch Benutzung von 2 IS bleibt der schaltungstechnische Aufwand gering.

Ein oft in der Praxis benötigtes Gerät ist ein NF-Funktionsgenerator, den man mit TTL-IS und Si-Transistoren (Bild 7.224) unter nicht allzu hohem Aufwand bauen kann. Der Funktionsgenerator erzeugt Rechteck-, Dreieck- und Sinusspannungen im Frequenzbereich 30 Hz...150 kHz in 4 Grobbereichen zu je 8 Festfrequenzen. Im ersten Grobbereich stellt man die Frequenzen 20, 27, 36, 47, 63, 84, 112 und 150 Hz ein. Die anderen Bereiche ergeben sich durch die Multiplikatoren 10, 100 und 1 000. Insgesamt stehen also 32 diskrete Frequenzen zur Verfügung. Die Ausgangsspannung des Generators beträgt 300 mV. Diese

Spannung kann über einen Teiler auf 30 mV und 3 mV herabgesetzt werden. Die Schaltung ist mit einem schnellen TTL-Schaltkreis *D 201 D* (4fach- NAND mit offenem Kollektor) sowie einem Transistor *SS108* bestückt. Die beiden Gatter D1.1 und D1.2 bilden einen Komparator. Aus dem Transistor V3 und dem Gatter D1.3 sowie den Kondensatoren $C_1 \dots C_4$ besteht der Integrator, während das Gatter D1.4 mit den beiden Schalt-dioden *SAY20* (V4 und V5) einen Sinus-former für die Dreiecksspannung bildet. Nimmt man an, daß am Ausgang von D1.2 L-Pegel liegt und S1 und S2 in der gezeichneten Stellung stehen, beginnt sich C_4 über R_6 mit der Ausgangsspan-nung von D1.2 aufzuladen. Damit fällt die Ausgangsspannung des Integrators li-near ab. Diese Spannung gelangt über R_4 auf den Eingang des Komparators. Wenn sie den Wert von 0,5 V erreicht (was durch R_3 festgelegt wird), schaltet der Komparator in den anderen stabilen Zu-stand – mit 0-Pegel am Ausgang von D1.2. Weil die Spannung an der Basis von V3 größer als diese Spannung ist, be-ginnt sich der Kondensator C_4 über R_6 und den Ausgangswiderstand des Gatters D1.2 zu entladen, damit steigt die Span-nung am Ausgang des Integrators linear an. Übersteigt sie 3,7 V, schaltet der

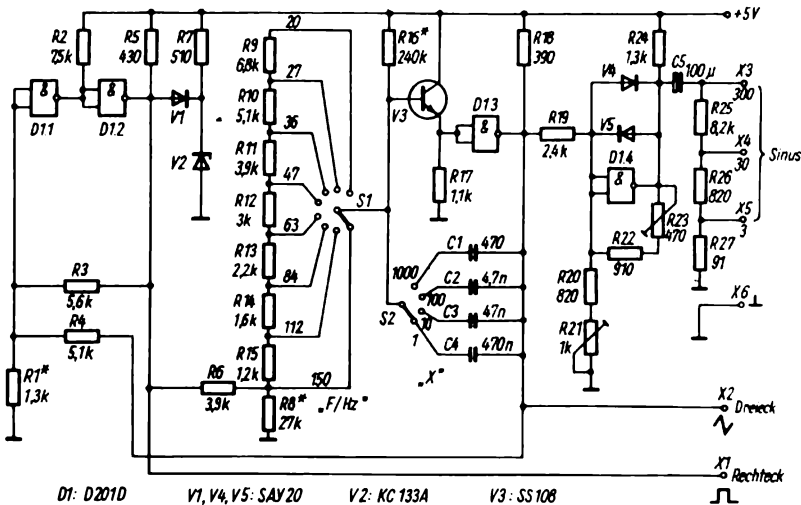


Bild 7.224
Funktionsgenerator für Niederfrequenz

Komparator in den Ausgangszustand um, und die Spannung am Integratorausgang beginnt wieder abzunehmen. Durch Veränderung der Ladewiderstände ($R_6, R_8 \dots R_{15}$) oder der Kondensatoren ($C_1 \dots C_4$) kann die Ladegeschwindigkeit und damit auch die Schwingfrequenz des Generators verändert werden. Der Kurvenformer für die Umwandlung der Dreieck- in eine Sinusspannung ist ein Linearverstärker mit dem Gatter D1.4, der durch die Widerstände R_{22} und R_{23} linearisiert wurde. Außerdem ist er nichtlinear über die Dioden V4 und V5 gegengekoppelt. Über R_{19} gelangt an den Eingang dieser Stufe die symmetrische Dreiecksspannung. Wenn der Unterschied zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung dieser Stufe kleiner als die Schwelle für die Öffnung der antiparallel geschalteten Dioden SAY 20 ist (bei 0,5 V), arbeitet die Stufe als linearer Verstärker. Bei Öffnen der Dioden «shunet» ihr Durchlaßwiderstand, die Widerstände R_{22} und R_{23} , und die Verstärkung von D1.4 verringert sich. Dadurch werden die Spitzen der

Dreiecksspannung abgerundet, und die Ausgangskurvenform kommt der Sinuskurve näher. Als Begrenzerdioden eignen sich am besten pn-Übergänge nach der Epitaxial-Technologie (Planardioden oder die Basis-Emitter-Strecken solcher Transistoren). Die Betriebsweise der Formstufe wird mit R_{21} hinsichtlich der Symmetrie der Begrenzung und mit R_{23} durch die Einstellung des Begrenzungsniveaus geregelt. Über C_5 gelangt das sinusförmige Signal an den Ausgangsspannungsteiler. Bild 7.225 zeigt den Stromversorgungsteil mit der Besonderheit, daß der Netztransformator T1 zusammen mit den Kreisen $R_{30}-C_7$ und $R_{28}-C_6$ als Konstantstromquelle wirkt. Aus diesem Grund kann unmittelbar hinter dem Graetzgleichrichter eine 9-V-Z-Diode ohne Vorwiderstand geschaltet werden. Diese Z-Diode bewirkt die Vorstabilisation, der nachfolgende Serienregler mit dem SD 338 erzeugt die Betriebsspannung für die IS und Transistoren unter Einsatz eines Transistorarrays B 340, von dem ein Transistor V14 als Referenzdiode wirkt. Die Widerstände sind so gewählt, daß sich eine stabilisierte Spannung von 5 V ergibt. Das Gerät läßt sich

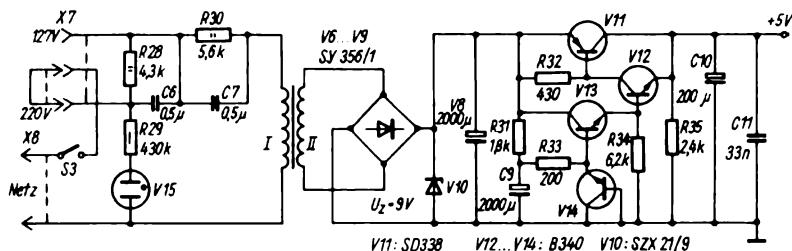


Bild 7.225

Netzteilschaltung für NF-Funktionsgenerator

auf einer Leiterplatte 100 mm × 150 mm unterbringen, die beiden Schalter und die Buchsen befinden sich auf einer Frontplatte 60 mm × 150 mm. Der Transformator besitzt einen EI-Kern 10 mm mal 15 mm mit der Primärwicklung 2 600 Wdg. 0,08 CuL und der Sekundärwicklung 1 300 Wdg. 0,08 CuL. Die Ausgangsspannung des Stabilisators von 5 V wird durch Verändern von R_{32} und durch Austausch von V_{14} eingestellt. Zum Abgleich wird ein Oszillograf an die Buchse X_1 geschaltet und das Vorhandensein einer Rechteckschwingung geprüft. Sie muß eine Amplitude von 3,5...3,7 V und ein unteres Niveau von 0,2 V haben. Wenn man keine Rechteckschwingungen am Oszillografen beobachten kann, wird der Eingang des Oszillografen mit der Buchse X_2 verbunden. Steht an diesem Punkt eine Gleichspannung von 0,2 V, ist R_1 zu verkleinern. Zum Abgleich des Komparators schaltet man anstelle des 1,3-k Ω -Widerstands ein Potentiometer von 2,7 k Ω . Ergibt sich an X_2 eine Dreieckschwingung, stellt man diese auf einen unteren Pegel von 0,5 V und einen oberen von 3,5 V ein. Die Symmetrie der Dreieckschwingung wird durch Verändern von R_8 eingestellt, eine Vergrößerung bewirkt ein rascheres Abfallen. Beim Einsatz einer Z-Diode mit einer Z-Spannung von 3 V für V_2 kann R_8 entfallen. Wird dabei die Anstiegszeit der Dreieckschwingung kleiner als die Abfallzeit,

muß R_8 an die positive Betriebsspannung gelegt werden. Die Symmetrierung der Dreiecksspannung bei hohen Frequenzen erfolgt mit S_1 in der obersten Stellung durch Änderung von R_{16} . Man ermittelt die Periode bei eingeschaltetem C_3 . Diese soll 5 ms $\pm$ 10 % betragen und kann durch Verändern von R_4 auf diesen Wert gebracht werden. Mit R_{21} und R_{23} wird dann der Sinusformer oszillografisch auf beste Signalförmigkeit eingestellt. Die Frequenzen sind so gewählt, daß sie bei logarithmischem Maßstab gleiche Abstände für die Frequenzen der Übertragungskurve ergeben. An den Ausgängen X_1 und X_2 kann man den Generator mit 10 k Ω belasten.

In Regeleinrichtungen werden oft Synchron- oder Ferrarismotoren eingesetzt. Diese werden mit Netzfrequenz betrieben und haben oft 2 Erregerwicklungen. Wenn man einen Generator mit 3 OPVs aufbaut und den Motor über Leistungsstufen mit Komplementärtransistoren ansteuert, kann man sowohl Drehgeschwindigkeit als auch Drehrichtung ändern. Dies kann in einer Schaltung nach Bild 7.226 erfolgen, deren Grundlage 2 Integratoren $A_{1.2}$ und $A_{1.3}$ sowie ein Inverter $A_{1.1}$ bilden. In den Gegenkopplungszweig des OPV $A_{1.1}$ ist ein Phasenschieberkondensator C_1 eingeschaltet, der das Anlaufen des Synchronmotors erleichtern soll. Die erzeugten Frequenzen liegen im Bereich 8...80 Hz, sie lassen sich mit Hilfe der Potentiometer R_3 und R_6 (gemeinsam auf einer Achse angeordnet) einstellen, die Drehrichtung läßt sich mit Schalter S_1 umkehren. Durch Verän-

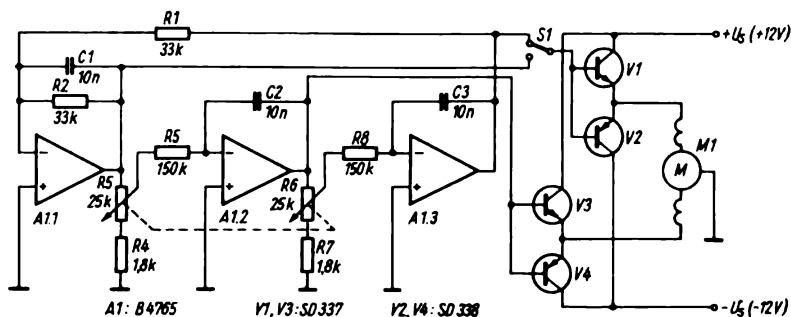


Bild 7.226

Generator mit variabler Frequenz zur Synchronmotorsteuerung

der der Frequenz ist die Drehzahl des Motors im Bereich 1:10 stellbar. Die Komplementärendstufen verstärken die Ausgangssignale der OPVs auf eine Leistung, die zur Ansteuerung des Synchronmotors genügt. Dieses Prinzip der frequenzvariablen Drehzahlsteuerung für Wechselstrommotoren wird heute auf Grund der Fortschritte der Leistungselektronik (Thyristortechnik) bis in den kW-Bereich angewandt.

Während weiter vorn ein Vorsatz für Widerstandsmessung zu einem Digitalvoltmeter beschrieben wurde, soll hier ein weiteres Beispiel für ein Vorsatzgerät zum Messen der Temperatur gebracht werden. Die Schaltung (Bild 7.227) besteht aus einer Stabilisierungsschaltung mit 2 Z-Dioden und 2 Konstantstromquellen. Über die eine Konstantstromquelle wird ein Temperatursensor (ein Si-pnp-Transistor 2N2222A) mit 1 mA gespeist, während die andere den Bezugspunkt für den $\mu A 741$ am nichtinvertierenden Eingang liefert. Dieser Konstantstrom durch den Sensor ergibt eine Wandlersteilheit von $-2,2 \text{ mV/K}$ im Bereich $0 \dots +125^\circ\text{C}$. Durch die Dimensionierung der OPV-Schaltung wird diese Steilheit auf 10 mV/K verstärkt. Stellt man den Nullpunkt bei 0°C mit dem Potentiometer $1 \text{ k}\Omega$ auf Nullanzeige am Di-

gitalvoltmeter ein, ist eine Direktanzeige für den Bereich $0 \dots 100^\circ\text{C}$ im 1-V-Meßbereich möglich. Die Empfindlichkeit, d. h. die Steilheit der Übertragungskurve und damit der Endpunkt bei $+100^\circ\text{C}$, wird mit dem $1 \text{ k}\Omega$ -Potentiometer justiert. Eine modernere Methode der Temperaturmessung ist mit dem integrierten Temperatursensor B 511 möglich. Diese integrierte Schaltung wurde als Temperaturfühler so dimensioniert, daß sich eine Wandlersteilheit von $1 \mu\text{A/K}$ ergibt. Die B 511 ist in einem SOT-54-Gehäuse angeordnet und kann im Temperaturbereich $-55 \dots +125^\circ\text{C}$ eingesetzt werden. Der Konstantstrom beträgt $298 \mu\text{A} \pm 10\%$, $\text{TK} = 0,8 \dots 1,2 \mu\text{A/K}$ bei $U_{\text{CE}} = 4 \dots 30 \text{ V}$. Bei exakter Eichung ist der Nennstrom bei $+25^\circ\text{C}$ ($\cong 298,2 \text{ K}$) genau $298,2 \mu\text{A}$. Die genaue Einstellung erfolgt durch Lasertrimmen eines Dünnschichtwiderstands auf dem Chip. Bild 7.228 zeigt die Innenschaltung des Temperatursensors B 511. Das Arbeitsprinzip besteht darin, daß 2 identische Si-Transistoren mit einem konstanten Kollektorstromverhältnis r betrieben werden und damit die Differenz ihrer Basis-Emitter-Spannungen $\Delta U_{\text{BE}} = (kT/q) (\ln r)$ wird, was mit den konstanten Werten k und q zu einer direkten Proportionalität von ΔU_{BE} und T führt, denn auch $\ln r$ ist ein konstanter Wert. Man wandelt nun diese temperaturproportionale Spannung in einen temperaturproportionalen Strom durch die beiden Widerstände R_5 und R_6 um und

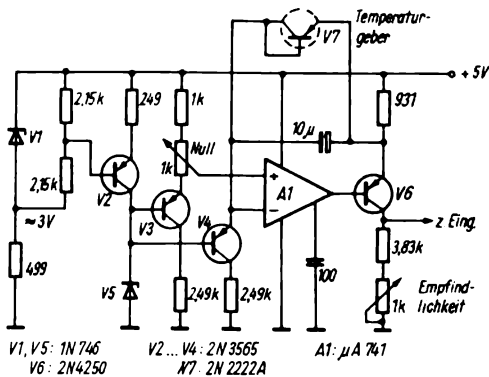


Bild 7.227
Temperaturmeßvorsatz für Digitalvoltmeter

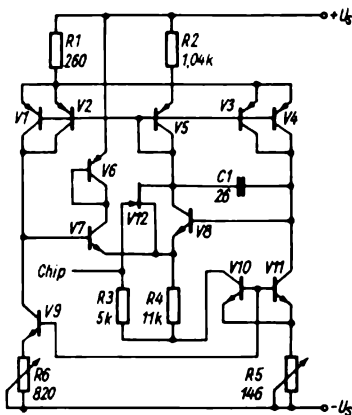


Bild 7.228
Schaltbild des Temperatursensors B 511

trimmt diese im Herstellungsprozeß auf den Wert der Stromänderung von $1 \mu\text{A/K}$. V8 und V11 sind die Transistoren, die ΔU_{BE} erzeugen. V10, dessen Kollektorstrom denen von V9 und V11 folgt, liefert die erforderlichen Vorspannungen für den Rest der Schaltung.

Ein weiteres Bauelement soll hier nur erwähnt werden: die Bandgap-Referenzspannungsquelle B 589 (AD 589), die eine Spannung von 1,235 V liefert. Der zulässige Strom liegt im Bereich von $50 \mu\text{A} \dots 5 \text{ mA}$. Die IS (Bild 7.229) enthält 9 Transistoren und 7 Widerstände sowie

einen frequenzbandbegrenzenden Kondensator. Den Temperaturgang zeigt Bild 7.230. In der Nähe der Zimmertemperatur kann der TK etwa 10 ppm (10^{-5}) betragen. Die Einschwingzeit dieser Bandgap-Referenz beträgt $25 \mu\text{s}$. Eine Applikationsschaltung für 10 V Referenz zeigt Bild 7.231. Auch hier ist mit einem Minimum an Bauelementen auszukommen, die Stabilität der Spannung genügt hohen Ansprüchen.

Für die Umsetzung analoger Werte in fernübertragbare Signale oder für die digitale Weiterverarbeitung werden Spannungs-Frequenzumsetzer benötigt. Mit

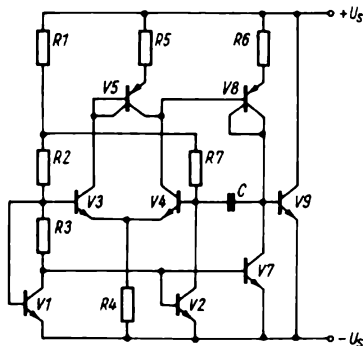


Bild 7.229
Schaltbild der Bandgap-Referenzspannungsquelle B 589

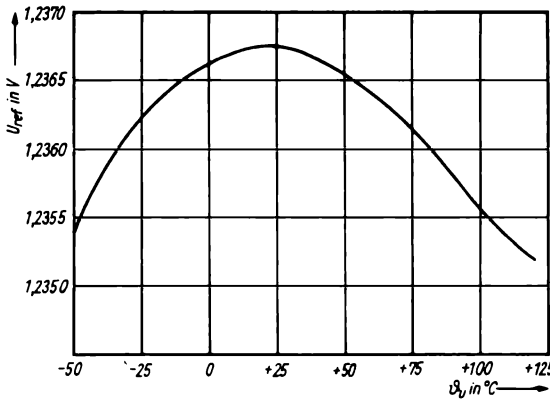


Bild 7.230
Temperaturgang der Referenzspannung eines Bandgapelements

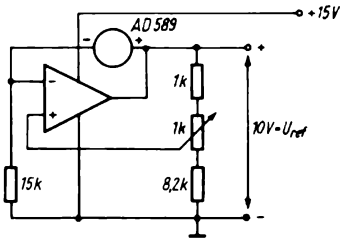


Bild 7.231
Bandgap-Referenz im OPV als 10-V-Spannungsquelle

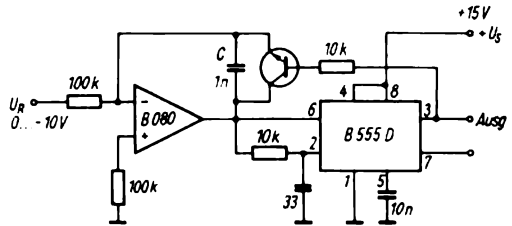


Bild 7.232
Spannungs-Frequenz-Umsetzer mit B 080 und B 555 D (für Bipolartransistor lies SFET)

einem über einen Sperrschicht-FET getasteten Kondensator C , einem OPV und dem B 555 D läßt sich ein Spannungs-Frequenzumsetzer für den NF-Bereich nach Bild 7.232 aufbauen. Die Eingangsspannung wird dem invertierenden Eingang zugeführt, über den Rechteckausgang 3 wird der SFET auf- und zugesteuert. Der schaltungstechnische Aufwand ist klein, natürlich sind nicht alle Bedingungen eines idealen U/f -Umsetzers mit dieser Schaltung erfüllt.

Bild 7.233 zeigt einen Sägezahngenerator, wie er für die X-Ablenkung von Oszillografen einsetzbar ist. Die zeitlineare Aufladung des zeitbestimmenden Kondensators erfolgt durch eine Stromspiegelschaltung mit den Transistoren V1

und V3, während V4 als Emitterfolger für die Entkopplung der Last vom zeitbestimmenden Kreis sorgt. Mit dem Regelwiderstand am Anschluß 5 kann eine Korrektur der Ablenkzeit erfolgen. Für andere Zeitmaßstäbe ist der Kondensator $C = 10 \text{ nF}$ entsprechend zu ändern. Der Triggerimpuls wird Klemme 2 des IS zugeführt.

Treibt man mit einer astabilen Schwingung des B 555 D einen Sperrwandler an, kann man einen Transverter aufbauen, der sich von der Sekundärseite aus in seiner Spannung regeln läßt (Bild 7.234). Ein Teil der positiven Ausgangsspannung wird über einen Spannungsteiler auf einen npn-Transistor gegeben, der den zeitbestimmenden Kon-

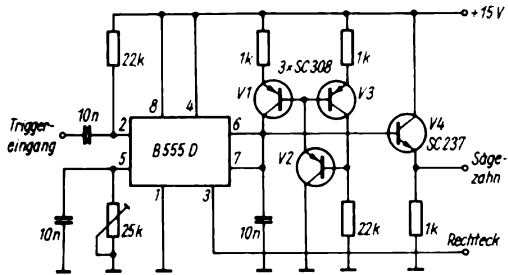


Bild 7.233
Sägezahngenerator mit dem Zeitgeberschaltkreis B 555 D

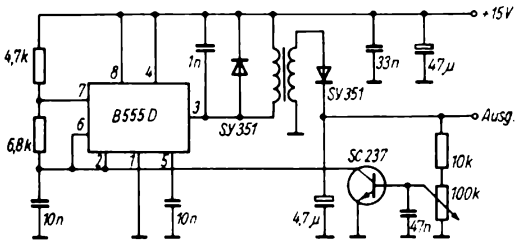


Bild 7.234
Geregelter Transverter mit dem Zeitgeberschaltkreis B 555 D

densator $C = 10 \text{ nF}$ unabhängig von der internen Entladestufe entlädt und über das Tastverhältnis die Ausgangsspannung regelt. Die äußere Beschaltung soll so ausgeführt werden, daß der Transverter bei einigen kHz...20 kHz schwingt. Die Verlustleistung des B 555 D muß auf 600 mW begrenzt werden, dies ist besonders bei hohen Frequenzen, wo der Strom ansteigt, zu beachten. Die Versorgungsspannung des Transverters sollte mit $47 \mu\text{F}$ parallel zu 33 nF abgeblockt werden. Zwei Logikprüfstift-Schaltungen runden die Beispiele aus der Meßtechnik ab. Bei TTL-Systemen müssen die Pegel geprüft werden: $L = 0,4 \text{ V}$ und $H = 2,4 \text{ V}$ (mittlerer Wert). Mit einer 7-Segment-Anzeige kann der Pegel durch eine $1 \triangleq H$ und $0 \triangleq L$ angezeigt werden. Leuchtet der Punkt bzw. eine LED, dann liegen Impulse am Prüfpunkt. Der Logikprüfstift nach Bild 7.235 ist mit 2 D 100 D und 2 Komplementärtransistoren sowie einigen Dioden bestückt. Der Widerstand R_1 sichert den Prüfstift vor Überlastung, die Emitterfolger V1 und V2 dienen zur Verringerung der Belastung der zu prüfenden

Schaltung durch den Prüfstift. Weiterhin dienen sie zur Pegelverschiebung für die Gatter D1.1 und D1.2, eine weitere Verschiebung bewirken die Si-Dioden V3 und V5. Bei einer Eingangsspannung über $2,4 \text{ V}$ schaltet D1.1, und das Segment d der 7-Segment-Anzeige leuchtet auf, 1 anzeigend. Bei einer Spannung unter $2,4 \text{ V}$ sperrt D1.1, und das Segment d erlischt. Bei Verringerung der Eingangsspannung unter $0,4 \text{ V}$ schaltet das Gatter D1.2 aus und D1.3 ein, welches 4 Elemente der 7-Segment-Anzeige (a, b, g, f) zur Null einschaltet. Beim Vorhandensein von Impulsen am Eingang schaltet der Trigger aus den Gattern D1.4 und D2.1 im Moment des Erreichens der Schwellspannungen $0,4 \text{ V}$ und $2,4 \text{ V}$ durch die Eingangsspannung um. Im Moment des Übergangs der Eingangsspannung von 1 zu 0 tritt am Koinzidenzelement D2.2 kurzzeitig $2 \times$ logisch 1 auf, das Gatter D2.2 schaltet ein, und ein kurzer (70 ns), negativer Impuls an dessen Ausgang triggert den monostabilen Multivibrator aus den Gattern D2.3 und D2.4. Das Ausgangssignal des Multivi-

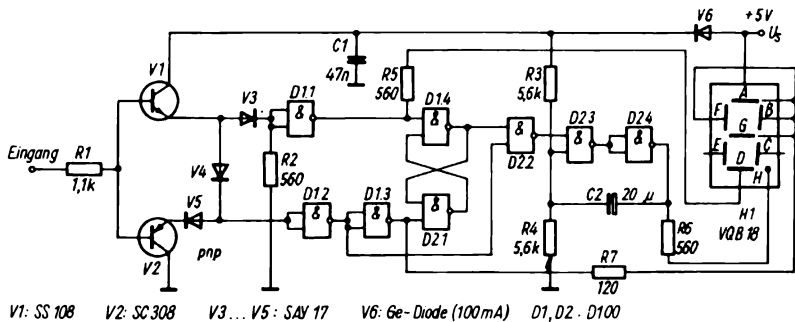


Bild 7.235
Logikprüfstift mit Siebensegmentanzeige

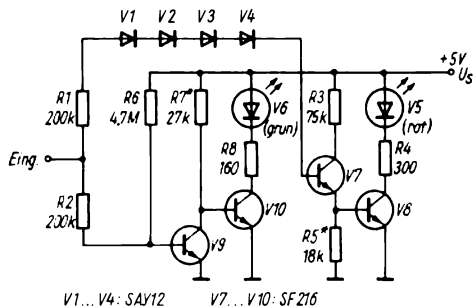


Bild 7.236
Logikprüfstift mit npn-Transistoren

brators bewirkt ein Blinken des Punktes H der LED-Anzeige. Die Diode V6 dient als Verpolschutz. Auch ohne TTL-IS läßt sich ein Logikprüfstift aufbauen, wie Bild 7.236 zeigt. Die Schaltschwelle zwischen Leuchten und Verlöschen der LED liegt bei diesem Prüfgerät bei 30 mV für die logische 0 (0,4 V) und 80 mV für die logische 1 (2,4 V). Die Stromaufnahme des Prüfstifts liegt für 5 V Betriebsspannung bei 12 mA. Die Schaltung enthält 2 unabhängige Komparatoren für die Pegel 0 und 1. Wenn die Spannung am Eingang eine Größe von 0...0,4 V hat, sind die Transistoren V7 und V8 des H-Komparators geschlossen, und die rote LED leuchtet nicht. Im Komparator für den L-Pegel ist V9 gesperrt und V10 geöffnet, es leuchtet die grüne LED V6. Beim Potential 0,4...2,4 V sind V7 und V8 weiter gesperrt, V9 ist geöffnet und V10 gesperrt. In diesem Falle sind beide LEDs

dunkel. Bei einer Eingangsspannung von mehr als 2,3 V öffnet V7, bei 2,4 V sind die Transistoren V7 und V8 geöffnet. Es leuchtet die rote LED V5, was den L-Pegel signalisiert. Die Dioden V1 bis V4 erhöhen die Spannung, bei der der Komparator für den H-Pegel umschaltet. Bei den Transistoren sollte die Stromverstärkung h_{21E} bei 400 liegen. Der Prüfstift wird mit einem Spannungsteiler an 5 V abgeglichen. Die Veränderung von R_7 definiert den Punkt, wo die grüne LED bei 0,4 V ausgeht. R_5 legt den Einschaltpunkt der roten LED bei $+2,4 V = U_e$ fest. Nach Einstellen der Widerstände lötet man Festwiderstände ein.

7.13. Baugruppen für die Regelungstechnik

Unter dieser etwas summarischen Überschrift werden einige weniger übliche Schaltungen mit modernen Bauelementen beschrieben, die aber in der Amateurpraxis eine Rolle spielen können. Oft sollen Steuerungs- und Regelprozesse mechanisch-elektrischer Systeme über Sensoren und Leistungsverstärker bewirkt werden oder Bauelemente für bestimmte Anwendungsgebiete eingesetzt werden, für die sie nicht primär vorgesehen sind.

Z-Dioden sind bisher als Stabilisatoren für Gleichspannungen beschrieben worden. Es besteht auf Grund ihrer Begrenzeigenschaften, d. h. der Tatsache, daß sie einen großen Strom bei einer festen, konstruktionsbedingten Spannung durchlassen, auch die Möglichkeit, sie zur Stabilisation von Wechselspannungen einzusetzen, und zwar im Niederfrequenzbereich bis zu einigen 10 kHz. Bild 7.237 a zeigt die Grundschaltung eines Wechselstromstabilisators mit 2 gegeneinander geschalteten Z-Dioden, Teilbild b die Wirkungsweise bei 2 unterschiedlichen Eingangsspannungen. Die Schaltung begrenzt in beiden Halbwellen bei U_Z , der maximal fließende Strom wird durch R_b festgelegt. Die Ausgangsspannung ist dann trapezförmig, ihre Flankensteilheit ändert sich mit der Eingangsamplitude, der Stabilisationsfaktor liegt bei 4...5. Die Ausgangsspannung des Stabilisators kann mit einem LC-Kreis wieder sinusförmig gemacht werden. Schaltet man dieser Trapezspannung eine kleine um 180° phasenverschobene Sinusspannung nach Bild 7.238 sekundärseitig nach, kann man einen konstanten Effektivwert regeln. Dabei ist sowohl eine Einspeisung über einen getrennten Transformator als auch über eine Anzapfung der Sekundärwicklung des die Z-Dioden speisenden Transformators möglich. Die Größe der

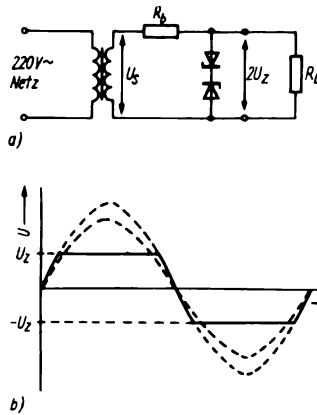


Bild 7.237

Wechselspannungsstabilisierung mit Z-Dioden; a – Schaltbild, b – Form der Ausgangsspannung eines Z-Dioden-Stabilisators für Wechselspannung

Kompensationsspannung U_k ergibt sich aus

$$U_k = U_Z U_s / \Delta U_s,$$

wobei U_Z die Zenerspannung und U_s die Sekundärspannung des Transformators ist. Die Stromamplitude durch die Z-Dioden ergibt sich zu $I_Z = (U_s - U_Z) / R_b$.

Dieser Strom soll nicht den maximal zulässigen Z-Strom überschreiten, der sich zu

$$I_{Z\max} = 2\sqrt{2} P_Z / U_Z \approx 3P_Z / U_Z$$

ergibt. Bei kleinem Lastwiderstand muß die Sekundärspannungsänderung berücksichtigt werden, es gilt dann

$$U'_s = U_s \frac{R_L}{R_b + R_L}.$$

Mit den vom VEB *Werk für Fernsehetelektronik* Berlin hergestellten zuverlässigen Si-Fotodioden lassen sich Lichtschranken und Beleuchtungsstärke-Meßgeräte aufbauen, die bei geringem Aufwand hohe Empfindlichkeit und gute Langzeitkonstanz ermöglichen. Mit dem OPV

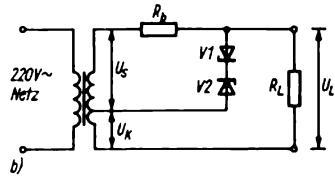
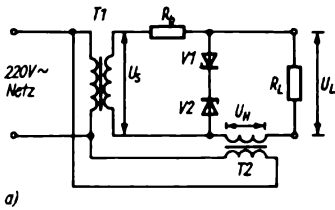


Bild 7.238

Z-Diodenregelung für Wechselstrom und konstanten Effektivwert; a – mit 2 Transformatoren, b – mit 1 Transformator

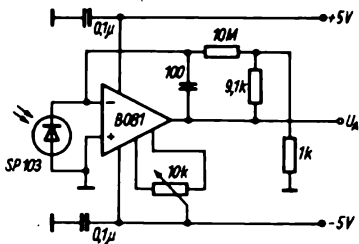


Bild 7.239

Meßgerät für Beleuchtungsstärke

B 081 und der Si-Fotodiode **SP 103** ist das Lichtstärkemeßgerät nach Bild 7.239 aufgebaut. Da die beste Empfindlichkeit im Leerlauf der Si-Fotodiode erzielt wird, erfolgt eine Rückkopplung des OPV über einen 10-M Ω -Widerstand. Zur Einstellung der Verstärkung erfolgt der Abgriff der Gegenkopplung auf den invertierenden Eingang an einem ausgangsseitig angeordneten Spannungsteiler. Durch Verändern des Widerstandes 9,1 k Ω kann die Verstärkung geändert und mit dem 10-k Ω -Potentiometer der Nullpunkt eingestellt werden. Während diese Schaltung hohe Empfindlichkeit für Gleichlicht gestattet, ermöglicht die Lichtschranken-

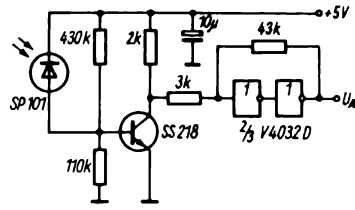


Bild 7.240

Lichtschranke mit geringer Ansprechverzögerung

schaltung nach Bild 7.240 eine geringe Ansprechverzögerung, was z. B. bei Messungen hoher Geschwindigkeiten rotatorischer oder translatorischer Art von Bedeutung sein kann. Die Si-Fotodiode **SP 101** ist im Basiskreis eines npn-Schalttransistors angeordnet, die Impulse formen CMOS-NAND-Gatter **V 4032 D**. Die gemessene Ansprechverzögerung beträgt 0,4 μ s, was für viele Zwecke ausreicht.

Man kann auch, wie Bild 7.241 zeigt, große Lasten über einen lichtelektrisch getriggerten Thyristorschalter schalten. Der Fototransistor **BPX 25** (**SP 212**) mit nachgeschaltetem **BFY 52** liefert bei Beleuchtung mit mindestens 700 lx die Zündimpulse für den **BTY 91/800 R**. Dieser Leistungsthyristor hat 800 V Sperrspannung und gestattet einen arithmetischen Strommittelwert an der Last von 16 A. Die Beschaltung mit 0,1 μ F und 33 Ω verhindert impulsförmige Störungen. Die Anordnung mit dem Gleichrichter **BYX 45/800 R**, Widerstand 390 Ω und Z-Diode **V 2** mit Transistor **V 4** liefert eine begrenzte Wechselspannung, die den Thyristor 6° nach dem Beginn jeder positiven Halbwelle zündet. **V 3** ist mit einem Kühlkörper

(Wärmewiderstand $R_{th} \leq 55$ K/W) zu versehen. Die Schaltung ist ein Applikationsbeispiel der Fa. **Siemens**. Beim Aufbau einer solchen Schaltung sind die einschlägigen Sicherheitsbestimmungen zu beachten. Mit

einem Si-Fototransistor *SP 211* und einer IRED *VQ 123* läßt sich eine Ruhestromlichtschranke aufbauen, deren Unterbrechung über einen Trigger mit dem IS *B 555 D* ein Alarmsignal auslöst (Bild 7.242). Die Reichweite einer solchen Lichtschranke hängt von der optischen Gestaltung der Strecke (Linsen, Spiegel, Hohlspiegel usw.) ab. Die Sendediode emittiert bei 940 nm, also im nahen Infrarot, und wird mit einem Strom von 100 mA betrieben. Die Unterbrechung der Bestrahlung bewirkt ein einmaliges Umschalten des Triggers, so daß im Lastwiderstand (z. B. Relais) ein Dauerstrom fließt, der erst durch Betätigen eines Rückstellschalters unterbrochen werden kann.

Will man LEDs aus dem Wechselstromnetz versorgen, benutzt man zur Spannungsverringern einen Vorschalt-

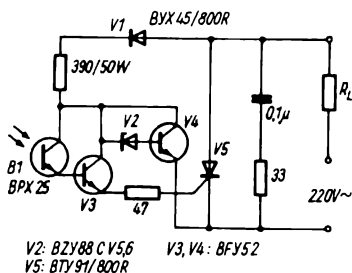


Bild 7.241
Lichtelektrisch gesteuerter Thyristorschalter

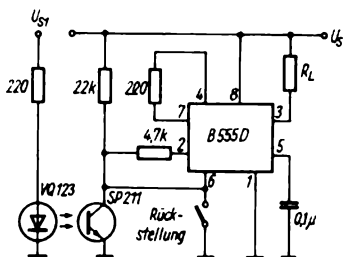


Bild 7.242
Fotoelektrische Alarmauslösung mit *B 555 D*

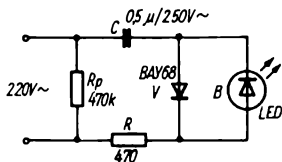


Bild 7.243
Betrieb einer LED aus dem Wechselstromnetz

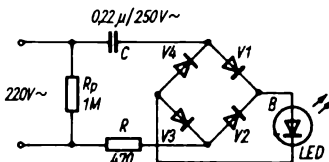


Bild 7.244
Vollwellenbetrieb einer LED aus dem Wechselstromnetz

kondensator, der so dimensioniert wird, daß im Halbwellenbetrieb eine mittlere Leuchtdichte der LED auftritt, die dem Wert bei 20 mA Gleichstrom entspricht. Die Schaltung im Bild 7.243 zeigt die eingesetzten Bauelemente, der Wechselstromwiderstand des Kondensators beträgt $\approx 6 \text{ k}\Omega$. Die Siliziumdiode (z. B. *SAY 12*) übernimmt die negativen Halbwellen und schützt die Leuchtdiode vor Strom in Sperrichtung. Der eingezeichnete Parallelwiderstand $470 \text{ k}\Omega$ entlädt den Kondensator in 0,5 s. Benutzt man eine Vollwellenschaltung nach Bild 7.244, kommt man mit einem Kondensator $0,22 \mu\text{F}$ aus, hat jedoch 4 zusätzliche Dioden vorzusehen ($4 \times \text{SAY 12}$). Will man mit Potentialtrennung, d. h. ohne elektrische Verkopplung, eine Last schalten, kann das mit einem optoelektronischen Relais geschehen, dessen Grundschialtung Bild 7.245 zeigt. Über einen eingangsseitigen Optokoppler *MB 104* (Werk für Fernsehelektronik Berlin) wird ein 3stufiger Gleichstromverstärker angesteuert, dessen Ausgangsstufe ein pnp-Leistungstransistor *SD 340* ist.

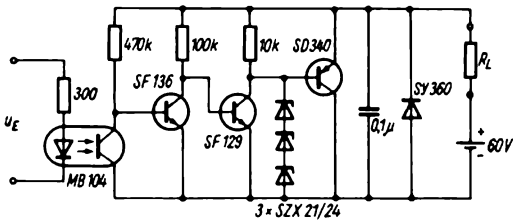


Bild 7.245
Optoelektronisches Relais für 60 V/
1 A

Dieser schaltet einen Lastwiderstand an einer Gleichspannung von 60 V und gestattet maximale Lastströme bis 1 A bei ohmscher Last. Die 3 Z-Dioden schützen den Basiskreis vor Überspannungen. Wenn die hier gezeigten Bauelemente in hybridintegrierter Form zusammengebaut werden, ergibt sich ein kleines und zuverlässiges elektronisches Relais mit vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten. Bei Ausführung mit einem hochsperrenden Ausgangstransistor kann es auch zum Schalten an Netzspannung benutzt werden.

Mit Si-Thyristoren in Plastik- und Metallgehäusen lassen sich eine Reihe von Anwendungen zur Regelung und Steuerung von großen Lasten beschreiben. Trotz einer umfangreichen Spezialliteratur zum Thyristor (gesteuerten Gleichrichter) sollen hier einige Beispiele aus der Amateurpraxis folgen, die die Breite der Applikationsmöglichkeiten derartiger Halbleiterbauelemente zeigen.

Mit 2 Thyristoren, die Sperrspannungen von 700 V aufweisen, läßt sich ein statischer Schalter für 220 V Wechselstrom aufbauen (Bild 7.246). Wenn B positiv gegen A ist, wird V2 über V3, R₂ und geschlossenem S gezündet; V1 ist gesperrt, da eine positive Anodenspannung fehlt. Zu Anfang der nächsten Halbwelle wird dann V1 durch einen Strom über V4 und R₂ gezündet. Beide Thyristoren zünden wechselseitig, solange S geschlossen ist.

Die Schaltung nach Bild 7.247 stellt einen Leistungsblinkgeber für Warmblinker oder Autobahnbaken dar. Die von

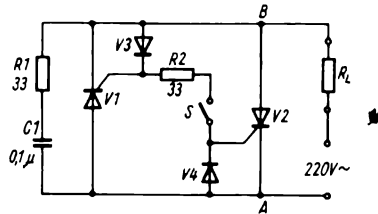


Bild 7.246
Statischer Thyristorschalter für 220 V Wechselstrom

einem astabilen Multivibrator erzeugte symmetrische Rechteckspannung ist im Frequenzbereich 0,5...1 Hz mit dem Potentiometer 5 kΩ einstellbar.

Bei einer solchen Schaltung fällt die bei Relaisblinkgebern notwendige Wartung der Kontakte weg. Die Graetzschaltung am Netz liefert auch die Versorgungsspannung für den Multivibrator. R₁ und R₂ verringern zusammen mit der Z-Diode V7 die Netzspannung auf einen für die Transistoren V8 und V9 geeigneten Wert. C₁ muß die Spannung über etwa 0,5 s halten, wenn V6 zündet und damit die Spannung kurzschließt. V5 verhindert ein Entladen von C₁ über den Thyristor. Bei geeigneter Dimensionierung des komplett mit Si-Bauelementen bestückten Blinkgebers kann dieser mit hoher Lebensdauer in rauher Umwelt betrieben werden.

Mit Thyristoren lassen sich auch Heizer oder Öfen auf einer konstanten Temperatur halten. Die im Bild 7.248 angegebene Schaltung regelt einen Ofen auf +300°C mit einer Toleranz von ±5 K.

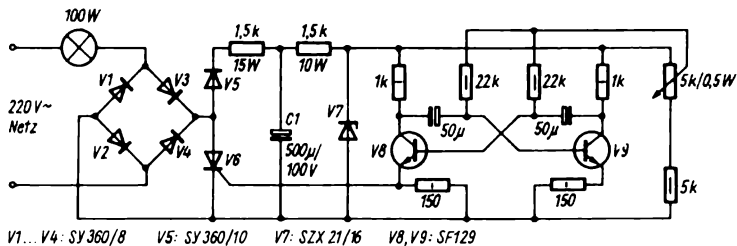


Bild 7.247
Leistungsblinkgeber mit Thyristor

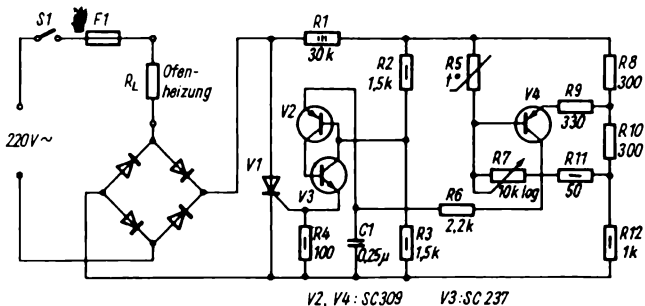


Bild 7.248
Temperaturregler mit
Thyristor

Der Thyristor bewirkt eine Proportionalregelung des Stroms durch den Heizer auf Grund der Widerstandsänderung eines Thermistors R_5 (NTC), der im Ofen angeordnet wird. Wenn der Ofen Untertemperatur hat, fließt Strom während des größeren Teils jeder Halbwelle. Mit steigender Temperatur wird der Einschaltzeitpunkt des Thyristors immer später gelegt, so daß nur in einem kleineren Teil der Halbwelle Strom fließt. Ein Gleichgewicht ist dann erreicht, wenn bei Solltemperatur der Thyristor gerade so viel Leistung an den Heizer liefert, um die Wärmeverluste des Ofens auszugleichen. Der Thermistor bildet einen Zweig der Brückenschaltung (R_5 , R_7 , R_8 , R_{10}), in dem der Transistor V4 das Ladeverhältnis von C_1 kontrolliert. Wenn die Temperatur klein ist, hat R_5 einen höheren Widerstand als R_7 , und es fließt ein Ladestrom in C_1 . Mit der Aufladung von C_1 steigt das Emittential von V2. Ist dieses

Potential positiver als das Basispotential, beginnt V2 zu leiten. Da V2 und V3 ein komplementäres, gekoppeltes Paar bilden, leiten sie beide, und C_1 entlädt sich über R_4 und das Gate des Thyristors, was diesen einschaltet und einen Stromfluß in der Last ermöglicht. Steigt die Temperatur an, erreicht der Widerstand von R_5 den von R_7 ; es fließt weniger Strom durch V4, und C_1 benötigt eine längere Zeit zur Aufladung. Es verzögert sich der Punkt, bei dem der Thyristor leitet. Wenn $R_5 = R_7$ wird, lädt sich C_1 nicht mehr auf, und der Thyristor bleibt gesperrt. Für R_7 ist auf Grund der nichtlinearen Thermistorkennlinie ein logarithmisches Potentiometer einzusetzen. Bei $+300^\circ\text{C}$ hat der eingesetzte Thermistor einen Widerstand von $80\ \Omega$, während er bei $+50^\circ\text{C}$ etwa $25\ \text{k}\Omega$ beträgt. Sowohl Thyristor als auch Graetzgleichrichter sind mit ausreichenden Kühlflächen zu versehen. Oft werden Thyristoren zur Mo-

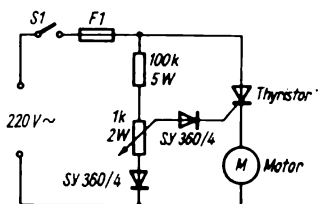
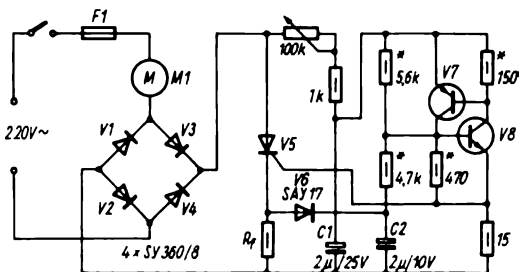


Bild 7.249
Einfache Motorregelschaltung mit Thyristor

torregelung in Handbohrmaschinen oder anderen elektromechanischen Haushaltsgeräten (Mixer) eingesetzt. Eine einfache, einphasige Schaltung zeigt Bild 7.249. Die Gate-Steuerimpulse werden mit einem Spannungsteiler direkt aus der Netzspannung gewonnen und über eine Triggerdiode dem Thyristor zugeführt. Dieser ist entsprechend der Motorleistung (Durchlaßstrom und Sperrspannung) auszuwählen. Bei dieser einfachen Schaltung ist der Regelbereich nicht sehr groß, und die Drehzahl ändert sich mit der Belastung des Motors. Diese Nachteile vermeidet die Schaltung nach Bild 7.250, jedoch mit höherem Schal-

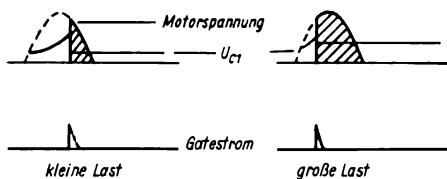
tungsaufwand. Durch den belastungsabhängigen Spannungsabfall am Widerstand R_f wird der Zündzeitpunkt des Thyristors verschoben, so daß bei stärkerer Belastung des Motors breitere Impulse entstehen und damit ein lastabhängiger Drehzahlabfall vermieden wird. Die Triggerung erfolgt wieder durch ein kreuzgekoppeltes komplementäres Transistorpaar, das mindestens 150 mW Kollektorverlustleistung und 50 V Kollektorsperrspannung aufweisen sollte. Im Teilbild b sind nochmals der Spannungsverlauf am Kondensator C_1 und der unterschiedlich große Gatestrom in Abhängigkeit von der Motorbelastung dargestellt.

Für die kontaktlose Umwandlung von Lagen oder Bewegungen läßt sich ein auf der Basis des Halleffekts arbeitender Schaltkreis einsetzen, der im DDR-Programm in hohen Stückzahlen hergestellt wird, z. B. für kontaktfreie Tastaturen, und der auch dem Amateur zur Verfügung steht. Dieser elektromagnetische Effekt wurde 1879 von *E. A. Hall* entdeckt und besteht darin, daß ein Hallgenerator an seinen Enden eine Spannung erzeugt,



* Toleranz: $\pm 5\%$ $R_f = 0,1 \dots 1 \Omega$ je nach Motorleistung

a)



b)

Bild 7.250
Vollwellen-Thyristor-Motorregelung mit lastabhängiger Drehzahlstabilisierung;
a – Schaltbild, b – Gatestromverlauf bei unterschiedlicher Last

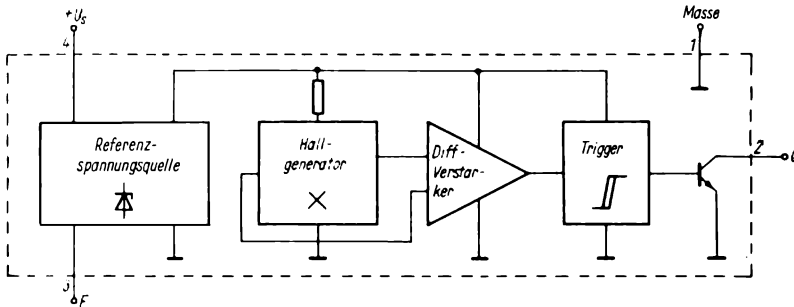


Bild 7.251
Prinzipschaltbild des Hallensors *B 461 G/*
B 462 G

wenn in Längsrichtung ein Steuerstrom fließt und senkrecht dazu ein Magnetfeld einwirkt. Der Effekt tritt auch in Halbleitern auf. Man fertigt dazu in Si-Technologie einen IS, der einen Hallgenerator, eine Referenzspannungsquelle und einen Trigger mit Ausgangstransistor umfaßt (Bild 7.251). Auf einem Halbleiterchip von $1,5\text{ mm} \times 1,7\text{ mm}$ Kantenlänge sind 21 npn- und 6 pnp-Transistoren sowie 5 Dioden und 36 Widerstände integriert. Der Hallgenerator ist auf dem Chip als großflächiger Widerstand mit etwa $2\text{ k}\Omega$ hergestellt, der von einem hochkonstanten, temperaturstabilen Strom durchflossen wird. Bei Einwirken eines Magnetfeldes von 65 mT stellt sich eine Hallspannung von 8 mV ein. Das steuernde Magnetfeld muß mit einem Südpol in der Mitte des Schaltkreises, der 4 Anschlüsse aufweist, einwirken. Die beiden Typen *B 461 G* und *B 462 G* unterscheiden sich nur durch die zulässige Betriebsspannung, die beim *B 462* 20 V beträgt. Die Schaltung eines magnetisch betätigten Relais zeigt Bild 7.252. Hier wird vom Ausgang ein pnp-Transistor (z. B. SC 308) angesteuert, der seinerseits z. B. ein Reedrelais schaltet. Da bei einem solchen Hallschaltkreis die Konfiguration des steuernden Magnetfeldes eine große Rolle spielt, sei hier auf die Literatur verwiesen. Mit einem Maniperm-Magneten

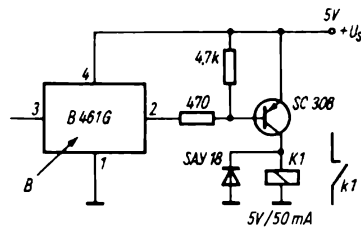
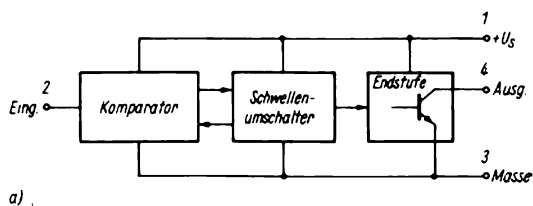


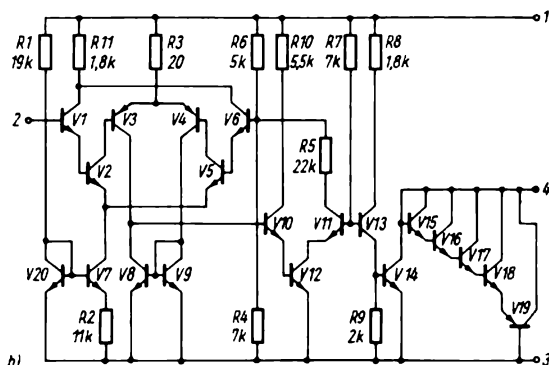
Bild 7.252
Magnetisch betätigtes Relais

MP 822 ($\varnothing 5\text{ mm}$, Länge 4 mm) kann im Abstand von $0,5\text{ mm}$ von der Oberfläche des IS geschaltet werden, die magnetische Hysterese (Differenz zwischen Einschalt- und Ausschaltfeldstärke) beträgt im Mittel 15 mT . Die Schaltschnelligkeit liegt bei $0,5\text{ }\mu\text{s}$, ist also für die meisten Anwendungsfälle zu vernachlässigen. Ein Einsatz als kontaktloser Unterbrecher im Kraftfahrzeug ist möglich, der Hallschaltkreis muß allerdings vor Überspannungen im Bordnetz durch Z-Diodenbeschaltung und C-Blockung geschützt werden.

Ein weiterer universell einsetzbarer Schaltkreis ist der Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D*, der in einem 4poligen DIL-Gehäuse angeordnet ist und dessen Übersichtsschaltbild Bild 7.253 a zeigt. Die bei der Hälfte der Betriebsspannung liegende Schwellspannung ist der Schaltpunkt für die Umschaltung des



a)



b)

Bild 7.253
Schwellenspannungsschaltkreis
A 302 D; a – Übersichtsschaltbild,
b – Innenschaltung

Ausgangs von L-Pegel auf H-Pegel und zurück. Der Schaltkreis ist primär für die Kameraindustrie entwickelt worden. Eine Ansteuerung des A 302 D ist schon mit Strömen im nA-Bereich möglich. Der Eingangswiderstand beträgt $10^8 \Omega$. Die Innenschaltung zeigt Bild 7.253b. Man erkennt einen konstantstromgespeisten, 2stufigen Differenzverstärker, an dessen einem Eingang das Steuersignal und an dessen anderem Eingang die betriebsspannungsproportionale Bezugsspannung für die Schwelle liegt. Der Differenzverstärker steuert über ein Stromspiegelnetzwerk einen Schaltverstärker mit Hysterese und die Ausgangsstufe an, die parallel zum Ausgangstransistor eine Diodenkette zur Ableitung induktiv hervorgerufener Spannungsspitzen besitzt. Der maximale Ausgangsstrom kann 60 mA betragen, die maximal zulässige Lastinduktivität 2 H. Im IS ist auch ein Verpolungsschutz für die Betriebsspannungszuführung vorgesehen.

Als Anwendungsbeispiel für den A 302 soll hier eine Belichtungsuhr für die

Dunkelkammer beschrieben werden (Bild 7.254). Sie hat 2 Betriebsarten: Automatik – mit Belichtungssteuerung über eine Si-Fotodiode – und Handbetrieb – mit Einstellmöglichkeit über eine Betriebsspannungsänderung mittels Potentiometer 250 Ω . Die Grobbereiche für die Belichtungszeit werden durch Umschaltung einer Kondensatoranordnung eingestellt. Beim Drücken der Taste zieht K1 kurzzeitig durch Aufladung von $C_1 \dots C_4$ (je nach eingestelltem Bereich) an, der Kontakt K1.1 legt Anschluß 3 des A 302 D an Masse, und K1 bleibt angezogen. Nun laden sich $C_1 \dots C_4$ über den Fotowiderstand oder die Fotodiode bzw. R_2 auf. Erreicht die Spannung an $C_1 \dots C_4$ den Schwellenspannungswert, fällt K1 wieder ab, und der Kondensator wird über R_3 rasch entladen. Die Belichtungszeiten können in weiten Grenzen gewählt werden, auf hohen Isolationswiderstand und gute Konstanz der zeitbestimmenden Kondensatoren $C_1 \dots C_4$ ist zu achten. Man verwendet am besten Metallpapierkondensatoren.

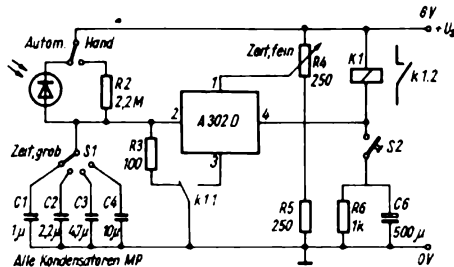


Bild 7.254
Zeitschalter mit A 302 D für die Dunkel-
kammer

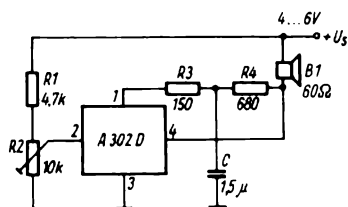


Bild 7.255
Tongenerator mit A 302 D

Eine weitere einfache Applikations-
schaltung für den IS A 302 D ist im
Bild 7.255 dargestellt. Man gestaltet bei
diesem Oszillator die Betriebsspannungs-
zuführung so, daß über ein RC-Glied
eine Variation der Betriebsspannung und
damit auch eine Veränderung der
Schwellspannung nach einem Auflade-
Entlade-Prozeß mit einer Zeitkonstante
von $(R_3 + R_4)C$, also in unserem Falle
 $\approx 1,5$ ms, möglich ist. Als Schallwandler
wird eine Fernsprecher-Hörkapsel oder
ein auf 60 Ω angepaßter Kleinlautsprecher
benutzt. Gestaltet man den eingangsseitigen
Spannungsteiler mit Fotowiderstand
oder Thermistor als meßgrößenabhängigen
Teiler, so setzen die Schwingungen
bei einer bestimmten Temperatur oder
Beleuchtung ein oder aus. Damit ist ein
einfacher akustischer Signalgeber ge-
schaffen. Im Bild 7.256 ist die Schaltung
eines Automatik-Ladegerätes für Klein-

akkumulatoren dargestellt. Die Z-Diode
mit dem Abgleichwiderstand 50 Ω be-
stimmt die Ladeschlußspannung, die bei
einem 6-V-Akkumulator etwa 7,5 V be-
trägt. Der über die Basis-Emitter-Strecke
von V1 geschaltete Regelwiderstand be-
stimmt die Größe des Ladestroms (in un-
serem Beispiel 300 mA). V1 bildet mit V2
eine Kippstufe, die vom vollen Lade-
strom bei Konstantspannungsbetrieb auf
Konstantstromladung am Ende der Lade-
zeit umschaltet. Die LED V6 zeigt das
Ende des Ladevorgangs an. Zum Ab-
gleich des Ladegeräts wird der Strom
durch den Akkumulator mit einem nie-
derohmigen Amperemeter (Eigenspan-
nungsabfall 60 mV) gemessen und die
Klemmenspannung mit Hilfe des Serien-
widerstands zur Z-Diode auf 2,47 V pro
Zelle eingestellt. Der im Basis-Emitter-
Kreis von V1 liegende Regelwiderstand
wird so weit verkleinert, daß eine Konser-
vierungsladung von 10 mA/Ah erreicht
wird.

Ein einfacher Metallsensor (Leitungs-
suchgerät) arbeitet mit einem Oszillator
mit Ferritantenne im Frequenzbereich
um 100 kHz. Wie die Schaltung in
Bild 7.257 zeigt, wird eine stabile Be-
triebsspannung von 4 V aus der Batterie-
spannung von 9 V gewonnen. V1 und V2
wirken als Parallelstabilisator. V4 arbeitet
als HF-Generator bei etwa 100 kHz. V5
ist der HF-Detektor, ihm ist die Gleich-
stromverstärkerstufe mit V6 und V7 mit
einer Leuchtdiode als Anzeigeelement
nachgeschaltet. Die HF-Spannung an der
Spule L_2 wird durch den Emitterübergang
von V5 gleichgerichtet. Dieser Transistor
leitet damit, und die beiden Gleichstrom-
verstärkerstufen sind gesperrt, V8 leuch-
tet nicht. Die Sensorspulen L_1 und L_2
befinden sich auf einem Ferritantennenstab
eines Rundfunkempfängers als einlagige
Wicklung (Draht 0,3 CuLB). Sie haben
120 und 45 Windungen. Je länger der
Ferritstab, desto höher die Empfindlich-
keit des Geräts. Wird ein Metallgegen-

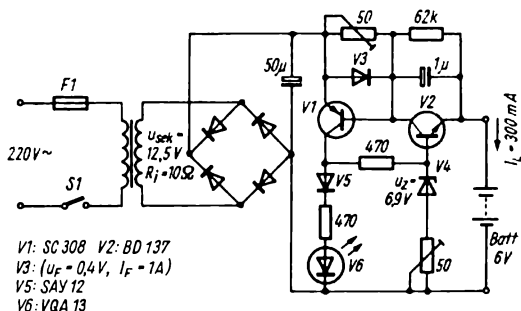


Bild 7.256
Automatikladegerät für Akkumula-
toren

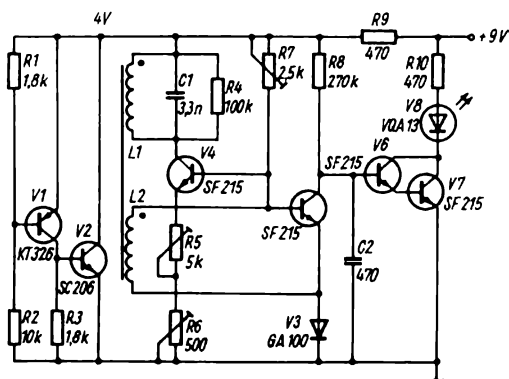


Bild 7.257
HF-Metallsuchgerät mit Ferritstab

stand in die Nähe der Ferritantenne gebracht, schwingt der Generator nicht mehr, V5 sperrt, und V6/V7 öffnen. V8 leuchtet und zeigt das Vorhandensein von Metall im Suchbereich an. Das Gerät kann auch zum Feststellen von Kurzschlüssen in Spulen benutzt werden, wenn man die Spule mit der Kurzschlußwindung über den Ferritstab schiebt. Zum Abgleich des Gerätes wird das Oszillatorregime mit R_5 und R_7 eingestellt, R_6 steht dabei in Mittelstellung. Man stellt den Oszillator an die Schwingengrenze ein, so daß V8 gerade leuchtet. Mit R_6 wird sie zum Verlöschen gebracht. Diese Abstimmung ist zur Erzielung höchster Empfindlichkeit mehrfach zu wiederholen. Mit dem Gerät kann eine Schraube in 30 mm Entfernung nachgewiesen werden. Man kann anstelle des Parallelstabilisators auch eine 4-V-Z-

Diode einsetzen. Die verwendeten Transistoren sollten $h_{21E} = 100$ haben. V3 ist wegen der niedrigen Schwellspannung eine Germaniumdiode. Geht man mit der Frequenz höher und gestaltet die Suchspule als Rahmenantenne, gelangt man zu einem Metallsuchgerät, wie es auch im militärischen Bereich als Minensuchgerät Verwendung findet. Für die Volkswirtschaft in der Sowjetunion ist vor einigen Jahren das Metallsuchgerät *MI-2* entwickelt worden, dessen Schaltung hier als Beispiel für die nach dem Schwebungsprinzip arbeitenden Suchgeräte beschrieben wird. Neben diesen Geräten werden noch solche nach dem Gegeninduktivitätsprinzip, nach dem Brückenprinzip und solche mit UHF-Oszillatoren sowie Impulsgeräte eingesetzt. Interessierte Leser sollten dazu die Spezialliteratur nutzen.

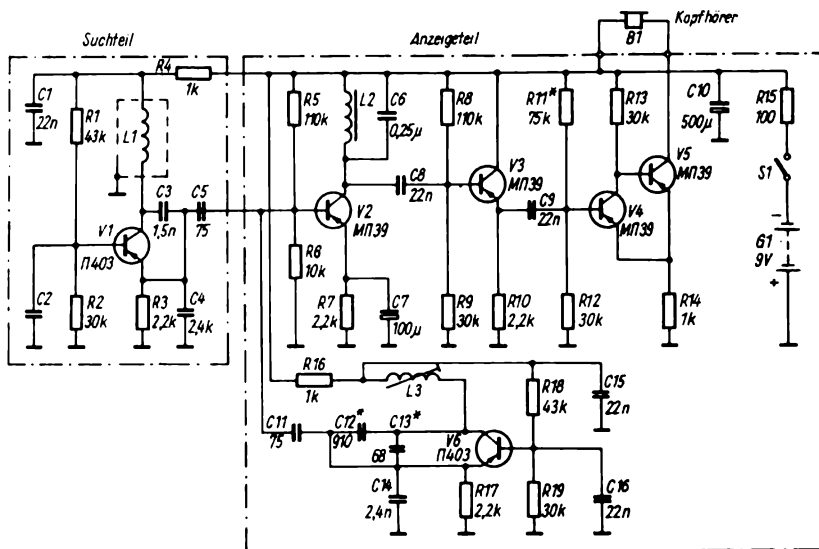


Bild 7.258
Schaltbild des sowjetischen Metallsuchgerätes MI-2

Bild 7.258 zeigt das Schaltbild mit den beiden Hauptteilen für Suche und Anzeige. Das Suchgerät besteht aus dem Suchoszillator V1 mit Suchspule großen Durchmessers, dem Bezugsgenerator V6, der Mischstufe V2, einem Emittierfolger V3 und der Endstufe V4/V5. Zur Anzeige wird ein Kopfhörer benutzt. Die damals eingesetzten Germaniumtransistoren können heute durch Si-Typen ersetzt werden. Wird in die Nähe von L_1 ein Metallgegenstand gebracht, so verändert sich die Schwingfrequenz des Generators, die bei 510 kHz liegt, und nach Mischung mit der Frequenz des Referenzoszillators entsteht eine Schwebung von etwa 1 kHz, die über den Kreis L_2-C_6 selektiv ausgefiltert wird. Die Suchspule L_1 ist eine elektrostatisch abgeschirmte Mehrwindungsspule von 300 mm Durchmesser. Als Abschirmung dient Aluminiumrohr ($\varnothing$ 8 mm, 1 mm Wanddicke). Das zunächst nicht gebogene Rohr wird mit 10 Drahtstücken (CuLBB 0,96 mm) gefüllt, die sich in einem PVC-Isolier-

schlauch befinden. Nach Einbringen der Drahtstücke wird das Rohr über einer Form auf den erforderlichen Durchmesser gebogen, und die Enden der Drahtstücke werden so verlötet und isoliert, daß sich eine Hintereinanderschaltung der einzelnen Windungen ergibt. Die Enden des Aluminiumrohres werden im Abstand von 10...20 mm isoliert an einem Tragerohr befestigt. Unmittelbar neben den Spulenanschlüssen von L_1 sitzt der Suchoszillator V1, dessen Leiterplatte Bild 7.259 zeigt. Die Spule L_2 hat eine Induktivität von rund 0,1 H und wird auf einen Ferritringkern ($38 \times 24 \times 7$) mm mit $\mu = 2000$ gewickelt.

Sie hat im Beispiel 200 Wdg. 0,47 CuLSS. Die Abstimmungsspule L_3 trägt 135 Wdg. 0,1 mm CuLS und wird mit einem Messingkern in ihrer Induktivität fein abgestimmt. Die Konstruktion dieses Bauteils ist in Bild 7.260 dargestellt, während im Bild 7.261 die Leiterplatte für den Anzeigeteil dargestellt ist. Die Maße sind angegeben. Der Messingkern 3 im

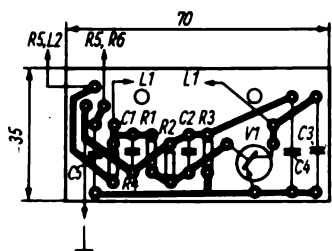
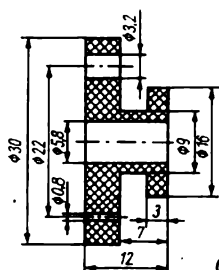
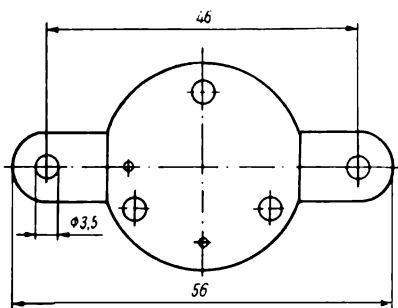
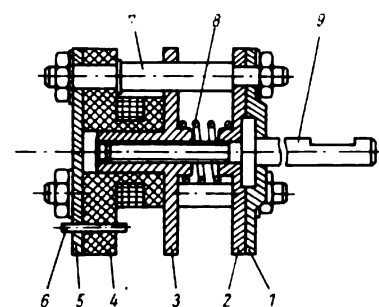
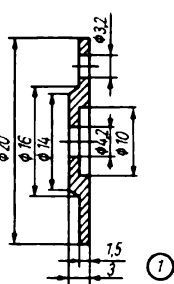


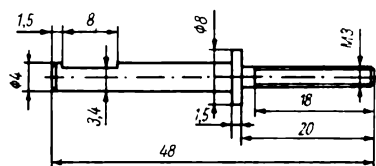
Bild 7.259
Konstruktion des Suchoszillators des Gerätes
MI-2



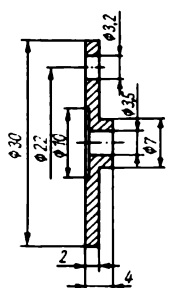
④



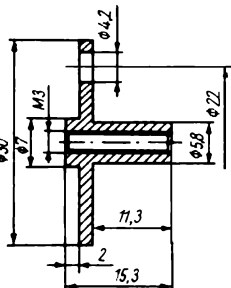
⑦



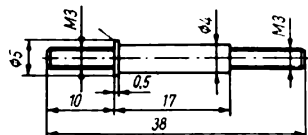
⑨



②



③



⑦

Bild 7.260
Konstruktive Ausführung des Variometers für das Metallsuchgerät MI-2

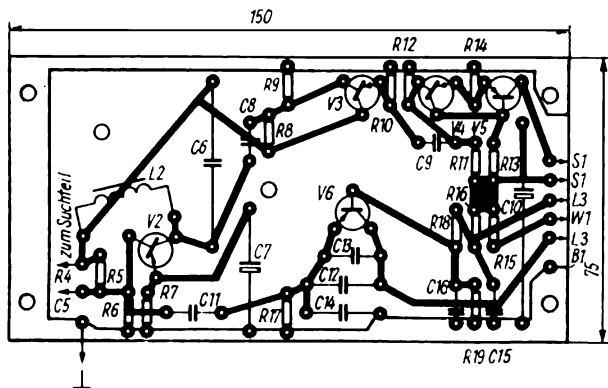


Bild 7.261
Konstruktion des Anzeigeteils des Gerätes MI-2

Bild 7.260 wird durch einen Schraubentrieb verstellt, der aus der Schraube 9, zwei Lagerscheiben 1 und 2, der Feder 8, der Bolzen 7, der den Spulenkörper mit den Lagerscheiben verbindet, und der Befestigung 5 aus 2-mm-Aluminiumblech. Der Spulenkörper ist aus Novotex hergestellt, die übrigen Teile sind Messing. Der Suchteil ist über ein abgeschirmtes 3adriges Kabel mit dem Anzeigeteil verbunden, er befindet sich in einem Alu-Abschirmgehäuse direkt an der Suchspule. Der Anzeigeteil ist ebenfalls in einem Abschirmgehäuse angeordnet, an dessen einer Schmalseite sich der Einschalter, der Abstimmknopf für L_3 und der Kopfhörerstecker befinden. Zum Abgleich wird zunächst die Triggerschwelle von V4 und V5 durch Verändern von R_{11} eingestellt, dazu wird C_8 abgelötet und eine Tonfrequenzspannung von 0,5 V bei 1000 Hz an ihn gelegt. Der Widerstand wird so eingestellt, daß bei Verringerung der Tonfrequenzamplitude V5 sperrt und damit kein Ton im Kopfhörer zu hören ist. Die Frequenz des Referenzoszillators wird mit C_{12} grob und mit C_{13} fein eingestellt. Dazu wird zuerst die Frequenz des Suchoszillators ermittelt (Methode

Schwebungsnull gegenüber einem geeichten Meßsender). Die Frequenz des Referenzoszillators wird um 1000 Hz neben diese Frequenz justiert und mit Hilfe der feineinstellbaren Induktivität L_3 der Arbeitspunkt für den Suchbetrieb so eingestellt, daß man maximale Empfindlichkeit erzielt. Die Weiterentwicklungen dieser Suchgeräte streben nach höherer Empfindlichkeit und größerer Stabilität der Anzeige. Mit dem hier beschriebenen Gerät sind metallische Gegenstände mit 10 cm Durchmesser noch in einer Tiefe von 60 cm unter der Erdoberfläche nachweisbar. Der Stromverbrauch liegt bei 4...6 mA.

7.14. Baugruppen für die Kraftfahrzeugelektronik

In den letzten Jahren hat sich die Elektronik neue Anwendungsgebiete im Kraftfahrzeug und in der Kraftfahrzeugmeßtechnik erschlossen. Neben Telemetrieanlagen zur Messung von Kenngrößen im Motor oder während Erprobungsfahrten sind elektronische Zündung, elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung,

Drehzahlmesser, Lichtmaschinenregler, Stroboskope, Blinkgeber und viele andere Baugruppen entwickelt worden, die sowohl den Fahrkomfort und die Betriebszuverlässigkeit erhöhen als auch für die Einhaltung umweltrelevanter Grenzwerte sorgen.

Aus der Vielzahl der bisher realisierten Kontroll- und Steuergeräte der Kraftfahrzeugelektronik sollen hier die Gruppen

- Prüfgeräte und Spannungsmesser,
- Drehzahlmesser und -begrenzer,
- Lichtmaschinenregler und
- elektronische Zündsysteme

behandelt werden. Dabei wird auf Besonderheiten der Kfz-Elektronik nicht eingegangen, weil hierfür eine umfangreiche Spezialliteratur existiert. Es sei nur darauf hingewiesen, daß der Einsatz von Elektronik im Kraftfahrzeug hohe Forderungen an die eingesetzten Bauelemente stellt, das gilt sowohl für den Umgebungstemperaturbereich von $-40 \dots +120^\circ\text{C}$ (Maximalwerte) als auch für die Schüttel- und Stoßfestigkeit sowie für die Feuchte-sicherheit – man kann diese Technik durchaus mit der Kosmotechnik vergleichen, wobei die Kfz-Elektronik noch extrem billig sein muß, um mit bisher eingesetzten elektromechanischen Lösungen kompatibel zu werden.

Im Bild 7.262 ist ein LED-Durchgangsprüfer mit einer Reihe von Zusatzfunktionen dargestellt, der in der Kfz-Prüf-

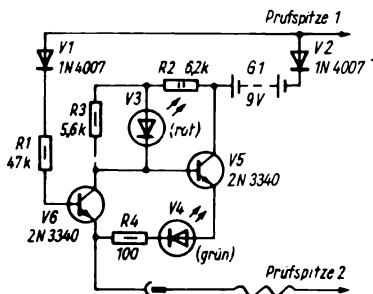


Bild 7.262
LED-Durchgangsprüfer

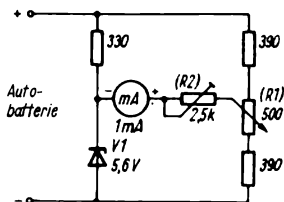


Bild 7.263
Autovoltmeter mit unterdrücktem Nullpunkt

technik angewendet werden kann. Es ist für die Durchgangsprüfung eine 9-V-Batterie eingebaut. Bei Durchgang zwischen den Prüfspitzen 1 und 2 leuchtet die grüne LED, bei einem äußeren Widerstand wird ihr Leuchten geringer. Bei Spannung zwischen den Prüfspitzen leuchtet die rote LED, bei Wechselspannung auch beim Vertauschen beider Spitzen. Bei Gleichstrom leuchtet sie nur, wenn Prüfspitze 1 an Plus liegt. Die zu messende Spannung muß größer als 1,2 V sein. Die angegebenen internationalen Typen können durch DDR-Bauelemente ersetzt werden, die Transistoren durch SF129, die Dioden durch SY330.

Im Bild 7.263 ist ein Voltmeter mit unterdrücktem Nullpunkt zur genauen Bordspannungsmessung dargestellt. Es erfaßt den Bereich 11 bis 16 V. Mit R_2 wird bei 16 V Vollausschlag eingestellt, mit R_1 bei 11 V der Skalenanfang. Das Prinzip dieses Meßgeräts ist eine nichtlineare Brückenschaltung mit einer Z-Diode ($U_Z = 5,6\text{ V}$) in einem Zweig. Das eingesetzte Meßinstrument sollte eine genügend große Skalenlänge bei 1 mA Endausschlag aufweisen. Erweitert man das hier dargestellte Voltmeter durch die Möglichkeit, große Ströme zu messen, gelangt man zu einem einfachen Autotester für Gleichstrom, wie ihn Bild 7.264 zeigt. Das Gerät hat 4 Spannungsbereiche, davon 2 mit Z-Dioden gedehnte. Mit dem Bereich 2,5 V lassen sich die Zellenspannungen der Autobatterie prüfen, die Bereiche 6 V und 12 V dienen zur Messung

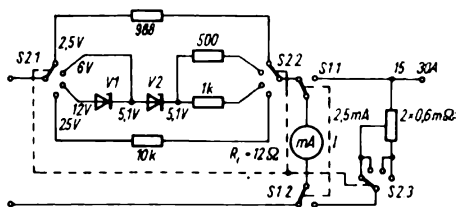


Bild 7.264

Analoges Vielfachmeßgerät für die Autoelektrik

der Bordspannung, und der 25-V-Bereich ist für Lastkraftwagen von Bedeutung. Schaltet man S1 auf Strommessung, können Ströme bis 30 A gemessen werden. Der Spannungsabfall beträgt dabei etwa 30 mV, und der Widerstand muß mit etwa 5 W belastbar sein, er kann aus Kupferdraht gewickelt und mit einer Thomsonbrücke gemessen werden.

Im Bild 7.265 wird nun dieses Gerät noch durch Drehzahl- und Schließwinkelmesser zum «Autotester» ergänzt. Der Drehzahlmesser ist ein monostabiler Multivibrator mit den Transistoren V2 und V4 ($h_{21E} \geq 100$). 2 Geschwindigkeitsbereiche sind durch Umschalten von R_4 auf $R_5 + R_6$ wählbar (1000 min^{-1} und 5000 min^{-1}), die Zylinderzahl wird durch Umschalten des Vorwiderstandes vor

dem Milliampereometer berücksichtigt. Bei 600 min^{-1} erzeugt ein Sechszylinder-Viertaktmotor 30 Impulse/s, ein Viertakt-Vierzylindermotor hingegen nur 20 Impulse/s. Die Diode V3 hält den Sättigungsstrom von V4 vom Instrument fern. Die Sättigungsspannung am Transistor beträgt 200 mV, die Schleusenspannung der Diode $\approx 600 \text{ mV}$. Je nach Bordnetzspannung wird die Z-Diode über einen anderen Vorwiderstand angeschaltet. Sie erzeugt eine konstante Vorspannung von 4,7 V. Der Pluspol der Batterie muß nur angeschaltet werden, wenn das Gerät als Drehzahlmesser eingesetzt wird. Für die Messung des Schließwinkels des Unterbrechers dienen die Bauelemente R_{13} , R_{14} , V_5 , R_{12} , C_2 und R_{11} . Für einen gegebenen Schließwinkel (Verhältnis Unterbrecherkontakt geschlossen zu Unterbrecherkontakt offen über 360°) ergibt sich eine Impulsfolge konstanter Amplitude und konstanten Tastverhältnisses. Glättet man diese, bleibt eine Gleichstromkomponente übrig, die nur über das Tastverhältnis verändert werden kann, was wiederum durch den Schließwinkel festgelegt wird. Zum Kalibrieren schaltet man die Klemme bei laufendem Motor an den Pluspol der Batterie und stellt mit R_{11} auf Null ein. Bei den meisten Kraftfahrzeu-

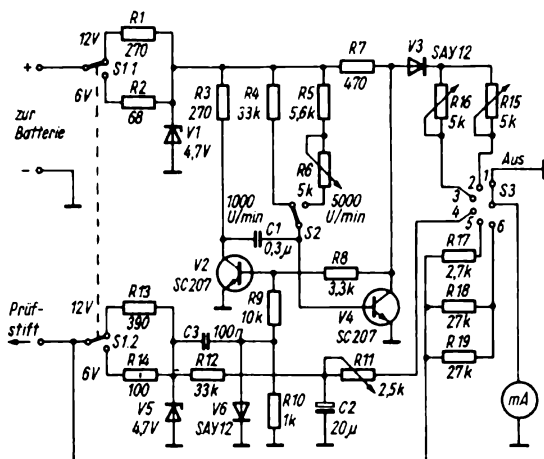


Bild 7.265

Autotester mit Drehzahl- und Schließwinkelmessung

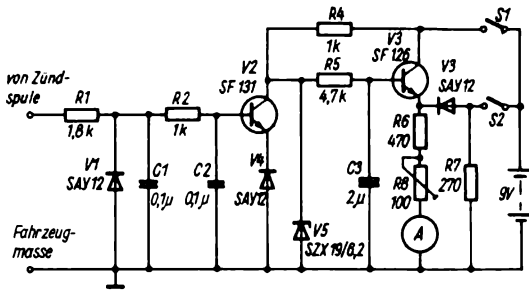
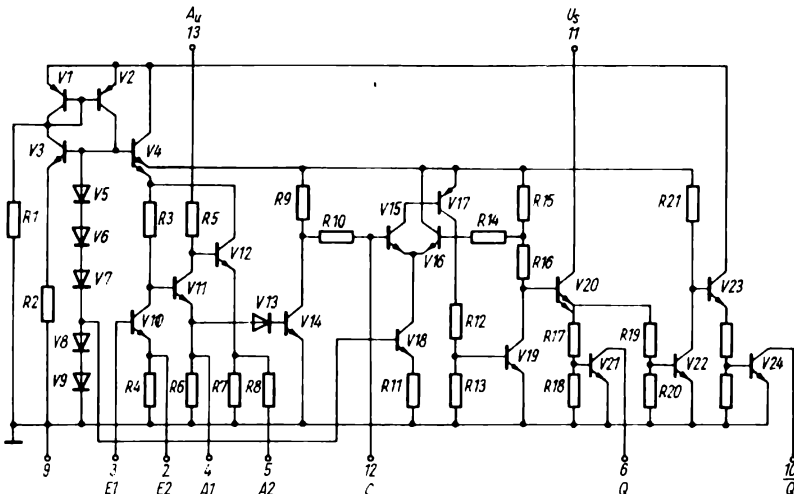


Bild 7.266
Schließwinkelmeßgerät mit Si-Transistoren

gen liegt der Schließwinkel bei 30...50°. Das Gerät ist für Systeme mit Minus an Masse ausgelegt. Das Voltmeter hat die Meßbereiche 3 V und 15 V. Wenn nicht anders angegeben, haben alle Widerstände eine Belastbarkeit von 0,5 W. Will man nur ein einfaches Schließwinkelmeßgerät zur Zündeneinstellung bauen, dann kann das nach der Schaltung in Bild 7.266 geschehen. Der Sollwert des Schließwinkels ist in den technischen Unterlagen des Kraftfahrzeugs angegeben, entweder in Winkleinheiten oder in Prozent, z. B. entsprechen 54° einem Wert von 60 % für einen Vierzylinder-Viertaktmotor. Der Sollwert des Schließwinkels wird über den Unterbrecherabstand eingestellt, ein größerer Unterbrecherabstand verkleinert den

Schließwinkel. Das Gerät erlaubt die Einstellung bei laufendem Motor, also im dynamischen Fall. Die Impulse werden an der Zündspule primärseitig abgenommen und über eine Diode sowie ein Tiefpaßfilter begrenzt. Sie gelangen an die Basis von V2. Der verstärkte und geglättete Kollektimpuls wird durch die Z-Diode V5 auf 6,2 V begrenzt, die Mittelwertbildung übernimmt der Tiefpaß R5-C3. Der Emitterfolger V3 liefert den Strom für das Anzeiginstrument mit 10 mA Endausschlag. Mit der Drucktaste S2 läßt sich bei ausgeschaltetem S1 durch Verändern von R8 der Nullpunkt

Bild 7.267
Integrierte Initiatorschaltung A 301 D



für den Schließwinkel, d. h. Vollausschlag am Instrument, einstellen.

In der DDR steht der Initiatorschaltkreis *A 301 D* zur Verfügung, dessen Innenschaltung Bild 7.267 zeigt. Er besteht aus einer Stabilisierungsstufe, einem Verstärker, einem Schwellwertschalter und 2 Ausgangsstufen. Die Schaltung ist im Betriebsspannungsbereich 5...27 V und bei Umgebungstemperaturen von -25...+70°C einsetzbar. Die Stabilisierungsstufe besteht aus 2 Konstantstromstufen und den Dioden V5...V9, sie liefert am Anschluß 13 eine Referenzspannung von 2,9 V, die mit 1 mA belastet werden darf. Der Verstärker besteht aus den Stufen V10...V12, der Schwellwertschalter aus der Integrationsstufe V13 und V14 sowie dem Trigger V15...V19. V19 legt in Verbindung mit den Widerständen R_{15} und R_{16} die Schaltschwellen fest: $U_{IL} = 1,59 \text{ V}$, $U_{IH} = 2,68 \text{ V}$, $\Delta U_i = 1,1 \text{ V}$. Die Ausgangsstufen V20...V24 haben antivalente Ausgänge Q und $\bar{Q}$ und können maximal mit einem Strom von 50 mA belastet werden. Bild 7.268 zeigt einen Drehzahlmesser mit dem *A 301 D*. Es handelt sich um einen über den Verstärkerteil getriggerten monostabilen Multivibrator, dessen zeitbestimmende Glieder R_1 und C sind. Die Haltezeit t_H ist in der Weise zu wählen, daß $R_1 > 3 \text{ k}\Omega$ und $t_H \leq 1/2f_{\text{max}}$ wird. Es gilt

$$t_H \approx 2C \frac{R_1 \cdot 10 \text{ k}\Omega}{R_1 + 10 \text{ k}\Omega}.$$

Die maximal zu messende Drehzahl ist $f_{\max}$, bei 4000 min^{-1} ergibt sich $f_{\max} = 67 \text{ Hz}$, und mit $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ergibt sich $C = 1,1 \text{ }\mu\text{F}$. Der Wert des Widerstands R_2 richtet sich nach der Empfindlichkeit des Meßinstruments, bei $I_{\max} = 0,5 \text{ mA}$ wird $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$. Steht nur ein Meßgerät mit einem größeren Strommeßbereich zur Verfügung, muß eine Emittierfolgerstufe nachgeschaltet werden, bei 10 mA Endausschlag beträgt dann $R'_2 = 120 \text{ }\Omega$.

Koppelt man einen elektronischen Drehzahlmesser (DZM) mit einem Drehzahlbegrenzer und einer Transistorzündung, so werden im kritischen Bereich so viel Zündfunken unterdrückt, daß die Tourenzahl nicht noch mehr ansteigen kann. Damit wird der Motor «vollgasfest» und erinnert den Fahrer am oberen Ende des Drehzahlbereiches durch leichtes Rütteln an den fälligen Wechsel in einen höheren Gang. Die Schaltung wurde an einem 2,5-l-Sechszylindermotor erprobt. Der Widerstand R_6 war dabei so eingestellt, daß die Zündung bei 6600 min^{-1} abschaltet und bei 6500 min^{-1} wieder einschaltet. Die Schalthysterese sollte also nicht größer als 100 min^{-1} sein. Der Drehzahlmesser im linken Teil der Schaltung erhält seine Eingangsimpulse differenziert über C_2 vom Unterbrecher, mit R_1 wird er so justiert, daß eine Ausgangsspannung von 1 V pro 1000 min^{-1} auftritt. Am Eingang des Drehzahlbegrenzers (DZB) werden die von DZM kommenden Rechteckimpulse mit einem RC-Netzwerk hinter der Diode V7 geglä-

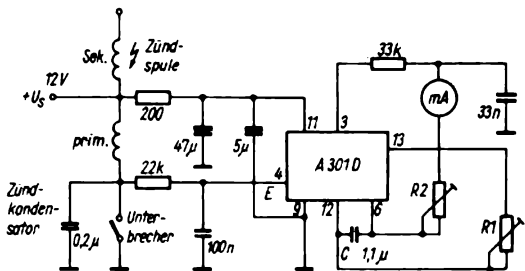


Bild 7.268
Analoger Drehzahlmesser mit dem
A 301 D

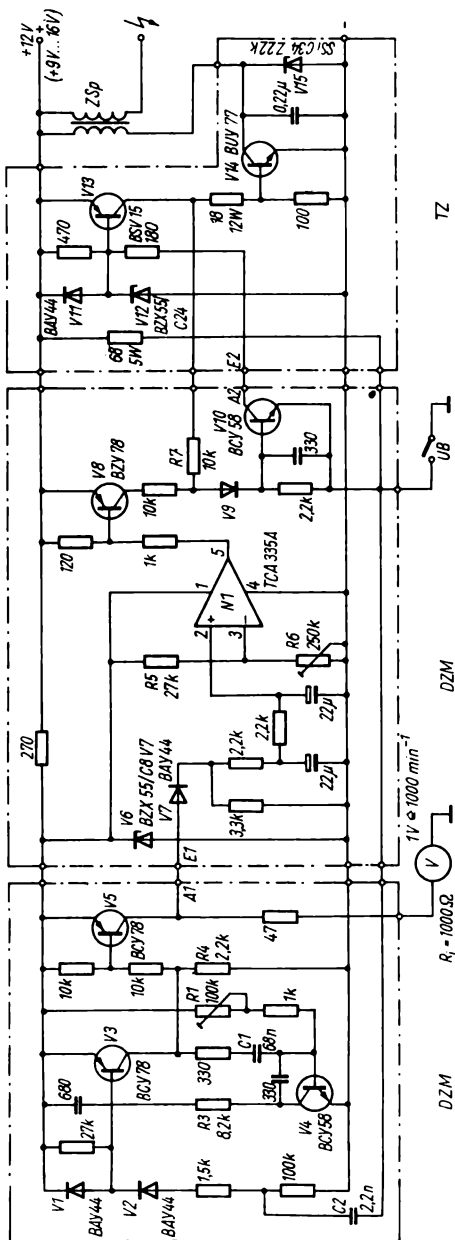


Bild 7.269 Drehzahlmesser und Drehzahlbegrenzer in einer Transistorzündanlage (für DZM unter N 1 lies DZB)

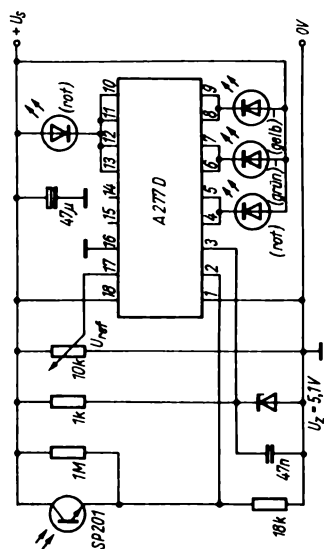


Bild 7.270 Spannungskontrolle mit LEDs

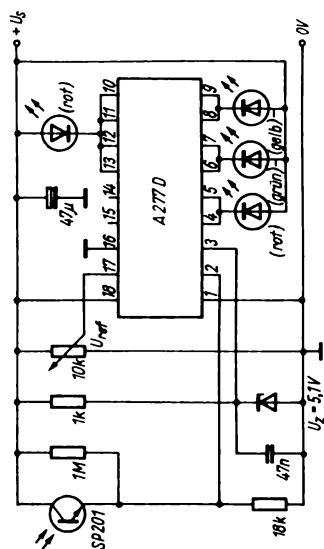


Bild 7.271 Bordspannungskontrolle mit Schaltkreis A 277 und LEDs

tet und in eine Meßgleichspannung verwandelt. Der OPV dient als Komparator und vergleicht diese Spannung mit einer Bezugsspannung aus dem Teiler R_5-R_6 . Über V8 wird bei Spannungsgleichheit V10 abgeschaltet, und damit erhält die Transistorzündstufe (TZS) keine Unterbrecherimpulse mehr. Der Widerstand R_7 stellt dabei sicher, daß die Zündung nur im stromlosen Zustand unterbrochen wird, um Fehlzündungen zu vermeiden. Das Gesamtschaltbild zeigt Bild 7.269, die DDR-Äquivalenztypen sind dem Anhang zu entnehmen. Bei den eingesetzten Z-Dioden sind die Z-Spannungen in der Bezeichnung enthalten, so z. B. $C8V2 = 8,2\text{ V}$ und $C24 = 24\text{ V}$. Der *BSV 15* ist durch den *SD 340* und der *BUY 77* durch den *SD 812* zu ersetzen. Aus der Vielzahl der mit LED ausgeführten Bordspannungsmesser sei hier eine einfache Schaltung mit 3 Leuchtdioden angeführt, die mit npn- und pnp-Si-Transistoren bestückt ist. Bild 7.270 zeigt die Schaltung für den Spannungsbereich 10...14 V. Die 4 Transistorschalter V2, V4, V6 und V7 bilden spannungsabhängige Schalter zusammen mit 2 Z-Dioden für die Sollspannungen 10 und 12 V. In Abhängigkeit von der Eingangsspannung werden folgende Zustände realisiert:

V1	V3	V8	Spannung
Rot	Grün	Gelb	(V)

1	0	0	10
1	1	0	11
0	1	0	12
0	1	1	13
0	0	1	14

Ist die Eingangsspannung unterhalb 10 V, sind V4, V6 und V7 gesperrt und V2 offen. Die LED V1 beginnt zu leuchten. Bei ansteigender Eingangsspannung zündet die Z-Diode V5, und V4 öffnet. Mit weiter steigender Eingangsspannung läuft der Prozeß so ab, wie in der Tabelle dargestellt.

Mit dem LED-Ansteuerschaltkreis *A 277 D* läßt sich eine Bordspannungskontrolle mit 3 LEDs aufbauen. Anschaulicher sind jedoch 4 Leuchtdioden, wobei bei 4 V Referenzspannung LED1 bei Spannungen kleiner 10,9 V leuchtet, LED2 für Spannungen im Bereich 11,1...13,2 V, LED3 für Spannungen zwischen 13,4...14,4 V und schließlich LED4 für Spannungen größer 14,6 V. Damit ist eine recht fein gestufte Spannungskontrolle möglich. Eine Referenzspannung wird an Anschluß 3 gelegt. Die aus der sich ändernden Spannung gewonnene Vergleichsspannung wird an Anschluß 17 geschaltet. Mit dem Fototransistor kann eine umgebungsabhängige Helligkeitssteuerung der LEDs bewirkt werden. Dies ist bei Nachtfahrten angenehm, damit keine Überstrahlung auftritt (Bild 7.271). Mit einer 7-Segment-Anzeige *VQE 24*, einem AD-Wandlerschaltkreis *C 520 D* und einem Initiatorschaltkreis *A 301 D* läßt sich ein kombiniertes digital anzeigendes Drehzahl- und Bordspannungsmeßgerät aufbauen, das hier für ein 6-V-System ausgelegt wurde. Bild 7.272 zeigt die Schaltung. Vom Unterbrecher werden über ein Tiefpaßglied drehzahlabhängige Impulse an Anschluß 4 des *A 301 D* geführt und in solche von 2 ms Dauer und konstanter Amplitude umgewandelt. Über V1 wird an C_6 eine drehzahlproportionale Gleichspannung erzeugt, die über R_1 so gestellt werden kann, daß der Meßbereich des A/D-Wandlers genutzt und eine Auflösung von 100 min^{-1} je digit erreicht wird. Bei Umschalten auf Bordspannungskontrolle (S1-2) wird eine Spannung am Teiler 43 k Ω – 4,7 k Ω abgegriffen und der Dezimalpunkt eingeschaltet. Die Anzeige ist dann z. B. 6,6 V, während eine Anzeige 33 im Falle der Drehzahlmessung 3 300 min^{-1} bedeutet. V3 stabilisiert die Betriebsspannung für den A/D-Wandler. Mit R_2 wird der Endwert und mit R_3 der Nullpunkt des A/D-Umsetzers einge-

Bild 7.272
Drehzahl- und Bordspannungsmesser mit
Digitalanzeige für 6-V-Bordnetz

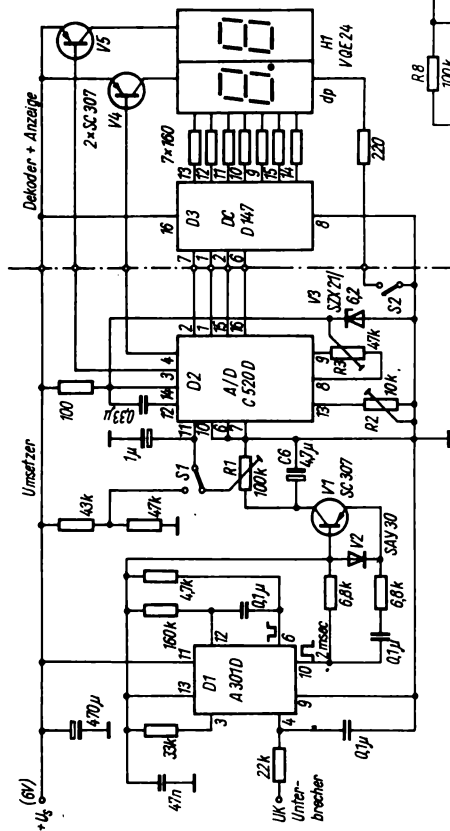
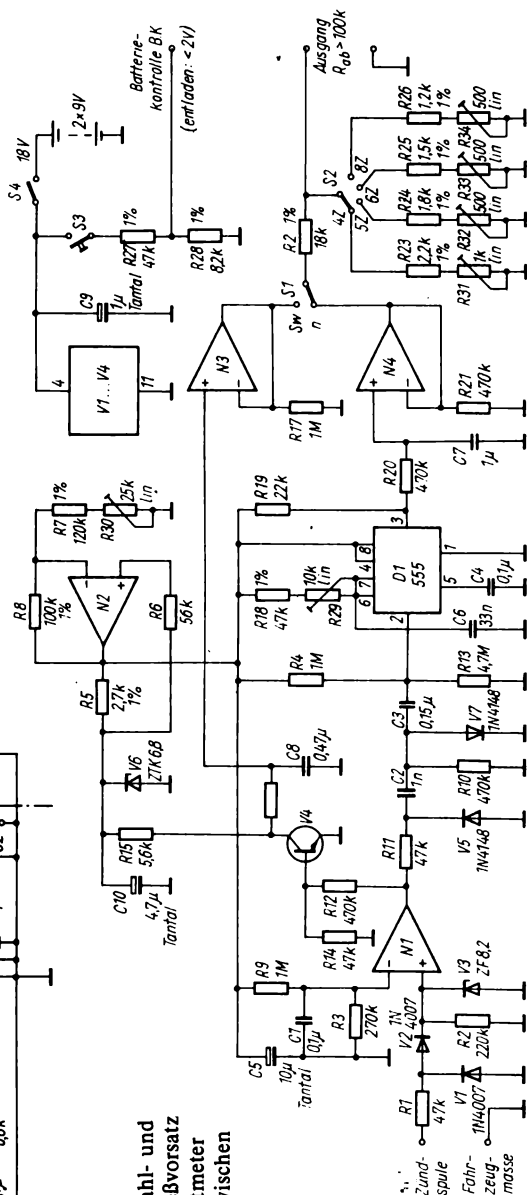


Bild 7.273 Drehzahl- und
Schließwinkel-Meßvorsatz
für ein Digitalvoltmeter
(R₁₆ an C₈, R₂₂ zwischen
S1 und S2)



stellt. Für den LED-Treiber *D 147 D* kann auch der *D 347 D* oder der *V 405 11* eingesetzt werden. Man erkennt an dieser Schaltung den Fortschritt der Integration, denn eine Realisierung dieser Schaltung mit diskreten Bauelementen wäre mit tragbarem Aufwand und Kosten nicht möglich.

Wenn man bereits ein Digitalvoltmeter besitzt, kann ein Vorsatzgerät für Drehzahl- und Schließwinkelmessung aufgebaut werden, das eine recht gute Genauigkeit gestattet. Bild 7.273 zeigt die Schaltung, die aus zwei 9-V-Batterien autonom gespeist wird. Damit ist eine gute Entkopplung zum Digitalvoltmeter gesichert. Die an Klemme 1 der Zündspule anliegende Zündniederspannung enthält durch ihre Frequenz die Motordrehzahl, der Schließwinkel ist durch das Tastverhältnis dieser Spannung zu ermitteln. Eine entsprechende Rechteckspannung steht am Ausgang von OPV N1 zur Verfügung. Der Spannungsteiler R_3-R_9 legt die Triggerschwelle des als Komparator arbeitenden OPV N1 am invertierenden Eingang fest. Zur Schließwinkelmessung wird über V4 der Integrator $R_{16}-C_8$ angesteuert, N3 dient als Impedanzwandler. Seine Ausgangsspannung wird über R_{22} dem Ausgangsteiler zugeführt. Zur Drehzahlmessung wird über den Zeitgeberschaltkreis D1 (*B 555 D*), der als Multivibrator arbeitet, eine Rechteckspannung mit einer Impulsdauer von 2 ms erzeugt. Durch das Integrationsglied $R_{20}-C_7$ wird diese Impulsspannung in eine drehzahlproportionale Gleichspannung umgewandelt, die dann am Ausgang von N4 abgenommen werden kann. Mit S1 wird zwischen den Betriebsarten Schließwinkelmessung und Drehzahlmessung umgeschaltet, mit S2 wird der Motortyp gewählt – von 4 bis 8 Zylinder. N2 und V6 erzeugen eine konstante Betriebsspannung für V4, D1 und die übrigen spannungsempfindlichen Baugruppen. Auch die Temperaturkonstanz ist durch diese

Regelungsart gut. Als 4fach-OPV kann der *B 084* oder der *B 476 1 D* eingesetzt werden, in der Originalschaltung der *LM 124*. 90° Schließwinkel und 9000 min^{-1} entsprechen einer Eingangsspannung am Digitalvoltmeter von 900 mV. Mit R_{30} ist am Ausgang von N2 eine Spannung von $11,5 \pm 0,5 \text{ V}$ einzustellen. Bei S1 in Stellung «Schließwinkel» und S2 in Stellung «4 Zylinder» ist mit R_{31} auf 900 mV, bei «5 Zylinder» R_{32} auf 720 mV, bei «6 Zylinder» mit R_{33} auf 600 mV und bei «8 Zylinder» mit R_{34} auf 450 mV abzugleichen.

Schaltet man dann S1 in Stellung Drehzahlmessung, S2 in Stellung «4 Zylinder» und legt an den Eingang 12 V Wechselspannung mit 50 Hz an, ist mit R_{29} auf eine Ausgangsspannung von 150 mV abzugleichen. Damit ist der Vorsatz betriebsfertig. Der Einsatztemperaturbereich liegt bei $-15 \dots +40^\circ \text{C}$, dabei tritt ein Temperaturfehler von ± 1 digit auf. Im Drehzahlmeßbereich entsteht bei $n = 0$ eine Restspannung am Ausgang von $2 \dots 3 \text{ mV}$, die jedoch nicht störend wirkt.

Mit CMOS-Gattern *V 401 1* (CMOS-Analogon zum *D 100*) und 3 Transistoren sowie 2 LED läßt sich ein Drehmomentindikator aufbauen, der für sparsame Fahrweise Rückschlüsse auf den Drehzahlbereich des Motors mit optimalem Drehmoment gestattet (Bild 7.274). Der Zündimpuls wird entweder von Klemme 1 der Zündspule direkt oder über eine kapazitive Kopplung vom Hochspannungskabel abgenommen und einem monostabilen Multivibrator aus 2 CMOS-Gattern mit nachgeschaltetem Integrierglied R_5-C_3 zugeleitet. Die drehzahlabhängige Meßspannung wird 4 Spannungskomparatoren, ebenfalls CMOS-NAND-Gatter, zugeführt, die ihren Schaltpunkt jeweils bei $0,5 U_B$ haben. 2 Komparatoren für Unter- und Überdrehzahl steuern die Schalttransistoren für die LEDs direkt an. Die beiden

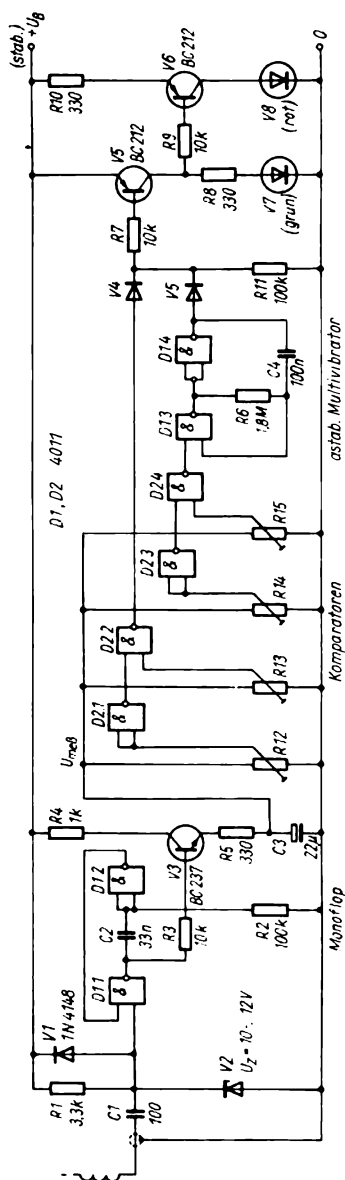


Bild 7.274 Drehmomentindikator mit CMOS-Schaltkreisen

anderen Komparatoren (3 und 4) für den optimalen Drehmomentbereich schalten einen astabilen Multivibrator an und aus, wodurch auch der Übergangsbereich angezeigt wird. V5 und V6 schalten die LEDs. Die Schaltung muß mit einer stabilisierten Betriebsspannung von 9 V betrieben werden, hierfür ist ein integrierter Spannungsregler (z. B. MA 7809) einzusetzen. Zum Abgleich schaltet man das Gerät zusammen mit einem geeichten Drehzahlmesser an den Motor. R_{12} und R_{14} werden auf Masse gestellt, R_{13} und R_{15} auf U_{mess} . Im Drehzahlbereich 1 500...6 000 min^{-1} muß die grüne LED leuchten, sinkt die Drehzahl unter 1 500 min^{-1} , wird durch R_{13} die rote LED zum Aufleuchten gebracht. Gleichzeitig verlischt die grüne LED. Analog dazu wird mit R_{12} die Überdrehzahl festgelegt, so daß die rote LED bei 6 000 min^{-1} ebenfalls aufleuchtet. Der Bereich der optimalen Drehmomente liegt bei 2 500...4 000 min^{-1} , es wird zuerst mit R_{15} das Überschreiten der Drehzahl von 2 700 min^{-1} und dann mit R_{14} die Drehzahl 4 000 min^{-1} eingestellt. Die Anzeigewerte sind in der Tabelle 7.7. aufgeführt.

Eine wichtige Anwendung der Elektronik im Kraftfahrzeug ist die Spannungsregelung der Lichtmaschine. Dabei muß zwischen Gleichstrom- und Drehstromlichtmaschinen unterschieden werden. Der Trend der Entwicklung geht eindeutig auf alleinige Verwendung von Drehstromlichtmaschinen, da diese größere Leistungsreserven schon bei niedrigen Drehzahlen und eine höhere Lebensdauer durch den Wegfall des Kollektors haben. Es wird zunächst eine Reglerschaltung für eine Drehstromlichtmaschine mit dem IS A 301 D beschrieben, deren Schaltbild im Bild 7.275 dargestellt ist. Die Referenzspannung wird mit einer Z-Diode SZX 21/9,1 erzeugt und mit einem Potentiometer so eingestellt, daß sich bei +20 °C Umgebungstemperatur eine Nennspannung von 14,3 V ergibt.

Tabelle 7.7.

Bereich	Anzeige	Verbrauch	Motorzustand
1 Unterdrehzahl	rot	niedrig	Leerlauf, nicht beschleunigen
2 Übergangsber.	blinkt grün/rot	niedrig	beschleunigen, auf Autobahn rollen lassen
3 Optimaler Ber.	grün	mittel	hochschalten
4 Übergangsber.	blinkt grün/rot	hoch	unwirtschaftlich, nur Autobahn und Schnellstraßen
5 Überdrehzahl	rot	hoch	Schnellstraßen Dauerbetrieb unzulässig

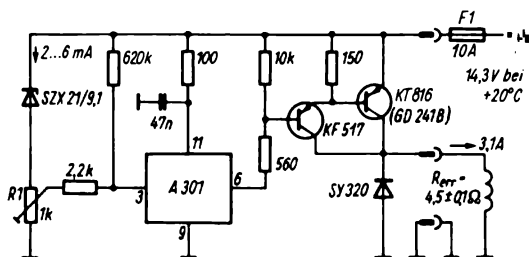


Bild 7.275
Regler für Dreh-
stromlichtmaschine
mit A 301 D

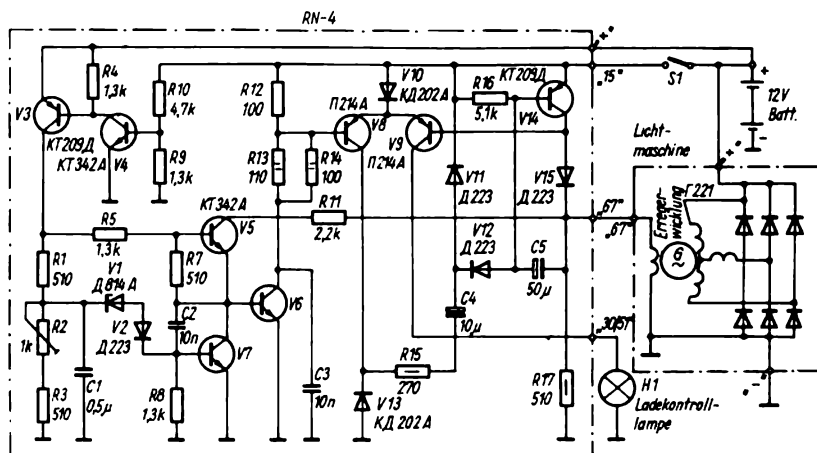


Bild 7.276
Transistorregler für Wechselstromlichtmaschine RN-4 für PKW Shiguli

Der Temperaturkoeffizient ist zweckmäßigerweise auf etwa -10 mV/K einzustellen. Die Hysterese beträgt 100 mV . Die dem *A 301 D* nachgeschaltete Leistungsstufe in Darlingtonschaltung mit 2 Snpnp-Transistoren liefert der Erregerwicklung einen maximalen Strom von $3,1 \text{ A}$. Die Schaltung arbeitet als Zweipunktregler ähnlich dem mechanischen Spannungsregler nur mit höherer Frequenz bis zu einigen kHz. Die Spannung an Klemme 3 des IS beträgt $0,65 \dots 0,7 \text{ V}$. Man stellt den Spannungsregler an einem Niederspannungsnetzgerät mit genügender Strombelastbarkeit ein und schaltet anstelle der Erregerwicklung eine Glühlampe $12 \text{ V}/21 \text{ W}$. Wenn man am Netzgerät eine Sollspannung von $14,3 \text{ V}$ einstellt, kann man mit R_1 den Einschaltpunkt so einstellen, daß die Glühlampe gerade leuchtet. Man variiert dann die Betriebsspannung um diesen Wert und beobachtet das Ein- und Ausschalten der Glühlampe. Als Beispiel eines industriell gefertigten Spannungsreglers für eine Drehstromlichtmaschine soll der sowjetische Typ *RN-4* beschrieben werden. Er wird zusammen mit der Drehstromlichtmaschine *G 221* im PKW *Shiguli* verwendet und ersetzt den bisherigen elektromechanischen Regler *RR-380* zusammen mit dem Ladekontrollrelais *RS 702*. Die Besonderheit des im Bild 7.276 dargestellten Reglers besteht darin, daß er einen eigenen Meßanschluß an die Batterie besitzt, der unmittelbar mit dem Pluspol der Fahrzeugbatterie verbunden ist und damit eine bessere Regelgenauigkeit ermöglicht. Die Ladekontrolllampe wird vom Regler gesteuert. Der Regler enthält folgende Baugruppen:

- einen Meßzweig mit Z-Diode und Tiefpaßfilter, bestehend aus V_1 , V_2 , $R_1 \dots R_3$ und C_1 ;
- einen Relais-Gleichstromverstärker mit den Transistoren $V_6 \dots V_8$, dessen Lastwiderstand die Erregerwicklung der Lichtmaschine bildet;

- eine Schaltstufe mit den Transistoren $V_3 \dots V_5$;
- eine Einschaltstufe für die Ladekontrolllampe, bestehend aus den Gleichrichtern V_{11} und V_{12} , dem Kondensator C_5 und dem Gleichstromverstärker mit den Transistoren V_9 und V_{14} , deren Last die Ladekontrolllampe H_1 ist.

Wenn die Bordspannung kleiner als vorgegeben ist, öffnet der Leistungstransistor V_8 , und an seinem Kollektor liegt eine positive Spannung, die über C_4 nicht an den Gleichrichter gelangen kann.

Aus diesem Grunde ist V_{14} gesperrt, V_9 über R_{17} geöffnet, und die Kontrolllampe H_1 leuchtet. Wenn die Bordnetzspannung des Kraftfahrzeugs das vorgegebene Niveau erreicht hat, beginnt der Leistungstransistor periodisch zu sperren und zu öffnen, und an seinem Kollektor entwickelt sich eine Wechselspannung mit Rechteckform. Diese Spannung gelangt über R_{15} und C_4 an den Gleichrichter, wo sie mit den Dioden V_{11} und V_{12} gleichgerichtet und durch den Kondensator C_5 geglättet wird. Sie öffnet damit den Transistor V_{14} , der die Basis des Transistors V_9 überbrückt. V_9 sperrt, und die Ladekontrolllampe verlöscht. Wie aus dem Schaltbild ersichtlich ist, wird C_5 zwischen Basis und Kollektor von V_{14} über die Diode V_{15} geschaltet.

Damit wird der Millereffekt zur Kapazitätsvergrößerung ausgenutzt, denn die effektive Kapazität ist dann um den Faktor h_{21E} größer als $50 \mu\text{F}$. Die Diode V_{15} ermöglicht eine unipolare Spannung am Kondensator C_5 . Der Regler *RN-4* hat folgende technische Daten:

Nennregelspannung: $13,9 \dots 14,1 \text{ V}$ bei $+25^\circ\text{C} \pm 5 \text{ K}$ und $n = 3\,000 \text{ min}^{-1}$ sowie einem Laststrom von $14 \pm 1 \text{ A}$;
 Regelspannung im Betrieb: $13,8 \dots 14,2 \text{ V}$ bei Umgebungstemperaturen von $-20 \dots +65^\circ\text{C}$, $n = 2\,500 \dots 10\,500 \text{ min}^{-1}$ und Laststrom von $5 \dots 28 \text{ A}$;
 Spannungsabfall am Regler bei Nennbetriebswerten: $1,8 \text{ V}$ bei Bordnetzspannung

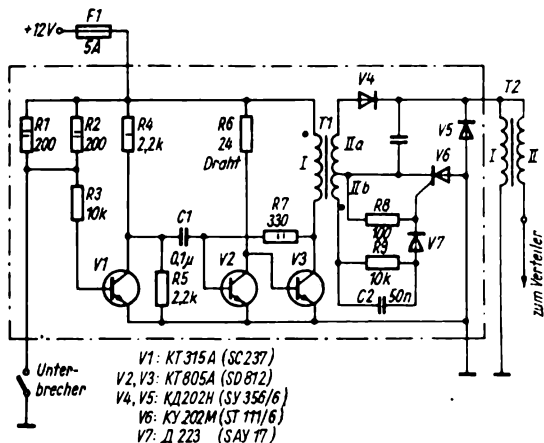


Bild 7.278

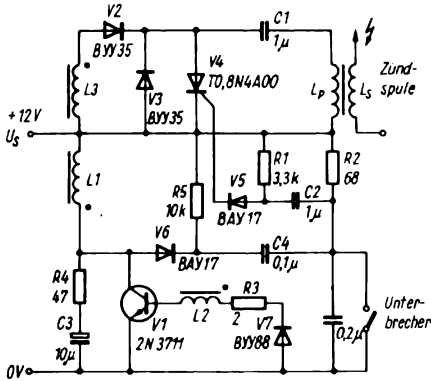
Thyristorzündung mit stabilisiertem Leistungstransverter (Thyristor ST 111/6)

25 kV bleibt im gesamten Drehzahlbereich konstant. Die Spannung nimmt bei Drehzahlen oberhalb 5000 min^{-1} ab, weil das Anschwingen des Transverters und die Zeit für die Aufladung des Speicherkondensators dann ein immer größerer Bruchteil der Unterbrecherzeit wird.

Einige Nachteile dieser Schaltung werden durch die stabilisierte Thyristorzündung nach Bild 7.278 vermieden. Die Ladespannung am Speicherkondensator beträgt $300 \text{ V} + 10\%$ im Betriebsspannungsintervall von $7 \dots 15 \text{ V}$, die Stromaufnahme des Systems bleibt unter 2 A . Bei einer Veränderung der Umgebungstemperatur von $-15 \dots +80^\circ\text{C}$ bleibt die Spannung in den oben angegebenen Grenzen. Die maximal zulässige Unterbrecherfrequenz liegt bei 300 Hz , das entspricht einer Drehzahl eines Vierzylinder-Viertaktmotors von 9000 min^{-1} . V1 formiert die Triggerimpulse aus den Unterbrecherimpulsen.

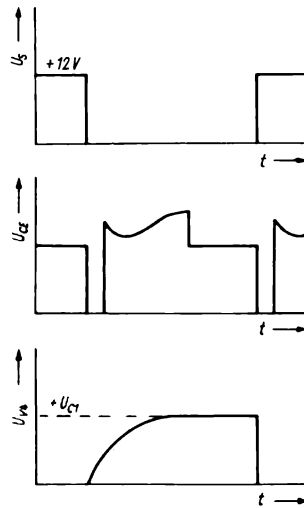
Durch den Unterbrecher wird ein Strom von 120 mA geleitet, damit er sicher schaltet. V2 und V3 bilden den stabilisierten Transverter, und V6 entlädt den Speicherkondensator über die Primärwicklung der Zündspule. Bei geschlossenem Unterbrecher ist V1 ge-

sperrt, und C_1 lädt sich über die Emitter-Basisstrecke von V2 auf die halbe Betriebsspannung auf. Beim Öffnen des Unterbrechers führt V1 Strom, und die Ladung von C_1 wird dem Basis-Emitterkreis in Sperrichtung zugeführt. V2 und V3 arbeiten als monostabiler Leistungsmultivibrator mit einer Induktivität mit gesättigtem Kern. Im Ausgangszustand ist V2 geöffnet durch den über die Primärwicklung I des Transformators T1 und den Widerstand R_7 fließenden Basisstrom. Dabei ist V3 gesperrt. Beim Öffnen des Unterbrechers wird V2 gesperrt, und V3 öffnet. Der Zündimpulsformer besteht aus dem Speicherkondensator, dem Thyristor V6 und der Primärwicklung der Zündspule. Die Widerstände R_8 , R_9 , der Kondensator C_2 und die Diode V7 bilden den Gate-Triggerkreis des Thyristors. Die Diode V5 kappt den Überschwung am Ende des Zündimpulses. Der Speicherkondensator soll ein stoßfester Kondensator (Metallpapiertyp) mit $U_a = 400 \text{ V}$ sein, wobei sich die Bezeichnung «stoßfest» auf die Festigkeit gegenüber Spannungsimpulsen bezieht. R_6 wird durch 2 Drahtwiderstände von je 48Ω (15 W Belastbarkeit) parallel gebildet. Der Transformator ist auf einen EI-



Trafo T1: EI 54/18 Dyn.-Bl. IX 0,2 mm Luftspalt
 L1: 19 Wdg. 1,5 mm CuL
 L2: 19 Wdg. 1,0 mm CuL
 L3: 600 Wdg. 0,2 mm CuL

a)



b)

Bild 7.279

Thyristorzündung nach dem Sperrschwingerprinzip; a – Schaltung, b – Spannungsverläufe am Transistor V1 und am Thyristor

Kern 16 mm × 25 mm mit 50 μm Luftspalt gewickelt. Wicklung I besteht aus 60 Wdg. 1,2 CuL, Wicklung IIa aus 100 Wdg. 0,22 CuL und Wicklung IIb aus 360 Wdg. 0,35 CuL. Eine Verringerung von R_6 beim Abgleich erhöht die Sekundärspannung. Das Kaltstartverhalten wird durch Verkleinerung von R_7 verbessert, man kann ihn bis auf 250 Ω verkleinern. Eine Erhöhung der Sekundärspannung ist auch durch Vergrößern des Luftspalts am EI-Kern möglich. Zur Vermeidung akustischer Störstrahlung kann der Eisenkern mit Epoxidharz vergossen werden.

Ein weiteres Beispiel für einen Leistungssperrschwinger als Transverter für ein Thyristorzündsystem ist im Bild 7.279 dargestellt. Im Gegensatz zu Gegentakttransvertern, die die Hochspannung für den Speicherkondensator dauernd erzeugen und die dadurch bei niedrigen Drehzahlen im Teillastbereich mit geringem Wirkungsgrad arbeiten, liefert

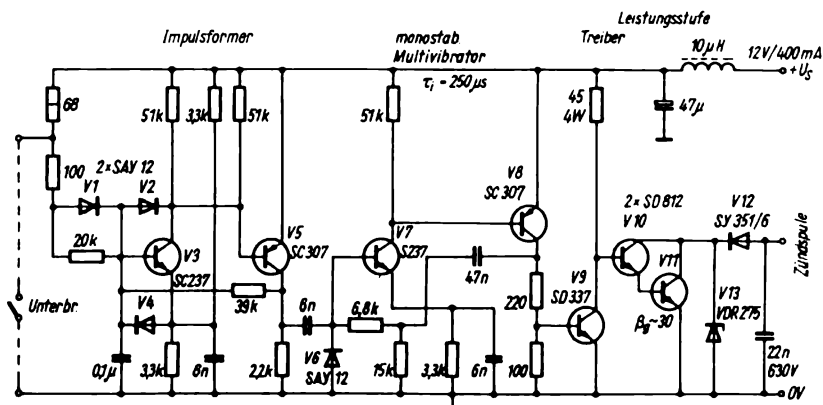
der Leistungssperrschwinger die notwendige Spannung für C_1 durch einen Impuls zwischen 2 Zündungen. Der Primärkreis besteht aus der Reihenschaltung der Primärwicklung der Zündspule L_p , dem Zündkondensator C_1 und dem Thyristor V4. V4 wird beim Öffnen des Unterbrechers über R_1 , R_2 , C_2 und V5 am Gate gezündet. Zum impulsweisen Aufladen von C_1 dient ein getriggelter Sperrschwinger mit einem Transformator mit den Wicklungen L_1 (Arbeitswicklung), L_2 (Rückkopplungswicklung) und L_3 (Freilaufwicklung). R_3 begrenzt den Steuerstrom, V7 verhindert ein Überschreiten der Abbruchspannung der Basis-Emitter-Strecke des Transistors V1. Beim Schließen des Unterbrechers gelangt über C_4 und V6 ein negativer Impuls an L_1 . In L_2 wird eine Spannung induziert, die den Transistor V1 durchsteuert. I_C steigt linear an, bis R_3 eine weitere Zunahme nicht mehr ermöglicht. Dann bricht die Rückkopplungsspannung zusammen, und V1 sperrt. Durch den in L_3 erzeugten Stromstoß wird über V2 der Kondensator C_1 aufgeladen, und zwar in 1,5 ms auf 300 V. Die Funkendauer an der Zündkerze ist

durch die Dimensionierung des Primärkreises auf $400\text{ }\mu\text{s}$ festgelegt, was zur völligen Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemischs ausreicht. Die maximale Unterbrecherfrequenz ist auch hier 300 Hz , die Batteriespannung kann zwischen $6,5$ und 16 V schwanken. Die Stromaufnahme ist drehzahlproportional $0,1\dots1,6\text{ A}$ für Drehzahlen von $500\dots8\,000\text{ min}^{-1}$. Die Wickelaten für den Transformator des Leistungssperrschwingers sind im Bild angegeben. Der eingesetzte Transistor ist ein npn-Planar-Epitaxial-Leistungstransistor, der einen Spitzenkollektorstrom von $3\dots5\text{ A}$ bei einer Sperrspannung von 250 V gestatten sollte.

Ein Schaltbeispiel für eine Transistorzündung zeigt Bild 7.280. Diese mit DDR-Bauelementen aufgebaute Schaltung ist zwar nicht in großem Umfang praktisch eingesetzt worden, sie kann aber als Beispiel für eine Niederspannungszündanlage dienen. V3 und V5 bilden den Eingangsimpulsformer, der aus den Unterbrecherimpulsen einen kurzen Triggerimpuls für den folgenden monostabilen Multivibrator V5 und V7 jeweils bildet. Die eingangsseitigen Dioden V1, V2 und V4 schützen den Eingangstransistor vor Überspannungen und formen steile Impulsflanken. Über den Kondensator 6 nF gelangt der kurze Triggerimpuls an die Basis von V7 und löst einen Kippvorgang mit $\approx 250\text{ }\mu\text{s}$ Dauer aus, der über einen Widerstandsteiler mit einer Amplitude von $\approx 4\text{ V}$ der Treiberstufe V9 zugeführt wird. Der am Ausgang der Treiberstufe vorhandene Stromimpuls mit einer Amplitude von 270 mA und einer Spannung von $1,5\text{ V}$ steuert die Darlington-Leistungsstufe V10–V11 auf, die einen Ausgangsstromimpuls von $8,5\text{ A}$ über die Primärwicklung der Zündspule abgibt. Im gesättigten Zustand fällt eine Spannung von $0,75\text{ V}$ an der Kollektor-Emitter-Strecke der Leistungsstufe ab. Der Varistor VDR 275 begrenzt den induktiven Rückschlag auf 275 V . Besser eignet sich an dieser Stelle eine schnelle Rückschlagdiode. Die Trenndiode SY 351/6 schützt ebenfalls die Sperrschicht der Leistungsstufe zwischen Kollektor und Emitter. Die beiden SD 812 sind auf Kühlflächen montiert. Sie wurden speziell als Leistungsschalttransistoren für Zündanlagen entwickelt (technische Daten: $P_C = 50\text{ W}$, $U_{CB0} = 500\text{ V}$, $U_{CE0} = 250\text{ V}$, $I_C = 4\text{ A}$, $f_T = 1,5\text{ MHz}$). Die Stromverstärkung der Darlington-

V2 und V4 schützen den Eingangstransistor vor Überspannungen und formen steile Impulsflanken. Über den Kondensator 6 nF gelangt der kurze Triggerimpuls an die Basis von V7 und löst einen Kippvorgang mit $\approx 250\text{ }\mu\text{s}$ Dauer aus, der über einen Widerstandsteiler mit einer Amplitude von $\approx 4\text{ V}$ der Treiberstufe V9 zugeführt wird. Der am Ausgang der Treiberstufe vorhandene Stromimpuls mit einer Amplitude von 270 mA und einer Spannung von $1,5\text{ V}$ steuert die Darlington-Leistungsstufe V10–V11 auf, die einen Ausgangsstromimpuls von $8,5\text{ A}$ über die Primärwicklung der Zündspule abgibt. Im gesättigten Zustand fällt eine Spannung von $0,75\text{ V}$ an der Kollektor-Emitter-Strecke der Leistungsstufe ab. Der Varistor VDR 275 begrenzt den induktiven Rückschlag auf 275 V . Besser eignet sich an dieser Stelle eine schnelle Rückschlagdiode. Die Trenndiode SY 351/6 schützt ebenfalls die Sperrschicht der Leistungsstufe zwischen Kollektor und Emitter. Die beiden SD 812 sind auf Kühlflächen montiert. Sie wurden speziell als Leistungsschalttransistoren für Zündanlagen entwickelt (technische Daten: $P_C = 50\text{ W}$, $U_{CB0} = 500\text{ V}$, $U_{CE0} = 250\text{ V}$, $I_C = 4\text{ A}$, $f_T = 1,5\text{ MHz}$). Die Stromverstärkung der Darlington-

Bild 7.280
Transistorzündung TZA-1



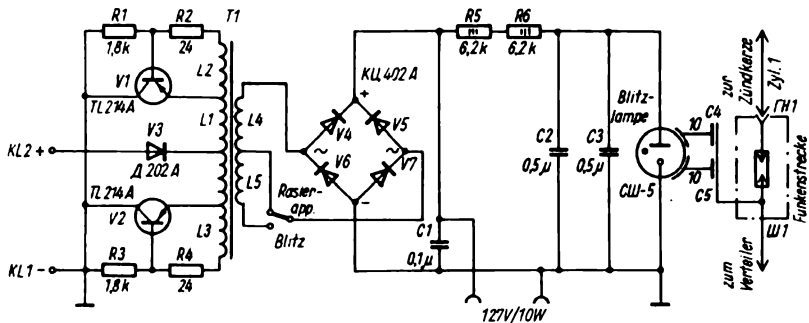


Bild 7.281
Automobilstroboskop STB-1 (UdSSR)

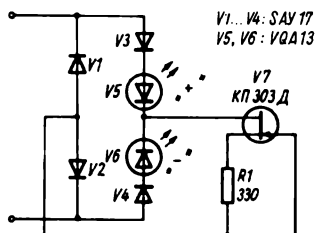


Bild 7.282
Prüfstift für Spannungspolarität mit LEDs

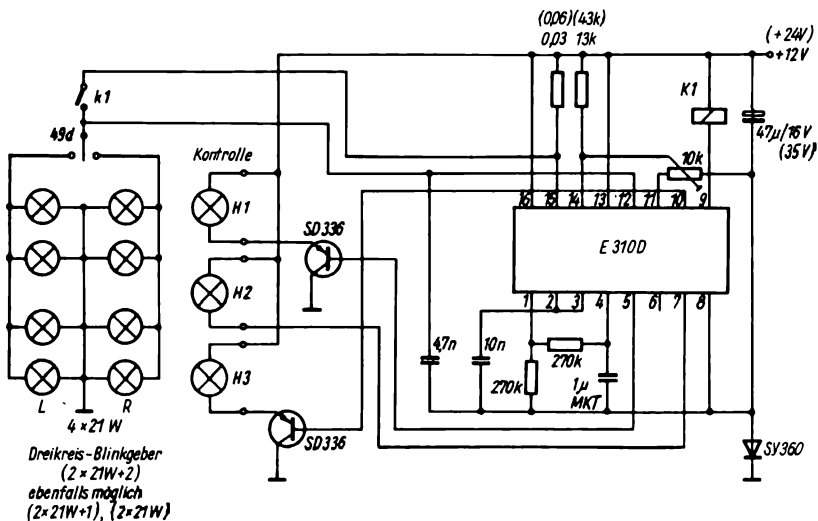


Bild 7.283
Blinkgeber mit dem E 310 D für Kraftfahrzeuge

stufe sollte bei $h_{21E(V10)} \cdot h_{21E(V11)} = 30$ liegen.

Die Treiberstufe mit dem SD357 kann Impulsströme bis 1,5 A abgeben; zulässige $U_{CB0} = U_{EB0} = 60$ V und $f_T \approx 50$ MHz. V8 liefert einen Ausgangsstromimpuls von 40 mA. V3, V5, V7 und V8 sollten h_{21E} -Werte größer 50 haben.

Ein (industriell hergestelltes) Stroboskop dient zum dynamischen Abgleich der Zündung, indem bei laufendem Motor geblitzt und der Öffnungszeitpunkt des Unterbrechers mit Bezug auf den oberen Totpunkt justiert wird. Man kann mit einem solchen Stroboskop auch die Wirkungsweise des Unterdruckverstellers und des Zentrifugalverstellers des Zündzeitpunkts beliebiger Fahrzeuge dynamisch kontrollieren. Durch das Beleuchten mit kurzen Lichtblitzen bleiben Marken am Schwungrad scheinbar stehen. Das Gerät STB-1 (Bild 7.281) hat 2 Betriebsarten: Stroboskop und Transverter für 127 V Gleichstrom zum Betrieb eines Rasierapparats am Autobordnetz.

Technische Daten:

Primärspannungsbereich: 11...14 V

Maximale Drehzahl: 3 000 min⁻¹

Zulässige Ausgangsleistung für Rasierapparat: 11 W

Ausgangsspannung für Transverter: 115...140 V

Primärstromaufnahme: 1,5 A

Lebensdauer der Blitzlampe: 50 Stunden

Umgebungstemperatur: (25 ± 10) °C

Luftfeuchte: 85 % bei +35 °C

Masse: 700 g

Die Hochspannung für die Blitzröhre oder den Rasierapparat wird mit einem Gegentakttransverter V1–V2 erzeugt. Der Graetzgleichrichter ist eine Baugruppe aus 4 eingegossenen Si-Dioden. Er liefert die Ladespannung für C_1 . Die Speicherkondensatoren C_2 – C_3 werden über die Begrenzungswiderstände R_5 und R_6 aufgeladen. Die Schutzdiode V3 verhindert eine Zerstörung der Transverter-

transistoren bei Falschpolung. Die Blitzlampe wird über eine Impulsverkürzungsfunkstrecke in Reihe mit der Zündkerze des 1. Zylinders und die beiden Kondensatoren C_4 und C_5 getriggert. Der Transverter schwingt mit einer Frequenz von ≈ 800 Hz. In Stellung Blitz werden über L_3 – L_5 die Kondensatoren C_2 – C_3 auf 450...500 V aufgeladen. Bei Zündung im ersten Zylinder wird ein kurzer Hochspannungsimpuls kapazitiv auf die Xenon-Blitzröhre S-Sch-5 gekoppelt, und die Röhre erzeugt, dabei C_2 – C_3 entladend, einen kurzen Lichtblitz hoher Intensität (Energieinhalt 80 mJ). Die Aufladezeit beträgt 12 ms. Das Stroboskop befindet sich in einem pistolenförmigen Plastgehäuse. Der Elektrodenabstand der Funkenstrecke beträgt (3 ± 0,5) mm. Der Transformator ist auf einen Ringkern OL 20 × 32 × 8 gewickelt mit folgenden Daten: $L_1 = 50 + 50$ Wdg. 0,51 CuL, L_2 und L_3 je 10 Wdg. 0,15 CuL, $L_4 = 550$ Wdg. 0,19 CuL und $L_5 = 1450$ Wdg. 0,1 CuL. Das Gerät sollte nur kurzzeitig betrieben werden, um die Lebensdauer der Blitzröhre voll auszunutzen.

Für viele Fälle der Fehlersuche am Auto genügt eine mit einem Prüfstift festgestellte Spannung, deren Polarität angezeigt werden sollte. Wenn der Prüfstift dann auch noch das Vorhandensein einer Wechselspannung signalisieren kann, ist seine vielseitige Anwendbarkeit gegeben. Bild 7.282 zeigt das Schaltbild, das 8 Bauelemente enthält. Der Arbeitsbereich dieses Prüfstifts beträgt 2...30 V Gleichspannung und 1,5...21 V Wechselspannung, dabei nimmt er rund 3 mA Strom auf. Der Prüfstift besteht aus einer Gleichrichterbrücke mit V1...V4 und einer Konstantstromquelle mit dem SFET КП303Д sowie 2 Leuchtdioden V6 und V5. Legt man K2 an Masse und K1 an den positiven Pol, so leuchtet V5, bei umgekehrter Polarität V6. Bei Wechselstrom leuchten beide LEDs. Der Wi-

derstand R_1 am SFET muß auf den gewünschten Stromwert (3...5 mA) eingestellt werden.

Abschließend sei noch auf einen neuen Schaltkreis für die Autoelektrik hingewiesen, den Blinkgeber *E 310 D*. Dieser gestattet den Aufbau elektronischer Blinkgeber in Einkreis- und Zweikreisausführung. Dabei werden die Blinkleuchten über ein Relais geschaltet

(Bild 7.283). In naher Zukunft werden sich auch in der Kraftfahrzeugelektronik Mikrorechnersteuerungen, optoelektronische Bauelemente und Lichtleitkabel als Bauelemente der Kraftfahrzeugelektronik durchsetzen, da nur mit dieser Technik eine Materialeinsparung bei gleichzeitiger Erhöhung der Zuverlässigkeit möglich ist.

8. Zuverlässigkeit

8.1. Allgemeines

Jedes Bauelement besitzt in der Praxis eine endliche, durch physikalische und chemische Alterung oder durch Temperaturvorgänge beeinflusste Lebenserwartung. Den Amateur interessiert ebenso wie die industrielle Praxis, ob es einen vorhersagbaren funktionellen Zusammenhang zwischen Bauelementeigenschaften, Schaltungsdimensionierung und Umwelteinflüssen gibt und woraus es z. B. abzuleiten ist, ob ein Gerät rasch ausfällt oder über eine lange Zeit seine Funktionsfähigkeit behält. Es ist einzusehen, daß die Kosmosforschung oder die Nachrichtenübertragung (z. B. auch mit Unterwasserkabel) einen fehlerfreien Betrieb über Jahre hinaus fordert, sonst wären z. B. komplexe Orbitalstationen im All, die jahrelang arbeiten, nicht realisierbar.

Mit der Entwicklung der Fertigungstechnologie, der Durchdringung der physikalischen Grundlagen der Bauelemente und mit der Schaffung großer Systeme aus vielen, mit endlicher Zuverlässigkeit arbeitenden Bauelementen und Baugruppen hat sich eine mathematisch-physikalische Theorie der Zuverlässigkeit entwickelt, die mit solchen Größen wie «Ausfallwahrscheinlichkeit», «mittlerer Zeit zwischen zwei Fehlern» oder «Redundanz» arbeitet und deren Ziel eine Erhöhung der Betriebssicherheit technischer Anlagen durch prophylaktische Maßnahmen und richtige Dimensionierung von Schaltungen ist. Hier soll aus diesem Pro-

blemkreis nur eine informative Auswahl für den praktisch arbeitenden Konstrukteur von Amateurgeräten getroffen und in Form von Entwurfsrichtlinien, Meßvorschriften und Prüflisten angegeben werden. Wenn ein Amateur in seinem Labor eine Schaltung funktionsfähig aufgebaut hat, ist sie meist noch nicht betriebssicher. Ein Beispiel soll das verdeutlichen. Im Labor wurde eine 12-V-Bordspannungskontrolle für ein Kraftfahrzeug aufgebaut, die mit LEDs, Transistoren und Z-Dioden nach einer veröffentlichten Schaltung aufgebaut wurde. Die Z-Dioden wurden mit einem Strom von 50 mA betrieben und befanden sich direkt auf der gedruckten Leiterplatte. Die Schaltung arbeitete im Labor zufriedenstellend. Nach dem Einbau ins Fahrzeug und einer Fahrt im Sommer fiel das Gerät aus. Was war die Ursache? Neben dem Test der Schaltung bei Über- und Unterspannung wäre ein einfacher Erwärmungstest bis etwa $+60^{\circ}\text{C}$ z. B. durch Anblasen mit einem Fön notwendig gewesen. Dabei hätte man bemerkt, daß die Z-Dioden mit zu hoher Verlustleistung ohne Wärmeableitung betrieben wurden und deshalb ausfielen.

Solche Beispiele gibt es nicht nur in der Amateurpraxis, sondern sie treten manchmal auch bei Industrieentwicklungen auf. Daher sind Beauftragte für die Zuverlässigkeitssicherung tätig, die mit den Ingenieurkollektiven für eine hohe Betriebssicherheit der entwickelten Anlagen sorgen.

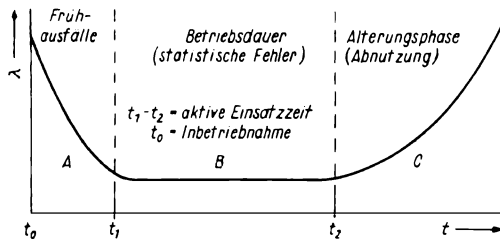
8.2. Betriebszuverlässigkeit

Als einfachstes Modell der Ausfallrate eines Bauelements oder Gerätes als Funktion der Zeit ist die in Bild 8.1 dargestellte sogenannte Badewannenkurve anzusehen. In der Frühphase ergibt sich eine hohe Fehlerwahrscheinlichkeit (durch Fertigungsmängel und Technologie bedingt), sie kann durch «Einbrennen», d. h. einen Betrieb mit erhöhtem Streß über eine bestimmte Zeit, verkürzt werden. Die aktive Lebensdauer des Elements beginnt dann bei t_1 und erstreckt sich mit konstanter Fehlerrate (oder auch abnehmender) bis zum Beginn der Alterung zum Zeitpunkt t_2 . Hier soll aber erwähnt werden, daß bei mechanischen Baugruppen die Alterung sofort bei der Inbetriebnahme beginnt und daher bei mechanischen Baugruppen etwas andere Gesetzmäßigkeiten gelten. Die Fehlerrate wird in der Praxis meist als Prozentausfall pro 1000 h angegeben, ihr Kehrwert ist (statistisch gesehen) die mittlere Zeit zwischen 2 Fehlern (MTBF). In den Bereichen A und C der «Badewannenkurve» treten systematische Fehler auf, deren Ursachen in Fehldimensionierung, unzuverlässigen Bauteilen, Fertigungs- und Montagefehlern oder Interfaceproblemen liegen können. Im Bereich B treten zufällige Fehler auf Grund einer normalen Ausfallwahrscheinlichkeit durch Streuung der zeitabhängigen und beanspru-

chungsbedingten Alterung auf. Die Lebensdauer von $t_1 \dots t_2$ kann einige Monate bis viele Jahre betragen, wenn adäquate Entwurfsreserven vorhanden sind (z. B. Belastung der Bauelemente nicht bis zu ihren Grenzwerten). Die Temperatur spielt die Hauptrolle bei der Triggerung des Einsatzes der Alterung, aber auch Druck, Vibration, elektrische Belastung oder Strahlungseinflüsse verkürzen die aktive Lebensdauer eines Gerätes. Bei integrierten Schaltkreisen kann man davon ausgehen, daß sich die Fehlerrate während der aktiven Lebensdauer verringert. Wenn man grob die Ausfallwahrscheinlichkeit eines elektronischen Gerätes oder einer Baugruppe ermitteln will, geht man von einer exponentiellen Fehlerwahrscheinlichkeit aus. Man ermittelt die Anzahl der Bauelemente, erfaßt tabellarisch die Grundfehlerraten für jedes Bauelement und multipliziert die Werte mit einem Gewichtungsfaktor und der Anzahl der eingesetzten Bauelemente. Nach der Addition aller Produkte ergibt sich die Zeit zwischen 2 Fehlern in der aktiven Phase zu

$$m_f = \frac{10^3}{\sum_{i=1}^n \pi_v},$$

hierbei ist $\pi_v = \lambda_e F_u F_b F_i n$ mit
 λ_e = Grundfehlerrate des Bauelements,
 F_u = Umgebungsgewichtungsfaktor,
 F_b = Belastungsgewichtungsfaktor,



- A → Versuchs- und Voralterungsphase
 B → Risikobehafteter Einsatzbereich
 (t = vorgesehene Dauer der Arbeitsfähigkeit)
 C → operationeller Ausfall

Bild 8.1
Theoretischer Verlauf der Ausfallrate über der Zeit

F_t = Temperaturgewichtsfaktor,
 n = Anzahl der Bauelemente.

Bei extremer Miniaturisierung (z. B. Einsatz von Hybridschaltkreisen oder Dickschichtschaltungen mit aufgebondeten gehäuselosen LSI-Chips) muß der Gewichtsfaktor F_b mit 1,5 multipliziert werden. Die Grundfehlerrate gilt bei Laborbedingungen und Zimmertemperatur +20 °C für 1/10 der Vollast. Die auftretenden Fehler können katastrophisch (Unterbrechung oder Kurzschluß) und degradierend (Toleranzgrenzenüberschreitung) sein. Zunächst einige Worte für den Umgebungsgewichtsfaktor F_u :

Labor- oder Büro- raum (klimatisiert)	$F_u = 0,5$,
Labor- oder Büro- raum (normal)	$F_u = 1,0$,
Tragbares Feldge- rät	$F_u = 1,5$,
Fahrzeuggerät	$F_u = 2,0$,
Luftfahrtgerät (Mi- litär)	$F_u = 4,0$,
Satelliten- und Ra- ketengerät	$F_u = 4,0 \dots 10$.
Für den Belastungsgewichtsfaktor F_b gilt:	
Widerstand bei 1/10 Nennlast	1,0,
Widerstand bei 1/2 Nennlast	1,5,
Widerstand bei Vollast	2,0,
Kondensator bei 1/10 Nennspannung	1,0,
Kondensator bei 1/2 Nennspannung	3,0,
Kondensator bei voller Nenn- spannung	6,0,
Transistoren/Dioden bei 1/10 Nenn- verlustleistung	1,0,
... bei 1/2 Nennverlustleistung	1,5,
... bei voller Nennverlustleistung	2,0.

Der Temperaturgewichtsfaktor F_t wird an-
gegeben zu:

0... +10 °C	1,5,
+10... +20 °C	1,0,
+20... +70 °C	1,5,
+70... +100 °C	2,0,
+100... +120 °C	4,0.

Nun werden noch die Grundfehlerraten
für die elektronischen Bauelemente und
Verbindungen angegeben, mit denen

man eine erste Abschätzung über die zu
erwartende Zuverlässigkeit gewinnen
kann:

Signaldioden, Sili- zium	0,005 % pro 1000 h,
Gleichrichterdio- den, Silizium	0,007,
Dioden, Germa- nium	0,03...0,08,
Z-Dioden	0,01,
Elektromotoren (klein, Servo)	0,5,
Schrittmotoren	0,3,
Meßinstrumente	0,01,
Schalter	0,01,
Spulen, HF und ZF	0,02...0,05,
Transformatoren, imprägniert	0,04,
Transistoren, Sili- zium, kleiner 1 W	0,008,
Transistoren, Sili- zium, größer 1 W	0,08,
Transistoren, Sili- zium, Planar, VHF	0,005,
Kondensatoren, Papier, fest	0,1,
Kondensatoren, Metallpapier	0,05,
Kondensatoren, Plastikfilm	0,01,
Kondensatoren, Keramik	0,005,
Kondensatoren, Elektrolyt, Al	0,1...0,2,
Kondensatoren, Elektrolyt, Ta	0,1,
Keramischer Trim- merkondensator	0,04,
Quarz (Oszillator)	0,05,
Lötverbindung (je Lötstelle)	0,0001...0,001,
Schweißverbin- dung (je Stelle)	0,004,
Wickelverbindung (wire-wrap)	0,0001,
Steckverbindung vielpolig	0,005 je Verbin- dungselement,

Steckverbindung
(koaxial) 0,2,
Dünnschicht-
bridbaugruppen 0,08,
Widerstände, Koh-
leschicht 0,01,
(diese Baugruppen mit NiCr-Widerstän-
den, SiO₂-Kondensatoren, Glas- oder Ke-
ramiksubstrat, gebondete Halbleiter-Bau-
elemente)

Silizium-Festkörperschalt-
kreise, linear MSI, in TO-5-Ge-
häuse 0,03,

Silizium-Festkörperschalt-
kreise, linear MSI, in Dual-in-
Line-Gehäuse 0,04,

Silizium-Festkörperschalt-
kreise, digital, flat-pack, 0,007,

Silizium-Festkörperschalt-
kreise, digital, verbessertes
Dual-in-Line-Gehäuse, Plastik 0,013.

Als kleines Beispiel wird hier die MTBF eines Bordspannungsmeßgerätes für Kraftfahrzeuge mit folgenden Bauelementen berechnet: 1 Si-Fototransistor (0,005), 3 Widerstände ($3 \cdot 0,01 = 0,03$), 1 Elektrolytkondensator Alu (0,1), 1 Keramik-kondensator (0,005), 1 Potentiometer (0,01), 4 LED (insgesamt 0,02), 1 IS (0,013) und 50 Lötstellen (0,05). Das ergibt nach Addition aller λ_e -Werte einen Gesamtwert von 0,233 für die Schaltung und damit eine MTBF unter Laborbedingungen von 4292 h ($\approx 0,5$ Jahre). Multipliziert man nun mit den Gewichtungsfaktoren $F_u = 2$ und $F_t = 3$ ($\vartheta_u = 0 \dots +70^\circ\text{C}$), so ergibt sich eine kleinere MTBF von 715 h (rund 1 Monat). Man erkennt an diesem einfachen Beispiel, daß ohne Thermostest, ohne Über- und Unterspannungstest und ohne Einsatz hochzuverlässiger Bauelemente kein Gerät der Fahrzeugelektronik mit einer Funktionsdauer von mehr als 1 Jahr hergestellt werden kann.

Natürlich ist dieses einfache Modell nur eine Grobdarstellung der Fehlermöglichkeiten und ihrer Ursachen. Betrachtet

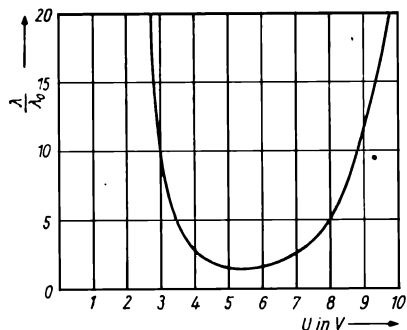


Bild 8.2
Ausfallrate als Funktion der Betriebsspannung bei TTL-IS

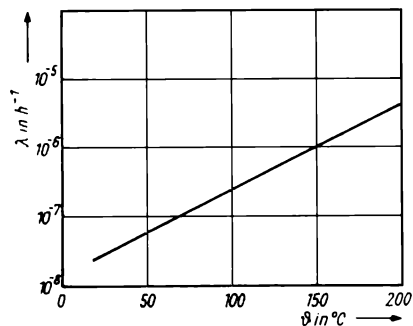


Bild 8.3
 $\lambda = f(\vartheta)$ für bipolare IS (TTL)

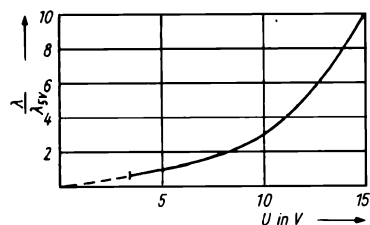


Bild 8.4
CMOS-Ausfallrate in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung

man z. B. die integrierten Schaltkreise genauer, ergeben sich u. a. durch physikalisch-chemische Prozesse in der Frühausfallphase ein $\lambda_0 = 0,12\%$ pro 1000 h und durch Einfluß der Feuchte zusätzlich $\lambda_F = 0,00074$ usw. Man kann im Bild 8.2 z. B. den starken Einfluß der Betriebsspannung von TTL-Schaltkreisen auf die Zuverlässigkeit erkennen, sowohl zu niedrige als auch zu hohe Betriebsspannung vergrößert den λ -Wert auf das 15- bis 20fache. Aus diesem Bild ergibt sich die Notwendigkeit der präzisen Betriebsspannungsstabilisierung. Das ist bei CMOS-Schaltkreisen nicht erforderlich, was zusammen mit dem wesentlich niedrigeren Strombedarf der Schaltkreise zu zuverlässigeren Geräten führt. Den Einfluß der Temperatur auf die Zuverlässigkeit, bezogen auf 1 h, verdeutlicht Bild 8.3. Bei Erhöhung der Temperatur von 50 °C auf 150 °C wird die Zuverlässigkeit um mehr als 1 Größenordnung kleiner. Es ist demnach eine Grundregel, die Chiptemperatur möglichst gering zu halten, was durch Unterlastung (derating) möglich ist. CMOS-Schaltkreise weisen eine geringe Zunahme der Fehlerrate mit der Betriebsspannung auf. Von der Nennspannung 5 V ausgehend, steigt die Feh-

lerrate bei 10 V auf das 3fache (Bild 8.4). Da bei Temperaturerhöhung meist chemische Prozesse verstärkt ablaufen, kann der Einfluß der Temperatur zur zeitraffenden Zuverlässigkeitsprüfung benutzt werden. Bild 8.5 zeigt Meßwerte an einem Operationsverstärker des Typs $\mu A 741$ und die Abhängigkeit der Lebensdauer dieses IS von der Chiptemperatur nach dem Arrhenius-Modell. Es gilt der Beschleunigungsfaktor

$$F = \lambda_1/\lambda_2 = \exp \frac{E}{K} \left(\frac{1}{\vartheta_2} - \frac{1}{\vartheta_1} \right)$$

mit λ_1 – Fehlerrate bei der Temperatur ϑ_1 , λ_2 entsprechend bei ϑ_2 ,

E – thermische Aktivierungsenergie in eV,

K – Boltzmannkonstante $K = 8,617$ mal 10^{-5} eV/K.

Man erkennt aus der Darstellung, daß bei Annahme von 1 eV Aktivierungsenergie eine rund 800mal kleinere Zeit für die Prüfung möglich wird, wenn man die Sperrschichttemperatur von 50 °C auf 125 °C erhöht. Ein Test von 1000 Stunden bei +125 °C, der erfolgreich verläuft, gestattet eine MTBF dieses Bauelements von rund 90 Jahren.

Für verschiedene Prozesse in integrier-

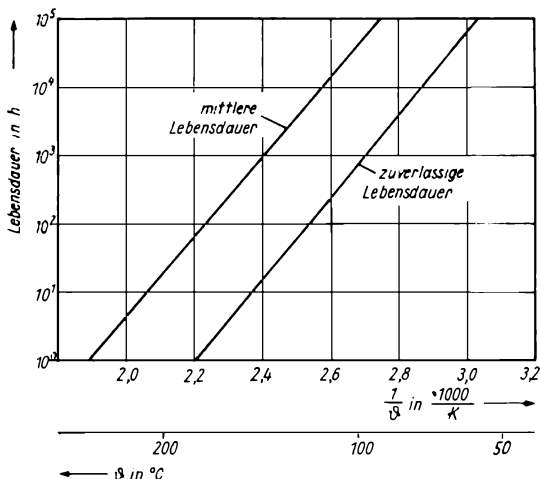


Bild 8.5

Abhängigkeit der Lebensdauer von der Chiptemperatur (Aktivierungsenergie $1,15 \pm 0,42$ eV)

ten Schaltkreisen ergeben sich folgende Aktivierungsenergien:

Elektromigration in Aluminiumleitbahnen	1,2 eV,
Intermetallisches Wachstum in Au/Al-Bondsystemen	0,99...1,04 eV,
Ladungsakkumulation, bewegliche Ionen	1,0...1,35 eV,
praktisch ermittelte Aktivierungsenergie an CMOS-Speichern	0,7 eV,
praktisch ermittelte Aktivierungsenergie an bipolarer Logik	0,4 eV.

Abschließend zu diesen mehr beschreibend dargestellten Grundlagen soll hier noch die relative Fehlerrate von elektronischen Geräten als Funktion der Umgebungstemperatur angegeben werden. Es ist aus dem Bild 8.6 zu erkennen, daß der für Konsumgüter übliche Temperaturbereich von 0...+70 °C die Fehlerrate gegenüber idealen Laborbedingungen nur unwesentlich erhöht (etwa Faktor 2), beim kommerziellen Bereich -25...+85 °C tritt schon eine Erhöhung um den Faktor 4 auf. Da die Temperatur einen starken Einfluß auf die Zuverlässigkeit hat, empfiehlt sich ein einfacher Fehlerprovokationstest am selbstgebau-

ten Gerät: Man packt es in den Haushaltskühlschrank und testet sein Funktionieren (über dünne flexible Leitungen, die aus dem Kühlschrank nach außen geführt werden) bei etwa +5 °C. Dann prüft man das Gerät bei Zimmertemperatur, und schließlich bläst man es noch mit einem Haartrockner an. Im letzten Falle ergibt sich nach etwa 5...15 min eine Erwärmung auf +60 °C, das kann man mit einem auf der Leiterplatte angeordneten Thermoelement o. ä. Temperatursensor messen. Wenn das Gerät bei diesen 3 Temperaturen einwandfrei funktioniert, ist es für die Praxis einsetzbar und schwachstellenfrei. Durch diesen Temperaturtest findet man auch kalte Lötstellen, denn durch die thermische Ausdehnung können bei schlechter Lötung Unterbrechungen auftreten, die einen Ausfall der Schaltung oder einen thermischen Wackelkontakt hervorrufen.

Neben diesem Temperaturtest empfiehlt sich bei Schaltungen mit diskreten Halbleiterbauelementen (und natürlich auch bei IS-Schaltungen mit Spannungsstabilisation) ein Über-Unter-Spannungstest. Eine entwickelte und aufgebaute Schaltung, z. B. eines NF-Verstärkers mit Si-Transistoren, muß bei halber Nennspeisespannung noch verstärken und darf bei 50 % Überspannung noch nicht schwingen oder verzerren. Dieser Test bringt bei IS-Baugruppen nur den Funktionsnachweis für die Güte der Stabilisierung. Durch neuartige Prinzipien, wie z. B. Schaltnetzteile in Farbfernsehern, wird die stabile Stromversorgung von Funktionseinheiten mit integrierten Schaltkreisen in einem weiten Bereich der Netzspannung gewährleistet.

Ein weiterer wichtiger Faktor für die Zuverlässigkeit von Amateurgeräten ist eine sichere Löttechnologie. Mit einem einwandfreien elektrischen LötKolben, Kolophonium-Fadenzinn und einer Lötinktur auf Harzbasis lassen sich gute Lötverbindungen herstellen. Auf saubere,

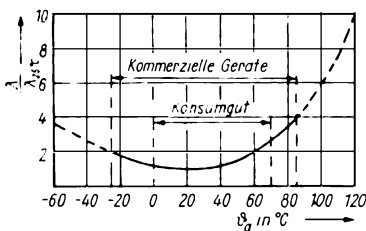


Bild 8.6
Relative Fehlerrate als Funktion der Umgebungstemperatur

nicht oxydierte Anschlüsse und Bauelemente ist zu achten. Mit einer Lupe kann man nach dem Löten die Lötstellen optisch kontrollieren, man erkennt das Umfließen der Anschlüsse durch das Lötzinn und die formschlüssige Verbindung. Lötstellen sollten immer mechanisch entlastet sein. Bei großen Bauelementen sind Lötösen in der Leiterplatte zweckmäßig, das Bauelement sollte angebunden oder angeklebt werden. Halbleiterbauelemente dürfen nur kurzzeitig durch den LötKolben erwärmt werden, bzw. man benutzt eine mit Kupferbacken ausgerüstete Flachzange zur bauelementseitigen Wärmeableitung. Zur Verringerung der Umgebungseinflüsse kann die Schaltung nach der Prüfung mit einem Schutzlack überzogen werden.

Wichtig für die Erzielung einer hohen Zuverlässigkeit unter Amateurbedingungen ist die gezielte Unterlastung der Bauelemente. Widerstände sollten mit 10 % der Nennlast, Kondensatoren und Transistoren mit rund 50 % der Nennlast betrieben werden. Bei Schaltern wird die Zuverlässigkeit durch Parallelschalten mehrerer Kontaktpaare vergrößert. Ein zuverlässiger Relaiskontakt ist das Reed-Relais, ein hermetisch in einer Glasampulle angeordneter, magnetisch betätigter Kontakt. Bei Kontakten von Leistungsrelais sollte man nie die RC-Funkenlöschschaltung vergessen. Für gute Wärmeabführung bei Leistungs-Halbleiterbauelementen ist zu sorgen.

Bei all diesen Zuverlässigkeitsproblemen ist zu beachten, daß man Zuverlässigkeit nicht in ein Gerät hineinprüfen kann, sondern daß durch sorgfältige Schaltungsdimensionierung, durch Auswahl zuverlässiger Bauelemente und durch sorgfältige Montage ein Gerät mit hoher innerer Grundzuverlässigkeit entstehen kann, das dem Amateur über lange Zeit in gewünschter Weise die notwendigen Ergebnisse liefert.

Eine Analyse der Ausfallursachen an

integrierten Schaltungen über längere Zeit ergab folgende Fehleraufteilung, die man als charakteristisch für elektronische Baugruppen generell ansehen kann:

Spannungsüberlastung (Durchschlag von Isolierschichten)	38 %,
Stromüberlastung	10 %,
Fehler der Metallisierung	19 %,
schlechtes Bonden	13 %,
Oxidfehler, andere Fehler,	
Ausfall nicht zuzuordnen,	je 5 %,
schlechte Kristall-Träger-Verbindung	3 %,
Kristallfehler im Chip	2 %.

Wie aufwendig die Zuverlässigkeitsprüfung bei kommerziellen Bauelementen sein kann, zeigt Bild 8.7. Dabei wurden aus einem Fertigungslos 154 Muster (Stichprobe) entnommen und auf 5 Gruppen aufgeteilt. Jede Gruppe wird nach bestimmten Kriterien getestet, und je Gruppe darf es nur einen Ausfall geben. Die Muster der Gruppen 4 und 5 werden 10 000 Stunden eingebrannt. Dieses Konzept wird für Bauelemente in der Kosmosforschung benutzt. Man erkennt aus diesen wenigen Ausführungen, daß der Grundsatz «Jeder liefert jedem Qualität» nicht einfach zu verwirklichen ist und hohen technischen, technologischen und finanziellen Aufwand erfordert.

Wertet man nun noch eine Datenrückmeldung aus der Industrie aus, die vor einigen Jahren als Ergebnis einer Qualitätsstudie entstand, dann ergeben sich bei Baugruppen mit IS-Bestückung 50 % der Ausfälle durch Überbeanspruchung der IS in der Schaltung, 40 % aus Fertigungsmängeln, und 10 % sind nicht direkt zuzuordnen. Die am meisten in Schaltungen eingesetzten Bauelemente sind Widerstände, 25 % der eingesetzten Bauelemente sind Kondensatoren. 1/7 aller Gerätefehler beruhen auf Kondensatorfehlern. Die Hälfte aller Kondensatorfehler in Schaltungen geht auf falsche Auswahl und unzulässige Nutzung zurück.

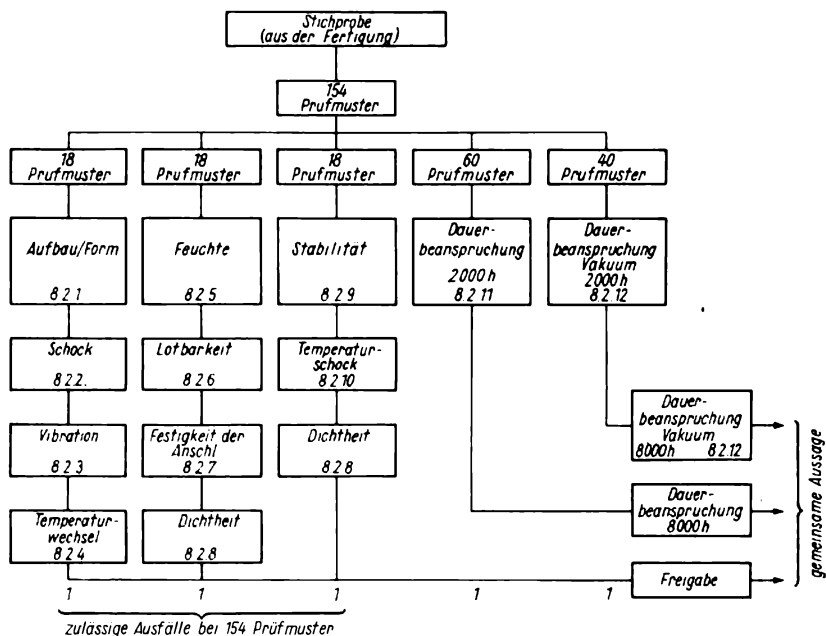


Bild 8.7

Stichprobenprüfung von hochzuverlässigen Bauelementen für die Kosmosforschung

8.3. Entwurfsregeln für zuverlässige Amateurgeräte

Für industrielle Entwicklungen gibt es in der DDR eine festgelegte staatliche Ordnung. In einem Pflichtenheft müssen alle zu erreichenden Kenngrößen einschließlich der Zuverlässigkeit fixiert sein und bei den Verteidigungen der erreichten Leistungsstufen nachgewiesen werden.

Der Amateur tut gut daran, vor Aufbau einer Schaltung an Hand einer «Checkliste» nochmals alle Stufen seines Entwurfs durchzugehen und Schwachstellen herauszusuchen, an denen dann noch eine gezielte Arbeit notwendig wird. Aus der Praxis können folgende Gebiete mit Fragestellungen versehen werden, deren Beantwortung den Amateur in die Lage

versetzt, eine zuverlässig arbeitende Baugruppe schaffen zu können.

Allgemeines

1. Können bereits vorhandene Baugruppen in dem neuen Projekt wiederverwendet werden (z. B. ein Niederspannungsnetzteil o. ä.)?
2. Sind die Grundparameter grob kalkuliert worden, z. B. Stromaufnahme, Größe, Gewicht, Gehäuseform?
3. Die Leiterplatte sollte so ausgelegt werden, daß kleinere Änderungen nachträglich durchgeführt werden können (z. B. kann Platz für einen weiteren OPV gelassen werden oder eine Anpaßstufe, die man in der 1. Ausbauphase noch nicht benötigt).
4. Werden Bauelemente mit Standard-

werten und möglichst großer Toleranz benutzt?

5. Ist die Baugruppe gegen Falschpolung der Betriebsspannung und falsches Einstecken in ein Gerät geschützt (z. B. durch Reihenschaltung einer Diode, die bei Falschpolung sperrt, oder durch eine mechanische Nase gegen falsches Einstecken)?
6. Kann man Einzelbaugruppen des Geräts leicht entfernen und ersetzen?
7. Bewirkt ein Fehler in einer Baugruppe «Domino»-Fehler in anderen Baugruppen?
8. Ist bei Leistungsbauelementen auf ausreichende Wärmeableitung und Kühlung geachtet worden (z. B. Prüfung von Z-Dioden ohne Last; gesamter Strom über Diode)?

Widerstände

1. Werden alle Widerstände innerhalb ihres Spannungslimits und mit nicht mehr als 75% der zugelassenen Verlustleistung bei der maximalen Umgebungstemperatur des Geräts betrieben?
2. Werden Widerstände mit geringer Eigeninduktivität (nicht gewendelte Schichtwiderstände) bei HF- und Impulsschaltungen eingesetzt?
3. Sind die Forderungen nach Präzision, Stabilität, Linearität und geringem Eigenrauschen berücksichtigt worden (Datenblätter)?

Kondensatoren

1. Werden die Kondensatoren mit weniger als der Hälfte der zulässigen Spannung betrieben (s. Bild 8.9)?
2. Sind Elektrolytkondensatoren mit einem kleinen keramischen Kondensator für HF-Ableitung und Impulsen-terdrückung überbrückt?
3. Sind bei großen Kondensatoren, speziell bei hohen Spannungen an ihnen, parallelgeschaltete Entladewiderstände vorgesehen?

4. Werden die Kondensatoren in ihren Temperaturlimits betrieben (Elektrolytkondensatoren üblicher Art verlieren bei tiefen Temperaturen einen Teil ihrer Kapazität)?

Schichtdrehwiderstände aller Art (Potentiometer usw.)

1. Ist eine Einstellung im Gerät wirklich nötig?
2. Wird die Regel OHR (= Oben Hinten Rechts) für Zunahme der Einstellwirkung beachtet? Drehen im Uhrzeigersinn muß die Anzeige oder die Lautstärke vergrößern.
3. Ist jeder Schichtdrehwiderstand unabhängig vom anderen und unabhängig von der Betriebsspannung?
4. Sind Einstellbereich und Auflösung groß genug? Hat der Schichtdrehwiderstand Endanschläge gegen «Überdrehen»?
5. Sind die Schichtdrehwiderstände noch zugänglich, wenn die Baugruppe oder der Modul ins Gehäuse eingebaut sind (selten benötigte Einsteller an der Rückseite des Gerätes)?
6. Sind die Einstellwiderstände so geschaltet, daß der Schleifer mit einem seiner Endanschlüsse verbunden ist? (Dies verhindert eine Unterbrechung bei defektem Schleifer.)

Transistoren

1. Werden die Transistoren bei weniger als 80% von $U_{CE\max}$ und $U_{BE\max}$ betrieben? Werden kapazitive und induktive Lasten berücksichtigt (sicherer Arbeitsbereich bei Schalttransistoren)?
2. Ist bei Leistungstransistoren der Wärmewiderstand zum Kühlkörper oder zur umgebenden Luft niedrig genug?
3. Werden Transistorarrays (z. B. B 340) eingesetzt, um Platz zu sparen und um die Zuverlässigkeit zu erhöhen?
4. Sind die Anschlüsse von FETs und MOSFETs entsprechend den Einbauvorschriften vor statischer Ladung ge-

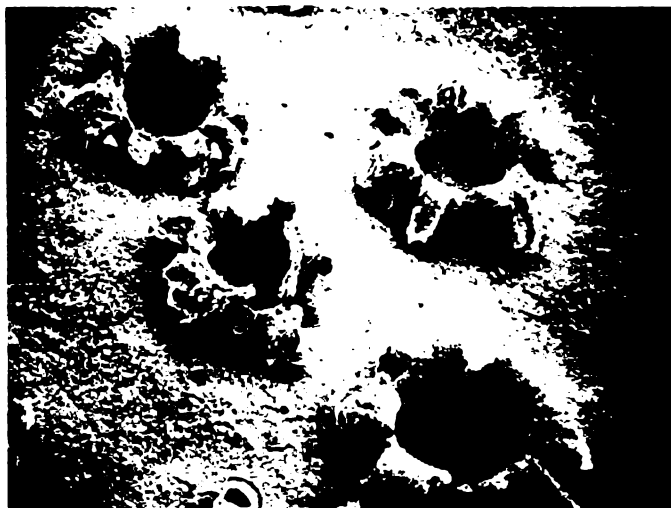


Bild 8.8
Rasterelektronenmi-
kroskopische Auf-
nahme von «Sub-
stratblumen» – Feh-
lerursache bei Dick-
schichtschaltung
nach Temperaturtest

schützt worden (um die Anschlüsse dünnen Kupferdraht wickeln, dann einlöten und mit der Pinzette den Draht entfernen)?

Relais

1. Ist die Treiberstufe gegen Spannungsspitzen geschützt (z. B. durch Kapp- oder Trenndiode)?
2. Sind die Anzugs-, Abfall- und Prellzeiten bekannt und mit der übrigen Elektronik kompatibel?
3. Ist ein Funkenlöschkreis erforderlich (RC-Serienbeschaltung, Varistor oder Z-Diode)?
4. Erfolgt das Öffnen und Schließen von Kontakten so, daß keine zeitlich überdeckenden Kurzschlüsse auftreten können?

Integrierte Schaltkreise

1. Sind TTL-Schaltkreise richtig impuls-
mäßig entkoppelt? (Je Gruppe einen
Elektrolytkondensator geeigneter
Größe und je IS einen keramischen
Kondensator von der Spannungsver-
sorgung gegen Masse schalten!)
2. Sind die Betriebsspannungen in ihren

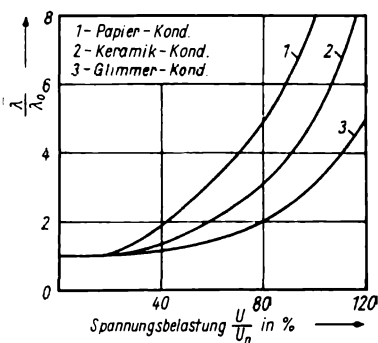


Bild 8.9
Zuverlässigkeit von Kondensatoren als Funk-
tion ihrer Spannungsbelastung

zulässigen Limits und ist der Lastfaktor ein- und ausgangsseitig richtig gewählt?

3. Sind Eingänge, speziell bei MOS- und CMOS-IS, gegen Überspannung geschützt?
4. Ist die Wärmeableitung von den IS zur Leiterplatte gesichert?
5. Liegt die Reihenfolge der Spannungszu- und -abschaltung fest? Be-

einflußt die Teilspannung beim Wegfall die übrige Schaltung?

6. Kann ein Kurzschluß oder Drahtbruch auf der Leiterplatte eine Fehlerkette mit katastrophalen Folgen für die Baugruppe auslösen (Folgefehler bei Kopfelschleifen oder Rückwirkungen)?
7. Ist der Test der Schaltung ohne Beeinflussung der Funktion möglich?

Verstärker

1. Sind die Ein- und Ausgänge physikalisch und elektrisch soweit wie möglich entkoppelt (geometrische Anordnung geeignet gewählt)?
2. Sind die Stromversorgungseinheiten gut entkoppelt, und besitzen sie einen niedrigen Innenwiderstand über den Nutzfrequenzbereich?
3. Können lineare Verstärker in den Übersteuerungsbereich gebracht werden, wo nichtlineare Verzerrungen auftreten, und kehren sie dann automatisch in den linearen Bereich zurück (Effekt des Latch-up oder Klemmens bei Operationsverstärkern älterer Bauart)?
4. Sind bei OPVs die Probleme des Offset, der Vorspannung und der Eingangsströme berücksichtigt worden?
5. Wurde eine Funktionsprüfung durch Verändern der Betriebsspannung durchgeführt?

An Hand dieser Checkliste kann ein geübter Amateur schon viele mögliche Fehlerquellen analysieren und so Mißerfolge beim Bau von elektronischen Geräten vermeiden. Die Liste erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit, jeder praktisch arbeitende Amateur kann aus seinem Erfahrungsschatz noch Zusätze beibringen.

8.4. Konstruktive Probleme

Bevor der Amateur zur Erprobung einer neu aufgebauten Schaltung schreitet, sind noch eine Reihe konstruktiver Probleme zu lösen, denn eine mit «fliegenden Leitungen» aufgebaute Brettschaltung wird selten die Forderungen nach einem zuverlässigen Amateurgerät erfüllen können. Man kann die konstruktiven Probleme in 2 Ebenen aufteilen:

- Sicherung des stabilen elektrischen Funktionierens durch konstruktive Maßnahmen (Leiterplatten, Schirmung, Entkopplung, Bedienung, Spannungsversorgung usw.) und
- Sicherung einer mechanischen Stabilität durch konstruktive Gestaltung (Gehäuse, Halterungen, Befestigungen, Tragegriffe, usw.).

Ohne auf Vollständigkeit zu achten, soll für die erste Ebene das Problem der parasitären Kopplungen und gegenseitigen Störungen kurz beschrieben werden. Man unterscheidet hierbei den Störgenerator (Quelle der Störungen), die störempfindliche Schaltung (Störungsempfänger) und die parasitäre Kopplung zwischen beiden. Bekannt ist das Selbstschwingen eines Verstärkers durch Kopplung zwischen Eingangs- und Ausgangsleitungen, was zu Kippschwingungen über die Batterie oder das Netzteil führen kann, oder die Beeinflussung empfindlicher Analogschaltkreise durch in der Nähe angeordnete Digitalbaugruppen (z. B. arbeitende TTL-Schaltkreise). Abhilfe schafft hier ein Massesystem mit getrennten Analog- und Digitalmassen. Die Beseitigung von Störungen ist in der Praxis ein schwieriges Problem, weil meist mehrere Störquellen auf mehrere Störempfänger wirken und eine eindeutige Zuordnung kompliziert ist.

Bild 8.10 zeigt mögliche Varianten parasitärer Kopplungen von Videoimpulskreisen. Hierbei ist zu erkennen, daß nur eine Kopplung über induktivitätsfreie

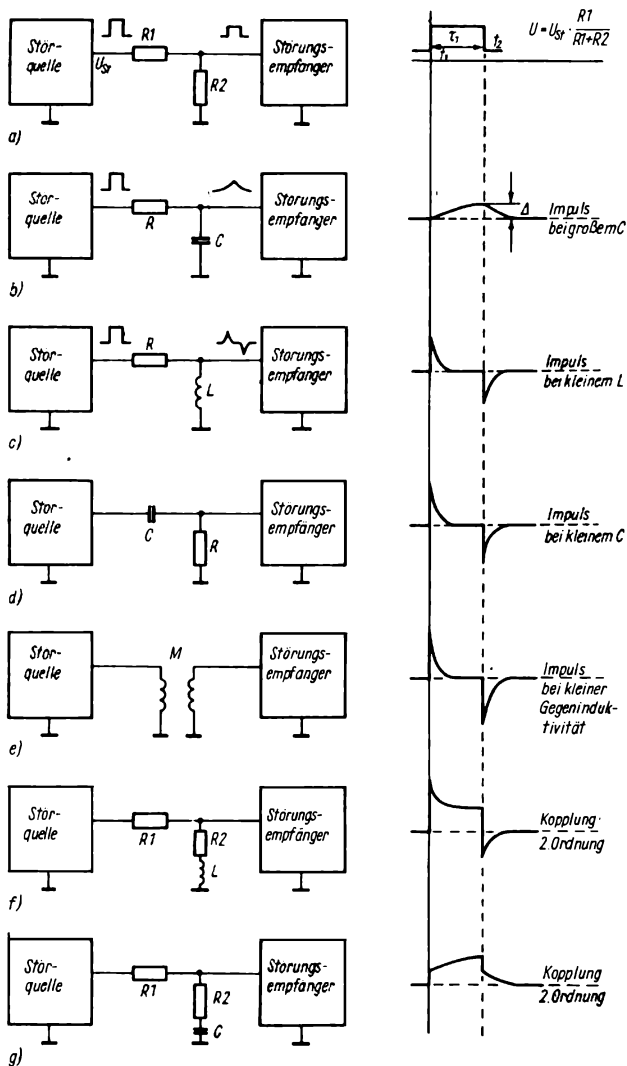


Bild 8.10
Mögliche Formen parasitärer Kopplungen in elektronischen Kreisen

Durchmesser in mm	Widerstand bei 100 mm Länge in Ω	Induktivität in μH bei einer Länge von		
		50 mm	100 mm	200 mm
0,1	0,22	0,01	0,15	0,33
0,5	$8,9 \cdot 10^{-3}$	0,05	0,12	0,26
1,0	$2,3 \cdot 10^{-3}$	0,04	0,10	0,23
2,0	$0,56 \cdot 10^{-3}$	0,035	0,08	0,20

Tabelle 8.1.
Widerstand und Induktivität eines geraden Leiters

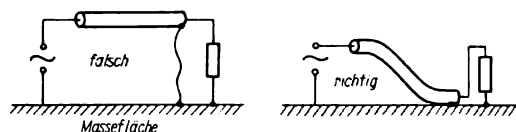


Bild 8.11
Falsche und richtige Schirmung
eines stromführenden Leiters

Widerstände zu einer Amplitudenverkleinerung führt, während alle anderen Kopplungsarten Impulsverformungen hervorrufen. Ein großer Kondensator nach Masse formt aus einem Rechteckimpuls einen Dreieckimpuls mit der Amplitude Δ . Die anderen Kopplungsarten bevorzugen die Flanken und wirken auf Rechteckimpulse differenzierend. Aus diesem Verhalten erkennt man die hohe Störwirkung kurzer «Impulsnadeln», wie sie beim Umschalten von TTL-Schaltkreisen von 0 auf 1 und umgekehrt auftreten. Zur Abschirmung eines stromführenden Leiters ist die koaxiale Schirmung eine effektive Methode zur Störungsbehebung. Man muß dabei berücksichtigen, daß

1. die Schirmung die Kapazität des Leiters gegen eine Massefläche vergrößert,
2. der Mantel des Koaxialkabels keine Schirmwirkung ergibt, wenn er nicht auf kürzestem Wege mit der Massefläche verbunden wird,
3. jede solche Schirmung Volumen und Gewicht des Gerätes vergrößert.

Bild 8.11 zeigt richtige und falsche Masseverbindung einer Koaxialleitung. Eine Koaxialleitung wird in Hochfrequenzkreisen und zur Verbindung zwischen Baugruppen benutzt, wenn diese selbst geschirmt sind.

Die Tabellen 8.1. bis 8.4. geben Induktivitäten und Kapazitäten von Kupferleitern in Geräten an.

Für die Entwicklung eines betriebssicheren Amateurgerätes geht man folgenden Weg: Zunächst dimensioniert man die Schaltung unter Berücksichtigung der Betriebszuverlässigkeit. Dann baut man

Tabelle 8.2.
Kapazität zwischen Leiter und Masse auf
100 mm Länge [in pF]

Durchmesser des Drahtes in mm	Abstand zwischen Leiter und Masse in mm		
	1	10	100
0,1	1,5	0,9	0,7
0,5	2,7	1,4	0,8
1,0	4,0	1,6	0,9
2,0	8,0	1,8	1,0

Tabelle 8.3.
Gegeninduktivität zwischen 2 parallelen Lei-
tern gleicher Länge [in μH]

Länge des Leiters in mm	Abstand zwischen den Leitern in mm		
	2	10	30
50	0,03	0,015	0,008
100	0,07	0,04	0,024
200	0,17	0,11	0,07

eine Brettschaltung auf, die entweder verdrahtet (auf einem Lötösenbrettchen oder einer PVC-Platte mit Lochreihen angeordnet) oder mit einer Universalleiterplatte mit einigen Drahtbrücken realisiert werden kann. Dabei achtet man schon auf Entkopplung von Aus- und Eingang, auf die Anordnung der Einsteller und Bedienelemente und auf geeignete Betriebsspannungszuführung und Masseverbindung. Ein solches «Labormuster» kann

Tabelle 8.4.

Kapazität zwischen 2 parallelen Leitern im freien Raum auf 100 mm Länge [in pF]

Drahtdurch- messer in mm	Abstand zwischen den Leitern in mm		
	2	10	50
0,1	0,75	0,5	0,04
0,5	1,4	0,75	0,05
1,0	2,0	0,9	0,06
2,0	5,0	1,3	0,07

dann elektrisch getestet und an vielen Stellen noch optimiert werden. Ist die Schaltung oder die Baugruppe erprobt, kann eine Zeichnung für eine gedruckte Verdrahtung hergestellt und die Schaltung nach bekannten Verfahren geätzt werden. Die Leiterplatte wird gebohrt und mit den Bauelementen bestückt. So fertiggestellte Baugruppen werden dann entweder mit Steckverbindern in einen mechanischen Halterahmen gesteckt (z. B. einheitliches Gefäßsystem der Industrie, CAMAC-crate o. ä.) oder durch Mehraderkabel und Lötverbindungen mit einander elektrisch verbunden oder mit einer «Rückverdrahtung», d. h. einer Verbindungsleiterplatte, ebenfalls mit gedruckter Verdrahtung verschaltet. Für die Auslegung dieser Baugruppen gibt es feste Normen, z. B. über Leiterzugdicke, Abstand der Kontaktstellen u. a. m.

Ordnet man die Bauelemente in einem Gehäuse an, dann ergibt sich schließlich das fertige Gerät – das Ergebnis der eigenschöpferischen Tätigkeit des Amateurs, das seine unverwechselbaren Züge trägt.

Für die Zuverlässigkeit spielen in der Reihenfolge ihrer Ausfallwahrscheinlichkeiten eine Rolle:

- Stecker und Kabel,
- Umschalter, speziell solche mit vielen Kontakten und Stellungen und

- Potentiometer, Schichtdrehwiderstände und Trimmer.

Weiterhin ist darauf zu achten, daß eine sogenannte kalte Steuerung des Gerätes möglich ist. Es sollten also keine Signal- oder Impulsleitungen über die Frontplatte führen und Einsteller möglichst nur für Gleichstromwerte vorgesehen werden. Eine Ausnahme bilden Ein- und Ausgänge, die dann aber möglichst über Koaxialbuchsen und mit abgeschirmten Leitungen zu verlegen sind. Es ist z. B. besser, Dioden oder FETs als Multiplexer für Signale zu verwenden, als Impulsleitungen über Umschalter zu führen. Bei den Multiplexern reicht eine Potentialänderung, um sie vom offenen in den geschlossenen Zustand zu überführen. Ein spannungsgesteuerter Oszillator kann für seine Frequenz konstruktiv an anderer Stelle als das Gleichstromeinstellpotentiometer angeordnet werden.

Abschließend soll nur noch einmal betont werden, daß durch sorgfältigen Leiterplattenentwurf, konstruktive Überlegung, gute Löttechnik und sorgfältiges Messen auch der Amateur in der Lage ist, für seine Zwecke langlebige und zuverlässige Geräte zu bauen. Damit können Kosten für Nacharbeit, Bauelementetausch und Zeiten für Bau und Messung eingespart werden. Die Industrie unseres Landes strebt – besonders im Hinblick auf die Weltmarktfähigkeit elektronischer Erzeugnisse – nach einer hohen Betriebszuverlässigkeit bei Verbesserung des Masse-Leistungsverhältnisses und einer hohen Erneuerungsrate. Die in der Industrie notwendige Zuverlässigkeitsarbeit erfordert präzises Arbeiten und Erfahrung.

9. Anhang

9.1. Gehäuse und Bezeichnungen

Die Gehäuse von Halbleiterbauelementen dienen dazu, den Umgang mit ihnen zu erleichtern, denn die Chips sind immerhin nur 1...20 mm² groß. Außerdem sollen sie Umwelteinflüsse vom eigentlichen Bauelement fernhalten und das Halbleiterplättchen durch die Ableitung der entstehenden Wärme vor Zerstörung schützen. Bild 9.1 zeigt einige der in der DDR üblichen Gehäuse. Die Bauform D ist für Leistungstransistoren (z. B. GD160) vorgesehen. Die Gehäuse L3 und L3/12 bestehen aus Plast. Die Transistoren werden auch als Miniplasttransistoren bezeichnet und sind in der Regel Niederleistungstransistoren, da das Gehäusematerial nicht sehr wärmebeständig ist.

Im allgemeinen haben sich international sogenannte TO-Gehäuse (engl. transistor outline) durchgesetzt, die von dem US-amerikanischen nationalen Gremium JEDEC genormt wurden. Über die IEC haben sich andere Staaten dem angeschlossen. Die meisten Halbleiterhersteller gestalten ihre Gehäuse aus Gründen der Kompatibilität zumindest so, daß sie den TO-Gehäusen vergleichbar sind. Bild 9.2 zeigt einige der wichtigsten international verbreiteten Transistorgehäuse.

Integrierte Schaltungen werden in Plast-, Keramik-, Metall-, Metall-Keramik- oder Metall-Glas-Gehäusen verpackt. Die Art des Gehäuses richtet sich nach der Anwendung und der Technolo-

gie der IS. Prinzipiell wird zwischen 2 Bauformen unterschieden, den auch für IS verwendbaren TO-Gehäusen und den Dual-in-Line-Gehäusen (DIL), die 2 Rei-

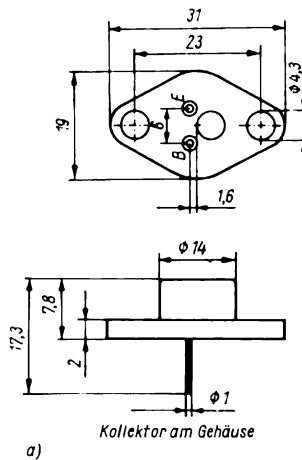
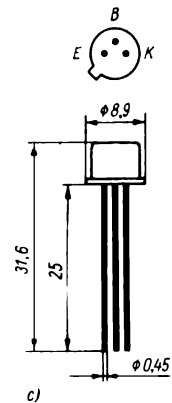
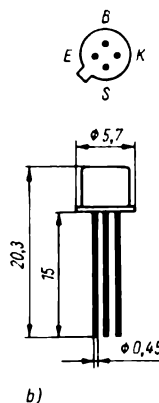


Bild 9.1 a-c



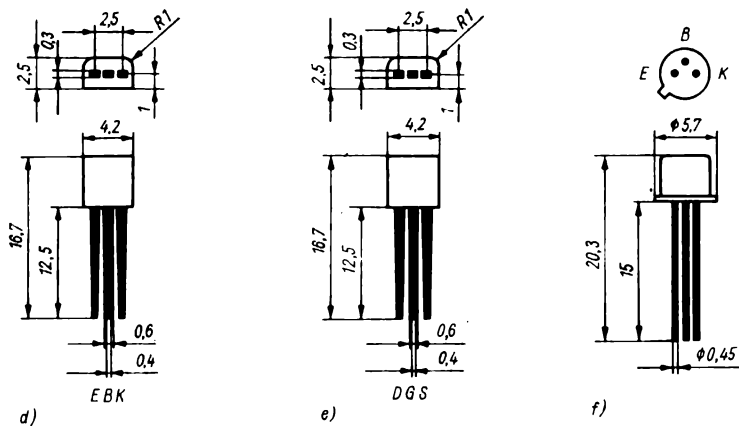


Bild 9.1

Gehäuse von DDR-Transistoren; a – Bauform D, b – Bauform A4/15, c – Bauform B3/25, d – Bauform L3/12, e – Bauform L3, f – Bauform A3/15-3a, g – Bauform ähnlich SOT 32

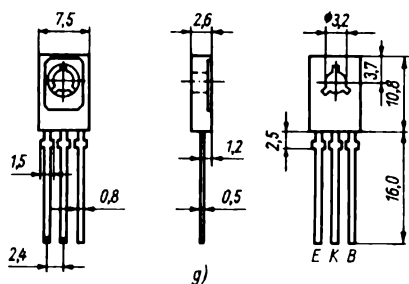
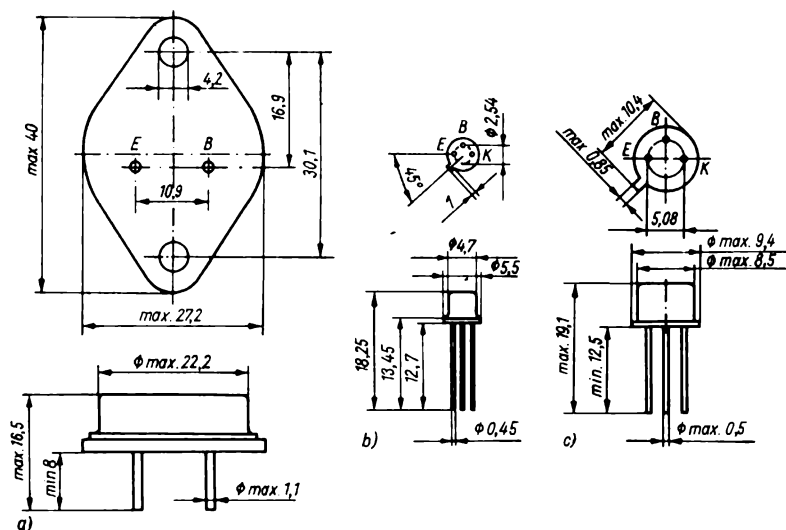


Bild 9.2

International standardisierte Transistorgehäuse; a – TO 3, b – TO 18, c – TO 39, d – TO 92, e – TO 60, f – TO 5, g – TO 12, h – TO 7, i – TO 72, k – TO 126 (SOT 32), l – TO 50, m – TO 202, n – TO 220



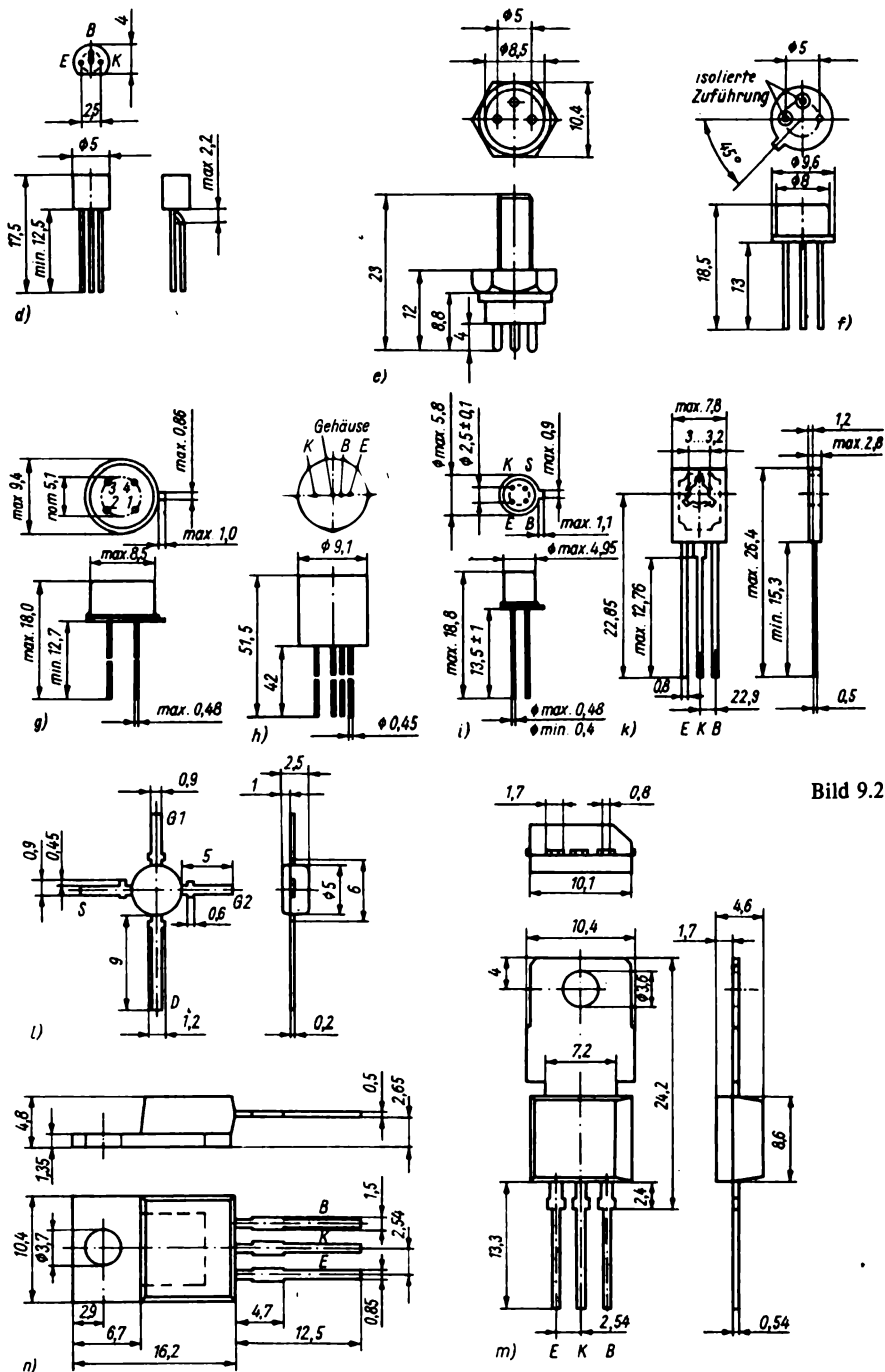


Bild 9.2d-n

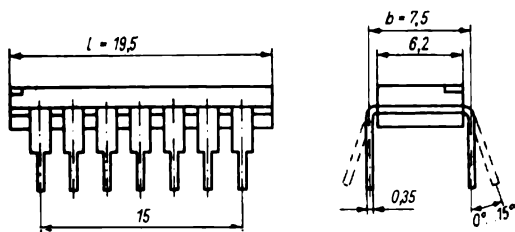


Bild 9.3
DIL-14-Gehäuse

Tabelle 9.1.
Abmessungen von DIL-Gehäusen

Anzahl der Anschlüsse	Gehäuselänge <i>l</i> in mm	Reihenabstand <i>b</i> in mm
4	5,5	7,5
6	8,0	7,5
10	14,5	7,5
14	19,5	7,5
16	20,5	7,5
18	24,5	7,5; 15
22	28,0	12,5
24	32	15
28	37	15
40	52	15

hen mit Anschlüssen haben. Bild 9.3 zeigt die Form des weitverbreiteten DIL-14-Gehäuses (TO 116), das sinngemäß auch mit anderen Reihenabständen und anderen Anschlußzahlen hergestellt wird. Tabelle 9.1. zeigt die Zusammenhänge zwischen Pinanzahl und Abmessungen.* Für lineare IS wurden Sonderformen mit Kühlflächen entwickelt, von denen einige im Bild 9.4 zusammengestellt sind. Im

* Zu beachten ist, daß inzwischen auch DIL-Gehäuse im Zollraster hergestellt werden, die ab etwa 20 Anschlüssen wegen der auftretenden mechanischen Spannungen nicht mehr den metrischen kompatibel sind. Unter 20 Anschlüssen ist der sich ergebende Unterschied im allgemeinen bedeutungslos.

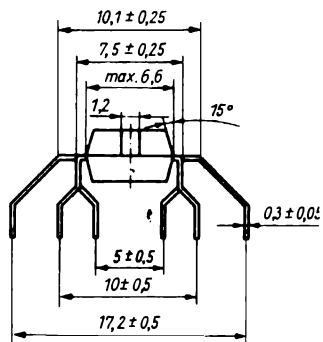
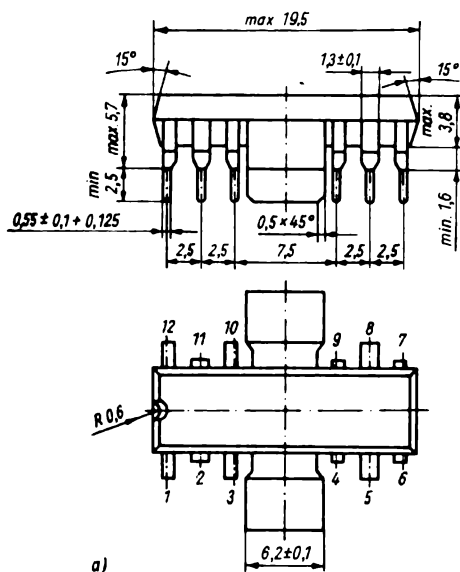
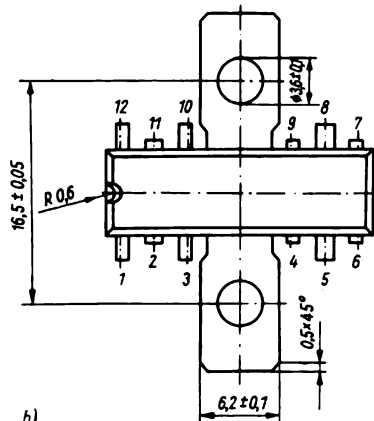
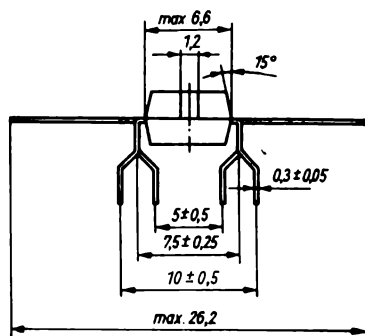
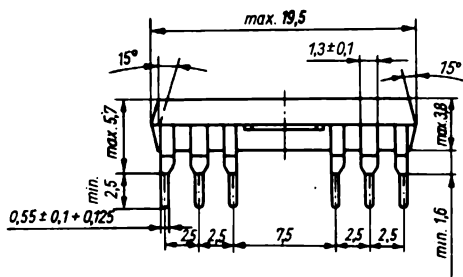
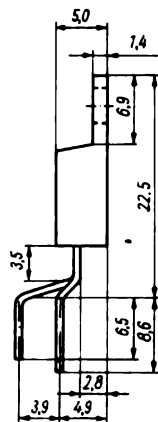


Bild 9.4
Gehäuse von linearen IS; a – MBA 810, b – MBA 810 A, c – A 2030 V

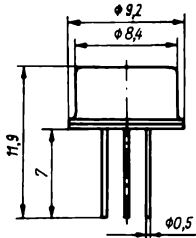
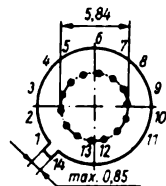
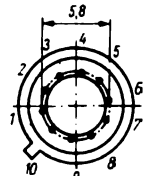
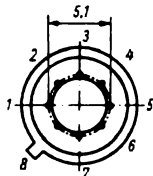
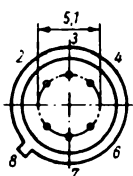
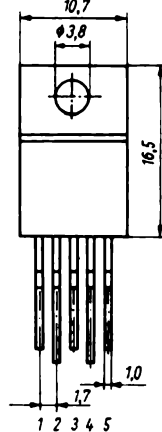


b)

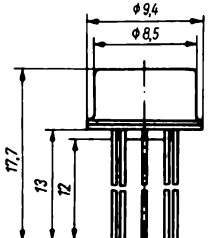
Bild 9.4b-c



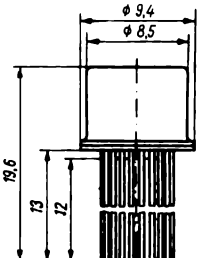
c)



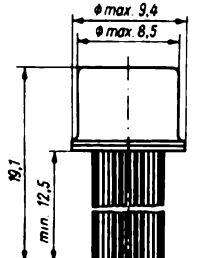
a)



b)



c)



d)

Bild 9.5

Rundgehäuse für lineare IS; a – TO 78, b – TO 99, c – TO 100, d – ähnlich TO 5

Tabelle 9.2. Pro-Electron-Typenschlüssel

1. Element (Halbleitermaterial)	2. Element (Bauelement)	3. Element (weitere Festlegungen)
A Germanium	A Diode	X, Y, Z bezeichnen kommerzielle Typen mit engen Toleranzen
B Silizium	B C-Diode (DDR: Koppler)	
C Verbundhalbleiter	C NF-Transistor	
R Material für Hallgeneratoren	D NF-Leistungstransistor (P = 1 W)	Für optoelektronische Bauelemente gelten in der DDR folgende Festlegungen:
DDR	E Tunnelodiode	
G Germanium	F HF-Transistor	
S Silizium	H Hallfeldsonde	A Lumineszenzdiode
V Verbundhalbleiter	K Hallgenerator	B einstelliges Siebensegment-symbol
M verschiedene Werkstoffe	L HF-Leistungstransistor	C mehrstelliges Siebensegment-symbol
ČSSR	M Hallgenerator (DDR: MIS-Transistor)	D mehrstelliges Siebensegment-symbol
G, O Germanium	P strahlungsempfindliches Bauelement	E mehrstelliges Siebensegment-symbol
K Silizium	Q strahlungsemitterendes Bauelement	F LED-Reihe
L Verbundhalbleiter	R Bauelement mit Durchbruchkennlinie	
	S Schalttransistor	
	T Thyristor	
	U Leistungsschalttransistor	
	W Wandler (außer Licht)	
	Y Leuchtdiode	
	Z Z-Diode	

Kommerzielle Bauelemente haben eine zweistellige Kennzahl, Bauelemente für allgemeine Anwendungen und für die Konsumgüterelektronik eine dreistellige.

Tabelle 9.3.
Stromverstärkungsgruppen ($\beta = I_C/I_B$)

	Ge	Si
A	18...35	18...35
B	28...56	28...71
C	45...90	56...140
D	71...140	112...280
E	112...224	224...560
F	–	450...1120

Tabelle 9.4.
Sowjetisches Klassifizierungssystem für dis-
krete Halbleiterbauelemente

1. Element: Material	
Г	Germanium ($\vartheta_v \leq 60^\circ\text{C}$)
1	Germanium ($\vartheta_v \leq 70^\circ\text{C}$)
К	Silizium ($\vartheta_v \leq 60^\circ\text{C}$)
2	Silizium ($\vartheta_v \leq 70^\circ\text{C}$)
А	Verbundhalbleiter
2. Element: Verwendungszweck	
А	Höchstfrequenzdiode
В	C-Diode
Д	Diode
И	Tunneldiode
Н	nichtgesteuertes mehrschichtiges Bauelement
П	MIS-Transistor
С	Z-Diode
Т	Bipolartransistor
У	gesteuertes mehrschichtiges Bauelement
• Ф	Fotobauelement
Ц	Gleichrichtersäule oder -block
3. Element: Leistungs- und Frequenzbereich s. Tabelle 9.5.	
4. Element: Klassifizierung nach unterschiedlichen Gesichtspunkten, z.B. Stromverstärkung	

Bild 9.4 a, b sind vier Anschlußreihen erkennbar, man spricht daher auch von QIL- (Quad-in-Line-) Gehäusen. Bild 9.5 zeigt schließlich noch 4 wichtige TO-Rundgehäuse für lineare IS. Neben den hier genannten Gehäusen haben sich rechteckige Flachgehäuse (Flat Pack) durchgesetzt, die vorwiegend in kleinsten, aber komplexen elektronischen Geräten wie Taschenrechnern eingesetzt werden. Im Rahmen der Miniaturisie-

rung wurden auch sogenannte Mini-DIL-Gehäuse entwickelt. Schaltkreise in derartigen Bauformen werden jedoch dem Amateur nur sehr selten zur Verfügung stehen können, so daß hier nicht weiter auf sie eingegangen werden soll. Im Bild 9.6 sind die Gehäuse einiger optoelektronischer Bauelemente der DDR-Produktion zusammengestellt.

Zur Identifizierung unbekannter Bauelemente dient die Typenbezeichnung, die zwar nach bestimmten Prinzipien aufgebaut ist, aber weltweit keine Vereinheitlichung gefunden hat. Der westeuropäische Pro-Electron-Schlüssel nach Tabelle 9.2. wird relativ häufig und auch teilweise von der DDR und der ČSSR angewandt. In Tabelle 9.3. sind die Abkürzungen der Stromverstärkungsgruppen angegeben. In der Sowjetunion gibt es ein sehr aussagekräftiges Kennzeichnungssystem für diskrete Bauelemente, das in den Tabellen 9.4. und 9.5. erläutert wird. Der US-amerikanische JEDEC-Schlüssel ist wenig aussagefähig, man kann lediglich an Hand der vierstelligen Ziffer das ungefähre Entwicklungsjahr abschätzen. Dioden haben die Bezeichnung 1 N ..., wobei die erste Ziffer die Anzahl der Elektroden minus Eins angibt. Transistoren steht demzufolge 2 N ... voran (Triodenstruktur), Tetradenstrukturen haben die Bezeichnung 3 N ... Diese Bezeichnung hat den Vorteil, daß das Bauelement durch Farbringe gekennzeichnet werden kann. Dazu dient dann der internationale Farbkode, der ursprünglich für die Kennzeichnung von Widerständen vorgesehen war, jetzt aber auch für Kondensatoren und Halbleiterbauelemente genutzt wird. Er ist in der Tabelle 9.6. wiedergegeben. Da Dioden prinzipiell mit 1 N ... beginnen, kann diese Bezeichnung weggelassen werden, die Kathodenseite erhält einen Farbstreifen der doppelten Breite, von der aus gelesen wird. Eine Diode der Ringfolge Gelb-Braun-Gelb-Grau hat also die Bezeichnung

Tabelle 9.5. Leistungs- und Frequenzbereiche sowjetischer diskreter Halbleiterbauelemente

Zahl	Transistoren	Dioden	Höchstfrequenzdioden	Fotobauelemente	Z-Dioden
101 bis 199	NF-Kleinleistungstransistoren, $P < 0,3 \text{ W}$, $f_{h21b} < 3 \text{ MHz}$	Gleichrichter-dioden kleiner Leistung	Mischdioden	Fotodioden	$P \leq 0,3 \text{ W}$, $U_z = 0,1 \dots 9,9 \text{ V}$
201 bis 299	MF-Kleinleistungstransistoren, $P < 0,3 \text{ W}$, $f_{h21b} = 3 \dots 30 \text{ MHz}$	Gleichrichter-dioden mittlerer Leistung	Videodetektoren	Fototransistoren	$P \leq 0,3 \text{ W}$, $U_z = 1 \dots 99 \text{ V}$
301 bis 399	HF-Kleinleistungstransistoren, $P < 0,3 \text{ W}$, $f_{h21b} > 30 \text{ MHz}$	Gleichrichterleistungs-dioden	Modulatoren	–	$P \leq 0,3 \text{ W}$, $U_z = 101 \dots 199 \text{ V}$
401 bis 499	NF-Transistoren, $P = 0,3 \dots 1,5 \text{ W}$, $f_{h21b} < 3 \text{ MHz}$	Universal-dioden	parametrische Dioden	–	$P = 0,3 \dots 5 \text{ W}$, $U_z = 0,1 \dots 9,9 \text{ V}$
501 bis 599	MF-Transistoren, $P = 0,3 \dots 1,5 \text{ W}$, $f_{h21b} = 3 \dots 30 \text{ MHz}$	Impulsdioden	Schalt-dioden	–	$P = 0,3 \dots 5 \text{ W}$, $U_z = 1 \dots 99 \text{ V}$
601 bis 699	HF-Transistoren, $P = 0,3 \dots 1,5 \text{ W}$, $f_{h21b} > 30 \text{ MHz}$	–	Vervielfacherdioden	–	$P = 0,3 \dots 5 \text{ W}$, $U_z = 101 \dots 199 \text{ V}$
701 bis 799	NF-Leistungstransistoren, $P > 1,5 \text{ W}$, $f_{h21b} < 3 \text{ MHz}$	–	–	–	$P \geq 5 \text{ W}$, $U_z = 0,1 \dots 9,9 \text{ V}$
801 bis 899	MF-Leistungstransistoren, $P > 1,5 \text{ W}$, $f_{h21b} = 3 \dots 30 \text{ MHz}$	–	–	–	$P \geq 5 \text{ W}$, $U_z = 1 \dots 99 \text{ V}$
901 bis 999	HF-Leistungstransistoren, $P > 1,5 \text{ W}$, $f_{h21b} > 30 \text{ MHz}$	–	–	–	$P \geq 5 \text{ W}$, $U_z = 101 \dots 199 \text{ V}$

Tabelle 9.6.
Internationaler Farbkode

Farbe	Ziffer	Exponent des Multiplikators	Toleranz in %
Farblos	-	-	± 20
Silber	-	-2	± 10
Gold	-	-1	± 5
Schwarz	0	0	-
Braun	1	1	± 1
Rot	2	2	± 2
Orange	3	3	-
Gelb	4	4	-
Grün	5	5	$\pm 0,5$
Blau	6	6	-
Violett	7	7	-
Grau	8	8	-
Weiß	9	9	-

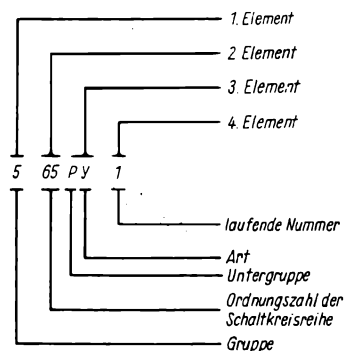
1N4148. Widerstandswerte nach diesem Farbkode werden in Ω angegeben. Die Farbfolge Rot – Violett – Orange – Silber weist auf einen Widerstand von $27 \cdot 10^3 \Omega \pm 10\%$ hin. Für Kapazitätswerte wird die Maßeinheit pF zugrunde gelegt.

- | | |
|----------------|--------------------------------------|
| 1. Farbzeichen | 1. Ziffer |
| 2. Farbzeichen | 2. Ziffer |
| 3. Farbzeichen | Multiplikator |
| 4. Farbzeichen | Toleranz |
| 5. Farbzeichen | zulässige Betriebsspannung in 100 V. |

Die Farbfolge Braun – Schwarz – Rot – Gold – Grau bedeutet, daß der Kondensator eine Kapazität von $10 \cdot 10^2$ pF, eine Toleranz von $\pm 5\%$ und eine zulässige Betriebsspannung von $8 \cdot 100$ V hat, d. h. $1 \text{ nF} \pm 5\%/800 \text{ V}$.

Auch für integrierte Schaltungen wurde in der UdSSR ein eigener Bezeichnungskode entwickelt, der von Zeit zu Zeit (je nach den Erfordernissen der technischen Entwicklung) aktualisiert wird. Da die DDR sowjetische IS in zunehmendem Maße importiert, soll der Be-

Tabelle 9.7.
Bezeichnungskode für sowjetische IS



zeichnungskode von 1984 im folgenden vorgestellt werden. In der Tabelle 9.7. ist der prinzipielle Aufbau einer IS-Typenbezeichnung wiedergegeben.

Den verschiedenen Technologien sind für das erste Element folgende Ziffern zugeordnet:

- | | |
|------------|--|
| 1, 5, 6, 7 | monolithische Integration, |
| 2, 4, 8 | Hybridintegration, |
| 3 | sonstige Technologie (z. B. Dünnschicht- oder Keramik-IS). |

Das zweite Element ist eine willkürlich festgelegte Ordnungszahl. Aus zwei Buchstaben besteht das dritte Element, wobei der erste die Untergruppe und der zweite die genaue Art der integrierten Schaltung kennzeichnen. In der Tabelle 9.8. wird der komplette Schlüssel angegeben. Das vierte Element schließlich beinhaltet die laufende Nummer innerhalb des dritten Elementes. Mit diesen Erläuterungen läßt sich die Typenbezeichnung nach Tabelle 9.7. interpretieren: Es handelt sich um einen Leseschreib-Speicher mit Steuerschaltung, der monolithisch integriert ist. Die Kenntnis dieses Zusammenhangs erleichtert bereits die Suche nach den genauen Daten, die sich möglicherweise an-

Tabelle 9.8. Sowjetischer Buchstabenkode für IS-Funktionen

Funktion	1. Buchstabe	Gesamt- bezeichnung
IS für Signalformung	A	
Rechteckimpulsformer		AГ
Spezielle Impulsformer		AФ
Former für Adreßströme*		AA
Former für Bitströme*		AP
Sonstige Former		АП
Verzögerungsschaltungen	Б	
Passive Verzögerungsschaltungen		БМ
Aktive Verzögerungsschaltungen		БР
Sonstige Verzögerungsschaltungen		БП
IS für Rechen- und Mikrorechentechnik	В	
Mikroprozessoren und zentrale Verarbeitungseinheiten (CPU)		ВМ
Mikrorechner		ВЕ
Bit-Slice-Prozessoren		ВС
IS für Mikroprogrammsteuerung		ВУ
IS für Funktionserweiterung einschl. Erweiterung der Wortbreite von Daten		ВР
Synchronisationsschaltungen		ВБ
Interruptcontroller		ВН
Ein-, Ausgabesteuerung		ВВ
Speichersteuerung		ВТ
Informationswandlungsschaltung (Transformationen)		ВФ
Busempfänger und -treiber		ВА
Taktgeneratoren		ВИ
Taschenrechner-IS		ВХ
Controller		ВГ
IS mit kombinierten Funktionen		ВК
Spezielle IS		ВЖ
Sonstige IS		ВП
Generatoren	Г	
Sinusgeneratoren		ГС
Rechteckgeneratoren		ГГ
Generatoren linear veränderlicher Signale		ГЛ
Generatoren von Signalen spezieller Form		ГФ
Rauschgeneratoren		ГМ
Sonstige Generatoren		ГП
Demodulatoren	Д	
Amplitudendemodulatoren		ДА
Impulsdemodulatoren		ДИ
Frequenzdemodulatoren		ДС
Phasendemodulatoren		ДФ
Sonstige Demodulatoren		ДП
Stromversorgungsschaltungen	Е	
Gleichrichter		ЕВ
Umsetzer		ЕМ

Tabelle 9.8. (Fortsetzung)

Funktion	1. Buchstabe	Gesamt- bezeichnung
Dauerspannungsstabilisatoren		EH
Impulsspannungsstabilisatoren		EK
Stromstabilisatoren		ET
Steuer-IS für Strom- und Spannungsstabilisatoren		EY
Sekundärspannungsquellen		EC
Sonstige Stromversorgungs-IS		EP
Arithmetikelemente	И	
Register		ИР
Volladder		ИМ
Halbadder		ИЛ
Zähler		ИЕ
Koder		ИВ
Dekoder		ИД
Kombinierte Arithmetikelemente		ИК
Arithmetik-Logik-Einheiten (ALU)		ИА
Sonstige Arithmetikelemente		ИП
Schalter	К	
Stromschalter		КТ
Spannungsschalter		КН
Sonstige Schalter		КП
Logikgatter	Л	
AND-Gatter		ЛИ
Inverter		ЛН
OR-Gatter		ЛЛ
NAND-Gatter		ЛА
NOR-Gatter		ЛЕ
AND-OR-Gatter		ЛС
NAND-NOR-Gatter		ЛБ
AND-OR-Inverter		ЛР
AND-OR-Gatter und AND-OR-Inverter		ЛК
OR-NOR-Gatter		ЛМ
Expander		ЛД
Sonstige Gatter		ЛП
Modulatoren	М	
Amplitudenmodulatoren		МА
Frequenzmodulatoren		МС
Phasenmodulatoren		МФ
Impulsmodulatoren		МИ
Sonstige Modulatoren		МП
Arrays	Н	
Diodenarrays		НД
Transistorarrays		НТ
Widerstandsarrays		НР
Kondensatorarrays		НЕ
Kombinierte Arrays		НК
Funktionsarrays (einschl. R-2R-Netzwerke)		НФ
Sonstige Arrays		НП

Tabelle 9.8. (Fortsetzung)

● Funktion	1. Buchstabe	Gesamt- bezeichnung
Wandler	Π	
Frequenzwandler (einschl. Analogmultiplizierer)		ΠC
Impulslängenwandler		ΠD
Spannungs- bzw. Stromwandler		ΠH
Leistungswandler		ΠM
Pegelwandler (Anpassung)		ΠY
A-D-Wandler		ΠA
D-A-Wandler		ΠB
Kodewandler		ΠP
Frequenzsynthesizer		ΠJ
Analoge Frequenzteiler		ΠK
Analoge Frequenzmultiplizierer		ΠE
Sonstige Wandler		ΠΠ
Speicher	P	
Schreib-Lese-Speichermatrizen		PM
Festwertspeichermatrizen		PB
Schreib-Lese-Speicher mit Steuerschaltung (RAM)		PY
Programmierbarer Festwertspeicher mit Steuerschaltung (PROM)		PT
Maskenprogrammierter Festwertspeicher mit Steuerschaltung (ROM)		PE
Magnetblasenspeicher		ΠQ
Elektrisch umprogrammierbarer Festwertspeicher mit Steuerschaltung (EPROM)		PP
Elektrisch programmierbarer und mit UV-Licht löscher Festwertspeicher mit Steuerschaltung (EPROM)		PΦ
Assoziativspeicher		PA
Sonstige Speicher		ΠΠ
Komparatoren	C	
Amplituden- bzw. Signalpegelkomparatoren		CA
Zeitkomparatoren		CB
Frequenzkomparatoren		CC
Spannungskomparatoren		CK
Sonstige Vergleichsschaltungen		CP
Trigger (Flip-Flops)	T	
JK-Flip-Flops		TB
RS-Flip-Flops		TP
D-Flip-Flops		TM
T-Flip-Flops		TT
Dynamische Trigger		TD
Schmitt-Trigger		TJ
Kombinierte Trigger (DT- oder RST-Trigger)		TK
Sonstige Trigger		ΠΠ
Verstärker	Y	
HF-Verstärker**		YB
ZF-Verstärker**		YP
NF-Verstärker**		YH

Tabelle 9.8. (Fortsetzung)

Funktion	1. Buchstabe	Gesamtbezeichnung
Breitbandverstärker (einschl. Videoverstärker)		УК
Impulsverstärker		УИ
Folgerstufen		УЕ
Lese- und Wiedergabeverstärker		УЛ
Anzeigeverstärker		УМ
Gleichstromverstärker**		УТ
Operationsverstärker**		УД
Differenzverstärker		УС
Sonstige Verstärker		УП
Filter	Φ	
HF-Filter		ΦВ
NF-Filter		ΦН
Bandpässe		ΦЕ
Bandsperrn		ΦР
Sonstige Filter		ΦП
Mehrfunktions-IS	X	
Analoge Mehrfunktions-IS		ХА
Digitale Mehrfunktions-IS		ХЛ
Kombinierte Mehrfunktions-IS		ХК
Sonstige Mehrfunktions-IS		ХП
Lichtempfindliche IS mit CCD-Strukturen	Ц	
CCD-Matrizen		ЦМ
CCD-Zeilen		ЦЛ
Sonstige CCD-Strukturen		ЦП

* Spannungs- und Stromformer

** Spannungs- und Leistungsverstärker einschl. rauscharme Verstärker

schließt. Die Schaltkreisfamilie wird mit den 3 oder 4 Ziffern des 1. und 2. Elements gekennzeichnet. Weitere Unterscheidungen sind durch das Vor- bzw. Nachstellen von Buchstaben- oder Zifferngruppen möglich:

K 565 PY 1.

Das vorgestellte K deutet darauf hin, daß die IS für allgemeine Anwendungen vorgesehen ist.

Da für eine IS-Reihe oft verschiedene Gehäusearten verwendet werden, werden weitere Unterscheidungen getroffen, die jedoch nicht einheitlich sind:

K 565 PY 1 Metall-Keramik-Gehäuse,

KP 565 PY 1 Plastgehäuse,

K 155 TB 1 Plastgehäuse,

KM 155 TB 1 Keramikgehäuse.

Geht der gesamten Typenbezeichnung ein Э voran, deutet dies auf ein für den Export vorgesehenes Bauelement hin. Gewöhnlich sind die Anschlüsse im Zollraster statt des üblichen Millimeterrasters angeordnet: ЭК 561 ИИ 1.

Hybridintegrationsgerechte IS haben den Zusatz Б vor dem ersten Element: КБ 1402 УЕ 1-1

Die nachgestellte Ziffer, durch den Bindestrich vom vierten Element getrennt, weist auf die Art der hybridinte-

grationsgerechten Anschlüsse hin:

- 1 Flying-Wire-Anschlüsse,
- 2 bandförmige Anschlüsse (einschließlich Zuführungen für Filmbondtechnik),
- 3 Beam-Lead-Anschlüsse,
- 4 Chips im Scheibenverband,
- 5 vereinzelte Chips mit Orientierung,
- 6 vereinzelt Chips.

Durch das Nachstellen von Buchstaben kann ebenfalls auf Gehäusevarianten hingewiesen werden:

K 500 TM 133 M.

Dabei gelten folgende Zuordnungen:
 ohne Zusatz Plastgehäuse,
 M Keramikgehäuse,
 T Metall-Keramik-Gehäuse.

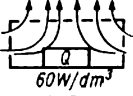
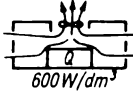
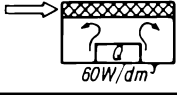
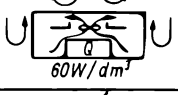
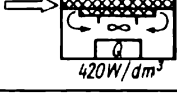
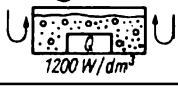
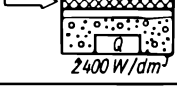
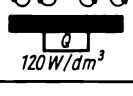
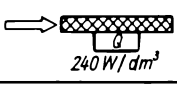
9.2. Wärmeabfuhr

Halbleiter sind empfindlich gegen Erwärmung, sie können durch zu hohe Tempe-

raturen zerstört werden. Sowohl beim Betrieb als auch bereits beim Einbau ist also jede Überhitzung zu vermeiden. Bild 9.7 zeigt eine Übersicht über zweckmäßige Kühlmöglichkeiten elektronischer Geräte. Die angegebenen Werte gelten für eine Übertemperatur im Gerät von 40 K gegenüber der Außentemperatur. Sie beziehen sich auf 1 dm³ in der Schaltung angeordneter Bauelemente, nicht aber auf umbauten Luftraum! Bild 9.8 zeigt den Bereich der zulässigen Lötparameter (Lötdauer und Löttemperatur) in Abhängigkeit voneinander. Im Bild 9.9 ist ein Nomogramm für die erforderliche Kühlung von Leistungstransistoren enthalten. Der Wärmewiderstand R_{thK} des Kühlblechs wird nach der Nähe-

Bild 9.7

Kühlung elektronischer Baugruppen in Gehäusen

		Wärmeabführung nach außen	
		durch freie Konvektion	durch erzwungene Konvektion
Wärmeabführung innerhalb des Gerätes durch	offenen Luftaustausch	 60 W/dm ³	 600 W/dm ³
	freie Konvektion	 15 W/dm ³	 60 W/dm ³
	erzwungene Konvektion	 60 W/dm ³	 420 W/dm ³
	freie Flüssigkeitsumwälzung	 1200 W/dm ³	 2400 W/dm ³
	Wärmeleitung Festkörper	 120 W/dm ³	 240 W/dm ³

 Wärmeaustauscher

 Kühflüssigkeit

 fester Wärmeleiter

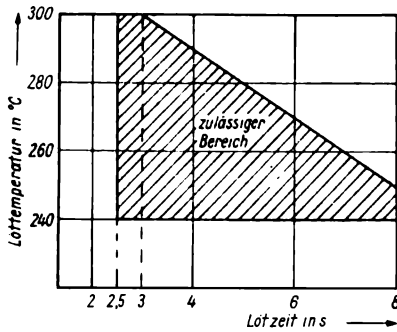


Bild 9.8
Bereich der zulässigen Lötparameter

rungsformel

$$R_{thK} = \frac{3,3}{\sqrt{\lambda} d} C^{0,25} + \frac{650}{A} C$$

berechnet. Dabei sind

λ = Wärmeleitwert des Kühlblechs in W/K cm,

d = Dicke des Blechs in mm,

A = Fläche des Blechs in cm²,

C = Korrekturfaktor für Lage und Beschaffenheit des Blechs.

Werte für λ :

Aluminium – 2,1 W/K cm,

Kupfer – 3,8 W/K cm,

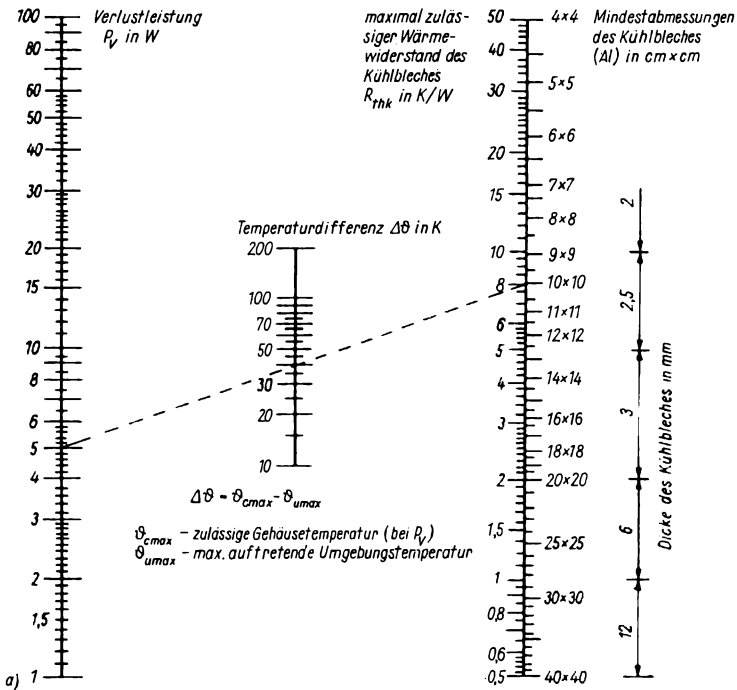


Bild 9.9

Kühlnomogramm für Leistungstransistoren;
Zusammenhang zwischen Wärmewiderstand
und Kühlfläche

Tabelle 9.9.
Relative lineare Ausdehnungskoeffizienten
verschiedener Materialien in K⁻¹

Invar	$(0,9...1,2) \cdot 10^{-6}$
Wolfram	$(3,3...3,4) \cdot 10^{-6}$
Chrom	$5,9 \cdot 10^{-6}$
Titan	$(7,5...8,5) \cdot 10^{-6}$
Gußeisen	$(8,7...11,1) \cdot 10^{-6}$
Stahl	$(10,6...12,2) \cdot 10^{-6}$
Nickel	$13,3 \cdot 10^{-6}$
Konstantan	$15,2 \cdot 10^{-6}$
Kupfer	$(16,6...17,1) \cdot 10^{-6}$
Messing	$(17,8...18,2) \cdot 10^{-6}$
Silber	$19,6 \cdot 10^{-6}$
Aluminium	$23,8 \cdot 10^{-6}$
Zinn	$23,8 \cdot 10^{-6}$
Magnesium	$26,2 \cdot 10^{-6}$
Blei	$39,5 \cdot 10^{-6}$
Quarz	$0,5 \cdot 10^{-6}$
Sitall	$5 \cdot 10^{-6}$
Keramik	$(6...12) \cdot 10^{-6}$
Hartpapier	$(17...25) \cdot 10^{-6}$
Novotex	$(20...40) \cdot 10^{-6}$
Fluoroplast	$(50...110) \cdot 10^{-6}$
Glas	$(60...120) \cdot 10^{-6}$
Polystyrol	$70 \cdot 10^{-6}$
Plexiglas	$(80...140) \cdot 10^{-6}$
Polyäthylen	$(100...180) \cdot 10^{-6}$
Polyurethan	$130 \cdot 10^{-6}$

Messing – 1,1 W/K cm,
Stahl – 0,46 W/K cm.

Werte für C:

senkrechte Lage, blank 0,85,
senkrechte Lage, geschwärzt 0,43,
waagerechte Lage, blank 1,
waagerechte Lage, geschwärzt 0,5.

Tabelle 9.9. enthält die relativen linearen Ausdehnungskoeffizienten einiger Materialien.

9.3. Normreihen

Die Widerstandsreihen unterscheiden sich durch die zugelassenen Toleranzen und damit durch die zugelassene Schritt-

Tabelle 9.10.
Normwerte der E-Reihen

E 6	E 12	E 24	E 48
1,0	1,0	1,0	1,00 2,20 4,70
1,5	1,2	1,1	1,05 2,30 4,90
2,2	1,5	1,2	1,10 2,40 5,10
3,3	1,8	1,3	1,15 2,55 5,35
4,7	2,2	1,5	1,20 2,70 5,60
6,8	2,7	1,6	1,25 2,85 5,90
± 20 %	3,3	1,8	1,30 3,00 6,20
	3,9	2,0	1,40 3,15 6,50
	4,7	2,2	1,50 3,30 6,80
	5,6	2,4	1,55 3,45 7,15
	6,8	2,7	1,60 3,60 7,50
	8,2	3,0	1,70 3,75 7,85
	± 10 %	3,3	1,80 3,90 8,20
		3,6	1,90 4,10 8,60
		3,9	2,00 4,30 9,10
		4,3	2,10 4,50 9,55
		4,7	± 2 %
		5,1	
		5,6	
		6,2	
		6,8	
		7,5	
		8,2	
		9,1	
		± 5 %	

weite voneinander. Die Reihe E n wird ermittelt, indem

$$\sqrt[n]{10} = \dots$$

errechnet wird. Die Normreihe E 6 mit n = 6 hat demzufolge Schrittweiten von 1,47 und Toleranzen von ± 20 %, die Reihe E 12 ist mit 1,21 gestaffelt und hat Toleranzen von ± 10 %, die E-24-Reihe hat bei 5 % Toleranz Schrittweiten von 1,1. Die E-48-Reihe ist die genaueste, sie hat nur ± 2 % Toleranz und 1,05-Sprünge. Tabelle 9.10. zeigt die Normwerte der Widerstandsreihen. In der Tabelle 9.11. sind die Werte von zwei parallel geschalteten Widerständen der E-24-Reihe zusammengestellt.

Tabelle 9.11.

Widerstandswerte von zwei parallel geschalteten E-24-Widerständen

10	11	12	13	15	16	18	20	22	24	27	30	33	36	39	43	47	51	56	62	68	75	82	91	R_1/R_2
5	5,2	5,4	5,6	6	6,1	6,4	6,7	6,9	7	7,3	7,5	7,7	7,8	7,9	8,1	8,2	8,4	8,5	8,6	8,7	8,8	8,9	9	10
	5,5	5,7	5,9	6,3	6,5	6,8	7,1	7,3	7,5	7,8	8	8,2	8,4	8,6	8,7	8,9	9	9,2	9,3	9,5	9,6	9,7	9,8	11
		6	6,2	6,7	6,8	7,2	7,5	7,8	8	8,3	8,6	8,8	9	9,2	9,4	9,5	9,7	9,9	10	10,2	10,3	10,5	10,6	12
			6,5	7	7,1	7,5	7,9	8,2	8,4	8,8	9,1	9,3	9,5	9,7	10	10,2	10,3	10,5	10,7	10,9	11,1	11,2	11,4	13
				7,5	7,7	8,2	8,6	8,9	9,2	9,6	10	10,3	10,6	10,8	11,1	11,4	11,6	11,8	12,1	12,3	12,5	12,7	12,9	15
					8	8,5	8,9	9,3	9,6	10	10,4	10,8	11,1	11,3	11,7	11,9	12,2	12,4	12,7	12,9	13,2	13,4	13,6	16
						9	9,5	9,9	10,3	10,8	11,2	11,6	12	12,3	12,7	13	13,3	13,6	13,9	14,2	14,5	14,8	15	18
							10	10,5	10,9	11,5	12	12,4	12,8	13,2	13,6	14	14,4	14,7	15,1	15,5	15,8	16,2	16,4	20
								11	11,5	12,1	12,7	13,2	13,5	14	14,5	15	15,4	15,8	16,2	16,6	17	17,3	17,7	22
									12	12,6	13,3	13,9	14,4	14,8	15,4	15,9	16,3	16,8	17,3	17,7	18,2	18,6	19	24
										13,5	14,2	14,8	15,4	15,9	16,4	17	17,6	18,2	18,8	19,3	19,8	20,3	20,8	27
											15	15,7	16,4	16,9	17,7	18,3	18,9	19,5	20,2	20,8	21,4	22	22,6	30
												16,5	17,2	17,9	18,7	19,4	20	20,8	21,5	22,2	22,9	23,5	24,2	33
													18	18,7	19,5	20,4	21,1	21,9	22,8	23,5	24,3	25	25,8	36
														19,5	20,4	21,3	22,1	23	23,9	24,8	25,6	26,4	27,3	39
															21,5	22,4	23,3	24,3	25,4	26,3	27,3	28,2	29,2	43
																23,5	24,4	25,5	26,7	27,8	28,9	29,9	31	47
																	25,5	26,7	28	29,1	30,3	31,4	32,7	51
																		28	29,4	30,7	32	33,3	34,6	56
																			31	32,4	33,9	35,3	36,9	62
																				34	35,7	37,2	38,9	68
																					37,5	39,1	41,1	75
																						41	43,1	82
																							45,5	91

9.4. Nomogramme

Die Bilder 9.10 bis 9.22 zeigen einige Nomogramme, die helfen, unbequeme Rechnungen zu sparen und grafisch zum Ergebnis zu kommen.

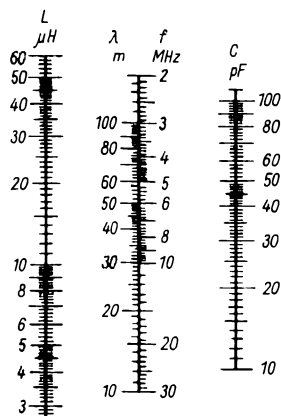


Bild 9.10
Schwingkreisnomogramm für den KW-Bereich

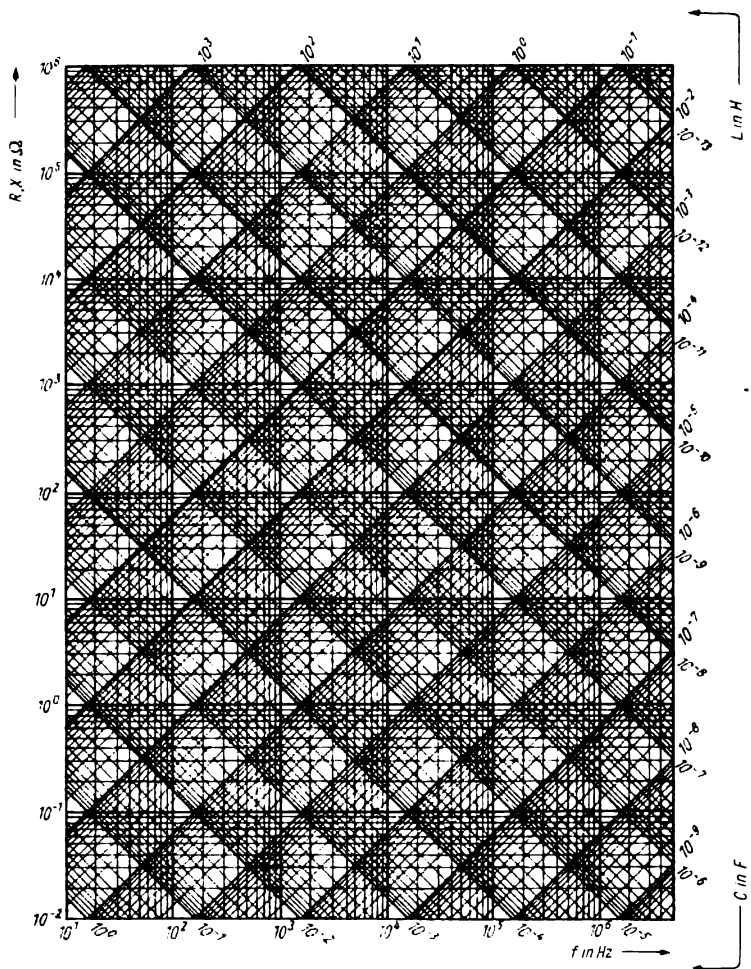
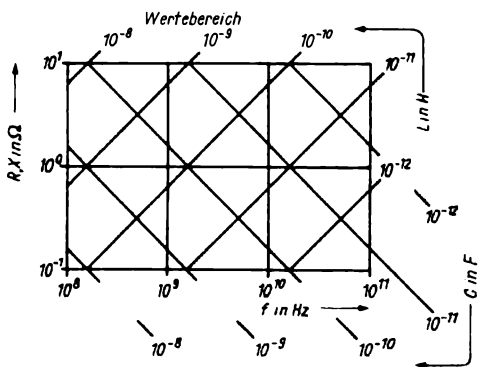
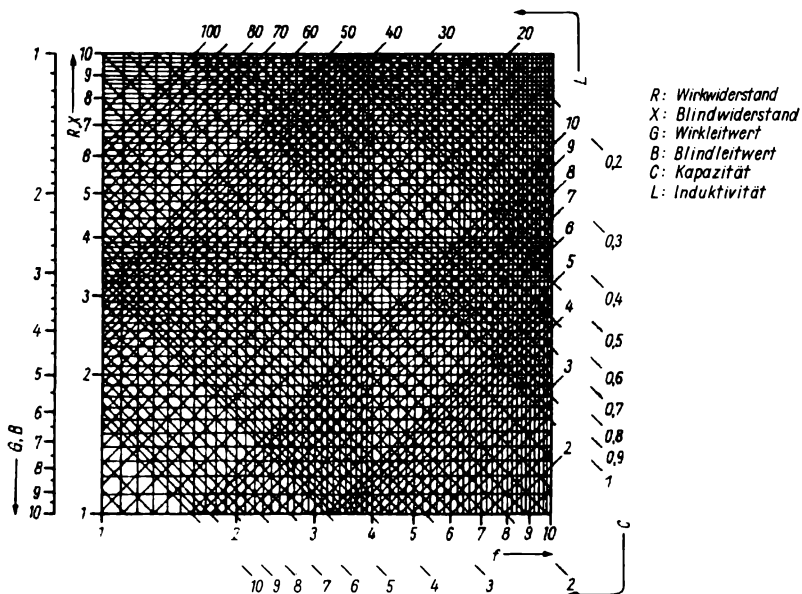


Bild 9.11
Scheinwiderstandsnomogramm für den HF-
Bereich



$$X = 2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

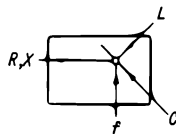


Bild 9.12
 Berechnung äquivalenter RLC-Kreise

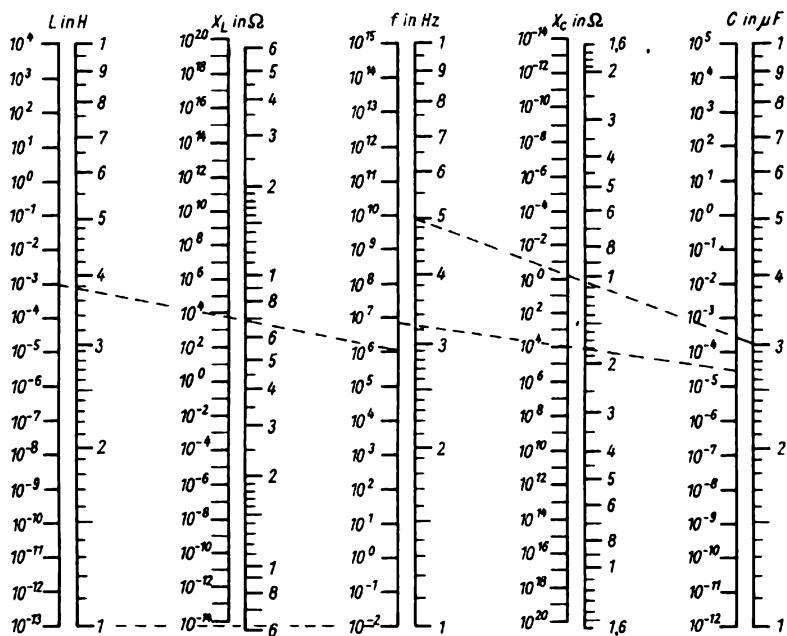


Bild 9.13
Nomogramm für die Ermittlung
von X_L und X_C

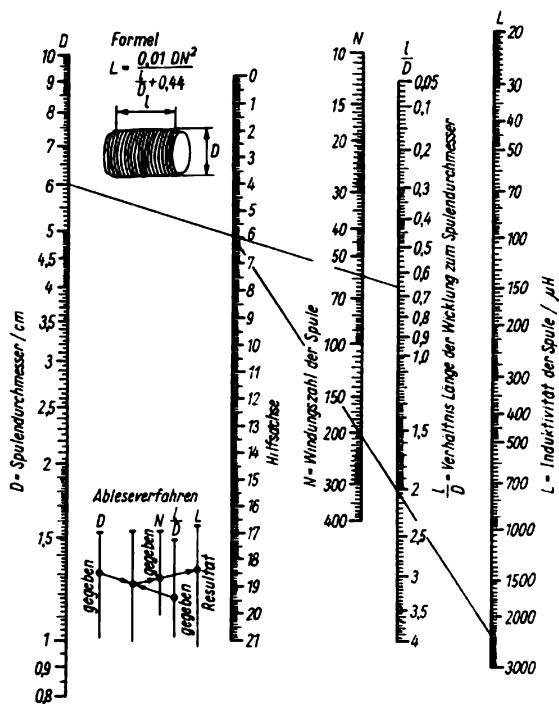


Bild 9.14
Induktivität einiger Zylinderspulen
(D , l in cm einsetzen)

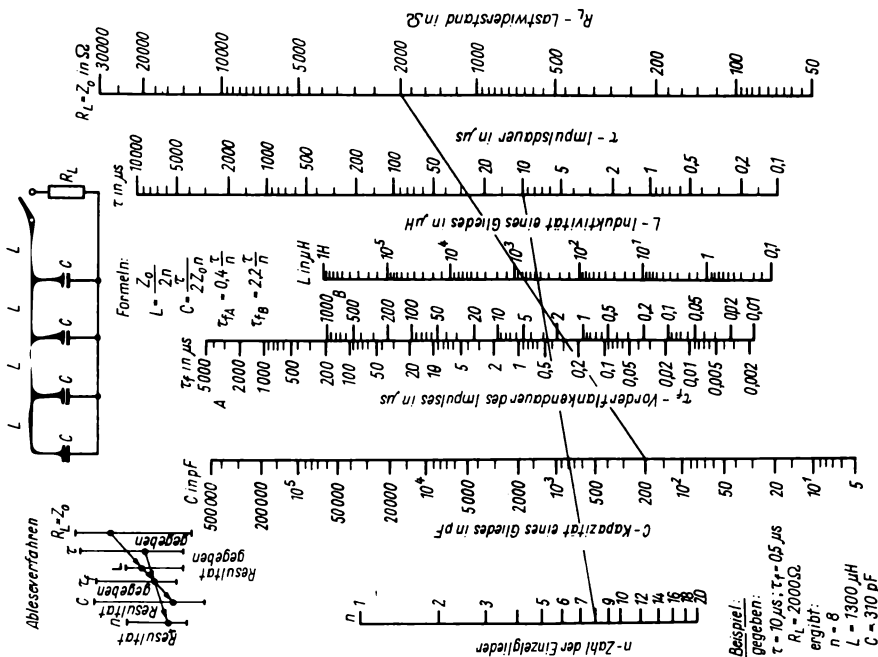


Bild 9.15
Berechnung von Laufzeitketten

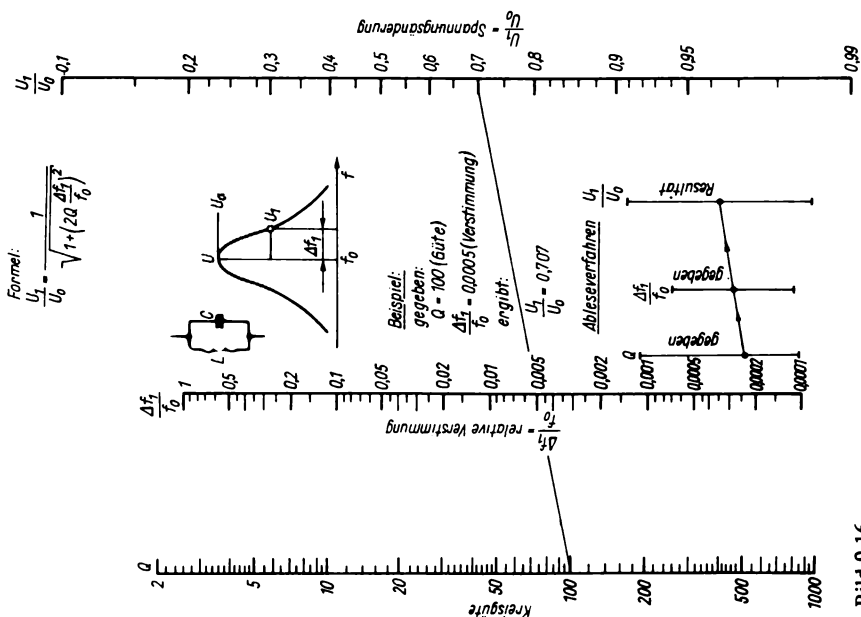
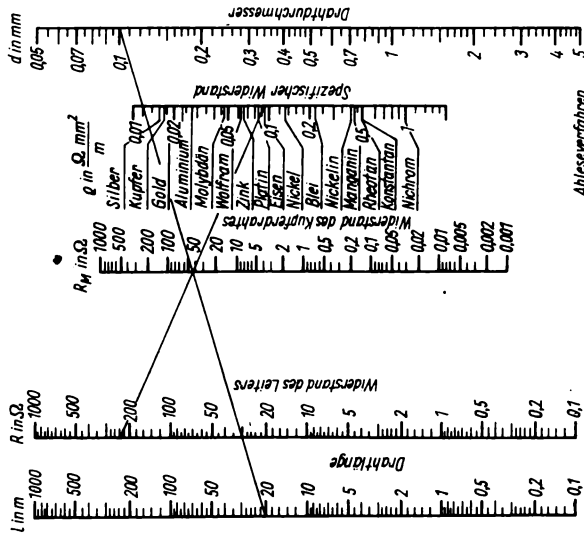


Bild 9.16
Schwingkreisnomogramm (Spannungsänderung bei Verstimmung)

Formel: $R = \frac{4 \rho l}{\pi d^2}$



Beispiel:
 gegeben:
 $d = 0,1 \text{ mm}$
 $l = 20 \text{ m}$
 Eisen
 Ergebnis:
 $R = 234 \Omega$



Bild 9.17
 Widerstand von Leitern

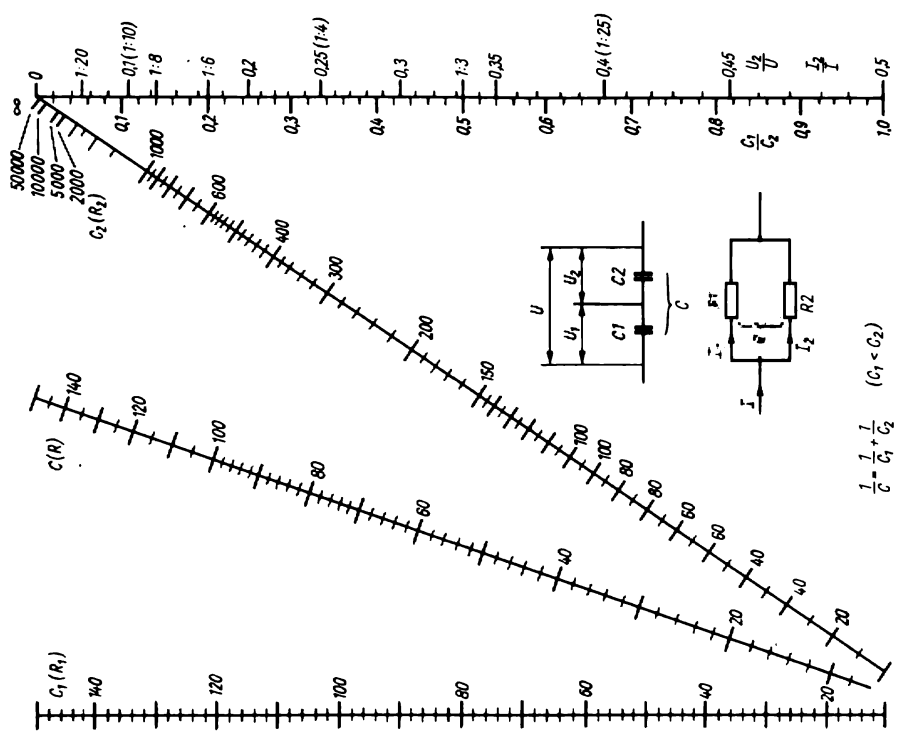


Bild 9.18
 Reihenschaltung von Kapazitäten, Parallelschaltung von Widerständen

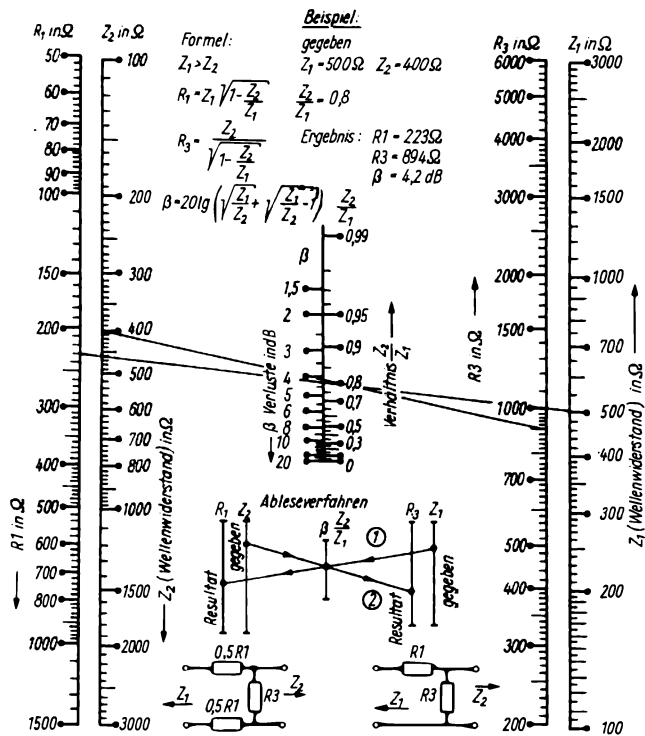


Bild 9.19
Anpaßvierpole minimaler Dämpfung

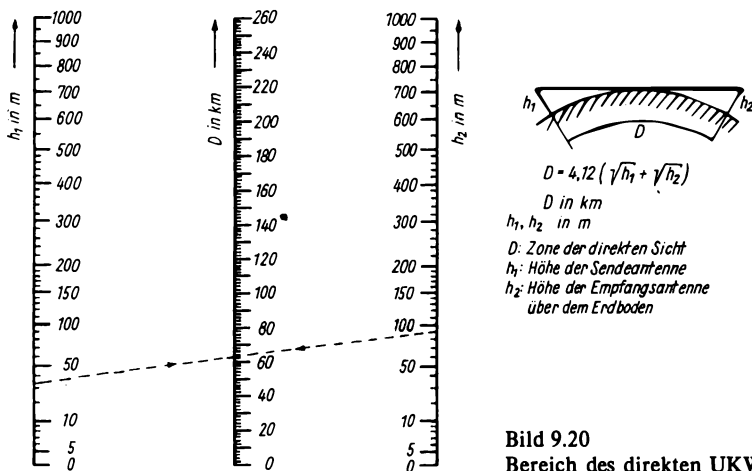


Bild 9.20
Bereich des direkten UKW-Empfangs

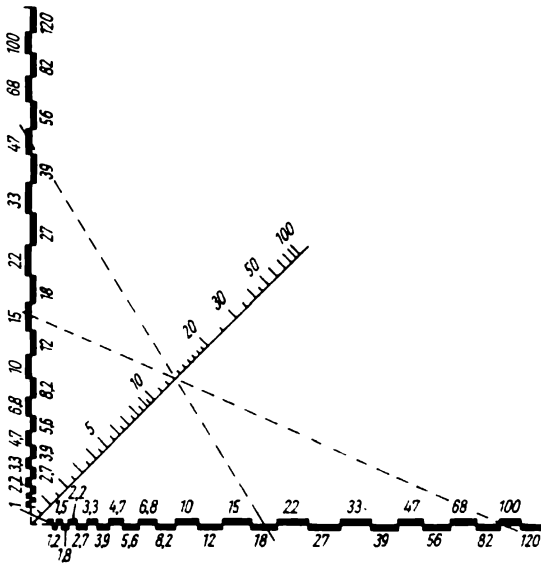


Bild 9.21
Parallelschaltung von Widerständen
bzw. Reihenschaltung von Kapazi-
täten der E-12-Reihe

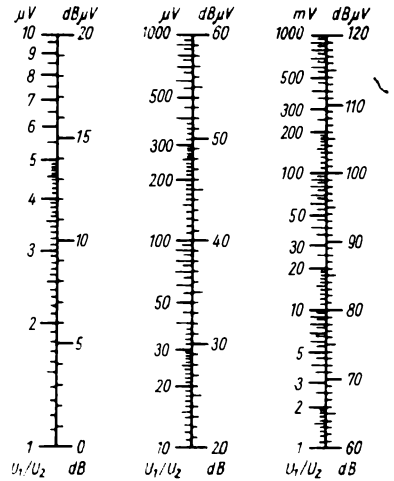


Bild 9.22
Umrechnung von dB (μV) in μV (mV)
und dB in Spannungsverhältnisse

9.5. Verwendete Symbole

A	Querschnitt
A_T	Fläche des Kühlkörpers
A_U	Spannungsverstärkung
C	Kapazität
C	Akkumulatorkapazität in Ah
c	Lichtgeschwindigkeit
C_{BC}	Basis-Kollektor-Kapazität
C_{GD}	Gate-Drain-Kapazität
C_{GS}	Gate-Source-Kapazität
C_I	Miller-Kapazität
C_I	Eingangskapazität
C_K	Kollektorsperrschichtkapazität
C_k	Kompensationskapazität
C_L	Lastkapazität
C_n	n-Stunden-Akkumulatorkapazität
C_w	Wärmekapazität
CMR	Gleichtaktunterdrückung
d	Durchgriff
E	Feldstärke

E_a	Akzeptorenergie
E_d	Donatorenergie
E_v	Breite der verbotenen Zone
F	Rauschzahl
F_z	Zusatzrauschfaktor
f	Arbeitsfrequenz
f_{gr}	Grenzfrequenz
f_m	Verstärkungsmittenfrequenz
f_o	obere Grenzfrequenz
f_T	Transitfrequenz
f_T	Verstärkungs-Bandbreite-Produkt
f_u	untere Grenzfrequenz
Δf	Bandbreite
g_{22}	Ausgangsleitwert
h	Höhe
h	Plancksches Wirkungsquantum
h_{11}	Eingangswiderstand
h_{12}	Spannungsrückwirkung
h_{21}	Kleinsignalstromverstärkung
h_{22}	Ausgangsleitwert
i_1	Eingangsstrom

i_2	Ausgangsstrom	P_0	verfügbare Leistung
i_B, I_B	Basisstrom	Q	Güte
i_C, I_C	Kollektorstrom	R	Widerstand
I_{CO}	Sperrstrom	r_1	Eingangswiderstand
I_{CB0}	Kollektorreststrom in Basis-schaltung	r_2	Ausgangswiderstand
I_{CC}	Speisestrom	R_a	Ausgangswiderstand
I_{CE0}	Kollektorreststrom in Emitter-schaltung	r_b	Basiswiderstand
I_D	Drainstrom	$r_{bb'}$	Basisbahnwiderstand
I_d	Dunkelstrom	R_C	Kollektorkreiswiderstand
I_{DSS}	Drain-Source-Kurzschlußstrom	r_C	Kollektorwiderstand
i_E, I_E	Emitterstrom	R_e	Eingangswiderstand
I_e	Eingangsstrom	r_e	Emitter-Basis-Diffusionswiderstand
I_{Einst}	Einstellstrom	r_e	Emitterwiderstand
I_F	Durchlaßstrom	R_g	Generatorwiderstand
i_G, I_G	Gatestrom	R_I	Eingangswiderstand
I_I	Eingangsstrom	R_i	Innenwiderstand
I_{IH}	Eingangsstrom bei H	R_k	Kompensationswiderstand
I_{IL}	Eingangsstrom bei L	R_L	Lastwiderstand
I_{IO}	Eingangsoffsetstrom	R_s	Sourcewiderstand
i_K	Kurzschlußstrom	R_{th}	thermischer Widerstand
I_n	Entladestrom bei	S	Steilheit
$C_n \left(I_n = \frac{n}{10} C_n \right)$		S_m	mittlere Steilheit
I_{OH}	Ausgangsstrom bei H	SVR	Betriebsspannungsunterdrückung
I_{OL}	Ausgangsstrom bei L	t	Tastverhältnis
I_P	Fotostrom	t_a	Anstiegszeit
I_R	Sperrstrom	t_{aus}	Ausschaltverzögerungszeit
i_r	Rauschstrom	t_D	Verzögerungszeit
I_S	Stromaufnahme	t_{ein}	Einschaltverzögerungszeit
I_{Set}	Programmierstrom	t_K	Kurzschlußdauer
I_{TO}	Schwellstrom	t_r	Anstieg der Rückflanke
k	Temperaturkoeffizient im Halbleitermaterial	U	Spannung, Potential
k_w	Wärmewiderstand	u_2	Ausgangsspannung
L	Induktivität	u_1	Eingangsspannung
l	Materialdicke	U_B	Betriebsspannung
M	Störabstand	U_{BB}	Substratspannung
n	beliebige Zahl	U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
P	Leistung	U_C	Kollektorspannung
P_a	Ausgangsleistung	U_{CB}	Kollektor-Basis-Spannung
P_C	Kollektorverlustleistung	U_{CC}	Betriebsspannung
P_e	Eingangsleistung	$+ U_{CC}$	positive Betriebsspannung
P_L	Leistungsaufnahme	$- U_{CC}$	negative Betriebsspannung
P_V	Verlustleistung	U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
P_{tot}	Gesamtverlustleistung	U_{DD}	Drainspannung
		U_{DS}	Drain-Source-Spannung
		U_{DSP}	Abschnürspannung
		$U_{Einst.}$	Einstellspannung

U_F	Durchlaßspannung
U_{GG}	Gatepotential
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_H	Spannung bei H-Potential
u_i, U_i	Eingangsspannung
U_{IC}	Gleichtakteingangsspannung
U_{ID}	Differenzeingangsspannung
U_{IH}	Eingangsspannung bei H
U_{IL}	Eingangsspannung bei L
U_{IO}	Eingangsoffsetspannung
U_L	Leerlaufspannung
U_L	Spannung bei L-Potential
U_O	Ausgangsspannung
U_{OH}	Ausgangsspannung bei H
U_{OL}	Ausgangsspannung bei L
U_P	Fotospannung
U_R	Referenzspannung
U_R	Sperrspannung
u_r	Rauschspannung
U_{ref}	Referenzspannung
u_{rth}	thermische Rauschspannung
U_S	Betriebsspannung
U_T	Temperaturspannung
U_T	Schwellspannung
$\overline{u}_{th}$	thermisches Kanalrauschen
U_Z	Z-Spannung
V	Volumen
V_g	geschlossene Schleifenverstärkung
V_i	Stromverstärkung
V_L	Schleifenverstärkung
V_p	Leistungsverstärkung
V_u	Spannungsverstärkung
y_{11}	Eingangsleitwert
y_{21}	Steilheit
Z	Scheinwiderstand
α	Stromverstärkungsfaktor
β	Kleinsignalstromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung
β_f	effektive Stromverstärkung
ΔW	Energiedifferenz
ϑ	Temperatur in °C
ϑ_a	Betriebstemperatur
ϑ_c	Gehäusetemperatur
ϑ_j	Sperrschichttemperatur
ϑ_o	Umgebungstemperatur
ϑ_s	Lagertemperatur
ϑ_u	Umgebungstemperatur

λ	Wellenlänge
λ	Wärmeleitkoeffizient
φ	spezifischer Widerstand
ω	Kreisfrequenz

9.6. Vergleichslisten

In den folgenden Tabellen 9.12. und 9.13. sind viele der in diesem Buch erwähnten Transistoren, IS und optoelektronischen Bauelemente mit ihren internationalen Äquivalenztypen zusammengestellt.

In runde Klammern () gesetzte Typenbezeichnungen deuten an, daß keine vollständige Kompatibilität besteht und daß ein eventueller Austausch nur bedingt möglich ist. Für Transistoren, die eine Bezeichnung nach dem JEDEC- oder dem Pro-Electron-Schlüssel haben, wurden weitere Äquivalente gesucht, obwohl gleiche Typen sowohl in einigen Staaten des RGW (z. B. Ungarn, Rumänien, aber auch Jugoslawien) als auch von verschiedenen westeuropäischen Herstellern mit identischen Typenbezeichnungen gefertigt werden.

Die jeweils angegebenen Austauschtypen wurden diversen Listen der verschiedensten Hersteller entnommen. Bauelemente, für die keine von den Herstellerfirmen empfohlenen Äquivalenzen gefunden wurden, können also ebenfalls durchaus ersetzbar sein. In diesem Falle ist ein Vergleich der technischen Daten zwischen vorhandenen und geforderten Typen erforderlich. Die Einsichtnahme in die Datenblätter ist darüber hinaus in jedem Fall zu empfehlen, wenn andere als angegebene Typen verwendet werden sollen. Die hier veröffentlichten Listen sind als Unterstützung gedacht.

Tabelle 9.12. RGW-Bauelemente und ihre internationalen Vergleichstypen

A 109 D	μA 709 C	E 355 D	–
A 202 D	TDA 1002 A	GD 241 B	OC 30
A 210 E/K	TBA 810 AS	K 118 УД 1	–
A 220 D	TBA 120 S	K 140 MA 1	–
A 225 D	TDA 1047	K 140 УД 7	μA 741
A 273 D	TCA 730	K 155 ЛА 3	SN 7400 N
A 274 D	TCA 740	K 155 ЛП 7	SN 75450 N
A 277 D	(UAA 180)	K 155 ТЛ 1	SN 7413 N
A 281 D	TAA 981	K 553 УД 1	μA 709
A 283 D	TDA 1083	KF 272	–
A 290 D	MC 1310 P	KF 517	–
A 301 D/V	TCA 205 A	KFY 16	2 N 3703
A 302 D	TCA 345 A	KT 209	–
A 2030 H/V	TDA 2030 H/V	KT 315	BC 237
B 081 D	TL 081	KT 326	–
B 082 D	TL 082	KT 342	BCY 42
B 083 D	TL 083	KT 361	–
B 084 D	TL 084	KT 802	BDY 12
B 109 D	μA 709 C	KT 805	–
B 176 D	μA 776	KT 807	–
B 177 D	μA 776	KT 816	OC 30
B 260 D	TDA 1060	KT 904	BLY 22
B 304 D	(TCA 205 A)	KTY 10	–
B 340 D	–	KU 601	BDY 12
B 461 G	SAS 261 S4	KU 602	–
B 462 G	SAS 261	KU 607	BUY 12
B 511	(AD 590)	КП 301	–
B 555 D	LM 555	КП 303	BF 247
B 589	AD 589	КП 307 Г	2 N 3823
B 635 D	TCA 335	КП 312 A	2 N 4416
B 761 D	TAA 761	L 133 C	CCD 133
B 861 D	TAA 861 A	MA 78xx	μA 78xx
B 3170 H/V	LM 317, (LM 117)	MA 7805	μA 7805
B 3171 H/V	LM 317 HV	MAA 723 CN	TDB 0723 A
B 3370 H/V	LM 337	MAA 741	μA 741
B 3371 H/V	LM 337 HV	MAA 741 CN	TBA 221
B 4761 D	TAA 4761 A	MB 104	CNY 17
B 4765 D	TAA 4765 A	MB 111	MCL 111
BC 212	BCY 19	MB 123	–
BC 302	BFY 52, 2 N 3053	MB 125	SFH 900
BC 308	BC 158, BC 252	МП 39	AC 107
C 520 D	AD 2020	Π 214	AUY 21
D 100 D	SN 7400 N	Π 403	AF 136
D 103 D	SN 7403 N	Π 606	–
D 126 D	SN 7426 N	SC 206	BC 170
D 147 D	SN 7447 N	SC 207	BC 170
D 172 D	SN 7472 N	SC 235	BF 255
D 201 D	SN 74H01 N	SC 236	BC 236
D 347 D	(SN 7447 N)	SC 237	BC 107, BC 237, 2 N 3643
		SC 238	BC 170
		SC 239	BCY 58, BCY 59
		SC 307	BC 307, BCW 69/70, 2 N 3638

SC 308	BCW 29/30, BC 252	VQB 37	(DL 3403)
SC 309	BC 895	VQE 24	TLG 325
SD 136	BD 136	1 KT 011	SN 75614 N
SD 335	BD 135	2 N 1613	2 N 696
SD 336	BD 136	2 N 2222 A	2 N 2539
SD 337	BD 137	2 N 2369	2 N 914
SD 338	BD 138	2 N 3055	2 N 3232
SD 340	BD 140	2 T 3167	–
SD 357	–	2 T 3851	–

SD 812	BUY 77
SF 121	BSY 91
SF 126	BSY 51
SF 127	BC 337
SF 128	BC 341, BSY 87

SF 129	BSY 55
SF 131	BSY 19
SF 132	BSY 19
SF 136	2 N 708
SF 137	BSY 19
SF 150	BF 119
SF 215	BF 254
SF 216	BF 255
SF 225	BF 241
SF 245	BF 199/241, 2 N 5179

SF 357	BF 256
SM 103	–
SM 104	3 SK 20
SMY 52	MEM 550
SP 101	(BPX 61)
SP 103	(BPX 63)
SP 201	(BPX 70)
SP 211	BPX 62
SS 108	BSY 19
SS 218	BSY 95 A
SU 160	BU 208
SU 165	BU 126
SU 180	BU 204
U 40511 D	(CD 4511)

UL 7211 D	–
V 4007 D	CD 4007 B
V 4011 D	CD 4011 B
V 4023 D	CD 4023 B
V 40511 D	(CD 4511)
VQ 110	CQY 32
VQ 123	SFH 409
VQA 10	CQY 21
VQA 13	CQY 20
VQA 16	CQY 50
VQA 23	CQY 25
VQA 26	CQY 55
VQA 60	LD 100
VQB 27	(DL 3403)

Tabelle 9.13. Internationale Bauelemente und ihre RGW-Äquivalente

AC 107	MPI 39
AD 580	–
AD 589	B 589
AD 590	(B 511)
AD 2020	C 520 D
AF 136	Π 403
AUY 21	Π 214
BC 107	SC 237
BC 158	BC 308
BC 170	SC 206, SC 207, SC 238
BC 236	SC 236
BC 237	KT 315, SC 237
BC 252	BC 308, SC 308, KC 308
BC 307	SC 307
BC 337	SF 127
BC 895	SC 309
BCW 29/30	SC 308
BCW 69/70	SC 307
BCY 19	BC 212
BCY 42	KT 342
BCY 58	SC 239
BCY 59	SC 239
BCY 78	–
BD 135	SD 335
BD 136	SD 136, SD 336
BD 137	SD 337
BD 138	SD 338
BD 140	SD 340
BDY 12	KT 802, KU 601
BF 119	SF 150
BF 199	SF 245
BF 241	SF 225, SF 245
BF 247	KΠ 303
BF 254	SF 215
BF 255	SC 235, SF 216
BF 256	SF 357

BFY 52	БС 302	SN 7472 N	D 172 D
BLY 22	KT 904	SN 74H01 N	D 201 D
BPX 25	-	SN 75450 N	K 155 ЛП 7
BPX 61	(SP 101)	SN 75614 N	1 KT 011
BPX 62	SP 211	TAA 761	B 761 D
BPX 63	(SP 103)	TAA 861 A	B 861 D
BPX 70	(SP 201)	TAA 981	A 281 D
BSV 15	-	TAA 4761 A	B 4761 D
BSY 19	SF 131, SF 132, SF 137, SS 108	TAA 4765 A	B 4765 D
		TBA 120 S	A 220 D
BSY 51	SF 126	TBA 221	MAA 741 CN
BSY 55	SF 129	TBA 810 AS	A 210 E/K
BSY 91	SF 128, SF 121	TCA 205 A	A 301 D/V, (B 304 D)
BSY 95 A	SS 218	TCA 335	B 635 D
BU 126	SU 165	TCA 345 A	A 302 D
BU 204	SU 180	TCA 730	A 273 D
BU 208	SU 160	TCA 740	A 274 D
BUY 12	KU 607	TDA 1002 A	A 202 D
BUY 77	SD 812	TDA 1047	A 225 D
CCD 133	L 133 C	TDA 1060	B 260 D
CD 4007 B	V 4007 D	TDA 1043	A 283 D
CD 4011 B	V 4011 D	TDA 2030 H/V	A 2030 H/V
CD 4023 B	V 4023 D	TDB 0723 A	MAA 723 CN
CD 4511	U 40511 D	TL 080	B 080 D
CNY 17	MB 104	TL 081	B 081 D
CQY 20	VQA 13	TL 082	B 082 D
CQY 21	VQA 10	TL 083	B 083 D
CQY 25	VQA 23	TL 084	B 084 D
CQY 32	VQ 110	TLG 325	VQE 24
CQY 50	VQA 16	UAA 180	(A 277 D)
CQY 55	VQA 26	VP 150	-
DL 3403	(VQB 27), (VQB 37)	μA 709 C	A 109 D, B 109 D,
LD 100	VQA 60		K 553 УД 1
LM 117	(B 3170 H)	μA 741	MAA 741,
LM 172	-		K 140 УД 7
LM 317	B 3170 H/V	μA 776	B 176 D, B 177 D
LM 317 HV	B 3171 H/V	μA 78xx	MA 78xx
LM 337	B 3370 H/V	μA 7805	MA 7805
LM 337 HV	B 3371 H/V	2 N 696	2 N 1613
LM 555	B 555 D	2 N 708	SF 136
MC 1310 P	A 290 D	2 N 914	2 N 2369
MCL 611	MB 111	2 N 2539	2 N 2222 A
MEM 550	SMY 52	2 N 3053	BC 302
OC 30	GD 241 B, KT 816	2 N 3232	2 N 3055
SAS 261	B 462 G	2 N 3340	-
SAS 261 S4	B 461 G	2 N 3638	SC 307
SFH 409	VQ 123	2 N 3643	SC 237
SFH 900	MB 125	2 N 3703	KFY 16
SN 7400 N	D 100 D, K 155 ЛА 3	2 N 3823	КП 307
SN 7403 N	D 103 D	2 N 4416	КП 312 A
SN 7413 N	K 155 ТЛ 1	2 N 5179	SF 245
SN 7426 N	D 126 D	3 N 140	-
SN 7447 N	D 147 D, (D 347 D)	3 SK 20	SM 104

10. Literatur

2. Physikalische Grundlagen

- [2.1] *Eckhardt, D.*: Mikroelektronik. Berlin 1981
- [2.2] *Bohle, G.; Hofmeister, E.*: Halbleiterbauelemente für die Elektronik. München – Siemens AG
- [2.3] *Möschwitzer, A.*: Elektronische Halbleiterbauelemente. Berlin 1973
- [2.4] *Ardenne, M. v.*: Tabellen zur angewandten Physik. Bd. 3. Berlin 1973
- [2.5] *Paul, R.*: Feldeffekttransistoren. Berlin 1972
- [2.6] Leistungstransistoren und lineare Leistungs-ICs. SGS Ates 1980
- [2.7] VMOS Transistoren. Freiburg – Intermetall 1981
- [2.8] Vom «V» zum Gate-Gitter. elektronik zeitung v. 3. 3. 1980, S. 10
- [2.9] Der Dritte im Bunde. elektronik zeitung vom 5. 4. 1983, S. 33–34
- [2.10] *Rint, C.*: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker. Bd. 3. München, Heidelberg 1979, 5. Aufl.
- [2.11] *Tietze, U.; Schenk, Ch.*: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York 1980
- [2.12] *Friedberg, H.*: Schalter-Kondensator-Baustein für analoge Signalaufbereitung. elektronik industrie, Heidelberg 15 (1984) 11, S. 98–106
- [2.13] The 1983 CMOS Handbook. National Semiconductor Corp., Santa Clara 1983

3. Transistoreigenschaften in der Schaltungspraxis

- [3.1] *Cleary, J. F.*: Transistor Manual. General Electric, USA 1964

- [3.2] N. N.: RCA Linear Integrated Fundamentals, Techn. Series TC-40 Harrison N. J., USA 1966
- [3.3] *Streng, K. K.*: Transistordaten. Berlin 1976, mit erstem Nachtrag 1975–1979, Berlin 1981
- [3.4] *Streng, K. K.*: Daten linearer integrierter Schaltkreise (I). Berlin 1983
- [3.5] KME-HFO: Analoge integrierte Schaltkreise. Katalog 1981/82
- [3.6] KME-HFO: Bipolare digitale Schaltkreise (TTL). Katalog 1978/79
- [3.7] N. N.: Siliziumtransistoren der UdSSR. Katalog Elektronorgtechnika, Moskau 1974
- [3.8] ITT-Intermetall: Schaltbeispiele mit diskreten Halbleitern. Freiburg i. Br., BRD 1972
- [3.9] *Kudrjaschow, B. P.* u. a.: Analoge integrierte Schaltkreise. Handbuch, Massenradiobibliothek, Moskau 1981 (russ.)
- [3.10] *Bank, M. U.*: Analoge integrierte Schaltkreise in Funkgeräten. Moskau (russ.) 1981
- [3.11] *Phillipow, E.*: Taschenbuch Elektrotechnik in sechs Bänden. Band 3: Bauelemente und Bausteine der Informationstechnik. Berlin 1978
- [3.12] Valvo-GmbH: Transistor-Kompodium, Teil I bis IV. Firmenschrift. 1965 Hamburg
- [3.13] *Kurz, G.*: Analoge Schaltungen, Berlin 1980
- [3.14] *Nührmann, D.*: Das Hobby-Labor für den Profi-Bastler. München 1980
- [3.15] *Völz, H.*: Elektronik für Naturwissenschaftler. Berlin 1974
- [3.16] *Sevin, L. J.*: Field-Effect-Transistors. Texas Instruments Electronics Series, New York 1965
- [3.17] *Walston, J. A.; Miller, J. R.*: Transistor

Circuit Design. New York 1964

- [3.18] *Joffe, A. F.*: Physik der Halbleiter. Berlin 1958
- [3.19] *Tietze, U.; Schenk, Ch.*: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin 1980, 5. Aufl.
- [3.20] *Jansen, J. H.*: Transistor-Handbuch. München 1980

4. Kennwerte integrierter Schaltungen

- [4.1] *Tietze, U.; Schenk, Ch.*: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York 1980
- [4.2] *Roth, M.*: Mikroprozessoren. Ilmenau: Wissenschaftliche Zeitschrift der TH Ilmenau 1979
- [4.3] *Kühn, E.*: Digitale Schaltkreise. Berlin: Institut für Nachrichtentechnik 1979
- [4.4] *Kühn, E.*: Handbuch TTL- und CMOS-Schaltkreise. Berlin 1985
- [4.5] Die Logikfamilien. Funkschau, München (1982) 25, S. 72; 26, S. 55–58; (1983) 1, S. 61 und 62
- [4.6] TTL-Taschenbuch. Vaterstetten 1983
- [4.7] *Herpy, M.*: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest 1976
- [4.8] *Kamenka, D.*: Programmierbare Kleinleistungs-Operationsverstärker B 176 D und B 177 D. radio fernsehen elektronik, Berlin 32 (1983) 5, S. 281–284
- [4.9] *Kresse, K.-H.*: Universeller NF-Leistungsverstärker A 2030. radio fernsehen elektronik, Berlin 33 (1984) 2, S. 77–84
- [4.10] *Bläsing, K.-H.; Schlenzig, K.*: Timer-schaltkreise B 555 D und B 556 D. Berlin 1984
- [4.11] *Roick, U.*: Zeitgeber-IS B 555 D. radio fernsehen elektronik, Berlin 33 (1984) 6, S. 385–388
- [4.12] *Kahl, B.*: Analog-Digital-Wandler C 520 D. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 6, S. 377–382
- [4.13] *Krüger, H. H.*: Integrierte Schaltnetzteil-ansteuerschaltung B 260 D und ihre Einsatzmöglichkeiten. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 2, S. 71–75
- [4.14] *Kröbel, H.-E.*: Integrierter PLL-Stereodekoder A 290 D. radio fernsehen elektronik, Berlin 27 (1978) 8, S. 495–497
- [4.15] *Dahms, D.; Elschner, H.; Rödig, G.*: LED-

Ansteuerschaltkreis A 277 D. radio fernsehen elektronik, Berlin 30 (1981) 10, S. 615–617

- [4.16] *Khambata, A. J.*: Einführung in die Gruppenintegration. Berlin 1971
- [4.17] *Möschwitzer, A.*: Integration elektronischer Schaltungen. Berlin 1974
- [4.18] *Friedberg, H.*: CMOS: IC-Technologie der Zukunft. elektronik industrie, Heidelberg 15 (1984) 11, S. 14–17

5. Optoelektronische Bauelemente

- [5.1] Das Optokochbuch. Freising: Texas Instruments Deutschland 1975
- [5.2] *Wenk, Ch.*: Si-Fotodiode SP 103. radio fernsehen elektronik, Berlin 26 (1977) 3, S. 95–97
- [5.3] *Müller, W.*: Optoelektronische Halbleiterbauelemente. Teil 1. Dresden: Institut für Rationalisierung der Elektrotechnik/Elektronik 1978
- [5.4] *Müller, W.*: Optoelektronische Halbleiterbauelemente. Teil 2. Dresden: Institut für Rationalisierung der Elektrotechnik/Elektronik 1979
- [5.5] *Müller, W.*: Elektronische Anzeigebau-elemente. Berlin 1979
- [5.6] *Rint, C.*: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker. Band 2. München, Heidelberg 1978, 12. Aufl.
- [5.7] *Rint, C.*: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Band 3. München, Heidelberg 1979, 12. Aufl.
- [5.8] *Schlenzig, K.*: Fotodiodeneffekt bei LED-Bauelementen. radio fernsehen elektronik, Berlin 29 (1980) 1, S. 52–53
- [5.9] *Müller, W.*: Neue Flüssigkristall-Anzeigebau-elemente. radio fernsehen elektronik, Berlin 30 (1981) 11, S. 691–693, 699
- [5.10] *Ross, P. W.*: Flüssigkristalldisplays. Elektronisches Nachrichtenwesen, Stuttgart 57 (1982) 2, S. 121–126
- [5.11] *Eckholt, F.*: Anwendung von GaAsP-Leuchtdioden. AEG-Telefunken: Applikationsbericht

6. Chemische Spannungsquellen

- [6.1] Uhlig, H.-W.: Elektrochemische Stromquellen für die Mikroelektronik. Elektrie, Berlin 36 (1982) 3, S. 123–125; 4, S. 188–189
- [6.2] Uhlig, H.-W.; Palis, H.: Regenerierung von Primärzellen. radio fernsehen elektronik, Berlin 29 (1980) 9, S. 555–558
- [6.3] Bergmann, H.: Übersicht über galvanische Zellen. Der Elektropraktiker, Berlin 36 (1982) 7, S. 225–229; 8, S. 265–266
- [6.4] Roth, W.: Lithium-Primärbatterien für die Mikroelektronik. Funkschau, München 52 (1980) 12, S. 53–55
- [6.5] Stross, K. D.: Wiederaufladbar und wartungsfrei. Funkschau, München 54 (1982) 9, S. 49–50
- [6.6] Was Prospekte nicht verraten. Funkschau, München 54 (1982) 9, S. 51–53
- [6.7] Energiespender auf kleinem Raum. Funkschau, München 54 (1982) 9, S. 54–56
- [6.8] Mendzigall, A.: Polapulse-Story. Funkschau, München 54 (1982) 9, S. 57–58
- [6.9] Bergmann, H.: Lithiumbatterien – moderne Stromquellen. Bild und Ton, Leipzig 37 (1984) 4, S. 122–124
- [6.10] Eberts, K.: Stromspeicher mit Zukunft. Funkschau, München 56 (1984) 8, S. 48–52
- [6.11] Friedrich, W.: Primärelemente. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 4, S. 254–257
- [6.12] Friedrich, W.: Sekundärelemente. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 5, S. 323–326
- [6.13] Völz, H.: Elektronik. Berlin 1979
- [7.3] Sevin jr., L. J.: Field-Effect-Transistors Texas Instruments Electronics Series. New York 1965
- [7.4] Cleary, J. F.: Transistor Manual. General Electric Co., Syracuse USA, 1964
- [7.5] Horowitz, P.; Hill, W.: The Art of Electronics. Cambridge University Press, USA 1980, Bd. 1 und 2 (Übersetzung, Moskau 1983)
- [7.6] Schambeck, W.: Zuverlässigkeit und Schaltungstechnik integrierter Schaltkreise mit komplementären MOSFETs. Tagungsband Mikroelektronik, München 1970. Hrs. L. Steipe, München, S. 422 ff.
- [7.7] Nährmann, D.: Standardschaltungen der Industrie-Elektronik. München 1979
- [7.8] Klasche, G.; Hofer, R.: Industrielle Elektronikschaltungen. München 1978
- [7.9] Nährmann, D.: Werkbuch Elektronik. München 1981
- [7.10] Bank, M. U.: Analoge integrierte Schaltkreise in Funkgeräten. Moskau 1981 (russ.)
- [7.11] N. N.: Rauscharmer Vorverstärker Zeitschrift «Priory i tehnika eksperimentum» (russ.) Moskau, Heft 1, 1984, S. 126–127
- [7.12] Kudrjaschow, B. P.; u. a.: Analoge integrierte Schaltkreise (Handbuch). Massenradiobibliothek Nr. 1033, Moskau 1981
- [7.13] Finke, K. H.: Bauteile der Unterhaltungselektronik (RFT-Service). Berlin 1980
- [7.14] Schilo, W. L.: Lineare integrierte Schaltungen in elektronischen Geräten. 2. Aufl., Moskau 1979 (russ.)
- [7.15] Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.: Analoge Integrierte Schaltungen, Applikationsschrift, 1977/78
- [7.16] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. 4. Aufl., Berlin 1978
- [7.17] Nikolajewski, I. F.: Halbleitergeräte in der Funktechnik. Serie von Sammelbänden (seit 1973), Band 23 erschienen
- [7.18] Streng, K. K.: Daten linearer integrierter Schaltkreise. 2. Aufl., Berlin 1983
- [7.19] Nährmann, D.: Das Hobbylabor für den Profi-Bastler. München 1980
- [7.20] Nährmann, D.: Operationsverstärker-Praxis. München 1980
- [7.21] Schlenzig, K.; Stammer, W.: Schaltungs-

7. Schaltungstechnik und Anwendungsbeispiele von Halbleiterbauelementen

- [7.1] RCA, Solid State Hobby Circuits Manual (HM-90). Harrison, USA, 1968
- [7.2] Kombinat Funkwerk Erfurt: MOS-Feld-effekttransistoren Information, Applikation, Erfurt 1978
- [7.21] Schlenzig, K.; Stammer, W.: Schaltungs-

- sammlung für den Amateur, 3. Lieferung. Berlin 1981
- [7.22] *Kurz, G.*: Analoge Schaltungen. Berlin 1980
- [7.23] *Mischustin, I. A.*: Wie konstruiert man einen Rundfunkempfänger? Massenradiobibliothek Nr. 1057, Moskau 1983
- [7.24] *Stout, D. F.*; *Kaufman, M.*: Handbook of Microcircuit Design and Applikation. New York 1980
- [7.25] *Sessions, K. W.*: IC Schematic Source-master. New York, 1978
- [7.26] *Kühne, H.*: Schaltungspraxis für Meßgeräte. Berlin 1984
- [7.27] *Czech, J.*: Oszillografen-Meßtechnik. Berlin(W), 1963
- [7.28] *Schlenzig, K.*; *Stammler, W.*: Elektronikbasteln im Wohnbereich. 3. Aufl., Berlin 1984
- [7.29] *Jakubaschk, H.*: Das große Schaltkreisbastelbuch. 3. Aufl., Berlin 1984
- [7.30] *Wirsum, S.*: Elektronik-Selbstbau-Praktikum, 5. Aufl., München 1980
- [7.31] *Herpy, M.*: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest (in deutsch) 1976
- [7.32] *Jungnickel, H.*: Stromversorgung elektronischer Geräte. Berlin 1974
- [7.33] *Cutler, P.*: Linear electronic circuits with illustrative problems. New York, 1972
- [7.34] *Lessen, M.*: Feldeffekt-Transistoren – Eigenschaften und Anwendungen. Berlin 1975
- [7.35] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit digitalen p-MOS-Schaltkreisen. Berlin 1978
- [7.36] *Schlenzig, K.*; *Oettel, R.*: Das große Bauplan-Bastelbuch. 2. Aufl., Berlin 1978
- [7.37] *Sinitichkin, S. G.*: Mikroelektronische Geräte in Werkzeugmaschinensteuerungssystemen. Moskau (russ.) 1983
- [7.38] *Kibakin, W. M.*: Grundlagen der Verstärkung im Impulsbetrieb. Moskau 1980
- [7.39] *Wagner, H. J.*; *Dahms, D.*: Integrierter Aufnahme- und Wiedergabeverstärker für Tonbandgeräte A 202 D. Information/Applikation Mikroelektronik, Broschürenreihe. Heft 4, Halbleiterwerk Frankfurt/Oder 1980
- [7.40] *Erlekampf, R.*; *Kramer, M.*; *Mönig, H. J.*: Mikroelektronik in der Amateurpraxis. Berlin 1980
- [7.41] *Gorjunow, N. N.*: Handbuch Halbleitergeräte und Transistoren in zwei Bänden (I = Dioden, Thyristoren, optoelektron. BE und II = Transistoren). Moskau (russ.) 1979
- [7.42] *Rosenbalt, M. G.*; *Michailow, G. Ch.*: Eichspannungsquellen für Gleichstrom. Moskau (russ.) 1976
- [7.43] *Wilenskin, A. G.*: Transistor-Impuls-Spannungsregler. Bibliothek der Automatisierung, Band 363. Moskau 1970 (russ.)
- [7.44] *Gleser, G. N.*; *Oparin, I. M.*: Elektronische Zündsysteme für Automobile. Moskau 1977 (russ.)
- [7.45] *Sinelnikow, A. Ch.*: Elektronische Geräte für Kraftfahrzeuge. Moskau 1981 (russ.)
- [7.46] *Jakubaschk, H.*: LED- und LCD-Bauelemente und ihre Anwendung. Berlin 1983
- [7.47] *Schlenzig, K.*: Einsatzbeispiele für CMOS-Zeitschaltkreise. Berlin 1982
- [7.48] *Hertzsch, A.*: TTL-Vergleichsliste. Berlin 1980
- [7.49] *Schlenzig, K.*; *Bläsing, K. H.*: Timer-schaltkreis B 555 D und B 556 D. Berlin 1984
- [7.50] *Greb, H.*; *Muth, B.*: Widerstandsmessung mit Referenzspannung. Funkschau (1981) H. 10, S. 100
- [7.51] *Beloglasow, N.*; *Alexandrow, J.*: Metallsuchgerät MI-2.
- [7.52] *Edgerton, M. W.*: Synchronous motor oscillator. Wireless World (1981) Vol. 87, Nr. 1548, S. 54
- [7.53] *N. N.*: Einfaches Metallsuchgerät. Funkamateure (1980) H. 1, S. 34
- [7.54] Firmenschrift: Timer-IS and Applications. Signetics Corp., Sunnyvale Calif. USA 1973
- [7.55] Firmenschrift: Kleinbatterien und Ladetechnik. Prospekt 606, Fa. Sonnenschein, 6470 Büdingen BRD
- [7.56] *Saizew, J. W.*; *Martschenko, A. N.*: Halbleiter Stabilisatoren (Z-Dioden). Massenradiobibliothek Nr. 720. Moskau (russ.) 1969
- [7.57] *Buttgereit, D.*; *Haberlandt, K. H.*: Integrierter Initiatorschaltkreis A 301 D. Information-Applikation Mikroelektronik, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder 1979, Heft 2
- [7.58] *Kahl, B.*: 3-Digit-Analog-Digitalwandler C 520 D. Information-Applikation Mikroelektronik, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder 1982, H. 14

- [7.59] *Hunger, W.; Jahn, H.*: Schwellspannungs-Schaltkreis A 302 D und Hall-Schaltkreis B 461 G/B 462 G. Information-Applikation Mikroelektronik, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder 1982, H. 9
- [7.60] *Kresse, K. H.*: Universeller NF-Leistungsverstärker A 2030. radio fernsehen elektronik 33 (1984) H. 2, S. 77–82
- [7.61] *Hirschmann, W.; Schmid, A.*: Temperatur-Regler mit Thermewiden und Siliziumtransistoren. Siemens technische Mitteilungen 1979
- [7.62] SGS Fairchild: Industrial Circuits Handbook (Firmenschrift). 1967, Agrate Milano Italien
- [7.63] Fachbereichstandard: Bipolare Spannungsregler MAA 723/723 H. TGL-RGW 506, April 1980
- [7.64] Autorenkollektiv: Logikprüfgeräte (Prüfstifte u. ä.). Radio (russ.) (1980) H. 3, S. 30–32
- [7.65] *Anufriew, L.*: Einfacher Funktionsgenerator. Radio (russ.) (1980) H. 11, S. 42–44
- [7.66] *Wagner, R.; Zimmermann, R.*: B 555 D, monolithisch integrierter bipolarer Zeitgeberschaltkreis. radio fernsehen elektronik 33 (1984) H. 5, S. 303–304 und H. 6, S. 377
- [7.67] *Roick, U.*: Integrierter Zeitgeber B 555 D. radio fernsehen elektronik 33 (1984) H. 6, S. 385–388
- [7.68] *Nasarow, S. W.*: Transistor-Spannungsstabilisatoren. Massenradiobibliothek Nr. 1007, Moskau 1980
- [7.69] *Nenaschow, A. P.; Koledow, L. A.*: Grundlagen der Konstruktion mikroelektronischer Geräte. Moskau (russ.) 1981
- [7.70] *Räuber, H.; Schofter, W.*: Einfaches Kfz-Drehzahl- und -Bordspannungsmeßgerät mit digitaler Anzeige. Funkamateure 1984, H. 4, S. 185–186
- [7.71] *Badenhausen, R.*: Motordrehzahl und Schließwinkelmessung. Funkschau (1982) H. 3, S. 87–88
- [7.72] *Awerbuch, N.*: Stabilisiertes elektronisches Zündsystem. Radio (russ.) (1977) H. 1, S. 26–28
- [7.73] *Batram, J.*: Drehmoment-Indikator, Funkschau (1981) H. 20, S. 101–102
- [7.74] *Everding, H.*: Kondensator-Zündanlage mit konstanter Ausgangsspannung. Elektronik (1968) H. 8, S. 239–242
- [7.75] *Faessler, R.*: Eine Thyristor-Zündanlage für Kraftfahrzeuge. Elektronik (1966) H. 7, S. 201–204
- [7.76] *Gerlach, A.; Habicht, M.; Richter, E.*: Kondensator-Zündanlage mit neuartiger Ladeschaltung. Elektronik (1967) H. 10, S. 311–312
- [7.77] *Gesellensetter, K. H.*: Elektronischer Regler mit A 301 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 50–52
- [7.78] *Elsasser, M.*: Die elektronische Regelung der Kraftfahrzeug-Generatoranlage. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 7, S. 234–238
- [7.79] *Mühle, B.*: Elektronische Spannungsregler für Drehstromlichtmaschinen. Kraftfahrzeugtechnik 28 (1978) H. 2, S. 49–50
- [7.80] *Mennenga, H.*: Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. Reihe Informationselektronik, Berlin 1979
- [7.81] *Teichmann, J.*: Integrierte Zeitgeberschaltung E 355 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 283–286
- [7.82] *Boldt, J.; Junge, K.; Schönfelder, B.*: Integrierter I²L-Teiler E 350 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 287–289
- [7.83] *Prochnow, H.*: SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 667–670
- [7.84] *Krüger, H. H.*: B 260 Ansteuerschaltkreis für Schaltnetzteile und Gleichspannungswandler. Information-Applikation Mikroelektronik, H. 11, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder. 1982
- [7.85] *Schwardt, E.; Ehrhardt, L.*: Leistungselektronik II – Bauelemente-Sortiment der DDR, Teil 1 – Dioden. Information-Applikation Mikroelektronik, H. 16, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder 1982
- [7.86] *Ehrhardt, L.*: Bauelemente der Leistungselektronik 3, Leistungstransistoren DDR. Information-Applikation Mikroelektronik, H. 18, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder 1983
- [7.87] *Schuster, W.*: IS B 260 D in geschalteten Stromversorgungen. radio fernsehen elektronik 31 (1982) H. 2, S. 75–79

8. Zuverlässigkeit von Schaltungen und Baugruppen der Mikroelektronik

- [8.1] *Preuß, H.*: Zuverlässigkeit elektronischer Einrichtungen. 2. Aufl., Berlin 1976
- [8.2] *Dummer, G. W. A.; Griffin, N. B.*: Zuverlässigkeit in der Elektronik. Berlin 1968
- [8.3] *Kronjäger, O.*: Von der Prüfzeit in der Phase der Frühausfälle. Fernmeldetechnik 10 (1970), Nr. 12, S. 361–364
- [8.4] *Reißmann, E.*: Messung und Bewertung mechanischer Umwelteinflüsse auf Geräte. Fernmeldetechnik 12 (1972) Nr. 3, S. 117
- [8.5] *Rehahn, J. P.*: Fragen der Zuverlässigkeit elektronischer Geräte. Nachrichtentechnik 9 (1961) H. 9, S. 396–401
- [8.6] *Reinschke, K.*: Zuverlässigkeit von Systemen, Bd. 1 + 2. Berlin 1973/74
- [8.7] *Fischer, H.-J.*: Leitsätze für den Entwurf zuverlässiger Halbleiterschaltungen, rfe 14 (1965) H. 10, S. 291
- [8.8] *Bohla, F. A.*: GfW-Vorschriften für Bauteile der Elektronik. DFVLR-Nachrichten, H. 14 (1974) S. 572–575
- [8.9] *Hesse, D.*: Praktische Erfahrungen in der Zuverlässigkeitsarbeit. Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 146, Berlin 1973
- [8.10] *Kießling, K. D.*: Beschleunigte Zuverlässigkeitsprüfung an elektronischen Baugruppen und Geräten. rfe 26 (1977) H. 2
- [8.11] *Reynolds, F. H.*: Semiconductor Components Accelerated Testing and Data Analysis.
Aus: LSI-Technologie, Stand und Perspektiven
L. Esaki und G. Soncini.
Martinus Nijhoff Publish. E-55, 1982, Den Haag, NL, S. 517–596
- [8.12] National Semiconductors: Reliability of P²CMOS-Memories Paper PR-B 1983
- [8.13] *Koschel, H.; Jäger, A.*: Zeitraffende Zuverlässigkeitsprüfungen an Transistoren. NTG-Tagung Zuverlässigkeit 10. 4. 1963 Nürnberg
- [8.14] *Dryden, M.-H.*: Design for Reliability. Mullard Technical Communications Vol. 13, Nr. 130, April 1976, S. 395–432
- [8.15] *Warlamow, R. G.*: Kurzes Handbuch des Konstrukteurs funkelektronischer Geräte. Moskau (russ.) 1972
- [8.16] *Horowitz, P.; Hill, W.*: Laboratory Manual for the Art of Electronics, Band 2. Cambridge University Press, USA 1981 (russ. Übersetzung, Redaktion M. W. Galperin, Moskau 1983)
- [8.17] *Parfenow, J. M.; u. a.*: Grundprinzipien der Konstruktion funktechnischer Geräte. Bibliothek des Konstrukteurs Moskau (russ.) 1981

11. Sachwortverzeichnis

- Abschalttemperatur 194
Abstimmioden 11
Abstimmspannung 206
Advanced-Low-Power-Schottky-TTL 99
Advanced-Schottky-TTL 99
AD-Wandler 117
AFC-Spannung 206
Akzeptoren 23
AM-FM-Verstärkerschaltkreis *A 281* 209
Amplitudenstabilisierung 215
Analog-Digital-Prozessoren 268
Analoge integrierte Schaltungen 42
Anschwingsteilheit 222
Arbeitsfrequenzbereich 166
Arbeitspunkt 56
Arbeitspunkteinstellung 156
Arbeitspunktstabilisierung 159
Ausfallwahrscheinlichkeit 313
Ausgangskennlinienfeld 55
Ausgangslastfaktor 99
Ausgangsleitwert 48
Ausgangsübernahmesprung 189
Aussteuerbarkeit 180
Autotester 295
Avalanche-Dioden 11
Backward-Dioden 11
Bandbreite 181
Bändermodell 18, 22
Bandgap-Referenzelement 176
Bandmittenfrequenz 203
Basis 32
Basisbahnwiderstand 60, 197
Basiskreisimpedanz 201
Basisschaltung 46
Basisspannungsteiler 159
Basisvorspannung 156
Basisvorwiderstand 166
Barkhausen-Röhrenformel 53
Barkhausen-Sprünge 66
Begrenzer 172, 176
Belichtungszeit 289
Beschleunigung 63
Beschleunigungskondensator 72
Betriebsdämpfung 205
Betriebsgrößen 50
Betriebssicherheit 313
Bezugsspannung 177
Bezugstemperatur 59
Bildröhren 9
Bipolartransistoren 31
Bohrsches Atommodell 18
Boltzmannkonstante 257
Bootstrap-Schaltung 160
Bordspannungsmesser 295
Boucherot-Schaltung 189
Breitband-Resonanzverstärker 204
Breitbandvideoverstärker 202
Brückenschaltung
 mit Impedanzwandlung 166
Brückenschaltung mit *2 A 2030* 196
CCD-Mosaik-Fotopsensoren 12, 130
C-Dioden 28
Chip 12
Chiptemperatur 194
Clapp-Oszillator 221
CMOS-Technik 41
Colpitts-Schaltung 213
Czochralski-Methode 20
Dämpfungspol 181
Darlingtonverstärker 188
Darlington-Leistungstransistoren 35
Dezimeterwellen-Richtfunkgeräte 10
Differentialverstärker 171
Diffusionsmethode 21
Diffusionsspannung 26
Digitalvoltmeter mit *C 520D* 265
–, Vorsatz 176
Dioden 27
Diodenkennlinie 28
Dioden-Transistor-Logik 96, 99
Donatoren 23
Doppelbasisdiode 11
Doppelgate-MOSFET 205
Doppel-T-Filter 181

- Doppel-T-Sinusgenerator 219
- Dotierung 21
- Drain 36
- Drainschaltung 55
- Drain-Source-Kurzschlußstrom 53
- Drehzahlbegrenzer 298
- Drehzahlmesser 296
- Drehzahlsteuerung 277
- Dreifachdiffusion 35
- Durchbruchfeldstärke 27
- Durchbruchspannung 28
- Durchgriff 54
- Durchlaßbereich 183
- Durchlaßkurven von Si-Dioden 160
- Durchlaßrichtung 27
- Durchlaßwiderstand 28, 58
- Dynamischer Widerstand 160
- Edwin-Verstärker 189
- Eigenerwärmung 57
- Eigenkapazität 28
- Eigenleitung 23
- Eigenrauschen 65, 180
- Eingangsimpedanz 181
- Eingangskapazität 164
- Eingangskennlinienfeld 55
- Eingangsleitwert 55
- Eingangsstufe, rauscharm 46
- Einkristalle 20
- Einkristallscheiben 35
- Eintakt-Leistungsverstärker 185
- Elektromagnetisches Spektrum 125
- Elektronen 18
- Elektronenvolt 23
- Elektronischer Umschalter für
Oszillografen 271
- Elektronische Zündsysteme 231
- Elektronisch regelbarer
Eingangsspannungsteiler 165
- Emitter 32
- Emittierdiffusion 35
- Emitterfolger 46
- Emitterschaltung 46
- Energiebänder 22
- Energieniveau 22
- Entladekontrolle für Kfz-Batterie 139
- Entladeverhalten 145
- Entzerrerverstärker für Plattenspieler 179
- Epitaxie-Basis-Verfahren 35
- Epitaxie-Planartransistor 33
- Erlaubte Zone 22
- Fast-Schottky-TTL 99
- Feldeffekttransistoren 11, 36
- FET-Kaskodeschaltung 166
- FET-Tester 80
- FET-Vorverstärker 165
- Filter, spulenlos 177
- , Durchlaßkurve 183
- Flächentransistoren 11
- Flüssigkristallanzeigen 142
- Fotoelektrischer Effekt 126
- Fotoempfänger 127
- Fotolithografisches Verfahren 35
- Freilaufdiode 230
- Frequenzbandbegrenzung 173, 177
- Frequenzgangkompensationsmethoden 199
- Frequenzgangkorrektur 180
- Frequenzkonstanz 213
- Frequenzteiler 245
- Frequenzweichen 196
- Funkenlöschung bei Relais 230
- Funktionsgenerator 218
- Gabelkoppler 139
- Galliumarsenid 18
- Galliumphosphid 18
- Gate 36
- Gateschaltung 54
- Gegenkopplung 174
- Gegenkopplungstiefe 182
- Gegentaktansteuerung 187
- Gegentaktausgangsstufe 96
- Gegentaktbetrieb 185
- Generatorwiderstand 163
- Geschwindigkeits-Leistungsprodukt 43
- Gleichrichterwirkung 27
- Gleichspannungsquelle für
Kalibrierzwecke 260
- Gleichspannungs-Referenznormal 259
- Glimmentladung 255
- Grenzfrequenz 32
- bestimmung 201
- , untere 177
- Grenzleistungshyperbel 56, 185
- Grenztemperatur 58
- Großintegration 41
- Grundgüte 183
- Gütwerte 181
- Halbleiter 16
- Halbleiterspeicher 41
- Halbleiterverstärker 9
- Halleffekt 287
- Hartley-Schaltung 213
- HF-Leistungsverstärkung 185
- HF-Multiplikatorschaltkreis 184
- HF-Operationsverstärker 200
- HF-Resonanzverstärker 196
- HF-Selektivverstärker 203

HF-Transistorersatzschaltbild
 nach Giacoletto 197
 h-Matrix 49
 Hochfrequenzverstärker 47, 196
 Hochpaßfilter 177
 h-Parameter 47
 Hybride Integration 39
 Hybridparameter 47
 Impedanzanpassung 46
 Impfkrystall 20
 Implantieren 22
 Impulsbetrieb 228
 Impulsgenerator mit großem
 Frequenzbereich 243
 Impulsverlängerung 246
 Initiatorschaltkreis 237
 Integrationsgrade 92
 Integrierte Injektionslogik 43
 Integrierte Schaltungen 39
 Integrierte Spannungsregler 255
 Inverter 40
 Ionisierungsenergie 22
 Isolationswiderstand von Optokopplern 136
 Isolatoren 16
 I²L-Inverterschaltung 40
 Kanalabschnürung 53
 Kapazitive Nachbildung 184
 Kapazitätsdioden 11
 Kapazitätsdiodenabstimmung 206
 Kapazitätsmeßgerät 224, 273
 Kaskodestufe 201
 Kaskodeverstärker 47
 Kennlinienfelder 55
 Kennlinienknick 185
 Kettenverstärker 202
 Kirchhoffsche Gesetze 47
 Kleinsignalparameter 47
 Koaxial-Abschirmung 325
 Kollektor 32
 Kollektordurchbruchspannung 188
 Kollektorreststrom 56
 Kollektorschaltung 46
 Komplementäre Leistungsstufe 179
 Komplementäre Leistungsverstärker 187
 Komplementärtransistoren 173
 Kondensatormikrofon 163
 Konstantstromdiode 160
 Konstantstromquelle 156, 160
 -, mit SFET 259
 Konstantstromspeisung 58
 Kontaktpotentiale 26
 Konvektion 61
 Koppelfaktor 211
 Kopplungsverlust 162
 Kreisgüte 203
 Kreuzprodukt 49
 Kristall 19
 Kristallgitter 18
 Kristalltemperatur 61
 Kühlkörper 61
 Kühlwassertemperaturanzeige für PKW 237
 Ladegerät für Kleinakkumulatoren 290
 Ladungsträger 23
 Ladungsumschaltung 43
 Langzeitbetrieb 59
 Laserdioden 132
 Lautsprecherbox 196
 Lawinendurchbruch 28
 Lebensdauer 58
 Leerlaufgüte 204
 Legieren 21
 Legierungstransistoren 32
 Leistungsblinkgeber 285
 Leistungs-OPV 193
 Leistungsschwingschaltungen 251
 Leistungsverstärker 185
 Leistungsverstärkung 46
 Leitfähigkeit 23
 Leitfähigkeitsband 22
 Leitfähigkeitsbereich 16
 Lichtschachttechnik 135
 Lichtstärkemeßgerät 283
 Lichtübertragungsstrecken 139
 Linearbetrieb 185
 Linearverstärker 168
 Löcher 13
 Logikprüfstift 280
 Logische Grundfunktionen 94
 Löttemperatur 123
 Low-Power-Schottky-TTL 99
 LSI-Technik 13
 Luftfeuchtigkeit 63
 Majoritätsträger 25
 Meacham-Generator 216
 Mehrfachtransistoranordnungen 168
 Mehrkreisfilter 207
 Mesatransistor 33
 Meßtechnik für Transistoren 45
 Metalle 16
 Metall-Halbleiterübergänge 43
 Metallsuchgerät 291
 Mikrofon 165
 Mikroprozessor 13
 Mikrowellenröhren 9
 Miller-Kapazität 197
 Minoritätsträger 25

- Mischstufe, selbstschwingend 206
- Mittenspannungsregelung 190
- Molekularverstärker 9
- Monolithische Integration 39
- MOSFET-Analogon 54
- Motorregelung 287
- Multiplexsignal 121
- Multivibrator 240
- Neutralisation 197
- Neutronen 18
- Neutronenbestrahlung 63
- NF-Bandfilter 182
- NF-Filter, schaltbar 178
- NF-Funktionsgenerator 274
- NF-Verstärker, geregelt 165
- NF-Wobbler 183
- Nickel-Cadmium-Zellen 150
- Oberflächenladungen 108
- Oberflächenwellenfilter 186
- Offsetspannung 179
- Offsetspannungskompensation 260
- Operationsverstärker 42, 109
 - mit FET-Eingangsstufe 110
 - , programmierbar 112
- Optoelektronisches Relais 284
- Optokoppler 136
- OPV-Folger 175
- Oszillatoren 211
 - , spannungsgesteuert (VCO) 214, 251
- Oszillatorfrequenz 206
- Oszillografenröhren 9
- Parallelresonanz 181
- Pegelkompatibilität 44
- Periodensystem der Elemente 17
- Phasendifferenzmethode 214
- Phasenschiebernetzwerk 212
- Phasenumkehr 174
- Phasenverschiebung 46
- Piezoelektrischer Druckwandler 163
- Piezofilter 207
- Piezokeramisches Filter 183
- Pinkompatibilität 44
- Plancksches Wirkungsquantum 130
- PLL-Stereodekoder 121
- pn-Übergang 26
- Polaritätsanzeiger 139
- Potentialtrennung 284
- Primärelemente 145
- Proportionalregelung 286
- Protonen 18
- Quadraturgenerator 220
- Quantentheorie 22
- Quarz-Oszillatorschaltung 222
- Quasikomplementäre Endstufe 187
- Quelle 36
- Radargeräte 10
- Rauschwiderstand 165
- RC-Breitbandverstärker 198
- Reaktanzdiodenverstärker 9
- Rechteck-Dreieck-Generator 272
- Referenzdioden 160
- Referenzelemente 255
- Referenzspannungsgenerator 260
- Reflexkoppler 151
- Regeleinsatzpunkt 235
- Reihenresonanz 223
- Reinheit 16
- Rekombination 25
- Relaxationsgenerator 216
- Resonanz 180ff.
- Resonanzrückkopplung 213
- Resonanzverstärker 203
- Restbrummunterdrückung 258
- Reststromänderung, normiert 58
- Richtfunkgeräte 10
- Röhrenformel 53
- Röntgenröhren 9
- r-Parameter 48
- Rückkopplung 160
- Rückstrom 27, 56
- Rückwirkungskapazität 203
- Rückwirkungsleitwert 197
- Ruhestromstabilisierung 191
- Sägezahn-generator 246
- Sättigung 157
- Sättigungsbereich 54
- Saphirsubstrat 42
- Sauerstoffkonzentration 16
- Schallwandler 290
- Schaltbetrieb 185
- Schaltdioden 194
- Schaltgeschwindigkeit 43
- Schalttransistor 227
- Schaltungsstabilität 57
- Schleifenverstärkung 162
- Schnittbandkern 227
- Schottky-Dioden 11, 30
- Schottky-TTL 99
- Schwellspannung 53
- Schwellspannungsschaltkreis A 302 D 288
- Schwellwert 58
- Schwellertschalter 238
- Sekundärelemente 150
- Selbstentladerate 146
- Selbsterregung 182, 202
- Selektivität 203

Selektivitätsverbesserung 184
 Selektivverstärker 180
 Senderendstufen 185
 Senderöhren 9
 Senke 36
 Serienregler für 12 V/1 A 258
 Servoverstärker 161
 Shockleysche Vierschichtdiode 30
 Shunt-Gegenkopplung 257
 Sicherer Arbeitsbereich (SOAR) 192
 Signalrauschabstand 192
 Silikonöl 61
 Silizium, Herstellung 20
 Siliziumkarbid 65
 Siliziumtetrachlorid 20
 Sinusoszillator 214
 Sirengenerator 216
 'SOS-Technik 42
 Source 36
 Sourcefolger 55
 Sourceschaltung 54
 Sourcestromgegenkopplung 163
 Spannungs-Frequenz-Wandler 251
 Spannungsgegenkopplung 159
 Spannungsreferenzelement 28
 Spannungsregelung der Lichtmaschine 303
 Spannungsrückwirkung 47
 Spannungsversatzschaltung 193
 Spannungsverstärker mit Transistoren 154
 – mit FET 162
 – mit integrierten Schaltungen 168
 Spannungsverstärkung 47
 Sperrichtung 27
 Sperrkennlinie 28
 Sperrschicht 26
 Sperrschichtfeldeffekttransistor 36
 Sperrschichtkapazität 197
 Sperrschichttemperatur 57
 Sperrschichttheorie 10
 Sperrschwinger 226
 Sperrspannung 27
 Sperrwandler mit *B 555* 279
 Spitzenemitterstrom 157
 Spulenfilter 178
 SSI-Technik 13
 Stabilisierungsfaktor 159, 256
 Stabilisierungsmaßnahmen 58
 Staub 63
 Steilheit 53
 Steuerelektrode 36
 Stimmgabeloszillator 218
 Störstellen-Elektronen-Leitung 24
 Störstellen-Löcher-Leitung 25
 Stoßbelastungen 63
 Strahlung 62
 Strahlungsempfänger 166
 Strahlungsintensität 166
 Stroboskop 310
 Stromgegenkopplung 158
 Strommeßgerät 177
 Strom-Spannungswandler 175
 Stromspiegel 191
 Stromübernahmegebiet 188
 Stromverstärkungsfaktor 32, 47
 Summierverstärker 260
 Synchronmotor 276
 Taktfrequenzgenerator, getastet 248
 Taktgeber in TTL-Systemen 243
 Taschenrechner 43
 Teflonisolator 164
 Temperaturdifferenz 61
 Temperaturgefälle 60
 Temperaturkoeffizient
 des Halbleitermaterials 57
 Temperaturpotential der
 Basis-Emitter-Sperrschicht 172
 Temperaturregelschaltung 234
 Temperaturregler 237
 Temperatursensor *B 511* 277
 Temperaturspannung 57
 Temperaturverhalten des Transistors 56
 Thermische Gitterschwingungen 26
 Thermoschalter für Tiefkühltruhe 235
 Thomsonsche Formel 203
 Thyristor 11, 30
 Thyristorschalter 283
 Thyristorzündung für Kfz 306
 Tiefpaßfilter 177
 Timer 116
 Tongenerator 215
 Transistorarrays 168
 Transistor, Erfindung 11
 Transistorersatzschaltbild 47
 Transistorgrundschaltungen 46
 Transistorkennlinie 45
 Transistorkennwerte 45
 Transistorsymbole 45
 Transistor-Transistor-Logik 43, 94
 Transistorzündung *TZA-I* 309
 Transverter 251
 Trichlorsilan 20
 Triodenröhre 36
 Tunneldioden 11, 29
 Tunneldiodenverstärker 9
 Übergangskennlinie des CMOS-Inverters 169
 Überkompensation 200

Übernahmefrequenz	196	Wärmeleitkoeffizient	61
Übernahmeverzerrungen	186, 188	Wärmeleitpaste	61
Übersetzungsverhältnis	185	Wärmequelle	60
Uhren	43	Wärmeschutzschaltung	190
UKW-Tuner	206	Wärmestrom	60
Umgebungswärme	57	Wärmeübertragungskoeffizient	61
Unijunction-Transistor	11	Wärmewiderstand	61
Unipolartransistoren	36	Wechsellichtschanke	238
Unterbrecher, kontaktlos	288	Wechselspannungs-Gegenkopplungs-	
Valenzelektronen	19	netzwerk	180
Varaktordioden	11	Wechselstromrückkopplung	213
Varistor	230	Weitabselektion	183
Verbotene Zone	22	Welligkeit	183
Verbundhalbleiter	18	Widerstandsgerade	186
Verlustleistung	46	Wien-Brücke	182
–, zulässige	60	Wien-Brücken-Generator	214
Verstärkung, Frequenzabhängigkeit	169	Widerstand, negativer	30
Verstärkungs-Bandbreiteprodukt	163	–, steuerbar	165
Verstärker, spannungsgesteuert	178	y-Parameter	49
Verstimmung	183, 203	Zeitgeberschaltkreis B 555	230
Vervielfacherkaskade	252	Zener-Effekt	11, 28
Verzerrungsfreiheit	180	Zenerknick bei Si-Planartransistoren	254
Vibrationen	63	Zentimeterwellen-Radargeräte	10
Vielfachmesserzusatzgerät	79	Zonenschmelze	20
Vierpoltheorie	46	Zweielektronenbindungen	20
Vierschichtdiode	11	Zwei-Flanken-Integration	117
Viertelwellenlängentransformator	222	Zweiwegkoppler	140
VMOS-Transistor	38	2-Wege-Aktivbox	196
Vorspannungserzeugung	156	3-dB-Bandbreite	165, 203
Vorwärtsstromrichtung	27	6-W-Verstärker, integriert	193
Vorwiderstandsstabilisation	160	8-bit-DA-Wandler	265
Wandlersteilheit	175	10,7-MHz-FM-ZF-Verstärker mit A 220	210
Wärmefluß	61	12-V-Spannungswächter	140
Wärmekontakt	61	α -Grenzfrequenz	197