

SIEMENS

Bauelemente

Technische Erläuterungen und Kenndaten für Studierende

4. Auflage

Redaktion:

Unternehmensbereich Bauelemente
Produkt-Information

Zentralbereich Personal
Hauptabteilung Technische Bildung

Siemens Aktiengesellschaft

Warum bringen wir dieses Buch heraus?

Datenbücher über aktive und passive Bauelemente, Schalter, Kopplungen und Relais sind ein unentbehrliches Hilfsmittel für Vorlesungen, Praktika sowie Ingenieur- und Diplomarbeiten.

In unseren vertrieblich orientierten Datenbüchern für Bauelemente aller Art befinden sich ausführliche Angaben über alle in der Produktion befindlichen Typen. Wir haben in diesem zusammenfassenden Buch eine Auswahl besonders typischer und gängiger Bauelemente getroffen. Wir legten besonderen Wert auf eine Aussage über elektrische und mechanische Funktionen und Eigenschaften, damit der Studierende in die Lage versetzt wird, alle wesentlichen Bauelemente für eine Schaltung richtig auswählen zu können.

Falls diese Unterlagen in einigen Fällen nicht ausreichen, stehen in den technischen Bibliotheken der Universitäten und Fachhochschulen die ungekürzten Datenbücher zur Verfügung.

Wir glauben, mit dem vorliegenden Buch über Bauelemente einem echten Bedürfnis der Studierenden entgegenzukommen. Weitere Informationsangebote sind am Ende des Buches zusammengestellt.

November 1974

2. Auflage

In der vorliegenden Ausgabe wurden auf Anregung der Professoren und Dozenten die Anwendungen der Bauelemente bzw. Bauteile stärker herausgestellt. Der Bereich der integrierten Schaltungen einschließlich der Mikroprozessoren, sowie das Kapitel Optoelektronische Bauelemente, wurden ihrer Bedeutung entsprechend, wesentlich erweitert; aufgenommen wurden Röhren und Laser.

An einigen Beispielen wird gezeigt, wie stark die Elektronik auch die Mechanik beeinflusst und andererseits die Elektrotechnik die Technologie rein mechanischer Bauteile bestimmt.

April 1977

3. Auflage

Die andauernd stürmische Entwicklung der Halbleitertechnik brachte inzwischen wieder ein Fülle neuer, verbesserter und billigerer Bauelemente hervor und schuf dadurch die Basis für vielfältige Innovationen in allen Gebieten der Technik. Dies gilt insbesondere für die Integrierten Halbleiterschaltungen, die immer komplexere Systeme, bestehend aus Tausenden von Transistorfunktionen, in einem Baustein vereinen. Aber auch im Bereich der Einzelhalbleiter stoßen neue Bauelemente zu noch höheren Frequenzen oder größeren Leistungen vor und eröffnen somit neue Anwendungen.

Diese Entwicklung machte eine Überarbeitung der bisherigen Ausgabe notwendig. In der vorliegenden 3. Ausgabe wurden insbesondere die Kapitel Einzelhalbleiter, Integrierte Halbleiterschaltungen und Optoelektronische Bauelemente aktualisiert und zum Teil neu gegliedert. Erweitert wurden auch die technischen Angaben zu Dioden, Optoelektronik Halbleitern und Integrierten Halbleiterschaltungen, einschließlich Mikroprozessoren und Mikroprozessorsystemen. Neu aufgenommen wurden SIPMOS-Leistungstransistoren.

April 1981

4. Auflage

Die Weiterentwicklung der Halbleitertechnologie brachte in den vergangenen drei Jahren wieder eine Fülle von neuen integrierten Bausteinen, die eine zunehmende Anwendung auf allen technischen Gebieten finden. Dabei ist die Innovationsrate bei Mikrocomputersystemen nach wie vor besonders hoch. Die vorliegende 4. Auflage trägt dieser Entwicklung Rechnung. Mikroprozessoren, Mikrocomputer, Ein-Chip-Mikrocontroller, Mikrocomputersysteme, Halbleiterspeicher sowie System- und Peripheriebausteine wurden neu überarbeitet und in einem Kapitel zusammengefaßt.

Auf dem Gebiet der passiven und elektromechanischen Bauelemente hat sich in den letzten Jahren eine stetige Weiterentwicklung vollzogen, die zur Verkleinerung der Bauteile, Verbesserung der funktionellen Eigenschaften und Anpassung der Bauformen an automatische Montageverfahren geführt hat. Darüber hinaus gewinnen neue Anwendungsgebiete wie z. B. EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit) immer mehr Bedeutung. Die Kapitel „Passive Bauelemente“ und „Elektromechanische Bauelemente“ wurden dementsprechend überarbeitet und erweitert.

November 1984

Inhalt

Einzelhalbleiter

| | |
|--|-----|
| Vorwort | 16 |
| Bezeichnungsschema, Begriffe, Kurzzeichen | 17 |
| | |
| 1 Transistoren | |
| Allgemeine technische Angaben | 28 |
| 1.1 Silizium-Transistoren | |
| Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen | 45 |
| Beispiele: BCY 58, 59, 65E; BFT 66, 67; BCX 51, 52, 53 | 51 |
| | |
| 2 Dioden | |
| Allgemeine technische Angaben | 69 |
| 2.1 Germanium-Dioden | 73 |
| 2.1.1 Germanium-Spitzendioden | |
| Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen | 73 |
| Beispiel: Germanium-Spitzendiode AA 118 | 74 |
| 2.2 Silizium-Dioden | |
| Technische Einführung | 76 |
| 2.2.1 Silizium Schaltdioden | |
| Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen | 80 |
| 2.2.2 Silizium Abstimmioden | |
| Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen | 81 |
| 2.2.3 Silizium Abstimmvaraktoren, Speichervaraktoren, Hochleistungs- varaktoren. Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen | 82 |
| 2.2.4 Silizium Schottky-Dioden | |
| Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen | 84 |
| 2.2.5 Silizium PIN-Dioden | |
| Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen | 85 |
| Beispiele: Silizium-Dioden BAS 40-01 bis 06, BAS 70-01 bis 06; BB 203, BB 204 | 86 |
| | |
| 3 Magnetfeldabhängige Halbleiter | |
| Vorwort | 94 |
| 3.1 Hallgeneratoren | |
| Technische Angaben | 94 |
| Typenübersicht und Kenndaten | 98 |
| Anwendungen | 99 |
| 3.2 Feldplatten | |
| Technische Angaben | 102 |
| Typenübersicht | 111 |
| Anwendung Feldplatten und Feldplattenfühler | 113 |

| | | |
|----------|---|-----|
| 4 | Leistungshalbleiter | |
| | Einführung und Anwendung | 116 |
| 4.1 | Gleichrichterioden und Thyristoren | |
| | Erläuterungen und Begriffserklärungen | 117 |
| 4.1.1 | Typenübersicht und Kenndaten | 124 |
| | Beispiele: Kleinthyristoren BStD10 | 126 |
| 4.2 | Diac und Triac | 131 |
| | Beispiele: Diac A9903 und Triac TXC10 | 131 |
| 4.3 | SIPMOS-Leistungstransistoren | |
| | Allgemeine technische Angaben | 137 |
| 4.3.1 | Typenübersicht und Kenndaten | 146 |
| | Beispiele: BUZ 23, BUZ 74 | 151 |
| 4.3.2 | Anwendungsbeispiele | 159 |

Integrierte Halbleiterschaltungen

| | |
|--|------------|
| Vorwort | 166 |
| 1 Technische Einführung | 166 |
| 1.1 Monolithische Integrierte Schaltungen | 166 |
| 1.1.1 Bauelemente in monolithischen Schaltungen | 168 |
| 1.1.2 Bipolare Schaltungen | 170 |
| 1.1.3 MOS-Schaltungen | 172 |
| 1.2 Typenbezeichnungssystem | 179 |
| 2 Lineare Schaltungen | |
| 2.1 Typenübersicht und Anwendungen | 181 |
| 2.2 Operationsverstärker | |
| Allgemeine Angaben | 185 |
| Beispiele: Operationsverstärker | |
| TBA 221B; G; TBA 222B; G; S1; TBB741G | 193 |
| 3 Schaltungen für die Unterhaltungselektronik | |
| 3.1 Typenübersicht und Anwendungen | |
| Spezielle Fernschaltungen | 203 |
| Spezielle Rundfunkschaltungen | 207 |
| Universell einsetzbare Schaltungen | 209 |
| 3.2 Beispiele für spezielle Fernschaltungen | |
| FM-ZF-Verstärker mit Demodulator TBA 120 | 210 |
| 3.3 Beispiele für universell einsetzbare Schaltungen | |
| NF-Leistungsverstärker-IS mit thermischer Sicherung TDA 1037 | 217 |

| | | |
|----------|---|-----|
| 4 | Digitale Schaltungen | |
| 4.1 | LSL-Serie | |
| | Typenübersicht | 226 |
| | Beispiel: LSL-Serie FZ 100 | 228 |
| 4.2 | Schaltungen für die Nachrichtentechnik | |
| | Typenübersicht | 243 |
| | Beispiele: PSB 8590, PEB 2040 | 244 |

Mikrocomputer und Speicher

| | | |
|----------|---|-----|
| 1 | Mikrocomputer | |
| | Vorwort | 280 |
| | Technische Einführung | 281 |
| 1.1 | Das Mikrocomputersystem mit SAB 8080A | 284 |
| 1.1.1 | Der Mikroprozessor SAB 8080A | 287 |
| | Aufbau des Mikroprozessors (Zentraleinheit) | 287 |
| | Elementaroperationen eines Computers | 291 |
| | Arbeitszyklen des Prozessors | 294 |
| 1.2 | Das Mikrocomputersystem SAB 8085 | 298 |
| 1.3 | Das Mikrocomputersystem SAB 8086 | 300 |
| 1.3.1 | Die Weiterentwicklung zum SAB 80186 und SAB 80286 | 303 |
| 1.4 | Ein-Chip-Mikrocontroller | 305 |
| 1.5 | Typenübersicht und Funktion | 308 |
| | Ein-Chip-Mikrocontroller | 308 |
| | Mikroprozessoren | 309 |
| | System- und Peripherie-Bausteine | 309 |
| 1.5.1 | Beispiele: Mikroprozessoren | |
| | 8-Bit Mikroprozessor SAB 8085A | 311 |
| 1.5.2 | Beispiele: Peripherie-Bausteine | |
| | Programmierbarer Unterbrechungs-Steuerbaustein SAB 8259A | 322 |
| 2 | Halbleiter-Speicher | |
| | Vorwort | 329 |
| 2.1 | Technische Angaben | 329 |
| 2.2 | Typenübersicht und Funktion | 332 |
| 2.3 | Beispiel: Speicher-Bausteine | |
| | Dynamischer Schreib-/Lesespeicher (RAM) HYB 4164-P | 333 |
| 3 | Baugruppen | |
| | AMS und SMP – die modularen Mikrocomputer-Baugruppensysteme | 350 |

Optoelektronische Bauelemente

| | |
|--|-----|
| Übersicht | 352 |
| Alphabetische Zusammenstellung der verwendeten Symbole | 353 |
| 1 Optoelektronische Halbleiter | |
| Technische Angaben | 357 |
| 1.1 Allgemeines | 357 |
| 1.2 Empfänger | 358 |
| 1.2.1 Ladungsträger-Erzeugung in einer Fotodiode | 358 |
| 1.2.2 Detektoren | |
| Spektrale Empfindlichkeit, Fotodioden (PN- und PN-Dioden), Fotoelemente, Solarzellen, Fototransistoren | 360 |
| 1.3 Sender | 365 |
| 1.3.1 Lumineszenzdioden (LED, IRED), Laserdioden | 365 |
| 1.4 Optokoppler | 377 |
| 1.4.1 Allgemeines | 377 |
| 1.4.2 Mechanischer Aufbau | 377 |
| 1.4.3 Wirkungsweise | 378 |
| 1.4.4 Isolationseigenschaften | 378 |
| 1.4.5 Basis-Beschaltung | 379 |
| 1.4.6 Feldeffekt, Verhalten im elektrischen Feld | 379 |
| 1.4.7 Grundsaltungen | |
| TTL-Ansteuerung, invertierend | 380 |
| 1.5 Opto-Halbleiter für Lichtwellenleiter-Anwendungen (LWL) | 382 |
| 1.5.1 Glasfasern als Lichtwellenleiter | 383 |
| 1.6 Meßtechnik | 388 |
| 1.6.1 Empfänger | |
| Einstellen der Farbtemperatur, Einstellen der Normlampe, Foto- empfindlichkeit, Raumwinkel, Kurzschlußstrom, Schaltzeiten | 388 |
| 1.6.2 Sender | |
| Strahlung im sichtbaren Bereich (LED), Strahlung im infraroten Bereich (IRED), Schaltzeiten | 393 |
| 1.6.3 Optokoppler | |
| Linearität, Temperaturverlauf, Alterung (Degradation), Schaltzeiten | 395 |
| 1.7 Planarer (GaAl) As-Oxidstreifenlaser für die optische Nachrichtentechnik | 398 |
| 1.7.1 Aufbau und Wirkungsweise von Laserdioden | 398 |
| 1.7.2 Oxidstreifenlaser | |
| Laterale Wellenführung, Aufbau, Eigenschaften und Kenngrößen, Alterung, Betriebshinweise | 401 |
| 1.8 Begriffe, Definitionen, Normen | 408 |
| 1.9 Typenübersicht Optoelektronische Halbleiter | 420 |

| | | |
|----------|--|-----|
| 1.10 | Beispiele: Optoelektronische Halbleiter Silizium-PIN-Fotodiode in Kunststoffumhüllung | 426 |
| 2 | Anzeigeelemente | |
| 2.1 | LED-Anzeigen (Displays) | 443 |
| 2.2 | Typenübersicht LED-Anzeigen | 443 |
| 2.3 | Beispiel: LED-Anzeigen | 445 |
| 2.4 | Gasentladungsanzeigen | 453 |
| 2.5 | Intelligente Anzeigen | 454 |
| 2.5.1 | Typenübersicht | 459 |
| 2.5.2 | Anwendungsbeispiele Intelligente Anzeige DL 2416 mit Mikroprozessoren | 460 |
| 3 | Bildwiedergaberöhren | 472 |

Elektronenröhren und Laser

| | |
|--|-----|
| Vorwort | 474 |
| 1 Gittergesteuerte Röhren | 475 |
| 1.1 Verstärkerröhren | 475 |
| 1.2 Senderöhren | 475 |
| 2 Laufzeitröhren | 478 |
| 2.1 Wanderfeldröhren | 478 |
| 2.2 Rückwärtswellen-Oszillatoren | 481 |
| 3 Laser | 483 |
| 3.1 Der Helium-Neon-Laser | 485 |
| 3.2 Der Argon-Ionen-Laser | 486 |

Passive Bauelemente

| | |
|---|-----|
| 1 Kondensatoren-Einführung | 489 |
| Kondensatoren-Auswahltabelle mit Kenndaten | 490 |
| 1.1 MP-Gleichspannungs-Kondensatoren | 492 |
| 1.2 Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren | 493 |
| 1.3 Verlustarme Kondensatoren | 499 |
| 1.4 Keramik-Kondensatoren | 505 |
| 1.4.2 Vielschichtkondensatoren | 506 |
| 1.4.2 SIBATIT® 50 000-Kondensatoren | 509 |
| 1.5 Elektrolyt-Kondensatoren | 511 |
| 1.5.1 Aluminium-Elektrolytkondensatoren | 511 |
| 1.5.2 Tantal-Elektrolytkondensatoren | 521 |
| 1.6 Kondensatoren für die Energie- bzw. Leistungselektronik | 526 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 2 | Widerstände | 532 |
| | Einführung über lineare und nichtlineare Widerstände | |
| 2.1 | Lineare Widerstände | 536 |
| 2.1.1 | Schichtwiderstände (Kohleschicht, Metallschicht, Schichtgemisch) | 536 |
| 2.1.2 | Drahtwiderstände | 547 |
| 2.2 | Nichtlineare Widerstände | 549 |
| 2.2.1 | Heißeleiter | 549 |
| 2.2.2 | Kaltleiter | 567 |
| 2.2.3 | Metalloxid-Varistoren SIOV® | 577 |
| 3 | Magnetische Materialien | 582 |
| 3.1 | Weichmagnetisches SIFERRIT®-Material | 583 |
| | Symbole und Einheiten | 584 |
| | Begriffserläuterungen | 586 |
| | Anwendungsgebiete | 594 |
| | SIFERRIT®-Werkstofftabelle | 596 |
| 3.1.1 | Spulen-Projektierung | 602 |
| | Beispiel: Schalenkerne $\varnothing 18 \times 11$ | 607 |
| 3.1.2 | Kerne für höhere Leistungen | 616 |
| | Beispiel: PM-Kerne $\varnothing 87 \times 70$ | 622 |
| 4 | Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) | 624 |
| | Funkentstörung; Bauelemente, Filter | |
| 4.1 | Allgemeine technische Angaben | 624 |
| 4.2 | Beispiel: Netzleitungsfilter für 1-Phasen-Systeme | 632 |
| 5 | Oberflächenwellen-Filter LIOB® | 633 |
| 5.1 | Technische Angaben | 633 |
| 5.2 | Beispiel zu Oberflächenwellen-Filter | 642 |
| 6 | Schichtschaltungen – Hybridschaltungen | 647 |
| 6.1 | Allgemeines | 647 |
| 6.2 | Dickschichttechnik | 648 |
| 6.3 | Dünnschichttechnik | 649 |
| 6.4 | Technologie-Parameter | 650 |
| 6.5 | Ablauf einer Produktentwicklung | 652 |

Elektrisch-mechanische Wandler-Bauteile

| | | |
|----------|---|------------|
| 1 | Piezoeffekt | 654 |
| | Einführung und piezoelektrische Materialien | 654 |
| 1.1 | Piezomikrofon | 655 |
| 1.2 | Piezotaste | 657 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 1.3 | Schwingquarz | 659 |
| 1.3.1 | Der Schwingquarz in der Schaltung | 660 |
| 1.3.2 | Der Quarzoszillator mit Beispielen | 660 |
| | Integrierter Quarzoszillator | 661 |
| | Temperaturstabilisierter Quarzoszillator | 662 |
| 1.4 | Ultraschall | 663 |
| 1.5 | Elektromechanische Bandpässe | 665 |
| 1.5.1 | Physikalische Grundlagen | 665 |
| 1.5.2 | Technische Angaben | 666 |
| 1.5.3 | Kenndaten gängiger Filter | 669 |
| 2 | Drehmelder und Winkelcodierer | 670 |
| | Analoge und digitale Servobausteine zur Winkelwertverarbeitung | |
| 2.1 | Drehmelder | 670 |
| | Momentdrehmelder | |
| | Steuerdrehmelder | |
| | Funktionsdrehmelder | |
| 2.2 | Winkelcodierer | 673 |
| | Hallgenerator Winkelcodierer | |
| | Optischer Winkelschrittgeber | |
| 3 | Elektromagnetische Relais | 676 |
| 3.1 | Allgemeine technische Angaben | 676 |
| 3.2 | Gliederung nach Funktionen | 678 |
| 3.3 | Gliederung nach konstruktiven Merkmalen | 680 |
| 3.3.1 | Beispiele für staubgeschützte Relais | 680 |
| 3.3.2 | Beispiele waschdichter Relais | 683 |
| 3.3.3 | Beispiele für Relais mit gasgeschützten Kontakten | 684 |
| 3.3.4 | Beispiele für Vakuumrelais | 686 |
| 4 | Elektronische Lastrelais (ELR) | 689 |
| | Kenndaten für elektronische Lastrelais | 690 |
| 5 | E/A-Module | 691 |

Sonstige Bauteile für elektronische Schaltungen

| | | |
|----------|--|------------|
| 1 | Leiterplatten (gedruckte Schaltungen) | 694 |
| 1.1 | Technische Hinweise | 694 |
| 1.2 | DIN-Normen für gedruckte Schaltungen | 696 |
| 2 | NF-Steckverbinder für gedruckte Schaltungen | 697 |
| | Allgemeine Angaben | |
| 2.1 | Messersteckverbinder | 697 |
| | Typenübersicht Messersteckverbinder PC 612 nach DIN 41612 | 698 |
| 2.2 | Schneidklemmverbinder für Flachleitungen und Einzeldrähte | 701 |
| | Steckverbinder mit isolationsverdrängenden Kontakten (Beispiele) | 702 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 3 | HF-Steckverbinder (Koaxial-Steckverbinder) | 704 |
| | Allgemeine elektrotechnische Hinweise | |
| 3.1 | Begriffe und konstruktive Merkmale | 704 |
| 3.1.1 | Beschreibung und Anwendung einiger Steckverbinderfamilien | 705 |
| 3.1.2 | Kennwerte der beschriebenen Steckverbinderfamilien | 707 |
| | Miniaturgrößen 1,6/5,6; 1,8/5,6; 1,4/4,4 und Subminiaturgröße 1,0/2,3 | |
| 4 | Schalter | 708 |
| | Allgemeine technische Angaben | |
| 4.1 | Schalter für freie Verdrahtung | 709 |
| 4.2 | Schalter für gedruckte Schaltungen | 710 |
| 4.3 | Schreibtasten für Tastaturen | 711 |
| 4.4 | Kontaktlose Schalter | 714 |
| | Weitere Informationen | 716 |

Einzelhalbleiter



Einzelhalbleiter

Vorwort

Unter Einzelhalbleitern verstehen wir hier diskrete, d. h. jeweils einzeln in einem Gehäuse aufgebaute Transistoren, Dioden, magnetfeldabhängige Halbleiter- sowie Leistungshalbleiter-Bauelemente. Sie sind nach wie vor unentbehrliche Grundbausteine der modernen Elektronik. Ihr breiter Einsatz spiegelt sich in der fast unübersehbaren Vielfalt der heute angebotenen Bauelementepalette wider.

Transistoren. Damit die Qualität den Einsatzbedingungen optimal entspricht, werden Transistoren nach differenzierten Technologien hergestellt. Die spezifischen Anweisungen für die Fertigung liefert eine Dokumentation, die das Wissen über Maßnahmen und Ergebnisse einer mehr als 20jährigen Transistor-Serienproduktion enthält.

Die Eignung eines Bauelementes für einen bestimmten Anwendungsfall ist nicht nur durch die Grenz- und Kenndaten bestimmt, sondern auch durch die Qualität und Zuverlässigkeit. Zur Sicherung des Qualitätsniveaus wird jeder Transistor in zahlreichen Kontrollen nach physikalischen, chemischen, elektrischen und geometrischen Gesichtspunkten geprüft.

Dioden. Anerkannt breit ist das Typenspektrum von Siemens-Dioden. Das gilt ganz besonders für Z-Dioden. Etwa 750 Typen stehen dem Anwender zum Stabilisieren von Spannungen zur Verfügung, feingestuft von 0,8 bis 200 V, belastbar in der leistungsstärksten Kategorie bis 50 W. Die Silizium-PIN-Dioden haben sich als regelbare HF-Widerstände für Dämpfung-Netzwerke in großsignalfesten UKW- und Fernseh-Tunern bewährt. Die Kapazitätsdioden werden in der elektronischen Abstimmung in allen Frequenzbereichen eingesetzt. Für die Höchsthochfrequenztechnik – auch Mikrowellentechnik genannt – fertigt Siemens spezielle Transistoren und Dioden mit Präzisionsstrukturen von einem tausendstel Millimeter Breite.

Magnetfeldabhängige Halbleiter. Sonderbauformen der Halbleitertechnik sind magnetfeldabhängige Bauelemente, wie Hallgeneratoren, Feldplatten und Feldplattenpotentiometer. Ihr Anwendungsgebiet reicht von der verlustarmen Magnetfeldmessung – bei Temperaturen zwischen -269 und $+200$ °C – bis zum Einsatz in Präzisions-Gleichstrom-Kleinstmotoren; es umfaßt auch Positionieraufgaben in Schnelldruckern, Fernschreibern, Hebezeugen, Elektrofahrzeugen, Flurfördermitteln.

Leistungshalbleiter. Von allen Grundstoffen für die Herstellung von Leistungshalbleiterbauelementen hat Silizium die größte Bedeutung erlangt. Diese zeichnen sich durch hohe Spannungsfestigkeit, große Strombelastbarkeit und hohe zulässige Betriebstemperatur aus. Leistungsdioden sind in Gleichrichtern für Schweiß-, Galvanik-, Elektrolyse- und Elektrophoreseanlagen sowie in der Gleichstromversorgung von Stadt- und Fernbahnen zu finden, und sie haben zum Beispiel auch die vorteilhafte Drehstrom-Lichtmaschine in Kraftfahrzeugen ermöglicht.

Thyristoren finden nicht nur in der Energietechnik, sondern auch im Bereich der Elektronik mittlerer Leistung vielfältigste Verwendung. Ihre günstigen dynamischen Eigenschaften ermöglichen den Einsatz auch bei Stoßbelastungen und höheren Frequenzen – zum Beispiel in Schaltnetzteilen, Gleich- und Wechselrichtern, Kraftfahrzeugzündanlagen, Fernsehblenkschaltungen usw.

SIPMOS-Leistungstransistoren eröffnen eine neue Dimension in der Schaltungstechnik mit Transistoren, da sie für das schnelle Schalten hoher Leistungen mit sehr kleinen Steuerleistungen geeignet sind. Unmittelbar als Ausgangsglied von Mikrocomputern oder VLSI-Schaltungen eingesetzt, schalten SIPMOS-Transistoren Verbraucher mit Leistungen bis zu 5 kW. Diese Leistung kann durch problemlose Parallelschaltung mehrerer SIPMOS-Transistoren nahezu beliebig gesteigert werden.

Bezeichnungsschema für Halbleiter

1. Für Typen, die vorwiegend in Rundfunk-, Fernseh- und Magnetongeräten verwendet werden, besteht die Typenbezeichnung aus:

2 Buchstaben und 3 Ziffern

2. Für Typen, die vorwiegend für andere Aufgaben als unter 1. angegeben, also vornehmlich für kommerzielle Zwecke, eingesetzt werden, besteht die Typenbezeichnung aus:

3 Buchstaben und 2 Ziffern

Darin bedeuten:

als erster Buchstabe

- A Ausgangsmaterial Germanium (Material mit einem Energiebandabstand von 0,6–1,0 eV)
- B Ausgangsmaterial Silizium (Material mit einem Energiebandabstand von 1,0–1,3 eV)
- C III-V-Material, z. B. Gallium Arsenid (Material mit einem Energiebandabstand von 1,3 und mehr eV)
- D Material mit einem Energiebandabstand von weniger als 0,6 eV, z. B. Indium-Antimonid
- R Halbleiter-Material für Photoleiter und Hallgeneratoren

als zweiter Buchstabe

- A Diode (ausgenommen Tunnel-, Leistungs-, Z-Diode und strahlungsempfindliche Diode, Bezugsdiode und Spannungsregler, Abstimmidiode)
- B Diode mit veränderlicher Sperrkapazität (Abstimmidiode)
- C Transistor für Anwendungen im Tonfrequenzbereich ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)
- D Leistungstransistor für Anwendungen im Tonfrequenzbereich ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)
- E Tunneldiode
- F Hochfrequenz-Transistor ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)
- G Multichips etc.
- H Hall-Feldsonde
- L Hochfrequenz-Leistungstransistor ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)
- N Optokoppler
- P Strahlungsempfindliches Halbleiterbauelement (z. B. Fotoelement)
- Q Strahlungserzeugendes Halbleiterbauelement (z. B. Lumineszenzdiode)
- R Elektrisch ausgelöste Steuer- oder Schaltbauteile mit Durchbruchcharakteristik ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$), z. B. Thyristortetrode
- S Transistor für Schaltanwendungen ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)
- T Elektrisch oder mittels Licht ausgelöste Steuer- oder Schaltbauteile mit Durchbruchcharakteristik ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$), z. B. Thyristortetrode, steuerbarer Leistungsgleichrichter
- U Leistungstransistor für Schaltanwendungen ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)
- X Vervielfacher-Diode, z. B. Varaktor-Diode und Step-recovery-Diode
- Y Leistungsdiode, Spannungsrückgewinnungsdiode, „booster“-Diode
- Z Bezugs- oder Spannungsreglerdiode (Z-Diode)

als dritter Buchstabe wird für Typen gemäß 2. der Buchstabe Z oder Y oder X verwendet.

Die den Buchstaben folgenden Ziffern haben nur die Bedeutung einer laufenden Kennzeichnung, sie enthalten also keine technische Aussage.

Erläuterung der Begriffe Grenzdaten und Kenndaten (DIN 41791)

Grenzdaten

Die in den Datenblättern angegebenen Grenzdaten sind absolute Grenzwerte. Wird einer dieser Grenzwerte überschritten, so kann dies zur Zerstörung des Halbleiter-Bauelementes führen, auch wenn die anderen Grenzdaten nicht ganz ausgenutzt werden. Grenzdaten gelten, wenn nichts anderes angegeben wird, für 25 °C.

Kenndaten

Kenndaten sind Eigenschaften des Halbleiterbauelementes, die das Verhalten bei definierten Arbeitspunkten kennzeichnen.

Statische Kenndaten beschreiben das Gleichstromverhalten, dynamische Kenndaten das Verhalten bei Wechselstrom- oder Impulsbetrieb.

Kenndaten (Zahlenwerte oder Kurven) charakterisieren das Verhalten des Bauelementetyps, sie sind auf Grund der Exemplarstreuungen nicht als Daten eines einzelnen Bauelementes aufzufassen, die Streubereiche sind in Zahlen oder Kennliniendarstellungen angegeben.

Lötvorschriften für Halbleiterbauelemente

Jedes Halbleiter-Bauelement ist äußerst empfindlich gegen Überschreitung der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur. Man soll bei der Konstruktion der Geräte beachten, daß der Abstand zwischen Wärmeerzeugern und Halbleiter-Bauelementen ausreichend groß ist. Bei Vorwärmung auf 75 °C müssen die Lötzeiten um 30% vermindert werden.

Lötangaben für kunststoffumhüllte Bauelemente

| | | | | |
|----------------------|-----|-----|----|----|
| Drahtlänge L = 1) | 0,5 | 1,5 | 5 | mm |
| Löttemperatur 245 °C | 4 | 5 | 10 | s |

Lötangaben für hermetisch dichte Bauelemente

| | | | | |
|----------------------|-----|-----|----|----|
| Drahtlänge L = 1) | 1,5 | 2,5 | 5 | mm |
| Löttemperatur 245 °C | 5 | 6 | 13 | s |

Hinweise für die Montage

Die Einbaulage der Transistoren und Dioden ist beliebig. Folgende Punkte sollten bei der Biegung des Anschlußbeinchens berücksichtigt werden:

1. Anschlußbänder zwischen Biegepunkt und Plastikgehäuse zur Vermeidung von mechanischen Spannungen zwischen Gehäuse und Anschluß für den Biegevorgang entlasten.
2. Bei Biegung senkrecht zur Bandebene mindestens $1 \times$ Anschlußbeindiagonale von Gehäuse einhalten. Biegeradius nicht geringer als $2 \times$ Anschlußbeindiagonale.
3. Bei Biegung in der Bandebene (Spreizung) soll dies im Abstand von mindestens $4 \times$ Anschlußbeindiagonale vom Gehäuse, bei einem Mindest-Biegeradius von $4 \times$ Anschlußbeindiagonale erfolgen. Bei den Gehäusen SOD 37 und den Beinchens des Kunststoffgehäuses der Diode BB 113 ist eine seitliche Spreizung um mehr als 30° nicht zulässig.
4. Vermeidung wiederholten Biegens, da die Biegefestigkeit auf drei 90°-Biegungen beschränkt ist.

1) Die Drahtlänge wird von der Lötstelle an gemessen, d.h. bei normalen kaschierten Platten von der Plattenunterseite, bei durchmetallisierten Bohrungen von der Plattenoberseite.

Schreibweise und Zusammenstellung der verwendeten Kurzzeichen und Begriffe (DIN 41785)

Allgemeine Angaben zur Schreibweise

Die Kennzeichnung der Strom-, Spannungs-, Leistungs- (Wechselwerte, Gleich- bzw. Mittelwerte) und Widerstandsart (Wechsel- bzw. Gleichwerte) wird durch Groß- und Kleinschreibung der Symbole vorgenommen.

Kurzzeichen für Größen

Für Augenblickswerte zeitlich veränderlicher Größen werden kleine Buchstaben verwendet.

Beispiele: i, u, p

Für Gleichwerte, Mittel- und Effektivwerte und für Scheitelwerte periodischer Funktionen des Stromes, der Spannung und der Leistung, d.h. für zeitlich konstante Größen, werden große Buchstaben verwendet.

Beispiele: I, U, P

Indizes für Kurzzeichen von Größen

Es werden folgende Indizes verwendet.

| | |
|--------|--|
| E, e | Emitter |
| B, b | Basis |
| C, c | Kollektor |
| F, f | Vorwärtsrichtung (Diode in Durchlaßrichtung) |
| R, r | Rückwärtsrichtung (Diode in Sperrichtung) |
| M, m | Scheitelwert |
| av | Mittelwert |

Der Index für die Kennzeichnung von Scheitel- und Mittelwerten kann weggelassen werden, wenn eine Verwechslung nicht möglich ist.

Für Gesamtwerte (Augenblickswerte, Gleichwerte, Mittel-, Effektiv- und Scheitelwerte) vom Wert Null an gezählt, werden Indizes mit großen Buchstaben verwendet.

Beispiele: $i_C, I_C, u_{BE}, U_{BE}, p_C, P_C$

Für Werte der veränderlichen Komponenten (z. B. für Augenblickswerte, Scheitel- und Effektivwerte vom arithmetischen Mittelwert an gezählt) werden Indizes mit kleinen Buchstaben verwendet.

Beispiele: $i_c, I_c, u_{be}, U_{be}, p_c, P_c$

Um Scheitel-, Mittel- und Effektivwerte voneinander zu unterscheiden, können weitere Indizes hinzugefügt werden. Als Abkürzungen werden empfohlen:

Scheitelwerte M, m

Mittelwerte (arithmetische Mittelwerte) AV, av

Beispiele: $I_{CM}, I_{CAV}, I_{cm}, I_{cav}$

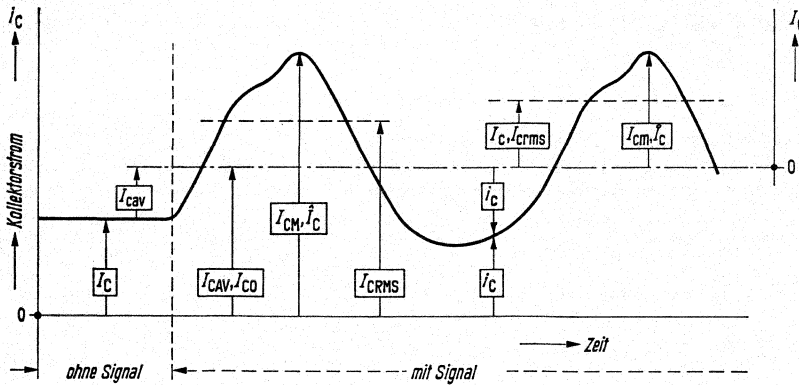
Bei Scheitelwerten kann auch ein „^“ über dem Buchstaben verwendet werden.

Beispiele: \hat{I}_C, \hat{I}_c

Grundtabelle für Kurzzeichen

Ob die Buchstaben der Symbole groß oder klein zu schreiben sind, kann der folgenden Tabelle entnommen werden. Die nachstehende Abbildung dient der näheren Erläuterung.

| | | Kurzzeichen | |
|--|----------------------------------|--|--|
| | | <i>i, u, p</i> | <i>I, U, P</i> |
| | e b c f r m av | Augenblickswert der veränderlichen Komponente | Effektivwert, Mittel- und Scheitelwert der veränderlichen Komponente |
| | E B C F R M AV | Augenblicksgesamtwert (vom Wert Null an gezählt) | Gleichwert, Mittel-, Effektiv- und Scheitelwert (vom Wert Null an gezählt) |



- I_C Gleichstromwert ohne Signal
- I_{CAV} (arithmetischer) Mittelwert des Gesamtstromes (vom Wert Null an gezählt)
- I_{CM}, \hat{I}_C Scheitelwert des Gesamtstromes (vom Wert Null an gezählt)
- I_{CRMS} Effektivwert des Gesamtstromes (vom Wert Null an gezählt)
- I_{cav} (arithmetischer) Mittelwert der dem Ruhgleichstrom I_C überlagerten veränderlichen Komponente (vom Gleichstromwert ohne Signal I_C an gezählt)
- I_C, I_{crms} Effektivwert der veränderlichen Komponente (vom arithmetischen Mittelwert I_{CAV} an gezählt)
- I_{cm}, \hat{I}_c Scheitelwert der veränderlichen Komponente (vom arithmetischen Mittelwert I_{CAV} an gezählt)
- i_C Augenblicksgesamtwert (vom Wert Null an gezählt)
- i_c Augenblickswert der veränderlichen Komponente (vom arithmetischen Mittelwert I_{CAV} an gezählt)

Für die in dem obenstehenden Bild angegebenen Größen gelten die nachstehenden Beziehungen:

$$I_{CAV} = I_C + I_{cav}$$

$$I_{CM} = \hat{I}_C = I_{CAV} + I_{cm}$$

$$I_{CRMS} = \sqrt{I_{CAV}^2 + I_{crms}^2}$$

$$I_C = I_{CAV} + i_c$$

Alphabetische Zusammenstellung der verwendeten Kurzzeichen

| | |
|-------------------------------------|--|
| <i>a</i> | Ausräumfaktor (Tr) |
| <i>A</i> | Anode |
| <i>A</i> | Statische Stromverstärkung in Basisschaltung |
| <i>A₁; A₂</i> | Induktive Nullkomponente |
| <i>AQL</i> | Annehmbare Qualitätslage |
| α | Dynamische Kurzschluß-Stromverstärkung in Basisschaltung ($\alpha = -h_{21b}$) |
| α | Stromverhältnis der Tunneldiode, I_p/I_v |
| α' | Innerer Stromgenerator (Tr) |
| α_o | Dynamische Kurzschluß-Stromverstärkung in Basisschaltung bei $f = 1$ kHz |
| <i>b</i> | Imaginärteil der y -Parameter |
| <i>b₁₁</i> | Imaginärteil des Kurzschluß-Eingangsleitwertes (des Parameters y_{11}) |
| <i>b₁₂</i> | Imaginärteil der Kurzschluß-Rückwärtssteilheit (des Parameters y_{12}) |
| <i>b₂₁</i> | Imaginärteil der Kurzschluß-Vorwärtssteilheit (des Parameters y_{21}) |
| <i>b₂₂</i> | Imaginärteil des Kurzschluß-Ausgangsleitwertes (des Parameters y_{22}) |
| <i>B</i> | Basisanschluß |
| <i>B</i> | Statische Stromverstärkung in Emitterschaltung |
| β | Dynamische Kurzschluß-Stromverstärkung in Emitterschaltung ($\beta = h_{21e}$) |
| β_o | Dynamische Kurzschluß-Stromverstärkung in Emitterschaltung bei $f = 1$ kHz |
| <i>C, c</i> | Kollektoranschluß |
| <i>C</i> | Kapazität |
| <i>C_{b'c}</i> | Kollektor-Sperrschichtkapazität |
| <i>C_{b'e}</i> | Emitter-Diffusionskapazität |
| <i>C_c</i> | Kollektor-Sperrschichtkapazität (allgemein) |
| <i>C_{cb}</i> | Kollektor-Basis-Gehäusekapazität |
| <i>C_{CBO}</i> | Kollektor-Basis-Kapazität (einschließlich der Gehäusekapazität) bei offenem Emitter ($I_E = 0$) |
| <i>C_{c'b}</i> | Kollektor-Sperrschichtkapazität |
| <i>C_{c'b'}</i> | Kollektor-Sperrschichtkapazität |
| <i>C_{ce}</i> | Kollektor-Emitter-Gehäusekapazität |
| <i>C_D</i> | Gesamtkapazität der Diode |
| <i>C_{eb}</i> | Emitter-Basis-Gehäusekapazität |
| <i>C_{EBO}</i> | Emitter-Basis-Kapazität (einschließlich der Gehäusekapazität) bei offenem Kollektor ($I_C = 0$) |
| <i>C_{eb'}</i> | Emitter-Diffusionskapazität |
| <i>C_G</i> | Gehäusekapazität (allgemein) |
| <i>C_{min}</i> | Gesamtkapazität beim Minimum des Tunnelstromes |
| <i>C_L</i> | Belastungskapazität |
| <i>C_{th}</i> | Wärmekapazität (ohne Berücksichtigung der Wärmeabgabe an die Umgebung) |
| <i>C₁₁</i> | Kapazität des Kurzschluß-Eingangsleitwertes (des Parameters y_{11}) |
| <i>C₁₂</i> | Kapazität der Kurzschluß-Rückwärtssteilheit (des Parameters y_{12}) |
| <i>C₂₁</i> | Kapazität der Kurzschluß-Vorwärtssteilheit (des Parameters y_{21}) |
| <i>C₂₂</i> | Kapazität des Kurzschluß-Ausgangsleitwertes (des Parameters y_{22}) |
| <i>Di</i> | Abkürzung für Diode |
| <i>E, e</i> | Emitteranschluß |
| <i>E_{Tr}</i> | Verlustenergie im Transistor |

| | |
|---------------|--|
| Δf | Frequenzdifferenz |
| f | Frequenz |
| f_g | Grenzfrequenz |
| f_α | Grenzfrequenz der Kurzschluß-Stromverstärkung in Basisschaltung |
| f_β | Grenzfrequenz der Kurzschluß-Stromverstärkung in Emitterschaltung |
| $f_{\beta 1}$ | Frequenz für $\beta = 1$ |
| f_{\max} | Höchste Schwingfrequenz |
| f_T | Transit-Frequenz (extrapolierte Grenzfrequenz für $\beta = 1$: $f_T \approx f_{\beta 1}$) |
| F | Rauschzahl |
| F_C | Misch-Rauschzahl (Tr) |
| g | Realteil der y -Parameter |
| g | Leitwert (Augenblickswert) |
| $g_{b'c}$ | Kollektor-Leitwert |
| $g_{b'e}$ | Emitter-Leitwert |
| g_{ce} | Kollektor-Emitter-Leitwert |
| g_{th} | Wärmeleitwert (Augenblicksgesamtwert) |
| g_m | Innere Steilheit |
| g_{thLG} | Wärmeleitwert (Augenblicksgesamtwert) zwischen Wärmequelle und Gehäuse bei unendlich guter Wärmeableitung vom Gehäuse ($T_G = T_U$) |
| g_{11} | Realteil des Kurzschluß-Eingangleitwertes (des Parameters y_{11}) |
| g_{12} | Realteil der Kurzschluß-Rückwärtssteilheit (des Parameters y_{12}) |
| g_{21} | Realteil der Kurzschluß-Vorwärtssteilheit (des Parameters y_{21}) |
| g_{22} | Realteil des Kurzschluß-Ausgangleitwertes (des Parameters y_{22}) |
| G | Leitwert (Gleich- bzw. Mittelwert) |
| G_A | Anodengitter (Anodentor)-Steuerelektrode |
| G_G | Generator-Innenleitwert |
| G_K | Kathodengitter (Kathodentor)-Steuerelektrode |
| G_L | Lastleitwert |
| G_{th} | Wärmeleitwert (Ableitungskonstante) |
| G_{thJG} | Wärmeleitwert (Ableitungskonstante) zwischen Sperrschicht (Wärmequelle) und Gehäuse bei unendlich guter Wärmeableitung vom Gehäuse ($T_G = T_U$) |
| G_{thL} | Wärmeleitwert (Ableitungskonstante) zwischen Sperrschicht (Wärmequelle) und ruhender umgebender Luft bei Verwendung eines Kühlbleches bestimmter Größe |
| G_{thJU} | Wärmeleitwert (Ableitungskonstante) zwischen Sperrschicht (Wärmequelle) und ruhender umgebender Luft |
| γ | Dynamische Kurzschluß-Stromverstärkung in Kollektorschaltung |
| h | Parameter der Hybrid-Matrix (h -Matrix) |
| h_{11} | Kurzschluß-Eingangswiderstand |
| h_{12} | Leerlauf-Spannungsrückwirkung |
| h_{21} | Kurzschluß-Stromverstärkung |
| h_{22} | Leerlauf-Ausgangleitwert |
| i_{BM} | Basis-Spitzenstrom (Scheitelwert) |
| i_{CM} | Kollektor-Spitzenstrom (Scheitelwert) |
| i_{EM} | Emitter-Spitzenstrom (Scheitelwert) |
| i_{FM} | Durchlaß-Spitzenstrom (Scheitelwert: Di) |
| i_{FS} | Stromstoß, maximal 1 s (Di) |
| i_1 | Eingangswechselstrom |
| i_{1M} | Steuer-Spitzenstrom (Scheitelwert) |
| i_2 | Ausgangswechselstrom (allgemein) |
| I_A | Aufsprechstrom (Gleich- bzw. Mittelwert) |
| I_A | Anodenstrom |
| I_{AH} | Haltestrom |

| | |
|--------------------------|--|
| I_B | Basisstrom (Gleich- bzw. Mittelwert) |
| I_{B1} | Steuerstrom (Tr) |
| I_{B2} | Ausräumstrom (Tr) |
| I_{BAV} | Basisstrom bei angegebener Integrationszeit t_{av} |
| I_C | Kollektorstrom (Gleich- bzw. Mittelwert) |
| I_{CAV} | Kollektorstrom bei angegebener Integrationszeit t_{av} |
| I_{CBO} | Kollektor-Basis-Reststrom bei offenem Emitter ($I_E = 0$) |
| I_{CEO} | Kollektor-Emitter-Reststrom bei offener Basis ($I_B = 0$) |
| I_{CER} | Kollektor-Emitter-Reststrom mit einem Widerstand R_{BE} zwischen Basis und Emitter |
| I_{CES} | Kollektor-Emitter-Reststrom bei kurzgeschlossener Emitterdiode ($U_{BE} = 0$) |
| I_{CEV} | Kollektor-Emitter-Reststrom bei gesperrter Emitterdiode |
| I_E | Emitterstrom (Gleich- bzw. Mittelwert) |
| I_{EAV} | Emitterstrom bei angegebener Integrationszeit t_{av} |
| I_{EBO} | Emitter-Basis-Reststrom bei offenem Kollektor ($I_C = 0$) |
| I_F | Durchlaßstrom (Gleich- bzw. Mittelwert) |
| I_K | Kurzschlußstrom |
| I_R | Sperrstrom |
| I_P | Maximalwert des Tunnelstromes |
| I_V | Minimalwert des Tunnelstromes |
| k | Klirrfaktor |
| L | Induktivität |
| L_S | Serien-Induktivität |
| m | Im Index, maximal (Scheitelwert) |
| m_{max} | Im Index, maximal (z. B. obere Streugrenze) |
| m_{min} | Im Index, minimal (z. B. untere Streugrenze) |
| M | Im Index, maximal (Scheitelwert) |
| P_i | Kurzzeitige Spitzenbelastung |
| P_I | Impulsverlustleistung (Tr) |
| P_a | Verstärker-Ausgangsleistung |
| P_E | HF-Eingangsleistung |
| P_L | Verstärker-Verlustleistung oder V_L |
| P_O | Gleichstromverlustleistung |
| P_{tot} | Gesamtverlustleistung |
| $P_{zul.}$ | Zulässige Gesamtverlustleistung |
| φ | Phasenwinkel der γ -Parameter |
| φ | Anstiegswinkel der linearisierten und normierten Hallgenerator-Kennlinie |
| φ_{11} | Phasenwinkel der Kurzschluß-Eingangsleitwertes (des Parameters γ_{11}) |
| φ_{12} | Phasenwinkel der Kurzschluß-Rückwärtssteilheit (des Parameters γ_{12}) |
| φ_{21} | Phasenwinkel der Kurzschluß-Vorwärtssteilheit (des Parameters γ_{21}) |
| φ_{22} | Phasenwinkel des Kurzschluß-Ausgangsleitwertes (des Parameters γ_{22}) |
| Q | Qualitätsfaktor |
| Q_S | Sperrverzugsladung |
| r_F | Dynamischer Durchlaßwiderstand |
| r | Widerstand (Augenblickswert) |
| $r_{bb'}$ | Basis-Bahnwiderstand |
| $r_{bb'} \times C_{b'c}$ | Rückwirkungszeitkonstante |
| $r_{cc'}$ | Kollektor-Bahnwiderstand |
| $r_{eb'}$ | Emitter-Bahnwiderstand |
| r_{thJG} | maximaler thermischer Impuls-widerstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse |
| r_Z | dynamischer Z-Widerstand (ohmscher Anteil; Di) |

| | |
|-------------|--|
| r_{Zth} | dynamischer Z-Widerstand (thermischer Anteil; Di) |
| R | Widerstand (Gleich- bzw. Mittelwert) |
| R_{BB} | Basis-Vorwiderstand |
| R_{BE} | Widerstand zwischen Basis und Emitter |
| R_{CC} | Kollektor-Vorwiderstand |
| R_d | Dämpfungswiderstand (Di) |
| R_{EE} | Emitter-Vorwiderstand |
| R_G | Generator-Innenwiderstand |
| R_{is} | Isolationswiderstand |
| R_L | Lastwiderstand |
| R_n | Betrag des negativen Widerstandes (Di) |
| R_S | Serienwiderstand |
| R_{th} | Wärmewiderstand |
| R_{thJG} | Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht (Wärmequelle) und Gehäuse bei unendlich guter Wärmeableitung vom Gehäuse ($T_G = T_U$) |
| R_{thC} | Wärmewiderstand eines Chassisbleches (gemeint Kühlblech, nicht Kühlkörper) |
| R_{thL} | Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht (Wärmequelle) und ruhender umgebender Luft bei Verwendung eines Kühlbleches bestimmter Größe |
| R_{thJU} | Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht (Wärmequelle) und ruhender umgebender Luft |
| R_V | Vorwiderstand |
| s | Abschirmung |
| t_{aus} | Ausschaltzeit ($t_{aus} = t_s + t_f$) |
| t | Zeit |
| t | Impulsdauer |
| t_{av} | Integrationszeit |
| t_d | Verzögerungszeit |
| t_{ein} | Einschaltzeit ($t_{ein} = t_d + t_r$) |
| t_f | Abfallzeit |
| t_{fr} | Vorwärtserholungszeit; Durchlaßverzögerungszeit (Di) |
| th | Im Index, thermisch |
| t_r | Anstiegszeit |
| t_{rr} | Rückwärtserholungszeit; Sperrverzögerungszeit |
| t_s | Speicherzeit |
| t_{vu} | Richtwert der spannungsabhängigen Verzögerungszeit |
| T | Temperatur |
| T_G | Gehäusetemperatur |
| Th | Thyristor-Tetrode |
| T_j | Sperrschichttemperatur |
| T_L | Lötstellentemperatur |
| T_O | Bezugstemperatur |
| Tr | Abkürzung für Transistor |
| T_S | Lagertemperatur |
| T_U | Umgebungstemperatur |
| ΔT | Temperaturdifferenz |
| τ | Periodendauer |
| τ | Zeitkonstante |
| τ_s | Speicherkonstante |
| τ_{th} | Thermische Zeitkonstante (Zeit, in der eine Temperaturdifferenz ΔT sich um $\Delta T/e$ ändert) |
| u | Spannung (Augenblickswert) |
| \ddot{u} | Übersteuerungsfaktor |

| | |
|--------------------|--|
| u_{FM} | Spitzendurchlaßspannung (Scheitelwert) |
| u_{HF} | Eingangs-Hochfrequenzspannung |
| u_{RM} | Spitzen-Sperrspannung (Scheitelwert; Di) |
| u_{RS} | Stoßspannung, maximal 1 s (Di) |
| u_1 | Eingangswechselspannung |
| u_2 | Ausgangswechselspannung |
| U | Spannung (Gleich- bzw. Mittelwert) |
| $U_{A\text{eff}}$ | Effektive Ausgangsspannung |
| U_{AKS} | Schaltspannung |
| $U_{AK\text{sat}}$ | Anodenrestspannung |
| U_{Batt} | Batteriespannung |
| U_{BB} | Basis-Betriebsspannung |
| U_{BE} | Basis-Emitter-Spannung |
| U_{BELf} | Basis-Emitter-Leerlauf-Gleichspannung |
| $U_{(BR)CBO}$ | Kollektor-Basis-Durchbruchspannung |
| $U_{(BR)CEO}$ | Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung |
| $U_{(BR)EBO}$ | Emitter-Basis-Durchbruchspannung |
| U_{CB} | Kollektor-Basis-Spannung |
| U_{CBO} | Kollektor-Basis-Sperrspannung bei offenem Emitter ($I_E = 0$) |
| U_{CC} | Kollektor-Betriebs-Spannung |
| U_{CE} | Kollektor-Emitter-Spannung |
| U_{CEO} | Kollektor-Emitter-Sperrspannung bei offener Basis ($I_B = 0$) |
| U_{CER} | Kollektor-Emitter-Sperrspannung mit einem Widerstand zwischen Basis und Emitter |
| U_{CES} | Kollektor-Emitter-Spannung bei kurzgeschlossener Emitterdiode ($U_{BE} = 0$) |
| $U_{CE\text{sat}}$ | Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung (Restspannung) |
| U_{CEV} | Kollektor-Emitter-Sperrspannung bei gesperrter Emitterdiode |
| U_{GR} | Sperrspannung zwischen Kathode und Kathodentor |
| U_{GKK} | Einschaltspannung |
| U_{EBO} | Emitter-Basis-Sperrspannung bei offenem Kollektor ($I_C = 0$) |
| U_E | Eingangsspannung |
| U_F | Durchlaßspannung |
| U_{DD} | Sperrspannung zwischen Anode und Kathode (Th) |
| U_L | Leerlaufspannung |
| U_{MeO} | Zulässige Meßspannung bei Heißleitern für eine Eigenerwärmung um $\Delta T = 1^\circ$ gegenüber ruhender umgebender Luft |
| U_{pt} | Sperrschicht-Berührungsspannung |
| U_O | Richtspannung (Di) |
| U_R | Sperrspannung (Di) |
| U_p | Spannung beim Maximum des Tunnelstromes |
| U_v | Spannung beim Minimum des Tunnelstromes |
| U_{ss} | Ausgangsspannung (Spitze-Spitze) |
| μ_O | Anfangspermeabilität |
| V_L | Verstärkerverlustleistung |
| V_i | Dynamische Betriebsstromverstärkung |
| V_p | Leistungsverstärkung (Übertragungsfaktor, wenn nicht alle h -Parameter reell sind) |
| V_{pb} | Leistungsverstärkung in Basisschaltung |
| V_{pe} | Leistungsverstärkung in Emitterschaltung |
| $V_{pb\text{inv}}$ | Rückwärtsdämpfung |
| $V_{pb\text{opt}}$ | Optimale Leistungsverstärkung in Basisschaltung |
| $V_{pe\text{opt}}$ | Optimale Leistungsverstärkung in Emitterschaltung |
| $V_{p\text{max}}$ | Übertragungsfaktor bei Anpassung am Eingang |
| y | Parameter der Leitwert-Matrix (y -Matrix) |
| y_{11} | Kurzschluß-Eingangsleitwert |

| | |
|----------|--|
| Y_{12} | Rückwärtssteilheit |
| Y_{21} | Kurzschluß-Vorwärtssteilheit |
| Y_{22} | Kurzschluß-Ausgangsleitwert |
| Z_{12} | Rückwärtsimpedanz bei offenem Eingang |
| Z_1 | Eingangswiderstand (allgemein) |
| Z_2 | Ausgangswiderstand (allgemein) |
| η_U | Spannungsrichtverhältnis (Di) |
| ν | Tastverhältnis (Tr) |
| ω | Kreisfrequenz $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ |

1 Transistoren

Allgemeine technische Angaben

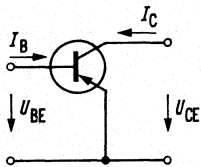
Transistoren sind Halbleiter-Bauelemente, die zur Verstärkung, Schwingungserzeugung und für Regel- und Schaltzwecke verwendet werden können.

Grundschaltungen von Transistoren, ihre Besonderheiten und ihre Bezeichnungsweise

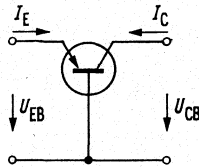
Die Transistoren können in drei Grundschaltungen betrieben werden. Dabei ergeben sich erhebliche Unterschiede in den elektrischen Eigenschaften, daher muß bei der Angabe der Parameter die dazugehörige Grundschaltung mit angegeben werden.

Man spricht von Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung, je nachdem, welche der drei Elektroden der gemeinsame Pol für den Eingangs- und Ausgangskreis ist.

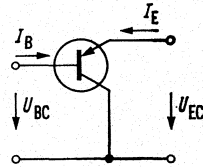
Emitterschaltung



Basisschaltung



Kollektorschaltung



Charakteristische Eigenschaften der Grundschaltungen

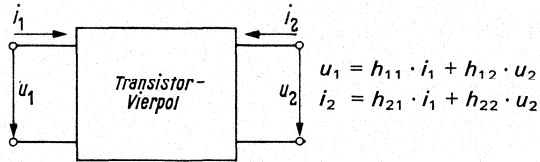
In den drei Grundschaltungen haben die Transistoren die nachfolgend aufgeführten charakteristischen Eigenschaften

| | Emitterschaltung | Basisschaltung | Kollektorschaltung |
|-----------------------------|----------------------|---|--|
| Eingangswiderstand Z_1 | mittel Z_{1e} | klein $Z_{1b} \approx \frac{Z_{1e}}{\beta}$ | groß $Z_{1c} \approx \beta \cdot R_L$ |
| Ausgangswiderstand Z_2 | groß Z_{2e} | sehr groß $Z_{2b} \approx Z_{2e} \cdot \beta$ | klein $Z_{2c} \approx \frac{Z_{1e} + R_G}{\beta}$ |
| Stromverstärkung | groß β | < 1 $\alpha \approx \frac{\beta + 1}{\beta}$ | groß $\gamma \approx \beta + 1$ |
| Spannungsverstärkung | groß | groß | < 1 |
| Leistungsverstärkung | sehr groß | groß | mittel |
| Grenzfrequenz | niedrig f_β | hoch $f_\alpha \sim \beta \cdot f_\beta$ | niedrig $\approx f_\beta$ |

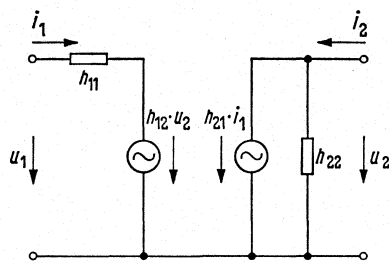
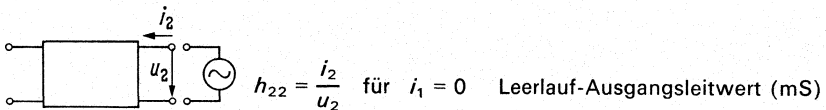
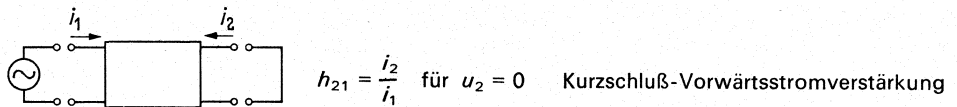
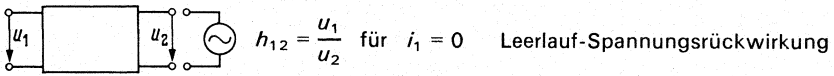
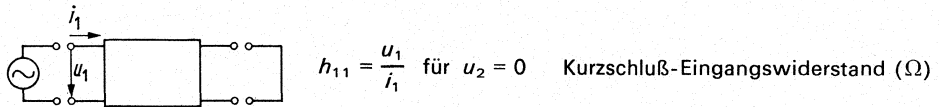
Der Transistor als linearer Vierpol

Bei kleinen Aussteuerungen um einen festen Arbeitspunkt wird das Verhalten zweckmäßigerweise durch geeignete Wechselstrom-Vierpolparameter beschrieben. Hierzu eignen sich beispielsweise die nachfolgenden *h*- und *y*-Parameter.

Beschreibung des Transistors mit *h*-Parametern



Die Parameter haben folgende Bedeutung:



Die Parameter werden also bei Kurzschluß am Ausgang bzw. Leerlauf am Eingang gemessen.

Die formalen Zusammenhänge der Vierpolgleichungen lassen sich in einem Ersatzschaltbild veranschaulichen.

Zusammenhang zwischen den h -Parametern in Basis- und Emitterschaltung

$$\begin{pmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{pmatrix} = \frac{1}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \begin{pmatrix} h_{11e} & - (h_{12e} - \Delta h_e) \\ - (h_{21e} + \Delta h_e) & h_{22e} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{pmatrix} \approx \frac{1}{1 + h_{21e}} \begin{pmatrix} h_{11e} - (h_{12e} - \Delta h_e) \\ - h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix}$$

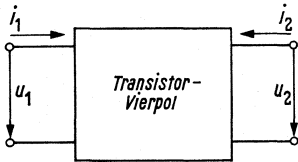
$$\begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} = \frac{1}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \begin{pmatrix} h_{11b} & - (h_{12b} - \Delta h_b) \\ - (h_{21b} + \Delta h_b) & h_{22b} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} \approx \frac{1}{1 + h_{21b}} \begin{pmatrix} h_{11b} - (h_{12b} - \Delta h_b) \\ - h_{21b} & h_{22b} \end{pmatrix}$$

Für die Determinante Δh gilt:

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$$

Beschreibung des Transistors mit y -Parametern



$$y_{11} = g_{11} + jb_{11}$$

$$y_{12} = g_{12} + jb_{12}$$

$$y_{21} = g_{21} + jb_{21}$$

$$y_{22} = g_{22} + jb_{22}$$

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

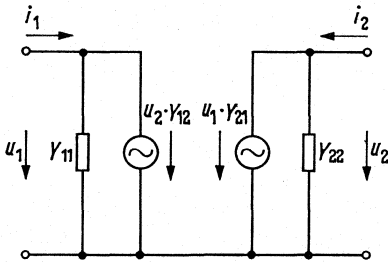
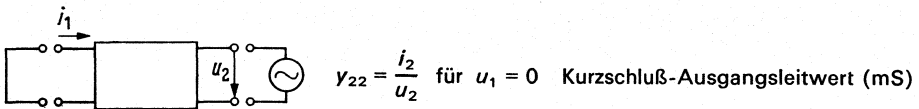
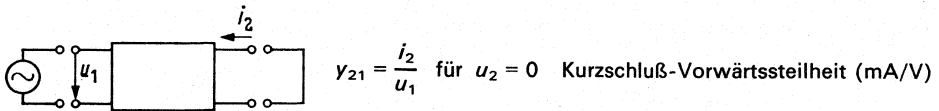
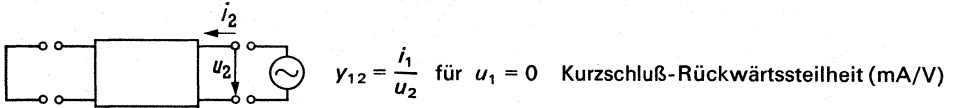
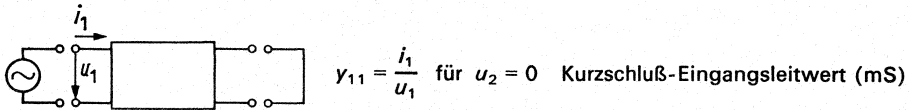
$$b_{11} = \omega \cdot C_{11}$$

$$b_{12} = \omega \cdot C_{12}$$

$$b_{21} = \omega \cdot C_{21}$$

$$b_{22} = \omega \cdot C_{22}$$

Die Parameter haben folgende Bedeutung:



Die Parameter werden also bei Kurzschluß am Ein- bzw. Ausgang gemessen.

Die formalen Zusammenhänge der Vierpolgleichungen lassen sich in einem Ersatzschaltbild veranschaulichen.

Zusammenhang zwischen den y -Parametern in Basis- und Emitterschaltung

$$\begin{pmatrix} y_{11b} & y_{12b} \\ y_{21b} & y_{22b} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e} & -(y_{12e} + y_{22e}) \\ -(y_{21e} + y_{22e}) & y_{22e} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} y_{11e} & y_{12e} \\ y_{21e} & y_{22e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11b} + y_{12b} + y_{21b} + y_{22b} & -(y_{12b} + y_{22b}) \\ -(y_{21b} + y_{22b}) & y_{22b} \end{pmatrix}$$

Zusammenhang zwischen den h - und y -Parametern

Zur Umrechnung der h - in die y -Parameter und umgekehrt gelten folgende Beziehungen:

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}} \quad y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$$

$$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}} \quad y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$$

$$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}} \quad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

Für die Determinanten Δh und Δy gilt:

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$$

$$\Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}$$

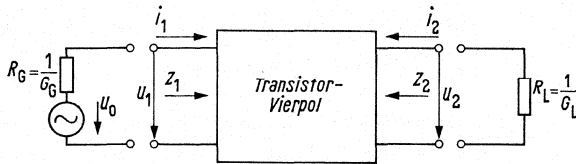
Berechnungshinweise bei Verwendung der h - bzw. γ -Parameter

Zur Berechnung des Betriebsverhaltens können die folgenden Formeln benutzt werden, die sich aus den Vierpolgleichungen und den folgenden Beziehungen ableiten:

$$u_1 = u_0 - i_1 \cdot R_G$$

$$u_2 = -i_2 \cdot R_L$$

Berechnungshinweise bei Verwendung der h -Parameter



Eingangswiderstand

$$Z_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L}$$

Ausgangswiderstand

$$Z_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + h_{22} \cdot R_G}$$

Stromverstärkung

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

Spannungsverstärkung

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}$$

Übertragungsfaktor¹⁾

$$V_p = \frac{u_2 \cdot i_2}{u_1 \cdot i_1} = \frac{|h_{21}|^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22} \cdot R_L)(h_{11} + \Delta h \cdot R_L)}$$

Übertragungsfaktor¹⁾
bei Anpassung am Eingang

$$V_{p \max} = \frac{4 \cdot h_{21}^2 \cdot R_G \cdot R_L}{[(1 + h_{22} \cdot R_L) \cdot R_G + h_{11} + \Delta h \cdot R_L]^2}$$

Optimaler Übertragungsfaktor¹⁾

$$V_{p \text{ opt}} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} \cdot h_{22}}} \right)^2$$

$V_{p \text{ opt}}$ wird bei Anpassung am Ein- und Ausgang erreicht.

Dabei sind:

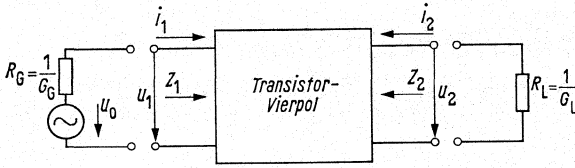
$$R_G = Z_1 = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}}} \cdot \Delta h$$

$$R_L = Z_2 = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}}} \cdot \frac{1}{\Delta h}$$

mit $\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$

¹⁾ Bei niedrigen Frequenzen, falls alle h -Parameter reell sind: Leistungsverstärkung.

Berechnungshinweise bei Verwendung der y-Parameter



Eingangswiderstand $Z_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{1 + y_{22} \cdot R_L}{y_{11} + \Delta y \cdot R_L}$

Ausgangswiderstand $Z_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{1 + y_{11} \cdot R_G}{y_{22} + \Delta y \cdot R_G}$

Stromverstärkung $\frac{i_2}{i_1} = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y \cdot R_L}$

Spannungsverstärkung $\frac{u_2}{u_1} = \frac{-y_{21} \cdot R_L}{1 + y_{22} \cdot R_L}$

Übertragungsfaktor¹⁾ $V_p = \frac{u_2 \cdot i_2}{u_1 \cdot i_1} = \frac{|y_{21}|^2 \cdot R_L}{(1 + y_{22} \cdot R_L)(y_{11} + \Delta y \cdot R_L)}$

Übertragungsfaktor¹⁾
bei Anpassung am Eingang $V_{p \max} = \frac{4 \cdot y_{21}^2 \cdot R_G \cdot R_L}{[(y_{11} + \Delta y \cdot R_L) \cdot R_G + 1 + y_{22} \cdot R_L]^2}$

Optimaler Übertragungsfaktor¹⁾ $V_{p \text{opt}} = \left(\frac{y_{21}}{\sqrt{\Delta y} + \sqrt{y_{11} \cdot y_{22}}} \right)^2$

$V_{p \text{opt}}$ wird bei Anpassung am Ein- und Ausgang erreicht.

Dabei sind: $R_G = Z_1 = \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}}} \cdot \frac{1}{\Delta y}$

$$R_L = Z_2 = \sqrt{\frac{y_{11}}{y_{22}}} \cdot \frac{1}{\Delta y}$$

mit $\Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}$

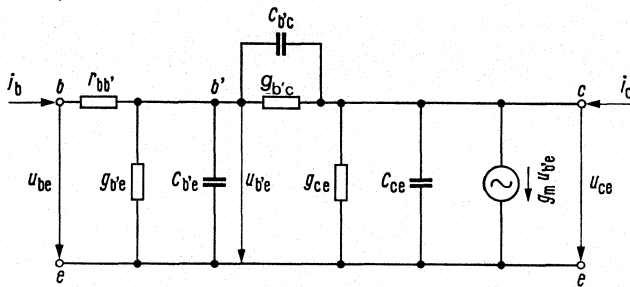
¹⁾ Bei niedrigen Frequenzen, falls alle y-Parameter reell sind: Leistungsverstärkung.

Physikalische Ersatzschaltbilder von Transistoren

Neben der Beschreibung der Eigenschaften eines Transistors durch die Vierpolparameter (formale Ersatzschaltbilder) gibt es noch die Darstellung in Form von sogenannten physikalischen Ersatzschaltbildern.

Während die Elemente des formalen Ersatzschaltbildes lediglich die Zusammenhänge der Vierpolgleichungen veranschaulichen und in starkem Maße frequenzabhängig sind, sind physikalische Ersatzschaltbilder so konstruiert, daß ihre Elemente eine gewisse physikalische Bedeutung haben und als weitgehend frequenzunabhängig angenommen werden können. Sie können bis zu Frequenzen von $f < f\alpha/2$ mit ausreichender Genauigkeit verwendet werden. Dabei wird vorteilhaft für die Emitterschaltung das π -Ersatzschaltbild und für die Basischaltung das T-Ersatzschaltbild verwendet.

π -Ersatzschaltbild eines Transistors (nach Giacioletto; Emitterschaltung)



Zusammenhang zwischen den y -Parametern und den Elementen des π -Ersatzschaltbildes

$$\begin{pmatrix} y_{11e} & y_{12e} \\ y_{21e} & y_{22e} \end{pmatrix} = \frac{1}{M} \begin{pmatrix} y_{b'c} + y_{b'e} & -y_{b'c} \\ g_m - y_{b'c} & (y_{b'c} + y_{ce}) \cdot M + r_{bb'} \cdot y_{b'c} (g_m - y_{b'c}) \end{pmatrix}$$

$$y_{b'c} = g_{b'c} + j\omega C_{b'c}$$

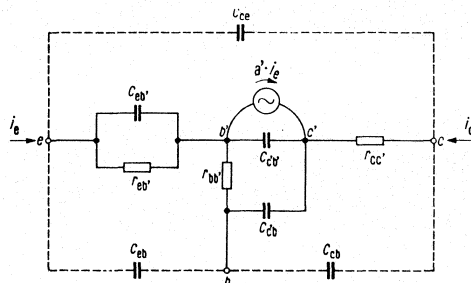
$$y_{b'e} = g_{b'e} + j\omega C_{b'e}$$

$$y_{ce} = g_{ce} + j\omega C_{ce}$$

$$M = 1 + (y_{b'c} + y_{b'e}) r_{bb'}$$

Hochfrequenz-T-Ersatzschaltbild eines Transistors (Basisschaltung)

Dieses Ersatzschaltbild ist nicht für die Anwendung im Niederfrequenzbereich geeignet



Zulässige Verlustleistung bei Transistoren

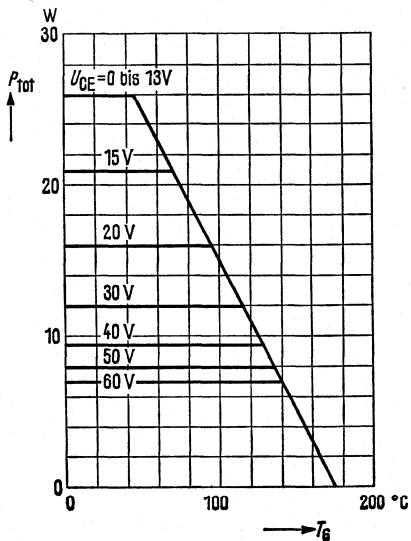
Bei Leistungstransistoren ist die zulässige Verlustleistung in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur T_G mit der Spannung U_{CE} als Parameter in Form von Kurvenscharen, angegeben.

Diese Kurven gelten unter dem Gesichtspunkt gleicher Zuverlässigkeit. Dabei nimmt die zulässige Verlustleistung mit steigender Kollektorspannung ab.

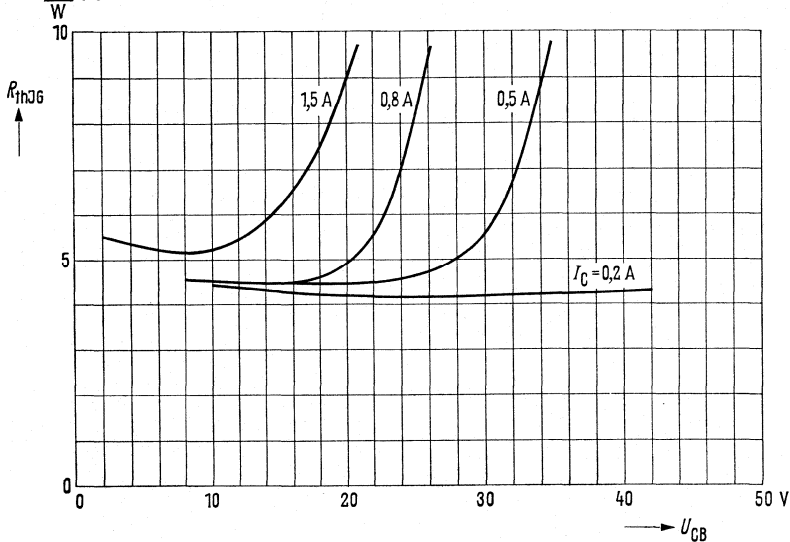
Die folgenden Kurven sind als Beispiele zu betrachten.

Die Wärmeverteilung im Kristall des Halbleiterbauelementes ist bei Belastung nicht gleichmäßig, sondern abhängig vom Strom und der angelegten Spannung. Bei größeren Kollektorspannungen verändert sich mit steigendem Temperaturgradienten im Kristall der am Stromzufluß beteiligte Querschnitt im Halbleiter, so daß es zu einer Zunahme des Wärmewiderstandes kommt.

Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung $P_{tot} = f(T_G)$
(U_{CE} = Parameter)

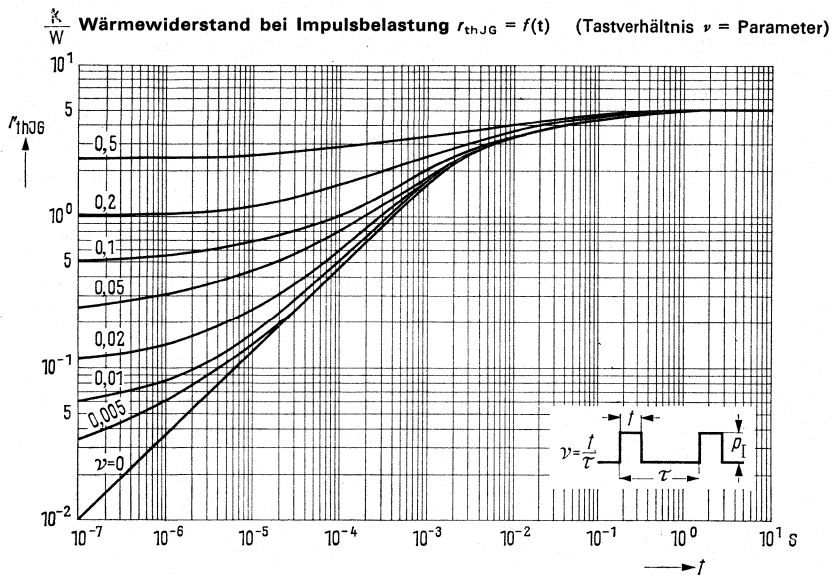


Strom- und Spannungsabhängigkeit des Wärmewiderstandes $R_{thJG} = f(U_{CB});$
(I_C = Parameter)

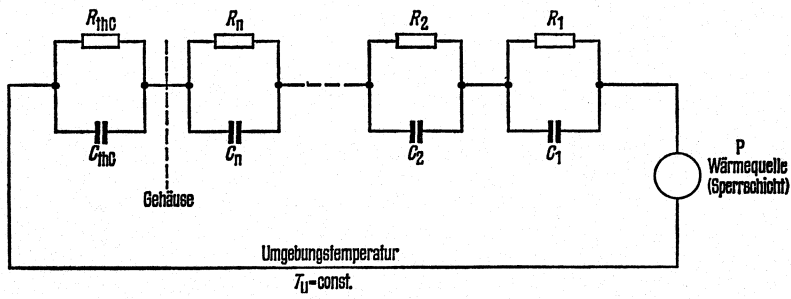


Wird dieses, durch Aufbau und Größe des Halbleiterbauelements bedingte Verhalten nicht beachtet, so kann eine so starke Strom einschnürung auftreten, daß schon bei relativ kleinen Leistungen gegenüber der maximal zulässigen Verlustleistung so hohe Temperaturen im Kristall auftreten, daß dieser lokal aufschmilzt, d.h. der Transistor kann zerstört werden. Die Wärmekapazität eines solchen Stromkanals ist äußerst gering, so daß trotz des hohen Widerstandes Zeitkonstanten von z. B. 10^{-7} s auftreten. Die Sperrspannung bricht aufgrund der plötzlich auftretenden hohen Temperatur zusammen. Man spricht deshalb vom Durchbruch „zweiter Art“ (second breakdown.), welcher praktisch nicht von der Temperatur abhängt.

Mit Transistoren können Leistungen geschaltet werden, die größer als die statische Verlustleistung sind. Während eines Umschaltvorganges wird im allgemeinen für die Dauerlast gültige Verlustleistungs-Kurve überschritten. Dies ist dann zulässig, wenn die Wärmekapazität des Systems und die Wärmeableitung verhindern, daß die kurzzeitig auftretenden Verluste das Transistorsystem über die maximal zulässige Sperrschichttemperatur erwärmen.



Dieses Diagramm wurde aus dem thermischen Einschwingvorgang eines Transistors abgeleitet. Das Ersatzschaltbild des Wärmewiderstandes R_{th} kann als Leistung mit verteilten R - und C -Gliedern dargestellt werden. Dadurch, daß Wärmekapazitäten vorhanden sind, halten Transistoren Impulsleistungen aus, die größer sind als die statisch zulässige Gesamtverlustleistung (vgl. DIN 41 862).



Will man das Bauelement in der Nähe der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur betreiben, so sind beide Diagramme für die Errechnung der maximalen Sperrschichttemperatur zu beachten. Das Diagramm für den Wärmewiderstand als Funktion der Zeit gilt uneingeschränkt für den Betrieb bei kleiner Kollektor-Spannung. Bei höheren Spannungen ist jedoch die Spannungsabhängigkeit des thermischen Widerstandes zu berücksichtigen. In diesem Falle ist der dynamische Wärmewiderstand $r_{thJG} = f(t)$ mit einem spannungsabhängigen Korrekturfaktor K_U zu multiplizieren. Dieser Faktor wird aus dem Diagramm $P_{tot} = f(T_G)$ als das Verhältnis P_{max} zu P_U ermittelt. P_{max} ist die maximale zulässig Verlustleistung bei der maximalen auftretenden Gehäusetemperatur und bei niedriger U_{CE} ; P_{UI} ist die maximal zulässige Impulsverlustleistung bei der im Betrieb auftretenden Spannung U_{CE} .

Der spannungsabhängige Korrekturfaktor wird auf ähnliche Weise auch für statische Belastung berechnet.

$$R_{thJG(U)} = K_{Uo} R_{thJG} = \frac{P_{max}}{P_{Uo max}} R_{thJG}$$

$$r_{thJG(U)} = K_{UI} r_{thJG} = \frac{P_{max}}{P_{UI max}} r_{thJG}$$

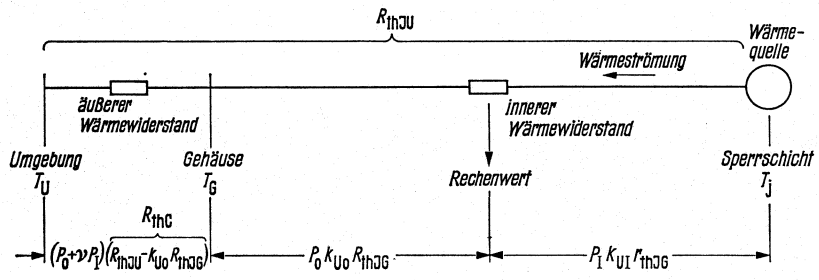
Ist der Impulsverlauf nicht rechteckig, so ist die volle Impulshöhe zu berücksichtigen und für die Impulsdauer eine Näherung einzusetzen, die sich aus der Impulsbreite bei 20% der Impulshöhe ergibt. Eine Umrechnung in ein flächengleiches Rechteck ist aus Gründen des komplexen Wärmewiderstandes nicht zulässig.

Das Maximum der Sperrschichttemperatur kann dann berechnet werden nach der Formel:

$$T_j = (P_o + \nu P_I) \underbrace{(R_{thJU} - K_{Uo} R_{thJG})}_{R_{thC}} + P_o K_{Uo} R_{thJG} + P_I K_{UI} r_{thJG} + T_U$$

Wird hierbei die maximale zulässige Sperrschichttemperatur überschritten, ist die Rechnung mit einem größeren Kühlkörper zu wiederholen.

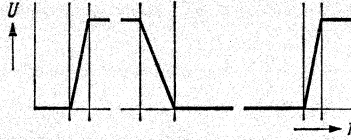
Die einzelnen Beiträge zur Erhöhung der Sperrschichttemperatur sind aus folgender Abbildung ersichtlich



Verlustleistung im Transistor bei Betrieb als Schalter

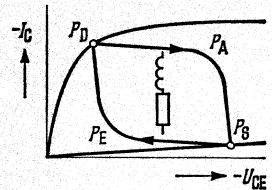
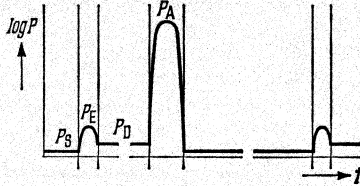
Während einer Schaltperiode wird der Transistor durch Sperr-, Einschalt-, Durchlaß- und Ausschaltverluste belastet. Die Zeitdiagramme der dabei im Transistor auftretenden Verlustleistungen sind für induktive, ohmsche und kapazitive Last in den folgenden Abbildungen dargestellt.

Ausgangs-impuls

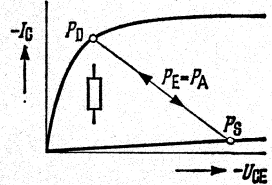
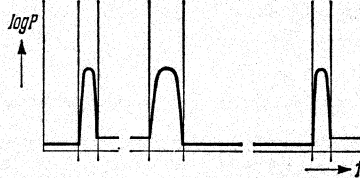


Verlustleistung im Transistor bei:

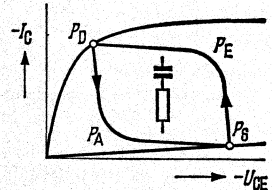
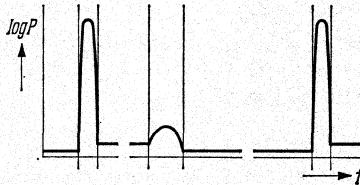
induktiver Last



ohmscher Last



kapazitiver Last

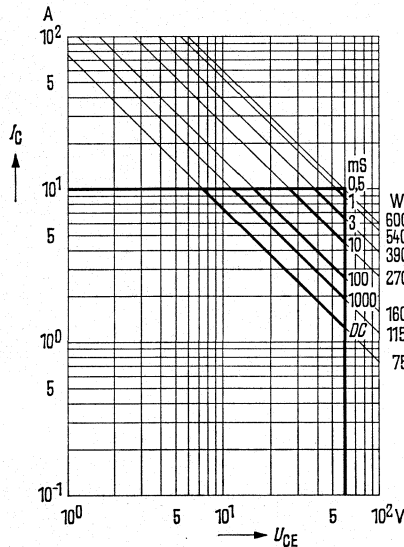


Anstelle der kurvenförmigen Verläufe kann man hier beim Ein- und Ausschalten rechteckige Impulsformen annehmen. Bei einer ohmschen oder überwiegend ohmschen Belastung kann vereinfacht angenommen werden, daß der Ausschaltimpuls ohne Zwischenpause dem Einschaltimpuls folgt. Dann gilt folgende Tabelle:

| Last | Impulsdauer | Impulsverlustleistung | Über die Dauer einer Periode gemittelte Verlustleistung |
|------|-----------------------------------|-----------------------|---|
| L | t_{aus} | P_A | $P_S + P_E + P_D$ |
| R | $t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}$ | $P_E = P_A$ | $P_S + P_D$ |
| C | t_{ein} | P_E | $P_S + P_D + P_A$ |

Erlaubter Arbeitsbereich im Kennlinienfeld

Bei manchen Transistortypen wird im I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld ein erlaubter Arbeitsbereich gemäß dem untenstehenden Bild angegeben. Innerhalb dieses Bereiches sind alle Werte von I_C und U_{CE} erlaubt, wenn der Transistor hierbei thermisch nicht überlastet wird.



Wärmeableitung bei Transistoren

Leistungstransistoren werden zur Erzielung besserer Wärmeableitung auf Chassisbleche montiert. In diesem Falle ist anstelle von R_{thJU} der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht über das Chassisblech zur Umgebung R_{thL} anzusetzen.

$$R_{thC} = R_{thL} - R_{thJG}$$

Der Wärmewiderstand des Chassisbleches R_{thC} wird nach der folgenden Näherungsformel (gültig für Kühlblech – nicht gültig für Kühlkörper) berechnet:

$$R_{thC} = \frac{3,3}{\sqrt{\lambda d}} C^{0,25} + \frac{650}{A} C$$

λ Wärmeleitwert des Chassisbleches in W/K cm

| Material | λ (W/°C cm) |
|-----------|---------------------|
| Aluminium | 2,1 |
| Kupfer | 3,8 |
| Messing | 1,1 |
| Stahl | 0,46 |

d Dicke des Chassisbleches in mm

A Fläche des Chassisbleches in cm^2

C Korrekturfaktor für die Lage und die Oberflächenbeschaffenheit des Chassisbleches

| Lage | Oberfläche | blank | geschwärzt |
|-----------|------------|-------|------------|
| senkrecht | | 0,85 | 0,43 |
| waagrecht | | 1 | 0,5 |

Die Formel gilt für annähernd quadratisch geformte Chassisbleche, wenn der Transistor in der Mitte des Kühlbleches montiert, die einzige Wärmequelle am Chassisblech darstellt. Die Werte der Konstanten λ und C gelten in ruhender Luft bis zu einer Umgebungstemperatur von etwa 45 °C, wenn keine heißen, wärmestrahlenden Teile in der Nähe sind.

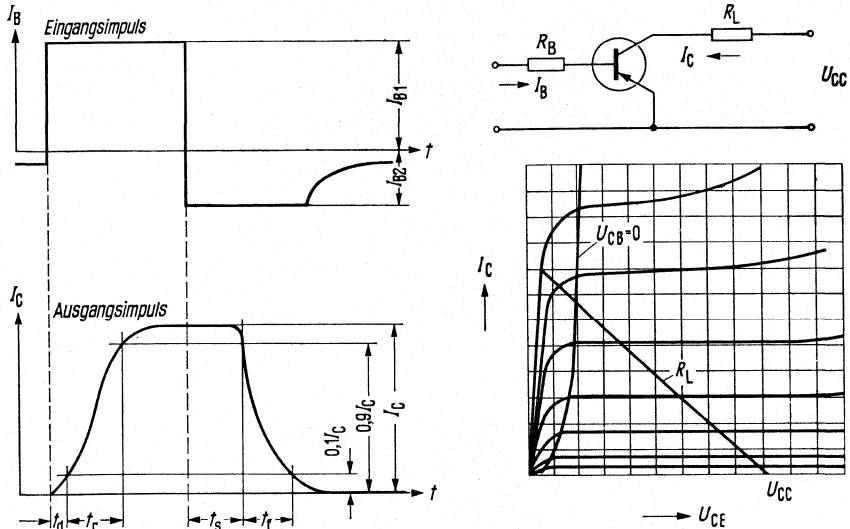
Wärmeübergangswiderstand einer Glimmerscheibe R_{th} (K/W = Kelvin pro Watt)

| Gehäuse | Dicke der Scheibe trocken | | beidseitig eingefettete Scheibe reduziert den Widerstand um: |
|-------------|---------------------------|-----------|--|
| | 50 μ | 100 μ | |
| TO-3 | 1,25 | 1,5 | 0,9 K/W |
| TO-41 ähnl. | 1,25 | 1,5 | 0,9 K/W |
| SOT-9 | 2,5 | 3,0 | 1,5 K/W |
| SOT-32 | 8,0 | 10,0 | 4,0 K/W |

Schaltzeiten bei Transistoren

Beim Einsatz von Transistoren als Schalter wird der Ausgangsimpuls gegenüber dem Eingangsimpuls verformt und verzögert.

Folgendes Bild zeigt das Schaltverhalten eines Transistors in Emitterschaltung.



Anhand des obigen Bildes definiert man folgende Zeiten:

Einschaltzeit $t_{\text{ein}} = t_d + t_r$

Die Einschaltzeit ist die Zeit, in der der Ausgangsstrom (Kollektorstrom) nach Einschalten des Steuerstromes (Basisstrom) auf 90% seines Maximalwertes ansteigt. Sie setzt sich zusammen aus der Verzögerungszeit t_d (delay-time) und der Anstiegszeit t_r (rise-time). Die Verzögerungszeit ist die Zeit, in der nach Einschalten des Steuerimpulses der Kollektorstrom auf 10% seines Endwertes angestiegen ist. Die Anstiegszeit ist jene Zeit, in der der Kollektorstrom von 10% auf 90% seines Endwertes ansteigt.

Ausschaltzeit $t_{\text{aus}} = t_s + t_f$

Die Ausschaltzeit ist die Zeit, in der nach Absinken des Steuerimpulses der Ausgangsstrom auf 10% seines Maximalwertes absinkt.

Sie setzt sich zusammen aus der Speicherzeit t_s (storage-time) und der Abfallzeit t_f (fall-time). Die Speicherzeit ist die Zeit, in der nach Abschalten des Steuerstromes (Basisstrom) der Ausgangsstrom (Kollektorstrom) auf 90% seines Maximalwertes absinkt.

Die Abfallzeit ist die Zeit, in der der Ausgangsstrom (Kollektorstrom) von 90% auf 10% seines Maximalwertes absinkt.

Erläuterungen der verwendeten Kurzzeichen und Begriffe

Im folgenden sind die für Datenangaben bei Transistoren verwendeten Symbole und Begriffe kurz erläutert.

Um die verschiedenen Spannungen und Ströme des Transistors kennzeichnen zu können, verwendet man einen aus Buchstaben bestehenden Index.

Die verwendeten Buchstaben geben Aufschluß über die jeweilige Anschlußart der Transistoranschlüsse. Ihre Reihenfolge in Verbindung mit dem Vorzeichen (+ oder -) kennzeichnet die Richtung der Spannung bzw. des Stromes. Es gilt hierbei die konventionelle Stromrichtung (Strom von + nach -).

Die drei Transistoranschlüsse werden wie folgt bezeichnet:

| | |
|-----------|-------------|
| Emitter | <i>E</i> |
| Basis | <i>B</i> |
| Kollektor | <i>C, K</i> |

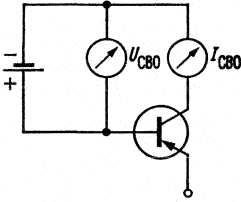
- Beispiel:**
- $-U_{\text{CE}}$ Kollektor-Emitter-Spannung, wobei der Kollektor negativ gegenüber dem Emitter ist.
 - U_{BE} Basis-Emitter-Spannung, wobei die Basis positiv gegenüber dem Emitter ist.
 - $-U_{\text{BE}}$ Basis-Emitter-Spannung, wobei die Basis negativ gegenüber dem Emitter ist.

Zur Kennzeichnung der Restströme und Sperrspannungen wird ein dritter Buchstabe im Index verwendet. Dieser Buchstabe gibt Aufschluß über die Anschlußart des nicht genannten, dritten Anschlusses.

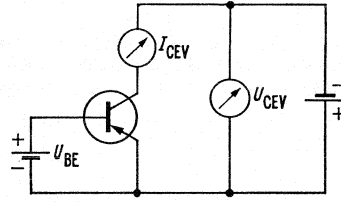
Es werden folgende Abkürzungen verwendet:

- O* Der dritte, nicht genannte Anschluß ist offen.
- R* Ohmscher Widerstand zwischen dem an zweiter Stelle und dem nicht genannten Anschluß.
- S* Kurzschluß zwischen dem an zweiter Stelle und dem nicht genannten Anschluß.
- V* Vorspannung in Sperrichtung zwischen dem an zweiter Stelle und dem nicht genannten Anschluß.

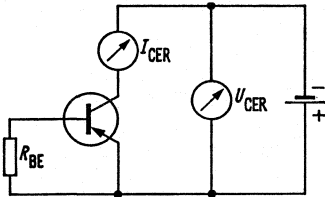
Beispiel: (beim pnp-Transistor)



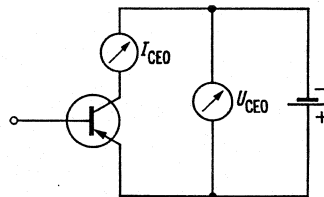
$-U_{CBO}$ ($-I_{CBO}$)
Kollektor-Basis-Sperrspannung
(Kollektor-Basis-Reststrom)
bei offenem Emitter; $I_E = 0$



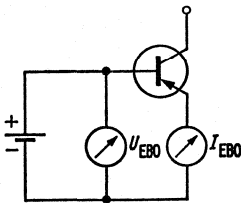
$-U_{CEV}$ ($-I_{CEV}$)
Kollektor-Emitter-Sperrspannung
(Kollektor-Emitter-Reststrom)
bei gesperrter Emitterdiode, d. h.
Vorspannung in Sperrrichtung zwischen
Basis und Emitter



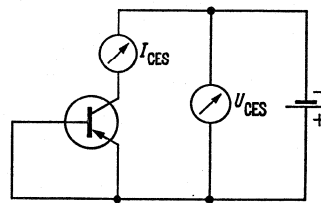
$-U_{CER}$ ($-I_{CER}$)
Kollektor-Emitter-Sperrspannung
(Kollektor-Emitter-Reststrom)
mit einem Widerstand zwischen Basis
und Emitter. Der maximal zulässige Wert
des Widerstandes R_{BE} ist in den Daten-
blättern angegeben. Bei höheren
Werten von R_{BE} gilt die Sperrspannung U_{CE0}



$-U_{CEO}$ ($-I_{CEO}$)
Kollektor-Emitter-Sperrspannung
(Kollektor-Emitter-Reststrom)
bei offener Basis; $I_B = 0$. Der Zustand
 $I_B = 0$ kann z. B. im Schalterbetrieb
auch dann kurzzeitig auftreten, wenn
zwischen Basis und Emitter ein
Widerstand angeordnet ist



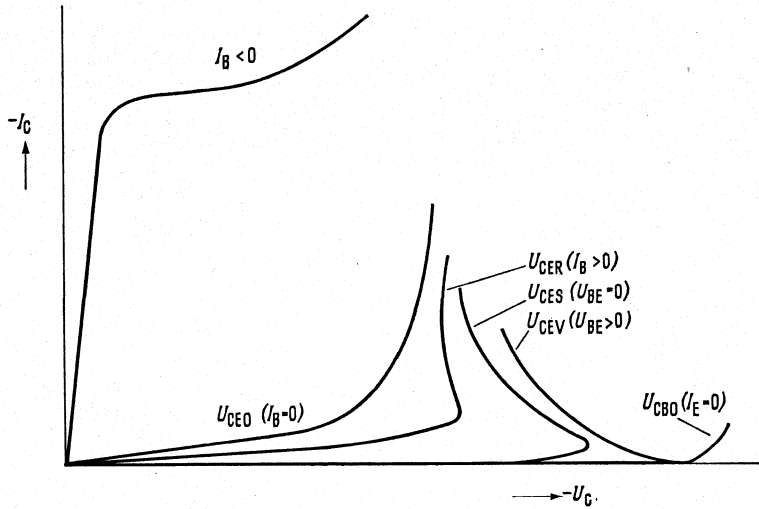
$-U_{EBO}$ ($-I_{EBO}$)
Emitter-Basis-Sperrspannung
(Emitter-Basis-Reststrom)
bei offenem Kollektor; $I_C = 0$



$-U_{CES}$ ($-I_{CES}$)
Kollektor-Emitter-Sperrspannung
(Kollektor-Emitter-Reststrom) bei kurz-
geschlossener Emitterdiode $U_{BE} = 0$

Prinzipieller Verlauf der Spannungsfestigkeit bei Transistoren (PNP-Typ)

Nachstehendes Bild zeigt den prinzipiellen Verlauf der Kennlinien $I_C = f(U_C)$ mit verschiedenen Abschlußbedingungen zwischen Basis und Emittter bei $T_U 25^\circ\text{C}$.



1.1 Silizium-Transistoren

Typenübersicht, Kenndaten und Anwendungen

| Typ | | Kollektor-Sperrspannung U_{CB0} : V (U_{CES}): V | Kollektorstrom I_C : mA (I_{CM}): mA | Grenzfrequenz f_T : MHz | Wärme-widerstand R_{thJU} : K/W | Gehäuse JEDEC-Bezeichnung | Anwendungshinweise |
|----------------------|---|--|--|------------------------------|--------------------------------------|---------------------------|---------------------------|
| BC 121 | N | 5 | 75 | 250 | ≤ 1000 | Miniatur | rauscharme NF-Verstärker |
| BC 122 | N | 30 | 75 | 250 | ≤ 1000 | Miniatur | rauscharme NF-Verstärker |
| BC 123 | N | 45 | 75 | 250 | ≤ 1000 | Miniatur | rauscharme NF-Verstärker |
| BC 167 | N | (50) | (200) | 250 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 168 | N | (30) | (200) | 250 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 169 | N | (30) | 50 | 300 | ≤ 420 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 182 | N | 60 | 200 | > 150 | ≤ 420 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 183 | N | 45 | 200 | > 150 | ≤ 420 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 201 | P | -5 | -75 | 80 | ≤ 1000 | Miniatur | rauscharme NF-Verstärker |
| BC 202 | P | -30 | -75 | 80 | ≤ 1000 | Miniatur | rauscharme NF-Verstärker |
| BC 203 | P | -45 | -75 | 80 | ≤ 1000 | Miniatur | rauscharme NF-Verstärker |
| BC 212 | P | -60 | -200 | > 200 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 213 | P | -45 | -200 | > 200 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 237 | N | (50) | (200) | 250 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 238 | N | (30) | (200) | 250 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 239 | N | (30) | 50 | 300 | ≤ 420 | TO-92 | rauscharme Vorstufen |
| BC 257 | P | (-50) | (-200) | 130 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 258 | P | (-30) | (-200) | 130 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 259 | P | (-25) | -50 | 130 | ≤ 420 | TO-92 | rauscharme Vorstufen |
| BC 307 | P | (-50) | (-200) | 200 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 308 | P | (-30) | (-200) | 200 | ≤ 420 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 309 | P | (-25) | -50 | 200 | ≤ 420 | TO-92 | rauscharme Vorstufen |
| BC 327 | P | (-50) | -800 | 100 | ≤ 200 | TO-92 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BC 328 | P | (-30) | -800 | 100 | ≤ 200 | TO-92 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BC 337 | N | (50) | 800 | 100 | ≤ 200 | TO-92 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BC 338 | N | (30) | 800 | 100 | ≤ 200 | TO-92 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BC 368 | N | (25) | 1000 | 65 | ≤ 156 | TO-92 | NF-Gegentakt-Endstufen |
| BC 369 | P | (-25) | -1000 | 65 | ≤ 156 | TO-92 | NF-Gegentakt-Endstufen |
| BC 413 | N | 45 | 100 | 250 | ≤ 420 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 414 | N | 50 | 100 | 250 | ≤ 420 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 415 | P | -45 | -100 | 200 | ≤ 400 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 416 | P | -50 | -100 | 200 | ≤ 400 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 516 ¹⁾ | P | -40 | -400 | 220 | ≤ 200 | TO-92 | Relaistreiber NF-Anwend. |
| BC 517 ¹⁾ | N | 40 | 400 | 220 | ≤ 200 | TO-92 | Relaistreiber und NF-Anw. |
| BC 546 | N | 80 | 100 | 300 | ≤ 250 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 547 | N | 50 | 100 | 300 | ≤ 250 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 548 | N | 30 | 100 | 300 | ≤ 250 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 549 | N | 30 | 100 | 300 | ≤ 250 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 550 | N | 50 | 100 | 300 | ≤ 250 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 556 | P | -80 | -100 | 150 | ≤ 250 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |

¹⁾ Darlington-Transistoren

Typenübersicht, Kenndaten und Anwendungen

| Typ | | Kollektor-Sperrspannung U_{CE0} ; V (U_{CES}); V (U_{CE0}); V | Kollektorstrom I_C ; mA | Grenzfrequenz f_T ; MHz | Wärme-widerstand R_{thJU} ; K/W (R_{thJSR}) K/W | Gehäuse JEDEC-Bezeichnung | Anwendungshinweise |
|----------------------|---|--|------------------------------|------------------------------|---|---------------------------|--|
| BC 557 | P | -50 | -100 | 150 | ≤ 250 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 558 | P | -30 | -100 | 150 | ≤ 250 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BC 559 | P | -30 | -100 | 300 | ≤ 250 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 560 | P | -50 | -100 | 300 | ≤ 250 | TO-92 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BC 617 ¹⁾ | N | 50 | 1000 | 150 | ≤ 200 | TO-92 | Relais-Treiberstufen |
| BC 618 ¹⁾ | N | 80 | 1000 | 150 | ≤ 200 | TO-92 | Relais-Treiberstufen |
| BC 635 | N | (45) | 1000 | 130 | ≤ 156 | TO-92 | NF-Treiberstufen |
| BC 636 | P | (-45) | -1000 | 130 | ≤ 156 | TO-92 | NF-Treiberstufen |
| BC 637 | N | (60) | 1000 | 130 | ≤ 156 | TO-92 | NF-Treiberstufen |
| BC 638 | P | (-60) | -1000 | 130 | ≤ 156 | TO-92 | NF-Treiberstufen |
| BC 639 | N | (100) | 1000 | 130 | ≤ 156 | TO-92 | NF-Treiberstufen |
| BC 640 | P | (-100) | -1000 | 130 | ≤ 156 | TO-92 | NF-Treiberstufen |
| BC 875 ¹⁾ | N | 60 | 1000 | 200 | ≤ 156 | TO-92 | Relais-Treiberstufen |
| BC 876 ¹⁾ | N | -60 | -1000 | 200 | ≤ 156 | TO-92 | Relais-Treiberstufen |
| BC 877 ¹⁾ | N | 80 | 1000 | 200 | ≤ 156 | TO-92 | Relais-Treiberstufen |
| BC 878 ¹⁾ | P | -80 | -1000 | 200 | ≤ 156 | TO-92 | Relais-Treiberstufen |
| BC 879 ¹⁾ | N | 100 | 1000 | 200 | ≤ 156 | TO-92 | Relais-Treiberstufen |
| BC 880 ¹⁾ | P | -100 | -1000 | 200 | ≤ 156 | TO-92 | Relais-Treiberstufen |
| BCV 26 | P | -40 | -500 | 200 | ≤ 358 | TO-236 | Relais-Treiberstufen |
| BCV 27 | N | 40 | 500 | 200 | ≤ 358 | TO-236 | Relais-Treiberstufen |
| BCV 46 | P | -80 | -500 | 200 | ≤ 358 | TO-236 | Relais-Treiberstufen |
| BCV 47 | N | 80 | 500 | 200 | ≤ 358 | TO-236 | Relais-Treiberstufen |
| BCW 60 | N | [32] | 200 | 250 | ≤ 450 | TO-236 | NF-Vorstufen und Schalter |
| BCW 60 F | N | [32] | 200 | 250 | ≤ 450 | TO-236 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BCW 61 | P | [-32] | -200 | 180 | ≤ 450 | TO-236 | NF-Vorstufen und Schalter |
| BCW 61 F | P | [32] | -200 | 180 | ≤ 450 | TO-236 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BCW 65 | N | [32] | 800 | 100 | ≤ 375 | TO-236 | NF-Treiber und Schalter |
| BCW 66 | N | [45] | 800 | 100 | ≤ 375 | TO-236 | NF-Treiber und Schalter |
| BCW 67 | P | [-32] | -800 | 100 | ≤ 375 | TO-236 | NF-Treiber und Schalter |
| BCW 68 | P | [-45] | -800 | 100 | ≤ 375 | TO-236 | NF-Treiber und Schalter |
| BCX 22 | N | [125] | 800 | 100 | ≤ 390 | TO-18 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCX 39 | P | (-100) | -800 | 100 | ≤ 390 | TO-18 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCX 41 | N | 125 | 800 | 100 | ≤ 380 | TO-236 | Vorstufen und Schalter |
| BCX 42 | P | -125 | -800 | 100 | ≤ 380 | TO-236 | Vorstufen und Schalter |
| BCX 51 | P | -45 | -1000 | 50 | (≤ 30) | SOT-89 | NF-Vor- u. Treiberstufen ²⁾ |
| BCX 52 | P | -60 | -1000 | 50 | (≤ 30) | SOT-89 | NF-Vor- u. Treiberstufen ²⁾ |
| BCX 53 | P | -100 | -1000 | 50 | (≤ 30) | SOT-89 | NF-Vor- u. Treiberstufen ²⁾ |
| BCX 54 | N | 45 | 1000 | 50 | (≤ 30) | SOT-89 | NF-Vor- u. Treiberstufen ²⁾ |
| BCX 55 | N | 60 | 1000 | 50 | (≤ 30) | SOT-89 | NF-Vor- u. Treiberstufen ²⁾ |

¹⁾ Darlington-Transistoren ²⁾ in Schichtschaltungen

Typenübersicht, Kenndaten und Anwendungen

| Typ | Kollektor-Sperrspannung U_{CBO} ; V (U_{CEO}); V | Kollektorstrom I_C ; mA | Grenzfrequenz f_T ; MHz | Wärme-widerstand R_{thJU} ; K/W (R_{thJSR}) K/W | Gehäuse JEDEC-Bezeichnung | Anwendungshinweise |
|------------------------|--|------------------------------|------------------------------|---|---------------------------|--|
| (P = PNP) (N = NPN) | | | | | | |
| BCX 23 P | (-125) | -800 | 100 | ≤ 390 | TO-18 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCX 56 N | 100 | 1000 | 50 | (≤ 30) | SOT-89 | NF-Vor- u. Treiberstufen ¹⁾ |
| BCX 58 N | (32) | 100 | 250 | ≤ 280 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCX 59 N | (45) | 100 | 250 | ≤ 280 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCX 68 N | (20) | 1000 | 65 | (≤ 30) | SOT-89 | universelle Anwendungen ¹⁾ |
| BCX 69 P | (-20) | -1000 | 65 | (≤ 30) | SOT-89 | universelle Anwendungen ¹⁾ |
| BCX 70 N | (45) | 200 | 250 | ≤ 450 | TO-236 | NF-Vorstufen und Schalter |
| BCX 71 P | -45 | -200 | 180 | ≤ 450 | TO-236 | NF-Vorstufen und Schalter |
| BCX 73 N | (32) | 800 | > 100 | ≤ 200 | TO-92 | NF-Stufen und Schalter |
| BCX 74 N | (45) | 800 | > 100 | ≤ 200 | TO-92 | NF-Stufen und Schalter |
| BCX 75 P | -32 | -800 | > 100 | ≤ 200 | TO-92 | NF-Stufen und Schalter |
| BCX 76 P | -45 | -800 | > 100 | ≤ 200 | TO-92 | NF-Stufen und Schalter |
| BCX 78 P | -32 | -100 | > 200 | ≤ 280 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCX 79 P | -45 | -100 | > 200 | ≤ 280 | TO-92 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCX 94 N | (100) | 800 | 100 | ≤ 390 | TO-18 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCY 59 N | (45) | 200 | 250 | ≤ 450 | TO-18 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCY 65 E N | (60) | 100 | 250 | ≤ 450 | TO-18 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCY 66 N | (45) | 50 | 250 | ≤ 450 | TO-18 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BCY 67 P | (-45) | -50 | 180 | ≤ 450 | TO-18 | rauscharme NF-Vorstufen |
| BCY 77 P | (-60) | -100 | 180 | ≤ 450 | TO-18 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BCY 79 P | (-45) | -200 | 180 | ≤ 450 | TO-18 | NF-Vor- und Treiberstufen |
| BD 825 N | 45 | 1,5 | > 50 | (15) | TO-202 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BD 826 P | -45 | -1,5 | > 50 | (15) | TO-202 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BD 827 N | 60 | 1,5 | > 50 | (15) | TO-202 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BD 828 P | -60 | -1,5 | > 50 | (15) | TO-202 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BD 829 N | (80) | 1,5 | > 50 | (15) | TO-202 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BD 830 P | (-80) | -1,5 | > 50 | (15) | TO-202 | NF-Treiber- und Endstufen |
| BF 199 N | 40 ²⁾ | 25 | 550 | ≤ 250 | TO-92 | HF-FS-ZF Verstärkerstufen |
| BF 240 N | 40 ²⁾ | 25 | 400 | ≤ 420 | TO-92 | HF-AM/FM-ZF-Verstärker |
| BF 241 N | 40 | 25 | 400 | ≤ 420 | TO-92 | HF-AM/FM-ZF-Verstärker |
| BF 254 N | 30 | 30 | 260 | ≤ 450 | TO-92 | HF-AM/FM-ZF-Verstärker |
| BF 255 N | 30 | 30 | 200 | ≤ 450 | TO-92 | HF-Verstärker |
| BF 414 P | -40 | -25 | 560 | ≤ 350 | TO-92 | HF-VHF u. UKW-Vorstufen |
| BF 420 N | 300 | 25 | ≤ 60 | ≤ 150 | TO-92 | HF-Video-FS-Endstufen |
| BF 421 P | -300 | -25 | ≤ 60 | ≤ 150 | TO-92 | HF-Video-FS-Endstufen |
| BF 422 N | 250 | 25 | ≤ 60 | ≤ 150 | TO-92 | HF-Video-FS-Endstufen |
| BF 423 P | -250 | -25 | ≤ 60 | ≤ 150 | TO-92 | HF-Video-FS-Endstufen |
| BF 450 P | -40 | -25 | 325 | ≤ 660 | TO-92 | HF-AM/FM-ZF-Verstärker |
| BF 451 P | -40 | -25 | 325 | ≤ 660 | TO-92 | HF-AM/FM-ZF-Verstärker |

¹⁾ in Schichtschaltungen ²⁾ Kollektor-Basis-Sperrspannungen

Typenübersicht, Kenndaten und Anwendungen

| Typ | | Kollektor-Basis-Sperrspannung $U_{CB0}; V$ (U_{BS}); V | Kollektorstrom $I_C; mA$ (I_{BSS}); mA | Grenzfrequenz $f_T; MHz$ | Wärme-widerstand $R_{thJU}; K/W$ | Gehäuse JEDEC-Bezeichnung | Anwendungshinweise |
|----------------------------|---|--|--|-----------------------------|-------------------------------------|---------------------------|-----------------------------|
| (P = PNP) (N = NPN) | | | | | | | |
| BF 506 | P | -40 | -30 | 550 | ≤ 350 | TO-92 | rauscharme VHF-Mischstuf. |
| BF 550 | P | -40 | -25 | 375 | ≤ 500 | TO-236 | AM-FM-ZF-Stufen, VHF-Tuner |
| BF 554 | N | 30 | 30 | 260 | ≤ 500 | TO-236 | AM-FM-ZF-Verstärker |
| BF 568 | P | -40 | -30 | 1100 | ≤ 500 | TO-236 | rauscha. VHF- u. UHF-Vorst. |
| BF 569 | P | -40 | -30 | 850 | ≤ 500 | TO-236 | HF-UHF-Mischer |
| BF 579 | P | -20 | -30 | 1600 | ≤ 500 | TO-236 | HF-UHF-VHF-Vorstufen |
| BF 599 | N | 40 | 25 | 550 | ≤ 500 | TO-236 | HF-VHF-Stufen |
| BF 606 A | P | -40 | -25 | 650 | ≤ 350 | TO-92 | HF-MOS-Mischstufen |
| BF 622 | N | 250 | 20 | > 60 | (≤ 45) | SOT-89 | HF-Video B-Endstufen |
| BF 623 | P | -250 | -20 | > 60 | (≤ 45) | SOT-89 | HF-Video B-Endstufen |
| BF 660 | P | -40 | -25 | 650 | ≤ 500 | TO-236 | HF-MOS-Mischstufen |
| BF 847 | P | -160 | -100 | 90 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video-Endstufen |
| BF 848 | P | -270 | -100 | 90 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video-Endstufen |
| BF 849 | P | -300 | -100 | 90 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video-Endstufen |
| BF 857 | N | 160 | 100 | 90 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video-Endstufen |
| BF 858 | N | 270 | 100 | 90 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video-Endstufen |
| BF 859 | N | 300 | 100 | 90 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video-Endstufen |
| BF 869 | N | 250 | 30 | ≥ 60 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video B-Endstufen |
| BF 870 | P | -250 | -30 | ≥ 60 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video B-Endstufen |
| BF 871 | N | 300 | 30 | ≥ 60 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video B-Endstufen |
| BF 872 | P | -300 | -30 | ≥ 60 | ≤ 70 | TO-202 | HF-Video B-Endstufen |
| BF 926 | P | -40 | -25 | 600 | ≤ 350 | TO-92 | HF-VHF-Oszillatorstufen |
| BF 939 | P | -30 | -20 | 750 | ≤ 500 | TO-92 | HF-VHF-Vorstufen |
| BF 959 | N | 30 | 30 | 1100 | ≤ 250 | TO-92 | HF-ZF-Vorverstärker |
| BF 960¹⁾ | N | (30) | (30) | - | ≤ 450 | TO-120 ähnl. | UHF-Vorstufen |
| BF 961¹⁾ | N | (30) | (30) | - | ≤ 600 | TO-120 ähnl. | VHF Vor- u. Mischstufen |
| BF 968 | P | -40 | -30 | 1100 | ≤ 600 | TO-119 ähnl. | rauscharme HF-Vorstufen |
| BF 970 | P | -40 | -30 | 850 | ≤ 600 | TO-119 ähnl. | HF-UHF-Mischer |
| BF 979 S | P | -30 ²⁾ | -50 | 1600 | ≤ 600 | TO-119 ähnl. | HF-UHF u. VHF-Vorstufen |
| BFN 16 | N | 250 | 200 | > 60 | ≤ 45 | SOT-89 | HF-Verstärker u. Schalter |
| BFN 17 | P | -250 | -200 | > 60 | ≤ 45 | SOT-89 | HF-Verstärker u. Schalter |
| BFN 18 | N | 300 | 200 | > 60 | ≤ 45 | SOT-89 | HF-Verstärker u. Schalter |
| BFN 19 | P | -300 | -200 | > 60 | ≤ 45 | SOT-89 | HF-Verstärker u. Schalter |
| BFN 20 | N | 300 | 20 | > 60 | (≤ 45) | SOT-89 | HF-Video B-Endstufen |
| BFN 21 | P | -300 | -20 | > 60 | (≤ 45) | SOT-89 | HF-Video B-Endstufen |
| BFN 22 | N | 250 | 25 | ≥ 60 | ≤ 450 | TO-236 | HF-Video B-Endstufen |
| BFN 23 | P | -250 | -25 | ≥ 60 | ≤ 450 | TO-236 | HF-Video B-Endstufen |
| BFP 22 | N | 200 | 500 | > 50 | ≤ 200 | TO-92 | Hochsperrender Schalter |
| BFP 23 | P | -200 | -500 | > 50 | ≤ 200 | TO-92 | Hochsperrender Schalter |

¹⁾ MOS-Feldeffekttransistor ²⁾ $U_{CBS}; V$

Typenübersicht, Kenndaten und Anwendungen

| Typ | | Kollektor-Basis-Sperrspannung $U_{(C_{BO})}$; V ($U_{(CES)}$); V ($U_{(CER)}$); V | Kollektorstrom I_C ; mA (I_b) | Grenzfrequenz f_T ; MHz | Wärme-widerstand R_{thJU} ; K/W (R_{thJSR}); K/W (R_{thJG}); V | Gehäuse JEDEC-Bezeichnung | Anwendungshinweise |
|-----------------|---|---|---|------------------------------|---|---------------------------|--|
| BFQ 17 | N | 40 | 150 | 1200 | (≤ 60) | SOT-89 | HF-Treiber und Endstufen |
| BFQ 19 | N | 20 | 75 | 5000 | (≤ 90) | SOT-89 | HF-Antennenverstärker ¹⁾ |
| BFQ 28 | N | 20 | 15 | 5000 | ≤ 250 | K.BG. 100-Mil. | Mikrowellentransistor |
| BFQ 29 | N | 20 | 30 | 4000 | ≤ 400 | TO-236 | rauscharme HF-Vorstufen ¹⁾ |
| BFQ 57 | N | 25 | 35 | 6500 | 250 | K.BG. 100-Mil. | Mikrowellentransistor |
| BFQ 58 | N | 25 | 30 | 6500 | 250 | K.BG. 100-Mil. | rauscharme Mikrowellententr. |
| BFQ 59 | N | 27 | 35 | 4000 | (≤ 70) | K.BG. 200-Mil. | Mikrowellentransistor |
| BFQ 60 | N | 27 | 35 | 4000 | ≤ 250 | K.BG. 100-Mil. | Mikrowellentransistor |
| BFR 14 A | N | 20 | 30 | 5000 | ≤ 250 | K.BG. 140-Mil. | Mikrowellentransistor |
| BFR 14 B | N | 20 | 30 | 6000 | ≤ 250 | K.BG. 100-Mil. | rauscharme Mikrowellententr. |
| BFR 14 C | N | 27 | 35 | 4300 | [≤ 70] | K.BG. 200-Mil. | Mikrowellentransistor |
| BFR 15 A | N | (20) | 30 | 4500 | ≤ 700 | TO-72 | HF-Verstärker (rauscharm) |
| BFR 34 A | N | (20) | 30 | 5000 | ≤ 500 | TO-119 ähnl. | HF-Verstärker (rauscharm) |
| BFR 35 A | N | (20) | 30 | 5000 | ≤ 500 | TO-236 | HF-Verstärker ¹⁾ |
| BFR35 AR | N | (20) | 30 | 5000 | ≤ 500 | TO-236 | HF-Verstärker ¹⁾ |
| BFR 90 | N | (20) | 30 | 5000 | ≤ 500 | TO-119 ähnl. | rauscharme HF-Vorstufen |
| BFR 91 | N | (20) | 50 | 5000 | ≤ 400 | TO-119 ähnl. | HF-Treiber, Oszillatoren, Mischer |
| BFR 92 | N | (20) | 30 | 5000 | ≤ 500 | TO-236 | HF-Vorstufen (rauscharm) ¹⁾ |
| BFR 93 | N | (20) | 50 | 4500 | ≤ 500 | TO-236 | HF-Treiber und Mischer ¹⁾ |
| BFR 96 | N | 20 | 90 | 5000 | ≤ 200 | TO-119 ähnl. | HF-Treiber und Endstufen |
| BFS 17 | N | 25 | 25 | 1300 | ≤ 500 | TO-236 | HF-Vorstufen ¹⁾ |
| BFS 17 R | N | 25 | 25 | 1300 | ≤ 500 | TO-236 | HF-Vorstufen ¹⁾ |
| BFS 18 | N | 30 | 30 | 200 | ≤ 520 | TO-236 | HF-VHF-Vorverstärker ¹⁾ |
| BFS 18 R | N | 30 | 30 | 200 | ≤ 520 | TO-236 | HF-VHF-Vorverstärker ¹⁾ |
| BFS 19 | N | 30 | 30 | 260 | ≤ 520 | TO-236 | HF-VHF-Vorverstärker ¹⁾ |
| BFS 19 R | N | 30 | 30 | 260 | ≤ 520 | TO-236 | HF-VHF-Vorverstärker ¹⁾ |
| BFS 20 | N | 30 | 25 | 450 | ≤ 520 | TO-236 | HF-VHF-Vorverstärker ¹⁾ |
| BFS 20 R | N | 30 | 25 | 450 | ≤ 520 | TO-236 | HF-VHF-Vorverstärker ¹⁾ |
| BFT 12 | N | 25 | 150 | 1900 | ≤ 120 | TO-119 ähnl. | HF-Treiber, Oszillatoren, Endstufen |
| BFT 65 | N | (20) | 50 | 5000 | ≤ 700 | TO-119 ähnl. | HF-Vor- und Treiberstufen |
| BFT 66 | N | 20 | 30 | 4000 | ≤ 700 | TO-72 | rauscharme HF-Vorstufen |
| BFT 67 | N | 20 | 30 | 4000 | ≤ 700 | TO-72 | rauscharme HF-Vorstufen |
| BFT 75 | N | 20 | 50 | 5000 | ≤ 500 | TO-236 | HF-Treiber u. Endstufen ¹⁾ |
| BFT 97 | N | 20 | 30 | 4000 | < 400 | TO-119 ähnl. | rauscharme HF-Vorstufen |
| BFT 98 | N | [20] | 200 | 3000 | [< 35] | TO-117 ähnl. | HF-Endstufen |
| BFT 99 | N | [20] | 350 | 3000 | [< 35] | TO-117 ähnl. | HF-Endstufen |
| BFW 16 A | N | 40 | 150 | 1200 | ≤ 250 | TO-39 | HF-Endstufen |
| BFW 92 | N | 25 | 25 | 1900 | 400 | TO-119 ähnl. | HF-Vor- und Treiberstufen |
| BFX 55 | N | 60 | 400 | 700 | ≤ 220 | TO-39 | HF-Treiber und Endstufen |

¹⁾ in Schichtschaltungen

Typenübersicht, Kenndaten und Anwendungen

| Typ | | Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CB0} ; V (U_{CES}) ; V (U_{CESM}) ; V | Kollektorstrom I_C ; mA (A) | Grenzfrequenz f_T ; MHz | Wärme-widerstand R_{thJU} ; K/W (R_{thJG}) K/W | Gehäuse JEDEC-Bezeichnung | Anwendungshinweise |
|------------------------|---|---|-------------------------------------|------------------------------|--|---------------------------|----------------------------|
| (P = PNP) (N = NPN) | | | | | | | |
| BFX 59 | N | 30 | 100 | 1000 | ≤ 650 | TO-72 | HF-Vorstufen und Treiber |
| BFX 59 F | N | 30 | 100 | 1050 | ≤ 650 | TO-72 | HF-Vorstufen und Treiber |
| BFX 89 | N | 30 | 25 | 1200 | ≤ 700 | TO-72 | HF-Vorstufen u. Oszillator |
| BFY 90 | N | 30 | 25 | 1200 | ≤ 700 | TO-72 | HF-Vorstufen u. Oszillator |
| BR 103 | P | -30 | -6 ¹⁾ | - | - | TO-92 | Kleinstthyristor |
| BRY55/30 | | 30 ²⁾ | 8000 ¹⁾ | - | ≤ 230 | TO-92 | Kleinstthyristor |
| BRY55/60 | | 60 ²⁾ | 8000 ¹⁾ | - | ≤ 230 | TO-92 | Kleinstthyristor |
| BSS 63 | P | -110 | -100 | > 50 | ≤ 620 | TO-236 | NF-Vorstufen und Schalter |
| BSS 64 | N | 120 | 100 | > 50 | ≤ 620 | TO-236 | NF-Vorstufen und Schalter |
| BSS 79 | N | 75 | 800 | 250 | ≤ 360 | TO-236 | NF-Schalter (schnell) |
| BSS 80 | P | -60 | -800 | 200 | ≤ 360 | TO-236 | NF-Schalter (schnell) |
| BSS 81 | N | 75 | 800 | 250 | > 360 | TO-236 | NF-Schalter (schnell) |
| BSS 82 | P | -60 | -800 | 200 | ≤ 360 | TO-236 | NF-Schalter (schnell) |
| BSV 15 | P | (-40) | -1000 | 50 | ≤ 200 | TO-39 | NF-Verstärker und Schalter |
| BSV 16 | P | (-60) | (-1) | > 50 | ≤ 200 | TO-39 | NF-Verstärker und Schalter |
| BSV 17 | P | (-80) | (-1) | > 50 | ≤ 200 | TO-39 | NF-Verstärker und Schalter |
| BSX 45 | N | (40) | (1) | > 50 | ≤ 200 | TO-39 | NF-Verstärker und Schalter |
| BSX 46 | N | (60) | (1) | > 50 | ≤ 200 | TO-39 | NF-Verstärker und Schalter |
| BSX 47 | N | (80) | (1) | > 50 | ≤ 200 | TO-39 | NF-Verstärker und Schalter |
| BSX 62 | N | (40) | (3) | 70 | ≤ 200 | TO-39 | NF-Endstufen und Schalter |
| BSX 63 | N | (50) | (3) | 70 | ≤ 200 | TO-39 | NF-Endstufen und Schalter |
| BU 208 | N | [1500] | (5) | 1 | (≤ 1,6) | TO-3 | H-Ablenkschaltungen |
| BU 208 A | N | [1500] | (5) | 7 | (≤ 1,6) | TO-3 | H-Ablenkschaltungen f. FS |
| BU 326 A | N | (900) | (6) | 6 | (≤ 2) | TO-3 | Schnelle Schalter für FS |
| BU 426 | N | [800] | (6) | 6 | (≤ 1,1) | SOT-93 | Schnelle Schalter für FS |
| BU 426 A | N | [900] | (6) | 6 | (≤ 1,1) | SOT-93 | Schnelle Schalter für FS |
| BUW 70 | N | 150 | (10) | 6 | (≤ 1,5) | TO-3 | Schalttransistor |
| BUW 71 | N | 450 | (5) | 6 | (≤ 1,25) | TO-3 | Schalttransistor |
| BUW 72 | N | 450 | (10) | 6 | (≤ 1,25) | TO-3 | Schalttransistor |

¹⁾ Stoßstrom

²⁾ Periodische Spitzensperrspannung

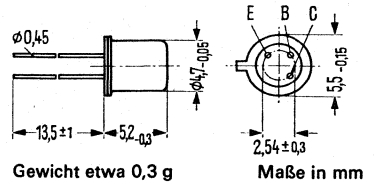
Beispiele: Silizium-Transistoren

NPN-Transistoren für NF-Vor- und Treiberstufen sowie Schalteranwendungen

BCY 58
BCY 59
BCY 65 E

BCY 58, BCY 59 und BCY 65 E sind epitaktische NPN-Silizium-Planar-Transistoren im Gehäuse 18 A 3 DIN 41 876 (TO-18). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse elektrisch verbunden. Die Transistoren sind besonders für NF-Vor- und Treiberstufen sowie für Schalteranwendung geeignet.

Der BCY 58 ist nicht mehr in unserem Vertriebsprogramm.



Grenzdaten

| | BCY 58 | BCY 59 | BCY 65 E | | |
|---|-----------|--------------|--------------|--------------|----|
| Kollektor-Emitter-Spannung | U_{CES} | 32 | 45 | 60 | V |
| Kollektor-Emitter-Spannung | U_{CEO} | 32 | 45 | 60 | V |
| Emitter-Basis-Spannung | U_{EBO} | 7 | 7 | 7 | V |
| Kollektorstrom | I_C | 200 | 200 | 100 | mA |
| Basisstrom | I_B | 50 | 50 | 50 | mA |
| Sperrschichttemperatur | T_j | 200 | 200 | 200 | °C |
| Lagertemperatur | T_s | -65 bis +200 | -65 bis +200 | -65 bis +200 | °C |
| Gesamtverlustleistung ($T_G \leq 45^\circ\text{C}$) | P_{tot} | 1 | 1 | 1 | W |

Wärmewiderstand

| | | | | | |
|---|------------|------------|------------|------------|-----|
| Kollektorsperrschicht – Luft | R_{thJU} | ≤ 450 | ≤ 450 | ≤ 450 | K/W |
| Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse | R_{thJG} | ≤ 150 | ≤ 150 | ≤ 150 | K/W |

Statische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

Die Transistoren werden nach der statischen Stromverstärkung B gruppiert und mit römischen Ziffern gekennzeichnet.

Statische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

| Typ | | BCY 65 E | BCY 65 E | BCY 65 E | — | BCY 58 |
|---------------|-------------------|----------------------|----------------------|----------------------|-----------------------|-------------------------|
| | | BCY 58/59 | BCY 58/59 | BCY 58/59 | BCY 58/59 | BCY 59 |
| B-Gruppe | | VII | VIII | IX | X | BCY 65 E |
| U_{CE} V | I_C mA | B I_C/I_B | B I_C/I_B | B I_C/I_B | B I_C/I_B | U_{BE} V |
| 5 | 0,01 | 78 | 145 (> 20) | 220 (> 40) | 300 (> 100) | 0,5 |
| 5 | 2 | 170 (120 bis 220) | 250 (180 bis 310) | 350 (250 bis 460) | 500 (380 bis 630) | 0,62 (0,55 bis 0,7)* |
| 1 | 10 | 190 (> 80) | 260 (120 bis 400) | 380 (160 bis 630) | 550 (240 bis 1000) | 0,7 |
| 1 | 50 ¹⁾ | > 40 | > 45 | > 60 | — | 0,76 |
| 1 | 100 ²⁾ | > 40 | > 45 | > 60 | > 60 | 0,76 |

Sättigungsspannungen:

($I_C = 100\text{ mA}$; $I_B = 0,25\text{ mA}$)
($I_C = 100\text{ mA}$; $I_B = 2,5\text{ mA}$)²⁾
($I_C = 50\text{ mA}$; $I_B = 1,25\text{ mA}$)¹⁾

| U_{CEsat} | U_{BEsat} | |
|----------------------|--------------------|---|
| 0,12 (0,05 bis 0,35) | 0,7 (0,6 bis 0,85) | V |
| 0,3 (0,15 bis 0,7) | 0,9 (0,75 bis 1,2) | V |
| 0,1 < 0,7 | 0,9 (< 1,2) | V |

Kollektor-Emitter-Reststrom

($U_{CES} = 32\text{ V}$)

($U_{CES} = 45\text{ V}$)

($U_{CES} = 60\text{ V}$)

Kollektor-Emitter-Reststrom

($U_{CES} = 32\text{ V}$; $T_U = 150^\circ\text{C}$)

($U_{CES} = 45\text{ V}$; $T_U = 150^\circ\text{C}$)

($U_{CES} = 60\text{ V}$; $T_U = 150^\circ\text{C}$)

Kollektor-Emitter-Reststrom

($U_{CE} = 32\text{ V}$; $U_{BE} = 0,2\text{ V}$;

$T_U = 100^\circ\text{C}$)

($U_{CE} = 45\text{ V}$; $U_{BE} = 0,2\text{ V}$;

$T_U = 100^\circ\text{C}$)

($U_{CE} = 60\text{ V}$; $U_{BE} = 0,2\text{ V}$;

$T_U = 100^\circ\text{C}$)

Emitter-Basis-Reststrom

($U_{EBO} = 5\text{ V}$)

Kollektor-Emitter-Durchbruch-

spannung ($I_{CEO} = 2\text{ mA}$)

Emitter-Basis-Durchbruch-

spannung ($I_{EBO} = 1\text{ }\mu\text{A}$)

| | BCY 58 | BCY 59 | BCY 65 E | |
|---------------|------------|------------|------------|---------------|
| I_{CES} | 0,2 (< 10) | — | — | nA* |
| I_{CES} | — | 0,2 (< 10) | — | nA* |
| I_{CES} | — | — | 0,2 (< 10) | nA* |
| I_{CES} | 0,2 (< 10) | — | — | μA |
| I_{CES} | — | 0,2 (< 10) | — | μA |
| I_{CES} | — | — | 0,2 (< 10) | μA |
| I_{CEX} | < 20 | — | — | μA |
| I_{CEX} | — | < 20 | — | μA |
| I_{CEX} | — | — | < 20 | μA |
| I_{EBO} | < 10 | < 10 | < 10 | nA* |
| $U_{(BR)CEO}$ | > 32 | > 45 | > 60 | V* |
| $U_{(BR)EBO}$ | > 7 | > 7 | > 7 | V* |

¹⁾ gilt nur für BCY 65 E

²⁾ gilt nur für BCY 58, BCY 59

*) AQL = 0,65%

| Dynamische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$) | BCY 58 | BCY 59 | BCY 65 E | | |
|--|-----------|-------------|-------------|-------------|-----|
| Transitfrequenz ($I_C = 10\text{ mA}$; $U_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 100\text{ MHz}$) | f_T | 250 (> 125) | 250 (> 125) | 250 (> 125) | MHz |
| Kollektor-Basis-Kapazität ($U_{CBO} = 10\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$) | C_{CBO} | 3,5 (< 6) | 3,5 (< 6) | 3,5 (< 6) | pF |
| Emitter-Basis-Kapazität ($U_{EBO} = 0,5\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$) | C_{EBO} | 8 (< 15) | 8 (< 15) | 8 (< 15) | pF |
| Rauschmaß ($I_C = 0,2\text{ mA}$; $U_{CE} = 5\text{ V}$; $R_G = 2\text{ k}\Omega$; $f = 1\text{ kHz}$; $\Delta f = 200\text{ Hz}$) | F | 2 (< 6) | 2 (< 6) | 2 (< 6) | dB |

Vierpoldaten ($I_C = 2\text{ mA}$; $U_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 1\text{ kHz}$)

| B-Gruppe | VII | VIII | IX | X | |
|-----------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|---------------|
| h_{11e} | 2,7 (1,6 bis 4,5) | 3,6 (2,5 bis 6) | 4,5 (3,2 bis 8,5) | 7,5 (4,5 bis 12) | k Ω |
| h_{12e} | 1,5 | 2 | 2 | 3 | 10^{-4} |
| h_{21e} | 200 (125 bis 250) | 260 (175 bis 350) | 330 (250 bis 500) | 520 (350 bis 700) | — |
| h_{22e} | 18 (< 30) | 24 (< 50) | 30 (< 60) | 50 (< 100) | μS |

Schaltzeiten:

Arbeitspunkt: BCY 58; BCY 59; BCY 65 E

$I_C: I_{B1}: -I_{B2} \sim 10:1:1\text{ mA}$; $R_1 = 5\text{ k}\Omega$; $R_2 = 5\text{ k}\Omega$; $U_{BB} = 3,6\text{ V}$; $R_L = 990\ \Omega$

| | | | | | |
|-----------|------------|----|-----------|-------------|----|
| t_d | 35 | ns | t_s | 400 | ns |
| t_r | 50 | ns | t_f | 80 | ns |
| t_{ein} | 85 (< 150) | ns | t_{aus} | 480 (< 800) | ns |

Schaltzeiten:

Arbeitspunkt: BCY 58; BCY 59

$I_C: I_{B1}: -I_{B2} \sim 100:10:10\text{ mA}$; $R_1 = 500\ \Omega$; $R_2 = 700\ \Omega$; $U_{BB} = 5\text{ V}$; $R_L = 98\ \Omega$

| | | | | | |
|-----------|------------|----|-----------|-------------|----|
| t_d | 5 | ns | t_s | 250 | ns |
| t_r | 50 | ns | t_f | 200 | ns |
| t_{ein} | 55 (< 150) | ns | t_{aus} | 450 (< 800) | ns |

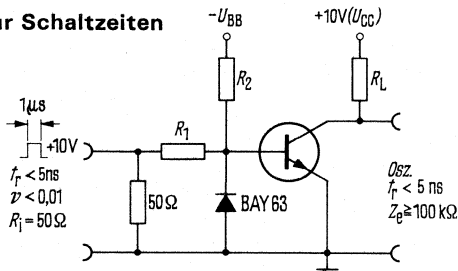
Schaltzeiten:

Arbeitspunkt: BCY 65 E

$I_C: I_{B1}: -I_{B2} \sim 50:5:5\text{ mA}$; $R_1 = 1\text{ k}\Omega$; $R_2 = 1,3\text{ k}\Omega$; $U_{BB} = 4,7\text{ V}$; $R_L = 195\ \Omega$

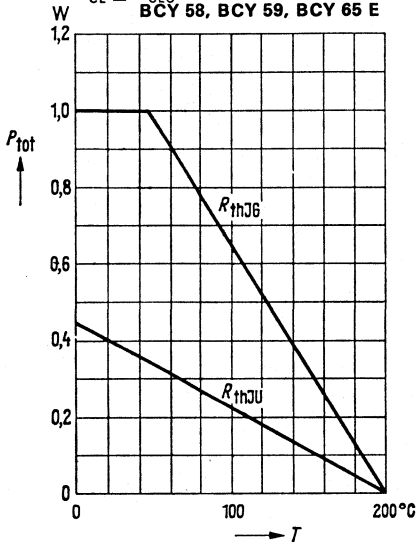
| | | | | | |
|-----------|------------|----|-----------|-------------|----|
| t_d | 15 | ns | t_s | 300 | ns |
| t_r | 50 | ns | t_f | 150 | ns |
| t_{ein} | 65 (< 150) | ns | t_{aus} | 450 (< 800) | ns |

Meßschaltung für Schaltzeiten



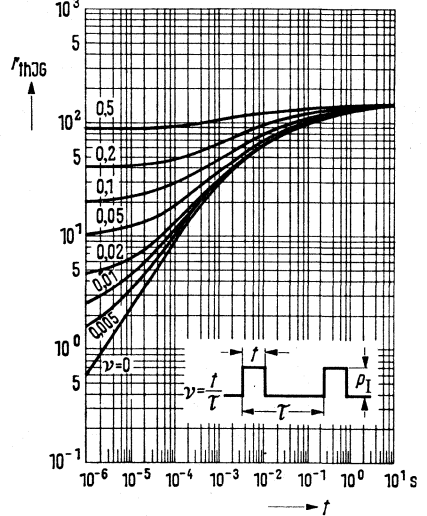
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung

$P_{\text{tot}} = f(T)$; R_{th} = Parameter;
 $U_{\text{CE}} \leq U_{\text{CE0}}$ **BCY 58, BCY 59, BCY 65 E**



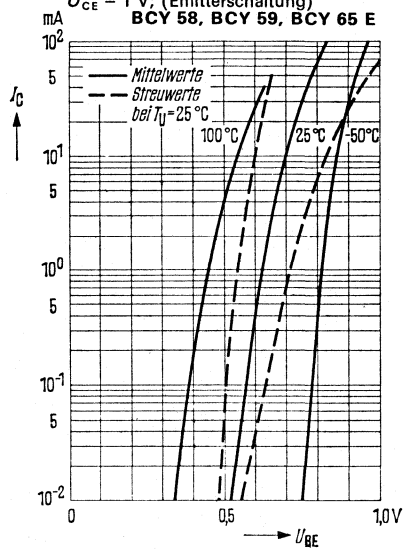
Zulässige Impulsbelastbarkeit

$r_{\text{thJG}} = f(t)$; ν = Parameter
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



Kollektorstrom $I_C = f(U_{\text{BE}})$

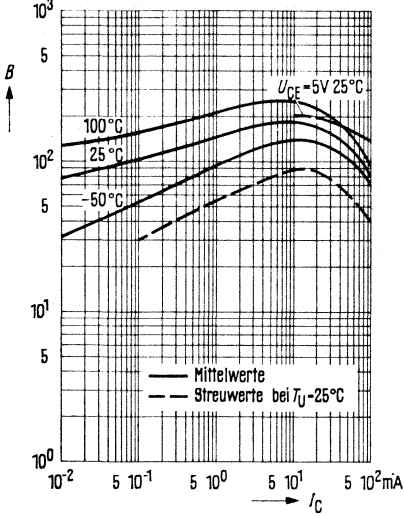
$U_{\text{CE}} = 1 \text{ V}$; (Emitterschaltung)
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



Stromverstärkung $B = f(I_C)$

$U_{CE} = 1\text{ V}; T_U = \text{Parameter}$
 (Emitterschaltung)

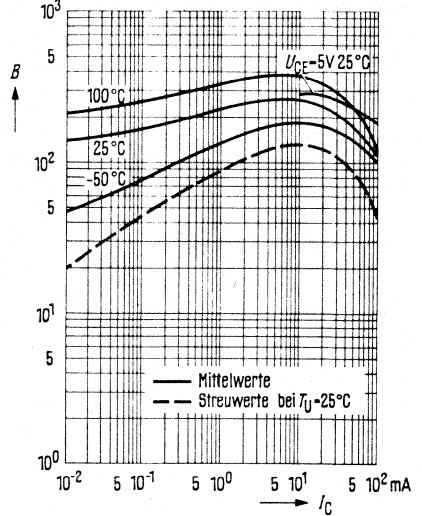
BCY 58 VII, BCY 59 VII, BCY 65 E VII



Stromverstärkung $B = f(I_C)$

$U_{CE} = 1\text{ V}; T_U = \text{Parameter}$
 (Emitterschaltung)

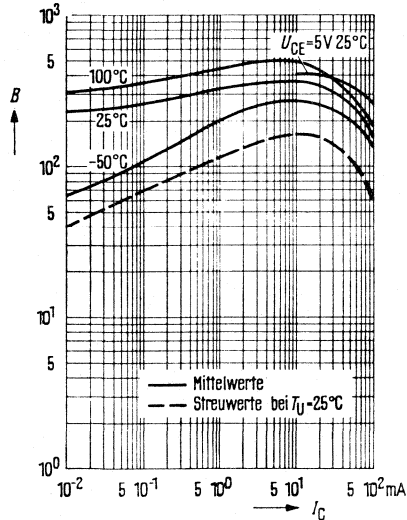
BCY 58 VIII, BCY 59 VIII, BCY 65 E VIII



Stromverstärkung $B = f(I_C)$

$U_{CE} = 1\text{ V}; T_U = \text{Parameter}$
 (Emitterschaltung)

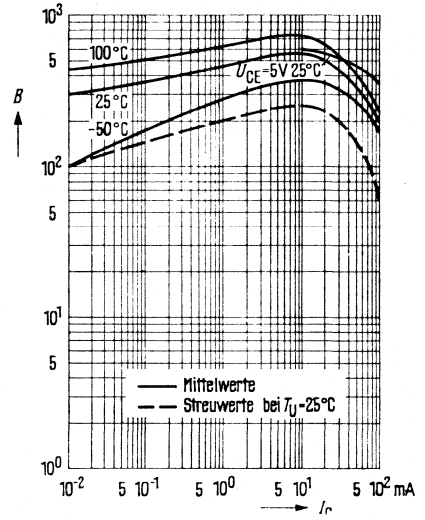
BCY 58 IX, BCY 59 IX, BCY 65 E IX



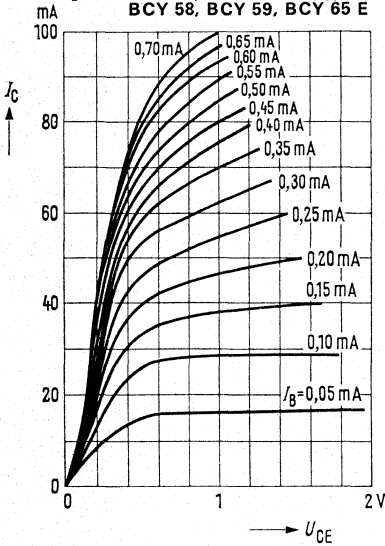
Stromverstärkung $B = f(I_C)$

$U_{CE} = 1\text{ V}; T_U = \text{Parameter}$
 (Emitterschaltung)

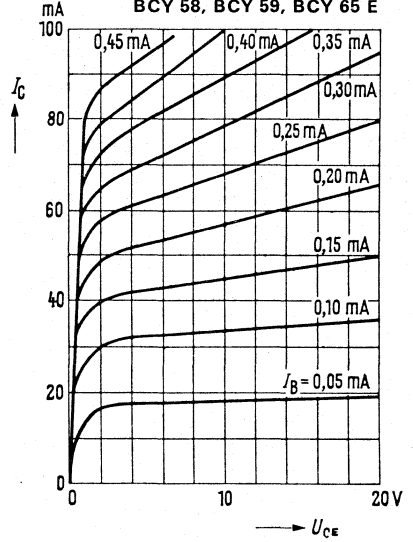
BCY 58 X, BCY 59 X



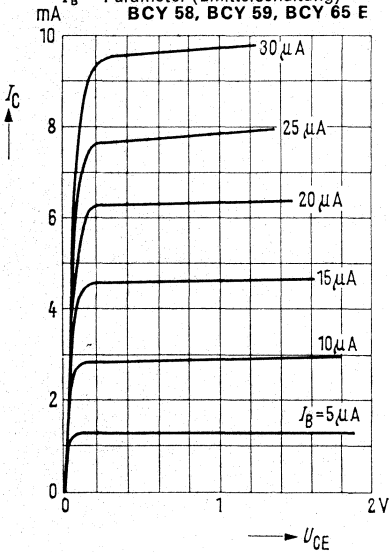
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$;
 $I_B = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



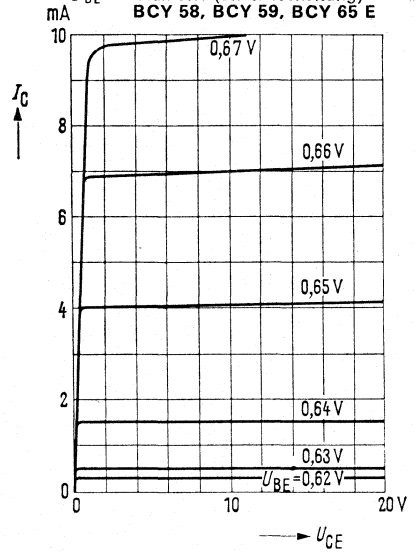
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$;
 $I_B = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



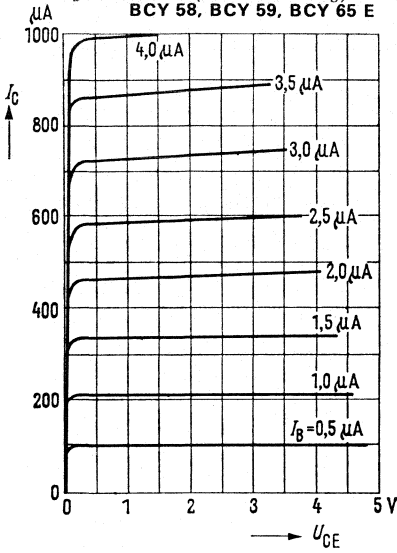
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$;
 $I_B = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



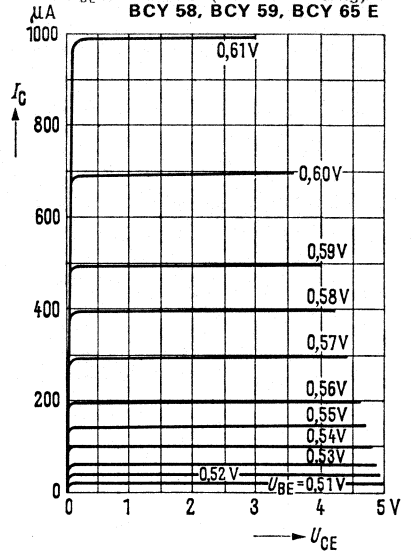
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$;
 $U_{BE} = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



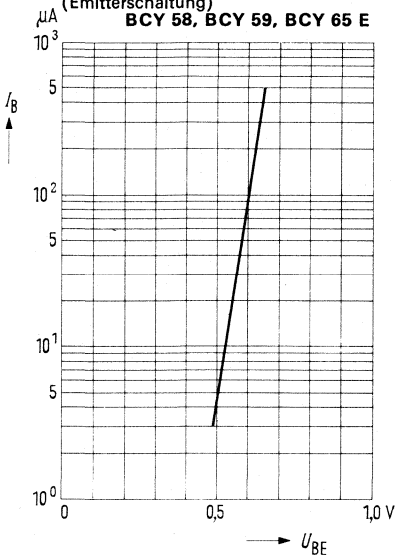
Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$;
 $I_B = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



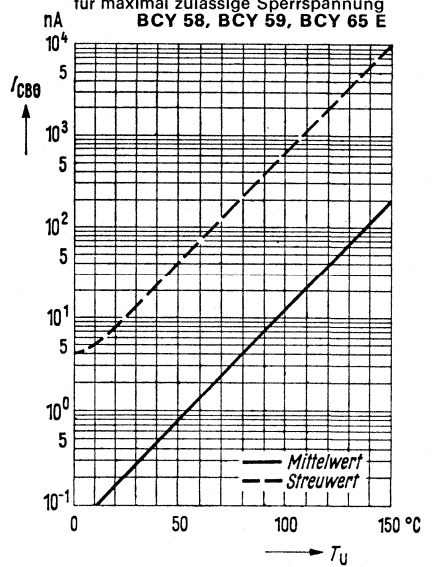
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$;
 $U_{BE} = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$
 $U_{CE} = 5\text{ V}$
 (Emitterschaltung)
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E

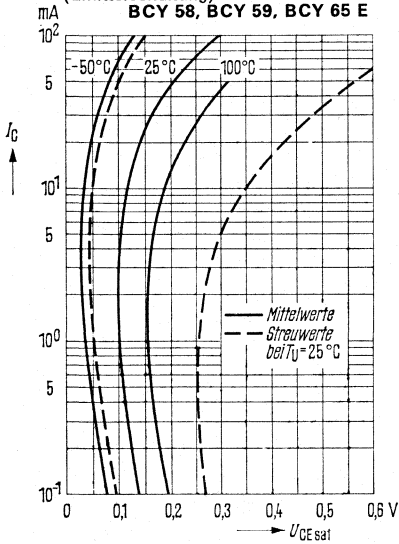


Temperaturabhängigkeit des
Reststromes $I_{CBO} = f(T_U)$
 für maximal zulässige Sperrspannung
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E

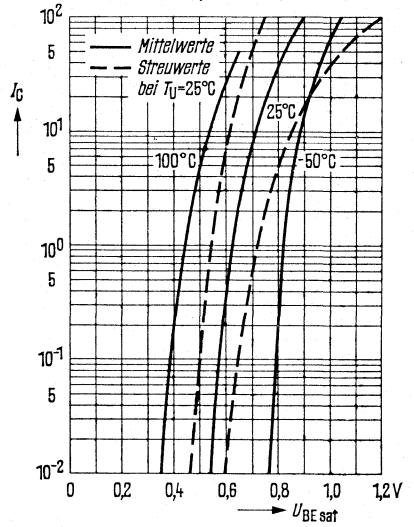


BCY 58
BCY 59
BCY 65 E

Sättigungsspannung $U_{CEsat} = f(I_C)$
 $B = 40; T_U = \text{Parameter}$
 (Emitterschaltung)
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



Sättigungsspannung $U_{BEsat} = f(I_C)$
 $B = 40; T_U = \text{Parameter}$
 (Emitterschaltung)
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



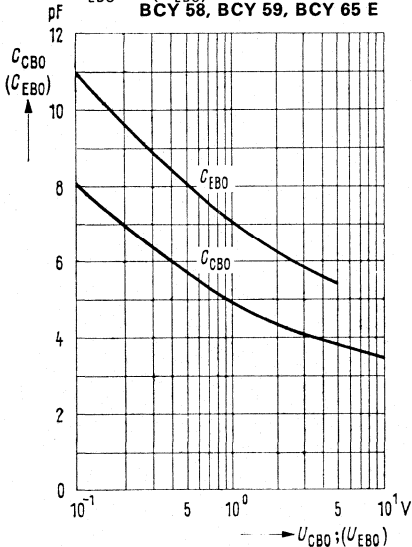
Kollektor-Basis-Kapazität

$C_{CBO} = f(U_{CBO})$

Emitter-Basis-Kapazität

$C_{EBO} = f(U_{EBO})$

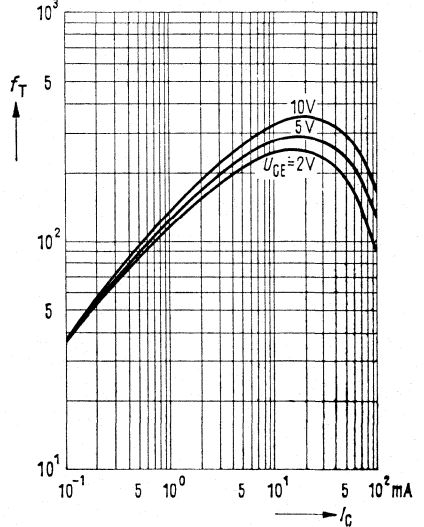
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$

$U_{CE} = \text{Parameter}$

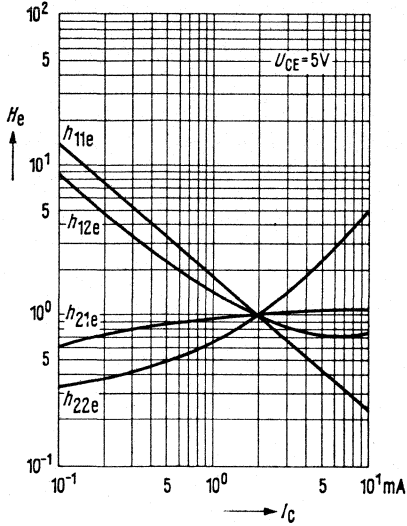
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



**Stromabhängigkeit der
h-Parameter**

$$H_e = \frac{h_e(I_C)}{h_e(I_C = 2 \text{ mA})} = f(I_C); U_{CE} = 5 \text{ V}$$

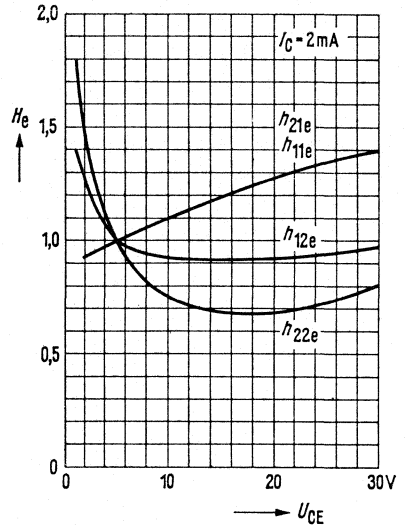
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



**Spannungsabhängigkeit der
h-Parameter**

$$H_e = \frac{h_e(U_{CE})}{h_e(U_{CE} = 5 \text{ V})} = f(U_{CE}); I_C = 2 \text{ mA}$$

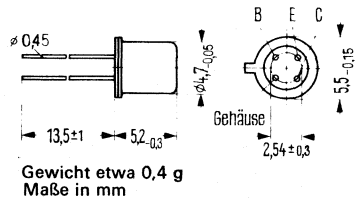
BCY 58, BCY 59, BCY 65 E



**Extrem rauscharme
NPN-Silizium-Breitbandtransistoren**

**BFT 66
BFT 67**

BFT 66 und BFT 67 sind epitaktische NPN-Silizium-Planar-UHF-Transistoren im Gehäuse 18 A4 DIN 41 876 (TO-72) für Vorstufenanwendungen in extrem rauscharmen Breitbandverstärkern bis 1 GHz.
Die Anschlüsse sind vom Gehäuse elektrisch isoliert.



Grenzdaten

Kollektor-Emitter-Spannung
Kollektor-Basis-Spannung
Emitter-Basis-Spannung
Kollektorstrom
Basisstrom
Sperrschichttemperatur
Lagertemperatur
Gesamtverlustleistung ($T_U \leq 70^\circ\text{C}$)

| | BFT 66 | BFT 67 | |
|-----------|---------------|---------------|------------------|
| U_{CEO} | 15 | | V |
| U_{CBO} | 20 | | V |
| U_{EBO} | 2,5 | | V |
| I_C | 30 | | mA |
| I_B | 4 | | mA |
| T_j | 150 | | $^\circ\text{C}$ |
| T_S | -65 bis +150 | | $^\circ\text{C}$ |
| P_{tot} | 200 | | mW |

Wärmewiderstand

Kollektorsperrschicht – Luft
Kollektorsperrschicht – Gehäuse

| | | |
|------------|------------|-----|
| R_{thJU} | ≤ 700 | K/W |
| R_{thJG} | ≤ 400 | K/W |

Statische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung

($I_{CEO} = 500 \mu\text{A}$)

Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung

($I_{CBO} = 100 \mu\text{A}$)

Emitter-Basis-Durchbruchspannung

($I_{EBO} = 100 \mu\text{A}$)

Kollektor-Basis-Reststrom ($U_{CBO} = 10 \text{V}$)

Gleichstromverstärkung

($I_C = 10 \text{mA}$; $U_{CE} = 6 \text{V}$)

| | BFT 66 | BFT 67 | |
|---------------|---------------|---------------|----|
| $U_{(BR)CEO}$ | > 15 | > 15 | V |
| $U_{(BR)CES}$ | > 20 | > 20 | V |
| $U_{(BR)EBO}$ | > 2,5 | > 2,5 | V |
| I_{CBO} | < 50 | < 50 | nA |
| B | ≥ 30 | ≥ 30 | — |

Dynamische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

Kurzschluß-Stromverstärkung

($I_C = 10 \text{mA}$; $U_{CE} = 6 \text{V}$; $f = 1 \text{kHz}$)

Transitfrequenz

($I_C = 15 \text{mA}$; $U_{CE} = 6 \text{V}$; $f = 200 \text{MHz}$)

Kurzschluß-Rückwirkungskapazität

($I_C = 1 \text{mA}$; $U_{CE} = 6 \text{V}$; $f = 1 \text{MHz}$)

Rauschzahl

($I_C = 3 \text{mA}$; $U_{CE} = 6 \text{V}$; $f = 10 \text{MHz}$; $R_G = 75 \Omega$) F

($I_C = 4 \text{mA}$; $U_{CE} = 6 \text{V}$; $f = 800 \text{MHz}$; $Z_G = Z_{G \text{opt}}$) F

| | | | |
|------------|-----------|------------|-----|
| β_o | 70 (> 30) | 70 (> 30) | — |
| f_T | 4 | 4 | GHz |
| $-C_{12e}$ | 0,6 | 0,6 | pF |
| F | ≤ 1 | $\leq 1,5$ | dB |
| F | 1,8 | 2,3 | dB |

S-Parameter:

Arbeitspunkt ($U_{CE} = 6 \text{V}$; $I_C = 5 \text{mA}$; $Z_o = 50 \Omega$)

$f = 200 \text{MHz}$

$S_{11e} = 0,49$

$\varphi_{11e} = -80^\circ$

$S_{22e} = 0,74$

$\varphi_{22e} = -25^\circ$

$S_{12e} = 0,045$

$\varphi_{12e} = 60^\circ$

$S_{21e} = 8,5$

$\varphi_{21e} = 120^\circ$

$f = 800 \text{MHz}$

$S_{11e} = 0,25$

$\varphi_{11e} = 175^\circ$

$S_{22e} = 0,52$

$\varphi_{22e} = -42^\circ$

$S_{12e} = 0,1$

$\varphi_{12e} = 53^\circ$

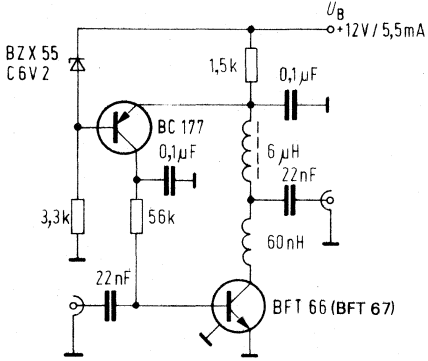
$S_{21e} = 2,8$

$\varphi_{21e} = 65^\circ$

Schaltbeispiele

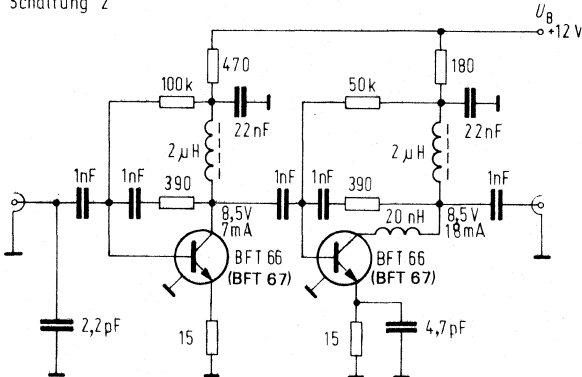
Rauscharmer Vorverstärker für den Frequenzbereich 1–300 MHz

Schaltung 1



Zweistufiger Breitbandverstärker für den Frequenzbereich 25–1000 MHz

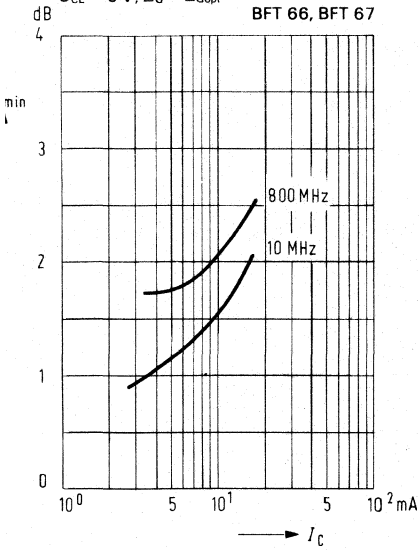
Schaltung 2



Rauschzahl $F_{\min} = f(I_C)$

$U_{CE} = 6\text{ V}; Z_G = Z_{Gopt}$

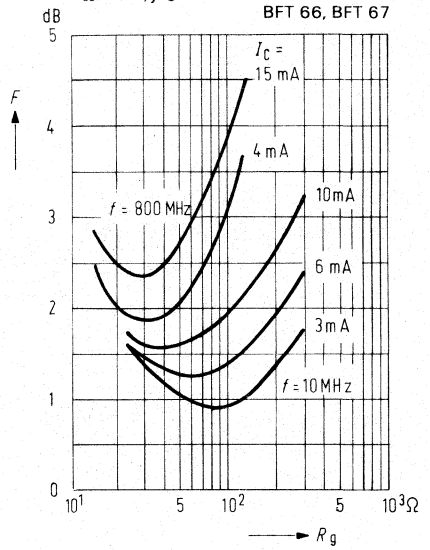
BFT 66, BFT 67



Rauschzahl $F = f(R_G)$

$U_{CE} = 6\text{ V}; jx_G = 0$

BFT 66, BFT 67



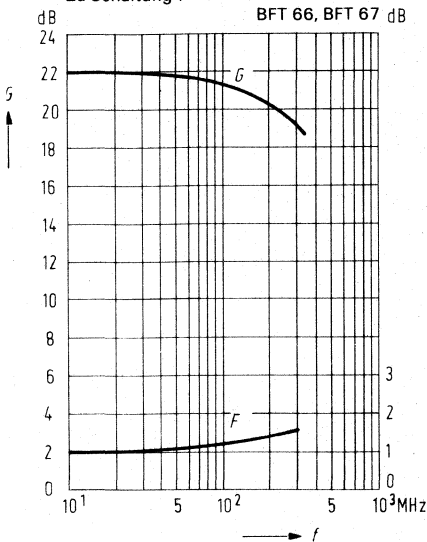
Verstärkung $G = f(f)$

Rauschzahl $F = f(f)$

$R_G = R_L = 60\ \Omega$

Zu Schaltung 1

BFT 66, BFT 67 dB



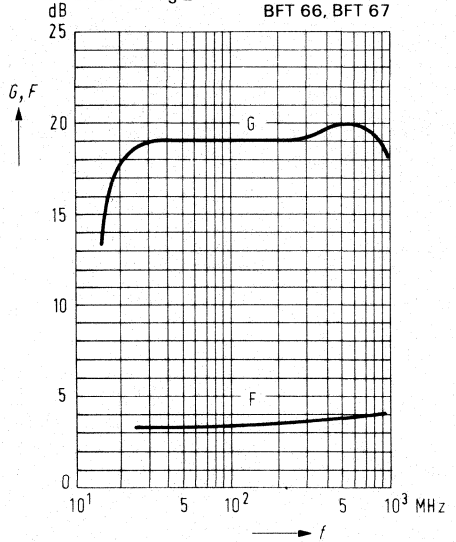
Verstärkung $G = f(f)$

Rauschzahl $F = f(f)$

$R_G = R_L = 60\ \Omega$

Zu Schaltung 2

BFT 66, BFT 67

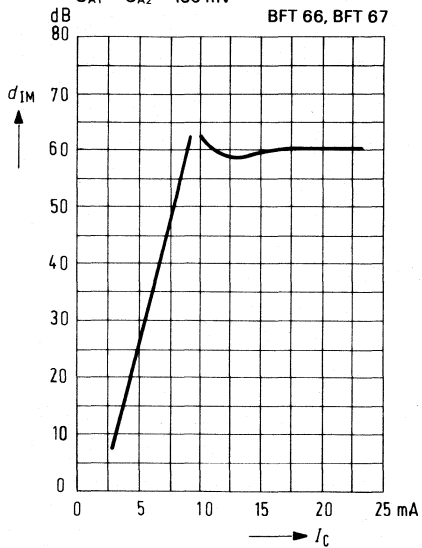


Intermodulationsabstand $d_{IM} = f(I_C)$

$f_1 = 798 \text{ MHz}; f_2 = 802 \text{ MHz};$

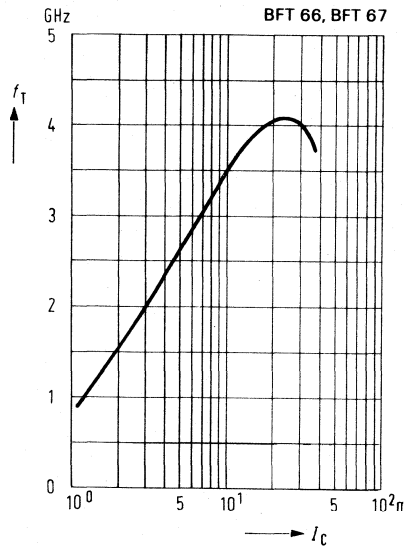
$R_G = R_L = 50 \Omega; U_{CE} = 8,5 \text{ V};$

$U_{A1} = U_{A2} = 180 \text{ mV}$



Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$

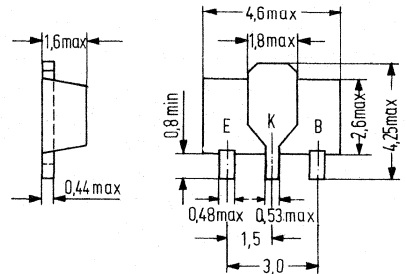
$U_{CE} = 6 \text{ V}; f = 200 \text{ MHz}$



BCX 51, BCX 52 und BCX 53 sind epitaktische PNP-Silizium-Planar-Transistoren im Kunststoffgehäuse (SOT-89).

Diese Transistoren eignen sich besonders für NF-, Vor- und Treiberstufen kleinerer und mittlerer Leistung in Dünn- und Dickfilmschaltungen. Komplementärtransistoren dazu BCX 54, BCX 55 und BCX 56.

Die Transistoren werden mit den folgenden Codebuchstaben gekennzeichnet:



Gewicht etwa 0,1 g

Maße in mm

Grenzdaten ($T_U = 25\text{ °C}$)

| | BCX 51 | BCX 52 | BCX 53 | |
|---|---------------|-------------|--------|----|
| Kollektor-Emitter-Spannung | $-U_{CEO}$ 45 | 60 | 80 | V |
| Kollektor-Basis-Spannung | $-U_{CBO}$ 45 | 60 | 100 | V |
| Emitter-Basis-Spannung | $-U_{EBO}$ 5 | 5 | 5 | V |
| Kollektorstrom | $-I_C$ 1 | 1 | 1 | A |
| Kollektorspitzenstrom | $-I_{CM}$ 1,5 | 1,5 | 1,5 | A |
| Basisstrom | $-I_B$ 100 | 100 | 100 | mA |
| Basispitzenstrom | $-I_{BM}$ 200 | 200 | 200 | mA |
| Sperrschichttemperatur | $-T_j$ 150 | 150 | 150 | °C |
| Lagertemperatur | $-T_s$ | -65 bis 150 | | °C |
| Gesamtverlustleistung ($T_{SR} = 60\text{ °C}$) (Keramiksubstrat 0,7 mm mit 2,5 cm ² Fläche) | P_{tot} 3 | 3 | 3 | W |

Wärmewiderstand

Kollektorsperrschicht-Substratrückseite

(Keramiksubstrat

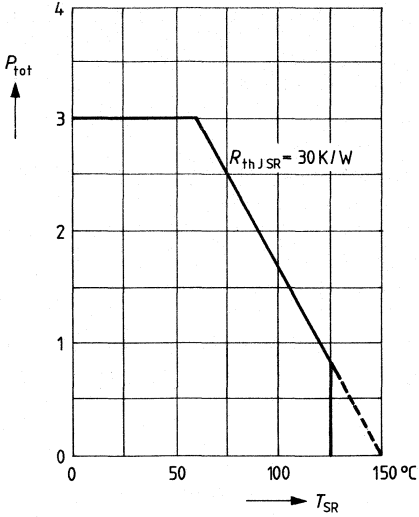
0,7 mm mit 2,5 cm² Fläche)

| | BCX 51 | BCX 52 | BCX 53 | |
|-------------|-----------|-----------|-----------|-----|
| R_{thJSR} | ≤ 30 | ≤ 30 | ≤ 30 | K/W |

| Statische Kenndaten ($T_U = 25\text{ °C}$) | | BCX 51 | BCX 52 | BCX 53 | | |
|---|--|---------------|---------------|---------------|------------|-----|
| Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ($-I_C = 500\text{ mA}$; $-I_B = 50\text{ mA}$) | | $-U_{CEsat}$ | $\leq 0,5$ | $\leq 0,5$ | $\leq 0,5$ | V |
| Basis-Emitterspannung ($-U_{CE} = 2\text{ V}$; $-I_C = 500\text{ mA}$) | | $-U_{BE}$ | ≤ 1 | ≤ 1 | ≤ 1 | V |
| Kollektor-Basis-Reststrom ($-U_{CB} = 30\text{ V}$) | | $-I_{CBO}$ | ≤ 100 | ≤ 100 | ≤ 100 | nA |
| Stromverstärkung ($-U_{CE} = 2\text{ V}$; $-I_C = 5\text{ mA}$) | | B | > 25 | > 25 | > 25 | – |
| Stromverstärkung ($-U_{CE} = 2\text{ V}$; $-I_C = 150\text{ mA}$) | | B | 40 bis 250 | 40 bis 160 | 40 bis 160 | – |
| Stromverstärkung ($-U_{CE} = 2\text{ V}$; $-I_C = 500\text{ mA}$) | | B | 25 | 25 | 25 | – |
| Dynamische Kenndaten | | | | | | |
| Transitfrequenz ($-U_{BE} = 5\text{ V}$; $-I_C = 10\text{ mA}$; $f = 35\text{ MHz}$) | | f_T | 50 | 50 | 50 | MHz |

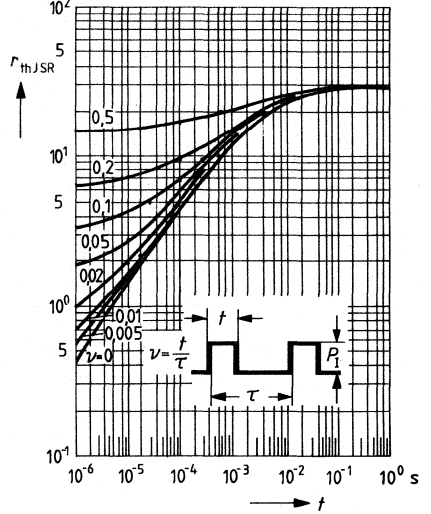
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung

$P_{tot} = f(T_{SR})$



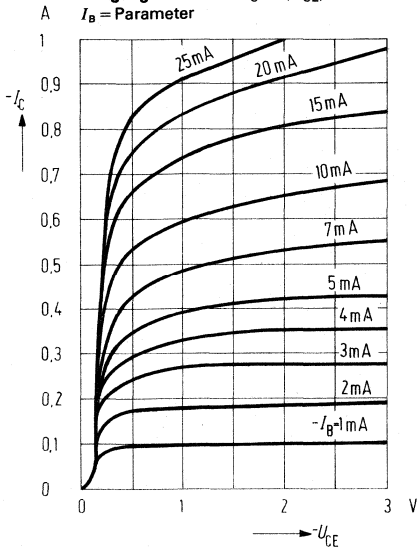
Zulässige Impulsbelastbarkeit

$r_{thJSR} = f(t) \quad v = \text{Parameter}$



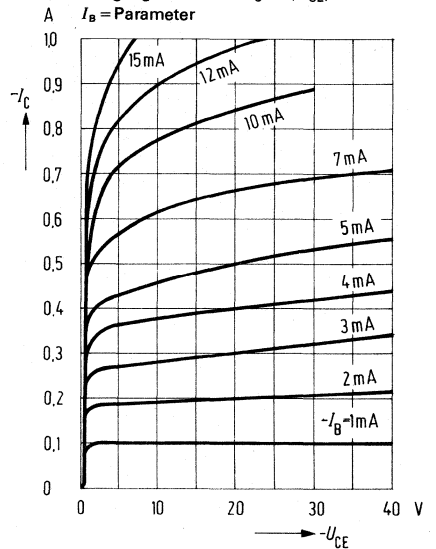
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$

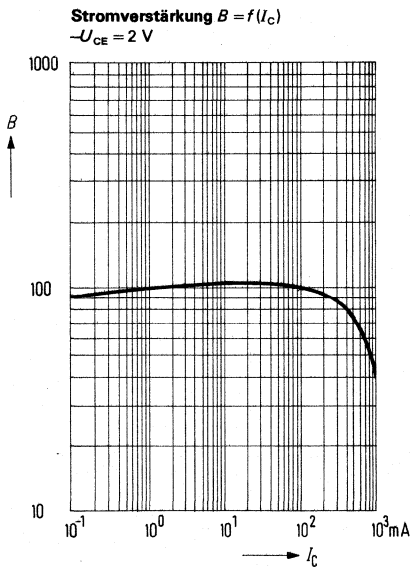
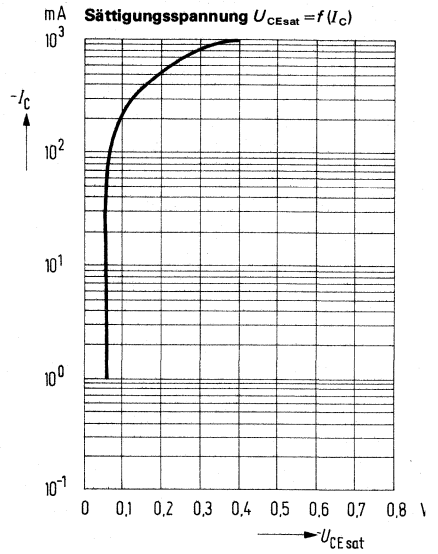
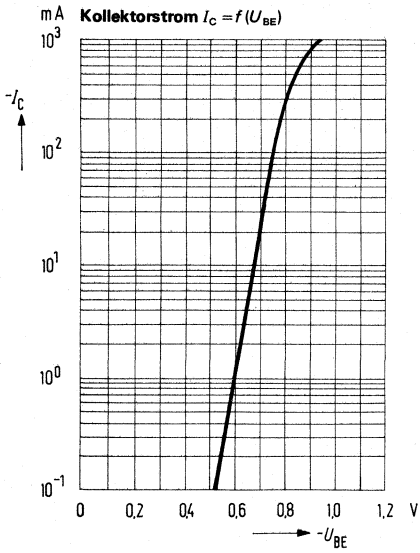
$I_B = \text{Parameter}$



Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$

$I_B = \text{Parameter}$





2. Dioden

Allgemeine technische Angaben

Halbleiterdioden sind Bauelemente, welche z.B. als Gleichrichter, Demodulatoren, Schalter (Ventile), Begrenzer, Stabilisatoren, Mischer oder Oszillatoren in elektronischen Schaltungen verwendet werden können.

Man unterscheidet die Dioden nach:

- a) Grundmaterial (z. B. Germanium, Silizium)
- b) Funktionsprinzip (z. B. Z-Dioden, Varaktoren, Tunnelioden usw.)
- c) Anwendung (z. B. Universal-, Abstimm-, Demodulator-, Mikrowellen-Mischer-Dioden)

Temperaturabhängigkeit

Die Bereiche der Strom-Spannungskennlinie zeigen ein unterschiedliches Temperaturverhalten. Der Sperrstrom und die Durchlaßsteilheit nehmen mit steigender Temperatur zu. Die Durchlaßspannungsänderung beträgt etwa $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Der Temperaturkoeffizient des Sperrstromes ist bei kleinen Spannungen etwa $7\%/^\circ\text{C}$. Er sinkt auf etwa $2\%/^\circ\text{C}$ in Durchbruchnähe. In den Datenblättern ist die Abhängigkeit des Sperrstromes von der Temperatur in Kurvenform beschrieben. Die Temperaturabhängigkeit der Durchbruchspannung ist eine Funktion des Wertes der jeweiligen Durchbruchspannung selbst. Für Z-Dioden ist diese Abhängigkeit in den Datenblättern beschrieben. Dabei ist zu beachten, daß für besonders niedrige Durchbruchspannungen ein negativer Temperaturkoeffizient vorherrscht; bei etwa 5 V Z-Spannung wird der Wert 0 durchlaufen und nimmt für wachsende Z-Spannungen zunehmend positive Werte an. Der relative Temperaturkoeffizient ($TK_R\%/^\circ\text{C}$) strebt asymptotisch einen Grenzwert $10^{-3}/^\circ\text{C}$ zu.

Dynamische Kenndaten

Die dynamischen Kenndaten beschreiben das Wechselstrom-Verhalten einer Diode. Hierzu werden das Spannungsrichtverhältnis η_U und der Dämpfungswiderstand R_d angegeben. Diese Angaben gelten für die jeweilige Meßschaltung und Betriebsfrequenz. Unter dem Spannungsrichtverhältnis η_U versteht man den Quotienten aus der Richtspannung und dem Scheitelwert der HF-Eingangsspannung (als Maß für den Wirkungsgrad bei der Gleichrichtung von Wechselspannungen). Der Dämpfungswiderstand ist der HF-Eingangswiderstand einer belasteten Gleichrichterschaltung, also der durch die Diode am Schwingkreis bewirkte Parallelwiderstand, der bei Spannungen von einigen Volt bis auf den Minimalwert $R_L/2$ absinken kann. Bei Schalterdioden wird die Sperrverzögerungszeit t_{rr} angegeben. Sie kennzeichnet jene Zeit, die zur Ausräumung der Ladungsträger im PN-Übergang nach vorhergehender Flußbelastung benötigt wird. Zur eindeutigen Definition von t_{rr} wird eine bestimmte Meßschaltung angegeben, die dem charakteristischen Verhalten des jeweiligen Diodentyps am besten entspricht.

Zulässige Verlustleistung bei Dioden

Bei Gleichrichterbetrieb ist der zulässige Wert des Richtstromes von der in den Stromflußpausen anliegenden Sperrspannung abhängig. Bei Aussteuerung der Dioden mit einer Spannung beliebiger Kurvenform ist die Integrationszeit t_{av} zu beachten. Die Grenzwerte sind im einzelnen:

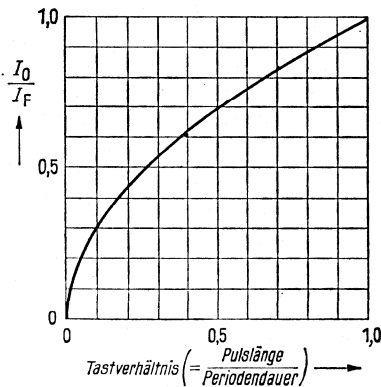
U_R = maximale Gleichspannung in Sperrichtung.

u_{RM} = maximale Spitzensperrspannung. Scheitelwert der Wechselfspannung in Sperrichtung für eine Betriebsfrequenz > 20 Hz sowohl bei sinusförmiger als auch bei rechteckiger Aussteuerung.

I_o = Richtstrom = arithmetischer Mittelwert des Diodenstromes. Für Gleichrichterschaltungen mit ohmscher und kapazitiver Last und sinusförmiger Eingangswchselfspannung kann I_o den jeweiligen Grenzkurven $I_o = f(u_{RM})$ entnommen werden.

Mit abnehmendem Tastverhältnis (= Pulslänge/Periodendauer) wird bei konstantem Richtstrom der die Diode durchfließende Effektivstrom und damit die Diodenbelastung größer.

Verlauf der Richtstrom-Grenzbelastung
in Abhängigkeit vom Tastverhältnis



Für höhere Umgebungstemperaturen T_U gilt für I_o die Regel: $\frac{I_o(T_U)}{I_o(25^\circ\text{C})} = \frac{T_j - T_U}{T_j - 25}$

i_{FM} = maximaler Spitzenstrom in Durchlaßrichtung für eine Betriebsfrequenz > 20 Hz sowohl bei sinusförmiger Aussteuerung als auch einem Tastverhältnis $< 0,5$ bei rechteckförmiger Aussteuerung.

I_{FS} = Höchstwert des Durchlaßstromes, der für maximal 1 Stunde fließen darf. Nicht als Betriebswert zulässig, bei Wiederholungen können die Lebensdauereigenschaften beeinträchtigt werden.

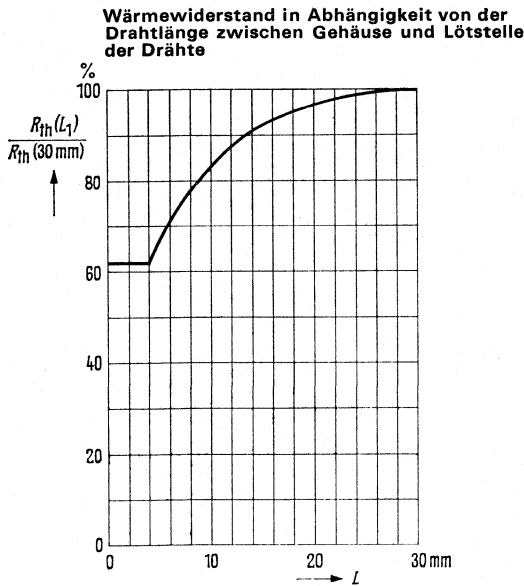
t_{av} = Integrationszeit = Zeit, innerhalb welcher der arithmetische Mittelwert von Strom bzw. Spannung die in den Grenzdaten angegebenen Gleichwerte nicht überschreiten darf. Gleichzeitig dürfen die Augenblickswerte die max. zulässigen Scheitelwerte laut Datenblatt nicht überschreiten.

Bei Dioden im Metallgehäuse kann der Wärmewiderstand mit Hilfe eines Kühlblechs wesentlich reduziert werden. So z. B. ist bei der Zenerdiode BZX 98... der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und ruhender umgebender Luft mit $R_{thJU} < 80$ K/W angegeben. Der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse beträgt dagegen $R_{thJG} < 5$ K/W. Montiert man diese Diode auf ein $12,5 \text{ cm}^2$ großes Kühlblech, das einen Wärmewiderstand $R_{thL} = 4,6$ K/W aufweist, so folgt ein Gesamtwärmewiderstand für die Diode mit Kühlblech zwischen Sperrschicht und umgebender Luft von $R_{thJU} < 9,6$ K/W

Nach der Beziehung:
$$P_{tot} = \frac{T_j - T_U}{R_{th}}$$

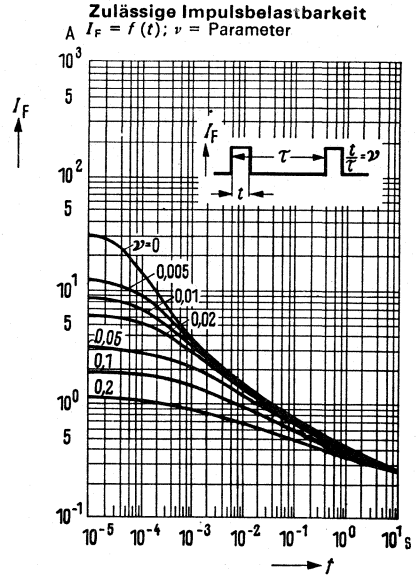
ergibt sich dann bei der max. zul. Sperrschichttemperatur von $T_j = +150$ °C und einer Umgebungstemperatur von $T_U = +45$ °C eine zulässige Verlustleistung von $P_{tot} = 1,3$ W ohne Kühlmaßnahmen bzw. $P_{tot} = 10,9$ W bei den genannten Kühlmaßnahmen.

Bei Dioden im Glasgehäuse besteht folgender Zusammenhang zwischen Wärmewiderstand und Abstand der Lötstelle vom Gehäuse.

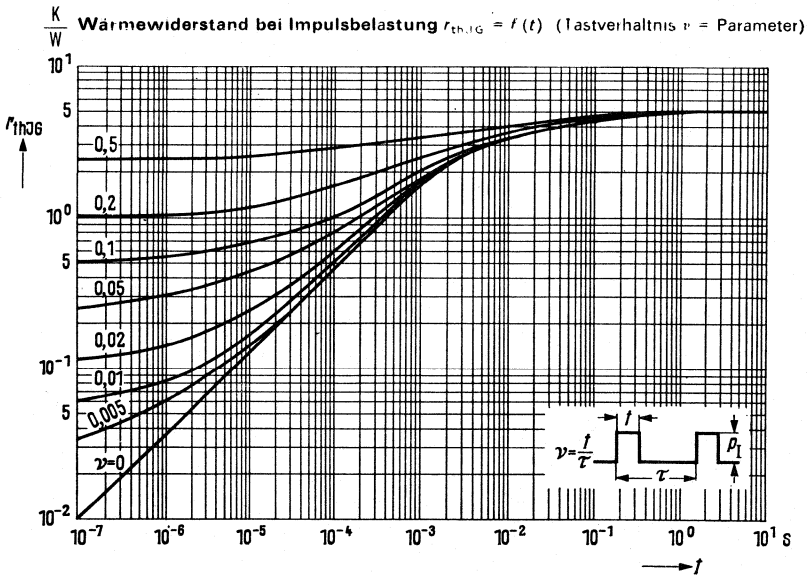


L = Abstand zwischen Lötstelle und Glasgehäuse, wobei die Lötstellen auf 25 °C gehalten werden.

Dioden können Ströme führen die größer als die statisch zulässigen sind. Während des Belastungsvorganges wird im allgemeinen die für Dauerlast erlaubte Verlustleistungskurve überschritten. Sie sind dann zulässig, wenn die Wärmekapazität des Systems und die Wärmeableitung verhindert, daß die kurzzeitig auftretenden Verluste das System über die maximal zulässige Sperrschichttemperatur erwärmen.

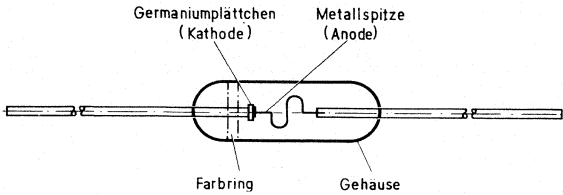


Es werden Diagramme angegeben um die maximal auftretenden Sperrschichttemperaturen berechnen zu können. Die Angabe solcher Diagramme ist besonders notwendig für Leistungsdioden und Dioden über welche der maximal zulässige Strom zu entnehmen ist.



2.1 Germanium-Dioden

Germanium-Spitzen-Dioden bestehen aus einem Germaniumplättchen, auf das federnd eine Metallspitze aufgestellt ist. Diese Anordnung hat ein Glasgehäuse, mit dem sie dicht gegen äußere Einflüsse abgeschlossen ist. Das wesentliche Element einer Diode ist die Sperrschicht, der PN-Übergang. Dieser wird durch einen Formierungs-Stromstoß in der Umgebung des Spitzenkontaktes erzeugt und hat wegen seiner nahezu punktförmigen Ausdehnung eine sehr geringe Eigenkapazität. Germanium-Dioden können bis zu hohen Betriebsfrequenzen eingesetzt werden.



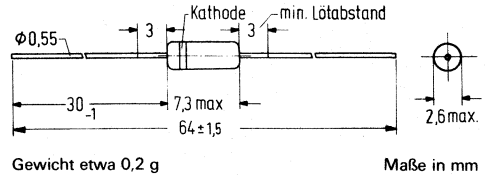
Aufbau einer Germanium-Spitzen-Diode

Die verschiedenen Diodentypen haben entsprechend ihrem Anwendungszweck unterschiedliche Kenndaten. Man unterscheidet z. B. Hochfrequenzdioden für hochohmige oder niederohmige Gleichrichterschaltungen. (AA 119 bzw. AA 116). Die Durchlaßspannungsänderung bei diesen Dioden beträgt etwa -2 mV/K . Der Temperaturkoeffizient des Sperrstromes ist bei kleinen Spannungen etwa $7\%/K$, er sinkt auf etwa $2\%/K$ in Durchbruchnähe.

2.1.1 Germanium-Spitzen-Dioden Typenübersicht, Kenndaten und Anwendungen

| Typ | Sperrspannung U_R (V) | Durchlaßspannung U_F (V) | Sperrstrom I_R (μA) | Wärme-widerstand R_{thJU} (R_{thJG} ; K/W) | Gehäuse | Anwendungshinweise |
|-------------|-------------------------|----------------------------|------------------------------------|---|--------------|----------------------------|
| AA 113 | 60 | < 1,6 | 12 | ≤ 400 | DO-7 | HF-Diode |
| AA 113 gep. | 60 | < 1,6 | 12 | ≤ 400 | DO-7 | HF-Diode |
| AA 116 | 20 | 1 | 20 | ≤ 400 | DO-7 | HF-Diode |
| AA 116 gep. | 20 | 1 | 20 | ≤ 400 | DO-7 | HF-Diode |
| AA 117 | 90 | 1,2 | 4 | ≤ 400 | DO-7 | Universaldiode |
| AA 118 | 90 | 1,05 | 2,5 | ≤ 400 | DO-7 | Universaldiode |
| AA 118 gep. | 90 | 1,05 | 2,5 | ≤ 400 | DO-7 | Universaldiode |
| AA 119 | 30 | 1,5 | 4,5 | ≤ 400 | DO-7 | HF-Diode |
| AA 119 gep. | 30 | 1,5 | 45 | ≤ 400 | DO-7 | HF-Diode |
| GD 731 | 36 | < 1 | ≤ 300 | ≤ 400 | Patronengeh. | Universal-Diode bis 1 GHz |
| GD 732 | 36 | < 1 | ≤ 300 | ≤ 400 | Patronengeh. | Universal-Diode bis 1 GHz |
| GD 733 | 36 | < 1 | ≤ 300 | ≤ 400 | Patronengeh. | Universal-Diode b. 400 MHz |
| GD 741 | 40 | < 1 | < 300 | ≤ 400 | DO-7 | Universaldiode bis 1 GHz |
| GD 742 | 40 | < 1 | < 300 | ≤ 400 | DO-7 | Universal-Diode bis 1 GHz |
| GD 743 | 30 | - | - | - | DO-7 | Universal-Diode bis 1 GHz |
| GD 744 | 20 | - | - | - | DO-7 | Universal-Diode bis 1 GHz |

Die **AA 118** ist eine Universaldiode für hohe Sperrspannungen im Glasgehäuse 51 A 2 DIN 41 880 (DO-7). Die Diode ist auch gepaart als Phasendiskriminatorpaar zur Synchronisation des Ablenkteiles in Fernsehgeräten lieferbar.



Grenzdaten

für eine Umgebungstemperatur von

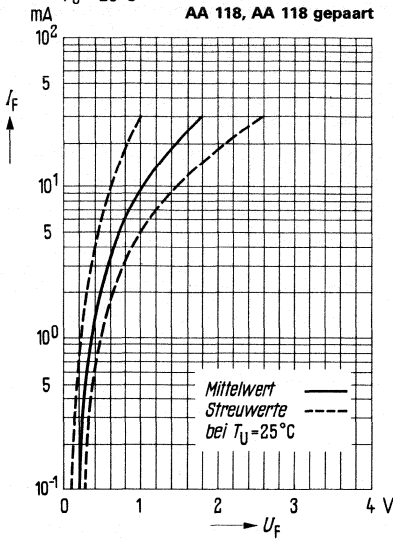
- Sperrspannung
- Spitzensperrspannung
- Richtstrom ($U_R = 0 \text{ V}$, $t_{av} \leq 50 \text{ ms}$)
- Richtstrom (bei u_{RM} , $t_{av} \leq 50 \text{ ms}$)
- Spitzenstrom
- Stoßstrom
- Umgebungstemperatur

| | AA 118 | | °C |
|----------|-------------|-------------|----|
| | 25 | 75 | |
| T_U | | | |
| U_R | 90 | 75 | V |
| u_{RM} | 115 | 100 | V |
| I_o | 50 | 17 | mA |
| I_o | 15 | 5 | mA |
| i_{FM} | 150 | 150 | mA |
| i_{FS} | 500 | 500 | mA |
| T_U | -55 bis +75 | -55 bis +75 | °C |

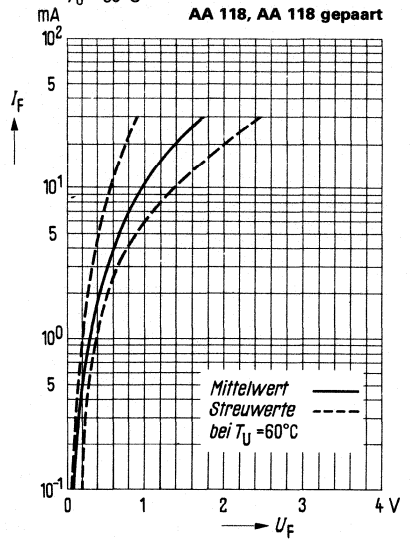
Statische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

| | | | |
|---|-------|--------------|---------------|
| Durchlaßspannung ($I_F = 0,1 \text{ mA}$) | U_F | 0,18 | V |
| Durchlaßspannung ($I_F = 10 \text{ mA}$) | U_F | 1,05 | V |
| Durchlaßspannung ($I_F = 30 \text{ mA}$) | U_F | 1,85 (< 2,6) | V |
| Sperrstrom ($U_R = 1,5 \text{ V}$) | I_R | 1,2 | μA |
| Sperrstrom ($U_R = 10 \text{ V}$) | I_R | 2,5 | μA |
| Sperrstrom ($U_R = 75 \text{ V}$) | I_R | 35 | μA |
| Sperrstrom ($U_R = 100 \text{ V}$) | I_R | 75 (< 250) | μA |

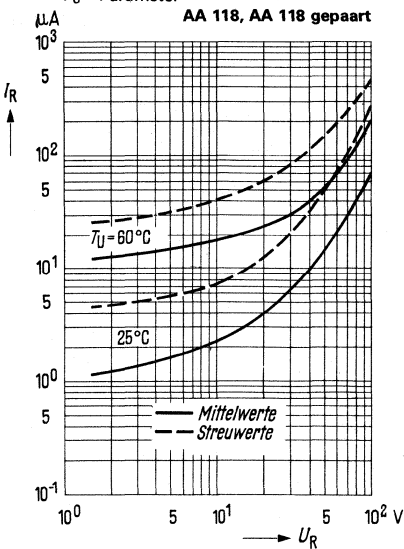
Durchlaßkennlinie $I_F = f(U_F)$
 $T_U = 25^\circ\text{C}$



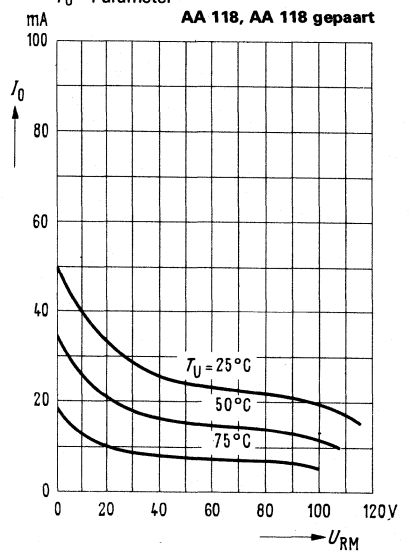
Durchlaßkennlinie $I_F = f(U_F)$
 $T_U = 60^\circ\text{C}$



Sperrkennlinie $I_R = f(U_R)$
 $T_U = \text{Parameter}$



Zulässiger Richtstrom bei
Gleichrichtung sinusförmiger
Wechselspannung $I_O = f(U_{RM})$
 $T_U = \text{Parameter}$



2.2 Silizium-Dioden

Technische Einführung

Silizium-Dioden zeichnen sich durch geringe Sperrströme, hohe Sperrspannungen und große Durchlaßsteilheit aus. Die hohe zulässige Sperrschichttemperatur T_J von typisch 175 bis 200 °C erlaubt verhältnismäßig hohe Verlustleistungen und weiten Betriebstemperaturbereich.

Strom-Spannungs-Charakteristik

Die Strom-Spannungskennlinie steigt im Durchlaßbereich nach Überschreiten der Schwellenspannung von 0,6 bis 0,7 V steil an, hat im Sperrgebiet außerordentlich geringe Sperrströme (Größenordnung nA) und weist einen gegenüber Germanium-Dioden sehr steilen Durchbruch auf, sobald eine gewisse Sperrspannung überschritten wird.

Temperaturabhängigkeit

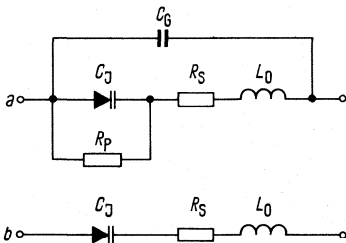
Die beschriebenen 3 Bereiche der Strom-Spannungskennlinie zeigen ein unterschiedliches Temperaturverhalten. Der Sperrstrom und die Durchlaßsteilheit nehmen mit steigender Temperatur zu. Da die Sperrströme selbst außerordentlich niedrig sind, stört diese Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes wenig.

Die Temperaturabhängigkeit der Durchbruchspannung ist eine Funktion des Wertes der jeweiligen Durchbruchspannung selbst.

Abstimmdioden

Abstimmdioden finden Anwendung in elektronischen Schwingkreisen, in Nachstimmaltungen, als Koppellemente in Filtern mit regelbarer Bandbreite und als Modulatoren.

Das vereinfachte Hochfrequenz-Ersatzschaltbild der in Sperrichtung betriebenen Abstimmdiode besteht aus der Reihenschaltung der Zuleitungsinduktivität L_0 , des Bahnwiderstandes R_s und der Sperrschichtkapazität C_1 . Bei Frequenzen bis zum UKW-Bereich kann L_0 vernachlässigt werden.



| | |
|-------|------------------------------------|
| C_G | Gehäusekapazität |
| C_j | Sperrschichtkapazität |
| R_p | Verlustwiderstand der Sperrschicht |
| R_s | Bahnwiderstand |
| L_0 | Reiheninduktivität |

a) Ersatzschaltbild der Abstimmdiode; b) vereinfachtes Ersatzschaltbild für Hochfrequenz

Die Sperrschichtkapazität C hängt von der an die Diode angelegten Sperrspannung U_R ab.

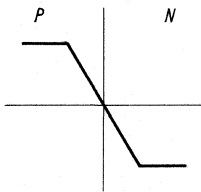
$$C_J = \frac{C_{J0}}{\left(1 + \frac{U_R}{U_D}\right)^n}$$

C_{J0} ist die Sperrschichtkapazität ohne äußere Vorspannung,

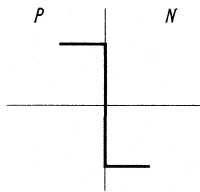
U_D die Diffusionsspannung, bei Siliziumdioden ca. 0,7 V,

n ist eine Größe, die von Herstellungsverfahren der Diode beeinflusst wird.

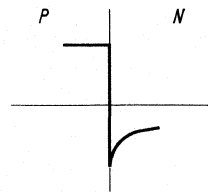
Während diffundierte Dioden mit linearem Störstellenübergang $n = 0,33$ aufweisen, haben die heute gebräuchlichen diffundierten Dioden in Planar-Epitaxialtechnik mit annähernd abruptem PN-Übergang ein n von etwa 0,45 bis 0,48. Durch besondere Diffusionsprozesse können Dioden mit hyperabruptem PN-Übergang und $n > 0,5$ hergestellt werden, die sich durch sehr großen nutzbaren Kapazitätshub auszeichnen und sich daher besonders für die Durchstimmung großer Frequenzbereiche eignen. Bei diesen Dioden ist n eine Funktion der Sperrspannung.



a) linear $n = \text{konst} \approx 0,33$



b) abrupt $n = \text{konst} \approx 0,5$



c) hyperabrupt $n = f(U_R)$

PN-Übergang bei Kapazitätsdioden

Die Güte der Kapazitätsdiode errechnet sich aus der Kapazität C_J , dem Serienwiderstand R_s und der Frequenz f zu

$$Q = \frac{1}{2\pi f C_J R_s}$$

Der Serienwiderstand R_s nimmt mit wachsender Vorspannung ab.

Die Nichtlinearität der Kapazitätskennlinie führt bei großem Verhältnis Signalamplitude zu angelegter Spannung zu Signalverzerrung bzw. Verformung der Übertragungskurve. Um die störenden Amplituden- und Phasenverzerrungen bei Anwendung in Filterschaltungen zu vermindern und zur Erzielung hoher Güten werden Abstimmioden mit möglichst hoher Sperrspannung betrieben.

Durch Gegentaktanordnung zweier Dioden lassen sich auch bei großen Aussteuerungen die Verzerrungen klein halten, da das Signal die Dioden gegenphasig aussteuert und die Kapazitätsänderungen bei den Dioden sich in erster Näherung aufheben. Für diese Art der Anwendung stehen für den UKW-Bereich Doppeldioden zur Verfügung.

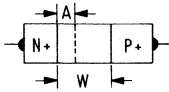
Der Temperaturbeiwert der Sperrschichtkapazität sinkt mit angelegter Sperrspannung und beträgt ca. $3 \cdot 10^{-4}/K$ bei $U_R = 3 V$. Ursache ist die mit steigender Temperatur sinkende Diffusionsspannung U_D .

PIN-Dioden

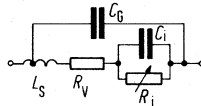
PIN-Dioden sind Halbleiterdioden, bei denen sich, anders als bei sonstigen Dioden, zwischen den P- und N-dotierten Gebieten eine Zone äußerst schwach dotierten hochohmigen Halbleitermaterials befindet, die – nahezu – eigenleitende *I*-Zone („intrinsic zone“). Da echte *I*-Leitfähigkeit praktisch nicht zu erreichen ist, ist die hochohmige Zone stets vom *N*- oder *P*-Leitungstyp, was gelegentlich durch die Bezeichnung ν - bzw. π -Zone angedeutet wird.

PIN-Dioden der Hochfrequenztechnik erfüllen Funktionen als verlustarme Schalter kleiner Eigenkapazität und kontinuierliche Amplitudenregler. Typische Beispiele in der Fernsehetechnik sind die VHF-Bandumschaltdioden (BA 182) oder die Tuner-AVR-Dioden BA 379.

Den technologischen Aufbau und das Ersatzschaltbild zeigen die Abbildungen.



a) Strukturschema einer PIN-Diode
W = Länge der *I*-Zone
A = Raumladungsgebiet



b) HF-Ersatzschaltung einer PIN-Diode
 L_S , C_G sind Gehäuseanteile

Die Weite *A* der Raumladungszone ist abhängig von der an die Diode gelegten Spannung, im Sperrbereich dehnt sie sich maximal bis zur Weite *W* der *I*-Zone aus. *A* stellt das Dielektrikum eines verlustfreien Kondensators C_A dar; das Gebiet *W*–*A* ist elektrisch die Parallelschaltung eines hohen Widerstandes und einer kleinen Kapazität. Bei niedriger Frequenz wird C_A durch $P+$ und $N+$, N_V kontaktiert, C_A ist dann die Diodenkapazität und meßbarspannungsabhängig. Bei hoher Frequenz überwiegt im N_V -Gebiet (*W*–*A*) der kapazitive Leitwert, als Gesamtadmittanz der Diode ist annähernd spannungsunabhängig die mit einem Verlustwiderstand R_I behaftete Kapazität C_I der *I*-Zone mit der Weite *W* zu messen.

Die *I*-Zone kann durch einen Flußstrom I_F mit Ladungsträgern beider Polarität angereichert werden, es wird dadurch der Widerstand R_I herabgesetzt. Für verzerrungsfreien Durchgang eines Wechselstromes i_f ist erforderlich, daß die Gesamtmenge der Ladung stets konstant bleibt, d. h. daß die Lebensdauer τ der Ladungsträger erheblich über der Periodendauer des Wechselstroms liegt.

Der Widerstand R_I ist nach der Formel

$$R_I \approx \frac{W^2}{\tau \cdot I_F}$$

durch I_F soweit zu erniedrigen, bis der durch Kontaktwiderstände und restliche Bahngebiete $P+$, $N+$ gebildete Widerstand R_V den Gesamtwiderstand r_f überwiegend bestimmt. Die Diodenimpedanz ist somit vom gesperrten Fall:

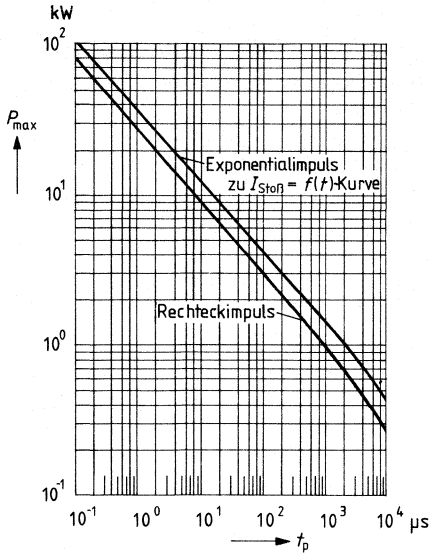
$$\frac{1}{\omega (C_I + C_G)}$$

bis zum voll durchgesteuerten Fall: $r_{\min} = R_V$ einstellbar, wobei technologische Optimierung für die Anpassung an den Einsatzfall als Schalter oder variabler linearer HF-Widerstand sorgt.

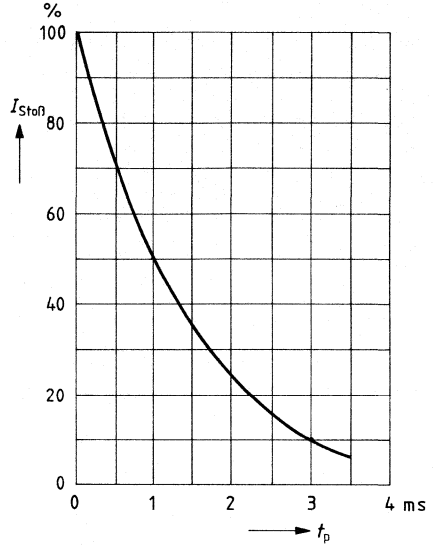
TAZ-Dioden

TAZ-Suppressor Dioden (Transient Absorption Zener) schützen Geräte, Baugruppen oder andere teurere elektronische Bauteile vor schädlichen Spannungsspitzen und Impulsen. Sie absorbieren picosekundenschnell Impulsleistungen bis zu 1500 W bei max. 1 ms Impulsdauer. Die Dauerverlustleistung ist jedoch niedriger und gleich einer normalen Z-Diode. Die Verlustleistungswerte (Impulsbelastbarkeit) sind von den Impulsformen abhängig:

Impulsbelastbarkeit $P_{\max} = f(t_p)$



Impulsform für Exponentialstoßstrom $I_{\text{Stoß}} = f(t)$



2.2.1 Silizium Schaltdioden Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen

| Typ | Sperrspannung U_R (V) | Durchlaßspannung U_F (V) | Sperrstrom I_R (μ A) | Wärme- widerstand R_{thJU} (K/W) | Gehäuse |
|--|----------------------------|-------------------------------|--------------------------------|--|---------|
| Silizium-Schaltdioden für Schichtschaltungen | | | | | |
| BAL 74 | 50 | ≤ 1 | $\leq 0,1$ | $\leq 350^{1)}$ | TO-236 |
| BAL 99 | 70 | $\leq 1,3$ | $\leq 2,5$ | $\leq 350^{1)}$ | TO-236 |
| BAR 74 | 50 | ≤ 1 | $\leq 0,1$ | $\leq 350^{1)}$ | TO-236 |
| BAR 99 | 70 | $\leq 1,3$ | $\leq 2,5$ | $\leq 350^{1)}$ | TO-236 |
| BAV 70 | 70 | $\leq 1,3$ | ≤ 5 | $\leq 350^{1)}$ | TO-236 |
| BAV 74 | 50 | ≤ 1 | $\leq 0,1$ | $\leq 350^{1)}$ | TO-236 |
| BAV 99 | 70 | $\leq 1,3$ | $\leq 2,5$ | $\leq 350^{1)}$ | TO-236 |
| BAW 56 | 70 | $\leq 1,3$ | $\leq 2,5$ | $\leq 350^{1)}$ | TO-236 |
| Dioden für Radio und Fernsehtuner, Schalterdioden z. Kanalumschaltung | | | | | |
| BA 243 | 35 | < 1 | $< 0,1$ | ≤ 400 | DO-35 |
| BA 243S | 35 | < 1 | $< 0,1$ | ≤ 400 | DO-35 |
| BA 244 | 35 | < 1 | $< 0,1$ | ≤ 400 | DO-35 |
| BA 244S | 35 | < 1 | $< 0,1$ | ≤ 400 | DO-35 |
| BA 282 | 35 | ≤ 1 | $< 0,1$ | ≤ 400 | DO-35 |
| BA 283 | 35 | ≤ 1 | $< 0,1$ | ≤ 400 | DO-35 |
| BA 284 | 35 | ≤ 1 | $\leq 0,1$ | ≤ 400 | DO-35 |

1) Sperrschicht-Lötstelle R_{thJL}

2.2.2 Silizium Abstimmtdioden

Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen

| Typ | Sperrspannung U_R (V) | Sperrstrom I_R (nA) | Kapazität C_D (pF) | Serienwiderstand R_S (Ω) | Gehäuse | Anwendung |
|-----------------|----------------------------|--------------------------|-------------------------|--|---------|-----------------------|
| BB 204 | 30 | < 20 | 14 | < 0,4 | TO-92 | VHF (FM) |
| BB 304 | 30 | ≤ 20 | 42-47,5 | < 0,4 | TO-92 | VHF (FM) f. Autoradio |
| BB 409 | 28 | ≤ 20 | 4,5-5,6 | 0,4 | DO-35 | VHF (OIRT; FCC) |
| BB 505 B | 28 | ≤ 20 | 2,0-2,3 | $\leq 0,8$ | DO-35 | UHF-Tuner |
| BB 505 G | 28 | ≤ 20 | 1,8-2,5 | $\leq 1,2$ | DO-35 | VHF-Tuner |
| BB 609 A | 30 | ≤ 20 | 2,6-3 | < 1 | DO-35 | CATV-Tuner |
| BB 609 B | 30 | ≤ 20 | 2,8-3,2 | < 1 | DO-35 | CATV-Tuner |

2.2.3 Silizium Abstimmvaraktoren, Speichervaraktoren, Hochleistungsvaraktoren

Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen

| Typ | Sperrspannung U_R (V) | Kapazität C_D (pF) | Kapazitätsverhältnis $\frac{C_D(U_{R1})}{C_D(U_{R2})}$ | Güte Q $U_R = 4 \text{ V}$ $f = 50 \text{ MHz}$ | Anwendung |
|--|----------------------------|-------------------------|---|--|--|
| Abstimmvaraktoren (abrupt) | | | | | |
| BBY 24-S1 | 120 | 12–16 | > 8,5 | > 300 | Mikrowellenanwendung bevorzugt bis 1 GHz |
| BBY 25-S1 | 120 | 16–20 | > 9,0 | > 300 | |
| BBY 26-S1 | 120 | 20–24 | > 9,5 | > 300 | |
| BBY 27-S1 | 120 | 36–40 | > 10,0 | > 300 | |
| BBY 32CB | 60 | 2–3 | > 4,25 | > 1400 | |
| BBY 32DA | 60 | 3–4 | > 5 | > 1300 | |
| BBY 32DB | 60 | 4–5 | > 5,5 | > 1200 | |
| BBY 32EA | 60 | 5–8 | > 5,5 | > 1100 | |
| BBY 32FA | 60 | 8–12 | > 6 | > 1000 | |
| BBY 33BB1 | 30 | 1–1,5 | > 3 | > 4000 | |
| BBY 33DA2 | 30 | 1,7–2,1 | > 3 | > 2500 | |
| BXY 22G | 30 | 8,8–11,2 | 2–2,5 | – | |
| BXY 22H | 30 | 10,8–13,2 | 2–2,5 | – | |
| BXY 22J | 30 | 13–16 | 2–2,5 | – | |
| BXY 23 | 30 | 10,7–13,3 | 2–2,5 | – | |
| Abstimmvaraktoren (hyperabrupt) | | | | | |
| BBY 34D | 22 | 3,1–3,7 | 2,7 | 400 | bevorzugt für hi-rel.-Anwendungen im GHz-Bereich |
| BBY 35F | 22 | 8,4–10,0 | 3,5 | 250 | |
| BBY 36 | 22 | 3,2–3,8 | 2,7 | 400 | |
| BBY 37 | 22 | 4,3–5,1 | 3,0 | 350 | |
| BBY 38 | 22 | 22–25 | 4,0 | 100 | |

| Typ | Durchbruchspannung U_R (V) | Diodenkapazität C_D (Sperschichtkapazität C_j) (pF) | Empfohlener Frequenzbereich (GHz) | maximale Eingangsleistung P_E (W) | Anwendung |
|--------------------------------|---------------------------------|--|--------------------------------------|--|--|
| Speichervaraktoren | | | | | |
| BXY 10A | 35–45 | 0,5–1,5 | 1–15 | 0,5 | Speichervaraktoren zur Frequenzvervielfachung bis in den GHz-Bereich |
| BXY 10B | 35–47 | 0,9–1,8 | 1–15 | 1 | |
| BXY 10C | 35–50 | 1,5–3,5 | 1–10 | 1,5 | |
| BXY 10D | 50–70 | 3–6 | 1–10 | 2,5 | |
| BXY 11E | 50–70 | 5–10 | 0,3–5 | 3 | |
| BXY 11F | 60–90 | 9–18 | 0,1–2 | 4 | |
| BXY 11GA | 60–90 | 15–25 | 0,1–2 | 4 | |
| BXY 13A | 35–45 | 0,5–1,5 | 1–15 | 0,5 | |
| BXY 13B | 35–47 | 0,9–1,8 | 1–15 | 1 | |
| BXY 13C | 35–50 | 1,5–3,5 | 1–10 | 1,5 | |
| BXY 13D | 50–90 | 3–6 | 1–10 | 2,5 | |
| BXY 14E | 50–70 | 5–10 | 0,3–5 | 3 | |
| BXY 14F | 60–90 | 9–18 | 0,1–2 | 4 | |
| BXY 14GA | 60–90 | 15–25 | 0,1–2 | 4 | |
| BXY 16B | 40–50 | 0,9–1,8 | 2–13 | 1,5 | Speichervaraktoren für Anwendung in Aufwärtsumsetzern |
| BXY 16C1 | 65–70 | 1,5–3,5 | 1–10 | 4 | |
| BXY 16CA-1 | 55–70 | 1,5–2,5 | 1–10 | 3 | |
| BXY 18A2 | 25–35 | 0,7–1,3 | 2–8 | 0,5 | |
| BXY 18AB | 25–35 | 0,7–1 | 1–15 | 1 | |
| BXY 18AB2 | 25–35 | 1,1–1,6 | 2–12 | 1 | |
| BXY 18AB4 | 25–35 | 0,4–0,7 | 1–10 | 1 | |
| BXY 18AB5 | 25–35 | 0,43–0,78 | 1–15 | 1 | |
| BXY 18AB6 | 25–35 | 0,25–0,43 | 1–15 | 0,5 | |
| BXY 19E | 85–105 | 5–10 | 0,1–5 | 10 | |
| BXY 19F | 85–105 | 9–18 | 0,1–3 | 15 | |
| BXY 19FB | 85–105 | 12–18 | 0,1–3 | 16 | |
| BXY 19GB | 95–115 | 20–30 | 0,1–2,5 | 20 | |
| BXY 19HA | 115–135 | 30–40 | 0,1–2 | 30 | |
| BXY 21B | 25–35 | 0,9–1,8 | 1–12 | 0,25 | |
| BXY 21CA | 25–35 | 1,5–2,5 | 1–8 | 1,5 | |
| BXY 21CB | 15–25 | 1,7–3,5 | 1–6 | 0,25 | |
| BXY 24EA | 65–80 | 5–8 | 1–6 | 2,5 | |
| Hochleistungsvaraktoren | | | | | |
| BXY 15CA-5 | 100–120 | (1,5–2) | 2–15 | 15 | Hochleistungsvaraktoren zur Frequenzvervielfachung 5 W bei GHz |
| BXY 15CA-6 | 100–120 | (1,5–2) | 2–15 | 15 | |
| BXY 15DC-5 | 120–140 | (2–3) | 1–10 | 20 | |
| BXY 15DC-6 | 120–140 | (2–3) | 1–10 | 20 | |
| BXY 17CA-5 | 120–140 | (0,8–1,5) | 1–12 | 10 | |
| BXY 17CA-6 | 120–140 | (0,8–1,5) | 1–12 | 10 | |

2.2.4 Silizium Schottky-Dioden Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen

| Typ | Sperrspannung (Durchbruchspannung) U_R (V) | Durchlaßspannung U_F (mV) | Sperrstrom I_R (Durchlaßstrom I_F) μ A | Sperrschichtkapazität C_j (pF) | Gehäuse |
|---|--|--------------------------------|---|-------------------------------------|---------------------------------------|
| Schottky-Barrier-Dioden für allgemeine Anwendungen | | | | | |
| BAS 40-01 bis BAS 40-06 | 40 | < 380 | < 1 | < 5 | DO-35/ SOD-23/ TO-236/ Chips |
| BAS 70-01 bis BAS 70-06 | 70 | < 410 | < 0,2 | < 2 | |
| Schottky-Barrier-Dioden für Mischer und Detektoren | | | | | |
| BAT 14-037 | 2,5 | – | (50 mA) | 0,35 | SOD-23 |
| BAT 14-038 | 2 ¹⁾ | ≤ 600 | ≤ 0,25 | 0,5 | TO-236 |
| BAT 14-039 | 2 ¹⁾ | ≤ 600 | ≤ 0,25 | 1 | TO-236 |
| BAT 14-097 | (2) | 850 | (50 mA) | 0,25 | – |

1) U_{RM}

Schottky-Barrier-Dioden für Mischer und Detektoren

Sperrspannung U_R : 2 V
 Durchlaßstrom I_F : 100 mA
 Gesamtverlustleistung P_{tot} : 200 mW

| Typ | Frequenzband (GHz) | Rauschzahl (dB) | Sperrschichtkapazität | | Durchlaßwiderstand R_F (Ω) |
|-------------------|-----------------------|---------------------|-----------------------|--------------------|--|
| | | | min. C_j (pF) | max. C_j (pF) | |
| BAT 14-01* | S (2 bis 4) | ≤ 5,5 | 0,15 | 0,35 | 3 |
| BAT 14-02* | | ≤ 6 | 0,15 | 0,35 | 3,5 |
| BAT 14-03* | | ≤ 6,5 | 0,15 | 0,35 | 4 |
| BAT 14-04* | C (4 bis 8) | ≤ 5,5 | 0,10 | 0,25 | 3,5 |
| BAT 14-05* | | ≤ 6 | 0,10 | 0,25 | 4 |
| BAT 14-06* | | ≤ 6,5 | 0,10 | 0,25 | 4,5 |
| BAT 14-07* | X (8,2 bis 12,4) | ≤ 5,5 | 0,08 | 0,18 | 4 |
| BAT 14-08* | | ≤ 6 | 0,08 | 0,18 | 4,5 |
| BAT 14-09* | | ≤ 6,5 | 0,08 | 0,18 | 5 |
| BAT 14-10* | K_a (12,4 bis 18) | ≤ 6 | 0,06 | 0,12 | 5 |
| BAT 14-11* | | ≤ 6,5 | 0,06 | 0,12 | 6 |
| BAT 14-12* | | K_a (26,5 bis 40) | ≤ 9 | 0,05 | 0,10 |

2.2.5 Silizium PIN-Dioden Typenübersicht, Kenndaten, Anwendungen

| Typ | max. Sperrspannung U_R (V) | max. Sperrschichtkapazität C_j (pF) | Serienwiderstand R_s (Ω) | Durchlaßwiderstand R_F (Ω) | max. Verlustleistung P_V (W) |
|---|---------------------------------|--|--|--|-----------------------------------|
| PIN-Dioden für Phasenschieber und Schalteranwendungen im GHz-Bereich | | | | | |
| BXY 42BA-2 | 50 | 0,14 | 0,8 | – | 0,8 |
| BXY 42BA-3 | 50 | 0,14 | 0,8 | – | 0,8 |
| BXY 42BA-4 | 50 | 0,14 | 0,8 | – | 0,8 |
| BXY 42BA-5 | 50 | 0,14 | 0,8 | – | 0,8 |
| BXY 42BA-6 | 50 | 0,14 | 0,8 | – | 0,8 |
| BXY 43A | 150 | 0,1 | 0,8 | – | 1,5 |
| BXY 43B | 150 | 0,18 | 0,8 | – | 1,8 |
| BXY 43C | 150 | 0,3 | 0,8 | – | 1,8 |
| BXY 44E | 350 | 1 | 0,7 | – | 6 |
| BXY 58EA | 500 | 0,8 | 0,8 | – | 6 |
| BXY 59D | 700 | 0,6 | 0,8 | – | 6 |
| PIN-Dioden für allgemeine Anwendungen | | | | | |
| BAR 12-1 bis BAR 16-5 | 150 | 0,5 | – | 2 | 250mW ¹⁾ |

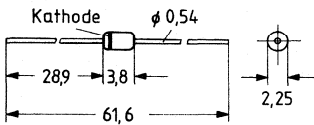
1) Gesamtverlustleistung P_{tot}

BB 203 ist eine Einfach-Abstimm-diode in Planartechnik zum Einsatz in UKW-Tunern im Glasgehäuse 51-A 2 DIN 41880 (~DO 35). Der Kapazitätsbereich (bei $U_R = 3\text{ V}$) von 27 bis 33 pF wird in zwei Gruppen unterteilt (grün und blau). Die Typenbezeichnung und der Kathodenring werden in der Kennfarbe der jeweiligen Kapazitätsgruppe auf dem weißlackierten Glasgehäuse aufgestempelt.

BB 204 ist eine Zweifach-Abstimm-diode in Planartechnik mit gemeinsamer Kathode im Kunststoffgehäuse 10 B 3 DIN 41 868 (TO-92) zum Einsatz in UKW-Tunern zur Abstimmung von zwei getrennten Kreisen sowie für Gegentaktanwendung in hochwertigen Tunern. Der Kapazitätsbereich (bei $U_R = 3\text{ V}$) von 34 bis 42 pF wird in zwei Gruppen unterteilt (grün und blau). Die Typenbezeichnung wird in der Kennfarbe der jeweiligen Kapazitätsgruppe auf das Kunststoffgehäuse aufgestempelt.

BB 203 ist nicht mehr in unserem Vertriebsprogramm.

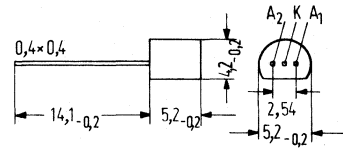
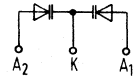
BB 203



Gewicht etwa 0,12 g

Maße in mm

BB 204



Gewicht etwa 0,25 g; Maße in mm

Für Montage auf Leiterplatten: Bohrung $\phi 0,6$ mm

Grenzdaten

Sperrspannung
 Sperrspannung Scheitelwert
 Durchlaßstrom ($T_U \leq 60\text{ °C}$)
 Umgebungstemperatur

| | BB 203 | BB 204 | |
|----------|---------------|---------------|----|
| U_R | 30 | 30 | V |
| U_{RM} | 32 | 32 | V |
| I_F | 100 | 100 | mA |
| T_U | -55 bis +125 | -55 bis +100 | °C |

Statische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

| | | BB 203 | BB 204 | |
|---|------------|--------|--------|---------------|
| Durchbruchspannung ($I_R = 10 \mu\text{A}$) | $U_{(BR)}$ | > 32 | > 32 | V |
| Sperrstrom ($U_R = 30 \text{ V}$) | I_R | < 20 | < 20 | nA |
| ($U_R = 30 \text{ V}$; $T_U = 60^\circ\text{C}$) | I_R | < 0,2 | < 0,2 | μA |

Dynamische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

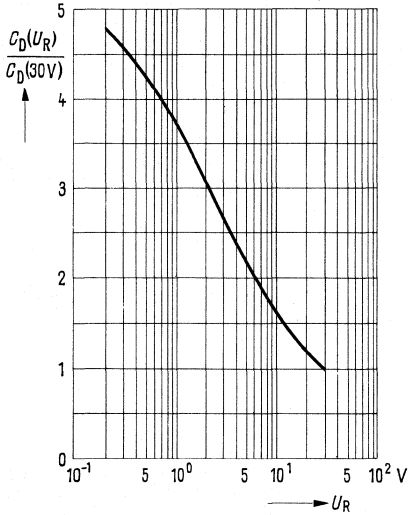
(bei BB 204 für Einzeldiode)

| | | | | |
|---|----------------------------|---------------------|---------------------|----------|
| Kapazität ($U_R = 3 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$) | C_D | 27 bis 31 (grün) | 34 bis 39 (grün) | pF |
| | C_D | 29 bis 33 (blau) | 37 bis 42 (blau) | pF |
| Kapazität ($U_R = 30 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$) | C_D | 11 | 14 | pF |
| Kapazitätsverhältnis | $\frac{C_{D3V}}{C_{D30V}}$ | 2,7 (2,55–2,8) | 2,65 (2,4–2,8) | – |
| Gütefaktor für $C_D = 38 \text{ pF}$; $f = 100 \text{ MHz}$ | Q | – | 200 (> 100) | – |
| für $C_D = 30 \text{ pF}$; $f = 100 \text{ MHz}$ | Q | 350 (> 130) | – | – |
| Serienwiderstand ($C_D = 38 \text{ pF}$; $f = 100 \text{ MHz}$) | r_s | – | 0,2 (< 0,4) | Ω |
| ($C_D = 30 \text{ pF}$; $f = 100 \text{ MHz}$) | r_s | 0,15 (< 0,4) | – | Ω |
| Temperaturkoeffizient der Sperrschichtkapazität ($U_R = 3 \text{ V}$) | TK_c | 0,03 | 0,03 | %/K |

Spannungsabhängigkeit der

Diodenkapazität $\frac{C_D(U_R)}{C_D(30V)} = f(U_R)$

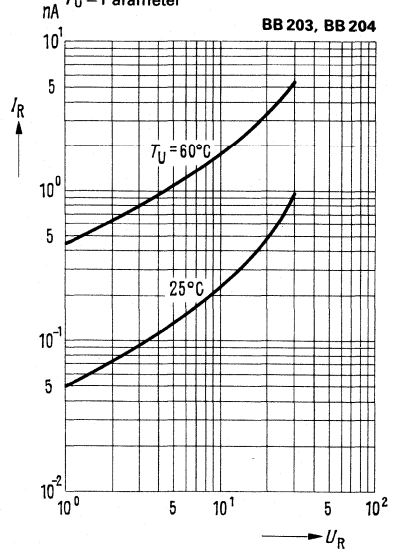
BB 203, BB 204



Spannungsabhängigkeit des
Sperrstromes $I_R = f(U_R)$

$T_U = \text{Parameter}$

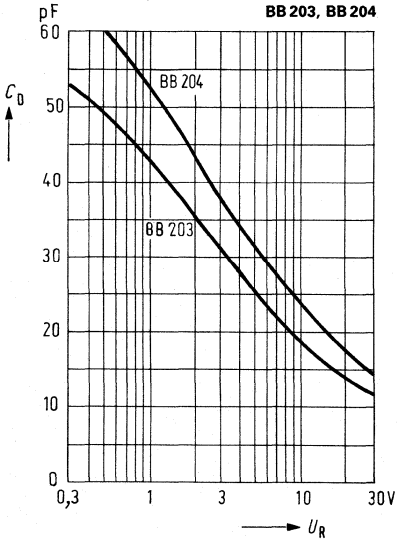
BB 203, BB 204



Spannungsabhängigkeit der

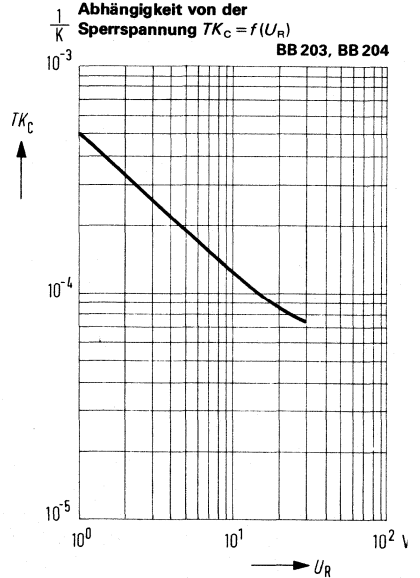
Diodenkapazität $C_D = f(U_R)$

BB 203, BB 204



Temperaturkoeffizient der
Sperrschichtkapazität in
Abhängigkeit von der
Sperrspannung $TK_C = f(U_R)$

BB 203, BB 204



Die Silizium-Schottky-Dioden der Typenreihen BAS 40 ... und BAS 70 ... sind das Ergebnis unseres umfangreichen »Know-how« auf dem Gebiet der Mikrowellenbauelemente. Diese Dioden sind für allgemeine Anwendungen konzipiert, vor allem für ultraschnelle Schaltaufgaben, wie sie z.B. bei schneller Logik in der Datenverarbeitung, in Prüf- und Meßgeräten für schnelle Halbleiterbauteile oder in Schutzschaltungen mit extrem kurzer Ansprechzeit.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich als HF-Gleichrichter.

Die Ladungsträgerlebensdauer dieser Dioden liegt unter 100 ps, so daß je nach Schaltungsaufbau (RC-Produkt) Schaltzeiten weit unter 1 ns realisierbar sind. In vielen Fällen können Germaniumdioden ersetzt werden, da insbesondere die sehr geringe Einsatzspannung in Durchlaßrichtung z.T. sogar unter den Werten von Germaniumdioden liegt. Je nach Einsatz kann zwischen drei Gehäusearten gewählt werden: Einzeldiode im DO-35-Glasgehäuse, Einzeldiode im SOD-23-Kunststoffgehäuse und Diodenpaare im TO-236-Kunststoffgehäuse. Auch Chips ohne Umhüllung sind erhältlich.

Besondere Merkmale

- Für ultraschnelle Schalt- und Schutzaufgaben bis in den Subnanosekundenbereich hinein geeignet
- Kleine Durchlaßspannung U_F typisch 0,4 V (1 mA)
- Sperrspannung je nach Typ bis 70 V
- Hohe Zuverlässigkeit durch Titan-Platin-Gold-Metallisierung
- Nitrid über Oxidpassivierung sorgt für hohe Langzeitstabilität der elektrischen Eigenschaften
- Drei Gehäuseformen zur Auswahl (s. Maßbilder), SOD-23- und TO-236-Bauformen für Schichtschaltungen
- Einzeldioden und Diodenpaare sind lieferbar, ebenso Chips

Lieferübersicht

| Typ | Gehäuse | Bild |
|-----------|----------|------|
| BAS 70-01 | Chip | 103 |
| BAS 70-02 | DO-35 | 7 |
| BAS 70-03 | SOD-23 | 5 |
| BAS 70-04 | TO-236/4 | 51 |
| BAS 70-05 | TO-236/5 | 53 |
| BAS 70-06 | TO-236/6 | 52 |
| BAS 40-01 | Chip | 103 |
| BAS 40-02 | DO-35 | 7 |
| BAS 40-03 | SOD-23 | 5 |
| BAS 40-04 | TO-236/4 | 51 |
| BAS 40-05 | TO-236/5 | 53 |
| BAS 40-06 | TO-236/6 | 52 |

| Grenzdaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$) | | BAS 40-01 bis 06 | BAS 70-01 bis 06 | |
|---|------------------|-------------------------|-------------------------|------------------|
| Sperrspannung | U_R | 40 | 70 | V |
| Sperrschichttemperatur | T_j | -55 bis 150 | -55 bis 150 | $^\circ\text{C}$ |
| Lagertemperatur | T_S | -55 bis 150 | -55 bis 150 | $^\circ\text{C}$ |
| Gesamtverlustleistung | | | | |
| DO-35 | P_{tot} | 250 | 250 | mW |
| SOD-23, TO-236 | P_{tot} | 180 | 180 | mW |

| Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$) | | | | |
|--|-----------------|------|------|---------------|
| Durchlaßspannung | | | | |
| $I_F = 1 \text{ mA}$ | U_F | <380 | <410 | mV |
| $I_F = 10 \text{ mA}$ | U_F | <500 | - | mV |
| Durchlaßstrom | | | | |
| $U_F = 1 \text{ V}$ | I_F | >40 | >15 | mA |
| Durchbruchspannung | | | | |
| $I_R = 10 \text{ }\mu\text{A}$ | U_{BR} | >40 | >70 | V |
| Sperrschichtkapazität | | | | |
| $U_R = 0\text{V}; f = 1 \text{ MHz}$ | C_j | <5 | <2 | pF |
| Sperrstrom | | | | |
| $U_R = 50 \text{ V}$ | I_R | - | <200 | nA |
| $U_R = 30 \text{ V}$ | I_R | <1 | - | μA |
| Ladungsträgerlebensdauer ¹⁾ | | | | |
| $I_F = 25 \text{ mA}$ | τ | - | <100 | ps |
| $I_F = 20 \text{ mA}$ | τ | <100 | - | ps |

¹⁾ effektive Lebensdauer gemessen nach Krakauer Methode

Gehäusebauformen

Maße in mm

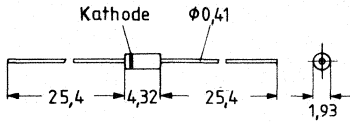


Bild 7 Gewicht etwa 0,18 g

DO-35
BAS 70-02
BAS 40-02

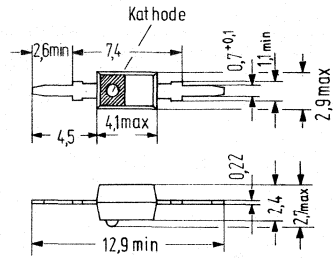


Bild 5 Gewicht etwa 0,1 g

SOD-23
BAS 70-03
BAS 40-03

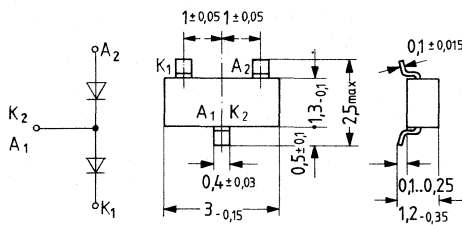


Bild 51 Gewicht etwa 0,02 g

TO-236/4
BAS 70-04
BAS 40-04

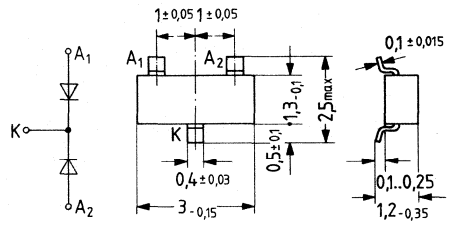


Bild 53 Gewicht etwa 0,02 g

TO-236/5
BAS 70-05
BAS 40-05

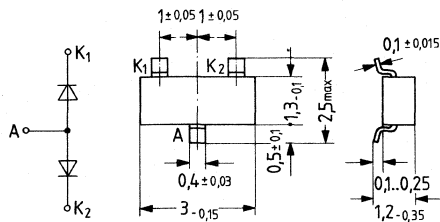


Bild 52 Gewicht etwa 0,02 g

TO-236/6
BAS 70-06
BAS 40-06

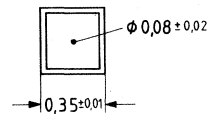
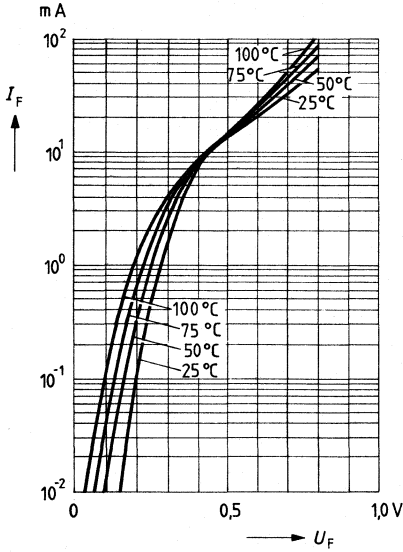


Bild 103 Maße in mm

Chip
BAS 40-01
BAS 70-01

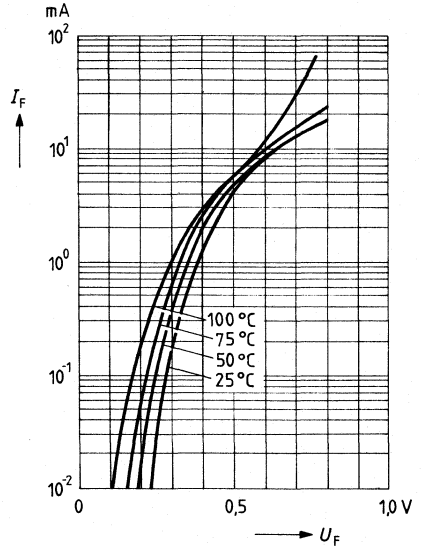
Durchlaßkennlinie $I_F = f(U_F)$
 $T_U = \text{Parameter}$

BAS 40 ...



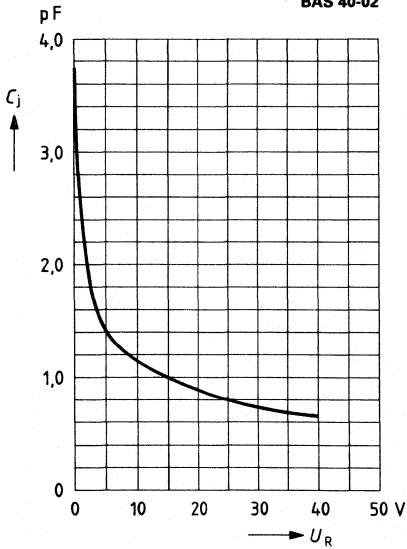
Durchlaßkennlinie $I_F = f(U_F)$
 $T_U = \text{Parameter}$

BAS 70 ...



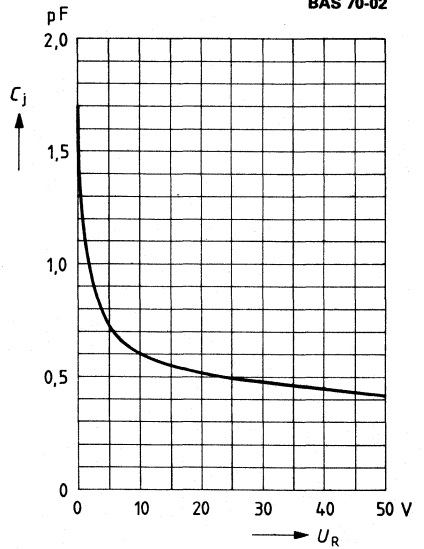
Sperrschichtkapazität $C_j = f(U_R)$

BAS 40-02

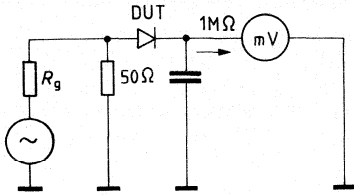


Sperrschichtkapazität $C_j = f(U_R)$

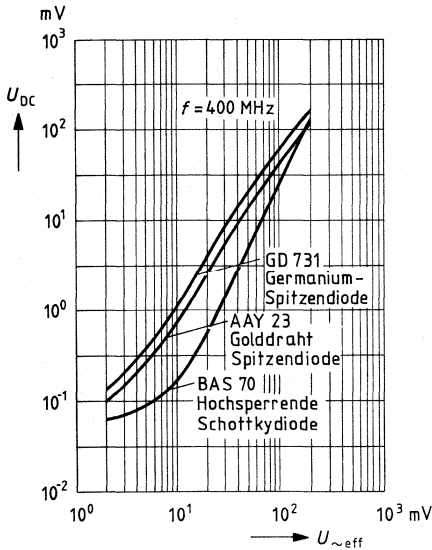
BAS 70-02



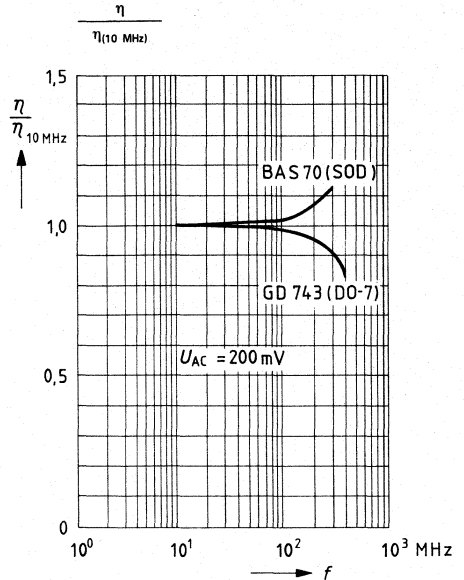
Richtspannung – Meßschaltung



Richtspannung $U_{DC} = f(U_{eff})$



Spannungsrichtverhältnis



3 Magnetfeldabhängige Halbleiter

Vorwort

Zu den magnetfeldabhängigen Halbleitern zählen Hallgeneratoren und Feldplatten, die auf der Ausnutzung des von Edwin Hall entdeckten und nach ihm benannten Hall-Effektes beruhen.

Beim Hall-Generator wird an zwei gegenüberliegenden Seiten eines dünnen Antimon-Indium-Plättchens eine sogenannte Hall-Spannung abgenommen, wenn es von einem Strom durchflossen und senkrecht zu dem Plättchen von einem Magnetfeld durchsetzt wird. Diese Hall-Spannung ändert sich entsprechend dem Magnetfeld sowie dem durchfließenden Strom. Bei der Feldplatte wird durch Einwirken eines magnetischen Feldes der Widerstand des stromdurchflossenen Plättchens verändert.

Durch das Zusammenwirken von Magnetfeld und Strom entsteht eine Spannung, so daß man von einem Generator sprechen kann.

3.1 Hallgeneratoren

Technische Angaben

Der Halleffekt beruht auf der Lorentzkraft, welche eine transversal zu einem Magnetfeld bewegte Ladung zur Seite ablenkt.

Setzt man einen bandförmigen stromdurchflossenen Leiter einem transversalen Magnetfeld aus, so werden die bewegten Elektronen nach der Seite abgelenkt. Durch die Ansammlung der Elektronen an einem Rand des Leiters entsteht ein elektrisches Feld quer zum Leiter, dessen Kraft auf die Elektronen im Gleichgewichtsfall die Lorentzkraft gerade aufhebt.

Die elektrische Feldstärke quer zum Leiter resultiert in einer Spannung zwischen den Rändern, der Hallspannung U_H . Diese Hallspannung tritt in jedem Leiter auf, der einem transversalen Magnetfeld ausgesetzt ist. Ihr Wert ist jedoch wegen der geringen Abmessungen der Leiter und vor allem der sehr geringen Geschwindigkeit der im Leiter bewegten Elektronen so klein, daß sie im Normalfall nicht meßbar ist.

Die technische Anwendung des Halleffektes wurde erst ermöglicht durch die Entdeckung der ungewöhnlich hohen Elektronenbeweglichkeit bestimmter halbleitender III-V-Verbindungen, z. B. des Indiumantimonids $\text{In}_5 \cdot \text{Sb}_3$. Bei diesen Materialien wird der Stromfluß nicht von sehr vielen, äußerst langsam bewegten Elektronen getragen, sondern von wenigen sehr schnell bewegten Elektronen. Dementsprechend ist die Hallspannung um mehrere Größenordnungen höher als bei Metallen und liegt im Bereich von bis zu einigen 100 mV, was beim heutigen Stand der Elektronik leicht ausgewertet werden kann.

Aufbau der Hallgeneratoren

Ein langgestrecktes Plättchen aus geeignetem Material von der Dicke d (Bild 1) wird in der Längsrichtung von einem Strom i_1 (Steuerstrom) durchflossen und senkrecht zur Fläche von einem Magnetfeld B (Steuerfeld) durchsetzt. Bei gleichzeitiger Einwirkung dieser beiden Steuergrößen entsteht zwischen den Punkten 3 und 4 eine Potentialdifferenzierung (Leerlaufhallspannung U_{20}), deren Größe gegeben ist durch

$$U_{20} = \frac{R_h}{d} \cdot i \cdot B.$$

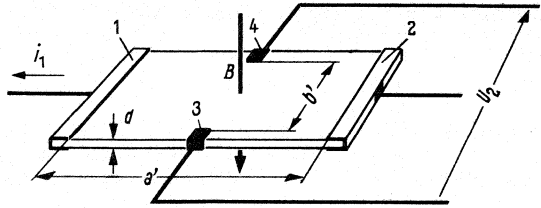


Bild 1
Prinzipieller Aufbau eines Hallgenerators
 (Pfeilrichtungen für N-Halbleiter)

Die Formel zeigt das für die Anwendung wesentlichste Merkmal des Halleffektes, nämlich die Darstellung des Produktes zweier elektrischer Größen (Strom und magnetische Induktion) wieder als elektrische Größe.

R_h ist eine Materialkonstante (Hallkonstante).

Für die Herstellung der Halbleiterschicht finden folgende Technologien Anwendung:

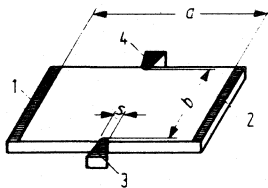
1. Kristallines Hallplättchen:

Halbleiterkörper wird aus erschmolzenen Halbleiterstäben durch Sägen, Schleifen und Ätzen gewonnen: Dicken 5 bis 100 μm . Trägerplatte und Halbleiterschicht sind mit einer 1 bis 2 μm dicken Epoxidharzschicht verbunden.

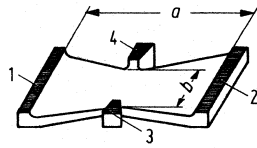
2. Aufgedampftes Hallplättchen:

Halbleiterschicht ist auf das Trägerplättchen aufgedampft: Dicke 2 bis 3 μm . Besonders geeignet für Anwendungen bei extrem tiefen und hohen Temperaturen.

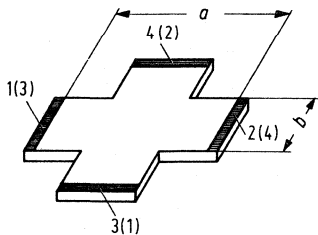
Durch die Formgebung des Hallplättchens (Bild 2) kann der Hallgenerator für die vorgesehene Meßaufgabe optimiert werden.



Rechteckige Form:
 $R_{LL}/R_{20} \approx 3$
 Hohe Halleistung
 (R_{LL} Abschlußwiderstand für lineare Anpassung)



Schmetterlingsform:
 Hohe Flußempfindlichkeit $K \Phi_0$ bei
 Bündelung des Flusses auf die Mittelfläche $\frac{a}{2} \cdot b$



Kreuzform:
 Symmetrisch; Steuer- und Hallelektroden
 vertauschbar; hohe Induktionsempfindlichkeit
 $b = s; R_{LL}/R_{20} > 10$

- 1, 2 Steuerelektroden
- 3, 4 Hallelektroden
- a Länge in Steuerstromrichtung
- b effektive Breite des Hallplättchens
- s Hallelektrodenbreite

Bild 2
Formen von Hallplättchen

Begriffe und allgemeine Daten

Die in den Datenblättern angegebenen Kenndaten und Nennwerte sind auf eine Umgebungstemperatur von +25 °C bezogen.

Nennwert des Steuerstromes I_{1n}

Der Nennsteuerstrom ist so festgelegt, daß beim Betrieb des Hallgenerators in ruhender Luft die Halbleiterschicht eine Übertemperatur von 10 bis 15 °C annimmt. Die bei dieser Temperaturerhöhung sich ergebende Änderung der Hallkonstante und damit der Leerlaufhallspannung ist aus dem Bild 3 bzw. aus dem in den Datenblättern angegebenen Temperaturkoeffizienten β zu ersehen.

Der Hallkoeffizient R_h ist eine temperaturabhängige Materialkonstante (vgl. Bild 3). R_h ist bei Indiumarsenid (InAs) und Indiumarsenidphosphid (InAsP) bis zu Induktionen von 15 T (= 150 kG), bei Indiumantimonid (InSb) von etwa 5 T (= 50 kG) nicht magnetfeldabhängig.

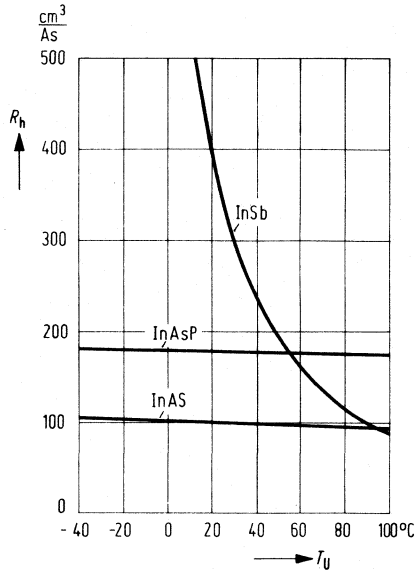


Bild 3

Abhängigkeit der Hallkonstante R_h von der Temperatur T_U bei verschiedenen Materialien $R_h = f(T_U)$

Steuerfeld B

Um quantitative Aussagen über die Proportionalität zwischen Hallspannung und Steuerfeld machen zu können, muß der Steuerfeldbereich abgegrenzt werden. Der Steuerfeldbereich auf den sich sämtliche Linearisierungsangaben beziehen, wird jeweils in den Datenblättern angegeben. Durch das Überschreiten dieses angegebenen Bereiches wird der Hallgenerator nicht gefährdet. Dabei ist zu beachten, daß mit zunehmender magnetischer Induktion der steuerseitige Innenwiderstand des Hallgenerators sich erhöht. Vor allem bei Induktionen über 2 Tesla (1 Tesla = 10^4 Gauß) muß die Höhe des Steuerstroms dann so gewählt werden, daß die maximal zulässige Temperatur der Halbleiterschicht (120 °C) nicht überschritten wird.

Nennwert des magnetischen Steuerflusses Φ_n

Bei Hallgeneratoren mit ferromagnetischem Mantel wird der Nennwert des Steuerflusses angegeben. Der als Nennwert angegebene Steuerfluß liegt unter dem Sättigungsknick des Mantelmaterials. Der angegebene Linearitäts- oder Multiplikationsfehler bezieht sich auf den Nennwert des magnetischen Steuerflusses und gilt in dem Bereich zwischen positivem und negativem Nennwert des magnetischen Steuerflusses. Durch das Überschreiten des Nennwertes wird der Hallgenerator nicht gefährdet.

Nennwert der Durchflutung (Felderregung) Θ_n

Bei Modulatoren und Multiplikatoren wird in den Datenblättern ein Nennwert der Durchflutung angegeben ($i_F \times n$). Bei dieser Durchflutung bleibt die Flußdichte des verwendeten magnetischen Materials unterhalb des Sättigungsknickes. Sämtliche Linearisierungsangaben beziehen sich auf den Bereich zwischen positivem und negativem Nennwert der magnetischen Durchflutung. Durch das Überschreiten des Nennwertes der Durchflutung wird der Hallgenerator nicht gefährdet.

Leerlaufhallspannung U_{20}

In den Datenblättern ist als Leerlaufhallspannung U_{20} die Spannung angegeben, die der unbelastete Hallgenerator bei dem Nennwert des Steuerstroms I_{1n} und dem angegebenen Steuerfeld B erzeugt. Bei Hallgeneratoren mit ferromagnetischem Mantel bezieht sich die Leerlaufhallspannung auf den Nennwert des Steuerstromes I_{1n} und den Nennwert des magnetischen Steuerflusses Φ_n . Bei Modulatoren und Multiplikatoren bezieht sich die Leerlaufhallspannung auf den Nennwert des Steuerstromes I_{1n} und den Nennwert der Durchflutung Θ_n .

Die in den Datenblättern angegebenen Werte der Leerlaufhallspannung sind untere Grenzwerte. Maximalwerte können um den Faktor 1,5 höher liegen.

Induktionsempfindlichkeit im Leerlauf K_{B0}

Die Induktionsempfindlichkeit im Leerlauf ist definiert durch die Gleichung

$$K_{B0} = \frac{U_{20}}{I_{1n} \cdot B} \left[\frac{V}{A \cdot T} \right].$$

Abschlußwiderstand R_{LL} für lineare Anpassung im jeweils angegebenen Steuerfeldbereich von $B = 0$ bis B

Bild 3 a zeigt die Abhängigkeit der Hallspannung vom Steuerfeld B für verschiedene Abschlußwiderstände R_L beim Hallgenerator FA 24. In Ordinateurichtung ist die auf die Steuerstromeinheit bezogene Hallspannung aufgetragen. Wie man sieht, wird die beste Linearität zwischen der auf die Steuerstromeinheit bezogenen Hallspannung und dem Steuerfeld nur für einen bestimmten Abschlußwiderstand R_{LL} erreicht.

Der Abschlußwiderstand R_{LL} für optimale Linearität muß für jeden Hallgenerator experimentell ermittelt werden. Der ungefähre Wert von R_{LL} ist im Datenblatt angegeben.

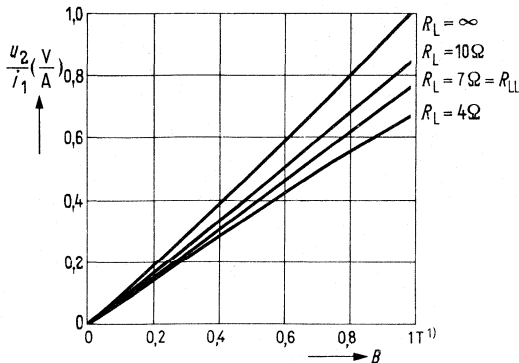


Bild 3 a
Normierte Hallspannung
 in Abhängigkeit des Steuerfeldes mit verschiedenen Lastwiderständen als Parameter für Hallgenerator FA 24

1) 1 Tesla = 10^4 Gauß

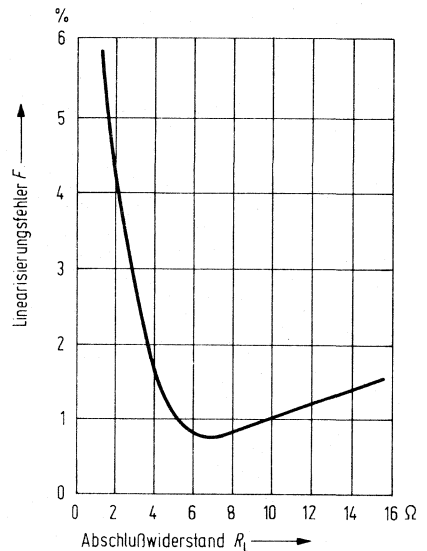


Bild 3 b zeigt als Beispiel für den Hallgenerator FA 24 den Linearisierungsfehler in Abhängigkeit vom Lastwiderstand im Aussteuerbereich von 0–1 Tesla.

Typenübersicht und Kenndaten

Meßhallgeneratoren

| Typ | Material | Leerlaufempfindlichkeit bezogen auf 1 T K_{B0} (B/A · T) | Leerlaufhallspannung bei I_{1n} und 1 T U_{20} (mV) | Nullspannung R_0 (mV/A) | Steuerstrom Nennwert I_{1n} (mA) | Innenwiderstand steuerseit. R_{10} (Ω) |
|-------------|----------|--|---|---------------------------|------------------------------------|---|
| EA 218 | InAs | $\geq 0,85$ | ≥ 85 | < 5 | 100 | 3 |
| FA 22e | InAs | $\geq 0,8$ | ≥ 120 | < 2 | 150 | 2 |
| FA 24 | InAs | $\geq 0,75$ | ≥ 300 | $< 2,5$ | 400 | 1,4 |
| FC 32 | InAsP | $\geq 1,3$ | ≥ 130 | $< 1,5$ | 100 | 6,5 |
| FC 33 | InAsP | $\geq 1,45$ | ≥ 145 | < 1 | 100 | 5 |
| FC 34 | InAsP | $\geq 1,45$ | ≥ 290 | < 1 | 200 | 5 |
| RHY 19 | InAs | $\geq 1,5$ | ≥ 120 | < 3 | 80 | 3,5 |
| SBV 525 | InAs | $\geq 0,97$ | ≥ 97 | $< 2,5$ | 100 | 2,2 |
| SBV 579 | InAs | $\geq 1,1$ | ≥ 110 | < 1 | 100 | 1,8 |
| SBV 599 | InAs | ≥ 5 | ≥ 250 | < 1 | 50 | 8 |
| SV 110 II | InSb | ca. $100^2)$ | ≥ 1000 | < 667 | 15 | 500 |
| SV 110 III | InSb | ca. $50^2)$ | ≥ 800 | < 400 | 25 | 200 |
| SV 200 I | InAs | ≥ 3 | ≥ 100 | < 88 | 40 | 20 |
| SV 200 II | InAs | ≥ 6 | ≥ 150 | < 167 | 30 | 35 |
| SV 200 III | InAs | ≥ 10 | ≥ 200 | < 300 | 20 | 60 |
| SV 210 | InAs | $\geq 6^3)$ | ≥ 300 | < 33 | 60 | 30 |
| SV 230 S | InAs | $\geq 6,5^3)$ | ≥ 650 | < 100 | 100 | 30 |
| TC 21 | InAs | $\geq 0,60$ | ≥ 90 | < 2 | 150 | 1,2 |
| RHY 10 | InAs | $\geq 0,7$ | ≥ 70 | $< 2,5$ | 100 | 2 |
| RHY 11 | InAs | $\geq 0,7$ | ≥ 105 | < 2 | 150 | 3 |
| RHY 17 | InAs | $\geq 6^3)$ | ≥ 300 | $< 33,3$ | 60 | 30 |
| RHY 18 | InAs | $\geq 6^3)$ | ≥ 150 | $< 57,1$ | 35 | 30 |
| RHY 18 – S1 | InAs | $\geq 3^3)$ | ≥ 25 | < 1000 | 10 | 40 |

Betriebstemperaturbereich -20°C bis $+90^\circ\text{C}$ falls keine anderen Werte im Datenblatt angegeben.

Ferrithallgeneratoren und Signalhallgeneratoren

| Typ | Material | Leerlaufempfindlichkeit bezogen auf 1 T K_{B0} (V/A · T) | Leerlaufhallspannung bei I_{1n} und 1 T U_{20} (mV) | Nullspannung R_0 (mV/A) | Steuerstrom Nennwert I_{1n} (mA) | Innenwiderstand steuerseit. R_{10} (Ω) |
|------------------------|----------|--|---|---------------------------|------------------------------------|---|
| RHY 15 | InSb | - | $\geq 120^1)$ | < 10 | 50 | 30 |
| RHY 15 R ³⁾ | InSb | - | $\geq 120^1)$ | < 10 | 50 | 30 |
| RHY 20 | InSb | - | $\geq 120^1)$ | < 10 | 50 | 30 |
| SBV 566 | InSb | - | $\geq 130^5)$ | < 1000 | 35 | 30 |
| SBV 570 | InSb | ≥ 10 | $\geq 250^4)$ | < 1000 | 25 | 25 |
| KSM 2 | InSb | - | $\geq 120^1)$ | < 200 | 50 | 30 |

¹⁾ Bei einem Sondenfluß von $2 \cdot 10^{-7}$ Wb (Wb = Weber)

²⁾ Bezogen auf $B = 0,5$ T (1 T = 1 Tesla = 10^4 Gauß)

³⁾ Remanenzverhalten, Remanenzhallspannung ≥ 40 mV

⁴⁾ Steuerfeld = 0,2 T

⁵⁾ Bei I_{1-2} 10 mA

SV 2000 auch mit Anschlußfahnen und als Chip lieferbar

Anwendungen

Nach der Auslegung für verschiedene Anwendungsgebiete kann man die Hallgeneratoren einteilen in Typen für:

Feldmessung

Messung von Tangential- und Axialfeldern

Feldmessung bei tiefen Temperaturen

Signalgabe

Multiplikation

Magnetogrammabfrage

Die Typen innerhalb der Gruppen unterscheiden sich dann noch in ihrer Eignung für den jeweiligen Verwendungszweck und die Genauigkeit.

Hallgeneratoren für Feldmessung sind für die Messung der Stärke von Magnetfeldern ausgelegt. Wird ein hochkonstanter Steuerstrom durch den Hallgenerator geschickt, so ist die Größe der Hallspannung der Stärke des Magnetfeldes proportional. Von den Hallgeneratoren wird daher eine hohe Konstanz von Empfindlichkeit und Nullspannung gefordert. Als Halbleitermaterialien kommen InAs und InAsP zum Einsatz, welche eine hohe Temperaturstabilität auf Kosten einer geringeren Empfindlichkeit haben. Die Langzeitkonstanz wird durch eine künstliche Alterung mit laufender Kontrolle der elektrischen Werte gewährleistet. Die Alterung der Empfindlichkeit im Betrieb wurde z. B. beim SBV 579 gemessen. Über 18 Monate ergab sich eine Zunahme der Empfindlichkeit von etwa $1,5 \cdot 10^{-4}$.

Die Bauformen reichen von relativ großflächigen Präzisionssonden über Sonden mit kleiner empfindlicher Fläche zur punktförmigen Feldmessung sowie universelle Anwendungen zu besonders dünnen Sonden, welche eine Feldmessung in engen Luftspalten ermöglichen. Die Messung von Tangential- und Axialfeldern wird durch Spezialtypen ermöglicht, deren aktive Fläche nur 0,1 mm vom Gehäuserand entfernt ist bzw. die in Bohrungen bis herab zu 1,5 mm \varnothing eingeführt werden können.

Die Sonden für Tieftemperaturmessung sind durch speziellen Aufbau bis $T = -269 \text{ °C}$ (flüssiges Helium) einsetzbar.

Bei den Ferrit-Hallgeneratoren für berührungslose und kontaktlose Signalgabe wird vor allem Wert auf eine hohe Empfindlichkeit gelegt. Dies wird durch eine Konzentration des magnetischen Flusses auf das Hallelement mit Hilfe von flußlenkenden Ferritstegen erreicht.

Da die Anwendung meist digitaler Art ist, ist die Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit von geringerer Bedeutung als eine hohe Signalamplitude.

Feldmessung

Für die Ausmessung der Stärke magnetischer Felder wird der Hallgenerator mit dem passenden Linearisierungswiderstand abgeschlossen und aus einer genauen Konstantstromquelle gespeist. Eine Speisung aus einer Konstantspannungsquelle mit Vorwiderstand ist nicht brauchbar, da bei höheren Feldern der steuerseitige Innenwiderstand zunimmt und dadurch der Steuerstrom sinkt. Bild 4 zeigt die Widerstandszunahme im Magnetfeld von 3 Hallgeneratoren aus verschiedenen Halbleitermaterialien.

Ein weiterer Punkt ist besonders bei kleinen Hallspannungen zu beachten: Die Verbindung der Hallspannungsanschlüsse mit dem Halbleitermaterial erfolgt über 2 Lötstellen, deren Thermo-

spannungen sich im Normalfall aufheben. Wird nun der Hallgenerator einer einseitigen Erwärmung ausgesetzt, so stimmen die Thermospannungen nicht länger überein und können zu beträchtlichen Meßfehlern führen.

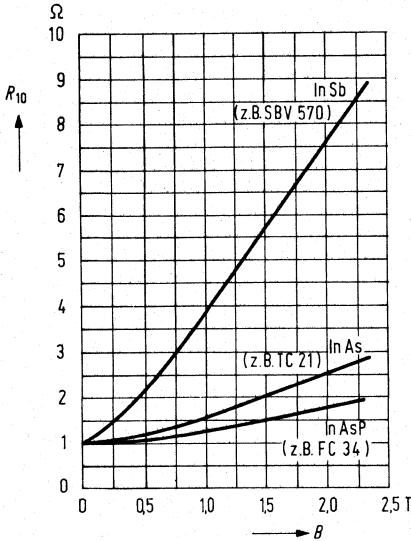


Bild 4
Widerstandserhöhung des Steuerwiderstands R_{10} von Hallgeneratoren

Die Regelung und Konstanthaltung von Magnetfeldern kann so erfolgen, daß die Ausgangsspannung eines im Feld angeordneten Hallgenerators zur Regelung des Spulenstroms verwendet wird. Der Hallgenerator wird dabei vorteilhaft im Luftspalt auf einem Polschuh unter einer nicht magnetischen Abdeckung montiert, wobei er immer frei von mechanischen Spannungen sein muß. Die Regelschleife muß mit einem RC-Glied am Regelverstärker bedämpft werden, um die in diesem Fall immer vorhandene Schwingneigung zu beseitigen (vgl. Bild 5).

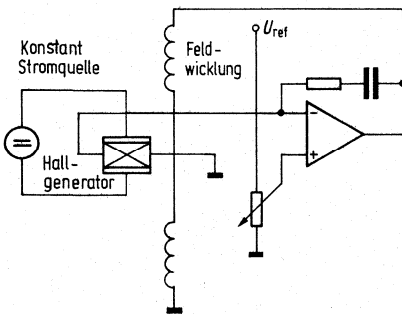


Bild 5
Prinzipschaltung einer Feldregelung

Potentialfreie Strommessung

Die Verwendung von Hallgeneratoren in einem Magnetjoch gestattet die Messung von Gleichströmen bei völliger Potentialtrennung zwischen den Stromkreisen.

Die einfachste Methode besteht darin, den zu messenden Strom durch die Wicklung eines Magnetjochs fließen zu lassen und das Magnetfeld im Luftspalt zu messen. Für die magnetische Flußdichte im Luftspalt eines Jochs entsprechend Bild 6 gilt:

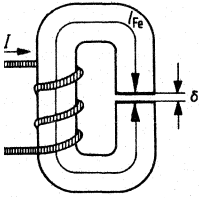


Bild 6
Joch für Strommessung

$$B = \mu_0 \cdot \frac{n \cdot I}{\delta + \frac{l_{Fe}}{\mu}}$$

(in Tesla).

μ_0 Induktionskonstante

$$1,256 \cdot 10^{-6} \frac{V \cdot s}{A \cdot m}$$

n Windungszahl

I zu messender Strom

δ Luftspalt

l_{Fe} Länge des Eisenwegs

μ Permeabilität des Jochs

Im Normalfall kann man in der Formel den Beitrag des Eisens $\frac{l_{Fe}}{\mu}$ gegenüber dem Luftspalt δ vernachlässigen (etwa wenn $l_{Fe} < 100 \cdot \delta$) und erhält:

$$B = \mu_0 \frac{n \cdot I}{\delta} \text{ (in Tesla, } 1 \text{ T} = 10 \text{ kG)}.$$

Die Hallspannung des im Luftspalt angeordneten Hallgenerators wird nach der Formel errechnet

$$U_H = K_{BO} \cdot I_{St} \cdot B \text{ (in Volt).}$$

K_{BO} Leerlaufempfindlichkeit

I_{St} Steuerstrom

Abtastung von magnetisierbaren Folien

Für Zielsteuerungen, Sortieranlagen usw. ist die Möglichkeit interessant, eine magnetisierbare Folie (Magnet-PVC) mit einem Elektromagneten zu „beschriften“ und diese Information bei den Weichen und Zielstationen der Anlage mit Hallgeneratoren abzufragen (Bild 7). Die

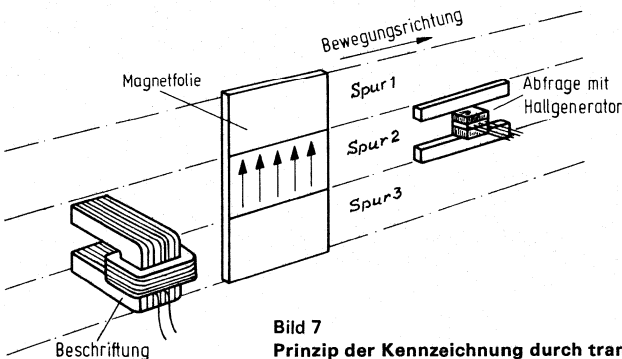


Bild 7

Prinzip der Kennzeichnung durch transversal beschriftete Magnetfolien

Magnetfolie kann dabei mit der Fördereinrichtung mitlaufen oder auf einer synchron mit dem Umlauf der Anlage rotierenden Trommel aufgebracht sein.

Für die Abfrage mehrerer nebeneinander angeordneter Spuren eignet sich besonders der Hallgenerator KSM 2, der in einem gegen Streufelder geschirmten, mechanisch robusten Gehäuse eingekapselt ist.

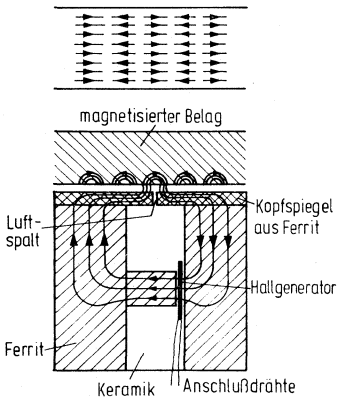


Bild 8 a
Ferrithallgenerator RHY 20
 Flußverlauf bei Abfrage von magnetisierten Belägen

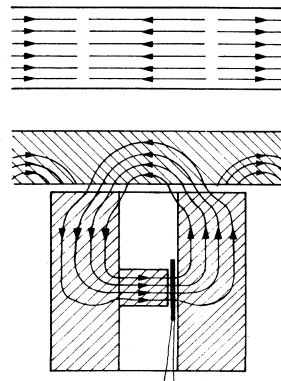


Bild 8 b
Ferrithallgenerator RHY 15 bzw. KSM 2
 Flußverlauf bei Abfrage von magnetisierten Belägen

Bei Verwendung des Hallgenerators RHY 20 (Bild 8 a) zur Abfrage transversal magnetisierter Spuren kann der Abstand zweier verschiedenen magnetisierter Stellen bis herab zu 1 mm betragen. Für den kopfspiegellosen Hallgenerator RHY 15 (Bild 8 b) beträgt das Auflösungsvermögen nur rund 5 mm, doch sind wegen der größeren Spaltweite das abgefragte Volumen der Speicherschicht und damit Fluß und Ausgangssignal weit größer. Auch bieten Hallgeneratoren den großen Vorteil, auch bei ganz langsamer Bewegung oder Stillstand der Speicherschicht ein Signal abzugeben.

Als Speicherschicht eignen sich Magnetgummi und Magnet-PVC, aber auch hartmagnetische Legierungen.

3.2 Feldplatten

Technische Angaben

Feldplatten sind magnetisch steuerbare Widerstände aus InSb/NiSb, deren Beeinflußbarkeit auf dem Halleffekt bzw. Gaußeffekt beruht. Die den Halbleiter durchlaufenden Ladungsträger werden durch die Einwirkung eines transversalen Magnetfeldes seitlich abgelenkt.

Der Winkel, um den sich die Stromrichtung nach Anlegen eines Magnetfeldes ändert, heißt Hallwinkel. Dieser kann bei einer Induktion von 1 Tesla etwa 80° betragen. Quer zur Stromrichtung der nicht angesteuerten Feldplatte halten im Gegensatz zum Hallgenerator niederohmige, in den Feldplattenkristall eingebaute Nadeln aus NiSb die Gleichverteilung der Ladungsträger über den Querschnitt des Halbleiters aufrecht (Bild 9 a, b). Die Verlängerung des Weges der Ladungsträger mit zunehmendem Magnetfeld resultiert in einer Erhöhung des Widerstandes der Feldplatte, jedoch ohne Unterscheidung der Feldpolarität.

Die Widerstandsabhängigkeit vom Magnetfeld ist in Bild 10 qualitativ dargestellt.

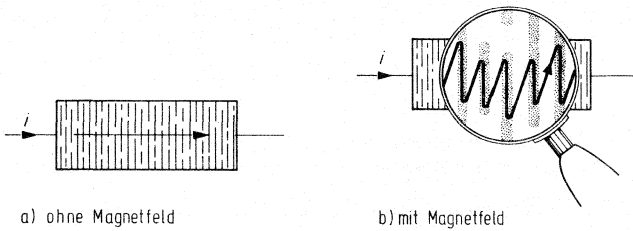


Bild 9

Verlauf der Strombahnen in einer rechteckigen Halbleiterplatte mit metallisch leitenden Nadeln aus NiSb als Kurzschlußstreifen, a) ohne Magnetfeld, b) mit Magnetfeld

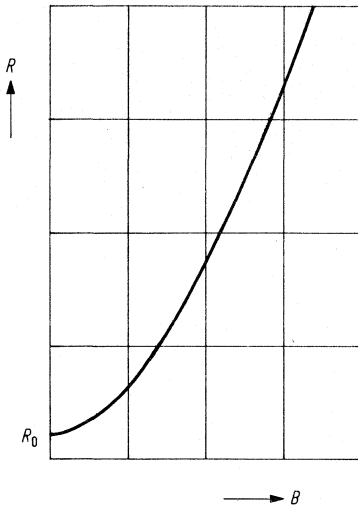


Bild 10

Abhängigkeit des Feldplattenwiderstandes vom Magnetfeld $R = f(B)$

Aufbau der Feldplatten

Feldplatten-System

Indiumantimonid-Nickelantimonid InSb-NiSb wird im Schmelzverfahren als Halbleiterbarren hergestellt. Die gewünschte Dotierung D, L oder N wird durch Zugabe von Tellur erzielt. In einem speziellen Faserziehprozeß erstarrt Nickelantimonid in Form von Nadeln im Innern des Indiumantimonids, die über die ganze Länge des Barrens parallel ausgerichtet sind.

Diese Nadeln bilden im Bauelement die Kurzschlußnadeln, die den geometrieabhängigen Widerstandseffekt bewirken. Die Leitfähigkeit des Materials ist relativ hoch. Für D-Material gilt $\sigma = 200 (\Omega \text{ cm})^{-1}$, L-Material $\sigma = 550 (\Omega \text{ cm})^{-1}$ und N-Material $\sigma = 800 (\Omega \text{ cm})^{-1}$.

Um Widerstände im Bereich 10–500 Ω zu erzeugen, muß der Halbleiter auf möglichst geringen Stromflußquerschnitt gebracht werden. Daneben wird das Bauelement mäanderförmig ausgebildet, um durch möglichst lange Halbleiterstreifen zu hohen Grundwiderständen zu gelangen. Aus physikalischen Gründen (Geometrieeffekt der Widerstandsänderung) darf die Breite der Streifen etwa 80 μm nicht unterschreiten. In der Beeinflussbarkeit des Grundwiderstandes ist man somit auf Variation von Länge und Dicke der Mäanderstreifen beschränkt.

Der Barren wird in Scheiben 16×18 mm gesägt und auf Hilfsträger aufgeklebt. Durch Schleifen und Ätzipolieren werden rund 25 μm dicke Halbleiterplättchen hergestellt.

Die übliche Fototechnik gestattet dann die Formätzung der einzelnen Mäander (Bild 11): Bezogen auf die mäanderförmige Fläche, lassen sich folgende Widerstände verwirklichen: D-Material $100 \Omega/\text{mm}^2$, L-Material $40 \Omega/\text{mm}^2$ und N-Material $25 \Omega/\text{mm}^2$.

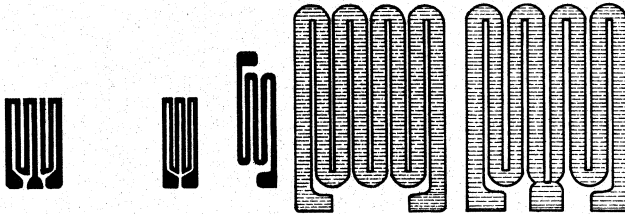


Bild 11
Verschiedene Ausführungen
formgeätzter Halbleiterplättchen

Feldplatten

Die formgeätzten Halbleiter-Systeme werden aus der vielelementigen Halbleiterscheibe herausgelöst und auf isolierte Substrate aufgeklebt. In den meisten Fällen wird auf isolierte Eisensubstrate übertragen (Bild 12). Als Substratmaterial dieser als E-Typen bezeichneten Feldplatten dient Permenorm 5000 H2 (Sättigungsinduktion 1,5 T, statische Koerzitivfeldstärke 0,04 A/cm, maximale Permeabilität 60.000 bis 80.000).

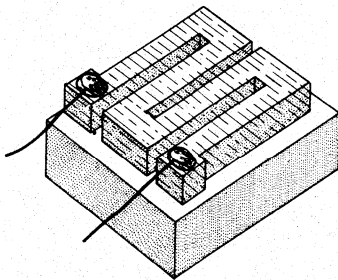


Bild 12
Feldplatte mit Träger

Daneben kann bevorzugt auf Ferrit, Keramik- oder Kunststoffsubstrate aufgeklebt werden.

Die Halbleiteroberfläche wird zum Schutz gegen mechanische Beschädigung mit einer Lackschicht abgedeckt.

Feldplattenfühler

Die Feldplattenfühler FP 210/211/212 sind in der Anordnung als offener magnetischer Kreis aufgebaut. Der Fühler besteht aus den Teilen Polschuh (1), Feldplattensystem (2), Polblech (3) Magnet (4), Anschlußspinne (5) und Gehäuse (6).

Der Aufbau ist aus Bild 13 ersichtlich.

Auf einem Eisen-Polschuh (1) mit ausgeprägten Höckern wird das Feldplattensystem (2) auf der isolierten Polschuhfläche aufgeklebt. Das System wird mit CuL oder Ag-Draht gelötet. Da die Lötstellen über die Systemoberfläche herausragen, werden auf die aktiven Halbleiterflächen Weicheisenpolbleche (3) mit einer Dicke von 0,2 mm aufgeklebt, um die Systeme vor mechanischer Beschädigung zu schützen und die Lötstellenhöhe bis zur Oberfläche der Umhüllung durch ein hochpermeables Material zu überbrücken.

Bei dem Fühler FP 211, der mit einem einhöckrigen Polschuh aufgebaut ist, wurde auf Grund der schmalen aktiven Zonen der aufgeklebten Differentialfeldplatte auf ein Polblech verzichtet. Hier ist das System durch eine etwa 0,25 mm dicke Kunststoffschicht abgedeckt.

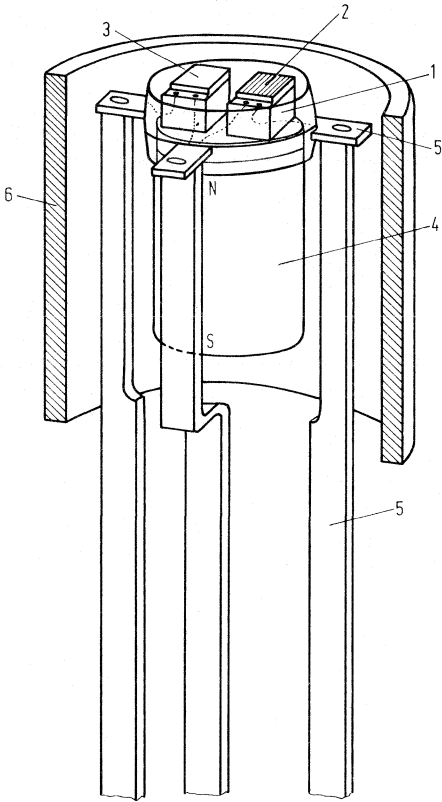


Bild 13
Aufbau Feldplattenfühler FP 210

Der geschlossene magnetische Kreis mit Feldplatten ist das Grundelement für den Feldplattenfühler FP 200 L 100. Bild 14 zeigt den Aufbau und die magnetischen Verhältnisse einer FP 200 bei Ansteuerung mit einem Stiftmagnet.

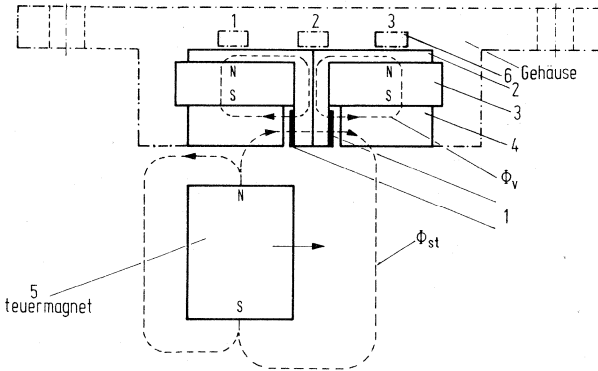


Bild 14
Aufbau Magnetkreis
und Ansteuerung des Feldplatten-
fühlers FP 200 L 100

Die beiden vormagnetisierten Feldplatteneinheiten entsprechen zwei FP 100. In der Spinne (5) montiert, werden sie nach Kontaktierung in einem Aluminiumgehäuse vergossen (6).

Das Feldplattensystem (1) ist auf einen Schenkel des Systemträgers (2) aufgeklebt. Der Systemträger besteht aus einem Winkelblech aus Permenorm 5000 H2. Der Dauermagnet (3)

aus Strontiumferrit DS 2 erzeugt den vormagnetisierenden Fluß Φ_V . Der magnetische Kreis wird über den zweiten Schenkel des Systemträgers sowie das Polblech (4) geschlossen. Die Fläche der Polbleche dient als Fangfläche für den Steuerfluß Φ_{St} und konzentriert durch ihre Abmaße den Vormagnetisierungsfluß sowie den Steuerfluß auf die kleine Fläche des Feldplattensystems. Die Lötstellen des Systems liegen außerhalb der Polblechauflagefläche. Beide in sich geschlossene Magnetkreise werden mit der Rückseite des Systemträgers zusammenmontiert. Von der Ansteuerseite gesehen, liegen so die beiden Feldplatten direkt nebeneinander. Bei gleicher Vormagnetisierungsrichtung der Dauermagnete hat die Richtung des Vormagnetisierungsflusses Φ_V in den Feldplatten jeweils eine entgegengesetzte Richtung.

Durch diese Anordnung wird erreicht, daß nicht nur die Feldplatte von ihrem Arbeitspunkt B_V nach größeren und kleineren Widerständen angesteuert wird, sondern für beide Feldplatten eine Art Gegentaktaussteuerung erreicht wird.

Bewegt sich nämlich ein kleiner Steuermagnet (5) mit seiner Stirnfläche an dem Fühler vorbei, so addiert sich am Ort der rechten Feldplatte der Steuerfluß Φ_{St} zum Vormagnetisierungsfluß Φ_V , und der Widerstand der Feldplatte nimmt um ΔR zu. Gleichzeitig überlagert sich der Steuerfluß Φ_{St} am Ort der linken Feldplatte so, daß der Widerstand der linken Feldplatte um den Betrag ΔR kleiner wird.

Bewegt man den Steuermagneten nach rechts, so dreht sich der Vorgang um.

Feldplattenpotentiometer

Bei den zur Zeit hergestellten Feldplattenpotentiometern kommen 2 verschiedene Prinzipien der magnetischen Ansteuerung zum Einsatz. Das erste, etwas aufwendigere Prinzip verwendet zwei streifenförmige Feldplatten mit gemeinsamem Mittelanschluß, über welche ein Bereich hohen, homogenen Feldes verschoben wird (siehe Bild 15).

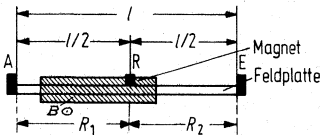
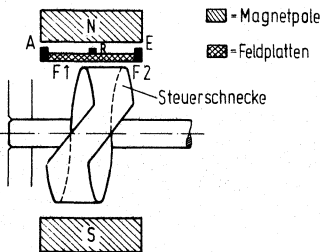


Bild 15
Prinzip des FP-Potentiometers
FP 300 N 2 x 35

Der im Feld befindliche Teil jeder Feldplatte hat einen hohen spezifischen Widerstand, während der feldfreie Teil niederohmiger ist. Beim Verschieben des Feldbereichs erhöht sich dadurch linear der Widerstand der einen Feldplatte, während genauso linear der Widerstand der anderen Feldplatte zurückgeht. Der Gesamtwiderstand $R_1 + R_2$ ändert sich dabei theoretisch nicht. Durch Schaltung der beiden Feldplatten als Spannungsteiler entsteht so ein sehr lineares Potentiometer mit unbegrenztem Auflösungsvermögen und ohne Abnutzung von Schleifern. Bei der praktischen Ausführung des Potentiometers werden die Feldplatten auf den einen Polschuh eines Jochs mit Dauermagnet aufgeklebt, in dessen Luftspalt eine Steuerschnecke rotiert (Bild 16). Der Teil der Feldplatten, vor dem sich die Steuerschnecke befindet, ist dadurch



A, E, R Anschlüsse
Steuerschnecke aus ferromagnetischem Material

Bild 16
Magnetischer Kreis
für ein lineares Feldplattenpotentiometer

einem hohen Feld ausgesetzt. Durch Formgebung der Steuerschnecke lassen sich Potentiometer mit beliebiger Charakteristik herstellen.

Beim Feldplattenpotentiometer nach dem zweiten Prinzip wird nicht ein Bereich hohen Feldes über den Feldplatten verschoben, sondern das Feld durch die beiden Feldplatten kontinuierlich verändert. Dies erfolgt durch eine Steuerscheibe, welche bei ihrer Drehung eine Steuerspur vor den beiden Feldplatten bewegt und den Fluß durch diese ihrer Lage entsprechend verteilt (Bild 17).

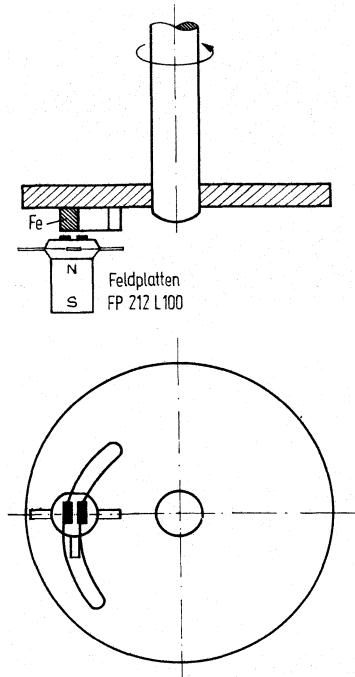


Bild 17
Lineares FP-Potentiometer
FP 310 L100 mit 30°-Winkelbereich

Entsprechend dem Aufbau als offener magnetischer Kreis ist der Aufwand geringer, was mit einer geringen Einbuße an Linearität und Genauigkeit verbunden ist. Auch bei diesem Typ sind beliebige Charakteristiken durch Formgebung der Steuerspur möglich.

Begriffe und allgemeine Daten

Grundwiderstand R_0

Der Grundwiderstand R_0 der Feldplatte ist der Widerstand des Halbleitersystems ohne Einwirken eines Magnetfeldes.

Er wird bestimmt durch:

die Leitfähigkeit des InSb-NiSb; man unterscheidet drei Dotierungsgrade:

D-Material: $\sigma = 200 (\Omega \text{ cm})^{-1}$ (undotiert),

L-Material: $\sigma = 550 (\Omega \text{ cm})^{-1}$,

N-Material: $\sigma = 800 (\Omega \text{ cm})^{-1}$;

die Mäanderstreifenbreite; sie beträgt meist etwa 80 μm ;

die Mäanderdicke; sie beträgt etwa 25 μm ;

die Gesamtlänge der aktiven, d. h. magnetfeldempfindlichen Mäanderstreifen.

Die Toleranz des Grundwiderstandes hängt von der Homogenität des Grundmaterials sowie von der Reproduzierbarkeit der geometrischen Abmessungen des Feldplatten-Systems ab. Der heutige Stand der Systemfertigung läßt es zu, den gewünschten Grundwiderstand R_0 auf $\pm 20\%$ einzuhalten.

Widerstand R_B im Magnetfeld

Als Widerstand R_B einer Feldplatte wird ihr Widerstand unter Einwirkung eines Magnetfeldes bezeichnet. Er wird bestimmt durch:

den Grundwiderstand R_0 ,
die Größe des senkrecht einwirkenden Magnetfeldes, wobei die Polarität nicht erfaßt wird, und den Dotierungsgrad.

In Bild 18 ist die relative Widerstandsänderung R_B/R_0 für die drei Grundmaterialien über dem Magnetfeld aufgetragen. Bis etwa 0,3 T verlaufen die Kennlinien annähernd quadratisch, zu höheren Feldern hin nähern sie sich asymptotisch einer Geraden.

Die Toleranz der relativen Widerstandsabhängigkeit ist vorwiegend abhängig von der Gleichverteilung der ins Material eingebauten Nickelantimonid-Nadeln sowie von der Streuung der Dotierung. Wachsende Dotierung des Grundmaterials schwächt die Magnetfeldabhängigkeit des Feldplattenwiderstandes infolge Abnahme der Elektronenbeweglichkeit.

Da nur die Vertikalkomponente des Feldes für die Widerstandserhöhung maßgeblich ist, geht bei Neigung der Feldrichtung die wirksame Komponente des Feldes mit dem Cosinus des Neigungswinkels φ gegen die Vertikale zurück. Bild 18a zeigt als Beispiel den Rückgang der Widerstandserhöhung bei 1 T und 25 °C für D-Material.

Einbauhinweise (Bild 20)

a) für „Eisen“-Feldplatten

Diese Feldplatten können mit handelsüblichen Metallklebern (z. B. Ciba Kleber AY 103 und Härter HY 992) auf jede geschliffene Metallunterlage geklebt werden. Die Aushärtezeit beträgt etwa 4 Stunden bei 100 °C. Auf eine fettfreie Klebefläche ist zu achten.

Ein Vergießen der Feldplatten mit der gleichen Kleber-Härter-Kombination ist ebenfalls möglich, wenn eine elastische Pufferschicht (z. B. Siliconkautschuk oder Wärmeleitpaste die Aushärtekräfte aufnimmt. Dabei müssen die Oberfläche, auf der der Halbleiter sichtbar ist, und die Anschlüsse mit dieser Schutzmasse abgedeckt werden.

Feldplatten auf Eisenträger werden im Magnetfeld angezogen. Darum können besonders bei magnetischen Wechselfeldern mechanische Beanspruchungen auftreten, falls der „feste“ Einbau, wie oben angegeben, unterbleibt.

b) für „Kunststoff“-Feldplatten

Diese Feldplatten werden im Magnetfeld nicht angezogen. Sie können darum „fest“ wie auch „beweglich“ eingebaut werden. Alle kunststofffreundlichen Kleber sind geeignet, wenn die Klebefläche fettfrei ist. Eine geschliffene Metallunterlage ist nicht erforderlich. Der flexible Kunststoffträger darf im Bereich der „aktiven“ Fläche nicht gebogen werden, da sonst Haarrisse im System auftreten können, die eine einwandfreie Funktion der Feldplatte verhindern.

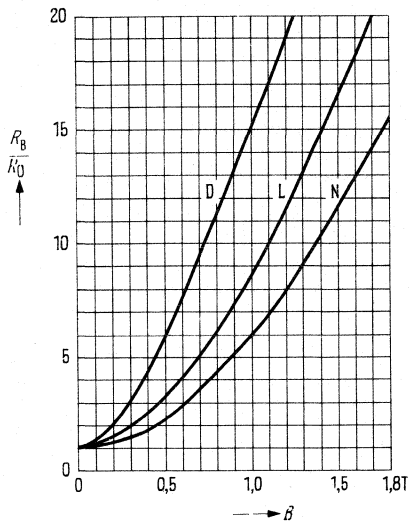


Bild 18
Widerstandsverhältnis R_B/R_0
 in Abhängigkeit von der magnetischen Induktion B
 bei den verschiedenen Halbleiterwerkstoffen
 ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

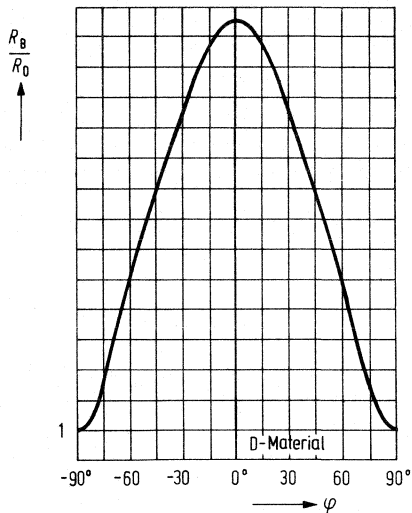


Bild 18a
Abhängigkeit des Widerstands-
verhältnisses R_B/R_0 vom Neigungswinkel des
Magnetfeldes

Bei L- und N-Material ist die Temperaturabhängigkeit geringer, dafür aber die Abhängigkeit des Widerstandes vom Felddurchfluß auch kleiner (Bild 19a und 19b).

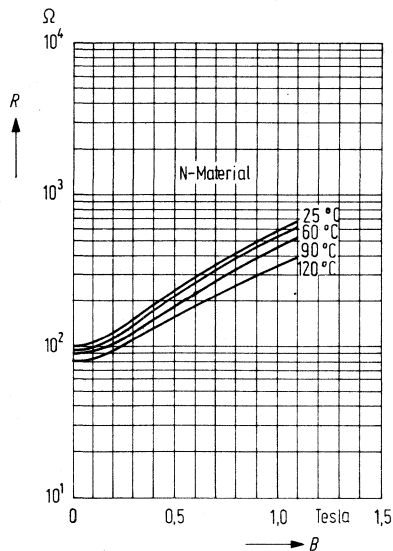


Bild 19a
Feldplattenwiderstand $R = f(B)$
 für N-Material
 $T_U = \text{Parameter}$

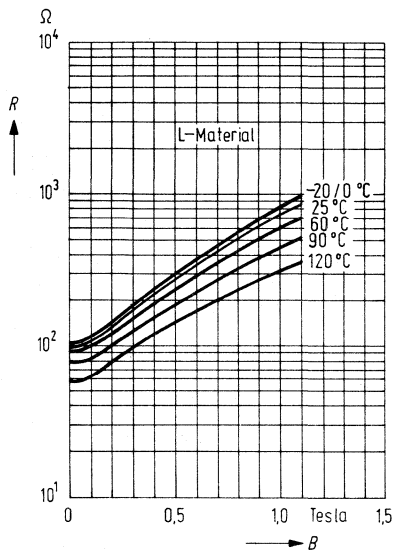


Bild 19b
Feldplattenwiderstand $R = f(B)$
 für L-Material
 $T_U = \text{Parameter}$

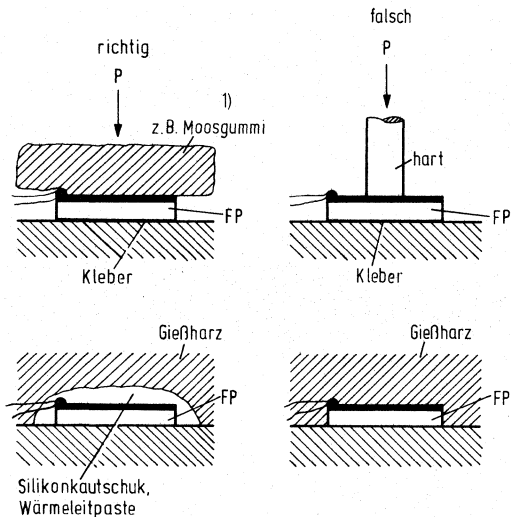


Bild 20
Fixieren der Feldplatte beim Kleben

Typenschlüssel z. B.: FP

FP Feldplatte

30 Bauform, geometrische Abmessungen
(s. Maßzeichnungen)

L Verwendeter Werkstoff, kennzeichnet Abhängigkeit des Widerstandes
von der magnetischen Induktion und der Temperatur.

100 in Ohm angegebener Wert des Widerstandes R_0 ohne Magnetfeld bei 25 °C

E Trägermaterial

30 L 100 E

1) Bei Fixierung der Feldplatte mit Moosgummi soll die Temperatur zum Aushärten des Klebers nicht über 70 °C betragen.
Nachhärten mit höherer Temperatur ohne Gummi möglich.

Typenübersicht

Feldplatten auf Eisenträger

| Typ | Grundwiderstand bei $T = 25^\circ\text{C}$ $R_{\text{tot}} = \pm 20\%$ | Relative Widerstandsänderung bei $T = 25^\circ\text{C}$ und Induktion $B =$ | | Temperaturkoeffizient | | | Wärmeleitwert in mW/K | |
|---------------|---|---|------------------|-----------------------|-------|-------|-----------------------|------------------|
| | | 0,3 T | 1 T | 0 T | 0,3 T | 1 T | G_{thU} | G_{thG} |
| | $R_0 (\Omega)$ | R/R_0 | | $TK_{25} (\%/K)$ | | | G_{thU} | G_{thG} |
| FP 17 D 500 E | 500 | 3 ($> 2,8$) | 15 (> 12) | -1,8 | -2,7 | -2,9 | 15 | 1 |
| FP 30 D 250 E | 250 | 3 ($> 2,8$) | 15 (> 12) | -1,8 | -2,7 | -2,9 | 10 | 0,8 |
| FP 17 L 200 E | 200 | 1,85 ($> 1,7$) | 8,5 (> 7) | -0,16 | -0,38 | -0,54 | 15 | 1 |
| FP 30 L 100 E | 100 | 1,85 ($> 1,7$) | 8,5 (> 7) | -0,16 | -0,38 | -0,54 | 10 | 0,8 |
| FP 30 N 60 E | 60 | 1,6 ($> 1,4$) | 6 (> 5) | +0,02 | -0,13 | -0,25 | 10 | 0,8 |

Differential-Feldplatten auf Eisenträger

| Typ | Grundwiderstand bei $T = 25^\circ\text{C}$ $R_{\text{tot}} = \pm 20\%$ | Mittensymmetrie bei $T = 25^\circ\text{C}$ $\frac{R_1 - R_2}{R_1} \cdot 100\%$ ($R_1 > R_2$) | Relative Widerstandsänderung bei $T = 25^\circ\text{C}$ und Induktion $B =$ | | Temperaturkoeffizient | | | Wärmeleitwert in mW/K | |
|--------------|---|--|---|------------------|-----------------------|-------|------|-----------------------|------------------|
| | | | 0,3 T | 1 T | 0 T | 0,3 T | 1 T | G_{thU} | G_{thG} |
| | $R_0 (\Omega)$ | M (%) | R_B/R_0 | | $TK_{22} (\%/K)$ | | | G_{thU} | G_{thG} |
| FP 110 D 155 | 2×155 | 2 (< 5) | 3 ($> 2,8$) | 15 (> 12) | -1,8 | -2,7 | -2,9 | 10 | 0,8 |

Feldplatten-Differential-Fühler

| Typ | Gesamtwiderstand des Geber-systems bei $T = 25^\circ\text{C}^1)$ | Toleranzwert $T = 25^\circ\text{C}$ | Mittensymmetrie bei $T = 25^\circ\text{C}$ $\frac{R_1 - R_2}{R_1} \cdot 100\%$ ($R_1 > R_2$) | Leerlaufausgangsspannung bei $T = 25^\circ\text{C}^2)$ | | Max. zul. Betriebsspannung bei $T_G = 25^\circ\text{C}$ |
|--------------|--|--|--|--|-----------------------|---|
| | | | | U_{AO} (mV) ¹⁾ | U_{ASS} (mV) | |
| | $R_{1-3} (\Omega)$ | $R_{1-3\text{TOL}} (\Omega)$ | M (%) | U_{AO} (mV) ¹⁾ | U_{ASS} (mV) | U_{Bmax} (V) |
| FP 200 L 100 | 1000 | -300/+400 | ≤ 10 | $\leq 132,5$ | 2200 | 10 |
| FP 210 D 250 | 1000 | ± 300 | ≤ 10 | $\leq 132,5$ | 850 | 7,5 |
| FP 210 L 100 | 300 | ± 80 | ≤ 10 | $\leq 132,5$ | 850 | 7,5 |
| FP 211 D 155 | 400 | ± 120 | ≤ 5 | ≤ 64 | 400 | 5,5 |
| FP 212 L 100 | 300 | ± 80 | ≤ 10 | $\leq 132,5$ | 850 | 10 |

1) Luftspalt $\delta = \infty$

2) $U_B = 5 \text{ V}$

3) Luftspalt 0,5 mm; Stirnflächenfluß des Steuermagneten $\varphi_{\text{St}} = 2 \mu\text{Wb}$

4) Luftspalt 0,2 mm

Feldplatten-Potentiometer

Feldplatten-Potentiometer ohne Verstärker

| Typ | Gesamtwiderstand bei $T = 25\text{ °C}$ $R_{AE} (\Omega)$ | Kleinster einstellbarer Teilwiderstand $R_O (\Omega)$ | Elektr. Drehwinkel (mech. unbegrenzt) $\varphi (\text{°})$ linearer Arbeitsbereich | Belastbarkeit $P_{\text{tot}} (W)$ | Linearitätsfehler (%) | Max. Betriebstemperatur $T (\text{°C})$ |
|----------------------|--|--|--|---------------------------------------|--------------------------|--|
| FP 300 N 2×35 | 500 | 50–75 | 0–270 | 0,5 | ± 0,6 ± 1,0 ± 1,75 | –30 bis +90 |

Feldplatten-Potentiometer mit Verstärker

| Typ | Betriebsspannung $U_B (V)$ | Ausgangsstrom (eingepägt) $I_A (mA)$ | Elektr. Drehwinkel (mech. unbegrenzt) $\varphi (\text{°})$ linearer Arbeitsbereich | Bürde $R_L (\Omega)$ | Linearitätsfehler (%) | Max. Betriebstemperatur $T (\text{°C})$ |
|----------------------|-------------------------------|---|--|-------------------------|-----------------------|--|
| FP 300 N 2×35 | 24 | 0–20 | 0–270 | 0–500 | ± 0,6 ± 1,0 | –30 bis +90 |
| FP 310 L100 | 15 | 0–20 | 0–30 0–270 | 0–500 | ≤ 5 | –25 bis +70 |

Integrierte Hallgeneratoren (Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter)

| Typ | Speisespannung $U_s V$ | Ausgangsstrom $I_A (mA)$ | Ausgänge |
|----------------|---------------------------|-----------------------------|--|
| SAS 201 | 27 | 30 | dynamische statische antivalente |
| SAS 211 | 27 | 30 | |
| SAS 221 | 27 | 30 | |

Anwendung Feldplatten und Feldplattenfühler

Feldplatten lassen sich als kontakt- und stufenlos steuerbare Widerstände einsetzen. Die Ansteuerung erfolgt entweder mit einem Dauermagneten oder über einen Elektromagneten, in dessen Luftspalt der Halbleiter liegt.

Bei den Feldplattenfühlern sind der Magnet und flußlenkende Teile zu einer Einheit zusammengefügt, so daß die Ansteuerung mit Eisenteilen oder kleinen Stiftmagneten erfolgen kann. Der Schwerpunkt der Anwendungen liegt bei den Feldplattenfühlern im Bereich der kontaktlosen und berührungslosen Schaltvorgänge, insbesondere als Drehzahlgeber, Positionsgeber sowie Funktionsgeber.

Feldplatten auf Eisensubstrat werden in Verbindung mit einer Folgeelektronik zur kontaktlosen Signalgabe sowie zur potentialfreien Regelung in elektromagnetischen Kreisen eingesetzt.

Drehzahlerfassung mit Feldplatten-Differential-Fühler

Die Feldplattenfühler FP 210 L 100 bzw. FP 212 L 100, FP 210 D 250 und FP 211 D 155 eignen sich besonders für die Drehzahlmessung rotierender Zahnräder. Interessant ist dabei die Möglichkeit, auch noch bei niedrigsten Drehzahlen fehlerfrei zu messen, da die Höhe der Ausgangsspannung von der Drehzahl unabhängig ist.

Für ein möglichst großes Ausgangssignal sollte das Zahnrad eine Zahnbreite von 1,2 mm und eine Lückenbreite von 2,2 mm aufweisen. Die Zahnhöhe sollte nicht weniger als 1 mm betragen.

Das Ausgangssignal ist annähernd sinusförmig, wobei der Klirrfaktor mit sinkendem Luftspalt anwächst. Die Tabelle enthält die Effektiv-Spannungen von Grund- und Oberwellen für verschiedene Luftspalte und 5 V Speisespannung für das oben empfohlene Zahnrad (Bild 21) bei Abfrage mit FP 210 L 100.

| Luftspalt | Grundwelle | | 1. Oberwelle | | 2. Oberwelle | |
|-----------|------------|------|--------------|------|--------------|------|
| | mV | % | mV | % | mV | % |
| 0,02 | 540 | 100% | 50 | 9,0% | 30 | 5,6% |
| 0,2 | 210 | 100% | 7 | 3,3% | 5 | 2,3% |
| 0,4 | 100 | 100% | 2 | 2,0% | 1 | 1,0% |
| 0,6 | 50 | 100% | 0,7 | 1,5% | 0,2 | 0,4% |

Verteilung von Grund- und Oberwellen für FP 200L100 bei Ansteuerung mit Zahnrad

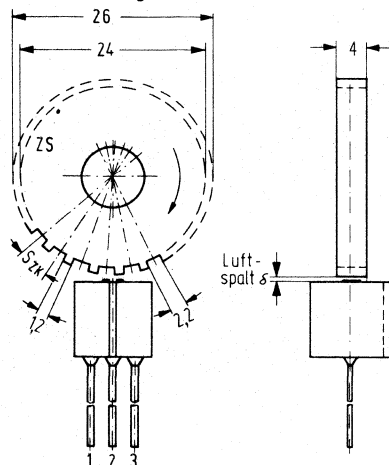


Bild 21

- ZS Zahnscheibe
- s_{ZK} Zahnkopfteilung:
- $s_{ZK} = 2 \cdot s_{FP}$
- δ Luftspalt

Drehsinnerfassung mit Feldplatten-Differential-Fühler

Bei Verwendung eines FP-Fühlers, z. B. FP 210 D 250, zur Erfassung der Drehrichtung eines Zahnrades ist ein unsymmetrisches Zahn-Zahnluke-Verhältnis Voraussetzung. Es werden folgende Abmessungen des Zahnrades empfohlen (Bild 22).

Zahnhöhe $h: \geq 1 \text{ mm};$ Zahnbreite $b: 2 \text{ mm}$
 Zahndicke $d: \geq 3 \text{ mm};$ Zahnluke $l: 6 \text{ mm}$

Der Luftspalt zwischen Zahnrad und Fühlerelement soll unter 0,5 mm liegen.

Die Hysterese des Schaltverstärkers wird so bemessen, daß der Ausgangsspannungsbereich des nicht angesteuerten Fühlers voll erfaßt wird:

Die Mittensymmetrie $M = \frac{R_1 - R_2}{R_1}$ (wobei $R_1 > R_2$) bei der

FP 210-/212-Serie beträgt weniger als 10%, so daß die Ausgangsspannung des nicht angesteuerten Fühlers zwischen 47,3% und 52,7% der Betriebsspannung liegt. Bei einer Speisepannung von 5 V soll daher der Hysteresebereich des Verstärkers von 2,36 bis 2,64 V gehen. Wählt man zur Sicherheit 2,32 und 2,68 V, so ergibt sich die in Bild 23 skizzierte Schaltung.

Aus der Abfrage des Mittelwertes der Ausgangsspannung der Schaltstufe ergibt sich der Drehsinn des Zahnrades (Bild 24).

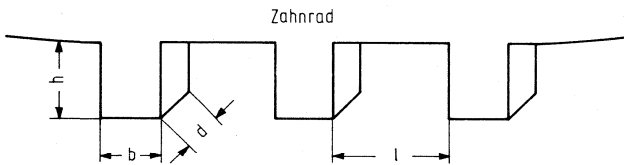


Bild 22

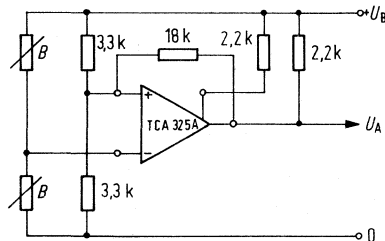


Bild 23

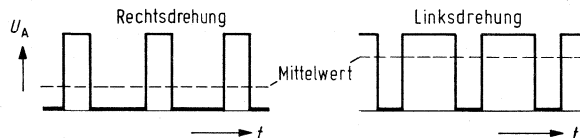


Bild 24

Ein stark unsymmetrisches Zahn-Zahnluke-Verhältnis ergibt einen großen Unterschied der Mittelwerte der Ausgangsspannung bei Rechts- und Linksdrehung, erniedrigt aber die Folgefrequenz. Das Optimum liegt bei etwa 1 : 3, wobei die Hälfte der höchstmöglichen Frequenz abgegeben wird und die drehsinnabhängige Spannung bei 25% oder 75% des Ausgangsspannungshubes der Schaltstufe liegt.

Ansteuern von Transistoren mit Feldplatten

Bei der Ansteuerung von Transistoren mit Feldplatten wird die Basis des Transistors an einen Spannungsteiler angeschlossen, in dessen einem Zweig die Feldplatte liegt. Durch Ausnutzung der Temperaturabhängigkeit der B-E-Spannung des Transistors und des Widerstands der Feldplatte kann eine Temperaturkompensation erreicht werden. Dazu legt man zweckmäßig nach Bild 25 die Feldplatte in den emitterseitigen Zweig des Spannungsteilers für die Basis des

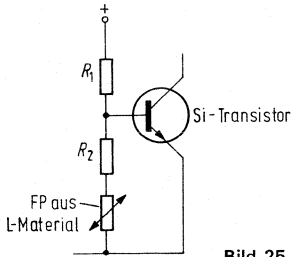


Bild 25

Transistors. Da jedoch bei einer Temperaturänderung von $+25$ auf $+100^\circ\text{C}$ die Basis-Emitter-Spannung des Transistors auf 88% absinkt, der Widerstand einer Feldplatte aus L-Material bei einem Fluß von 0,1 T jedoch auf 78% des Werts bei 25°C , wird in Reihe mit der Feldplatte der Widerstand R_2 gelegt. Sein Wert sollte 83% des Widerstands der Feldplatte bei $+25^\circ\text{C}$ und 0 T betragen. R_1 wird entsprechend der Betriebsspannung so bemessen, daß der Transistor bei nicht angesteuerter Feldplatte noch sicher gesperrt ist.

Eine Erhöhung des Flusses durch die Feldplatte auf 0,2 T schaltet dann im gesamten Temperaturbereich den Transistor durch.

4 Leistungshalbleiter

Einführung und Anwendung

Mit den Mitteln der Leistungselektronik kann die vom Netz angebotene elektrische Energie schnell, zuverlässig und wirtschaftlich in die jeweils vom Anwender benötigte Form umgewandelt werden. Die Grundfunktionen leistungselektronischer Betriebsmittel zeigt Bild 1

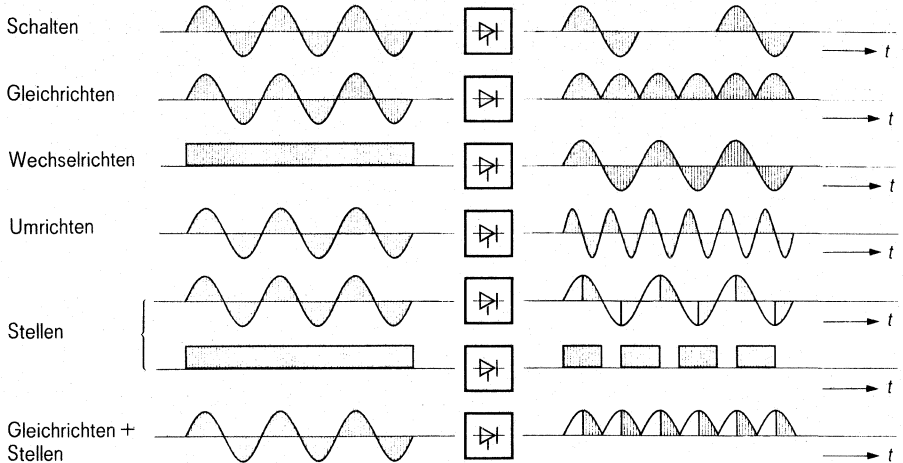


Bild 1
Grundfunktionen von Stromrichtern

Früher wurden derartige Umformungen mit Maschinenaggregaten, Kontaktumformern, Quecksilberdampf-Ventilen und Transduktoren vorgenommen. Die Nachteile waren: Dynamisch träge, geringerer Wirkungsgrad, kontaktbehaftet, wartungsbedürftig, groß und schwer. Heute stehen für die Stromrichtertechnik Silizium-Leistungshalbleiter-Bauelemente, Gleichrichterdiolen und Thyristoren zur Verfügung. Von der Funktion her als elektrisches Ventil arbeitet die Diode ungesteuert und der Thyristor steuerbar. Vorteilhafte Eigenschaften sind wichtig für folgende Anwendungsbeispiele:

Robustheit

in Walzwerken, bei Stromrichterantrieben, in Braunkohlebaggern, Kranen und Lokomotiven,

hohe Schaltgeschwindigkeit

bei Frequenzumrichtern für Spinnmaschinen-, Zentrifugen- und Werkzeugmaschinenantriebe,

guter Wirkungsgrad

bei Stromrichtern für Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung, für Elektrolyse und Galvanikanlagen,

Verschleißfreiheit

bei kontaktlosen Schaltgeräten für Steuerungen aller Art,

kleines Volumen

bei Wechselstromstellern für Haushaltsgeräte, bei Gleichrichtern in Kraftfahrzeugen und bei Wechselrichtern in Flugzeugen.

Diese vorzüglichen Eigenschaften basieren auf einem hohen Stand der Technologie der Leistungshalbleiter, angefangen von der Gewinnung des Halbleitermaterials Silizium bis hin zur Prüfung des fertigen Bauelements.

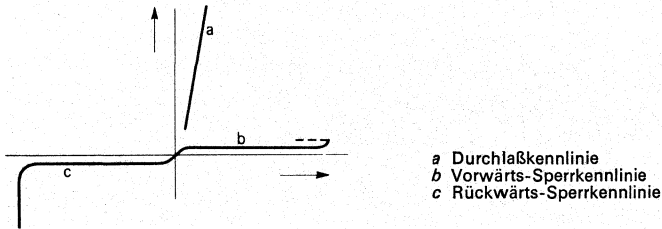
Dazu haben das tiegelfreie Zonenziehen und die Druckkontaktierung nach Siemensverfahren wesentlich beigetragen.

4.1 Gleichrichterdiolen und Thyristoren

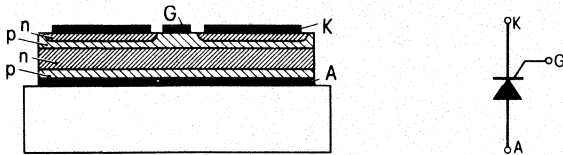
Erläuterungen und Begriffserklärungen

Die Leistungs-Gleichrichterdiode unterliegt hinsichtlich Durchlaß- und Sperrkennlinie den Gesetzmäßigkeiten für Dioden.

Der Thyristor ist ein steuerbarer Siliziumgleichrichter. Er weist zunächst in beiden Richtungen Sperrverhalten auf, läßt sich aber in Vorwärtsrichtung mit einem Steuerimpuls – über den Steueranschluß – in den leitenden Zustand schalten.



Die Siliziumtablette hat in der Stromflußrichtung positiv (p) und negativ (n) leitende Zonen in der Reihenfolge p n p n. Bei Thyristoren für einseitige Kühlung fließt der Strom im gezündeten Zustand vom Gehäuse zum isolierten Anschluß, dementsprechend wird das Gehäuse mit Anode „A“ und der isolierte Hauptanschluß mit Kathode „K“ bezeichnet. Bei Thyristoren in Scheibenbauform und bei Kleinthyristoren ergibt sich die Stromrichtung aus der Anschlußbezeichnung. Zur Zündung eines Thyristors muß die Steuerspannung so angelegt werden, daß der positive Pol am Gitteranschluß „G“ und der negative Pol an der Kathode „K“ liegt.



Technische Daten

Die angegebenen Grenzwerte sind als absolute Grenzwerte im Sinne von IEC anzusehen. Das bedeutet, daß bei ihrer Überschreitung mit Beeinträchtigung der Funktionsfähigkeit oder Zerstörung der Dioden gerechnet werden muß.

Da die elektrischen Eigenschaften von Dioden und Thyristoren temperaturabhängig sind, ist eine Angabe elektrischer Daten in vielen Fällen nur in Verbindung mit Temperaturangaben sinnvoll. Neben absoluten Grenzwerten, die für den gesamten zulässigen Temperaturbereich gelten, sind deshalb auch Grenzdaten, bezogen auf eine höchstzulässige Gehäusetemperatur, angegeben.

Aufgrund von Berechnungen und Erfahrungen werden vom Hersteller neben den oben angeführten Grenzdaten auch Einsatzdaten empfohlen. Bei diesen empfohlenen Einsatzdaten ist im Normalfall sichergestellt, daß ein genügend großer Sicherheitsabstand zu den absoluten Grenzdaten berücksichtigt ist. Der Abstand zwischen Grenzwert und Einsatzwert beeinflußt bei vielen Parametern die Betriebszuverlässigkeit.

Außerdem werden mit den Daten auch Empfehlungen für den Einsatz von Dioden und Thyristoren in Verbindung mit vom Hersteller angebotenen Kühlkörpern gegeben.

Falls nicht anders angegeben, beziehen sich alle Daten auf 40 bis 60 Hz Netzbetrieb.

Spannungswerte

Höchste periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} (für Dioden)

Höchster Augenblickswert der Sperrspannung, der an der Diode auftreten darf, einschließlich aller periodischen Spitzen. Die angegebenen Werte gelten für den gesamten Betriebstemperaturbereich.

Höchste zulässige positive bzw. negative periodische Spitzensperrspannung U_{DRM} , U_{RRM} (für Thyristoren)

Höchster Augenblickswert der Sperrspannung in positiver bzw. negativer Richtung einschließlich aller periodischen Spitzen, der zwischen den Hauptanschlüssen des Thyristors auftreten darf. Die angegebenen Werte gelten für den gesamten zulässigen Sperrschichttemperaturbereich. Wegen der meist ungenau definierten Spannungsverhältnisse ist die Spannungsklasse des Thyristors mit ausreichender Spannungssicherheit festzulegen. Der Spannungssicherheitsfaktor – also das Verhältnis von höchster periodischer Spitzensperrspannung zum Scheitelwert der höchsten Anschlußspannung – sollte auch mit Rücksicht auf das du/dt -Verhalten größer 1,5 sein. Bei Netzanwendung ist ein Spannungssicherheitsfaktor zwischen 2 und 2,5 üblich.

Höchste Stoßspitzensperrspannung U_{RSM} (für Dioden)

Höchster Augenblickswert einer nicht periodischen Sperrspannung, die während der sperrfähigen Zeit an der Diode für maximal 10 ms (z. B. bei Beanspruchung mit Überspannungen) im gesamten Betriebstemperaturbereich auftreten darf.

Durchbruchspannung U_{BR} (für Dioden)

Die Durchbruchspannung ist bei „controlled“ Avalanche-Dioden (Lawinendioden mit eingegrenztem Durchbruch) diejenige Sperrspannung, bei der der Sperrstrom lawinenartig ansteigt.

Empfohlene Anschlußspannung U_{RMS} (für Dioden)

Für den Betrieb empfohlener Nennwert der effektiven sinusförmigen Wechselspannung unter Berücksichtigung eines um etwa den Faktor 2 höheren Überspannungspegels.

Durchlaßspannung u_F (für Dioden)

Die im Durchlaßzustand zwischen den Anschlüssen anliegende Spannung. Sie wird beim Scheitelwert des Dauergrenzstromes bzw. bei einem angegebenen Dauergleichstrom I_F und einer bestimmten Sperrschichttemperatur angegeben.

Höchste Durchlaßspannung U_T (für Thyristoren)

Im Durchlaßzustand an den Hauptanschlüssen liegende Spannung in Vorwärtsrichtung. Es ist der oberste Grenzwert der Typenstreuung für den dreifachen Wert des Dauergrenzstromes bei Sperrschichttemperatur 25 °C angegeben.

Bei Thyristoren mit Stromband ist der Spannungsabfall des Strombandes inbegriffen.

Ersatzgerade für Verlustrechnung (Thyristoren) $U_T = U_{T(T_0)} + r_T \cdot i_T$

Die genannte Gleichung gibt den Momentanwert der Durchlaßspannung an, die im gezündeten Zustand des Thyristors durch den Durchlaßstrom zwischen den beiden Hauptanschlüssen entsteht.

Die Ersatzgerade ist eine Annäherung an eine Durchlaßkennlinie bei maximal zulässiger Sperrschichttemperatur, die zur Ermittlung der Durchlaßverluste für die Berechnung von Belastungsdaten verwendet werden kann. Sie gilt nur für einen mittleren Strombereich.

Das Stromband von Thyristoren ist so bemessen, daß die Verluste, die in ihm entstehen, von der Oberfläche des Strombandes abgeführt werden, sie sind deshalb in der Verlustrechnung nicht zu berücksichtigen. (Weitere Erläuterungen siehe Stromgrenzwerte.)

Stromgrenzwerte

Beim Betrieb von Halbleiterbauelementen entstehen Verluste, die in Form von Wärme aus der Sperrschicht der Bauelemente abgeführt werden müssen. Die einzelnen Materialien setzen diesem Wärmefluß einen Widerstand, den sogenannten Wärmewiderstand, entgegen. Da viele Dioden-Parameter unmittelbar temperaturabhängig sind, kann ein Großteil der Belastungswerte für Netzbetrieb aufgrund thermischer Berechnungen folgender prinzipieller Form ermittelt werden:

$$\vartheta_j = \vartheta_A + P_v \cdot (R_{thJA} + \Delta r)$$

ϑ_j = Sperrschichttemperatur (Junctiontemperatur)

ϑ_A = Umgebungstemperatur (Kühlmitteltemperatur)

P_v = Gesamtverlustleistung

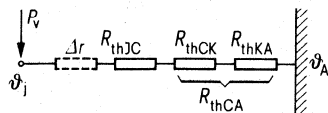
R_{thJA} = Gesamtwärmewiderstand von Diode und Kühleinrichtung einschließlich Wärmeübergang

Δr = Wärmewiderstand zur Berücksichtigung zeitlicher Temperaturschwankungen

Für die Strombelastbarkeit von Dioden im Dauerbetrieb bei 40 bis 60 Hz Netzbetrieb sind die Durchlaßverluste und der Gesamtwärmewiderstand allein maßgebend. Die bei Betrieb mit höheren Frequenzen und hohen Stromsteilheiten ebenfalls zu berücksichtigenden Ein- und Ausschaltverluste sind hier gering und können in der Regel gegenüber den Durchlaßverlusten vernachlässigt werden. Die Sperrverluste sind ebenfalls sehr viel kleiner als die Durchlaßverluste und können, falls sie nicht vernachlässigbar sind, durch eine geringe pauschale Stromreduzierung berücksichtigt werden.

Bei Bauelementen mit einseitiger Kühlung und Stromband ist das Stromband so dimensioniert, daß die in ihm entstehenden Verluste auch von seiner Oberfläche abgeleitet werden. Die Temperaturberechnung kann deshalb nach folgenden vereinfachten statischen Ersatzschaltbildern vorgenommen werden:

Einseitige Kühlung



R_{thJC} = Innerer Wärmewiderstand der Diode

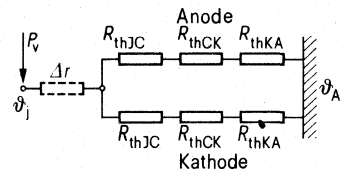
R_{thCK} = Übergangswiderstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper

R_{thKA} = Kühlkörperwärmewiderstand

R_{thCA} = Kühlkörperwärmewiderstand einschließlich Wärmeübergang

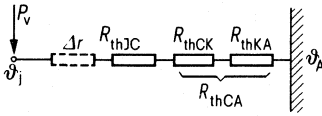
Δr = Zusatzwärmewiderstand

Doppelseitige Kühlung



Das Ersatzschaltbild für doppelseitige Kühlung kann unter der Annahme, daß die Verlustleistung etwa gleichmäßig nach beiden Seiten abgeführt wird, wie nachstehend abgebildet, vereinfacht werden.

Ersatzwärmewiderstände



Die Werte der für die Belastbarkeit maßgebenden Durchlaßspannung und des Wärmewiderstandes streuen über einen relativ großen Bereich. Ein Zusammentreffen von ungünstigster Durchlaßspannung und ungünstigstem Wärmewiderstand ist recht unwahrscheinlich. Die in die Temperaturrechnung eingehenden Werte wurden deshalb aufgrund statistischer Betrachtungen festgelegt.

Dauergrenzstrom $I_{TAV(l)}$ (für Thyristoren) und I_{FAV} (für Dioden)

Höchstzulässiger arithmetischer Mittelwert des sinusförmigen Durchlaßstromes, Stromflußwinkel 180° , Frequenzbereich 40 bis 60 Hz, der im Dauerbetrieb auch bei intensiver Kühlung nicht überschritten werden darf. Zusätzlich wird die höchste Gehäusetemperatur angegeben, bei der dieser Strom noch zulässig ist. Bei Kleinthyristoren, die ohne Kühlkörper verwendet werden, ist der Dauergrenzstrom auf eine Umgebungstemperatur von 45°C bezogen.

Jede an den Betrieb mit Dauergrenzstrom anschließende Überlastung kann zum Verlust der Sperrfähigkeit in Schalterichtung führen.

Dauergleichstrom (DC) I_{Fdc} (für Dioden)

Höchster dauernd zulässiger Gleichstrom in Durchlaßrichtung mit geringer Welligkeit.

Grenzeffektivstrom I_{FRMS} (für Dioden) und $I_{TRMS(l)}$ (für Thyristoren)

Effektivwert des höchsten, dauernd zulässigen Durchlaßstromes, der auch bei intensiver Kühlung im Dauerbetrieb nicht überschritten werden darf. Er ergibt sich aus dem angeführten Dauergrenzstrom durch Multiplikation mit dem Formfaktor ($\pi/2$).

Grenzgleichstrom $I_{FAV(l)}$ (für Dioden) und I_{TAV} (für Thyristoren)

Höchster dauernd zulässiger arithmetischer Mittelwert des Durchlaßstromes bei Netzbetrieb mit den im Datenblatt aufgeführten idealisierten Stromblöcken, gültig für 40–60 Hz unter den im Datenblatt definierten Kühlbedingungen für eine Aufstellungshöhe bis 1000 m über N. N. (Normalnull).

Für die Bestimmung der Belastbarkeit einer Diode in einer Schaltung bei ungesteuertem Betrieb bzw. eines Thyristors bei Vollaussteuerung können folgende idealisierte Stromformen zugrunde gelegt werden:

| Schaltungen | Ohmsche Last | induktive Last |
|---------------------------|--------------|----------------|
| E | | |
| M/B | | |
| S/DB | | |
| DS | | |
| DSS | | |
| AS Nur bei Thyristoren | | |

Der Gesamtstrom der wichtigsten Schaltungen für Dioden und Thyristoren kann nach folgender Tabelle bestimmt werden:

| Schaltung | E | M/B | S/DB | DS/DSS | AS |
|--|-------------------|--------------------|--------------------|--------------------|-----------------------------------|
| Gesamtgleich- bzw. -wechselstrom | $n \cdot I_{TAV}$ | $2n \cdot I_{TAV}$ | $3n \cdot I_{TAV}$ | $6n \cdot I_{TAV}$ | $\sqrt{2} \cdot n \cdot I_{TRMS}$ |

- E Einwegschtaltung
- M Mittelpunktschtaltung
- B Brückenschtaltung
- S Sternschtaltung
- DB Drehstrombrückenschtaltung
- DS Doppelsternschtaltung
- DSS Doppelsternschtaltung mit Saugdrossel
- AS Antiparallelschtaltung
- n Anzahl der parallelgeschalteten Thyristoren je Zweig einer Schaltung

Bei Parallelschtaltung ist eine Reduktion der theoretisch erreichbaren Stromwerte erforderlich.

Stoßstrom-Grenzwert I_{FSM} (für Dioden) und I_{TSM} (für Thyristoren)

Höchster zulässiger Scheitelwert einer sinusförmigen Halbschwungung von 10 ms Dauer entsprechend 50 Hz (für 60 Hz ist der Scheitelwert $\approx 10\%$ höher). Er gilt unter der Voraussetzung, daß die Sperrschichttemperatur vor der Belastung die im Datenblatt angegebene Höhe hat.

Bei Belastung mit dem Stoßstrom-Grenzwert wird die höchste zulässige Sperrschichttemperatur

für Dauerbetrieb überschritten. Eine Belastung mit Strom oder Spannung im Anschluß an die Beanspruchung ist nicht zulässig.

Der Stoßstrom-Grenzwert darf nur gelegentlich, d. h. im Störfall ausgenutzt werden und kann frühestens nach einer Mindestpause von ≥ 5 s, jedoch nicht periodisch, wiederholt werden.

Grenzlastintegral $\int i^2 dt$

Höchstzulässiger Wert des Zeitintegrals über dem Quadrat des Durchlaßstromes ($\int i^2 dt$) für den im Datenblatt angegebenen Zeitbereich. Für das Grenzlastintegral gelten die gleichen Voraussetzungen wie für den Stoßstrom-Grenzwert.

Sperrstrom I_R (für Dioden)

Im Sperrzustand über die Diode fließender Strom.

Positiver oder negativer Sperrstrom I_D, I_R (für Thyristoren)

Der im Sperrzustand über die Diode bzw. über die beiden Hauptanschlüsse des Thyristors fließende positive bzw. negative Strom. Er bezieht sich auf einen Spannungswert in Höhe der höchsten positiven bzw. negativen periodischen Spitzensperrspannung und gibt die obere Grenze des Streubereiches bei höchster zulässiger Sperrschichttemperatur an.

Steuerkreis (bei Thyristoren)

Oberer Zündstrom I_{GT} bzw. Obere Zündspannung U_{GT}

Oberer Grenzwert des Streubereiches der Zündströme bzw. Zündspannungen bei angegebener Sperrschichttemperatur und angegebener Anoden-Kathoden-Spannung. Die Werte gelten für ohmsche Lastkreise.

Das zur Zündung der Thyristoren vorgesehene Steuergerät muß mindestens einen Strom in Höhe des oberen Zündstromes abgeben, jedoch ist dieser Mindeststrom für eine ganze Reihe von Anwendungen nicht ausreichend.

Für Netzanwendung (Anstiegssteilheit des Laststromes ≤ 10 A/ μ s, weder Reihen- noch Parallelschaltung) sollte das Steuergerät für das $\geq 1,2$ fache des oberen Zündstromes dimensioniert werden.

Bei hoher Anstiegssteilheit des Laststromes sowie für Reihen- oder Parallelschaltung ist ein Steuerimpuls von 1 A für Thyristoren BSt F... bis BSt R..., für Kleinthyristoren ca. $5 \cdot I_{GT}$, Anstieg des Steuerstromes innerhalb 1 μ s, erforderlich.

Der Zündimpuls muß solange anstehen, bis der angegebene Wert des Einraststromes überschritten ist, da anderenfalls der Thyristor in den Blockierzustand zurückkippt.

Frequenzthyristoren

Bei Einsatz von Thyristoren bei Betriebsfrequenzen größer 50 Hz und Strömen größer 20 Amp. ist, aufgrund der Vielfalt der Einflußparameter – Höhe und Art der Schaltverluste, stark ungleichmäßige Beanspruchung der aktiven Silizium-Tablettenfläche während des Einschaltvorgangs usw. – eine Bestimmung der Strombelastbarkeit mit einfachen Mitteln nicht mehr möglich. Der Anwender ist hier auf die Angaben des Herstellers angewiesen.

Kühlkörper

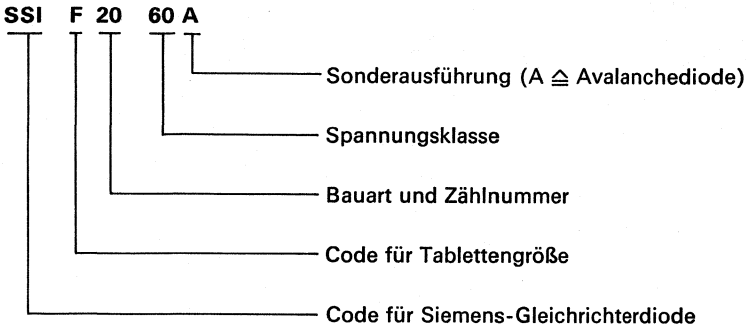
Zur Abführung der durch die internen Verluste bedingte Verlustwärme, sind die Leistungshalbleiterbauelemente zu kühlen. Da außer dem Wärmewiderstand der Kühlkörper, insbesondere deren mechanische Anordnung und Kühlmedium in die Dimensionierung eingehen, verweisen wir auf die Angaben in den Datenbüchern über Gleichrichterioden und Thyristoren.

Sonstige Werte und Kennlinien

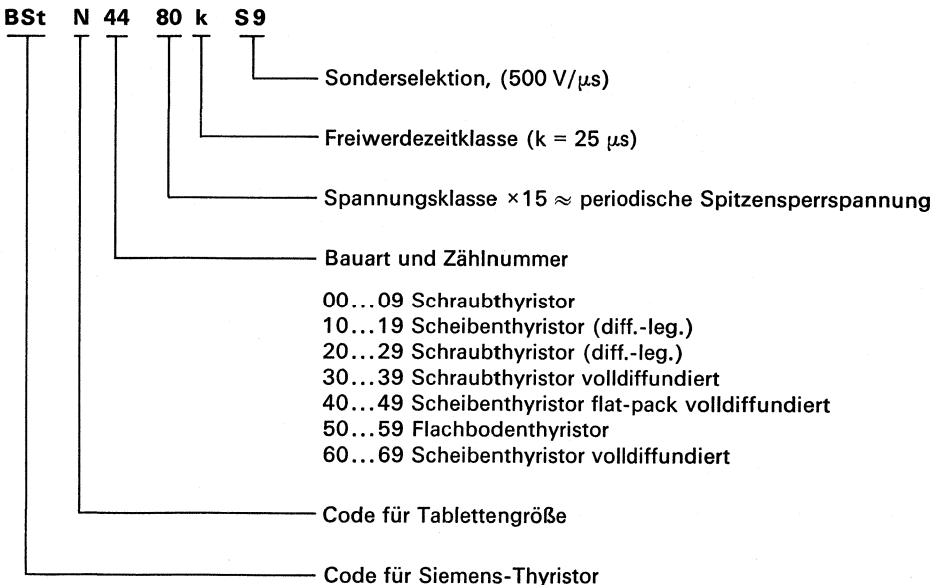
Um eine einwandfreie Funktion der Gleichrichterdioden bzw. der Thyristoren zu gewährleisten, sind meist weitere technische Daten und Kennlinien zu berücksichtigen. Als Beispiel wird der Thyristor BStD10 ausführlich angegeben. Dazu gehören sonstige elektrische Werte, thermische Grenzwerte, mechanische Werte, Angaben über Kurzschluß- und Überspannungsschutz (Trägerspeichereffekt, TSE-Beschaltung) sowie Parallel- und Reihenschaltung. Als Kennlinien sind z. B. das Durchlaßverhalten, die Durchlaßverluste, die Gehäusetemperatur, Wärmewiderstände und kühlkörperabhängige Grenzströme in Dauer- und Impulsbetrieb zu beachten.

Wir verweisen auf das zugehörige spezielle Datenbuch für Gleichrichterdioden und Thyristoren. Für Angaben über Gleichrichterdioden- bzw. Thyristoren-Kombinationen, wie Sätze, Säulen, Blöcke und Baugruppen steht das o. e. Datenbuch zur Verfügung.

Typenschlüssel für Gleichrichterdioden



Typenschlüssel für Thyristoren



4.1.1 Typenübersicht und Kenndaten

Gleichrichter für Dauergrenzströme $I_{FAV(I)}$ bis 35 A

| Typ | Dauergrenzstrom $I_{FAV(I)}$ bei Kühlmittel- temperatur ϑ_A (ϑ_c) | Periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} , U_{DRM} | Gehäuse |
|--------------------------|--|--|----------------------------|
| BYS 15 | 15 A | 40 V | Gewinde M5 |
| BYS 30 | 30 A | 40 V | Gewinde M6 |
| 1 N 3879 . . 83 R | 6/25 °C | 50 V bis 400 V ¹⁾ | DO-4 m. Gew. 10-32 UNF 2 A |
| 1 N 3889 . . 93 R | 12/25 °C | 50 V bis 400 V ¹⁾ | DO-4 m. Gew. 10-32 UNF 2 A |
| 1 N 400* | 1,0 A/25 °C | 50 V bis 1000 V | JEDEC-DO-15 |
| ESJA 31 | 4 mA/25 °C | 25 kV und 30 kV | Kunststoff |
| ESJA 35 | 8 mA/25 °C | 10 kV und 12 kV | Kunststoff |
| ESJA 52 | 8 mA/25 °C | 10 kV und 12 kV | Kunststoff |
| ESJC 03 | 280 mA/25 °C, ϑ_{oil} | 9 kV | Kunststoff |
| SSi B 16 | 250 mA/25 °C | 75 kV bis 150 kV | M1 bis M8 |
| SSi E 11/E 12 | 35 A/120 °C, ϑ_c | 30 V bis 700 V | Metall |
| SSi E 13/E 14 | 35 A/120 °C | 75 V bis 700 V | Gewinde M8 |
| SSi E 20/E 20 A | 20 A/95 °C, ϑ_c | 650 V bis 1700 V | Gewinde M5 |
| SSi E 39/E 40 | 25 A/110 °C, ϑ_c | 75 V bis 300 V | Metall |
| SSi E 43/E 44, A | 35 A/120 °C, ϑ_c | 1100 V bis 1500 V | Metall |
| SSi E 45/E 46, A | 35 A/110 °C, ϑ_c | 1100 V bis 1500 V | Gewinde M8 |

Kleint Thyristoren

| Typ | Periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} , U_{DRM} V | Dauergrenzstrom I_{TAV} bei Gehäuse- temperatur V/ ϑ_c | Gehäuse |
|-----------------------|---|---|-----------------------------|
| BR 103/303/403 | 30 | 0,8 | Kunststoff |
| BRY 20/21 | 40/80 | 0,5 | Metall |
| BRY 55 | 30 bis 300 | 0,8 | Kunststoff |
| BST C 10 | 400 bis 800 | 4/85 °C | Kunststoff m. metall. Fahne |
| BST C 10M | 400 bis 800 | 6/85 °C | Kunststoff m. metall. Fahne |
| BST CC 02 | 600 bis 800 | 5 | Kunststoff m. metall. Fahne |
| BST D 03 | 200 bis 1200 | 16/85 °C | Gewinde M5 |
| BST D 10 | 400 bis 800 | 8/85 °C | Kunststoff m. metall. Fahne |
| BST D 10M | 400 bis 800 | 10/85 °C | Kunststoff m. metall. Fahne |
| BST D 16 | 1000 und 1200 | 7,5 | Kunststoff m. metall. Fahne |
| BST E 03 | 400 und 450 | – | Kunststoff |

Netzthyristoren

| | | | |
|-----------------|---------------|-----------|-------------------|
| BST F 35 | 600 bis 1650 | 30 | Gewinde M8 |
| BST H 35 | 600 bis 1650 | 85/83 °C | Gewinde M16 × 1,5 |
| BST H 61 | 200 bis 600 | 160/90 °C | Flat pack 14 mm |
| BST K 45 | 600 bis 1800 | 185/69 °C | Flat pack 14 mm |
| BST L 35 | 600 bis 1800 | 150/70 °C | Gewinde M16 × 1,5 |
| BST L 45 | 600 bis 1800 | 240/65 °C | Flat pack 14 mm |
| BST L 46 | 2000 bis 2500 | 145 | Flat pack 14 mm |

¹⁾ Sperrspannung U_R max

| Typ | Periodische Spitzensperrspannung U_{DRM}, U_{RRM} | Dauergrenzstrom I_{TAV} bei Gehäuse- temperatur V/θ_c | Gehäuse |
|-------------------|--|---|-------------------|
| BST L 61 | 200 V bis 600 V | 320/90 °C | Flat pack 14 mm |
| BST M 45 | 900 V bis 1800 V | 350/80 °C | Flat pack 14 mm |
| BST N 35 | 900 V bis 1800 V | 280/73 °C | Gewinde M24 × 1,5 |
| BST N 45 | 900 V bis 1800 V | 450/76 °C | Flat pack 14 mm |
| BST N 46 | 2000 V bis 2500 V | 340 | Flat pack 14 mm |
| BST N 61 | 200 V bis 600 V | 600/87 °C | Flat pack 14 mm |
| BST P 35 | 900 V bis 1800 V | 350/82 °C | Gewinde M24 × 1,5 |
| BST P 36 | 2000 V bis 2500 V | 320/74 °C | Gewinde M24 × 1,5 |
| BST P 45 | 900 V bis 1800 V | 800/75 °C | Flat pack 14 mm |
| BST P 46 | 2000 V bis 2500 V | 600/71 °C | Flat pack 14 mm |
| BST P 61 | 200 V bis 600 V | 1100/84 °C | Flat pack 14 mm |
| BST P 65 | 900 V bis 1800 V | 800 | Flat pack 14 mm |
| BST P 66 | 2000 V bis 2500 V | 600 | Flat pack 26 mm |
| BST R 65 | 900 V bis 1800 V | 1400/69 °C | Flat pack 26 mm |
| BST R 66 | 2000 V bis 2800 V | 800/80 °C | Flat pack 26 mm |
| BST R 68 L | 2800 V bis 3500 V | 1000/70 °C | Flat pack 26 mm |
| BST R 68 H | 3800 V bis 4200 V | 800 | Flat pack 26 mm |

Schnelle Thyristoren

| Typ | Grenz- effektiv- strom $I_{TRMS(I)}$ | Periodische Spitzen- sperrspannung U_{DRM}, U_{RRM} | Freiwerdezeit t_q | Gehäuse |
|-------------------|---|---|------------------------|-----------------|
| BSt H 34 | 135 A | 600 V bis 1300 V | 25 µs, 30 µs | Gewinde M12 |
| BSt H 37 | 135 A | 500 V bis 1000 V | 15 µs, 18 µs | Gewinde M12 |
| BSt H 44 | 205 A | 600 V bis 1300 V | 25 µs, 30 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt H 47 | 205 A | 600 V bis 1000 V | 15 µs, 18 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt H 61 | 250 A | 200 V bis 600 V | 15 µs, 18 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt L 34 | 235 A | 600 V bis 1300 V | 25 µs, 30 µs | Gewinde M16 |
| BSt L 37 | 235 A | 500 V bis 1000 V | 15 µs, 18 µs | Gewinde M16 |
| BSt L 44 | 400 A | 600 V bis 1300 V | 25 µs, 30 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt L 47 | 400 A | 500 V bis 1000 V | 15 µs, 18 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt L 61 | 550 A | 200 V bis 600 V | 15 µs, 18 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt N 34 | 440 A | 600 V bis 1300 V | 25 µs, 30 µs | Gewinde M 24 |
| BSt N 37 | 440 A | 500 V bis 1000 V | 15 µs, 18 µs | Gewinde M 24 |
| BSt N 44 | 710 A | 600 V bis 1300 V | 25 µs, 30 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt N 47 | 710 A | 500 V bis 1000 V | 15 µs, 18 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt N 61 | 950 A | 200 V bis 600 V | 15 µs, 18 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt P 44 | 1300 A | 600 V bis 1300 V | 25 µs, 30 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt P 49 | 1100 A | 600 V bis 900 V | 10 µs, 12 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt P 61 | 1730 A | 200 V bis 600 V | 15 µs, 18 µs | Flat pack 14 mm |
| BSt P 64 | 1300 A | 600 V bis 1400 V | 25 µs, 30 µs | Flat pack 26 mm |
| BSt Q 63 | 1300 A | 1500 V bis 2000 V | 40 µs, 50 µs, 60 µs | Flat pack 26 mm |
| BSt R 63 | 1700 A | 1500 V bis 2000 V | 40 µs, 50 µs, 60 µs | Flat pack 26 mm |
| BSt R 63 L | 1700 A | 2000 V bis 2500 V | 120 µs, 150 µs | Flat pack 26 mm |
| BSt R 64 | 1700 A | 600 V bis 1400 V | 30 µs | Flat pack 26 mm |

Thyristoren im Kunststoffgehäuse für 400 V bis 800 V; Dauergrenzströme 8 A und 10 A

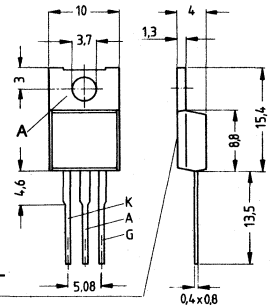
Applikation Vorwiegend für netzgeführte Stromrichter aller Art, z. B. Motorsteuerungen, Schalteranwendungen, Regel- und Steuerschaltungen der Industrie- und Haushaltselektronik

Gehäuse Kunststoffgehäuse TO 220 AB, der Anodenanschluß ist mit dem Montageflansch leitend verbunden

Zubehör Andruckplatte C67067-A9000-C 166
Glimmerscheibe C67067-A9000-C 165

System Silizium, volldiffundiert, glaspassiviert

Gehäusetemperatur-Meßstelle



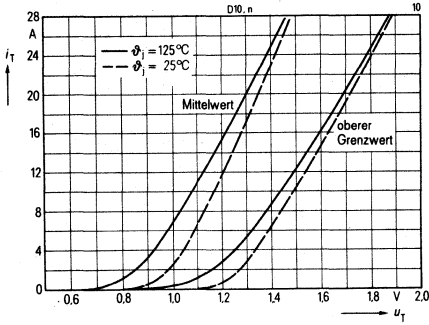
| Typ | Bestellbezeichnung | Höchste periodische Spitzenspernung U_{DRM}, U_{RRM} | Dauergrenzstrom I_{TAV} | Oberer Zündstrom $U_D \geq 6 V$ $\vartheta_j = 25^\circ C$ I_{GT} | Oberer Haltestrom I_H | Einraststrom I_{LAT} | Kritische Spannungsteilheit $(du/dt)_{cr}$ |
|------------------|--------------------|--|---------------------------|---|-------------------------|------------------------|--|
| BSt D 1026 | C66048-A1420-A2 | 400 V | 8 A | 25 mA | 80 mA | 100 mA | 50 V/ μs |
| BSt D 1026 M | C66048-A1420-A6 | | 10 A | 25 mA | 80 mA | 100 mA | 50 V/ μs |
| BSt D 1040 | C66048-A1420-A4 | 600 V | 8 A | 25 mA | 80 mA | 100 mA | 50 V/ μs |
| BSt D 1040 S 1 | C67048-A1420-A27 | | | 3 mA | 10 mA | 20 mA | 10 V/ μs |
| BSt D 1040 B | C66048-A1420-A10 | | 5 mA | 20 mA | 30 mA | 50 V/ μs | |
| BSt D 1040 C | C66048-A1420-A14 | | 10 mA | 50 mA | 60 mA | 100 V/ μs | |
| BSt D 1040 M | C66048-A1420-A8 | | 10 A | 25 mA | 80 mA | 100 mA | 50 V/ μs |
| BSt D 1040 M S 1 | C67048-A1420-A29 | | | 3 mA | 10 mA | 20 mA | 10 V/ μs |
| BSt D 1040 MB | C66048-A1420-A12 | 5 mA | | 20 mA | 30 mA | 50 V/ μs | |
| BSt D 1040 MC | C66048-A1420-A16 | 10 mA | 50 mA | 60 mA | 100 V/ μs | | |
| BSt D 1046 | C66048-A1420-A5 | 700 V | 8 A | 25 mA | 80 mA | 100 mA | 50 V/ μs |
| BSt D 1046 S 1 | C67048-A1420-A24 | | | 3 mA | 10 mA | 20 mA | 10 V/ μs |
| BSt D 1046 B | C66048-A1420-A11 | | 5 mA | 20 mA | 30 mA | 50 V/ μs | |
| BSt D 1046 C | C66048-A1420-A15 | | 10 mA | 50 mA | 60 mA | 100 V/ μs | |
| BSt D 1046 M | C66048-A1420-A9 | | 10 A | 25 mA | 80 mA | 100 mA | 50 V/ μs |
| BSt D 1046 M S 1 | C67048-A1420-A30 | | | 3 mA | 10 mA | 20 mA | 10 V/ μs |
| BSt D 1046 MB | C66048-A1420-A13 | 5 mA | | 20 mA | 30 mA | 50 V/ μs | |
| BSt D 1046 MC | C66048-A1420-A17 | 10 mA | 50 mA | 60 mA | 100 V/ μs | | |
| BSt D 1053 | C66048-A1420-A25 | 800 V | 8 A | 25 mA | 80 mA | 100 mA | 50 V/ μs |
| BSt D 1053 M | C66048-A1420-A26 | | 10 A | 25 mA | 80 mA | 100 mA | 50 V/ μs |

Grenzeleichströme I_{TAV} bzw. Dauereffektivstrom I_{TRMS} bei Netzbetrieb 40 bis 60 Hz

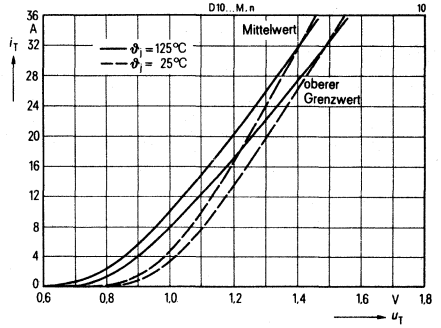
| Typ | Gehäusetemperatur ϑ_C | | | | | |
|---------------|---------------------------------|------|-------|-------|-------|--------|
| BSt D 10 .. | 85°C | 8 A | 7,8 A | 6,5 A | 4,7 A | 12,5 A |
| BSt D 10 .. M | 85°C | 10 A | 9,8 A | 8,1 A | 5,7 A | 16,0 A |

| Hauptkreisgrenzwerte | Typ | BSt D 10... D 10... M | Nebenbedingungen |
|--|--------------------|---|---|
| Höchster positiver bzw. negativer Sperrstrom | I_D, I_R | 0,4 mA | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$, bei U_{DRM}, U_{RRM} |
| Höchste Durchlaßspannung | U_T | 1,8 V 1,46 V | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}, \dot{t} = 3 I_{TAV(I)}$ |
| Schleusenspannung | $U_{(TO)}$ | 1,18 V 0,85 V | } Ersatzgerade für Verlustrechnung $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$ |
| Differentieller Widerstand | r_T | 25 m Ω 20 m Ω | |
| Dauergrenzstrom | $I_{TAV(I)}$ | 8 A 10 A | $\vartheta_c = 85^\circ\text{C}$, Sinusstrom, $\lambda = 180^\circ$ |
| Grenzeffektivstrom | $I_{TRMS(I)}$ | 12,5 A 16 A | |
| Stoßstromgrenzwert | $I_{TSM(I)}$ | 130 A 160 A 90 A 110 A | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ } Sinushalbwelle $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$ } $f = 50\text{ Hz}, U_R = 0\text{ V}$ |
| Grenzlastintegral | $\int i^2 dt$ | 85 A ² s 130 A ² s 40 A ² s 60 A ² s | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ } $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$ } $t = 10\text{ ms}, U_R = 0\text{ V}$ |
| Steuerkreisgrenzwerte | | | |
| Oberer Zündstrom | I_{GT} | siehe Tabelle | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}, U_D \geq 6\text{ V}$ |
| Obere Zündspannung | U_{GT} | 2,0 V | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ |
| Temperaturabhängigkeit der Zündspannung | α_{UGT} | -3 mV/K (typ) | $\vartheta_j = -40\text{ bis } +115^\circ\text{C}$ |
| Nichtzündende Steuerspannung | U_{GD} | 0,2 V | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}, 0,5 U_{DRM}$ |
| Höchster zulässiger Steuerstrom | I_{GM} | 5 A | Scheitelwert, $t_p \leq 10\ \mu\text{s}$ |
| Höchste negative Steuerspannung | U_{GRM} | 10 V | Scheitelwert |
| Dynamische Werte, Schaltverhalten | | | |
| Oberer Haltestrom | I_H | siehe Tabelle | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}, U_D = 6\text{ V}$ |
| Einraststrom | I_{LAT} | siehe Tabelle | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $t_{gt} \geq 100\ \mu\text{s}, I_G \geq 5 I_{GT}$ |
| Zündverzug | t_{gd} | 1,5 μs | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $I_G = 250\text{ mA}, di_G/dt = 1\text{ A}/\mu\text{s}$ |
| Kritische Stromsteilheit | $(di/dt)_{cr}$ | 100 A/ μs | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}, 0,67 U_{DRM}$ $di_G/dt = 1\text{ A}/\mu\text{s}$ |
| Kritische Spannungssteilheit | $(du/dt)_{cr}$ | siehe Tabelle | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}, 0,67 U_{DRM}$ |
| Freiwerdezeit | t_q | 50 μs (typ) | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}, U_R \geq 100\text{ V}$ |
| Thermische Werte | | | |
| Höchste dauernd zulässige Sperrschichttemperatur | $\vartheta_{j(I)}$ | +115 $^\circ\text{C}$ | |
| Betriebstemperaturbereich | ϑ_j | -40 bis +115 $^\circ\text{C}$ | |
| Lagertemperaturbereich | ϑ_s | -40 bis +150 $^\circ\text{C}$ | |
| Wärmewiderstand für Konstantstrom | R_{thJC} | 2,0 K/W | Rechenwert |
| Mechanische Werte | | | |
| Kriechstrecke | | $\approx 2\text{ mm}$ | Anode - Kathode |
| Gewicht | | 2 g | |
| Schwingfestigkeit | | 10 g | bei 50 Hz, ohne Kühlkörper |
| Feuchteklasse | | F | nach DIN 40 040 |

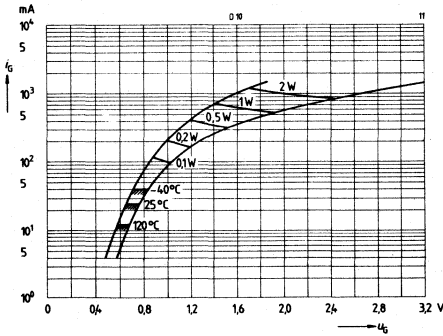
Durchlaßkennlinien, BSt D 10 ...



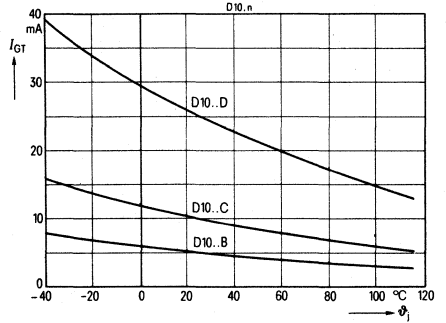
Durchlaßkennlinien, BSt D 10... M



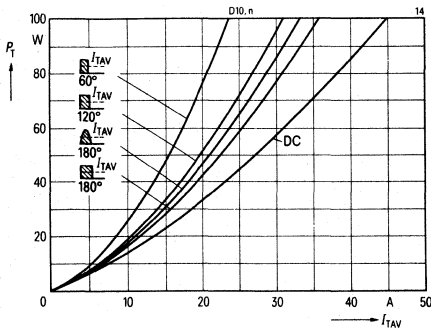
Eingangskennlinien, Zündbereiche und Kurven konstanter Verlustleistung



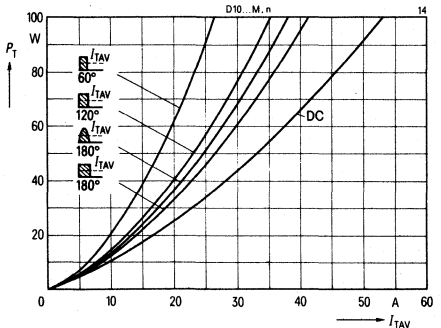
Temperaturabhängigkeit der Zündströme



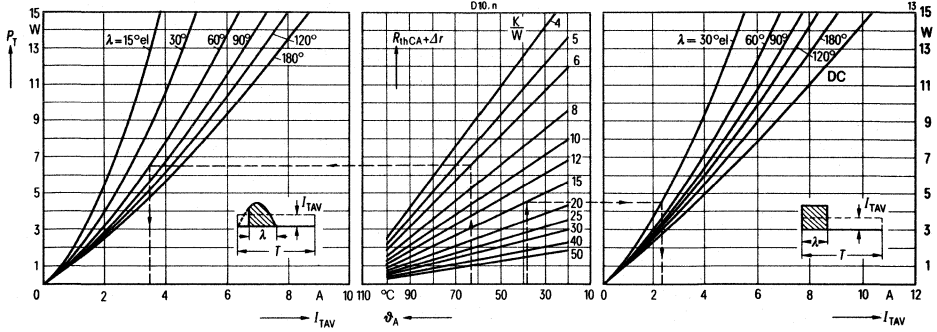
Durchlaßverlustkennlinien (Überstrombereich) 40 bis 60 Hz Netzbetrieb, BSt D 10 ...



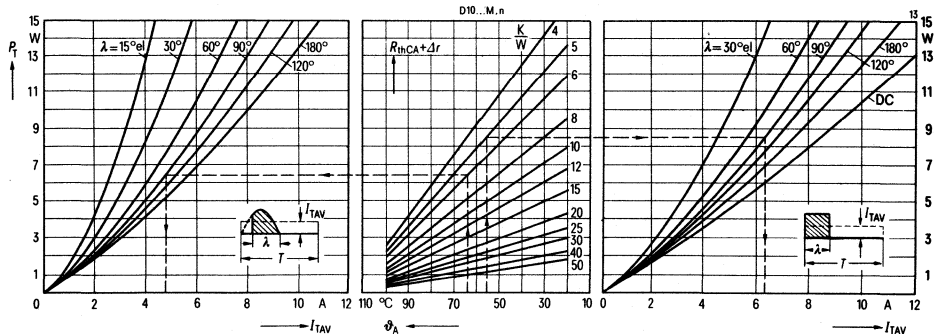
Durchlaßverlustkennlinien (Überstrombereich) 40 bis 60 Hz Netzbetrieb, BSt D 10... M



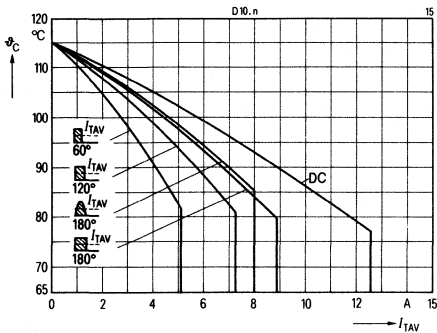
Durchlaßverlustkennlinien, BSSt D 10 . . . , Diagramm zur Ermittlung von Grenzgleichströmen für unterschiedliche Kühlbedingungen, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb



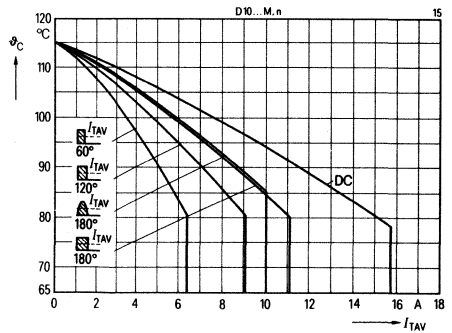
Durchlaßverlustkennlinien, BSSt D 10 . . M, Diagramm zur Ermittlung von Grenzgleichströmen für unterschiedliche Kühlbedingungen, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb



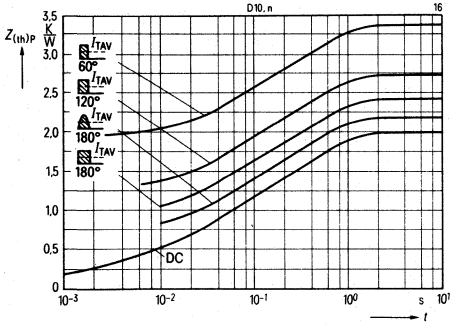
Zulässige Gehäusetemperatur, BSSt D 10 . . in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb



Zulässige Gehäusetemperatur, BSSt D 10 . . M in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb



**Transiente Wärmewiderstände
für Konstantstrom und Impulsstrom 40 bis 60 Hz**

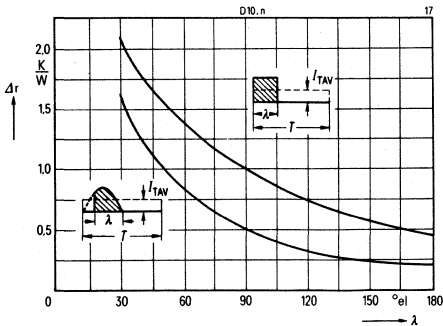


Analytische Funktion für DC:

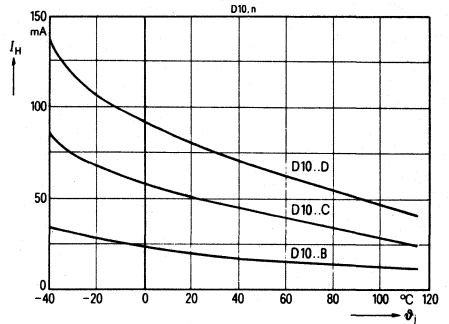
$$Z_{(th)JC} = \sum_{i=1}^n r_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right)$$

| i | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | |
|----------|-------|-------|-------|-------|-------|-----|
| r_i | 0,839 | 0,602 | 0,292 | 0,188 | 0,079 | K/W |
| τ_i | 465 | 76 | 11,25 | 2,43 | 0,656 | ms |

Wärmewiderstand Δr



Temperaturabhängigkeit der Halteströme



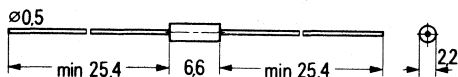
4.2 Diac und Triac

Während der Thyristor ein „vier-schichtiges“ Bauelement ist und eine Wechselstrom-Halbwellen durchzulassen vermag, ist der Triac ein „quasi fünf-schichtiges“ Bauelement, das beide Halbwellen durchläßt. Der Triac ist damit vergleichsweise ein aus zwei antiparallel geschalteten monolithisch integrierten Thyristoren aufgebautes Bauelement. Der Triac wird deshalb in Wechselstromsteller-Schaltungen verwendet. Er besitzt einen einzigen Steueranschluß, über den beide Stromrichtungen getriggert werden können. Zu seiner Aussteuerung kann ein Diac verwendet werden. Der Diac arbeitet ähnlich einem über Kopf gezündeten Triac, d. h. er ist in beiden Spannungsrichtungen durch Überschreiten seiner Kippspannung zündbar.

Beispiele

Diac A 9903

Der Diac ist geeignet zur Ansteuerung von Triacs und Thyristoren. Durch die Überschreitung der Durchbruchspannung in jeweils einer Polarität wird ein Triggerimpuls erzeugt.



Maximale Werte bei $\vartheta_U = 25^\circ\text{C}$

Mittlere Verlustleistung

150 mW

Maximaler Spitzenstrom

1 A

für $t = 20 \mu\text{s}$ Einschaltdauer, 0,5% Tastverhältnis

Lagertemperaturbereich

-50°C bis 150°C

Spezifische Werte bei $\vartheta_U = 25^\circ\text{C}$

Durchbruchspannung symmetrisch

$32 \pm 4 \text{ V}$

Durchbruchstrom I_{BrF} , I_{BrR}

0,4 mA typ.
1,0 mA max.

Rücklaufspannung symmetrisch ΔU

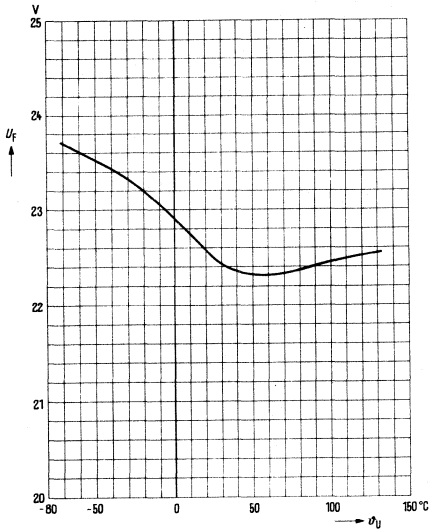
8 V typ.
6 V min.

Temperaturkoeffizient der Durchbruchspannung

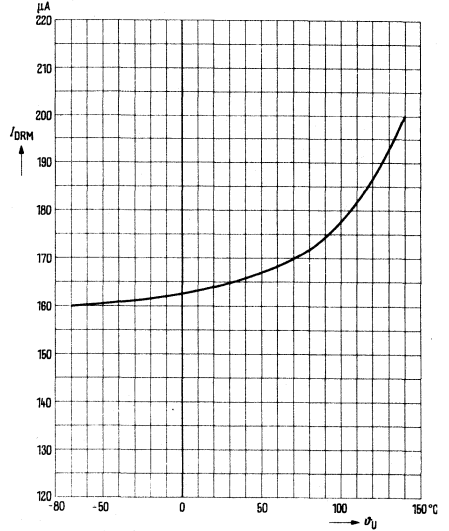
0,1%/°C

Diac A 9903, Kennlinien

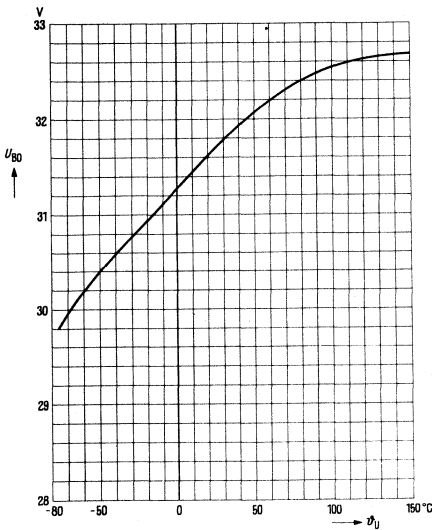
Durchlaßspannungsabfall
in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur



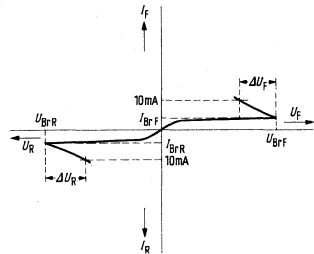
Sperrstrom
in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur



Kippspannung
in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

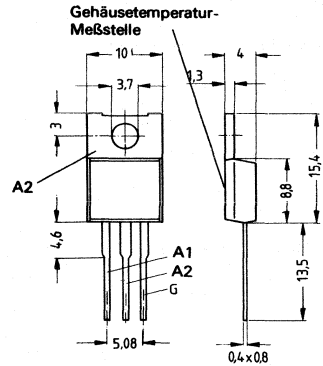


Kennlinien-Charakteristik
typisch



Triacs für 400 bis 800 V Spitzensperrspannung und Grenzeffektivströme von 4 A und 6 A

- Anwendung** Vorwiegend für Wechselstromsteller in Netzgeräten und Geräten der Konsumelektronik, z. B. für Motorsteuerungen, Helligkeitssteuerungen und elektronische Schalter
- Gehäuse** Kunststoffgehäuse TO 220 AB, der Anodenanschluß ist mit dem Montageflansch leitend verbunden
- Zubehör** Andruckplatte C67067-A9000-C 166
Glimmerscheibe C67067-A9000-C 165
- System** Silizium, volldiffundiert, glaspassiviert

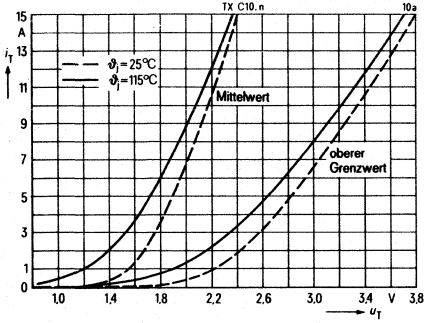


A1 Anode 1
A2 Anode 2 (Gehäuse)
G Steueranschluß

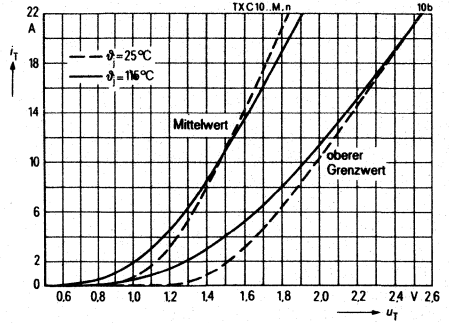
| Typ | Bestellnummer | Höchste periodische Spitzensperrspannung U_{DRM}, U_{RRM} | Grenzeffektivstrom I_{TRMS} | Oberer Zündstrom I_{GT} | | | | Haltestrom I_H | |
|----------------|-------------------|---|-------------------------------|-----------------------------|---------|---------|---------|------------------|--|
| | | | | Polarität gegen Anschluß A1 | | | | | |
| | | | | A2+, G+ | A2+, G- | A2-, G- | A2-, G+ | | |
| TX C 10 K 40 | C67048-A1505-A 2 | 400 V | 4 A | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 K 40 M | C67048-A1505-A 3 | | 6 A | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 K 50 | C67048-A1505-A 4 | 500 V | 4 A | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 K 50 M | C67048-A1505-A 5 | | 6 A | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 H 60 | C67048-A1505-A 6 | 600 V | 4 A | 25 mA | 25 mA | 25 mA | 50 mA | 25 mA | |
| TX C 10 K 60 | C67048-A1505-A 7 | | | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 H 60 M | C67048-A1505-A 9 | | 6 A | 25 mA | 25 mA | 25 mA | 50 mA | 25 mA | |
| TX C 10 K 60 M | C67048-A1505-A 10 | | | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 H 70 | C67048-A1505-A 12 | 700 V | 4 A | 25 mA | 25 mA | 25 mA | 50 mA | 25 mA | |
| TX C 10 K 70 | C67048-A1505-A 13 | | | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 H 70 M | C67048-A1505-A 15 | | 6 A | 25 mA | 25 mA | 25 mA | 50 mA | 25 mA | |
| TX C 10 K 70 M | C67048-A1505-A 16 | | | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 K 80 | C67048-A1505-A 18 | 800 V | 4 A | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |
| TX C 10 K 80 M | C67048-A1505-A 19 | | 6 A | 50 mA | 50 mA | 50 mA | - | 50 mA | |

| Hauptkreisgrenzwerte | Typ | TXC10... | TXC 10... M | Nebenbedingungen |
|--|-------------------------|--------------------|-------------------------------|--|
| Höchster positiver bzw. negativer Sperrstrom | I_D, I_R | | 0,4 mA | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$, bei $U_{\text{DRM}}, U_{\text{RRM}}$ |
| Höchste Durchlaßspannung in beiden Richtungen | U_T | 3,53 V | 2,36 V | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$, $t_r = 3 t_{\text{TRMS(I)}}$ |
| Schleusenspannung | $U_{(TO)}$ | 2,04 V | 1,32 V | } Ersatzgerade für Verlustrechnung $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$ |
| Differentieller Widerstand | r_T | 115 m Ω | 57 m Ω | |
| Grenzeffektivstrom | $I_{\text{TRMS(I)}}$ | 4 A | 6 A | $\vartheta_c = 90^\circ\text{C}$ |
| Stoßstromgrenzwert für 1 Sinusvollwelle 50 Hz | $I_{\text{TSM(I)}}$ | 40 A | 55 A | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ |
| Grenzlastintegral (Belastung in einer Richtung) | $\int i^2 dt$ | 8 A ² s | 15 A ² s | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$, $t = 10\text{ ms}$ |
| Steuerkreisgrenzwerte | | | | |
| Oberer Zündstrom | I_{GT} | | siehe Tabelle | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$, $U_{\text{A1A2}} \geq 12\text{ V}$ |
| Obere Zündspannung in beiden Richtungen | U_{GT} | | 2 V | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$, $U_{\text{A1A2}} \geq 12\text{ V}$ |
| Temperaturabhängigkeit der Zündspannung | α_{UGT} | | -3 mV/K (typ) | $\vartheta_j = -40\text{ bis }115^\circ\text{C}$ |
| Höchste nichtzündende Steuer- spannung in beiden Richtungen | U_{GD} | | 0,2 V | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$, 0,5 U_{DRM} bzw. 0,5 U_{RRM} |
| Höchster zulässiger positiver und negativer Steuerstrom | I_{GM} | | 3 A | Scheitelwert $t_p \leq 10\ \mu\text{s}$ |
| Dynamische Werte, Schaltverhalten | | | | |
| Oberer Haltestrom in beiden Richtungen | I_{H} | | siehe Tabelle | $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$, $U_{\text{A1A2}} = 12\text{ V}$ |
| Kritische Stromsteilheit in beiden Richtungen | $(di/dt)_{\text{cr}}$ | | 20 A/ μs | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$ |
| Kritische Spannungssteilheit in beiden Richtungen | $(du/dt)_{\text{cr}}$ | | 20 V/ μs | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$, $U_{\text{max.}} = 0,67 U_{\text{DRM}}$ |
| Kritische Spannungssteilheit bei der Kommutierung in beiden Richtungen | $(du/dt)_{\text{crq}}$ | | 5 V/ μs | $\vartheta_j = 115^\circ\text{C}$, $U_{\text{max.}} = 0,67 U_{\text{DRM}}$ $(di/dt)_{\text{q}} = 0,53 I_{\text{TRMS(I)}} \text{ A/ms}$ |
| Thermische Grenzwerte | | | | |
| Höchste dauernd zulässige Sperrschichttemperatur | $\vartheta_j(\text{I})$ | | +115 $^\circ\text{C}$ | |
| Betriebstemperaturbereich | ϑ_j | | -40 bis +115 $^\circ\text{C}$ | |
| Lagertemperaturbereich | ϑ_s | | -40 bis +150 $^\circ\text{C}$ | |
| Wärmewiderstand | R_{thJC} | | 2,7 K/W | Belastung mit sinusförmigem Strom, 360 $^\circ$ Stromflußwinkel und $f = 40\text{ Hz bis }60\text{ Hz}$ |
| Mechanische Werte | | | | |
| Kriechstrecke | | | ca. 2 mm | Anode 1 – Anode 2 |
| Gewicht | | | ca. 2 g | |
| Schwingfestigkeit | | | 10 g | bei 50 Hz, ohne Kühlkörper |
| Feuchteklasse | | | F | nach DIN 40040 |

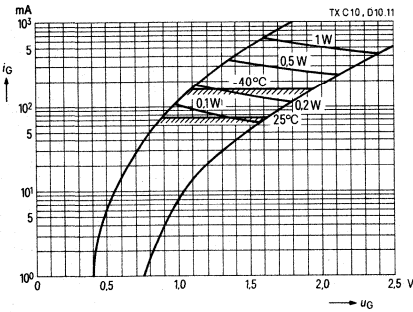
Durchlaßkennlinien, TX C 10...



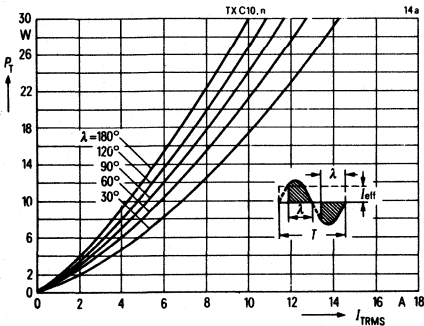
Durchlaßkennlinien, TX C 10... M



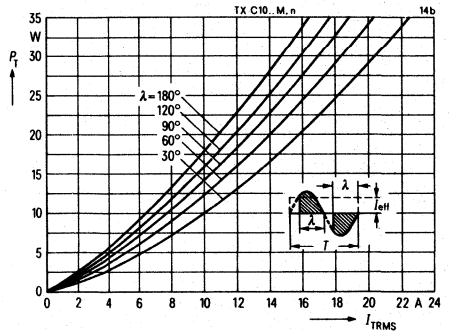
Eingangskennlinien, Zündbereiche und Kurven konstanter Verlustleistung



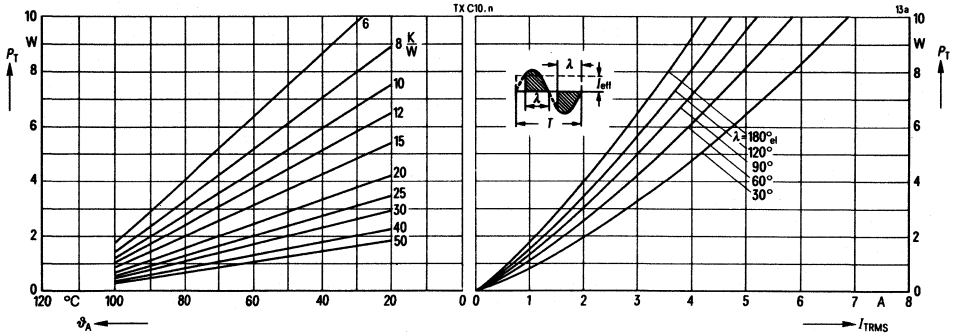
Durchlaßverlustkennlinien (Überstrombereich) 40 bis 60 Hz Netzbetrieb, TX C 10...



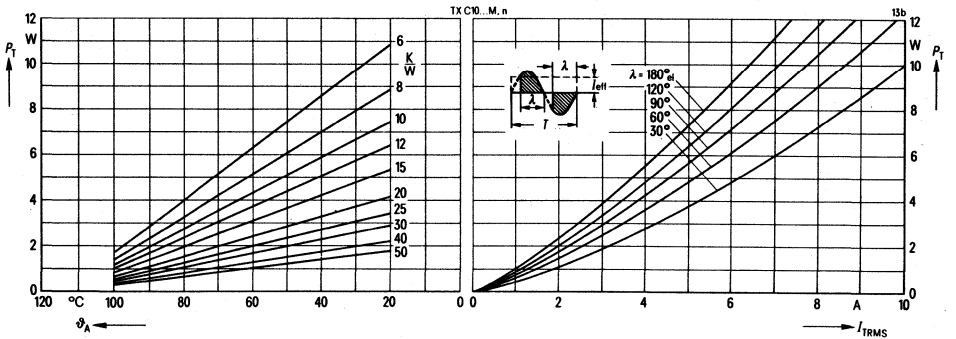
Durchlaßverlustkennlinien (Überstrombereich) 40 bis 60 Hz Netzbetrieb, TX C 10... M



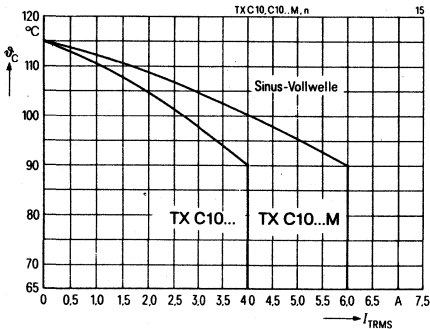
Durchlaßverlustkennlinien, TX C 10 ..., Nomogramm zur Ermittlung von Grenzeffektivströmen für unterschiedliche Kühlbedingungen, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb



Durchlaßverlustkennlinien, TX C 10 ... M, Nomogramm zur Ermittlung von Grenzeffektivströmen für unterschiedliche Kühlbedingungen, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb



Zulässige Gehäusetemperatur ϑ_c
in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom,
Netzbetrieb 40 bis 60 Hz



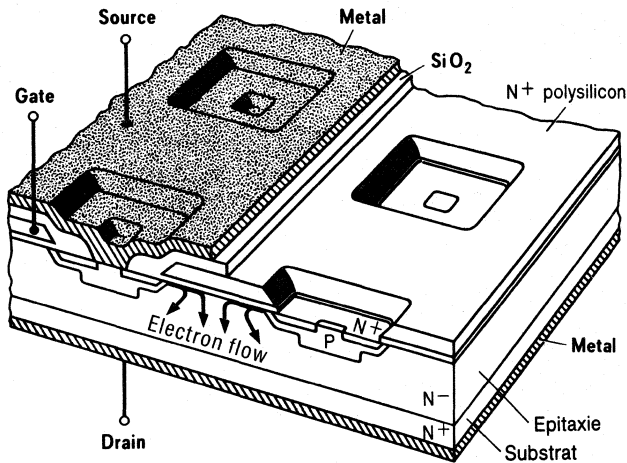
4.3 SIPMOS-Leistungstransistoren

Kurzinformation

SIPMOS-Leistungstransistoren (Siemens Power MOS)

Die SIPMOS-Technologie ist ein modernes Herstellungsverfahren für MOS-Feldeffekt-Bauelemente. Optimales Design und richtungswisende Erkenntnisse auf dem Gebiet der MOS-Technik schufen neue Leistungstransistoren mit bisher nicht bekannten Schalteigenschaften. Bei der SIPMOS-Technologie handelt es sich um eine planare MOS-Transistorstruktur mit vertikalem Stromfluß durch den Silizium-Chip. Durch das Parallelschalten mehrerer tausend einzelner Transistoren auf einem Chip ist eine sehr gute Ausnutzung des Siliziums möglich. Die erzielbare Sperrspannung wird nicht durch die Geometrie der Gate-Elektrode begrenzt. Durch die spezielle Formgebung der Gate-Elektrode sind reproduzierbar kürzeste Steuerkanäle möglich. Dies wiederum ergibt kleinste Durchflußwiderstände.

Bei allen MOS-Transistorstrukturen wird – so auch bei SIPMOS – der Stromfluß durch ein elektrisches Feld gesteuert. Man spricht deshalb auch von MOS-FET (Metall-Oxid-Silizium-Feldeffekt-Transistoren).



Schnitt durch einen SIPMOS-Transistor

Die Substratdicke des Siliziums ist im Bild, gegenüber der Dicke der anderen Schichten, stark verkleinert dargestellt. Das n⁺-Substrat ist an der Anschlußseite mit dem metallischen Drain-Kontakt versehen. Auf dem Substrat liegt eine schwach n-dotierte Epitaxieschicht. In diese sind die einzelnen Source-Zellen, bestehend aus n⁺- und p-Zonen, implantiert. Das n⁺-Polysilizium-Gate überzieht die Chipoberfläche in Form eines Gitters. Siliziumdioxid isoliert das Gate von der darunterliegenden Epitaxieschicht und von der darüberliegenden Aluminium-Source-Metallisierung.

Die Aluminiumschicht des Source wird mit den einzelnen Source-Zellen durch die Löcher im Gate-Gitter kontaktiert und dient gleichzeitig als Kontaktfläche für die Anschlußdrähte. Das Gate liegt zum Kontaktieren dieser Drähte an einer kleinen Stelle des Chips frei. Jede Source-Zelle ist für sich ein funktionsfähiger Transistor. Die Source-Metallisierung schaltet die einzelnen Transistoren parallel.

Wirkungsweise

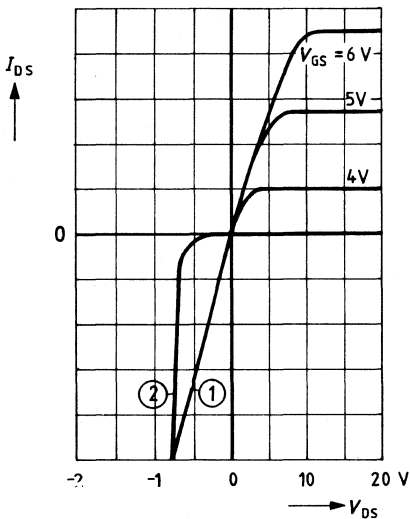
Ist die Gatespannung V_{GS} größer als die Gateschwellenspannung $V_{GS(th)}$, bildet sich eine dünne mit Elektronen angereicherte Schicht unter dem Gate im p-Bereich aus. Damit entsteht ein n-leitender Kanal zwischen dem Source-Anschluß und dem unteren n⁺-Bereich des Chips, dem Drain. Der Strom kann nun in beiden Richtungen durch das Chip fließen.

Transistorfunktion: Ist die Gatespannung V_{GS} größer als die Gateschwellenspannung $V_{GS(th)}$ und die Drain-Source-Spannung positiv, so ist die Hauptrichtung des Stroms vom Drain zum Source. Die den Kanal bildende Inversionsschicht im p-Gebiet unter der Gate-Elektrode setzt sich als Anreicherungszone in der Epitaxieschicht unter der ganzen Gate-Fläche fort. Dadurch verteilt sich der Stromfluß über den gesamten Raum zwischen zwei Source-Zellen, was eine gute Ausnutzung des Siliziums bewirkt.

Bei $V_{GS} < V_{GS(th)}$ können keine Elektronen die p-Barriere von Source zu Drain durchqueren. Der Transistor sperrt den Stromfluß bei positiver Drain-Source-Spannung. Diese Spannung wird von einer Raumladungszone abgebaut, die sich in der Epitaxieschicht ausbildet. Dicke und Dotierung dieser Schicht sind somit ausschlaggebend für das Sperrvermögen des Transistors.

Diodenfunktion: Bei negativer Drain-Source-Spannung kann aber ein Strom über den pn-Übergang vom Source zum Drain fließen. Diese Diodenfunktion ist ein integraler Bestandteil des Transistors.

Typisches Ausgangskennlinienfeld

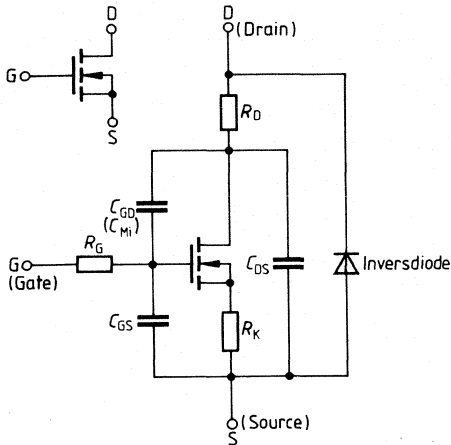


- ① Inverstransistor, Einschaltwiderstand
- ② Inversdiode, Durchlaßkennlinie

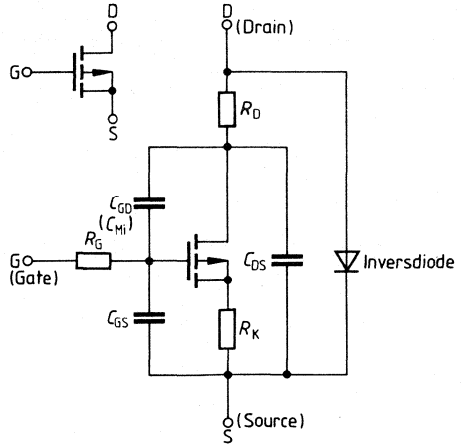
Wird aber der Kanal gleichzeitig über das Gate positiv angesteuert, wird der Diode der Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ des Transistors parallel geschaltet. Man erhält damit im Bereich $I_F \leq 0,6/R_{DS(on)}$ eine Diode mit sehr kleinen Durchlaßspannungen (Schottky-Dioden), so daß SIPMOS-Transistoren auch sehr gut als Dioden mit kleinen Durchlaßverlusten eingesetzt werden können.

Schalt- und Ersatzschaltbilder

N-Kanal



P-Kanal



Merkmale und Einsatzmöglichkeiten

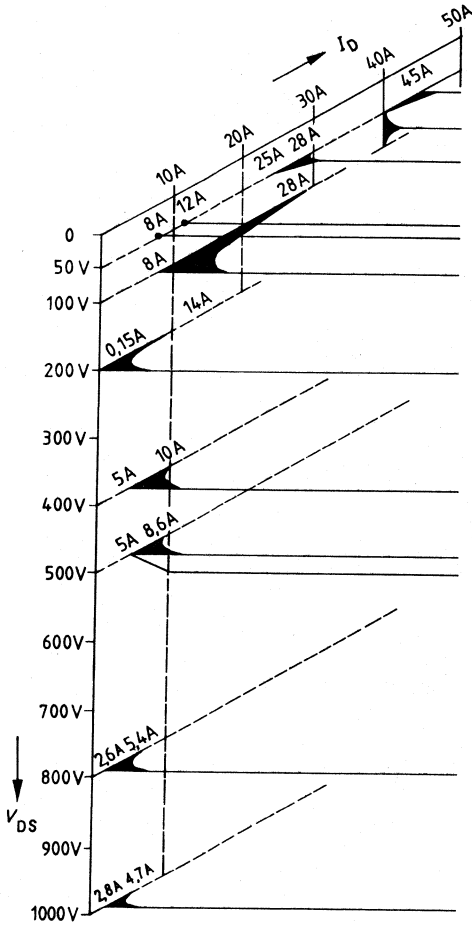
SIPMOS-Transistoren eröffnen eine neue Dimension in der Schaltungstechnik. Die MOS-Technologie ermöglicht schnelles Schalten hoher Leistungen mit sehr kleinen Steuerleistungen. SIPMOS-Transistoren haben hohe Eingangswiderstände im eingeschalteten Zustand, Einschaltwiderstände von einigen Hundertstel Ohm bis einigen Ohm, Schaltzeiten von einigen bis zu wenigen Hundert Nanosekunden und keine Speicherzeit, da der Ladungsspeichereffekt bei FETs nicht vorhanden ist. Sie kennen im Gegensatz zu bipolaren Transistoren keinen zweiten Durchbruch, weil sie sich durch den positiven Temperaturgang des Einschaltwiderstandes (On-Widerstand) selbst gegen thermische Instabilität schützen.

SIPMOS-Transistoren können als sehr schnelle Schalter eingesetzt werden, in Netzgeräten, Gleichspannungswandlern, Schaltnetzteilen, Leistungsinvertern, Breitbandverstärkern, Audioverstärkern, HF-Linearverstärkern, Microcomputer- und Rechnerinterfaces zum Schalten hoher Ströme (VLSI-kompatibel) und Ultraschallgeneratoren. SIPMOS-Transistoren sind spannungsgesteuert und haben, da keine Ruhestrome aufzubringen sind, nur kapazitive Ladeströme. Sie lassen sich zur Leistungserhöhung einfach parallelschalten. Die Ansteuerleistung hängt nicht von der zu schaltenden Leistung ab, so kann die Ansteuerschaltung z. B. für eine 10-W-Stufe ebenso ausgelegt werden wie für eine 1000-W-Stufe.

Besonderheiten

- Hohe Schaltleistung
- Einfaches Parallelschalten
- Extrem kurze Schaltzeiten
- Schaltzeit einstellbar
- Hohe Grenzfrequenz
- Hohe Strom- und Spannungsfestigkeit
- Überlastsicherheit (kein „Second Breakdown“)
- Keine Speicherzeit
- Linearer Kennlinienverlauf

Haupteinsatzfälle



- Heckscheibenheizung
- Kfz Lüfterkühlung, Licht
- DC-Motor Stapler-Lenkhilfe, Krankenhausstühle
- Kfz Innenraumlüfter
- Antiblockier-, Getriebesteuerung, Niveauregulierung, Kfz Jetronik, Schalter für Industrieelektronik
- Ultraschallgeneratoren
- DC/DC-Wandler ($U_{Batt} = 12V \dots 36V$)
- Roboter (10...20 DC-Motoren)
- Drucker (Nadel, Tinten)
- Fernschreiber-Schrittmotor, HiFi-Endstufen > 60W
- DC/DC-Wandler ($U_{Batt} > 48V/60V/72V/80V$)
- Nachrichtentechnik, Messen, Steuern, Regeln
- SNT Motorsteuerung, Datensichtgeräte
- Lichtbogenschweißen (P II/220V \approx)
- DC-Motorsteuerung (Waschmaschine/220V \approx)
- SNT > 400W (220V \approx)
- Lampenvorschaltgeräte (EVG)
- Datensichtgeräte
- SNT: 100...400W (220V \approx)
- Lichtbogenschweißen (P II), Elektrowärme (P II)
- DC-Motorsteuerung
- Drehstrommotoren-Steuerung (380VA)
- SNT < 100W (220V - z. B. Farbfernseh.)
- DC-Motorsteuerung, Lichtbogenschweißer (380V \approx)
- Drehstrommotoren-Steuerung (440VA)

Kapazitäten

Die in den Datenblättern angegebenen Kapazitätswerte für C_{iss} , C_{oss} und C_{rss} sind temperaturunabhängig und stehen mit denen des Ersatzschaltbildes bei Vernachlässigung von R_G und R_{DS} und Berücksichtigung der angegebenen Meßschaltungen, in folgendem Zusammenhang:

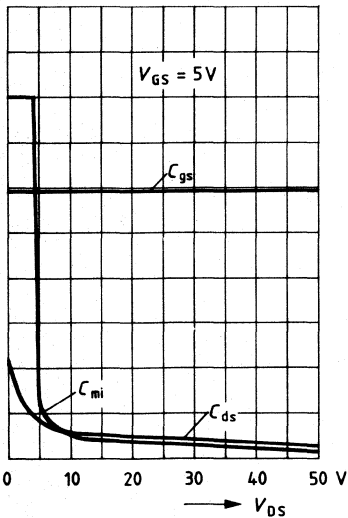
$$C_{iss} = C_{GS} + C_{Mi}$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{Mi}$$

$$C_{rss} = C_{Mi}$$

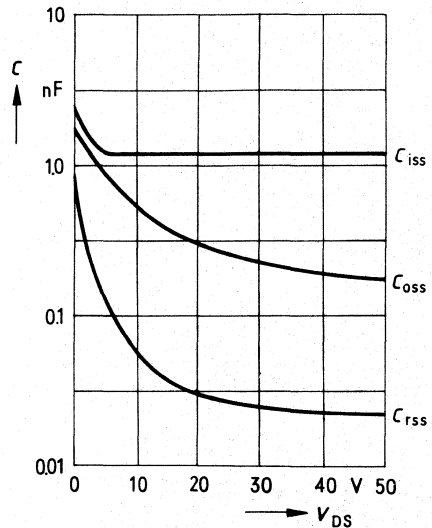
Die Miller-Kapazität C_{Mi} und die Drain-Source-Kapazität C_{DS} sind von der Drain-Source-Spannung abhängige Größen, während die Gate-Source-Kapazität C_{GS} eine spannungsunabhängige Größe ist. Der Widerstand R_G ist der durch den inneren Aufbau des Transistors bedingte Gate-Widerstand. R_{DS} stellt den Drain-Source-Widerstand dar.

Miller-Kapazität



Eingangskapazität

z. B. BUZ 32

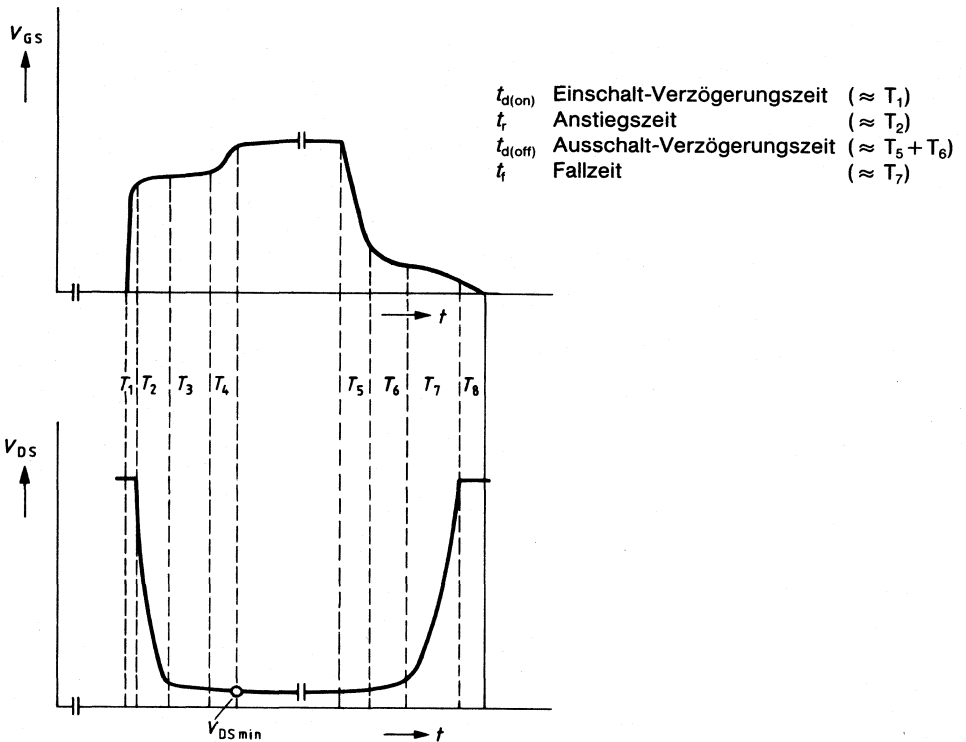


Die Eingangskapazität hat einen nicht linearen Verlauf. Solange die Drain-Spannung kleiner als die Gate-Spannung ist, wird die Eingangskapazität von der relativ großen Miller-Kapazität bestimmt und geht schließlich in einen linearen Teil über.

Schaltverhalten

Die Schalteigenschaften von SIPMOS-Transistoren werden wesentlich von der Miller-Kapazität beeinflusst. Beim Schalten des Transistors erreicht die Miller-Kapazität ihren max. Wert, wenn die zusammenbrechende Drain-Source-Spannung kleiner als die angelegte Gate-Spannung wird. Um den Transistor zu schalten, muß die Ladung der Miller-Kapazität zugeführt oder abgeleitet werden. Die dazu benötigte Zeit hängt von dem zur Verfügung stehenden Eingangsstrom ab. Dieser Strom wird jedoch nur während des Schaltvorganges benötigt.

Die Schaltzeiten von SIPMOS-Transistoren sind praktisch temperaturunabhängig.



Der Einschaltvorgang kann in vier gut erkennbare Teile zerlegt werden:

T_1 Die Eingangskapazität ($C_{GS} + C_{Mi}$) wird bis auf die Einsatzspannung aufgeladen. Der Transistor ist noch gesperrt.

T_2 Der Transistor wird geöffnet und funktioniert als Miller-Integrator. Die Ausgangsspannung fällt schnell, da die Miller-Kapazität klein ist. Die Gate-Spannung ist nahezu konstant.

T_3 Der Transistor funktioniert weiterhin als Miller-Integrator, aber mit der max. Miller-Kapazität. Der Einschaltwiderstand sinkt langsamer. Der Strom erreicht bereits seinen Höchstwert, aber der Durchlaßverlust ist noch wesentlich größer als im voll eingeschalteten Zustand.

T_4 Der Transistor ist fast voll eingeschaltet, aber die Miller-Kapazität wird weiter aufgeladen, bis die Spannung $V_{DS \text{ min}}$ erreicht wird. Damit ist der Einschaltvorgang beendet; danach fließt kein Eingangsstrom mehr. Der Miller-Kondensator enthält eine Ladung von $C_{mi \text{ max}} \cdot V_{i \text{ max}}$.

Der Ausschaltvorgang kann in folgende 4 Bereiche gegliedert werden:

T_5 Der Transistor ist voll eingeschaltet und funktioniert noch nicht als Miller-Integrator, aber der überfüllte $C_{mi \text{ max}}$ wird bereits entladen.

T_6 Die Struktur fängt an als Miller-Integrator zu funktionieren mit der maximalen Miller-Kapazität. Die Ausgangsspannung steigt langsam, der Ausgangsstrom ändert sich dagegen nur unwesentlich.

T_7 $V_{GS} < V_{DS}$. Die Miller-Kapazität ist bereits klein, der Strom fällt, die Ausgangsspannung steigt rasch. Der Transistor geht in seinen ausgeschalteten Zustand über.

T_8 Der Transistor ist abgeschaltet, die Eingangskapazität wird aber weiterhin entladen. Damit ist der Schaltvorgang beendet.

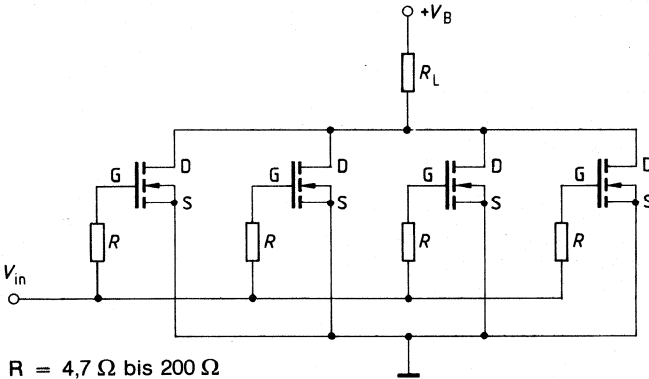
Parallelschaltungen

Zur Erhöhung der Schaltleistung dürfen SIPMOS-Transistoren parallel geschaltet werden. Dabei ist zu beachten, daß aufgrund der hohen Schaltgeschwindigkeit und der großen Steilheit von MOS FET's Schwingungen am Gate auftreten können. Durch einen Entkopplungs-Widerstand in jeder Gate-Leitung oder durch getrennte Treiber werden diese Schwingungen unterdrückt.

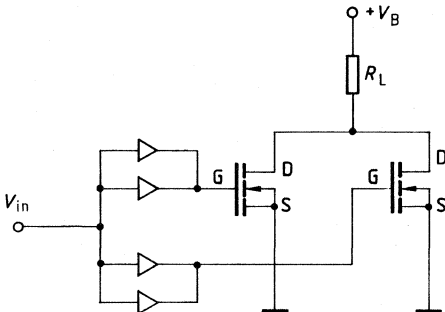
Generell ist zu beachten:

- Induktionsarmer Schaltungsaufbau
- Laststromzuführung unbedingt symmetrisch verlegen
- Keine Erdschleifen bilden
- Steuerungsspannungen gegenseitig entkoppeln
- Drainstromreduzierung (R_{on} -Streuung) I_{Dmax} Schaltung = $0,8 \times I_D$ (Datenblattwert)
- Spannungsversorgung mit Kondensator abblocken
- Möglichst mit hohen Schaltgeschwindigkeiten arbeiten (Parameter-Streuungen)

Parallelschaltung mit Gate-Widerständen



Parallelschaltung mit getrennten Treibern



Grenzdaten

Die in den Datenblättern angegebenen Grenzdaten sind absolute Grenzwerte. Wird einer dieser Grenzwerte überschritten, so kann dies zur Zerstörung des Halbleiter-Bauelementes führen, auch wenn die anderen Grenzdaten nicht ganz ausgenutzt werden. Grenzdaten gelten, wenn nichts anderes angegeben wird, für 25 °C.

Drain-Source-Spannung V_{DS}

Der maximal zulässige Wert der Spannung zwischen den Drain-Source-Anschlüssen.

Drain-Gate-Spannung V_{DGR}

Der maximal zulässige Wert der Spannung zwischen dem Drain- und dem Gate-Anschluß bei Überbrückung der Gate-Source-Anschlüsse mit einem vorgegebenen Widerstand.

Drain-Gleichstrom I_D

Maximal zulässiger Wert des Gleichstromes (dc) über den Drain-Anschluß.

Drain-Strom, gepulst $I_{D(puls)}$

Maximal zulässiger Scheitelwert des Stromes über den Drain-Anschluß bei Pulsbetrieb.

Gate-Source-Spannung V_{GS}

Maximal zulässiger Wert der Spannung zwischen den Gate-Source-Anschlüssen.

Maximale Verlustleistung P_D

Der maximal zulässige Wert der Verlustleistung des Transistors.

Betriebstemperaturbereich T_j

Bereich der dauernd zulässigen inneren Ersatztemperatur, innerhalb dessen der Transistor betrieben werden darf.

Lagertemperaturbereich T_{stg}

Temperaturbereich innerhalb dessen der Transistor ohne elektrische Beanspruchung gelagert oder transportiert werden darf.

Maximale Löttemperatur T_{sold}

Die maximal zulässige Temperatur beim Löten an den Anschlüssen des Bauelementes bei einem spezifizierten Abstand vom Gehäuse und für eine spezifizierte Zeit.

Kenndaten

Unter „Kenndaten“ angegebene Werte sind als Mittelwerte aufzufassen. In vielen Fällen werden die Kenndaten durch Angabe des Streubereichs ergänzt.

Drain-Source-Durchbruchspannung BV_{DSS}

Die Spannung zwischen den Drain-Source-Anschlüssen gemessen beim spezifizierten Drain-Strom und kurzgeschlossenen Gate-Source-Anschlüssen.

Gate-Schwellenspannung $V_{GS(th)}$ (Einsatzspannung)

Der Wert der Gate-Source-Spannung gemessen beim spezifizierten Drain-Strom und bei spezifizierter Drain-Source-Spannung.

Drain-Reststrom I_{DSS}

Der Wert des Drain-Stromes bei einer spezifizierten Drain-Source-Spannung und kurzgeschlossenen Gate-Source-Anschlüssen. Angegeben werden Werte bei 25 °C und einer spezifizierten höheren inneren Ersatztemperatur.

Gate-Source-Leckstrom I_{GSS}

Der Wert des Gate-Leckstromes bei einer spezifizierten Gate-Source-Spannung und kurzgeschlossenen Drain-Source-Anschlüssen.

Drain-Source-Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$

Der Wert des Widerstandes zwischen dem Drain- und Source-Anschluß bei spezifizierten Werten der Gate-Source-Spannung und dem Drain-Strom.

Übertragungsteilheit g_{fs}

Quotient aus der Änderung des Drain-Stromes und der Gate-Source-Spannung bei spezifizierter Drain-Source-Spannung und spezifiziertem Drain-Strom.

Eingangskapazität C_{iss}

Die Kapazität gemessen zwischen dem Gate- und Source-Anschluß bei für Wechselfspannung kurzgeschlossenen Drain-Source-Anschlüssen. Die Werte der Gleichspannung zwischen den Gate-Source- und den Drain-Source-Anschlüssen, sowie die Meßfrequenz sind spezifiziert.

Ausgangskapazität C_{oss}

Die Kapazität gemessen zwischen dem Drain- und Source-Anschluß bei für Wechselfspannung kurzgeschlossenen Gate-Source-Anschlüssen. Die Werte der Gleichspannung zwischen den Gate-Source- und den Drain-Source-Anschlüssen, sowie die Meßfrequenz sind spezifiziert.

Rückwirkungskapazität C_{rss}

Die Kapazität gemessen zwischen dem Drain- und dem Gate-Anschluß bei Verbinden des Source-Anchlusses mit dem Schutzschirm der Meßbrücke (dreipolig). Die Werte der Gleichspannung zwischen den Gate-Source- und den Drain-Source-Anschlüssen, sowie die Meßfrequenz sind spezifiziert.

Einschaltzeit $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$

Summe aus:

der Einschaltverzögerungszeit $t_{d(on)}$ gemessen zwischen dem 10%-Wert der Gate-Source-Spannung und dem 90%-Wert der Drain-Source-Spannung

sowie der Anstiegszeit t_r gemessen zwischen dem 90%-Wert und dem 10%-Wert der Drain-Source-Spannung.

Schaltung und Parameter sind spezifiziert.

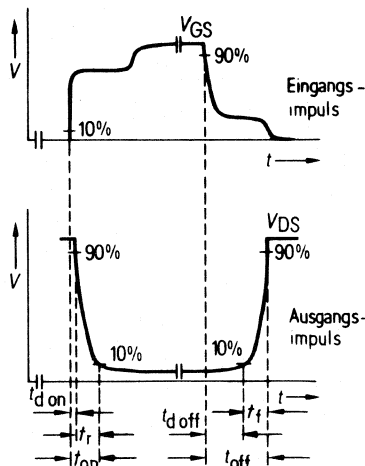
Ausschaltzeit $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$

Summe aus:

der Abschaltverzögerungszeit $t_{d(off)}$ gemessen zwischen dem 90%-Wert der Gate-Source-Spannung und dem 10%-Wert der Drain-Source-Spannung

sowie der Fallzeit t_f gemessen zwischen dem 10%-Wert und dem 90%-Wert der Drain-Source-Spannung.

Schaltung und Parameter sind spezifiziert.



Definition der Schaltzeiten.

4.3.1 Typenübersicht und Kenndaten

Kleinsignaltransistoren

im Metallgehäuse TO 18

| Typ | VDS(max) V | ID(max) A | RDSon(max) Ω | PD(max) W | Bild |
|--------|---------------|--------------|------------------------|--------------|------|
| BSS 91 | 200 | 0,35 | 6,0 | 1,5 | 3 |

im Kunststoffgehäuse SOT 23, SOT 89, TO 92 und TO 202

| Typ | VDS(max) V | ID(max) A | RDSon(max) Ω | PD(max) W | Bild |
|-----|---------------|--------------|------------------------|--------------|------|
|-----|---------------|--------------|------------------------|--------------|------|

(P-Kanal)

| | | | | | |
|---------|-------|--------|------|------|---|
| BSS 92 | - 200 | - 0,15 | 20,0 | 1,0 | 5 |
| BSS 110 | - 50 | - 0,17 | 10,0 | 0,63 | 4 |

(N-Kanal)

| | | | | | |
|---------|-----|------|-----|------|---|
| BSS 100 | 100 | 0,23 | 6,0 | 0,63 | 4 |
| BSS 123 | | 0,20 | 6,0 | 0,48 | 1 |
| BSS 87 | 200 | 0,5 | 6,0 | 4,0 | 6 |
| BSS 89 | | 0,3 | 6,0 | 1,0 | 5 |
| BSS 95 | | 0,8 | 6,0 | 8,3 | 2 |
| BSS 97 | | 1,5 | 2,0 | 10 | 2 |
| BSS 101 | | 0,16 | 12 | 0,63 | 4 |

Leistungstransistoren

im Kunststoffgehäuse TO 220 (N-Kanal)

| Typ | VDS(max) V | ID(max) A | RDSon(max) Ω | PD(max) W | Bild |
|----------|---------------|--------------|------------------------|--------------|------|
| BUZ 10 | 50 | 19 | 0,1 | 75 | 7 |
| BUZ 10 A | | 17 | 0,12 | 75 | |
| BUZ 11 | | 30 | 0,04 | 75 | |
| BUZ 11 A | | 25 | 0,06 | 75 | |
| BUZ 71 | | 12 | 0,1 | 40 | |
| BUZ 71 A | | 12 | 0,12 | 40 | |
| BUZ 20 | 100 | 12 | 0,2 | 75 | |
| BUZ 21 | | 19 | 0,1 | 75 | |
| BUZ 72 | | 10 | 0,20 | 40 | |
| BUZ 72 A | | 9,0 | 0,25 | 40 | |
| BUZ 31 | 200 | 12,5 | 0,2 | 75 | |
| BUZ 32 | | 9,5 | 0,4 | 75 | |
| BUZ 73 | | 7,0 | 0,4 | 40 | |
| BUZ 73 A | | 5,8 | 0,6 | 40 | |
| BUZ 60 | 400 | 5,5 | 1,0 | 75 | |
| BUZ 60 B | | 4,5 | 1,5 | 75 | |
| BUZ 76 | | 3,0 | 1,8 | 40 | |
| BUZ 76 A | | 2,6 | 2,5 | 40 | |
| BUZ 41 A | 500 | 4,5 | 1,5 | 75 | |
| BUZ 42 | | 4,0 | 2,0 | 75 | |
| BUZ 74 | | 2,4 | 3,0 | 40 | |
| BUZ 74 A | | 2,0 | 4,0 | 40 | |
| BUZ 80 | 800 | 2,6 | 4,0 | 75 | |
| BUZ 80 A | | 3,0 | 3,0 | 75 | |
| BUZ 50 A | 1000 | 2,5 | 5,0 | 75 | |
| BUZ 50 B | | 2,0 | 8,0 | 75 | |

Leistungstransistoren

im Metallgehäuse TO 3 (N-Kanal)

| Typ | VDS(max) V | ID(max) A | RDSon(max) Ω | PD(max) W | Bild |
|----------|---------------|--------------|------------------------|--------------|------|
| BUZ 14 | 50 | 39 | 0,04 | 125 | 9 |
| BUZ 15 | | 45 | 0,03 | 125 | |
| BUZ 23 | 100 | 10 | 0,2 | 78 | 8 |
| BUZ 25 | | 19 | 0,1 | 78 | 9 |
| BUZ 24 | | 32 | 0,06 | 125 | |
| BUZ 34 | 200 | 14 | 0,2 | 78 | 8 |
| BUZ 35 | | 9,9 | 0,4 | 78 | |
| BUZ 36 | | 22 | 0,12 | 125 | 9 |
| BUZ 63 | 400 | 5,9 | 1,0 | 78 | 8 |
| BUZ 63 B | | 4,5 | 1,5 | 78 | |
| BUZ 64 | | 10,5 | 0,4 | 125 | |
| BUZ 44 A | 500 | 4,8 | 1,5 | 78 | |
| BUZ 45 | | 9,6 | 0,6 | 125 | |
| BUZ 45 A | | 8,3 | 0,8 | 125 | |
| BUZ 45 B | | 10 | 0,5 | 125 | |
| BUZ 211* | 500 | 9,0 | 0,8 | 125 | |
| BUZ 46 | | 4,2 | 2,0 | 78 | |
| BUZ 83 | 800 | 2,9 | 4,0 | 78 | |
| BUZ 83 A | | 3,4 | 3,0 | 78 | |
| BUZ 84 | | 5,3 | 2,0 | 125 | |
| BUZ 84 A | | 6,0 | 1,5 | 125 | |
| BUZ 53 A | 1000 | 2,6 | 5,0 | 78 | |
| BUZ 54 | | 5,3 | 2,0 | 125 | |
| BUZ 54 A | | 4,6 | 2,6 | 125 | |

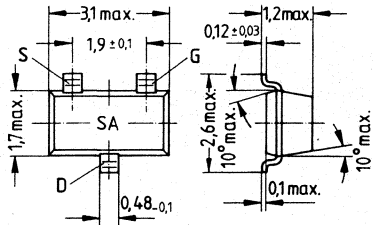
* mit schneller Inversdiode

Leistungstransistoren

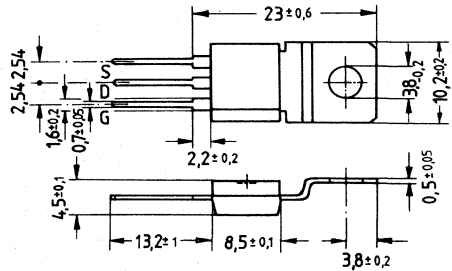
im isolierten Gehäuse TO 238 (N-Kanal)

| Typ | VDS(max) V | ID(max) A | RDson(max) | PD(max) W | Bild |
|----------|---------------|--------------|------------|--------------|------|
| BUZ 17 | 50 | 32 | 0,04 | 83,3 | 10 |
| BUZ 18 | | 37 | 0,03 | 83,3 | |
| BUZ 27 | 100 | 26 | 0,06 | 83,3 | |
| BUZ 28 | | 18 | 0,10 | 70 | |
| BUZ 37 | 200 | 13 | 0,2 | 70,0 | |
| BUZ 38 | | 18 | 0,12 | 83,3 | |
| BUZ 67 | 400 | 9,6 | 0,40 | 83,3 | |
| BUZ 47 A | 500 | 3,9 | 2,00 | 70 | |
| BUZ 48 | | 7,8 | 0,60 | 83,3 | |
| BUZ 48 A | | 6,8 | 0,80 | 83,3 | |
| BUZ 88 | 800 | 4,3 | 2,00 | 83,3 | |
| BUZ 88 A | | 5,0 | 1,50 | 83,3 | |
| BUZ 57 A | 1000 | 2,5 | 5,00 | 70,0 | |
| BUZ 58 | | 4,3 | 2,00 | 83,3 | |
| BUZ 58 A | | 3,7 | 2,60 | 83,3 | |

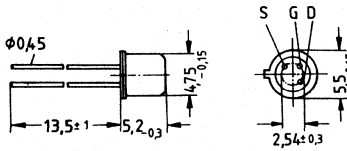
Gehäusebauformen



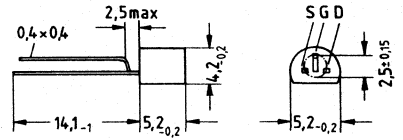
SOT 23
(Bild 1)



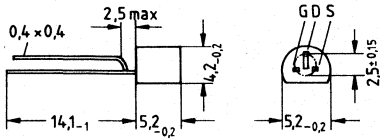
SOT 202
(Bild 2)



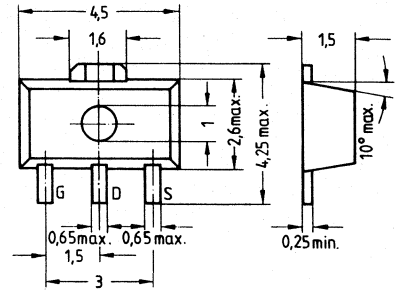
TO 18
(Bild 3)



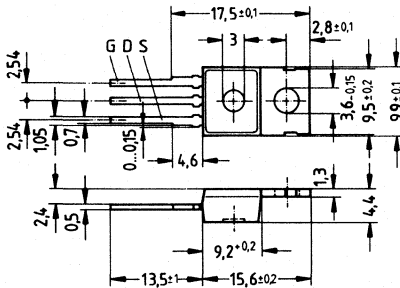
TO 92
(Bild 4)



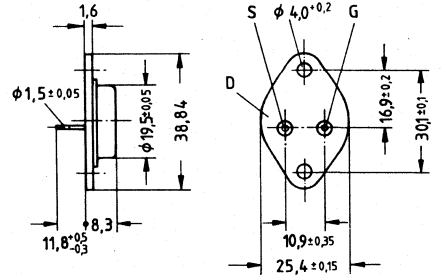
TO 92
(Bild 5)



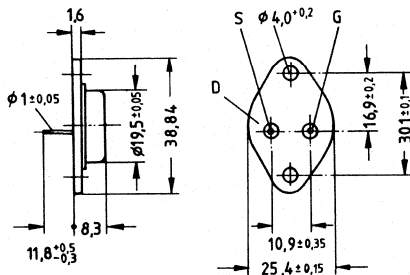
SOT 89
(Bild 6)



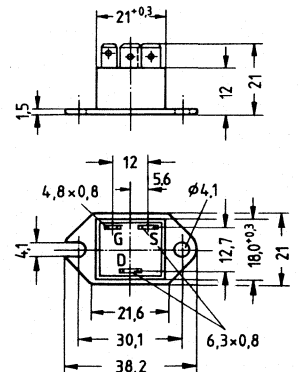
TO 220
(Bild 7)



TO 3
(Bild 8)

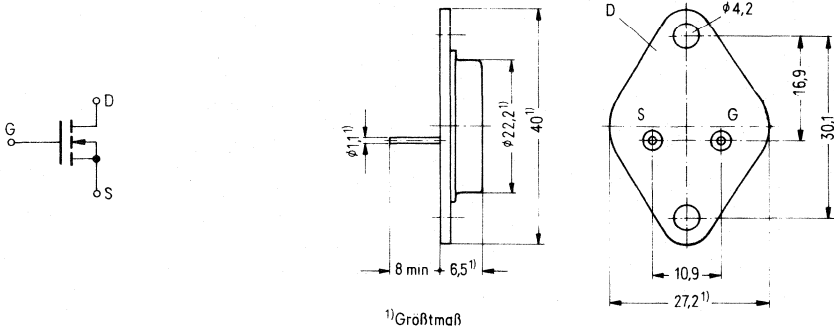


TO 3
(Bild 9)



TO 238
(Bild 10)

- Bauelement: SIPMOS-FET Leistungstransistor, N-Kanal Anreicherungstyp
 Achtung: Eingang Gate-Source vor statischer Aufladung schützen!
- Gehäuse: Metallgehäuse, Gewicht etwa 12 g.
- Normbezeichnung: TO 3 nach JEDEC, 3 A 2 nach DIN 41872



Absolute Grenzdaten

| | | | |
|---|-------------|--------------|--------------------|
| Drain-Source-Spannung | V_{DS} | 100 | V |
| Drain-Gate-Spannung ($R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$) | V_{DGR} | 100 | V |
| Drain-Gleichstrom | I_D | 8 | A |
| Drain-Strom gepulst | I_{Dpuls} | 16 | A |
| Gate-Source-Spannung | V_{GS} | ± 20 | V |
| Max. Verlustleistung | P_D | 100 | W |
| Betriebstemperaturbereich | T_{stg} | -25 bis +150 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Lagertemperaturbereich | T_j | -25 bis +150 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Max. Löttemperatur 1,6 mm vom Gehäuse für 10 s | T_{sold} | 300 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Wärmewiderstand | R_{thJC} | 1,0 | K/W |

Elektrische Kenndaten bei $T_{case} = 25^{\circ}\text{C}$ (wenn nicht anders angegeben)

| | | | |
|--|--------------|-----|--------------|
| Statische Werte | | | |
| Drain-Source-Durchbruchspannung | BV_{DSS} | 100 | V min |
| $V_{GS} = 0 \text{ V}; I_D = 1,0 \text{ mA}$ | | | |
| Gate-Schwellenspannung | $V_{GS(th)}$ | 2,7 | V typ |
| $V_{DS} = V_{GS}; I_D = 10 \text{ mA}$ | | | |
| Drain-Reststrom | I_{DSS} | 1 | mA max |
| $T_j = 25^{\circ}\text{C}$ | | | |
| $V_{DS} = \text{Grenzwert}; V_{GS} = 0; T_j = 125^{\circ}\text{C}$ | | 4 | mA max |
| Gate-Source-Leckstrom | I_{GSS} | 100 | nA max |
| $V_{GS} = 20 \text{ V}; V_{DS} = 0 \text{ V}$ | | | |
| Drain-Source Einschaltwiderstand | $R_{DS(on)}$ | 0,2 | Ω max |
| $V_{GS} = 10 \text{ V}; I_D = 4 \text{ A}$ | | | |

Dynamische Werte

Übertragungssteilheit

$V_{DS} = 25 \text{ V}; I_D = 6 \text{ A}$

Eingangskapazität

$V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = 25 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$

Ausgangskapazität

$V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = 25 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$

Rückwirkungskapazität

$V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = 25 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$

Einschaltzeit: $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$

$V_{CC} = 30 \text{ V};$

$I_D = 3 \text{ A};$

$V_{GS} = 10 \text{ V};$

Ausschaltzeit: $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$

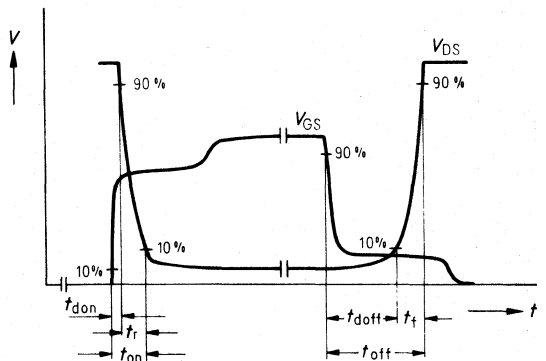
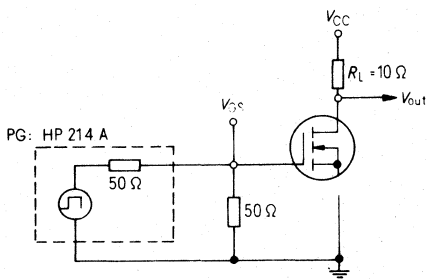
$V_{CC} = 30 \text{ V};$

$I_D = 3 \text{ A};$

$V_{GS} = 10 \text{ V};$

für Schaltzeiten siehe Skizze

| | | | |
|--------------|------|---------|-----|
| g_{fs} | 5,5 | S (1/Ω) | typ |
| C_{iss} | 1500 | pF | typ |
| C_{oss} | 300 | pF | typ |
| C_{rss} | 100 | pF | typ |
| $t_{d(on)}$ | 20 | ns | typ |
| t_r | 60 | ns | typ |
| $t_{d(off)}$ | 120 | ns | typ |
| t_f | 60 | ns | typ |



Kenndaten, Inversdiode

Gleichstrom

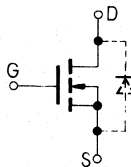
bei $T_{case} = 25^\circ\text{C}$

Gleichstrom, gepulst

bei $T_{case} = 25^\circ\text{C}$

Durchlaßspannung

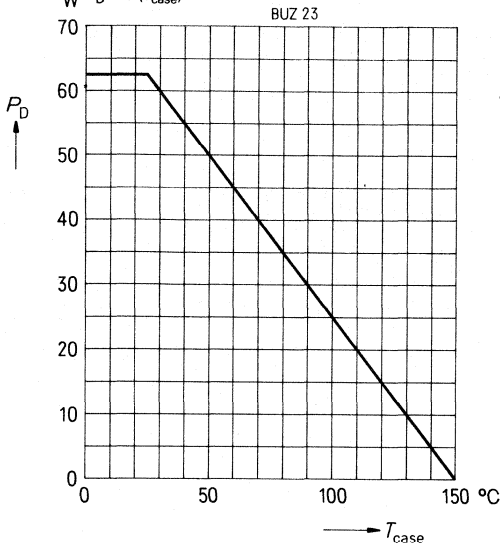
bei $I_{SD} = I_{Dpuls}; V_{GS} = 0 \text{ V}$



| | | | |
|-----------|-----|---|-----|
| I_{DR} | 8 | A | max |
| I_{DRM} | 16 | A | max |
| V_{SD} | 1,2 | V | typ |

Temperaturabhängigkeit der zulässigen Verlustleistung

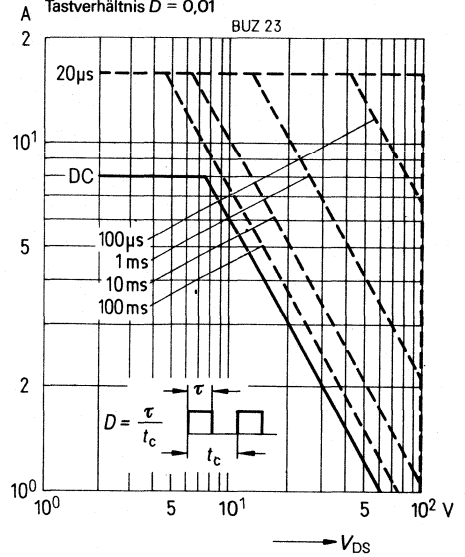
$P_D = f(T_{case})$



Zulässiger Betriebsbereich $I_D = f(V_{DS})$

$T_{case} = 25^\circ C$

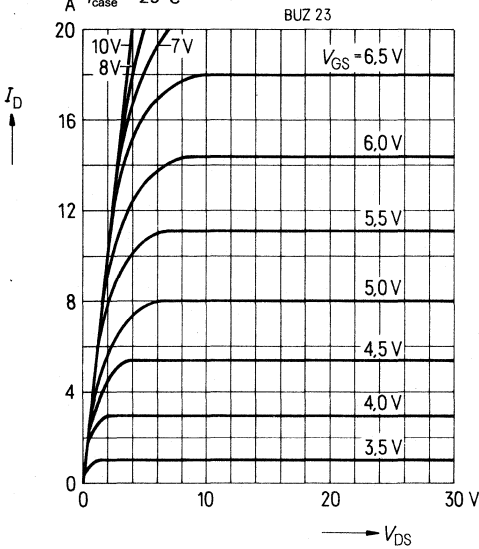
Tastverhältnis $D = 0,01$



Ausgangscharakteristik

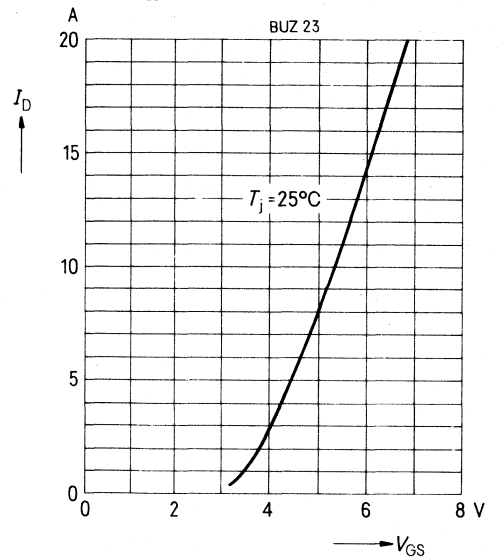
80 μs-Puls-Test

$T_{case} = 25^\circ C$

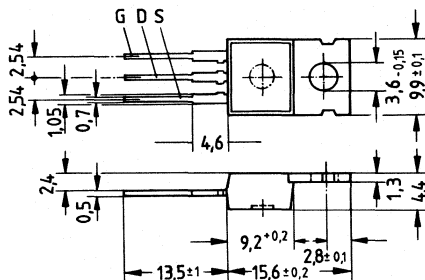


Übertragungskennlinie

$I_D = f(V_{GS})$



Ausführung SIPMOS-FET-Leistungstransistor in N-Kanal-Technik
Gehäuse Kunststoffgehäuse 14A3 nach DIN 41869 bzw. nach JEDEC TO 220 AB.
 Der Drainanschluß ist mit dem Montageflansch leitend verbunden.
 Gewicht: ca. 2 g



Absolute Grenzwerte

Drain-Source-Spannung
 Drain-Gate-Spannung, $R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$
 Drain-Gleichstrom, $T_C = 30^\circ\text{C}$
 Drain-Strom, gepulst, $T_C = 25^\circ\text{C}$
 Gate-Source-Spannung
 Max. Verlustleistung
 Betriebstemperatur- und
 Lagertemperaturbereich
 Isolationsprüfspannung ($t = 1 \text{ min}$)

| | |
|-------------|--|
| V_{DS} | 500V |
| V_{DGR} | 500V |
| I_D | 2,4A |
| I_{Dpuls} | 7A |
| V_{GS} | $\pm 20\text{V}$ |
| P_D | 40W |
| T_J | |
| T_{stg} | $-55^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$ |
| V_{is} | - |

Wärmewiderstand

| | |
|-------------|----------------------|
| $R_{th,JA}$ | $\leq 75\text{K/W}$ |
| $R_{th,JC}$ | $\leq 3,1\text{K/W}$ |

Kenndaten

(bei $T_C = 25^\circ\text{C}$, wenn nicht anders angegeben)

Statische Werte

| Bezeichnung | Symbol | Kennwerte | | | Einheit | Bedingungen |
|----------------------------------|---------------|-----------|----------|-------------|----------|---|
| | | min. | typ. | max. | | |
| Drain-Source-Durchbruchspannung | $V_{(BR)DSS}$ | 500 | — | — | V | $V_{GS} = 0V$ $I_D = 1mA$ |
| Gate-Schwellenspannung | $V_{GS(th)}$ | 2,1 | 3,0 | 4,0 | | $V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 10mA$ |
| Drain-Reststrom | I_{DSS} | — | 25 50 | 250 1000 | μA | $T_j = 25^\circ C$ $T_j = 125^\circ C$ $V_{DS} = 500V$ $V_{GS} = 0V$ |
| Gate-Source-Leckstrom | I_{GSS} | — | 10 | 100 | nA | $V_{GS} = 20V$ $V_{DS} = 0V$ |
| Drain-Source-Einschaltwiderstand | $R_{DS(on)}$ | — | 2,6 | 3,0 | Ω | $V_{GS} = 10V$ $I_D = 1,2A$ |

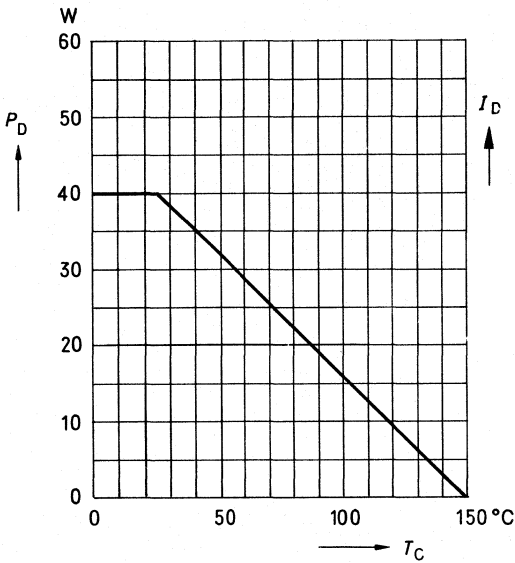
Dynamische Werte

| | | | | | | |
|---|--------------|---|-----|---|----|---|
| Übertragungsteilheit | g_{fs} | — | 1,5 | — | S | $V_{DS} = 25V$ $I_D = 1,2A$ |
| Eingangskapazität | C_{iss} | — | 350 | — | pF | $V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1MHz$ |
| Ausgangskapazität | C_{oss} | — | 50 | — | | |
| Rückwirkkapazität | C_{rss} | — | 20 | — | | |
| Einschaltzeit t_{on} ($t_{on} = t_{d(on)} + t_r$) | $t_{d(on)}$ | — | 30 | — | ns | $V_{CC} = 30V$ $I_D = 2,3A$ $V_{GS} = 10V$ $R_{GS} = 50\Omega$ |
| | t_r | — | 100 | — | | |
| Ausschaltzeit t_{off} ($t_{off} = t_{d(off)} + t_f$) | $t_{d(off)}$ | — | 150 | — | | |
| | t_f | — | 100 | — | | |

Inversdiode

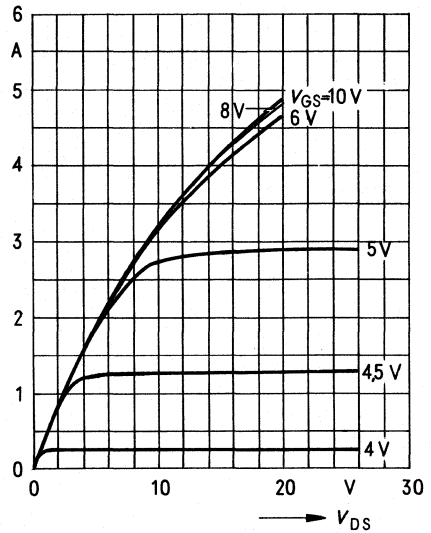
| | | | | | | |
|-------------------------|-----------|---|-----|-----|---------|--|
| Gleichstrom | I_{DR} | — | — | 2,4 | A | $T_C = 25^\circ C$ |
| Gleichstrom, gepulst | I_{DRM} | — | — | 7 | | |
| Durchlaßspannung | V_{SD} | — | 1,0 | 1,3 | V | $I_F = 2 \times I_{DR}$ $V_{GS} = 0V, T_j = 25^\circ C$ |
| Sperrverzögerungszeit | t_{rr} | — | 350 | — | ns | $T_j = 25^\circ C$ |
| Sperrverzögerungsladung | Q_{rr} | — | 3,5 | — | μC | $I_F = 2 \times I_{DR}$ $d_{F/dt} = 100A/\mu s$ |

Verlustleistung $P_D = f(T_C)$



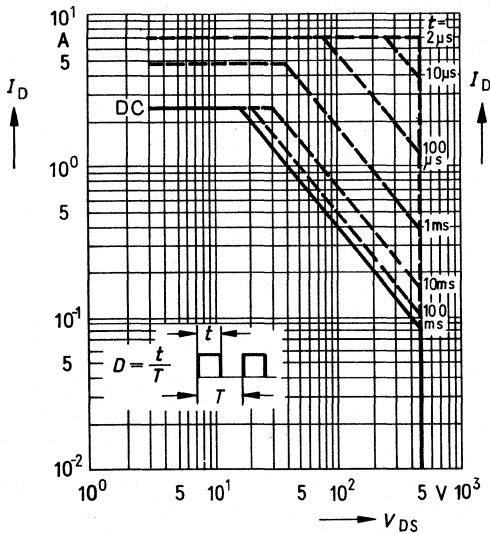
Typ. Ausgangscharakteristik $I_D = f(V_{DS})$

Parameter: 80 μ s-Puls-Test,
 $T_C = 25^\circ\text{C}$



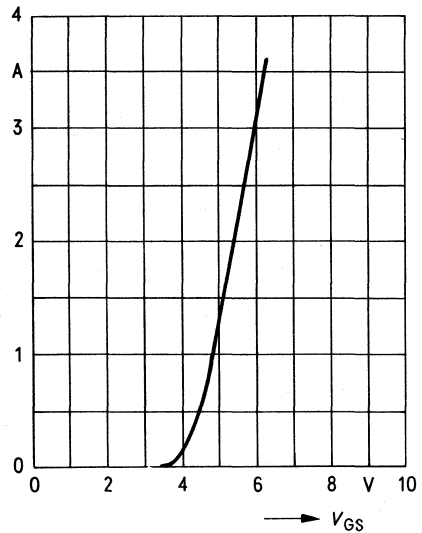
Zul. Betriebsbereich $I_D = f(V_{DS})$

Parameter: $D = 0,01$, $T_C = 25^\circ\text{C}$



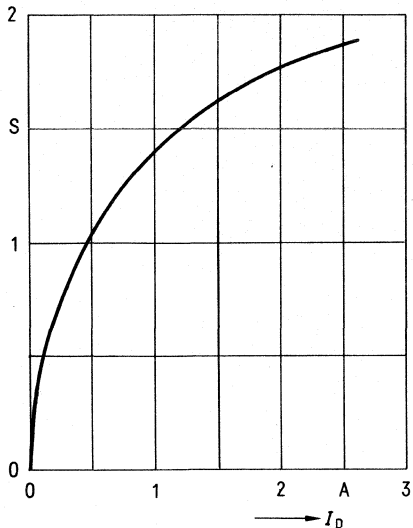
Typ. Übertragungscharakteristik $I_D = f(V_{GS})$

Parameter: 80 μ s-Puls-Test,
 $V_{DS} = 25\text{V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$

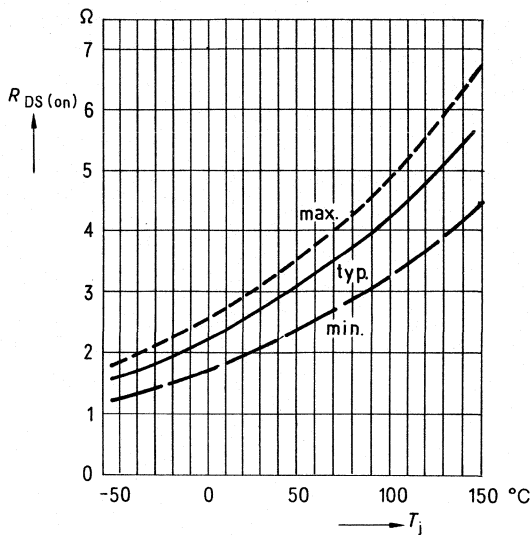


Typ. Übertragungssteilheit $g_{fs} = f(I_D)$

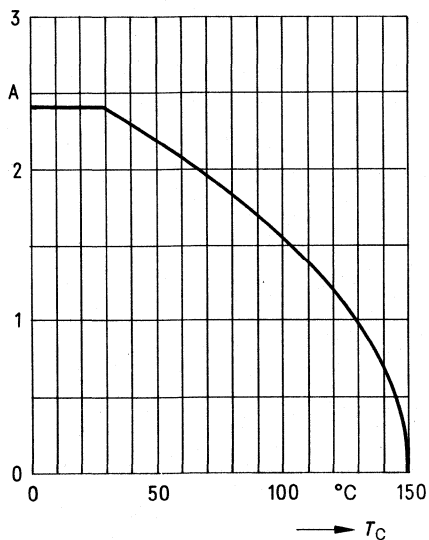
Parameter: 80 μ s-Puls-Test,
 $V_{GS} = 25V, T_j = 25^\circ C$



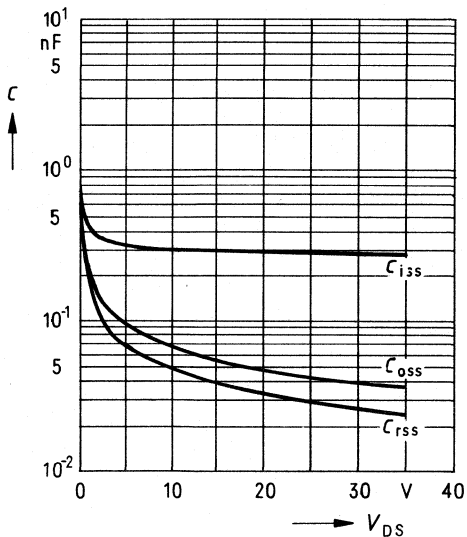
Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = f(T_j)$
 (Streubereich)



Drainstrom $I_D = f(T_C)$

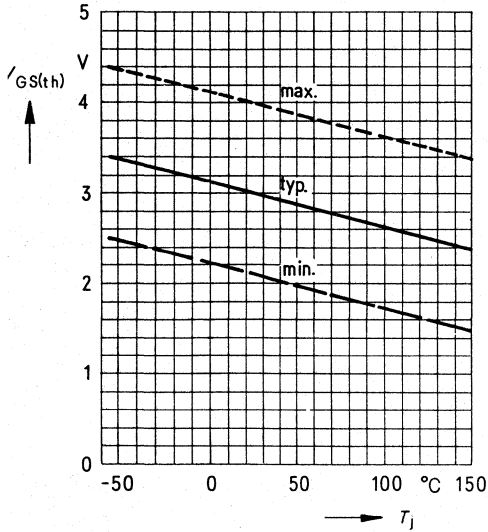


Typ. Kapazitäten $C = f(V_{DS})$
 Parameter: $V_{GS} = 0, f = 1 \text{ MHz}$



Gate Schwellenspannung $V_{GS(th)} = f(T_j)$

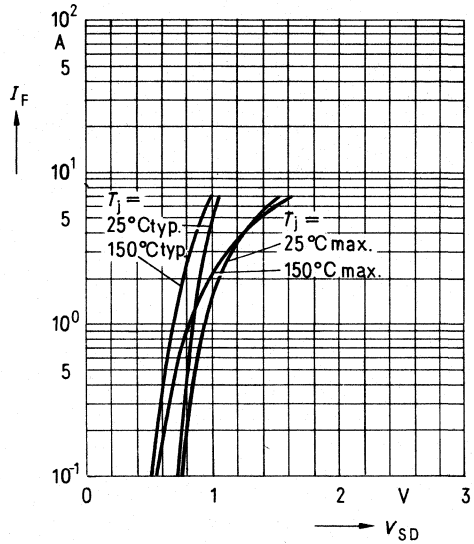
Parameter: $V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 10 \text{ mA}$



Typische und maximale Durchlaßkennlinie

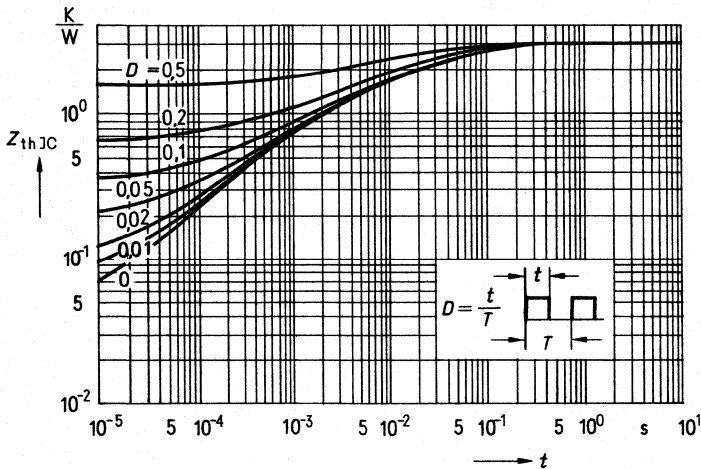
Inversdiode $I_F = f(V_{SD})$

Parameter: T_j , $t_p = 80 \mu\text{s}$



Transienter Wärmewiderstand $Z_{thJC} = f(t)$

Parameter: $D = t/T$



4.3.2 Anwendungsbeispiele

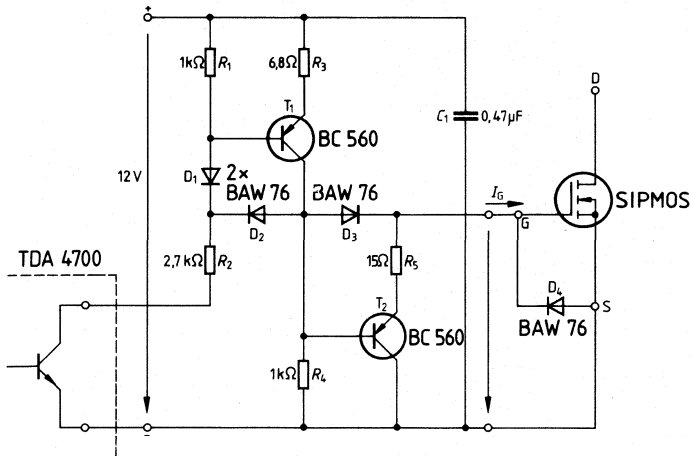
Ansteuerschaltungen für SIPMOS-Transistoren im Schaltbetrieb

Die Leitfähigkeit eines SIPMOS-Transistors wird von der Gate-Source-Spannung bestimmt. Ein Steuerstrom ist nur erforderlich, um die Eingangskapazität auf die gewünschte Steuerspannung zu laden. Demzufolge sind für schnelle Schaltvorgänge kurzzeitig größere Umladeströme nötig, die unter anderem davon abhängen, was die Ansteuerschaltung zu leisten vermag. Die Ansteuerschaltung soll eine möglichst geringe Leistung aufnehmen und kurze Verzögerungszeiten aufweisen, da diese sich für die Regel- und Überwachungselektronik wie Totzeiten verhalten. Im folgenden werden einige Ansteuerschaltungen beschrieben, die diese Anforderungen gut erfüllen.

Hierbei wurde davon ausgegangen, daß als Steuer- und Regelbaustein die Schaltnetzteil-Gegentakt-IS TDA 4700 eingesetzt wird. Diese IS besitzt ausgangsseitig offene Kollektorschlüsse und ist Low-aktiv, d. h. am Gate eines nachgeschalteten SIPMOS-Transistors soll dann ein positives Steuersignal anstehen, wenn die Ausgangstransistoren der IS TDA 4700 durchgeschaltet sind. Damit muß zwischen der TDA 4700 und dem SIPMOS-Transistor eine Umkehrstufe liegen. Diese Umkehrstufe wird als Treiberstufe für den SIPMOS-Transistor ausgeführt und als Ansteuerschaltung bezeichnet.

Gegentakt-Transistoransteuerung

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 durchschaltet, steht an der Basis von T_1 , die durch den Spannungsteiler R_1, R_2 bestimmte Spannung an. Der Spannungsteiler kann hier nicht hochohmiger dimensioniert werden, damit T_1 einen großen Kollektorstrom füh-



Bauteilliste

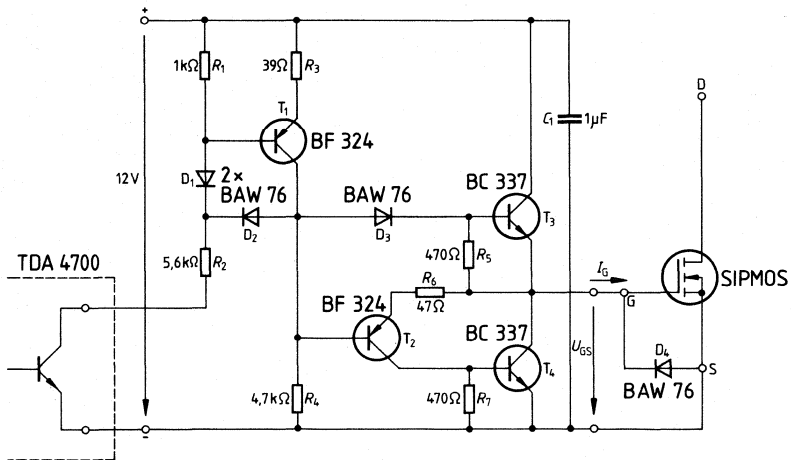
| Bauteil | | Bestellnummer |
|--------------------|-----------------|----------------|
| 2 PNP-Transistoren | BC 560 C | Q62702-C692-V3 |
| 4 Dioden | BAW 76 | Q62702-A397 |
| 1 MKT-Kondensator | 0,47 μF/100 V – | B32561-D1474-J |

ren kann, der durch den Emitterwiderstand R_3 begrenzt wird. Die Dioden D_1 und D_2 verhindern, daß T_1 in die Sättigung gelangt, während D_3 bewirkt, daß T_2 sicher gesperrt ist, solange T_1 leitet. Sperrt der Ausgangstransistor der TDA 4700, so sperrt T_1 ebenfalls und T_2 wird über R_4 angesteuert, wobei die Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors über T_2 und R_5 als Strombegrenzungswiderstand entladen wird.

Diese Schaltung zeichnet sich durch geringe Stromaufnahme infolge der Gegentaktansteuerung aus.

Gegentaktansteuerung in Komplementär-Darlingtonschaltung

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 durchschaltet, wird T_1 , dessen Emitterstrom durch R_3 begrenzt wird, leitend und steuert T_3 über D_3 an. Gleichzeitig erhält die Basis von T_2 gegenüber dessen Emitter ein positives Potential, wodurch T_2 sicher gesperrt wird und T_4 durch R_7 ebenfalls. Die Dioden D_1 und D_2 verhindern, daß T_1 in die Sättigung gelangt. Sperrt der Ausgangstransistor der TDA 4700, so sperren T_1 durch R_1 und T_3 durch R_5 ebenfalls. Die in der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors gespeicherte Ladung fließt über T_2 und R_4 ab, wobei T_4 durch T_2 angesteuert wird und den Entladevorgang be-



Bauteileliste

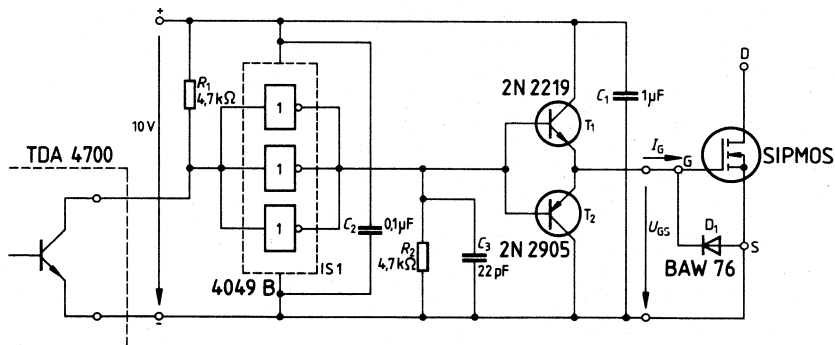
| Bauteil | | Bestellnummer |
|--------------------|--------------|----------------|
| 2 PNP-Transistoren | BF 324 | Q62702-F311 |
| 2 NPN-Transistoren | BC 337-40 | Q62702-C313-V2 |
| 4 Dioden | BAW 76 | Q62702-A397 |
| 1 MKT-Kondensator | 1 µF/100 V – | B32561-D1105-J |

schleunigt. Prinzipiell könnte auf D_3 und R_6 verzichtet werden, jedoch wird dann bei schmalen Impulsbreiten T_3 in einer Weise übersteuert, daß durch die Speicherzeit die Ausgangsimpulse wieder breiter werden.

Diese Schaltung zeichnet sich dadurch aus, daß sie eine geringe Stromaufnahme für den Eigenbedarf benötigt und gleichzeitig große Steuerströme zu liefern vermag. Sie ist besonders dafür geeignet, SIPMOS-Transistoren mit hoher Schaltfolge bzw. im Parallelbetrieb anzusteuern.

Gegentaktansteuerung mit komplementären Transistoren und CMOS-Treiber

Der CMOS-Inverter IS 1 dient als Phasenumkehrstufe für das Ausgangssignal der IS TDA 4700 und gleichzeitig als Treiberstufe für die Transistoren T_1 und T_2 . Damit der CMOS-Treiber vor allem im H-Pegel genügend Strom für T_1 und T_2 liefern kann, sind drei Inverter parallel geschaltet. Die übrigen drei Inverter können beispielsweise für den zweiten Ausgang bei Gegentaktansteuerung verwendet werden. R_2 dient dazu, T_2 für den Fall anzusteuern, daß sich am Gate des SIPMOS-Transistors ein Potential bildet (z. B. bei Einschaltvorgängen), während die Ansteuerschaltung nicht oder nicht ausreichend mit Spannung versorgt wird. Damit wird verhindert, daß der SIPMOS-Transistor unbeabsichtigt durchsteuert. C_3 verkürzt die Zeitkonstante $R_2 C_{BE(T2)}$, kann aber bei den meisten Anwendungen entfallen.



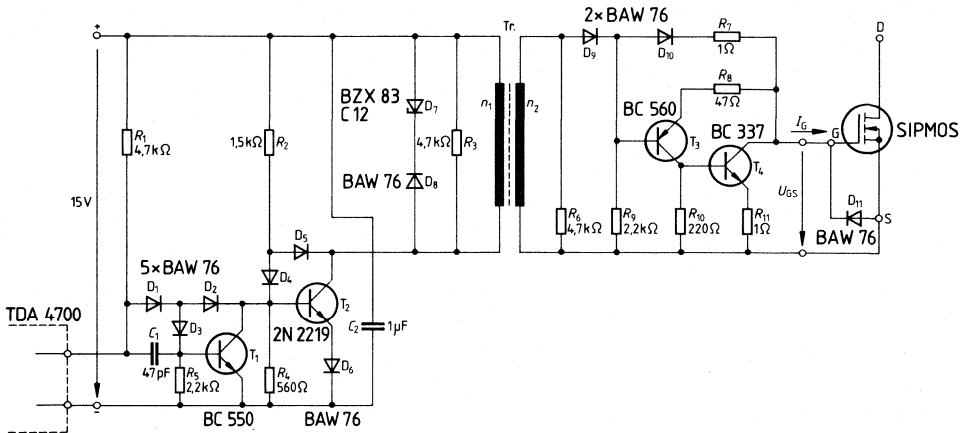
Bauteileliste

| Bauteil | | Bestellnummer |
|--------------------------|-----------------|----------------|
| 1 CMOS | 4049 B | Q67100-H980-F6 |
| 1 NPN-Transistor | 2N 2219 | Q62702-F133 |
| 1 PNP-Transistor | 2N 2905 | Q62702-F66 |
| 1 Diode | BAW 76 | Q62702-A397 |
| 1 STYROFLEX®-Kondensator | 22 pF/63 | B31310-A5220-F |
| 1 MKT-Kondensator | 0,47 μF/100 V – | B32561-D1474-J |
| 1 MKT-Kondensator | 1 μF/100 V – | B32561-D1105-J |

Ansteuerung mit Potentialtrennung durch Übertrager

T_1 dient als Phasenumkehrstufe. T_2 wird von R_2 angesteuert und kann von T_1 sehr rasch gesperrt werden. Die Dioden D_2 , D_3 und D_4 , D_5 verhindern, daß die Transistoren in die Sättigung gelangen. D_1 und D_6 erhöhen durch ihre Schwellenspannung das Eingangspotential der Transistoren, damit diese sicher gesperrt werden können. Die Widerstände R_1 , R_5 , R_2 und R_4 sind so dimensioniert, daß T_2 während des Anstiegs der Versorgungsspannung nicht unbeabsichtigt leitend wird. D_7 und D_8 werden zur Entmagnetisierung des Übertragers benötigt. R_3 dient der Dämpfung möglicher Schwingungen, die bei der Entmagnetisierung auftreten können.

Aus demselben Grund ist auch R_6 vorgesehen. D_{10} bewirkt, daß T_3 und damit auch T_4 sicher gesperrt sind, sobald an der Sekundärwicklung eine positive Spannung auftritt, weil



Bauteileliste

| Bauteil | | Bestellnummer |
|--------------------------|--------------|-------------------|
| 1 NPN-Transistor | BC 550 | Q62702-C691-V2 |
| 1 NPN-Transistor | BC 560 | Q62702-C692-V3 |
| 1 NPN-Transistor | BC 337-40 | Q62702-C313-V2 |
| 1 NPN-Transistor | 2N 2219 | Q62702-F133 |
| 10 Dioden | BAW 76 | Q62702-A397 |
| 1 STYROFLEX®-Kondensator | 47 pF/63 V – | B31310-A5470-H |
| 1 MKT-Kondensator | 1 µF/100 V – | B32561-D1105-J |
| 1 Übertrager | R 16 | B64290-A0045-X830 |

BV 1 für Übertrager (100 kHz Gegentaktansteuerung, max. Tastverhältnis $\frac{T_{\text{ein}}}{T} = \frac{5 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}}$)

Primärwicklung 22 Wdg. Litze 10 × 0,1 Ø in Isolierschlauch
 Sekundärwicklung 16 Wdg. Litze 10 × 0,1 Ø in Isolierschlauch

dadurch das Basispotential von T_3 positiver als dessen Emitterpotential wird. D_9 verhindert, daß die beim Entmagnetisieren an der Sekundärwicklung auftretende negative Spannung an die Basis von T_3 gelangt und dadurch die Entmagnetisierung beeinflußt. Wenn die Spannung an der Sekundärwicklung kleiner wird als die Spannung an der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors, wird T_3 über R_9 angesteuert und damit auch T_4 , wodurch die Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors entladen wird. R_7 und R_{11} dienen zur Dämpfung von Schwingungen, die durch die Leitungsinduktivität in Verbindung mit der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors auftreten können, wobei unter Umständen auch größere Werte (etwa $4,7 \Omega$) vorgesehen werden müssen.

Diese Schaltung vermag große Steuerströme zu liefern, so daß auch mehrere SIPMOS-Transistoren gleichzeitig angesteuert werden können.

Sollen mehrere SIPMOS-Transistoren potentialgetrennt angesteuert werden, kann man weitere Sekundärwicklungen vorsehen. Für jede Sekundärwicklung ist eine Entladeschaltung notwendig.

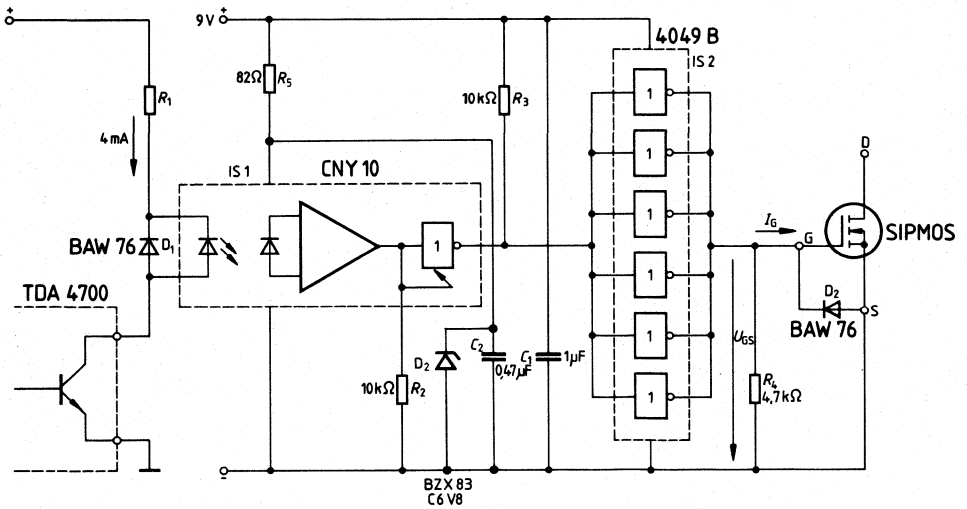
Ansteuerung mit Potentialtrennung durch Optokoppler

Sobald der Ausgangstransistor der IS TDA 4700 durchschaltet, wird die Photodiode im Optokoppler IS 1 angesteuert. R_1 wird so dimensioniert, daß dabei ein Strom von etwa 4 mA fließt. D_1 hält die beim Abschalten infolge der Leitungsinduktivitäten auftretenden Spannungsspitzen von der Photodiode fern.

Empfängerseitig wird die Schaltung mit einer potentialfreien Gleichspannung von 9 V versorgt, was natürlich einen zusätzlichen Aufwand erfordert. Sofern die Steuerlogik aus einem separaten Netzteil versorgt wird, stellt es kein Problem dar, diese potentialfreie Gleichspannung aus eben diesem Netzteil zu gewinnen. Voraussetzung ist natürlich eine gute Isolation im Trenntrafo.

Über R_2 wird der Gate-Anschluß des Optokopplers an Masse gelegt, wodurch erreicht wird, daß der Ausgang bis zu einer Versorgungsspannung von 4 V offen ist, d. h. beide Gekontakt-Ausgangstransistoren bleiben solange gesperrt. Diese Maßnahme ist notwendig, weil der Optokoppler beim Ansteigen der Versorgungsspannung bis etwa 3 V ausgangsseitig den L-Pegel hält, wodurch der nachgeschaltete Invertierer IS 2 den SIPMOS-Transistor ansteuern würde. In der Betriebsphase, in der der Ausgang des Optokopplers offen ist, wird der Eingang des Invertierers IS 2 durch R_3 auf H-Pegel gehalten, so daß an dessen Ausgang L-Pegel erscheint, sobald das CMOS-Gatter bei etwa 2 V betriebsbereit ist. R_4 hält das Gatepotential des SIPMOS-Transistors auf Null, solange das CMOS-Gatter noch nicht betriebsbereit ist.

Mit dieser Schaltung ist eine beliebig lange Einschaltdauer bei potentialgetrennter Ansteuerung möglich.



Bauteileliste

| Bauteil | | Bestellnummer |
|---------------------|----------------------|-----------------|
| 1 CMOS-HEX-Inverter | 4049 | Q67100-H980-F6 |
| 1 Optokoppler | CNY 10 | Q62703-N12-F114 |
| 2 Dioden | BAW 76 | Q62702-A397 |
| 1 MKT-Kondensator | 0,47 μ F/100 V – | B32561-D1474-J |
| 1 MKT-Kondensator | 1 μ F/100 V – | B32561-D1105-J |

Integrierte Halbleiterschaltungen



Vorwort

Der enorme Fortschritt der letzten 20 Jahre auf dem Gebiet der Halbleitertechnologie, insbesondere der MOS-Technologie, erlaubt den wirtschaftlichen Aufbau von immer größeren integrierten Systemen auf immer kleinerem Raum. Dieser Fortschritt basiert auf dem Element Silizium, das in Verbindung mit SiO_2 beinahe ideale physikalische, elektronische und technologische Eigenschaften für den Aufbau von integrierten digitalen Schaltungen, die sich durch geringe Herstellungskosten, große Zuverlässigkeit, niedrigen Leistungsverbrauch und kompakte Bauweise auszeichnen, aufweist. So z. B. können mit der heutigen MOS-LSI-Technologie (large-scale-integration) bereits integrierte digitale Systeme mit einer Komplexität bis über 10^4 Gatterfunktionen, auf einer Fläche von einigen 10 mm^2 , bei einer Verlustleistung von wenigen Watt, realisiert werden.

Die Komplexität der realisierbaren integrierten Systeme wird in Zukunft mit Sicherheit weiter wachsen, da einerseits die heutige Halbleitertechnik noch rund drei Größenordnungen von ihrer theoretischen Grenze und etwa zwei Größenordnungen von ihrer praktisch wirtschaftlichen Grenze entfernt ist und andererseits alles darauf hindeutet, daß in der Halbleiterforschung und -entwicklung mit großem Einsatz gearbeitet wird, diesen Grenzen durch einen weiteren technologischen Fortschritt (very-large-scale-integration, VLSI) näher zu kommen.

1 Technische Einführung

1.1 Monolithische Integrierte Schaltungen

Integrierte Schaltungen (IS) sind vollständige Funktionseinheiten. Alle Schaltungselemente und ihre Verbindungen werden in einem gemeinsamen Fertigungsprozeß (Planartechnik) auf einem einkristallinen Siliziumplättchen (Chip) hergestellt.

Umfang und Komplexität einer integrierten Schaltung und somit die Kostenfunktion hängen ab vom Integrationsgrad und werden begrenzt durch die erreichbare Integrationsdichte, die nutzbare Siliziumfläche und die „Kreativität“ des Schaltungsentwurfes.

Durch den steigenden Integrationsumfang pro integrierter Schaltung verlagern sich immer größere Teile der Geräteproduktion zum Bauelementehersteller.

Als Beispiel dafür kann man die Taschenrechner nennen, bei denen die integrierten Schaltungen und die Anzeige etwa 80% der gesamten Wertschöpfung ausmachen.

Die Integrationsdichte ergibt sich aus der Anzahl der Verknüpfungsglieder- oder Transistorfunktionen je cm^2 . Nach dem Stand der Technik sind bei den MOS-IS etwa 10^5 Funktionen je cm^2 bei Logik-Bausteinen, oder etwa $1,6 \times 10^5$ bit je cm^2 bei Speicher-Bausteinen möglich.

Man unterscheidet derzeit vier Klassen von Integrationsgraden. Sie sind in der Tabelle 1 zusammengefaßt.

Die Einteilung der integrierten Schaltungen kann einerseits nach der **Technologie** in der sie hergestellt wurden (bipolare IS und MOS-IS) und andererseits nach **Schaltungsart** der realisierten Funktionseinheit (analog bzw. digital) vorgenommen werden (Tabelle 2).

Eine weitere Gliederung teilt die integrierten Schaltungen entsprechend ihrer Anwendung ein. **Lineare Schaltungen** sind vielseitig verwendbare analoge Schaltungen für allgemeine Anwendungen wie Operationsverstärker, allgemeine Funktionsbausteine und Spannungsregler. **Schaltungen für Unterhaltungselektronik** beinhalten im wesentlichen integrierte Bausteine für den Entertainmentsektor (universell einsetzbare Schaltungen sowie spezielle Rundfunk- und Fernsehschaltungen). Als allgemeine **Digitale Schaltungen** werden Standard-Logik-Serien wie TTL- und LSL-Serie sowie kommerzielle Schaltungen für den nach-

| Integrationsgrad | Anzahl der Funktionen | Mittlere Anzahl der Transistoren | Mittlerer Flächenbedarf in mm ² |
|---|-----------------------|----------------------------------|--|
| SSI Small-Scale-Integration (Kleinintegration) | 2 bis 20 | 100 | 3 |
| MSI Medium-Scale-Integration (Mittlere Integration) | 20 bis 100 | 500 | 8 |
| LSI Large-Scale-Integration (Großintegration) | 100 bis 50 000 | < 100 000 | 20 |
| VLSI Very-Large-Scale-Integration (Größtintegration) | > 50 000 | > 100 000 | > 30 |

Tabelle 1 Integrationsgrade

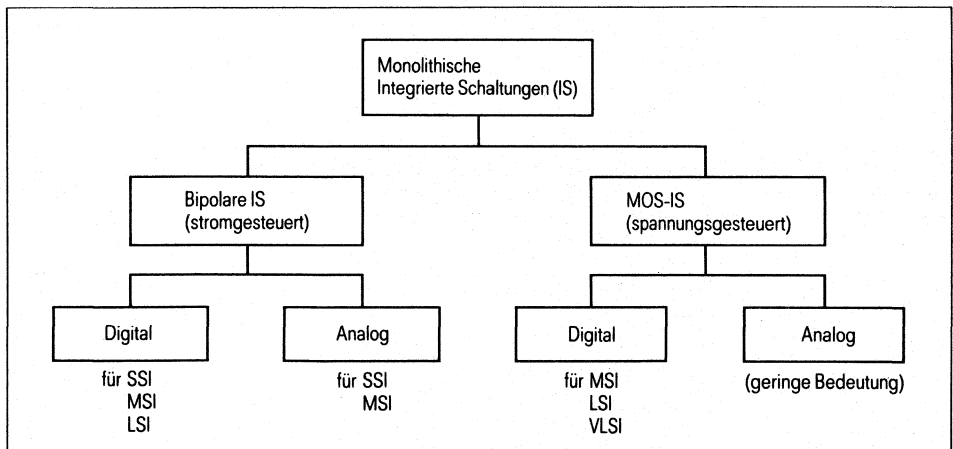


Tabelle 2 Einteilung nach Technologien und Schaltungsarten

richtentechnischen Sektor bezeichnet. Zwei weitere Gruppen bilden schließlich die **Mikroprozessoren** und **Mikrocomputer** sowie **Halbleiterspeicher**.

Integrierte Schaltungen können auch noch in Standard-Schaltungen und kundenspezifische Schaltungen aufgeteilt werden.

Als **Standardschaltungen** sind die Bausteine zu bezeichnen, die jedem Anwender zugänglich sind, ab Lager geliefert werden und ohne irgendwelche auf die Entwicklung oder Fertigung einwirkende Logikänderung verwendet werden können.

Hierzu zählen alle Arten von Speichern, wie Schieberegister, Zähler, Schreib-Lese-Speicher und Festwertspeicher, die mit fertigen Programmen zur Verfügung stehen.

Auch die in einer Vielzahl erhältlichen Mikroprozessor-Systeme, Standard-Tischrechner-Bausteine und Schaltkreise für elektronische Orgeln gehören hierzu. Ferner bestimmte Logikbausteine, wie Tastatur-Encoder, Impulsgeneratoren, Uhrenschaltkreise und Ansteuerbausteine für Anzeiger.

Kundenspezifische Schaltungen sind Bausteine, die im Auftrag von Anwendern auf der Grundlage ihrer techn. Konzepte entwickelt werden.

Neben speziellen Logikbausteinen, die teilweise nur zu 20 000 Stück/Jahr ausschließlich an den Auftraggeber geliefert werden, sind es Bauelemente, die in Fernsehgeräten, Uhren, Tischrechnern u. ä. eingesetzt werden. Auch hier kommt die Anregung vom Kunden, der jedoch die Bausteine bei Verfügbarkeit der Muster an alle anderen Anwender freigibt, so daß diese Bausteine dann zu Standardbausteinen werden.

1.1.1 Bauelemente in monolithischen Schaltungen

Bauelemente, wie Widerstände, Kondensatoren, Dioden, Transistoren und dgl. lassen sich in integrierter Technik erzeugen und können Bestandteil einer integrierten Schaltung sein. Da jedoch alle Bauelemente der Schaltung gemeinsam entstehen, kann keines unabhängig von den anderen seine Eigenschaften verändern. Diese Tatsache muß beim Entwurf einer integrierbaren Schaltung berücksichtigt werden. Die Dimensionierung erfolgt nach anderen Gesichtspunkten als bei einer Schaltung, die aus Einzelbauelementen aufgebaut ist.

Widerstände

Einen vereinfachten Querschnitt längs eines Widerstandes zeigt Bild 1 a. Das Substrat (N-Dotierung) ist bei diesem Modell stets positiv gegenüber der Widerstandsbahn (P-Dotierung) vorgespannt, so daß die Widerstandsbahn von einem gesperrten PN-Übergang begrenzt wird. Der Widerstandswert ist direkt proportional zur Länge der Bahn und umgekehrt proportional zum Querschnitt (Breite der Widerstandsbahn mal Eindringtiefe der P-Dotierung) und hängt von der Dotierungskonzentration ab. Der Widerstandswert ist damit proportional zum Verhältnis von Länge und Breite der Widerstandsbahnen. Widerstände mit Bahnbreiten von 10 μm können noch mit ausreichender Genauigkeit in dieser Technik hergestellt werden. Da die Widerstandsbahn aber wegen zunehmender Anfälligkeit gegen winzige Störungen und wegen Maskenungenauigkeiten nicht beliebig schmal gemacht werden kann, sind Widerstände mit sehr hohem Wert schwer herzustellen. Sie würden lange Bahnen erfordern, die viel Kristallfläche wegnähmen.

Kondensatoren

Kondensatoren kleiner Kapazitätswerte sind auf zweierlei Weise in integrierter Technik herstellbar. Bild 1 b zeigt einen gepolten Kondensator, dessen Kapazität spannungsabhängig ist und auf der Sperrschichtkapazität eines gesperrten PN-Überganges beruht. Er ist ähnlich wie ein Elektrolytkondensator mit Vorspannung zu betreiben.

Der zweite Kondensatortyp benutzt die SiO_2 -Schicht der Kristalloberfläche als Dielektrikum. Dieser Typ ist ungepolter verwendbar. Die erzielbare Kapazität ist bei gleichem Flächenaufwand je nach der Oxiddicke entweder kleiner (Dickoxidkapazität) oder größer (Dünnoxidkapazität) als beim ersten Typ (Bild 1c).

Induktivitäten

In integrierter Technik müssen Schaltungen, die Induktivitäten enthalten, stets durch Ersatzschaltungen ohne Induktivitäten, wie z. B. aktive Filterschaltungen, umgangen werden, weil Induktivitäten nicht integriert werden können.

Dioden

Dioden, auch Sonderformen, wie z. B. Z-Dioden, sind in integrierter Technik herstellbar (Bild 1 d).

Bipolare Transistoren

Sowohl NPN- als auch PNP-Transistoren werden in integrierten Schaltungen angewandt. Bei gemeinsamer Erzeugung von NPN- und PNP-Typen werden erhebliche technologische Schwierigkeiten gemeistert (Bild 1 e). Sehr bequem sind Transistoren mit mehreren Emittlern bei gemeinsamer Basis und gemeinsamem Kollektor herzustellen.

Feldeffekttransistoren

Eine besondere Bedeutung für die Integrationstechnik haben MOS-Feldeffekttransistoren (**metal-oxide-semiconductor**). Bild 1 f zeigt einen N-Kanal-Transistor mit der Steuerelektrode G (gate), der Quelle S (source) und der Senke D (drain). Durch Anlegen einer positiven Steuerspannung an die Steuerelektrode G entsteht unter dem Oxid durch Einfluss ein N-leitender Kanal. Die Elektronendichte und damit der Widerstand des Kanals ändern sich mit der Steuerspannung. Da Feldeffekttransistoren gegenseitig nicht isoliert werden müssen und die Senke des einen Transistors bereits wieder Quelle des nächsten sein kann, lässt sich eine sehr hohe Packungsdichte von Feldeffekttransistoren auf dem Kristallchip erzielen.

Leitbahnbrücke

Wie Bild 1 g zeigt, können wegen der isolierenden SiO_2 -Oberflächenschicht Kreuzungen von Leitbahnen einintegriert werden.

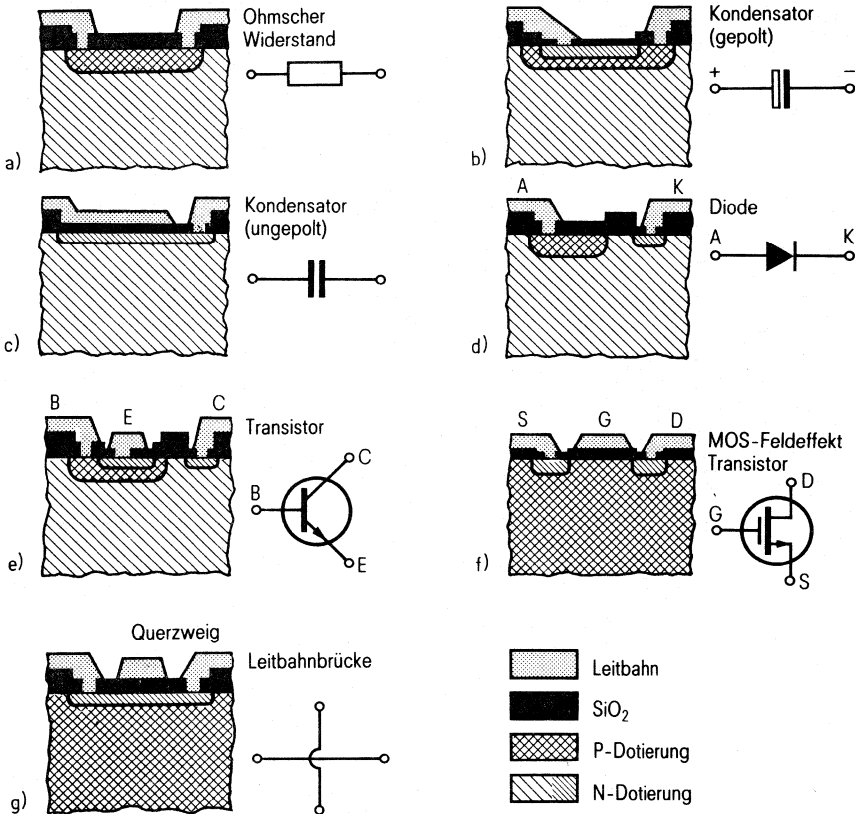


Bild 1

Bauelemente in integrierten Halbleiterschaltungen.
Übersicht über vereinfachte Grundstrukturen

1.1.2 Bipolare Schaltungen

Bipolare integrierte Schaltungen sind monolithische Analog- oder Digital-Schaltungen in Silizium-Planartechnik mit bipolaren Transistoren. Zusätzlich können Dioden, Widerstände und Kondensatoren integriert sein.

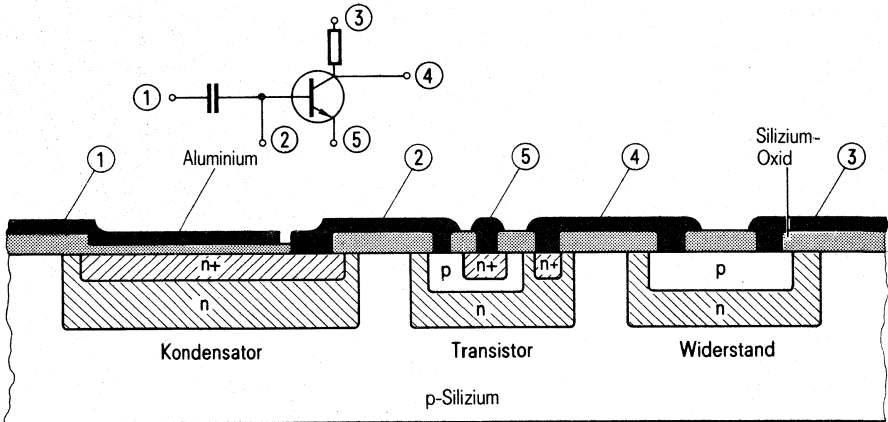


Bild 1 Beispiel einer integrierten Schaltung mit Kondensator, Transistor, Widerstand.

Im Bild 1 ist der Querschnitt durch eine bipolare integrierte Schaltung schematisch dargestellt. Einzelne Bauelemente sind voneinander durch die Sperrsichtisolation getrennt. Hierzu werden in das schwach dotierte p-Silizium-Substrat zunächst n-leitende Gebiete eindiffundiert, die dann als „Wannen“ jeweils ein Bauelement aufnehmen. In dieser Technologie werden sowohl analoge als auch digitale Schaltung realisiert. Analoge Schaltungen, wie Operationsverstärker oder Schaltungen für Unterhaltungselektronik dienen der linearen Verstärkung und Verarbeitung elektrischer Signale. In digitalen Schaltungen werden logische Verknüpfungen von digitalen Signalen realisiert, wie Standard-Bausteinfamilien: TTL (Transistor-Transistor-Logic), ECL (Emitter-Coupled-Logic), für höchste Arbeitsgeschwindigkeiten und LSL (langsame stör-sichere Logik), eine Dioden-Transistor-Logik mit Zenerdioden zur Erzielung hoher Schaltschwellenspannungen.

Eine Weiterentwicklung der Integrationstechnik mit bipolaren Transistoren führt zu höherer Integrationsdichte und geringerem Leistungsverbrauch – Voraussetzungen für die Realisierung von großintegrierten Schaltungen (LSI). Dazu gehören Low-Power-Schottky-TTL und I²L-Technik (Integriert-Injection-Logic).

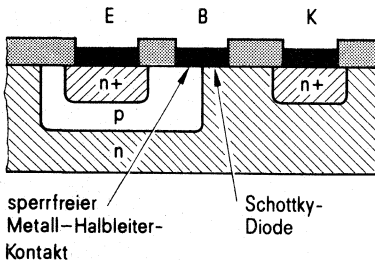


Bild 2 Transistor mit Schottky-Diode

In der Low-Power-Schottky-TTL-Technik werden zur Begrenzung des Sättigungsstroms der Transistoren Schottkydioden (parallel zu dem Kollektor-Basis-pn-Übergang) verwendet (Bild 2). Dadurch werden hohe Arbeitsgeschwindigkeiten erreicht. Verbesserte Maskentechniken und Oxidisolations führen zu kleineren Strukturgrößen, ionenimplantierte Widerstände zu geringerer Leistungsaufnahme (80 Gatter/mm²; 2,5 mW/Stufe). Eine noch höhere Integrationsdichte (300 bis 400 Gatter/mm² für regelmäßige Logik) wird in der I²L-Technik erzielt. Diese Technik ist gekennzeichnet durch komplementäre Transistorpaare (npn/npn) mit Mehrfach-Kollektoren am npn-Transistor (Bild 3). Neben einer sehr geringen Verlustleistung (1 . . . 10 μ W/Stufe) wird auch eine relativ hohe Arbeitsgeschwindigkeit (15 ns/Stufe) erzielt. Der jeweilige Flächenbedarf für ein Gatter mit 4 Eingängen in verschiedenen Techniken ist aus Bild 4 ersichtlich.

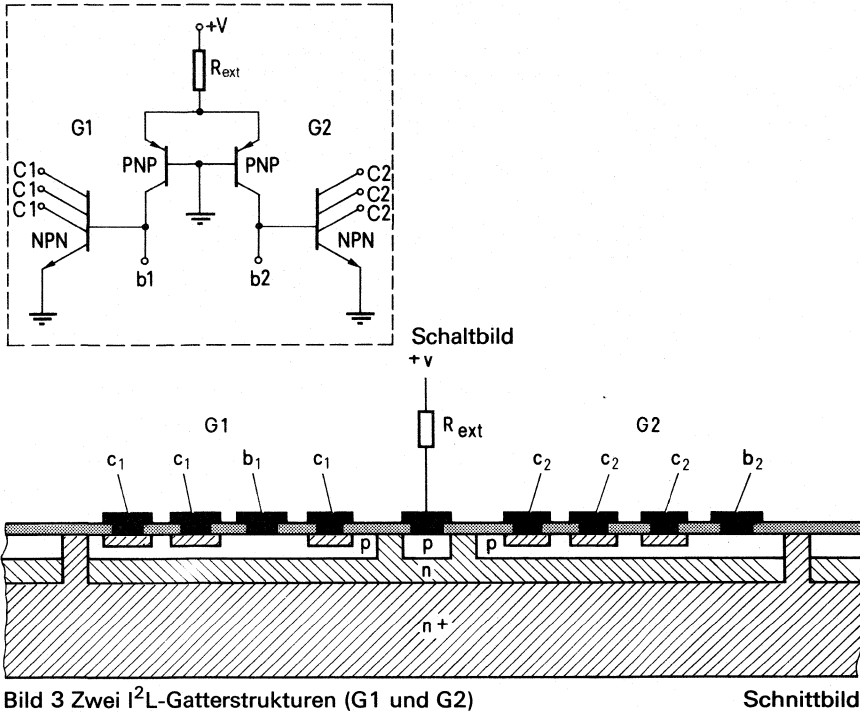
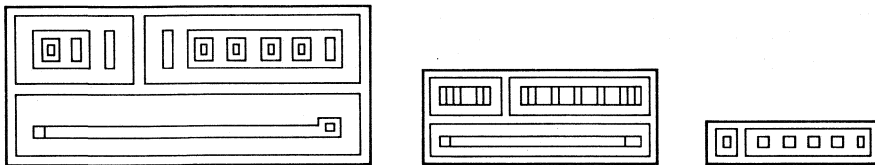


Bild 3 Zwei I²L-Gatterstrukturen (G1 und G2)

Schnittbild



Standard-TTL
(Fläche 34200 μ m²)

Low-Power-Schottky-TTL
(Fläche 12800 μ m²)

I²L
(Fläche 3000 μ m²)

Bild 4 Größenvergleich für 1 Gatter mit vier Eingängen, realisiert in verschiedenen Techniken.

1.1.3 MOS-Schaltungen

Mitte der 60er Jahre gelang der entscheidende Durchbruch zu höheren Integrationsgraden mit der Einführung des MOS-Feldeffekttransistors (MOS = Metal Oxid Semiconductor). Dieses als unipolar bezeichnete Bauelement benutzt zum Transport elektrischer Ladungen entweder nur Löcher (p-Typ) oder nur Elektronen (n-Typ). Der bipolare Transistor dagegen benutzt beide Ladungsträgertypen. Im MOS-FET vereinigen sich die vorteilhaften Eigenschaften von Röhre und Transistor z. B. hoher Eingangswiderstand, leistungslose Ansteuerung, galvanische Kopplung mehrerer Stufen. Die Abmessungen sind kleiner, die Herstellungsschritte einfacher. Diese Vorteile wurden konsequent genutzt, das Ergebnis sind wesentlich größere Integrationsflächen und Packungsdichten.

In den vergangenen Jahren wurde die MOS-Technik ausgefeilt und modifiziert, so daß heute eine Reihe verschiedener Herstellungsverfahren zur Verfügung stehen.

Die fertigungstechnisch am ausgereiftesten Technologien sind die p-Kanal-Metal-Gate, die N-Kanal-Silicon-Gate sowie die C-MOS-Technologie.

Die Abmessungen einer Transistorzelle in einer MOS-Schaltung liegen in der Größenordnung $3 \cdot 10^{-4} \text{ mm}^2$. Die größten Schaltkreiskomplexitäten reichen bis zu 15000 Transistoren auf einer Fläche von ca. 30 mm^2 .

Die Grenzfrequenz liegt um 10 MHz, die max. Verlustleistung bei 500 mW und erfordert keine spezielle Kühlung des Gehäuses.

In der MOS-Technik werden fast ausschließlich digitale Funktionen realisiert, es gibt jedoch bereits Anfänge mit zusätzlichen Analogfunktionen auf einem Chip. Unbestreitbar gehört aber der Digitaltechnik die Zukunft, Schätzungen sagen aus, daß im Jahre 1985 von allen elektronischen Schaltungen 80...90% digital arbeiten. Beispiele für das Verdrängen analoger Funktionen sind Digitalvoltmeter oder Lautstärkereglern. Mechanische Techniken lassen sich wesentlich kostengünstiger ersetzen und sind genauer. Beispiele hierfür sind bereits die in Massenproduktion befindlichen Taschenrechner und Digitaluhren. Das Standardbausteineangebot reicht vom einfachen Gatterzähler, Schieberegister, Speicher, bis hin zu höchsten Komplexitäten eines Mikroprozessors.

Einsatzgebiete sind alle Bereiche der Technik; der Bauelementehersteller teilt sie ein in Entertainmentkonsumer- und Industrieschaltkreise.

Man gliedert auch noch in Kunden- und Standardschaltkreise. Standards sind jedem Anwender zugänglich, Kundenspezifische werden im Auftrag spezieller Anwender und auf der Grundlage deren technischer Konzepte entwickelt.

Es gibt keinen Zweifel, daß diese Technik intensiv auf die gesamte Industrie einwirkt und den Fortschritt beschleunigt.

Für den Studierenden und Auszubildenden ergibt sich die Notwendigkeit, angesichts der immer schwieriger werdenden Vorgänge, sich frühzeitig mit dieser Materie zu befassen.

Über diesen Beitrag hinausgehende Informationen bietet unter anderem das spezielle Themenbuch über MOS-Technologien-Design-Anwendungen.

Der MOS-Feldeffekttransistor (MOS-FET)

Grundzelle einer jeden MOS-LSI-Schaltung ist der MOS-FET, ein sogenannter Flächen-transistor, weil praktisch an der Oberfläche eines Siliziumkristalls halbleitende Stromkanäle entstehen, deren Widerstand durch ein elektrisches Feld gesteuert wird.

Bild 1 zeigt einen schematischen Querschnitt durch einen N-Kanal MOS-FET. In P-leitendes Grundmaterial (Substrat) sind zwei stark leitende N-Gebiete eindiffundiert. Sie wirken als Strom liefernde (Source) und Strom aufnehmende (Drain) Elektrode. Die metallische Gateelektrode bildet zusammen mit dem darunter befindlichen Substrat einen Plattenkondensator; Dielektrikum ist die Oxidschicht SiO_2 . Bei Spannung U_{GS} am Gate gegenüber dem Substrat wird die Elektronendichte im Kanalbereich durch Influenz erhöht. Es entsteht ein N-leitender Kanal, so daß bei Anlegen einer der Drain-Source Spannung U_{DS} ein Strom I_D fließt.

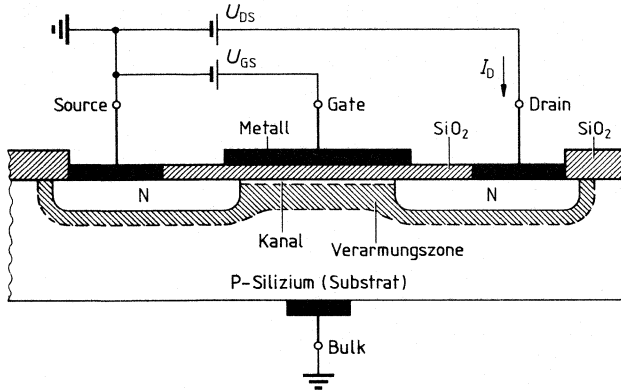


Bild 1 Schematischer Querschnitt eines N-Kanal-Metal-Gate MOS-FET.

Die Steuerelektrode kann außer in Metall (Aluminium) auch noch in polykristallinem Silizium (engl. Silicon) ausgeführt werden. Man unterscheidet demnach Metall-Technik und Silicon-Gate-Technik.

Bild 2 zeigt das Kennlinienfeld $I_D = f(U_{DS})$ bei verschiedenen Gatespannungen U_{GS} .

Die Spannung U_{GS} , bei der ein Strom I_D zu fließen beginnt, wird als Schwellenspannung U_T bezeichnet.

Mit Hilfe der Ionenimplantationstechnik kann das U_T des MOS-FETs vorgegeben werden. Dadurch entstehen grundsätzlich zwei Typen, nämlich der „Nichtleitende“ (Anreicherung, Enhancement) und der „Leitende“ (Verarmung, Depletion). Beim „Leitenden“ ist bereits ohne Anlegen von U_{GS} ein Stromkanal vorhanden, beim „Nichtleitenden“ setzt erst nach Überwindung von U_T der Stromfluß ein. Beide Typen können vorteilhaft in einer Technologie vereinigt werden. Bild 3 zeigt die Schaltzeichen.

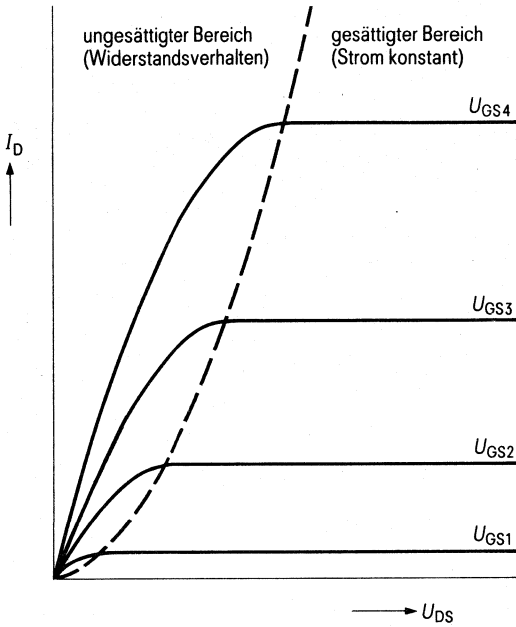
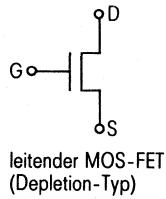
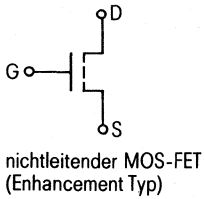


Bild 2 Kennlinien Drainstrom in Abhängigkeit der Drain-Source-Spannung eines MOS-FET $I_D = f(U_{DS})$, Parameter ist U_{GS}

Bild 3 Schaltzeichen für MOS-FET



Technologische Herstellung des MOS-FET

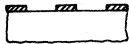
An den technologischen Herstellungsprozeß werden infolge der mikroskopischen Strukturen extreme Anforderungen hinsichtlich Genauigkeit und Staubfreiheit gestellt. Im wesentlichen sind es aufeinanderfolgende fotolithographische Maskierungsschritte mit denen Oxidation, Diffusion, Implantation, Metallisierung und Temperung durchgeführt werden. Bild 4 zeigt die einzelnen Schritte eines p-Kanal-Metal-Gate Prozesses.

n-Substrat

Ausgangsmaterial: n-leitendes Silizium



Aufwachsen einer Siliziumoxyd-Schicht (0,5 µm)



Mittels Fototechnik und der 1. Maske werden die Öffnungen für die p-Gebiete Source und Drain hergestellt



Diffusion der p-Zonen



Aufbringen einer dicken Siliziumschicht (1,2 µm)



Mittels der 2. Maske werden die Öffnungen für die drei Anschlüsse geätzt



Aufwachsen des Gate Oxyds (0,1 µm)



Entfernen des Gate Oxyds über den Source- und Drain-Gebieten durch den 3. Maskenschritt



Aufdampfen von Aluminium als Kontakt und Leiterbahnverbindung (4. Maskenschritt)

Mit der fünften und letzten Maske werden die Anschlußflecken zum Kontaktieren freigelegt.

Bild 4 Herstellung des MOS-Transistors (p-Kanal)

Die wichtigsten Herstellungsverfahren

Bei den verschiedenen Herstellungsverfahren sind grundsätzlich Unterscheidungsmerkmale in der Ausführung der Gater und der Dotierung des Grundmaterials zu suchen. Die Steuerelektroden werden in Metall (Aluminium) oder Silizium (Silicon) ausgeführt: Deshalb Metall oder Silicon-Gate Technik. Es wird n- oder p-Grundmaterial verwendet, entsprechend sind die Kanäle p- oder n-dotiert.

p-Kanal Hochvolttechnik

Sie ist der Vorgänger aller MOS-Technologien mit einem einfachen Prozeß, zu niedrigen Herstellungskosten.

Hohe Versorgungsspannungen (ca. 27V) bieten hohe Störsicherheit, aber schlechte Kompatibilität zu anderen Schaltkreisfamilien.

p-Kanal Niedervolttechnik

Sie ist eine Weiterentwicklung der Hochvolt-Technik und verwendet zusätzlich Ionenimplantationsschritte zur Erreichung niedriger Schwellspannungen. Das Ionenimplantationsverfahren mit Depletion-Mode-Transistoren eröffnet die vielseitigsten Möglichkeiten.

Durch die gleichzeitige Verwendung von leitenden und nichtleitenden Transistoren auf dem gleichen Kristall erhält man Schaltkreise, die schneller arbeiten, eine wesentlich niedrigere Verlustleistung haben, mit nur einer Spannung betrieben werden und eine hohe Störsicherheit bieten.

Die Versorgungsspannung läßt sich bis typ. 8 V...12 V absenken.

n-Kanal-Silicon-Gate Technik

Diese Technik stellt das Gegenstück zur p-Kanal-Technik dar und wird wegen der Herstellungsweise als selbstjustierende Technik bezeichnet.

Die physikalischen Voraussetzungen bieten gegenüber der p-MOS-Technik eine um etwa den Faktor 3 bessere Leitfähigkeit des Kanals, wodurch sich eine wesentliche Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit erreichen läßt.

C-MOS-Technik

Schaltungen in C-MOS-Technik erhalten N-Kanal- und P-Kanal-Transistoren auf dem gleichen Substrat. Darum ist es erforderlich, den N-Kanal-Transistor durch eine diffundierte Wanne gegen das Substrat zu isolieren (Isolierwanne).

Durch geringe Verlustleistung sind C-MOS-Schaltkreise hervorragend für batteriebetriebene Geräte einsetzbar. Die hohe Störsicherheit macht C-MOS besonders für die Verwendung in Industriesteuerungen geeignet.

Diesen hervorragenden Eigenschaften stehen allerdings zwei nicht wesentliche Nachteile gegenüber, die die Einsatzmöglichkeiten einschränken. Man braucht bei C-MOS gegenüber anderen MOS-Techniken mehr Bauelementefläche, und eine aufwendigere Herstellungstechnik.

Entwicklungsablauf einer MOS-LSI-Schaltung

Tabelle 1 zeigt die 5 Hauptschritte, mit Auslösung in Teilschritten beim Durchlauf eines MOS-LSI-Projektes.

Darunter ist noch jener aufwendige und teure Gerätepark und Hilfsmittel aufgeführt, die einen weitgehendst rechnergestützten und automatischen und damit wirtschaftlichen Ablauf gewährleisten. Die Numerierung entspricht der zeitlichen Reihenfolge der einzelnen Arbeitsschritte.

Tabelle 1 Entwicklungsablauf und Maschineneinsatz bei der Erstellung eines MOS-LSI-Bausteines.

| 1. System- und Logikerstellung | 2. Design | 3. Maskenherstellung | 4. Technologischer Prozeß | 5. Prüfung und Montage |
|--|---|---|--|--|
| <ol style="list-style-type: none"> 1. Pflichtenheft 2. Logik und Timingdiagramme 3. Wenn notwendig Aufteilung in mehrere Bausteine (Partitioning) 4. Simulation Hardware oder Computer 5. Spezifikation | <ol style="list-style-type: none"> 1. Strukturenberechnung 2. Layout zeichnen 3. Datenaufnahme (Kordinaten) des Layouts 4. Gewinnung einer Kontrollzeichnung 5. Gewinnung eines Steuerbandes für alle Maskenebenen | <ol style="list-style-type: none"> 1. Maskenvorlage 100 : 1 2. Maskenvorlage 10 : 1 3. Muttermasken 1 : 1 mit Vervielfältigung 4. Arbeitsmasken | <ol style="list-style-type: none"> 1. Ablauf siehe Bild 4 <p>Das Endprodukt ist eine Scheibe, auf der eine Vielzahl einzelner Schaltungen (Chips) sich befindet</p> | <ol style="list-style-type: none"> 1. Scheibenprüfung 2. Ritzen u. Brechen 3. Legieren (Kleben) des Chips in das Gehäuse 4. Kontaktieren 5. Bausteinprüfung |
| <p>Rechnerprogramme für Computer Simulation</p> | <p>Autom. Designanlage zur Gewinnung der Kontrollzeichnung und der Steuerbänder für die Maskenherstellgeräte</p> | <p>Rechnergesteuerte Lichtzeichner- oder Maskenschneidegeräte Patterngenerator zur Direktgewinnung von 10 : 1 - Vorlagen. Step- und Repeatkamera zur Vervielfältigung</p> | <p>Diffusionsöfen, Implantationsanlagen, Gelbraum für Fototechnik Aufdampfungen</p> | <p>Computer gesteuerte (programmierte) Testanlagen für Scheiben und Bausteinprüfung Kontaktierautomaten</p> |

Erläuterungen zur Schaltungstechnik

Die MOS-Schaltungstechnik lässt sich in 2 Hauptkategorien einteilen, in die statischen und in die dynamischen. Bild 5 zeigt als Beispiel den statischen Verhältnisinverter. Solange der Treibertransistor T_s mit U_e eingeschaltet ist, wird U_A durch das Widerstandsverhältnis von Lasttransistor T_L und Treiber T_s bestimmt, und es fließt ein Querstrom. Bei der dynamischen Technik wird die Eigenschaft des galvanisch isolierten Gates und damit des sehr hochohmigen Eingangswiderstandes sinnvoll ausgenutzt. Auf der Gatekapazität kann kurzzeitig Information gespeichert werden. Durch Taktung von Treiber und Lasttransistor kann der Energieverbrauch beträchtlich gesenkt und außerdem minimale Transistorstrukturen verwendet werden.

Bild 6 zeigt das Beispiel einer dynamischen Schieberegisterzelle.

Bild 5 Statischer Inverter

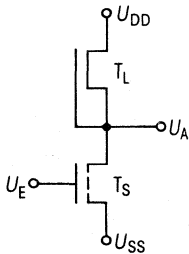
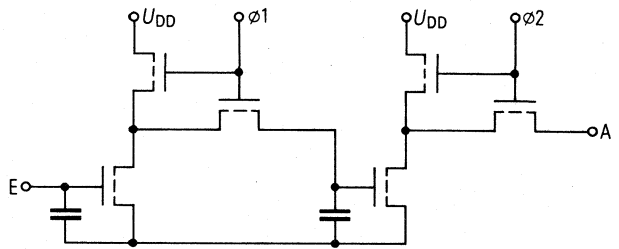


Bild 6 Dynamische Schieberegisterzelle



Schutzmaßnahmen

Wegen der Empfindlichkeit von MOS-Schaltungen gegen statische Aufladungen und Störspannungen sind an den Ein- und Ausgängen wirksame Schutzelemente mitintegriert:

Trotz dieser Schutzmaßnahmen sollte folgendes beachtet werden:

- MOS-Bausteine sollen so lange wie möglich in ihrer Originalverpackung (leitender Schaumstoff) bleiben
- Geräte, Lötkolben, Lötbäder, Arbeitsplatten und Personen sollen sich auf gleichem Potential wie die MOS-Bauteile befinden.
- Vorsicht bei statischer Aufladung durch Kunststoffböden, Synthetic- und Wollkleidung, Sitzgelegenheiten.

Gehäuse

Verwendet wird das teurere Keramikgehäuse für extremere Umweltbedingungen und das preisgünstigste Plastikgehäuse, das heute weitgehendst als Standard eingeführt ist. Beide haben die Dual-In-Line-Form.

1.2 Typenbezeichnungssystem

Hinweise zum Typenschlüssel für integrierte Schaltungen

(Proelectron-Schlüssel)

Die Typenkennzeichnung digitaler integrierter Schaltungen setzt sich folgendermaßen zusammen:

| | | | | |
|------------|----------|--------|------------|----------|
| FZ | H | 10 | 5 | A |
| Serienbez. | Funktion | Nummer | Temperatur | Variante |

Die Serienbezeichnung für digitale Schaltungen wird variiert: FL, FZ, GD, ...

Für digitale Einzeltypen gilt die Serienbezeichnung SA, SB, ... und für Typen, die analoge und digitale Signale verarbeiten, die Bezeichnung UA, UB, ...

Der Funktionsbuchstabe bedeutet:

| | | | |
|---|-----------------------------------|---|--|
| H | Logische Verknüpfung | Q | Speichermatrix |
| J | Folgegesteuerte Logik (statisch) | R | Festwertspeicher |
| K | Monostabile Schaltung | S | Leseverstärker mit digitalem Ausgang |
| L | Pegelumsetzer | Y | Verschiedene Schaltungen außerhalb H bis S |
| N | Folgegesteuerte Logik (dynamisch) | | |

Die Seriennummer ist fortlaufend von 10 ... 99.

Die Variante gibt an, daß diese Schaltung elektrisch oder mechanisch vom Original abweicht.

Die Temperaturkennzahl gibt den Betriebstemperaturbereich an. Sie lautet:

| Kennzahl nach bish. Schlüssel | Temperaturbereich | Kennzahl nach neuem Schlüssel |
|----------------------------------|-------------------|----------------------------------|
| 0 | nicht festgelegt | |
| 1 | 0 bis 70 °C | B |
| 2 | -55 bis 125 °C | C |
| 3 | -10 bis 85 °C | - |
| 4 | +15 bis 55 °C | - |
| 5 | -25 bis 85 °C | E |
| 6 | -40 bis 85 °C | F |
| - | -25 bis 70 °C | D |

1973 wurde der Typenschlüssel für integrierte Schaltungen geändert. Dabei unterscheidet sich die neue Bezeichnung vom bisher gültigen Schlüssel:

- durch die Angabe des Temperaturbereiches mit einem Buchstaben in der Serienbezeichnung
- durch die Verwendung einer bereits eingeführten Typennummer als Seriennummer.

| | | | | |
|-----------|------------|------------|--------|----------|
| Beispiel: | GX | B | 10000 | A |
| | Serienbez. | Temperatur | Nummer | Variante |

Siemens-Bezeichnung

Standardbausteine, die für einen engen Anwendungsbereich bestimmt sind, werden mit S und einer dreistelligen Ziffer bezeichnet.

Typenbezeichnungssystem für integrierte Schaltungen (Neuer Proelectron-Code, angewendet seit 1973)

Der Code besteht aus **drei Buchstaben** und einer **Seriennummer**

Erste zwei Buchstaben

A. Einzelschaltungen

Der **erste Buchstabe** bedeutet:

- S: Einzelne digitale Schaltung
- T: Analoge Schaltung
- U: Gemischte Analog-/Digitalschaltung

Der **zweite Buchstabe** hat keine feste Bedeutung, mit Ausnahme des Buchstabens H, der eine Hybridschaltung bezeichnet.

B. Familienschaltungen

Sind digitale Schaltungen mit aufeinander bezogenen Spezifikationen und sind dafür vorgesehen, miteinander verbunden zu werden.

Die **ersten zwei Buchstaben** kennzeichnen die **Familie**.

Der **dritte Buchstabe** gibt den Temperaturbereich oder ausnahmsweise eine andere Bedeutung an.

- | | |
|---------------------------------------|--|
| A – Kein bestimmter Temperaturbereich | |
| B – 0 bis 70°C | Falls eine Schaltung für einen breiteren Temperaturbereich veröffentlicht ist, aber noch nicht für eine höhere |
| C – -55 bis 125°C | Klassifikation in Betracht kommt, wird der Codebuchstabe für den schmaleren Temperaturbereich verwendet. |
| D – -25 bis 70°C | |
| E – -25 bis 85°C | |
| F – -40 bis 85°C | |

Die **Seriennummer** ist entweder eine 4-Ziffern-Nummer (von PRO ELECTRON gegeben) oder eine Seriennummer (Ziffern und eventuelle Buchstaben) einer bestehenden Firmennummer. Falls die Firmennummer aus weniger als 4 Buchstaben besteht, werden sie vorn mit Nullen (0) aufgefüllt.

Ein **Versionsbuchstabe** kann für die Kennzeichnung einer Variante des Grundtyps angehängt werden. Damit können kleine Änderungen des Grundtyps bzw. des Gehäuses angezeigt werden. Die Versionsbuchstaben haben keine feste Bedeutung, mit Ausnahme des Buchstabens Z: Verbindungen nach Kundenwunsch (Customized Wiring).

Für Gehäusevarianten werden folgende Buchstaben verwendet:

- C – Zylinderförmiges Gehäuse
- D – Dual-in-line Keramik
- F – Flachgehäuse
- P – Dual-in-line Plastik
- Q – Quad-in-line
- U – Nicht in Gehäuse eingebaute Chips

2 Lineare Schaltungen

2.1 Typenübersicht und Anwendungen

Operationsverstärker

| | |
|-------------------|---|
| TAA 762; A; G | Operationsverstärker |
| TAA 765 A; G | Operationsverstärker |
| TCA 332; A; G | Operationsverstärker mit Darlington-Eingang |
| TCA 335 A; G | Operationsverstärker mit Darlington-Eingang |
| TAE 1453 A; G | PNP-Operationsverstärker |
| TAF 1453 A; G | PNP-Operationsverstärker |
| TBA 221 B; G | Operationsverstärker |
| TBA 222; S1; B; G | Operationsverstärker |
| TBB 741 G | Operationsverstärker |

Zweifachoperationsverstärker

| | |
|---------------|---|
| TAA 2762; A | Doppeloperationsverstärker |
| TAA 2765 A | Doppeloperationsverstärker |
| TBC 2332; B | Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang |
| TBE 2335 B | Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang |
| TAE 2453 A; G | Doppel-PNP-Operationsverstärker |
| TAF 2453 A; G | Doppel-PNP-Operationsverstärker |
| TBB 1458 B; G | Doppeloperationsverstärker |

Vierfachoperationsverstärker

| | |
|---------------|---|
| TAA 4762 A | Vierfachoperationsverstärker |
| TAA 4765 A | Vierfachoperationsverstärker |
| TBC 4332 A | Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang |
| TBE 4335 A | Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang |
| TAE 4453 A; G | Vierfach-PNP-Operationsverstärker |
| TAF 4453 A; G | Vierfach-PNP-Operationsverstärker |

Leistungsoperationsverstärker

| | |
|--------------|--------------------------------------|
| ■ TCA 365; H | Leistungsoperationsverstärker |
| ▼ TCA 2365 | Doppel-Leistungsoperationsverstärker |

Komparatoren, Schwellenwertschalter

| | |
|---------------|--|
| TCA 105; B; G | Schwellenwertschalter |
| TCA 312; A; G | Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel |
| TCA 315 A; G | Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel |
| TCA 322; A; G | Komparator TTL-kompatibel |
| TCA 325 A; G | Komparator TTL-kompatibel |
| TCA 345 A; W | Schwellenwertschalter |
| TCA 965 | Fensterdiskriminator |

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

Schaltnetzteile, Spannungsregler

| | |
|----------------|--|
| TDA 4600-2; D | Ansteuer-IC für Schaltnetzteile |
| ▼TDA 4601; D | Ansteuer-IC für Schaltnetzteile |
| TDA 4700; A | Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT) |
| TDA 4718; A | Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT) |
| ▼TDA 4716 A; B | Schaltnetzteil IC (SNT) |
| ▼TDA 4714 A; B | Schaltnetzteil IC (SNT) |

Treiber und Interfaceschaltungen, Leistungstreiber, Pegelumsetzer, Anzeigentreiber, Transistorarrays

| | |
|-------------|--|
| ▼FZL 4141 B | Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung |
| ▼FZL 4145 B | Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung |
| FZH 211 S | Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung |
| FZH 215 S | Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung |
| UAA 170 | LED-Treiber für Leuchtpunktanzeigen |
| UAA 180 | LED-Treiber für Leuchtbandanzeigen |
| SDA 2131 | Statischer LED-Anzeigentreiber mit Dunkeltastung |
| SDA 2014 | Kaskadierbarer LED-Anzeigentreiber |
| TCA 671; G | Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren |
| TCA 871; G | Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren |
| TCA 971 | Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren |
| TCA 991 | Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren |

Thyristor- und Triacsteuerungen

| | |
|---------------|----------------------------------|
| ▼TCA 785 | Phasenanschnittsteuerung |
| TLE 3101 | Phasenanschnittsteuerung |
| TLE 3102 | Phasenanschnittsteuerung |
| TLE 3103 | Phasenanschnittsteuerung |
| TLE 3104 | Phasenanschnittsteuerung |
| S 576 A; B; C | Elektronischer Helligkeitsregler |
| S 576 D | Elektronischer Lichtschalter |

A/D-Wandler

| | |
|-------------|------------------------------|
| ■ SDA 5010 | 6-bit-Analog-Digital-Wandler |
| SDA 6020 | 6-bit-Analog-Digital-Wandler |
| ▼SDA 5200 N | 6-bit-Analog-Digital-Wandler |
| ▼SDA 5200 S | 6-bit-Analog-Digital-Wandler |

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

Zeitgeberschaltungen

| | |
|-------------|----------------------------------|
| SAB 0529; G | Programmierbarer Digitaler Timer |
| SAJ 141 | 1000:1, 100:1, 10:1 Teiler |

Tongebeschaltungen

| | |
|-----------|---------------------|
| SAB 0600 | Dreiklang-Gong |
| SAB 0601 | Einton-Gong |
| SAB 0602 | Zweiton-Gong |
| ▼SAE 0700 | Signalton-Generator |

Fernsteuerungen

| | |
|----------|---|
| SAB 4209 | Infrarot-Fernsteuersystem-Empfänger |
| SDA 2208 | Fernsteuer-Sendebaustein mit IR-Diodentreiber |
| SDA 3206 | Infrarot-Fernsteuersystem-Sender |

IC für professionelle Funkgeräte

| | |
|-------------|---|
| TBB 469 | FM-Empfänger-IC |
| TBB 1469 | FM-Empfänger-IC |
| ▼TBB 2469 G | FM-Empfänger-IC |
| ▼TBB 146 | PLL-Frequenzsynthesizer |
| S 89 | Einstellbarer Teiler für 500 MHz |
| ■S 187 B; C | Digitaler Frequenzaufbereitungsbaustein |
| S 353 | Programmierbare Diodenmatrix |

Ansteuerschaltungen für Motoren

| | |
|---------------|------------------------------------|
| TCA 955; K | Drehzahlregler |
| TLE 4201 A; S | Leistungsbrücke für Motorsteuerung |

ICs für Sensoranwendungen, Näherungsschalter, Hallschaltungen, Lichtsensoren

| | |
|-----------------|--|
| ■TCA 205 A; K | Näherungsschalter |
| ■S 0272 S1; K | Näherungsschalter |
| ▼TCA 305 A; G | Näherungsschalter |
| ▼TCA 355 B; G | Näherungsschalter |
| TFA 1001 W | Fotodiode mit Verstärker |
| ■SAS 231 L; W | Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung |
| ■SAS 241; S4 | Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit dynamischen Ausgängen |
| ■SAS 250 | Magnetische betätigter kontaktloser Schalter für erhöhte Umgebungstemperatur |
| SAS 251; S4; S5 | Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit statischen Ausgängen |
| ■SAS 261; S4 | Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit Freigabeeingang |
| HKZ 101; S | Hall-Magnetgabelschranke |

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

Nichtflüchtige Speicher

| | |
|----------|---|
| SDA 2006 | Nichtflüchtiger Speicher 512-bit-EAROM |
| SDA 2116 | Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-E ² PROM |

Sonstige ICs

| | |
|--------------------|---|
| S 178 A | Video-Impulsgeber |
| S 360 B110; C | 3fach 16-bit-Vor-/Rückwärtszähler mit 8-bit-Datenbus |
| ▼S 360 B114 | Universell programmierbarer Zähler mit Flankenauwerteschaltung |
| S 1531 G | NF-Verstärker für 1 V |
| ▼SLE 43215 P/SH100 | Heizungsregler |

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

2.2 Beispiele Operationsverstärker

Allgemeine Angaben

Vorwort zu Operationsverstärkern

Integrierte Operationsverstärker sind Gleichspannungsverstärker mit einem sehr breiten Anwendungsfeld in der Regelungstechnik, der industriellen Elektronik sowie in der NF-Technik.

Symbolik und Bezeichnungen

Im Schaltsymbol „Operationsverstärker“ werden nur Eingangs- und Ausgangsanschlüsse gezeichnet. Bild 1 zeigt das verwendete Symbol, wobei Anschluß 1 den „invertierenden Eingang“, Anschluß 2 den „nicht invertierenden Eingang“ und Anschluß 3 den Ausgang kennzeichnet. Dabei hat ein positives Signal an 1 ein negatives Signal an 3 zur Folge.

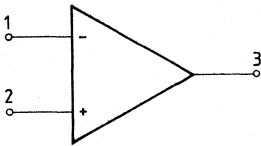


Bild 1

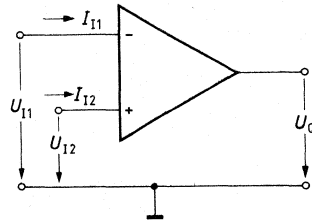


Bild 2

Die Definition der wichtigsten Bezeichnungen, die einen Operationsverstärker im allgemeinen ausreichend charakterisieren, sind im folgenden zusammengestellt. Alle Angaben beziehen sich auf symmetrische Versorgungsspannungen.

a) Eingangs-Null-Spannung (Eingangs-Offset-Spannung) U_{10} ist diejenige Spannungsdifferenz, die an den Eingängen angelegt werden muß, damit der Ausgang auf 0 V liegt (Bild 2).

$$U_{10} = U_{11} - U_{12} \text{ bei } U_a = 0 \text{ und Generatorwiderstand } R_G = 50 \Omega.$$

b) I_I ist der mittlere statische Eingangsstrom, der für die Funktion des OP notwendig ist (Bild 2).

$$I_I = \frac{I_{11} + I_{12}}{2}$$

c) Eingangs-Null-Strom (Eingangs-Offset-Strom) I_{I0S} ist die Differenz der Eingangsströme im Arbeitsbereich. Er kann bei hohem Generatorwiderstand störend wirken (Bild 2).

d) Leerlauf (-Spannungs) Verstärkung V_{U0} ist die Verstärkung ohne Gegenkopplung (Bild 3).

$$V_{U0} = \frac{U_a}{U_I}$$

e) Gleichtaktverstärkung V gibt die Verstärkung eines an beiden Eingängen gleichphasig eingespeisten Signals an (Bild 4).

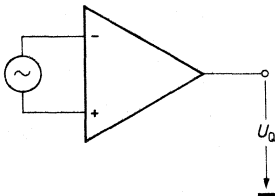


Bild 3

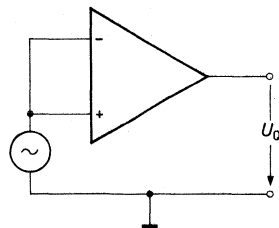
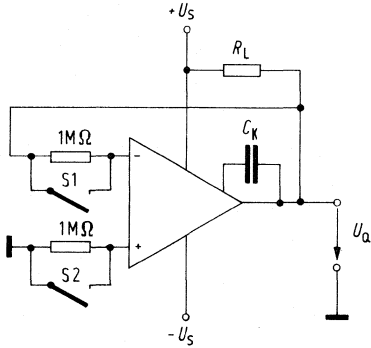


Bild 4

Allgemeine Angaben

Prüfschaltungen für Operationsverstärker

Eingangsstrom, Eingangsnullstrom



S1 offen – S2 geschlossen:

$$I_{I-} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

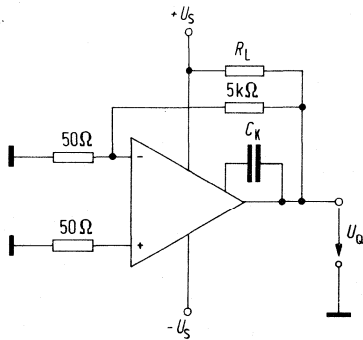
S2 offen – S1 geschlossen:

$$I_{I+} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

S1 + S2 offen:

$$I_{I0} \approx \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

Eingangsnullspannung



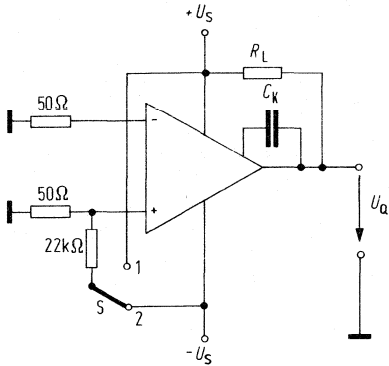
$$-U_{I0} = U_{Q0} / V_{U0}$$

$$V_{U0} = 100$$

$$-U_{I0} = \frac{U_{Q0}}{100}$$

Allgemeine Angaben

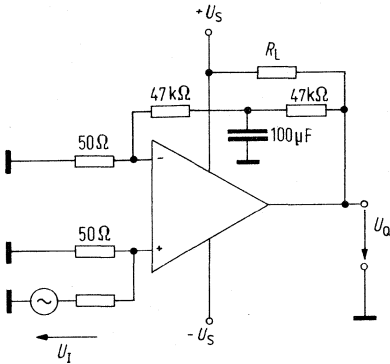
Ausgangsspannung, Aussteuerfähigkeit



S in Stellung 1: $U_Q = U_{QL}$

S in Stellung 2: $U_Q = U_{Q0}$

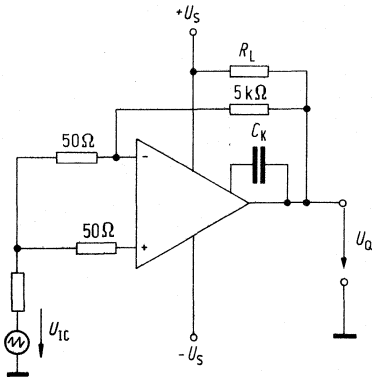
Leerlaufspannungsverstärkung bei $f = 1$ kHz



$$V_{U0} = 20 \lg \frac{U_Q}{U_1} [\text{dB}]$$

Allgemeine Angaben

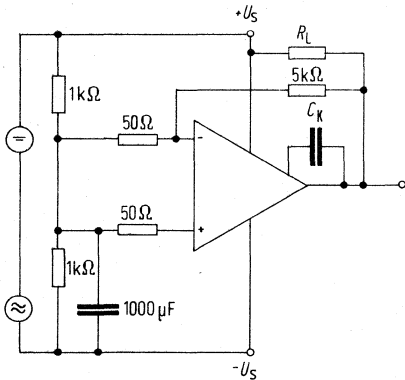
Gleichtaktunterdrückung



$$V_{UC} = \frac{\Delta U_Q}{\Delta U_{IC}}$$

$$k_{CMR} = 20 \lg \frac{V_{U0}}{V_{UC}} \text{ [dB]}$$

Betriebsspannungsunterdrückung



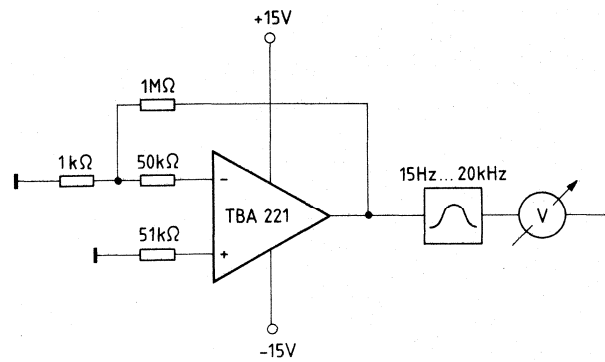
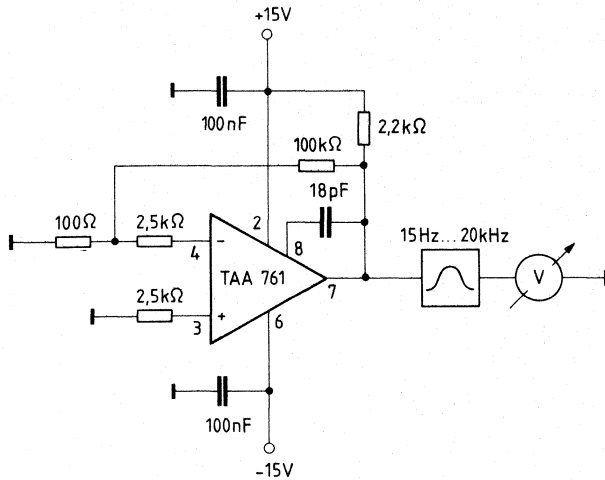
$$\frac{\Delta U_{I0}}{\Delta U_S} = \frac{\Delta U_Q}{100 \cdot \Delta U_S}$$

Allgemeine Angaben

Rauschspannung nach DIN 45 405

Psophometer U 2033 (Fa. Siemens)

Stellung: Geräuschspannung, Bewertung Spitze/Null



Allgemeine Angaben

Zusammenhang von max. Anstiegsgeschwindigkeit (Slew-Rate S) und Sinus-Aussteuerbarkeit bei höheren Frequenzen (Leistungsbandbreite f_p)

Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit eines Operationsverstärkers wird durch die Umladung eines Kondensators in der Schaltung bestimmt.

Für einen Kondensator gilt:

$$\text{die Ladung } Q = C \cdot U \text{ bzw. } Q = \int I \cdot dt$$

Die Änderung der Spannung am Kondensator erfolgt entsprechend:

$$\Delta U / \Delta t \approx du/dt = I/C$$

Bei gegebenem Strom ist eine schnellere Umladung des Kondensators nicht möglich. Diese maximale Umladegeschwindigkeit ist für Operationsverstärker als Faktor

S in $V/\mu s$ angegeben.

Übliche Werte liegen in der Größenordnung von 0,3 bis 20 $V/\mu s$.

Die maximal unverzerrt übertragene Frequenz eines Sinussignals wird bestimmt durch die maximale Anstiegsgeschwindigkeit im Nulldurchgang ($f = 0$).

Das Sinussignal der Amplitude U_{QS} und der Kreisfrequenz ω ($= 2 \pi f$) hat eine Anstiegsgeschwindigkeit, die durch die erste Ableitung dieser Funktion beschrieben wird:

$$\begin{aligned} \text{Signal:} & \quad U_q = U_{QS} \cdot \sin(\omega t) \\ \text{erste Ableitung:} & \quad du_q/dt = U_{QS} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{für } t = 0: & \quad \cos(\omega t) = 1 \\ \text{daher:} & \quad du_q/dt_{\max} = U_{QS} \cdot \omega \cdot 1 = U_{QS} \cdot 2 \pi f \end{aligned}$$

Dieser Wert muß für eine verzerrungsfreie Aussteuerung kleiner/gleich der maximalen Anstiegsgeschwindigkeit des Operationsverstärkers sein.

$$S \geq U_{QS} \cdot 2 \pi f$$

$$\text{daraus folgt:} \quad f_p = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot U_{QS}} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot U_{Q\text{eff}}}$$

$$U_{Q\text{eff}} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot f_p}$$

Allgemeine Angaben

Beispiel 1: $S = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ ($\cong 500\,000 \text{ V/s}$)

$$U_{\text{Qeff}} = 10 \text{ V}$$

$$f_p = \frac{500\,000}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot 10} = 5,62 \text{ kHz}$$

Soll ein 10-kHz-Signal übertragen werden, so ist dies verzerrungsfrei bis effektiv 5,62 V möglich.

Beispiel 2: $S = 10 \text{ V}/\mu\text{s}$

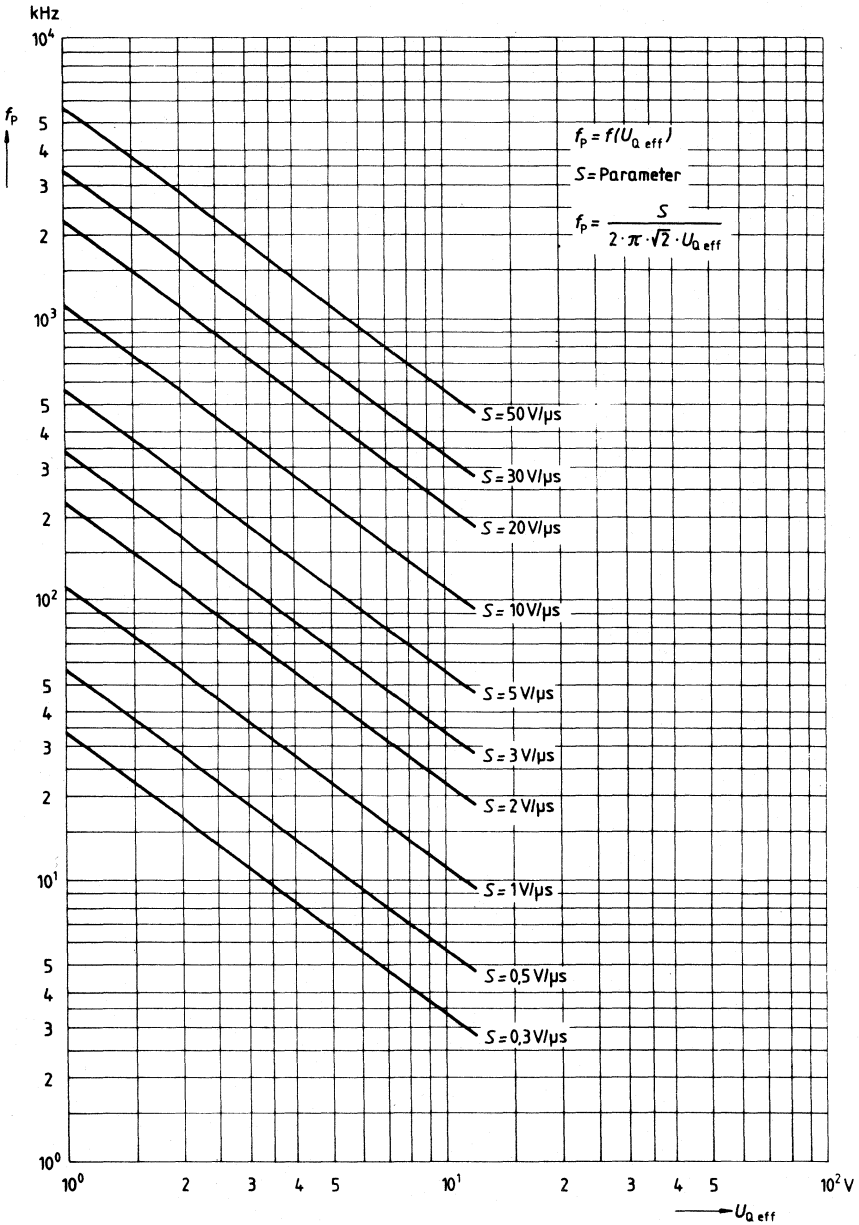
$$U_{\text{Qeff}} = 10 \text{ V}$$

$$f_p = 112 \text{ kHz}$$

Die Bandbreite kann natürlich nicht (wie lt. Rechnung möglich) unendlich werden. Zusätzlich gilt die Begrenzung durch die Kleinsignal-Grenzfrequenz (f_T).

Allgemeine Angaben

Slewrate und Leistungsbandbreite

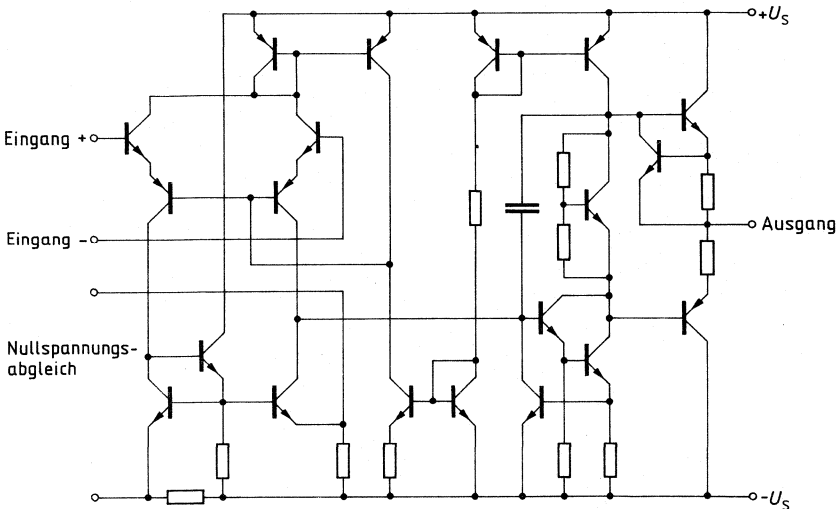


| Typ | Gehäuse | Farbkennzeichnung |
|------------|---------------------|-------------------|
| TBA 221 B | DIP 8 | — |
| TBA 221 G | ähnl. SO-8 | braun/braun |
| TBA 222 | 5 G 8 (ähnl. TO-99) | — |
| TBA 222 B | DIP 8 | — |
| TBA 222 G | ähnl. SO-8 | braun/weiß |
| TBA 222 S1 | 5 G 8 (ähnl. TO-99) | — |
| TBB 741 G | ähnl. SO-8 | blau/braun |

Diese Operationsverstärker sind gegen $+U_S$, $-U_S$ und 0 kurzschlußfest. Die Eingangsnullspannung kann sehr einfach kompensiert werden. Durch die interne Frequenzkompensation ist der externe Bauteileaufwand gering. Die Verstärkungsabsenkung um 6 dB pro Oktave ergibt eine sehr gute Stabilität.

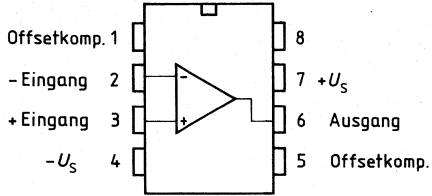
- Einfache Handhabung
- Große Eingangsdifferenzspannung
- Kurzschlußfest
- Hohe Spannungsverstärkung
- Hohe Betriebsspannung
- Großer Temperaturbereich (TBA 222)

Schaltbild

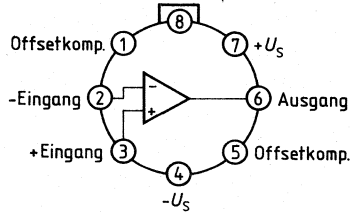


Anschlußanordnungen

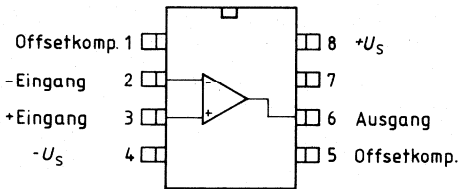
TBA 221 B, TBA 222 B



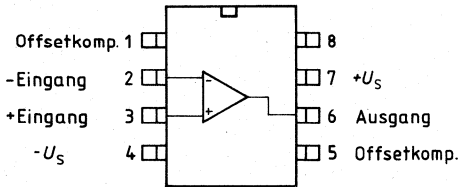
TBA 222, TBA 222 S1



TBA 221 G, TBA 222 G



TBB 741 G



Grenzdaten

| | | TBA 221 TBB 741 | TBA 222 | |
|--|-------------|----------------------------|----------------|-----|
| Speisespannung | | ± 18 | ± 22 | V |
| Eingangsspannung: $U_S = \pm 4$ bis ± 15 V | U_S | $\pm U_S$ | $\pm U_S$ | V |
| | U_I | ± 15 | ± 15 | V |
| | U_{ID} | ± 30 | ± 30 | V |
| Differenzeingangsspannung | t_z | ∞ | ∞ | |
| Kurzschlußdauer ¹⁾ | T_s | –55 bis 125 | –65 bis 150 | °C |
| Lagertemperatur | T_j | 150 | 150 | °C |
| Sperrschichttemperatur | | | | |
| Wärmewiderstand | | | | |
| (System-Gehäuse) TBA 222; S1 | R_{thSG} | | 55 | K/W |
| (System-Umgebung) TBA 222; S1 | R_{thS^U} | | 165 | K/W |
| TBA 221 B/222 B | R_{thS^U} | 100 | | K/W |
| TBA 221 G/222 G | R_{thS^U} | 200 | | K/W |
| TBB 741 G | R_{thS^U} | 200 | | K/W |

Funktionsbereich

| | | | | |
|--------------------------------|----------|----------------------|----------------------|----|
| Speisespannung | U_S | ± 4 bis ± 18 | ± 4 bis ± 22 | V |
| Umgebungstemperatur im Betrieb | T_{II} | 0 bis 70 | –55 bis 125 | °C |

1) Kurzschluß kann gegen $+U_S$, $-U_S$ oder 0 erfolgen, dabei dürfen die Grenzdaten wie T_j nicht überschritten werden.

Kenndaten

$U_S = \pm 15 \text{ V}$

| | $T_U = 25^\circ \text{C}$ | | | $T_U = 0^\circ \text{C}$ bis 70°C | | |
|--|---------------------------|------|----------|---|------|------------------------|
| | min | typ | max | min | max | |
| Eingangsnulspannung ($R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$) | U_{I0} | -6 | 6 | -7,5 | 7,5 | mV |
| Einstellbereich der Eingangsnulspannung | U_{I0} | 6 | ± 15 | -6 | | mV |
| Eingangsnulstrom | I_{I0} | -200 | ± 20 | 200 | -300 | nA |
| Eingangsstrom | I_I | | 80 | 500 | 800 | nA |
| Stromaufnahme | I_S | | 1,7 | 2,8 | 2,8 | mA |
| positiver Ausgangs- kurzschlußstrom | I_{QS+} | 15 | 20 | 25 | | mA |
| negativer Ausgangs- kurzschlußstrom | I_{QS-} | -25 | -20 | -15 | | mA |
| Eingangswiderstand | R_I | 300 | 2000 | | | $\text{k}\Omega$ |
| Eingangskapazität | C_I | | 1,4 | | | pF |
| Ausgangswiderstand | R_Q | | 75 | | | Ω |
| Ausgangsspannung ($R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$) | U_{QSS} | 13 | ± 14 | -12,5 | | V |
| ($R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$) | U_{QSS} | 11 | ± 13 | -11 | | V |
| Eingangsgleichtakt- Spannungsbereich | U_{IC} | 12 | ± 13 | -12 | | V |
| Spannungsverstärkung ($U_{QSS} = \pm 10 \text{ V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$) | V_{U0} | 86 | 100 | | 84 | dB |
| Gleichtaktunterdrückung ($R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$) | K_{CMR} | 70 | 90 | | | dB |
| Betriebsspannungs- unterdrückung | K_{SVR} | | 30 | 150 | | $\mu\text{V}/\text{V}$ |
| Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U = 1$ | | | | | | |
| Anstiegszeit ($U_I = 20 \text{ mV}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = < 100 \text{ pF}$) | t_r | | 0,3 | | | μs |
| Überschwingen | | | 5 | | | % |
| Anstiegsgeschwindigkeit*) ($R_L \leq 2 \text{ k}\Omega$) | S | | 0,5 | | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| Temperaturkoeffizient der U_{I0} | α_{UI0} | | 3 | | | $\mu\text{V}/\text{K}$ |
| Temperaturkoeffizient des I_{I0} | α_{II0} | | 0,4 | | | nA/K |

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

Kenndaten

$U_s = \pm 15 \text{ V}$

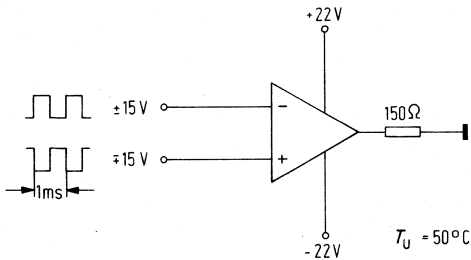
| | $T_U = 25^\circ\text{C}$ | | | $T_U = -55$ bis 125°C | | |
|--|--------------------------|------|----------|--|------|------------------------|
| | min | typ | max | min | max | |
| Eingangsnulspannung ($R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$) | U_{I0} | -4 | 4 | -5,5 | 5,5 | mV |
| Einstellbereich der Eingangsnulspannung | U_{I0} | 6 | ± 15 | -6 | | mV |
| Eingangsnulstrom | I_{I0} | -100 | ± 20 | 100 | -400 | nA |
| Eingangsstrom | I_I | | 80 | 350 | 1200 | nA |
| Stromaufnahme | I_S | | 1,7 | 2,8 | 2,8 | mA |
| positiver Ausgangs- kurzschlußstrom | I_{QS+} | 15 | 20 | 25 | | mA |
| negativer Ausgangs- kurzschlußstrom | I_{QS-} | -25 | -20 | -15 | | mA |
| Eingangswiderstand | R_I | 300 | 2000 | | | $\text{k}\Omega$ |
| Eingangskapazität | C_I | | 1,4 | | | pF |
| Ausgangswiderstand | R_Q | | 75 | | | Ω |
| Ausgangsspannung ($R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$) | U_{QSS} | 13 | ± 14 | -12,5 | | V |
| ($R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$) | U_{QSS} | 11 | ± 13 | -11 | | V |
| Eingangsgleichtakt- Spannungsbereich | U_{IC} | 12 | ± 13 | -12 | | V |
| Spannungsverstärkung ($U_{QSS} = \pm 10 \text{ V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$) | V_{U0} | 94 | 106 | | 88 | dB |
| Gleichtaktunterdrückung ($R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$) | K_{CMR} | 80 | 90 | | | dB |
| Betriebsspannungs- unterdrückung | k_{SVR} | | 30 | 100 | | $\mu\text{V}/\text{V}$ |
| Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U = 1$ | | | | | | |
| Anstiegszeit ($U_I = 20 \text{ mV}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = < 100 \text{ pF}$) | t_r | | 0,3 | | | μs |
| Überschwingen | | | 5 | | | % |
| Anstiegsgeschwindigkeit*) ($R_L \leq 2 \text{ k}\Omega$) | S | | 0,5 | | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| Temperaturkoeffizient der U_{I0} | α_{UI0} | | 3 | | | $\mu\text{V}/\text{K}$ |
| Temperaturkoeffizient des I_{I0} | α_{II0} | | 0,4 | | | nA/K |

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

TBA 222 S1 ähnlich dem TBA 222 jedoch mit besonderen Qualitätsmerkmalen.

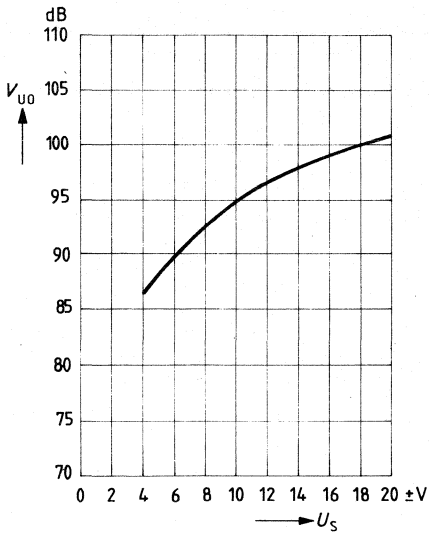
1. 72 Stunden elektrisch vorgealtert bei $T_U = 50^\circ\text{C}$, $U_S \pm 22\text{ V}$ entsprechend der angegebenen Schaltung
2. Rauschen $< 5\ \mu\text{Vs}$ entsprechend DIN 45 405

Schaltung, Voralterung für TBA 222 S1



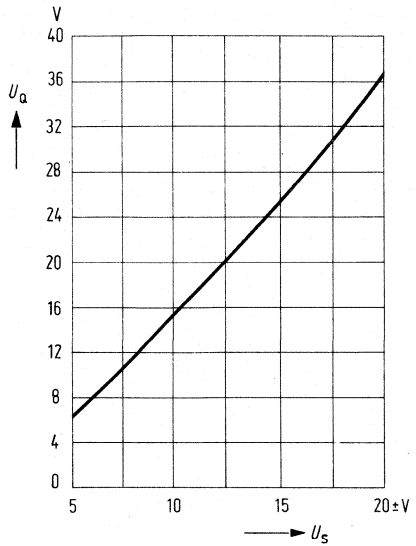
Leerlaufspannungsverstärkung

$V_{U0} = f(U_S)$



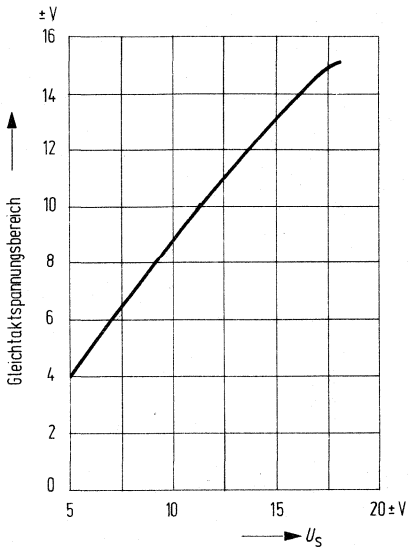
Ausgangsspannung $U_O = f(U_S)$

$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$

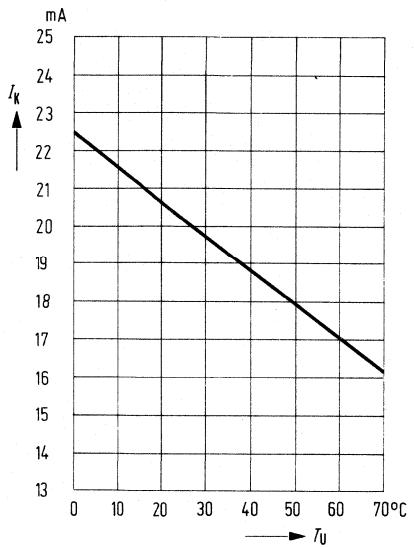


Gleichtaktspannungsbereich = $f(U_S)$

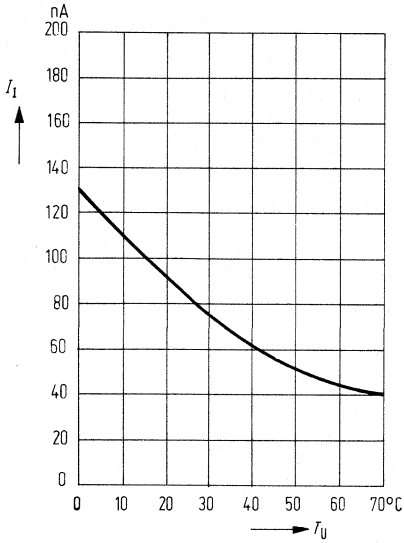
$R_L = 2 \text{ k}\Omega$



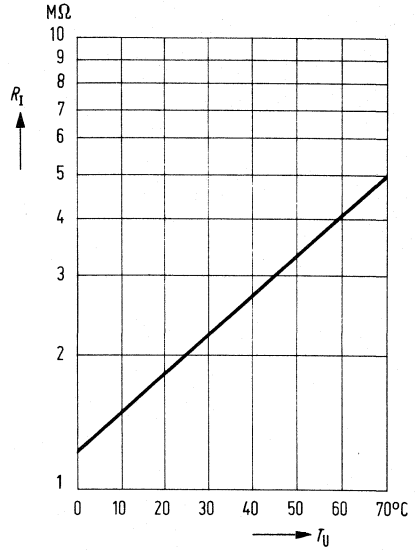
Kurzschlußstrom $I_K = f(T_U)$



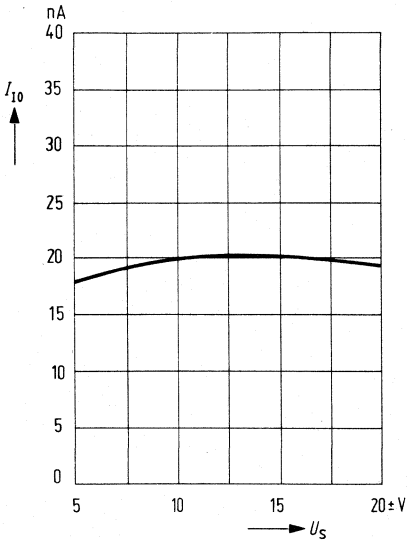
Eingangsstrom $I_1 = f(T_U)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



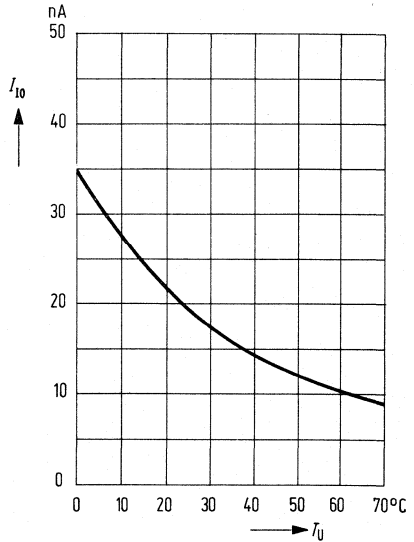
Eingangswiderstand $R_1 = f(T_U)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



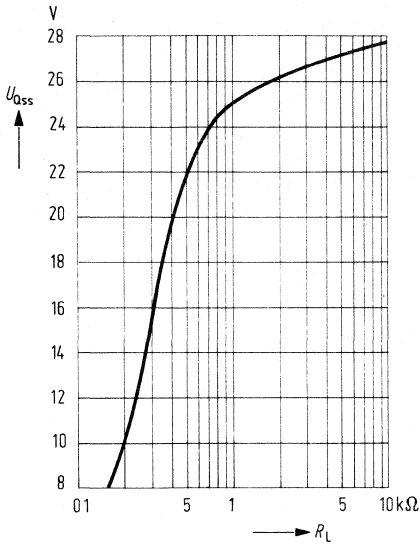
Eingangsnullstrom $I_{10} = f(U_S)$



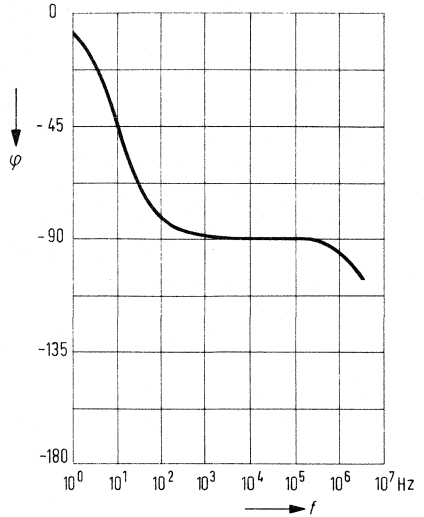
Eingangsnullstrom $I_{10} = f(T_U)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



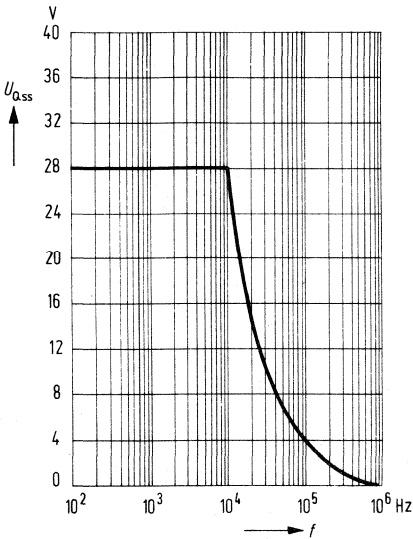
Ausgangsspannung $U_{QSS} = f(R_L)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



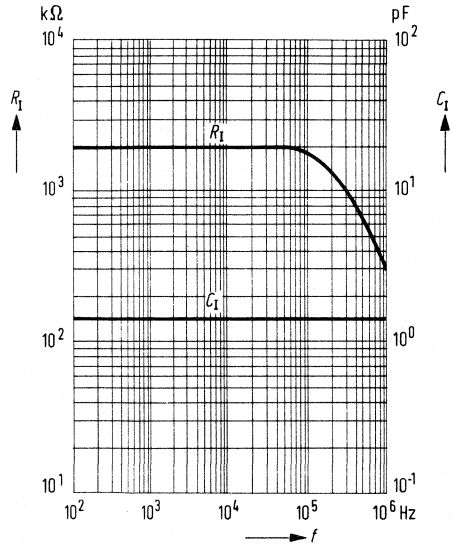
Phasengang der Leerlaufverstärkung $\varphi = f(f)$; $U_S = \pm 15 \text{ V}$



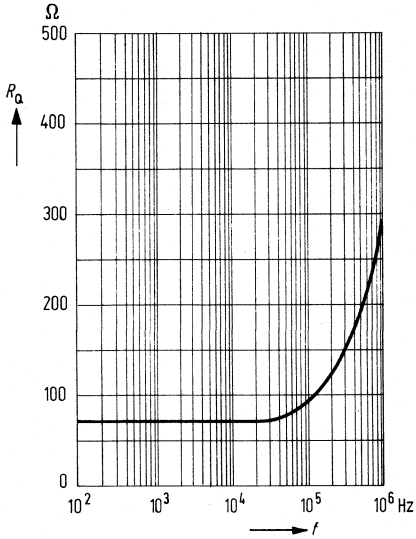
Ausgangsspannung $U_{QSS} = f(f)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$; $R_L = 10 \text{ k}\Omega$



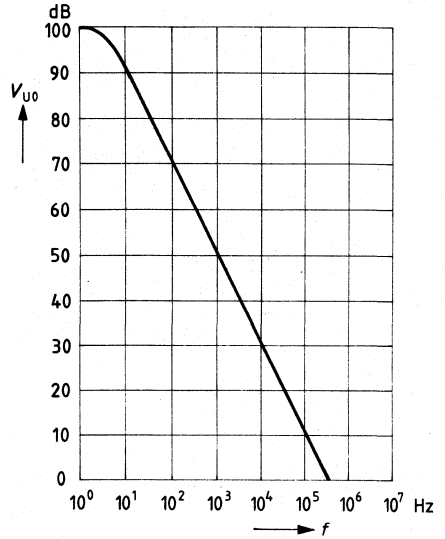
Eingangswiderstand $R_1 = f(f)$
Eingangskapazität $C_1 = f(f)$



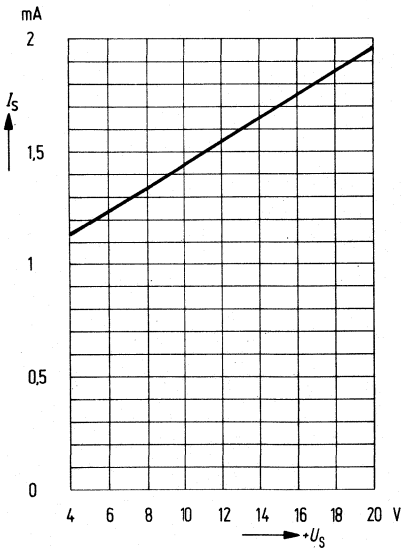
Ausgangswiderstand $R_Q = f(f)$



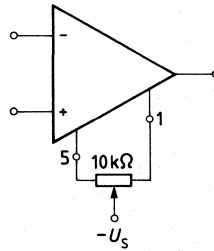
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{UO} = f(f)$



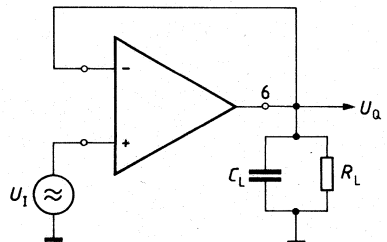
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



Nullspannungsabgleich:



Einschwingverhalten:



3 Schaltungen für die Unterhaltungselektronik

Schaltungen für die Unterhaltungselektronik gliedern sich in die Produktgruppen „spezielle Fernseherschaltungen“, „spezielle Rundfunkschaltungen“ und „universell einsetzbare Schaltungen“.

3.1 Typenübersicht und Anwendungen

Spezielle Fernseherschaltungen (Typen nach Anwendungen geordnet)

Tuner

TUA 2000 VHF-Tuner IS
TUA 2000-2 VHF-Tuner IS

Teiler

SDA 2101 Frequenzteiler 1 : 64 mit Vorverstärker
SDA 2201 Frequenzteiler 1 : 64 mit Verstärker
SDA 2301 Umschaltbarer Teiler 1 : 64 mit Vorverstärker
SDA 4040 UHF/VHF-Teiler 1 : 256 mit Vorverstärker
SDA 4041 UHF/VHF-Teiler 1 : 256 mit Vorverstärker
SDA 4042 Frequenzteiler 1 : 256 mit Vorverstärker

Bild-ZF-Bausteine

TBA 1440 G Video-ZF-Schaltung für Schwarz/Weiß und Farbfernsehgeräte
TBA 1441 Video-ZF-Schaltung für Schwarz/Weiß und Farbfernsehgeräte
TDA 2440 Video-ZF-Schaltung für Schwarz/Weiß und Farbfernsehgeräte
TDA 2441 Video-ZF-Schaltung für Schwarz/Weiß und Farbfernsehgeräte
TDA 4260 AFC-IS mit programmierbarem Stromhub
TDA 5400 Bild-ZF-Schaltung mit AFC
TDA 5410 Bild-ZF-Schaltung mit AFC
TDA 5430 Bild-ZF mit 30-V-AFC
TDA 5500 Video-ZF-Schaltung mit VCR-Anschluß
TDA 5510 Video-ZF-Schaltung mit VCR-Anschluß
TDA 5610-2 Bild-ZF mit AFC
TDA 5611-2 Bild-ZF mit AFC
TDA 5800 Bild-ZF-Schaltung mit AFC und VCR-Anschluß
TDA 5820 Bild-ZF-Schaltung mit AFC für CCIR und französische Norm
TDA 5821 Bild-ZF mit AFC für CCIR und französische Norm
TDA 5850 VCR-Zusatzbaustein für französische Norm (Peri-Buchse)
TDA 6000 Bild-ZF mit Synchrondemodulation
TDA 6010 Bild-ZF mit Synchrondemodulation

Quasi-Parallelton

TDA 2840 Quasi-Parallelton-IS
TDA 4281 T Quasi-Parallelton-IS mit FM-ZF mit symmetrischem Eingang
TDA 4282 T Quasi-Parallelton-IS mit FM-ZF, symmetrischem Eingang und Lautstärkenregelung

TV-Stereoton

| | |
|----------|---|
| TDA 4940 | FM-ZF-Verstärker mit Pilotton-Auswertung für TV-Stereoanwendung |
| TDA 4941 | TV-Stereo-Matrix mit Kopfhörer und VCR-Anschluß |
| TDA 4942 | TV-Stereo-Matrix mit Tonbandanschluß |
| TDA 4944 | TV-Stereo-Matrix mit VCR-Anschluß |

Ton-Teil-ZF-Verstärker

| | |
|------------|--|
| TBA 120 | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| TBA 120 A | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| TBA 120 S | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| TBA 120 AS | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| TBA 120 T | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| TBA 120 U | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| TBA 128 | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| TDA 1048 G | Geregelter AM-Verstärker mit Demodulator und NF-Lautstärksteller |
| TDA 2048 | Geregelter AM-Verstärker für französische Ton-ZF-Norm |

Farbsignalverarbeitung in Fernsehempfängern

| | |
|----------|---|
| TDA 2522 | Synchrondemodulator-Kombination für PAL-Farbfernsehempfänger |
| TDA 2530 | RGB-Schaltung für Farbfernsehempfänger |
| TDA 2560 | Leuchtdichte und Farbart-Kombination für PAL-Farbfernsehempfänger |
| TDA 5620 | PAL-Farbdekoder |
| TDA 5630 | SECAM-Farbdekoder |

Ein-Chip-Mikrorechner-Familie

| | |
|----------|--|
| SDA 2010 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2020 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2030 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2110 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 3010 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 3110 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |

Siemens Digitale Abstimmssysteme SDA 210, SDA 220, SDA 230 für Fernseh Anwendungen

| | |
|------------|---|
| SDA 2101 | Frequenzteiler 1 : 64 mit Vorverstärker |
| SDA 2201 | Frequenzteiler 1 : 64 mit Vorverstärker |
| SDA 2301 | Umschaltbarer Teiler 1 : 64 mit Vorverstärker |
| SDA 2002 | PLL-Baustein |
| SDA 2112-2 | PLL-Baustein |
| SDA 3002 | Fernseh-PLL |
| SDA 2010 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2020 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2030 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2131 | Statischer LED-Anzeigentreiber mit Dunkelastung |
| SDA 2005 | Einblendbaustein |
| SDA 2006 | Nichtflüchtiger Speicher 512-bit-EAROM |
| SDA 2116 | Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-E ² PROM |
| SDA 2008 | Infrarot-Fernsteuersystem-Sender |
| TDA 4050 B | Infrarot-Vorverstärker |

Siemens Digitales Abstimmssystem SIECON 21 M für TV-Kabelkonverter

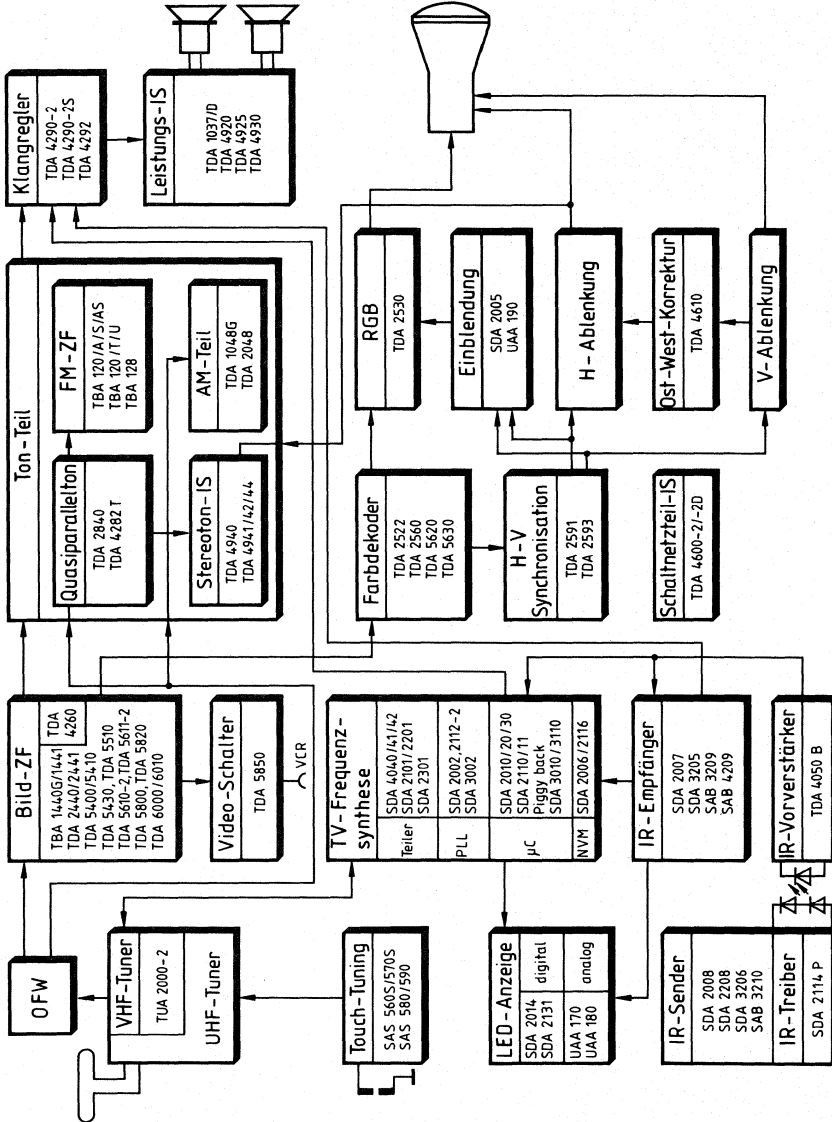
| | |
|------------|--|
| SDA 2101 | Frequenzteiler 1 : 64 mit Vorverstärker |
| SDA 2112-2 | PLL-Baustein |
| SDA 2110 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2008 | Infrarot-Fernsteuersystem-Sender |
| TDA 4050 B | Infrarot-Vorverstärker |

Funktionsbausteine

| | |
|-------------|---|
| TDA 4600-2 | Ansteuer-IS für Schaltnetzteile |
| TDA 4600-2D | Ansteuer-IS für Schaltnetzteile |
| TDA 4610 | Ost/West-Korrekturschaltung |
| TDA 2000 | Stereo-Entzerrverstärker, Signalquellenschalter und NF-Regler |
| TDA 2591 | Horizontalkombination für Fernsehempfänger |
| TDA 2593 | Horizontalkombination mit verbessertem Sandcastle-Impuls für Fernsehempfänger |
| UAA 190 | IS zur Anzeige der Abstimmspannung im Fernsehbild |

Typenübersicht

Spezielle Fernsehschaltungen



Spezielle Rundfunkschaltungen (Typen nach Anwendungen geordnet)

Tuner

| | |
|----------|--------------|
| TUA 1001 | UKW-Tuner-IS |
| S 042 E | Mischer |
| S 042 P | Mischer |

ZF-Teil

| | |
|------------|---|
| S 041 E | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| S 041 P | FM-ZF-Verstärker mit Demodulator |
| TCA 440 | AM-Empfängerschaltung |
| TDA 1046 | AM-Empfängerschaltung mit Demodulator |
| TDA 1047 | FM-ZF-Verstärkerschaltung mit Demodulator |
| TDA 4001 | AM-Empfängerschaltung mit Demodulator |
| TDA 4100 | AM-FM-Kombi-IS für Rundfunkgeräte |
| TDA 4150 | Suchlauf-Baustein für Rundfunk |
| TDA 4200-2 | FM-ZF-Schaltung für Autoradio |

Stereodekoder

| | |
|------------|---|
| TCA 4500 A | Stereodekoder |
| TCA 4510 | PLL-Stereodekoder für niedrige Betriebsspannungen |
| TCA 4511 | PLL-Stereodekoder |

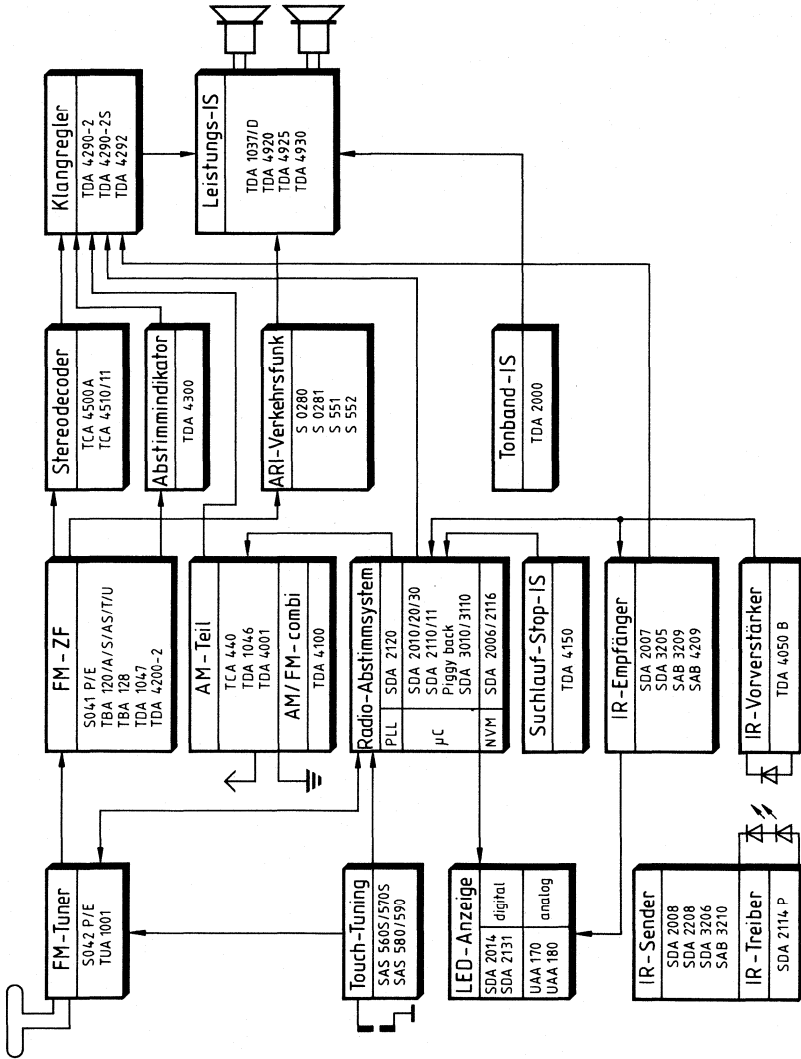
Siemens Radio Tuning System (Frequenzsynthese)

| | |
|----------|---|
| SDA 2120 | 120-MHz-Rundfunk-PLL |
| SDA 2010 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2110 | Anwendungsspezifischer Ein-Chip-Mikrorechner |
| SDA 2131 | Statischer LED-Anzeigentreiber mit Dunkelastung |
| SDA 2006 | Nichtflüchtiger Speicher 512-bit-EAROM |
| SDA 2116 | Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-E ² PROM |

Abstimmindikator

| | |
|----------|------------------|
| TDA 4300 | Abstimmindikator |
|----------|------------------|

Spezielle Rundfunkschaltungen



Universell einsetzbare Schaltungen

Fernsteuerungen

| | |
|------------|---|
| SAB 3209 | Infrarot-Fernsteuersystem-Empfänger (3 Analogfunktionen) |
| SAB 3210 | Infrarot-Fernsteuersystem-Sender |
| SAB 4209 | Infrarot-Fernsteuersystem-Empfänger (4 Analogfunktionen) |
| SDA 2007 | Infrarot-Fernbedienungsempfänger |
| SDA 2008 | Infrarot-Fernbedienungssystem-Sender |
| SDA 2114 P | Infrarot-Diodentreiber mit Einschalttransistor für PMOS-Ansteuerung |
| SDA 2208 | Fernsteuer-Sendebaustein mit IR-Diodentreiber |

NF-Leistungsverstärker

| | |
|------------|---|
| TDA 1037 | NF-Leistungsverstärker-IS mit thermischer Sicherung |
| TDA 1037 D | NF-Leistungsverstärker-IS mit thermischer Sicherung |
| TDA 4920 | Stereo/Brücken NF-Verstärker |
| TDA 4925 | Stereo/Brücken NF-Verstärker |
| TDA 4930 | Stereo/Brücken NF-Verstärker |

Mono- und Stereo-Klangregler

| | |
|-------------|---|
| TDA 4290-2 | Klangregler |
| TDA 4290-2S | Klangregler |
| TDA 4292 | Stereo-Klangregler mit Basisverbreiterung |

Schalter

| | |
|-----------|---|
| SAS 560 S | Schaltverstärker für 4 Berührungstasten |
| SAS 570 S | Schaltverstärker für 4 Berührungstasten |
| SAS 580 | Schaltverstärker für 4 Berührungstasten |
| SAS 590 | Schaltverstärker für 4 Berührungstasten |

LED-Zeilen-Ansteuerung

| | |
|---------|-------------------------------------|
| UAA 170 | LED-Treiber für Leuchtpunktanzeigen |
| UAA 180 | LED-Treiber für Leuchtbandanzeigen |

3.2 Beispiele für spezielle Fernschaltungen

FM-ZF-Verstärker mit Demodulator

TBA 120
TBA 120 A

Bipolare Schaltung

Symmetrischer, sechsstufiger Verstärker mit symmetrischem Koinzidenzdemodulator zur Verstärkung, Begrenzung und Demodulation von frequenzmodulierten Signalen. Besonders geeignet für Rundfunkempfänger und Ton-ZF-Teil in Fernsehgeräten. Die Schaltungen sind als Begrenzerverstärker, als gesteuerte Demodulatoren bzw. Modulatoren oder Mischer mit guter Unterdrückung der Eingangsfrequenzen verwendbar.

- Gute Begrenzungseigenschaften
- Großer Betriebsspannungsbereich (5 bis 15 V)
- Kleiner äußerer Schaltungsaufwand (z. B. an Siebkondensatoren)

| Typ | Gehäusebauform |
|-----------|----------------|
| TBA 120 | DIP 14 |
| TBA 120 A | QIP 14 |

Grenzdaten

| | | | |
|-----------------------------------|--------------|-------------|-----|
| Speisespannung | U_S | 15 | V |
| Sperrschichttemperatur | T_j | 150 | °C |
| Wärmewiderstand (System-Umgebung) | $R_{th\ SU}$ | 90 | K/W |
| Lagertemperatur | T_s | −40 bis 125 | °C |

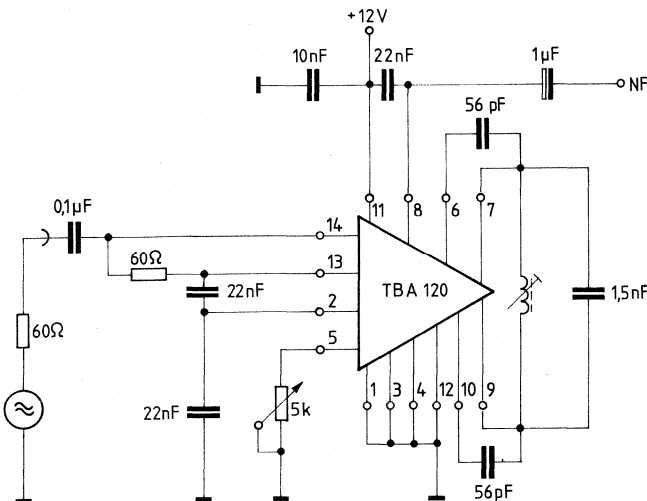
Funktionsbereich

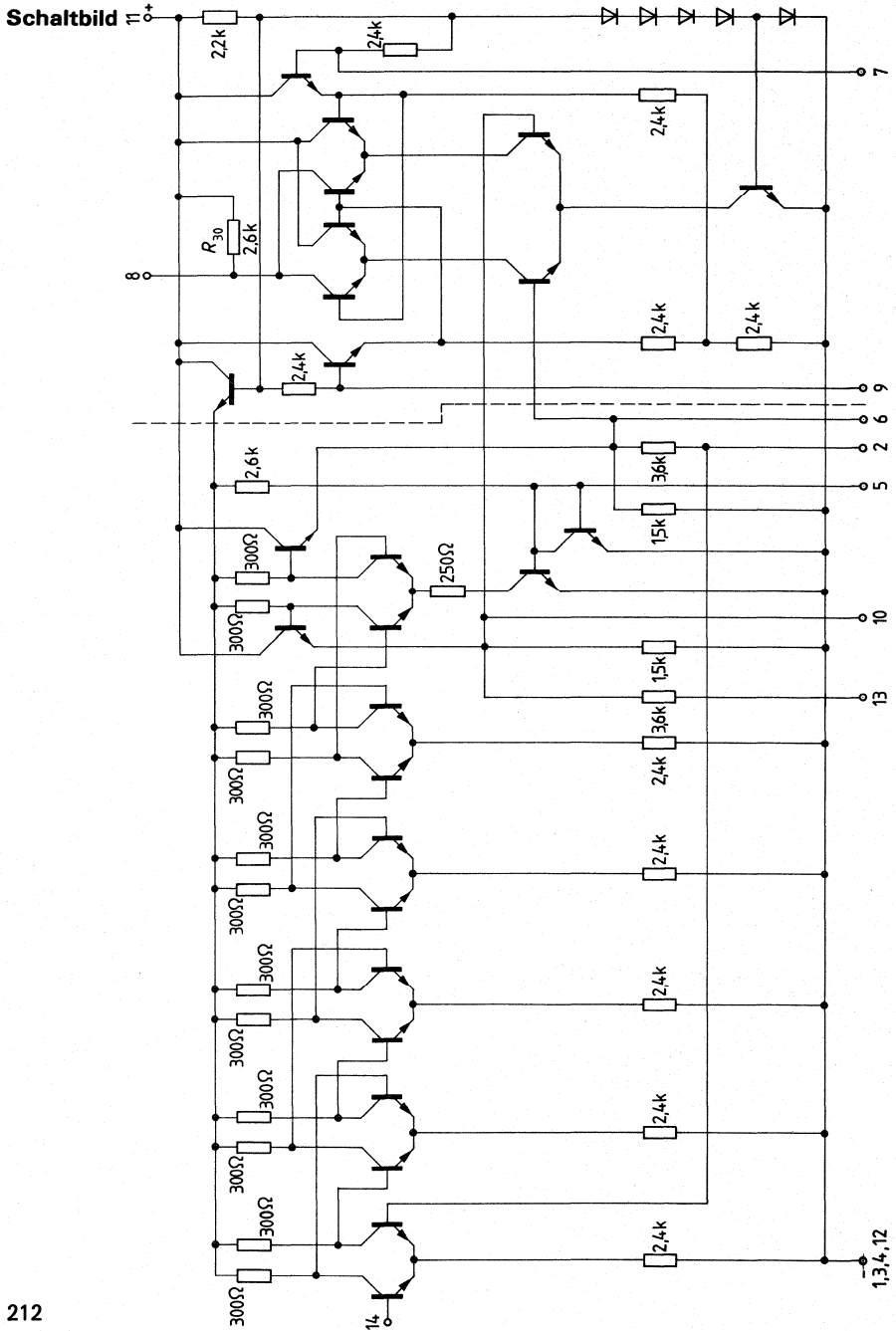
| | | | |
|--------------------------------|-------|------------|-----|
| Speisespannung | U_S | 5 bis 15 | V |
| Umgebungstemperatur im Betrieb | T_U | −15 bis 70 | °C |
| Frequenz | f | 0 bis 35 | MHz |

Kenndaten ($T_U = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $U_S = 12\text{ V}$, $Q_B \approx 45$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$)

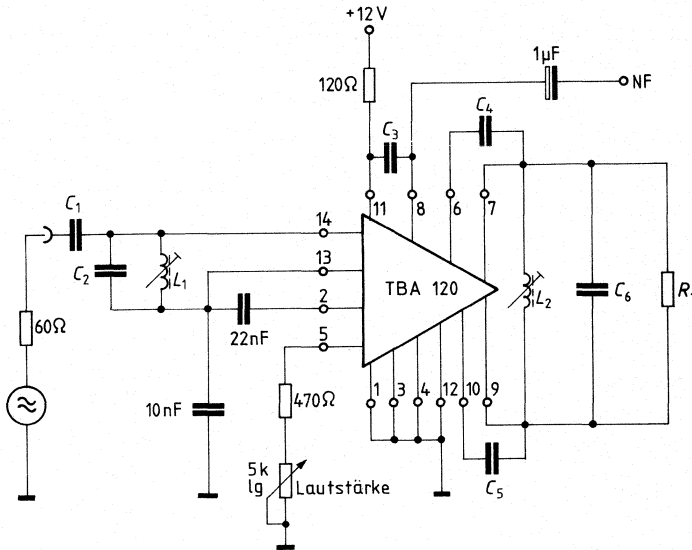
| | min | typ | max | |
|--|------|---------|------|----------------|
| Stromaufnahme | | | | |
| ZF-Spannungsverstärkung | | | | |
| ($f_Z = 5,5\text{ MHz}$) | | | | |
| ZF-Ausgangsspannung bei Begrenzung je Ausgang | | | | |
| $U_{\text{NF-Ausgangsspannung}}$ | | | | mV |
| ($f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 25\text{ kHz}$, $U_i = 10\text{ mV}$) | | | | |
| $U_{\text{NF-Ausgangsspannung}}$ | | | | V |
| ($f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$, $U_i = 10\text{ mV}$) | | | | |
| Klirrfaktor ($f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 25\text{ kHz}$, $U_i = 10\text{ mV}$) | | | | % |
| Eingangsspannung für Begrenzungseinsatz ($f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$) | | | | μV |
| Eingangsimpedanz $f_Z = 5,5\text{ MHz}$ | | | | k Ω /pF |
| $f_Z = 10,7\text{ MHz}$ | | | | k Ω /pF |
| Ausgangswiderstand | | | | k Ω |
| Ausgangswiderstand | | | | k Ω |
| Regelhub der Lautstärkeregelung | | | | dB |
| Gleichspannungsanteil des Ausgangssignals ($U_i = 0$) | | | | V |
| AM-Unterdrückung ($f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $U_i = 10\text{ mV}$, $m = 30\%$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$) | | | | dB |
| I_S | 12,5 | 16,5 | 20,5 | mA |
| V_U | | 60 | | dB |
| $U_{6\text{ss}}; U_{10\text{ss}}$ | | 240 | | mV |
| $U_{q8\text{ eff}}$ | 0,6 | 0,85 | | V |
| $U_{q8\text{ eff}}$ | 1,2 | 1,7 | | V |
| k | | 1,8 | 3 | % |
| $U_{i\text{ Begr}}$ | | 50 | 100 | μV |
| $Z_{i\ 5,5}$ | | 15/7,8 | | k Ω /pF |
| $Z_{i\ 10,7}$ | | 7,2/6,2 | | k Ω /pF |
| $R_{q\ 7-9}$ | | 4,8 | | k Ω |
| $R_{q\ 8}$ | 1,9 | 2,6 | 3,3 | k Ω |
| $\frac{U_{\text{NF max}}}{U_{\text{NF min}}}$ | | 60 | | dB |
| U_8 | 6,1 | 7,3 | 8,6 | V |
| a_{AM} | | 55 | | dB |

Meßschaltung





Anwendungsschaltung

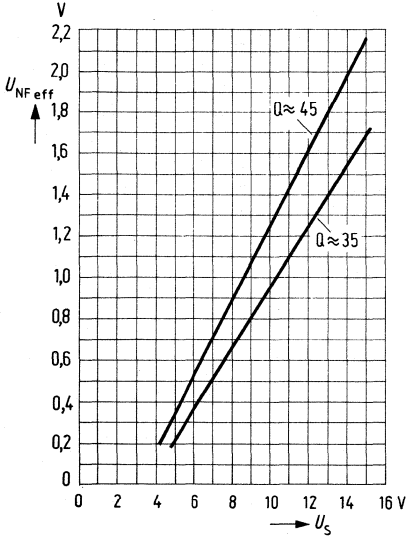


Bauelementedaten für verschiedene Anwendungen

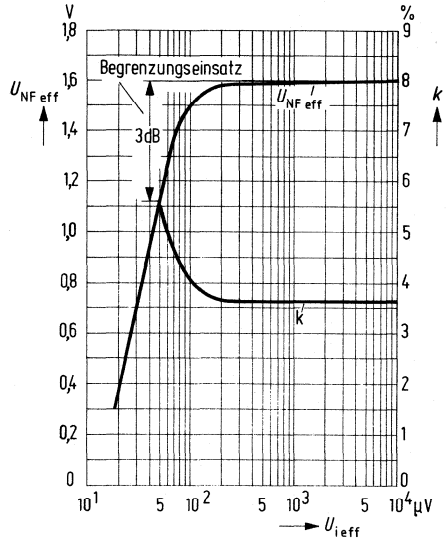
| | Ton-ZF in FS-Geräten | | FM-ZF in Rundfunkgeräten | |
|-------|----------------------|--|--------------------------|-----------------|
| | 5,5 MHz | | 10,7 MHz Mono | 10,7 MHz Stereo |
| C_1 | 47 pF | | 27 pF | 47 pF |
| C_2 | 220 pF | | 120 pF | 150 pF |
| C_3 | 22 nF | | 22 nF | 470 pF |
| C_4 | 56 pF | | 27 pF | 30 pF |
| C_5 | 56 pF | | 27 pF | 30 pF |
| C_6 | 1,5 nF | | 470 pF | 330 pF |
| L_1 | 20 Wdg. | | 20 Wdg. | 15 Wdg. |
| L_2 | 8 Wdg. | | 8 Wdg. | 12 Wdg. |
| R_1 | ∞ | | ∞ | 1 k |

Eine kapazitive Abblockung der Speisespannungszuführung am Anschluß 11 ist entbehrlich. Der Kondensator 22 nF zwischen Anschluß 8 und 11 bildet zusammen mit dem integrierten Widerstand R_{30} die Deemphasis und kann bei Bedarf verkleinert werden. Der Höckerabstand der S-Kurve wird mit der Güte des Phasenschieberkreises eingestellt. Der Nulldurchgang entspricht der Resonanzfrequenz. Die beiden gleichgroßen Koppelkondensatoren zwischen den Anschlüssen 6 und 7 bzw. 9 und 10 werden zweckmäßig so bemessen, daß je ca. 250 mV_{ss} am Schwingkreis bei Resonanz stehen.

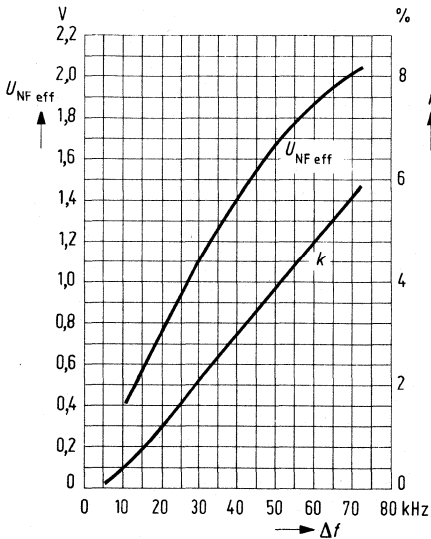
NF-Ausgangsspannung $U_{NF\text{ eff}} = f(U_S)$
 $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$,
 $U_{i\text{ eff}} = 10\text{ mV}$



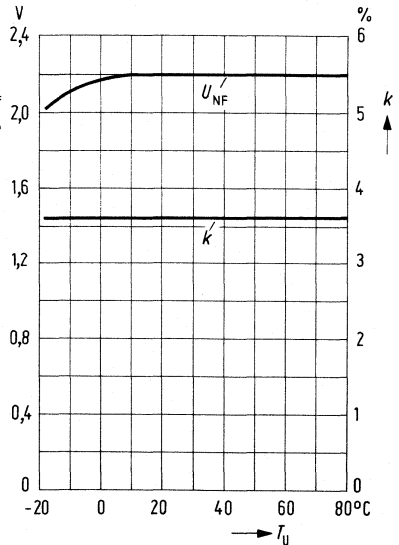
NF-Ausgangsspannung $U_{NF\text{ eff}} = f(U_{i\text{ eff}})$
Klirrfaktor $k = f(U_{i\text{ eff}})$
 $U_S = 12\text{ V}$, $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$,
 $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $Q_B \approx 45$



NF-Ausgangsspannung $U_{NF\text{ eff}} = f(\Delta f)$
Klirrfaktor $k = f(\Delta f)$
 $U_S = 12\text{ V}$, $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$,
 $U_{i\text{ eff}} = 10\text{ mV}$, $Q_B \approx 45$

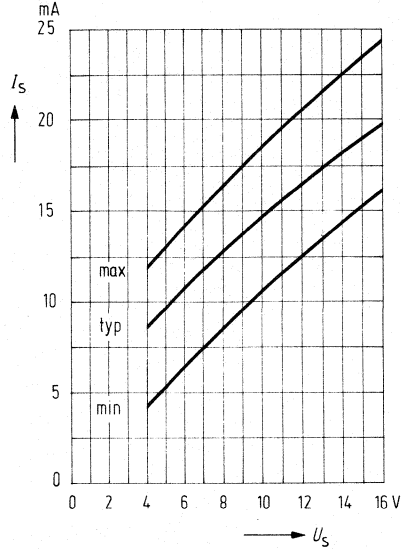
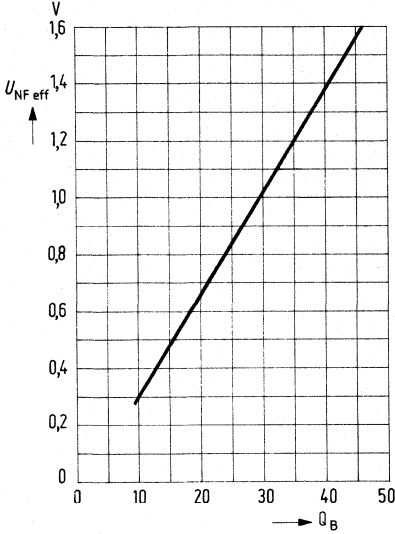


NF-Ausgangsspannung $U_{NF\text{ eff}} = f(T_U)$
Klirrfaktor $k = f(T_U)$
 $U_S = 15\text{ V}$, $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$,
 $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $U_{i\text{ eff}} = 10\text{ mV}$, $Q_B \approx 45$



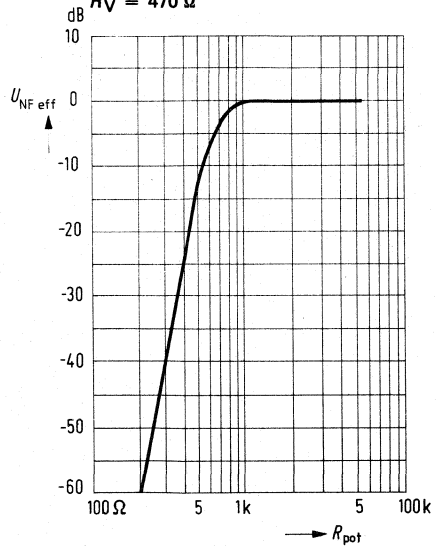
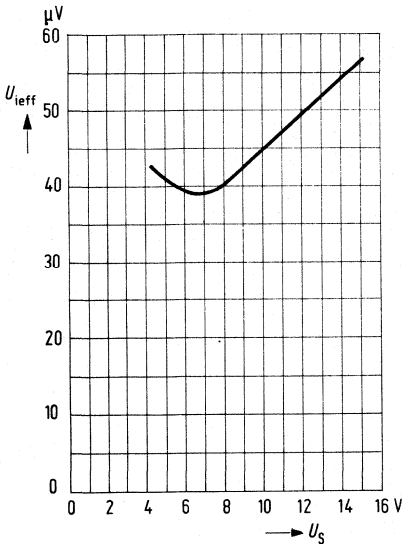
NF-Ausgangsspannung $U_{NF\text{ eff}} = f(Q_B)$
 $U_S = 12\text{ V}$, $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$,
 $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $U_{NF\text{ eff}} = 10\text{ mV}$

Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$

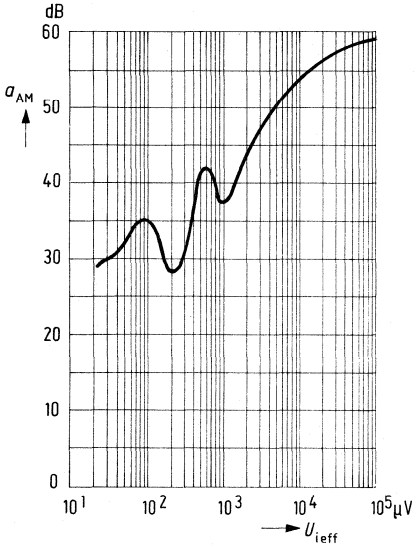


Begrenzungseinsatz $U_{i\text{ eff}} = f(U_S)$
 $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$,
 $Q_B \approx 45$

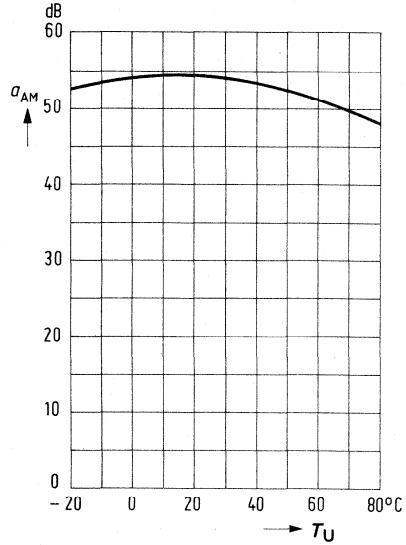
Lautstärkeregelung $U_{NF\text{ eff}} = f(R_{\text{Pot}})$
 $U_S = 12\text{ V}$, $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$,
 $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $U_{i\text{ eff}} = 10\text{ mV}$, $Q_B \approx 45$,
 $R_V = 470\ \Omega$



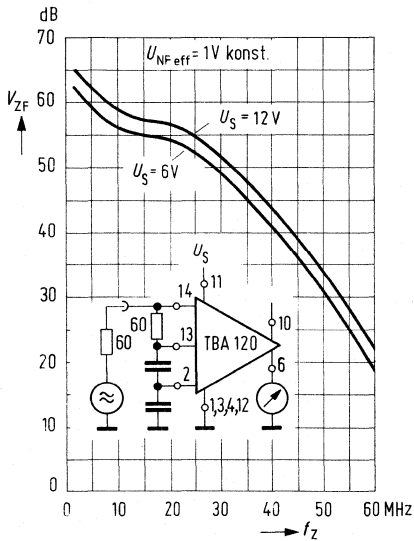
AM-Unterdrückung $a_{AM} = f(U_{i\text{eff}})$
 $U_S = 12\text{ V}$, $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$,
 $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $m = 30\%$, $Q_B \approx 45$



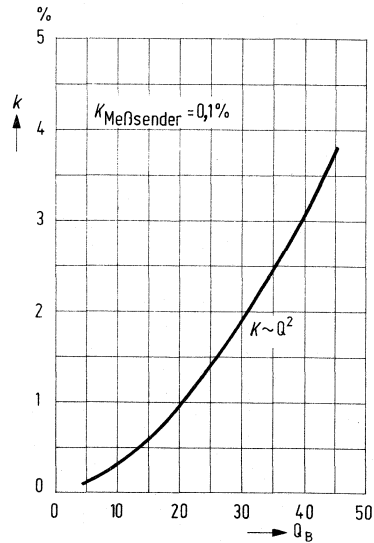
AM-Unterdrückung $a_{AM} = f(T_U)$
 $U_S = 12\text{ V}$, $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$,
 $m = 30\%$, $U_{i\text{eff}} = 10\text{ mV}$, $Q_B \approx 45$



ZF-Verstärkung $V_{ZF} = f(f_Z)$



Klirrfaktor $k = f(Q_B)$
 $U_S = 12\text{ V}$, $f_Z = 5,5\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$,
 $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $U_{i\text{eff}} = 10\text{ mV}$



3.3 Beispiele für universell einsetzbare Schaltungen

NF-Leistungsverstärker-IS mit thermischer Sicherung

TDA 1037
TDA 1037 D

Bipolare Schaltung

NF-Leistungsverstärker für den Einsatz in Geräten der Unterhaltungselektronik. Der große Betriebsspannungsbereich ermöglicht vielseitigen Einsatz. Der Verstärker arbeitet im Gegentakt-B-Betrieb und wird im SIP 9-Gehäuse und im DIP 18-Gehäuse geliefert. Die eingebaute Sicherung schützt die IS vor thermischer Überlastung.

- Großer Betriebsspannungsbereich 4 V bis 28 V
- Hohe Ausgangsleistung bis 8 W
- Großer Ausgangsstrom bis 2,5 A
- Einfache Montage

| Typ | Gehäusebauform |
|------------|----------------|
| TDA 1037 | SIP 9 |
| TDA 1037 D | DIP 18 |

Grenzdaten

| | | | | |
|--|----------------------|-------------|-------------|-----|
| Speisepannung | $R_L \geq 16 \Omega$ | U_S | 30 | V |
| | $R_L \geq 8 \Omega$ | U_S | 24 | V |
| | $R_L \geq 4 \Omega$ | U_S | 20 | V |
| Ausgangsspitzenstrom (nicht periodisch) | | I_q | 3,5 | A |
| Ausgangsstrom (periodisch) | | I_q | 2,5 | A |
| Sperrschichttemperatur*) | | T_j | 150 | °C |
| Lagertemperatur | | T_s | -40 bis 125 | °C |
| SIP 9 Gehäuse: | | | | |
| Wärmewiderstand (Sperrschicht — Gehäuse) | | $R_{th JG}$ | 12 | K/W |
| Wärmewiderstand (System — Umgebung) | | $R_{th SU}$ | 70 | K/W |
| DIP 18 Gehäuse: | | | | |
| Wärmewiderstand (Sperrschicht — Gehäuse) | | $R_{th JG}$ | 35 | K/W |
| Wärmewiderstand (System — Umgebung) | | $R_{th SU}$ | 70 | K/W |

Funktionsbereich

| | | | | |
|--------------------------------|--|-------|------------|----|
| Speisespannung | | U_6 | 4 bis 28 | V |
| Umgebungstemperatur im Betrieb | | T_U | -25 bis 85 | °C |

*) Darf auch als Augenblickswert nicht überschritten werden.

Kenndaten

bezogen auf Meßschaltung

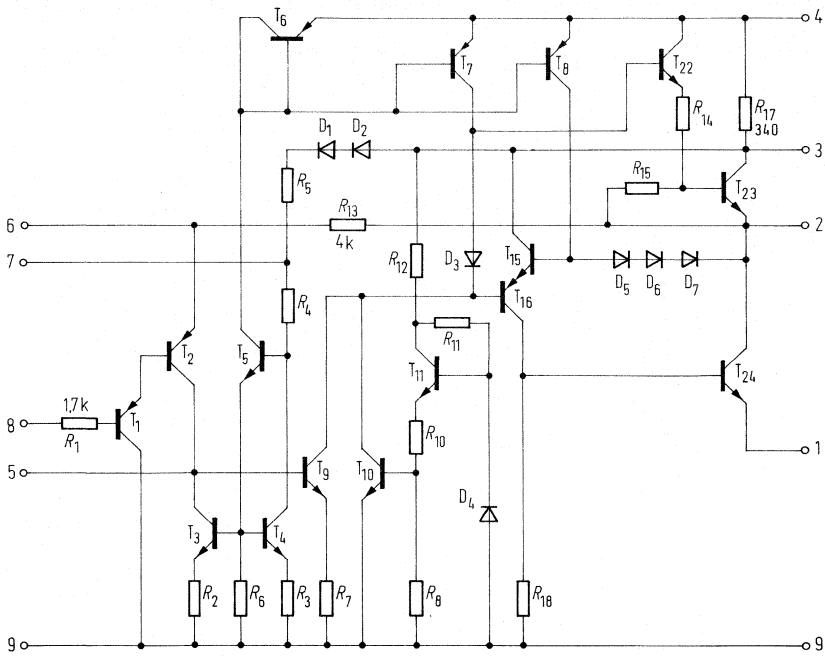
1. $U_S = 12 \text{ V}$; $R_L = 4 \Omega$; $C_1 = 1000 \mu\text{F}$; $f_i = 1 \text{ kHz}$; $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

| | | min | typ | max | |
|---|-------------|-----|-----|-------|-----------------|
| Ausgangsruhespannung | U_{2q} | 5,4 | 6,0 | 6,6 | V |
| Ruhestromaufnahme | I_{3+I_4} | | 12 | 20 | mA |
| Eingangsgleichstrom | I_{8i} | | 0,4 | 4 | μA |
| Ausgangsleistung $k = 1\%$ | P_q | 2,5 | 3,5 | | W |
| $k = 10\%$ | P_q | 3,5 | 4,5 | | W |
| Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung | V_U | 37 | 40 | 43 | dB |
| Leerlaufspannungsverstärkung | V_{U0} | | 80 | | dB |
| Klirrfaktor ($P_q = 0,05$ bis $2,5 \text{ W}$) | k | | 0,2 | | % |
| Rauschspannung bezogen auf Eingang ($f_i = 3 \text{ Hz}$ bis 20 kHz) | U_R | | 3,8 | 10 | μV_S |
| Fremdspannung nach DIN 45405 bezogen auf den Eingang | U_N | | 2,5 | | μV |
| Netzbrummunterdrückung ($f = 100 \text{ Hz}$) | K_{SVR} | | 48 | | dB |
| Frequenzbereich (-3 dB) | | | | | |
| $C_4 = 560 \text{ pF}$ | f | 40 | | 20000 | Hz |
| $C_4 = 1000 \text{ pF}$ | f | 40 | | 10000 | Hz |
| Eingangswiderstand | R_{8i} | 1 | 5 | | M Ω |

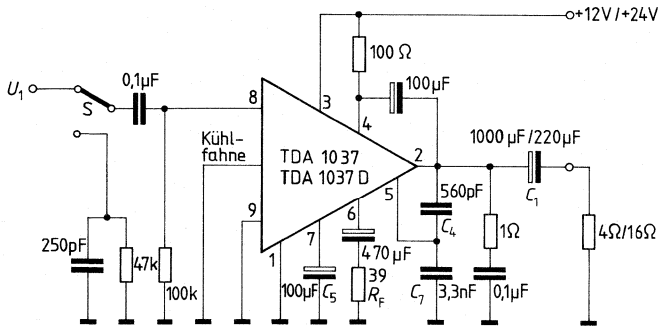
2. $U_S = 24 \text{ V}$; $R_L = 16 \Omega$; $C_1 = 220 \mu\text{F}$; $f_i = 1 \text{ kHz}$; $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

| | | | | | |
|---|-------------|-----|-----|-------|-----------------|
| Ausgangsruhespannung | U_{2q} | 11 | 12 | 13 | V |
| Ruhestromaufnahme | I_{3+I_4} | | 18 | 30 | mA |
| Eingangsgleichstrom | I_{8i} | | 0,8 | 8 | μA |
| Ausgangsleistung $k = 1\%$ | P_q | | 3,5 | | W |
| $k = 10\%$ | P_q | 4,5 | 5,0 | | W |
| Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung | V_U | 37 | 40 | 43 | dB |
| Leerlaufspannungsverstärkung | V_{U0} | | 80 | | dB |
| Klirrfaktor ($P_q = 0,05$ bis 3 W) | k | | 0,2 | 0,5 | % |
| Rauschspannung bezogen auf Eingang ($f_i = 3 \text{ Hz}$ bis 20 kHz) | U_R | | 5 | 15 | μV_S |
| Fremdspannung nach DIN 45405 bezogen auf den Eingang | U_N | | 3,8 | | μV |
| Netzbrummunterdrückung ($f = 100 \text{ Hz}$) | K_{SVR} | | 40 | | dB |
| Frequenzbereich (-3 dB) | | | | | |
| $C_4 = 560 \text{ pF}$ | f | 40 | | 20000 | Hz |
| $C_4 = 1000 \text{ pF}$ | f | 40 | | 10000 | Hz |
| Eingangswiderstand | R_{8i} | 1 | 5 | | M Ω |

Schaltbild

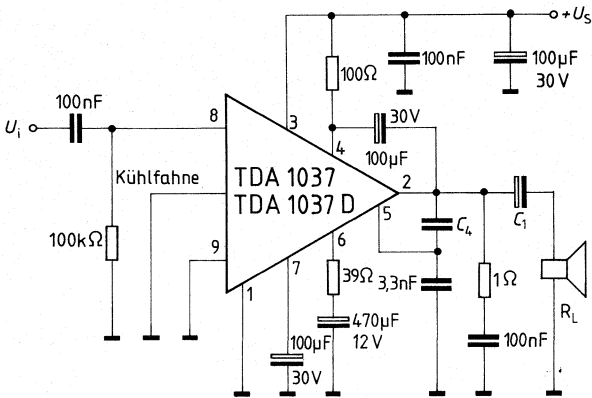


Meßschaltung



S geschlossen für Rauschmessung

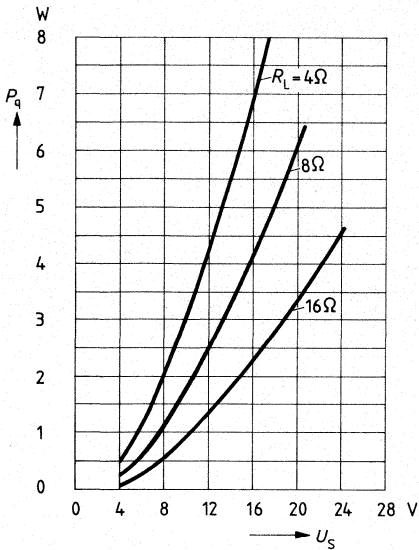
Anwendungsschaltung



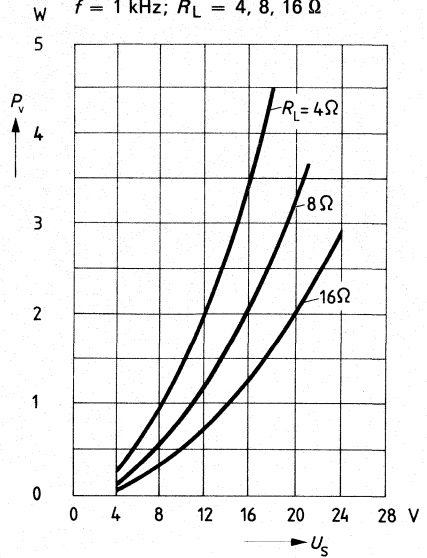
| | | | |
|-------|---------|--------|--------|
| U_S | 12 V | 18 V | 24 V |
| R_L | 4 Ω | 8 Ω | 16 Ω |
| C_1 | 1000 μF | 470 μF | 220 μF |

| | | |
|------------|---------|--------|
| f_{\max} | 10 kHz | 20 kHz |
| C_4 | 1000 pF | 560 pF |

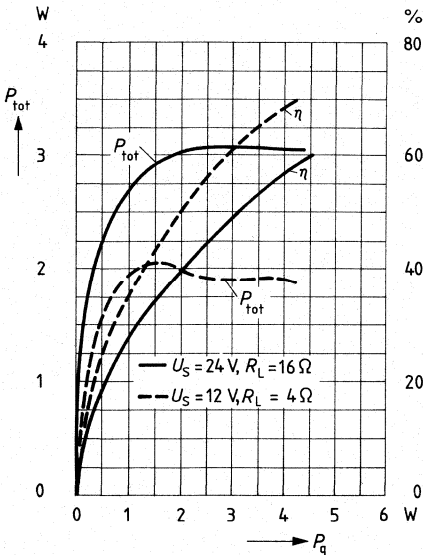
Ausgangsleistung $P_q = f(U_S)$
 $k = 10\%$; $R_L = 4, 8, 16 \Omega$; $f = 1 \text{ kHz}$



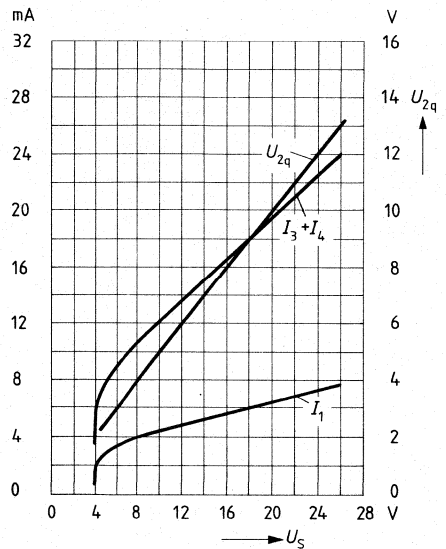
Max. Verlustleistung $P_v = f(U_S)$
 bei sinusförmiger Ansteuerung
 $f = 1 \text{ kHz}$; $R_L = 4, 8, 16 \Omega$



Gesamtverlustleistung P_{tot} .
Wirkungsgrad $\eta = f(P_q)$
 $k = 10\%$; $f = 1 \text{ kHz}$



Ruhestromaufnahme, Ruhestrom
der Ausgangstransistoren
Ausgangsruhespannung = $f(U_S)$

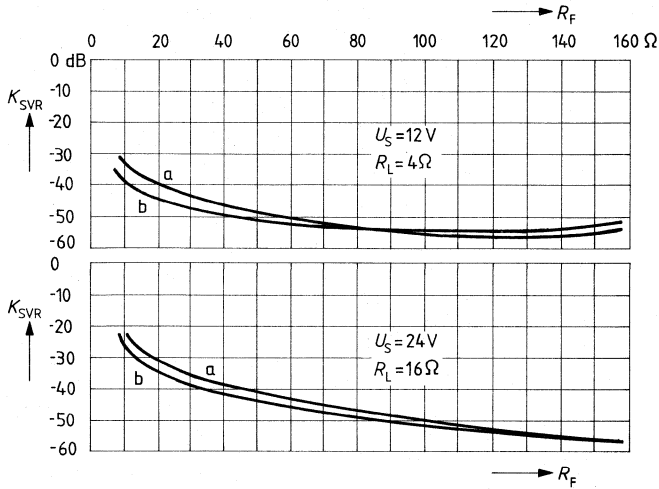


Netzbrummunterdrückung = f (Widerstand R_F)

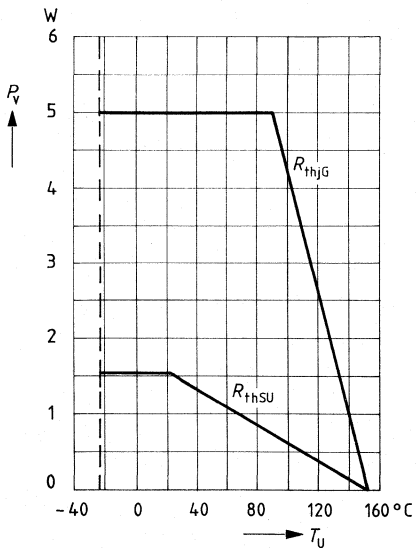
$f_{Br} = 100 \text{ Hz}$; $C_5 = 100 \mu\text{F}$

a: Eingang kurzgeschlossen

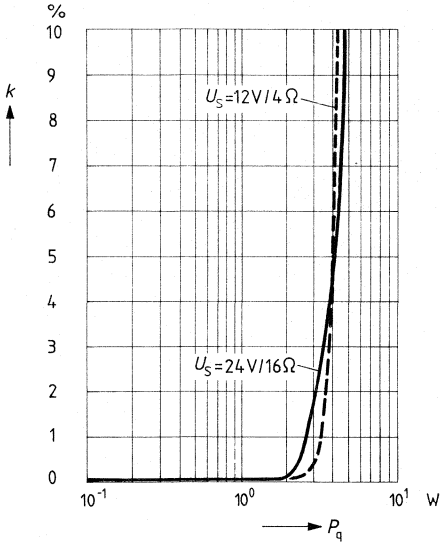
b: Eingang offen



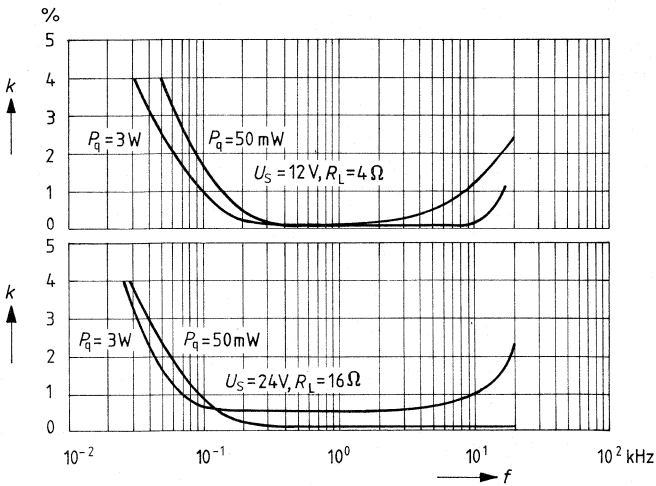
Max. Gesamtverlustleistung $P_V = f(T_U)$



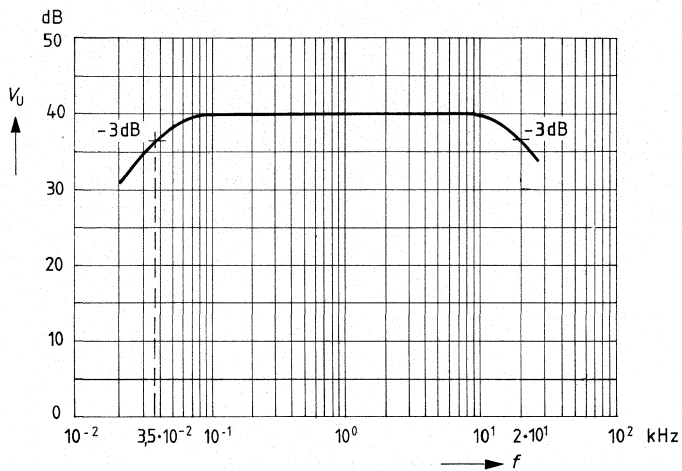
Klirrfaktor $k = f(P_q)$
 $f = 1 \text{ kHz}$



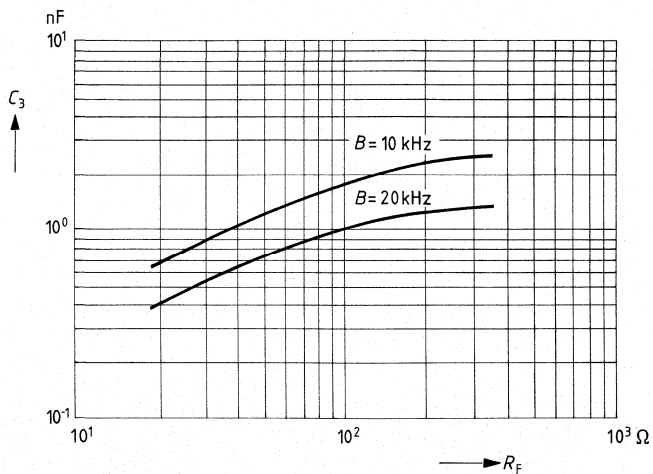
Klirrfaktor $k = f(f)$



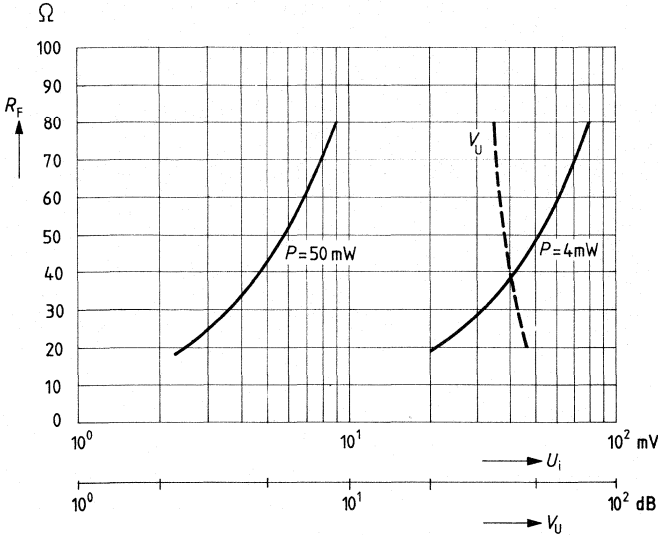
Verstärkung $V_U = f(f)$
 $U_S = 12\text{ V}; R_L = 4\ \Omega$



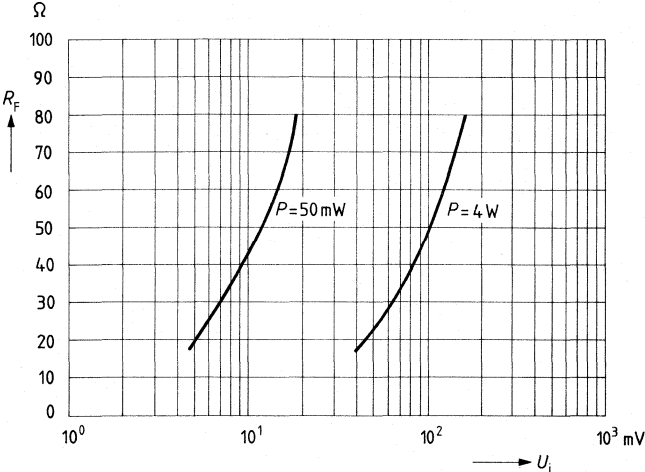
Bandbreite $C_3 = f(R_F)$
 $U_S = 12\text{ V}; R_L = 4\ \Omega, V_U = 40\text{ dB}$
 $C_1 = 5 \cdot C_4$



Ausgangsleistung $P = f(R_F \text{ und } U_i)$
Verstärkung $V_U = f(R_F \text{ und } U_i)$
 $U_S = 12 \text{ V}; R_L = 4 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$



Ausgangsleistung $P = f(R_F \text{ und } U_i)$
 $U_S = 24 \text{ V}; R_L = 16 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$



4 Digitale Schaltungen

Als „Digitale Schaltungen“ werden hier die LSL-Serie sowie Schaltungen für die Nachrichtentechnik behandelt.

4.1 LSL-Serie (Langsame störsichere Logik)

Typenübersicht

| | |
|---------------------|--|
| FZH 101 A, FZH 105A | Vier NAND-Glieder mit je zwei Eingängen |
| FZH 111 A, FZH 115A | Vier NAND-Glieder mit je zwei Eingängen und N-Anschluß |
| FZH 121, FZH 125 | Zwei NAND-Glieder mit je fünf Eingängen |
| FZH 131, FZH 135 | Zwei NAND-Glieder mit je fünf Eingängen und N-Anschluß |
| FZH 141, FZH 145 | Zwei NAND-Leistungsglieder mit je fünf Eingängen und N-Anschluß |
| FZH 151, FZH 155 | Zwei UND/ODER-Kombinationsglieder mit N-Anschluß |
| FZH 161, FZH 165 | LSL-TTL-Pegelumsetzer |
| FZH 171, FZH 175 | Zwei NAND-Glieder mit je 4 Eingängen, Erweiterungseingang und N-Anschluß |
| FZH 181, FZH 185 | TTL-LSL-Pegelumsetzer |
| FZH 191, FZH 195 | Drei NAND-Glieder mit je 3 Eingängen und N-Anschluß |
| FZH 201, FZH 205 | Sechs Inverter mit Strobeeingängen |
| FZH 211, FZH 215 | Vier NAND-Glieder mit je 2 Eingängen, offenem Kollektor und N-Anschluß |
| FZH 231, FZH 235 | Zwei NAND-Glieder mit je 5 Eingängen, offenem Kollektor und N-Anschluß |
| FZH 241, FZH 245 | Zwei NAND-Schmitt-Trigger mit je 4 Eingängen, Erweiterungseingang und N-Anschluß |
| FZH 251, FZH 255 | Vier UND-Glieder mit je 2 Eingängen und N-Anschluß |
| FZH 261, FZH 265 | Zwei NAND-Glieder mit je 2 Eingängen und vier Inverter |
| FZH 271, FZH 275 | Vier exklusiv-ODER-Glieder mit je 2 Eingängen und N-Anschluß |
| FZH 281, FZH 285 | Vier NOR-Glieder mit je 2 Eingängen und N-Anschluß |
| FZH 291, FZH 295 | Vier ODER-Glieder mit je 2 Eingängen und N-Anschluß |
| FZJ 101, FZJ 105 | JK-Master-Slave Flipflop mit je zwei J- und K-Eingängen und N-Anschlüssen an Slave |
| FZJ 111, FZJ 115 | JK-Master-Slave Flipflop mit N-Anschlüssen an Master und Slave |
| FZJ 121, FZJ 125 | Zwei JK-Master-Slave Flipflops mit Stell- und Rückstelleingängen |
| FZJ 131, FZJ 135 | Vier D-Flipflop |
| FZJ 141 A, FZJ 145A | Synchroner Dezimal-Zähler mit Stell- und Rückstelleingängen und N-Anschluß |
| FZJ 151 A, FZJ 155A | Synchroner 4-Bit-Binär-Zähler mit Stell- und Rückstelleingängen und N-Anschluß |
| FZJ 161, FZJ 165 | Synchroner 4-Bit-Schieberegister mit Stell- und Rückstelleingängen und N-Anschluß |
| FZK 101, FZK 105 | Zeitglied mit N-Anschluß |

| | |
|----------------------|--|
| FZL 101, FZL 105 | BCD-Dezimal-Dekoder-Treiber für Zifferanzeigeöhren |
| FZL 111 | BCD-7-Segment-Dekoder und Treiber mit offenem Kollektor- ausgang mit 16,5V/20mA |
| FZL 121, FZL 125 | Treiber mit offenem Kollektorausgang und 3 Eingängen für 20V |
| FZL 131, FZL 135 | Treiber mit offenem Emitterausgang und 4 Eingängen für 20V |
| FZL 141, FZL 145 | Treiber für Leistungstransistoren für 20V |
| FZL 121 S, FZL 125 S | Treiber mit offenem Kollektorausgang und 3 Eingängen für 30V |
| FZL 131 S, FZL 135 S | Treiber mit offenem Emitterausgang und 4 Eingängen für 30V |
| FZL 141 S, FZL 145 S | Treiber für Leistungstransistoren für 30V |
| FZY 101, FZY 105 | Zwei Versorgungsschaltungen für 12V bis 17V |

Beispiel: LSL-Serie FZ 100

FZ 100 ist eine Serie langsamer störsicherer Logikbausteine in monolithisch integrierter Halbleitertechnik. Durch Verwendung einer Zenerdiode im Eingang und durch Vergrößerung der Kollektorkapazität des Eingangstransistors erreicht man zusammen mit einer hohen Speisespannung von $U_S=12\text{V}$ bzw. 15V ein gutes statisches und dynamisches Störverhalten der integrierten Schaltungen. Die Schaltzeiten sind mit einem Zusatzkondensator einstellbar. Dies bringt eine Erhöhung der dynamischen Störsicherheit. Die Serie FZ 100 ist somit besonders für den Einsatz bei stark störfährdetem Betrieb geeignet, wenn es weniger auf hohe Schaltgeschwindigkeit als auf große Störsicherheit ankommt.

1 Störsicherheit

1.1 Statische Störsicherheit

Die statische Störsicherheit charakterisiert das Verhalten gegenüber Störungen, die länger als die mittlere Schaltverzögerungszeit einwirken. Sie gibt den zulässigen Spannungshub an, der den logischen Zustand eines Schaltgliedes noch nicht verändert. Anhand der Übertragungskennlinie (Bild 5) lassen sich die typischen Werte der statischen Störsicherheit U_{ss} ermitteln.

Für den L-Zustand ergibt sich:

$$\text{bei } U_S=12\text{V: } U_{ssL}=U_{S1}-U_{IL}=5,9-0,9=5,0\text{V}$$

$$\text{bei } U_S=15\text{V: } U_{ssL}=U_{S2}-U_{IL}=5,6-0,9=4,7\text{V}$$

und für den H-Zustand:

$$\text{bei } U_S=12\text{V: } U_{ssH}=U_{QH}-U_{S1}=11,3-5,9=5,4\text{V}$$

$$\text{bei } U_S=15\text{V: } U_{ssH}=U_{QH}-U_{S2}=14,3-5,6=8,7\text{V}$$

Unter Eckbedingungen (worst case) ergibt sich der garantierte Störabstand:

$$U_{ssL}=U_{IL}-U_{QL}=4,5-1,7=2,8\text{V bei } U_S=12 \text{ und } 15\text{V}$$

$$U_{ssH}=U_{QH}-U_{IH}=10-7,5=2,5\text{V bei } U_S=12\text{V und}$$

$$U_{ssH}=U_{QH}-U_{IH}=12-7,5=4,5\text{V bei } U_S=15\text{V}$$

1.2 Dynamische Störsicherheit

Die dynamische Störsicherheit kennzeichnet das Verhalten eines Schaltgliedes gegenüber Störimpulsen, deren Dauer kurz ist im Vergleich zu der mittleren Schaltverzögerungszeit. Dabei ist die eingekoppelte Störenergie – Impulsdauer und Impulsamplitude – ausschlaggebend, ob der logische Zustand verändert wird.

Die für die Praxis wichtigsten Kriterien für die dynamische Störsicherheit sind die Eingangsempfindlichkeit und die Empfindlichkeit gegen kapazitive Störeinkopplung auf Signalleitungen, die durch Übersprechen (systemeigene Störung) oder von außen (systemfremde Störung) erfolgen kann. Der typische Wert der zulässigen Störkapazität bei systemeigenen Übersprechstörungen ist etwa $1,6\text{ nF}$. Damit ist die Eigenstörsicherheit der LSL so groß, daß für ein System üblicher Größenordnung nur Fremdstörer von Bedeutung sind.

Die Bilder zeigen jeweils die Störsicherheit der Transistor-Transistor-Logik TTL, der komplementären MOS-Logik CMOS und der langsamen störsicheren Logik LSL.

1.2.1 Eingangsempfindlichkeit

Die zulässige Dauer und Amplitude eines Störimpulses am Eingang hängen von der mittleren Signal-Laufzeit t_p des Schaltgliedes ab. Bei Störimpulsen mit Impulslängen $b < \frac{1}{2} t_p$ darf die Impulsamplitude größer sein als der statische Störabstand. Bei $b > t_p$ darf die Impulsamplitude den statischen Störabstand nicht überschreiten, t_p kann jedoch durch die Integrierkapazität C vergrößert werden.

Beispiel : LSL-Serie FZ 100

Die Bilder 1 und 2 zeigen die Eingangsempfindlichkeit gegen Störspannungsspitzen für NAND-Glieder mit und ohne Integrierkapazität C. Aufgetragen ist die typisch zulässige Störspannung $U_{\text{Stör}}$ in Abhängigkeit von der Impulsbreite b des Störimpulses. Der kritische Fall ist dabei, wenn ein am Eingang anliegendes L-Signal gestört wird, da die fallende Ausgangsflanke steiler ist als die steigende. Die Länge des zulässigen Störimpulses ist also kleiner als bei Störung des H-Signals.

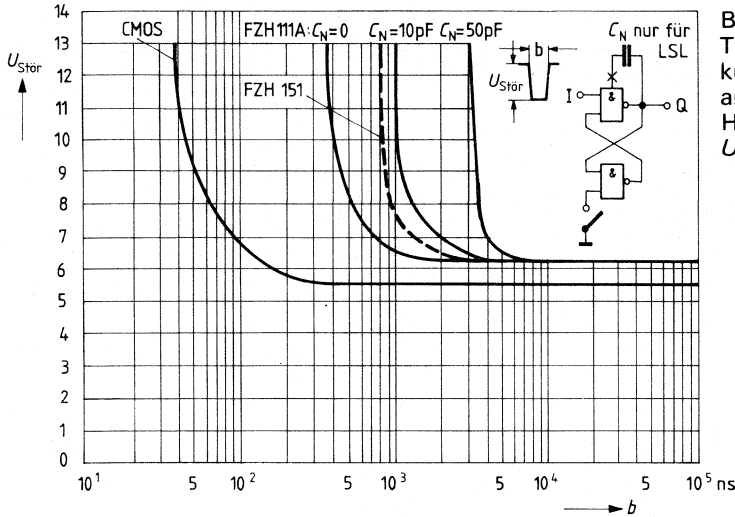


Bild 1
Typische Grenzkurven der Störungen am Eingang im H-Zustand
 $U_{\text{Stör}} = f(b_{\text{Stör}})$

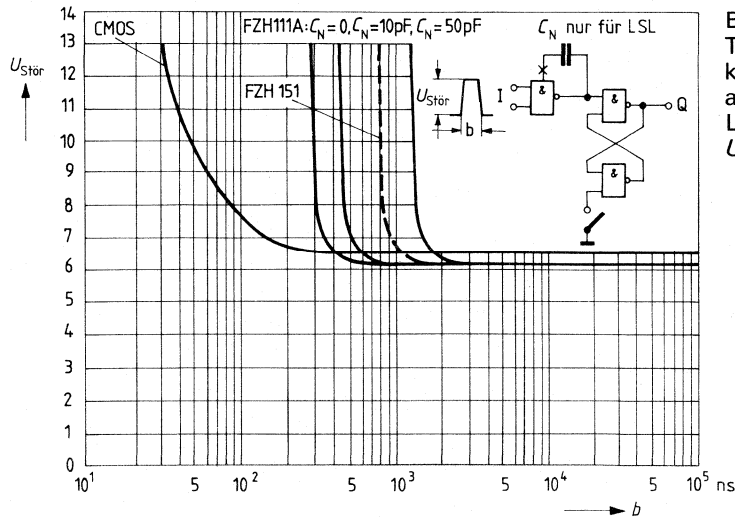


Bild 2
Typische Grenzkurven der Störungen am Eingang im L-Zustand
 $U_{\text{Stör}} = f(b_{\text{Stör}})$

1.2.2 Kapazitive Störeinkopplung

Bei kapazitiven Einkopplungen von Störungen haben die den Vorteil eines niederohmigen Gegentaktausgangs, der im Zustand L etwa 20 Ω und im Zustand H etwa 400 Ω aufweist. Daraus ergibt sich eine kleine Zeitkonstante, die ein rasches Abklingen der Störimpulse bewirkt. Die Bilder 3 und 4 zeigen die Empfindlichkeit des L- und H-Zustandes gegen kapazitive Störeinkopplung für NAND-Glieder mit und ohne Integrierkapazität C.

Aufgetragen wurde die typisch zulässige Störspannung $U_{Stör}$ in Abhängigkeit von der Koppelkapazität $C_{Stör}$. Der ungünstigere Fall ist hier bei Störung des H-Signals gegeben, da der Gatterausgang im H-Zustand einen höheren Innenwiderstand hat. Gestört wurde mit einer Impulsflanke von 1 ns aus einer Quelle mit etwa 1 Ω Innenwiderstand.

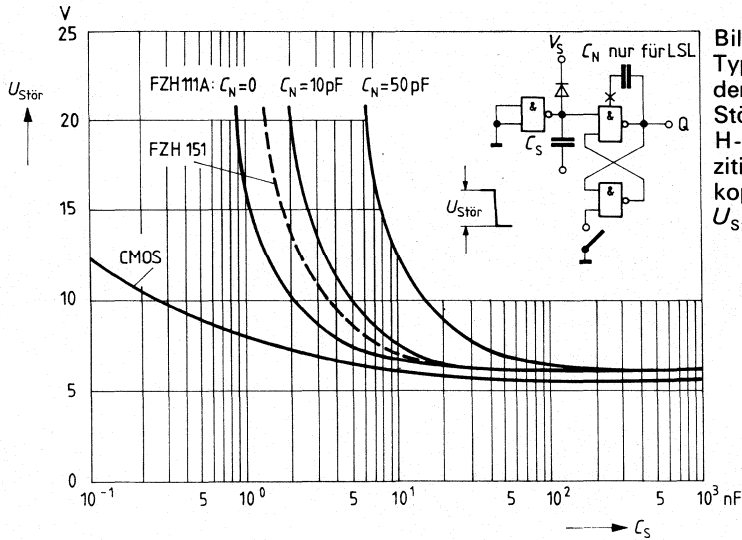


Bild 3
Typische Grenzkurven der dynamischen Störsicherheit des H-Zustands bei kapazitiver Störeinkopplung
 $U_{Stör} = f(C_{Stör})$ bei 12 V

Beispiel: LSL-Serie FZ 100

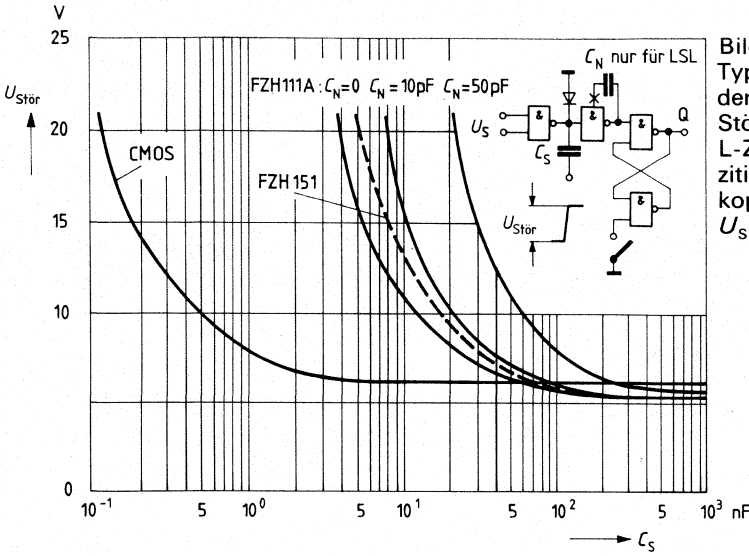


Bild 4
Typische Grenzkurve der dynamischen Störsicherheit des L-Zustands bei kapazitiver Störeinkopplung
 $U_{Stör} = f(C_{Stör})$ bei 12V

1.3 Zerstörungsenergie

Die zulässige Energiemenge an jedem Anschluß eines LSL Bausteins, ohne daß dieser zerstört wird, beträgt typisch 1 mWs pro Baustein. Ein geeigneter Schutz ist mit Hilfe von 2 Dioden jeweils nach Erde und Versorgungsspannung und einem Serienwiderstand möglich.

2 Statische Daten

2.1 Grenzdaten

Grenzdaten sind absolute Grenzwerte bei deren Überschreitung auch nur eines Wertes die integrierte Schaltung zerstört werden kann. Grenzdaten gelten bei $T_U=25\text{ }^\circ\text{C}$, wenn nicht anders angegeben.

2.2 Kenndaten

Typische Kenndaten sind statistisch erfaßte Mittelwerte, die durch Angabe eines garantierten Streubereiches ergänzt werden (worst case). Sie gelten bei der Versorgungsspannung $U_S=12\text{V}$ bzw. 15V und bei der Umgebungstemperatur $T_U=25\text{ }^\circ\text{C}$, wenn nicht anders angegeben.

2.3 Charakteristische Kennlinien

2.3.1 Übertragungskennlinie

Bild 5 zeigt die Übertragungskennlinie $U_Q=f(U_I)$ von NAND-Gliedern bei Speisungsspannung U_S von 12 und 15V. Sie hängt nur wenig von der Ausgangsbelastung ab. Unterschiedliche Ausgangsfächer bei L und H ermöglichen es, nicht verwendete Eingänge parallel zu schalten, um Störeinkopplungen zu vermeiden. Parallel geschaltete Eingänge belasten den Ausgang zusätzlich nur im H-Zustand mit dem Diodenstrom. Damit die Schaltglieder sicher umschalten, muß das Eingangssignal einen bestimmten Spannungspegel (Schwellenwert) erreichen. Dieser Schwellenwert ergibt sich graphisch im Schnittpunkt der Übertragungskennlinie mit der Geraden $U_I=U_Q$.

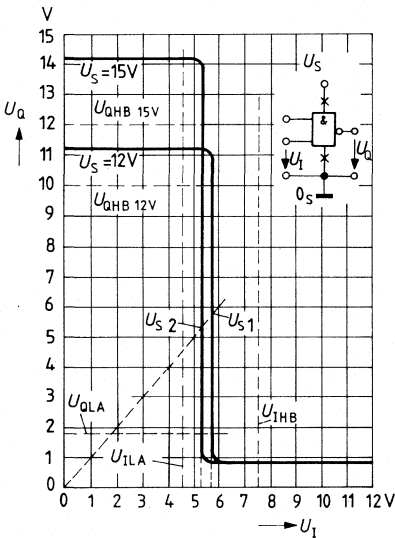


Bild 5 Typische Übertragungskennlinie eines Schaltgliedes $U_Q=f(U_I)$ bei $U_S=12$ und 15V

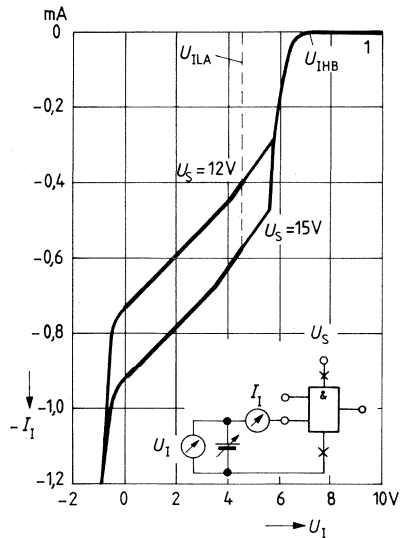


Bild 6 Typische Eingangskennlinie eines Schaltgliedereingangs $I_I=f(U_I)$ bei $U_S=12$ und 15V

2.3 Eingangskennlinie

Bild 6 zeigt die Eingangskennlinie $I_1=f(U_1)$ für die beiden Speisespannungen $U_S=12\text{ V}$ bzw. 15 V . Sie lassen sich in 3 Bereiche unterteilen:

1. Bei H fließt ein kleiner Eingangssperrstrom (ca. $1\ \mu\text{A}$) in den Eingang hinein. Die Durchbruchspannung der Dioden beträgt typisch 30 V und darf nicht überschritten werden.
2. Bei L fließt der Eingangsstrom aus dem Eingang heraus.
3. Bei negativen Eingangsspannungen öffnen die Substratdioden am Eingang, so daß der Eingangsstrom stark ansteigt. Da für die verschiedenen Bausteine unterschiedliche maximal zulässige negative Werte gelten, werden sie im einzelnen unter den Grenzdaten aufgeführt.

Die Eingangskennlinien sind unabhängig von der Ausgangsbelastung, da keine Rückwirkung auf den Eingang besteht. Für den TTL-LSL-Pegelumsetzer FZH 181 gelten die bekannten TTL-Eingangskennlinien.

2.3.1 Ausgangskennlinien

Bild 7 zeigt die Ausgangskennlinie $U_{\text{QL}}=f(I_{\text{QL}})$ im L-Zustand für Normalausgänge und Leistungsausgänge bei den Spannungen $U_S=12\text{ V}$ und 15 V . Der Strom I_{QL} fließt in das Schaltglied hinein.

Aus dieser typischen Kennlinie ist zu entnehmen, daß der Ausgangsstrom den im Datenblatt bei der Grenzspannung $U_{\text{QL}}=1,7\text{ V}$ angegebenen Laststrom $I_{\text{QL}}=15$ bzw. 18 mA bei $F_{\text{O}}=10$ überschreiten darf. Es muß jedoch darauf geachtet werden, daß die Gesamtverlustleistung von 500 mW pro Gehäuse nicht überschritten wird.

Die Bilder 8 und 8 a zeigen die Ausgangskennlinien im H-Zustand $U_{\text{QH}}=f(I_{\text{QH}})$. Der Strom I_{Q} fließt dabei aus dem Schaltglied heraus. Ein gleichzeitiger Kurzschluß mehrerer Ausgänge eines Bausteines ist unzulässig. Die maximale Kurzschlußdauer beträgt 1 Sekunde für Bausteine ohne Kurzschlußsicherung. Bei Bausteinen mit Kurzschlußsicherung ist ein Dauerkurzschluß nicht zulässig. Eine Überlastung der Bausteine ist damit sicher vermieden.

Beispiel: LSL-Serie FZ100

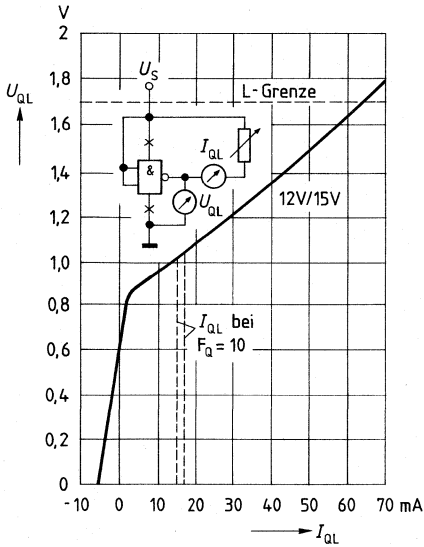


Bild 7
 Typische Ausgangskennlinie
 des L-Pegels eines Schaltgliedes.
 $U_{QL} = f(I_{QL})$ bei $U_S = 12$ und 15 V

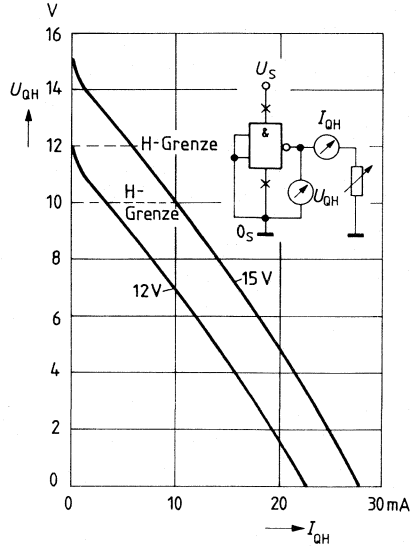


Bild 8
 Typische Ausgangskennlinie
 des H-Pegels
 $U_{QH} = f(I_{QH})$ bei $U_S = 12$ und 15 V

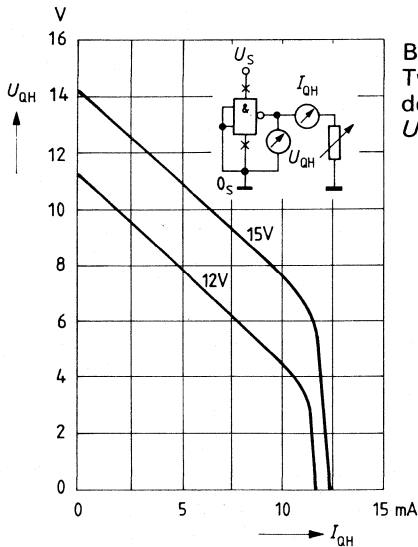


Bild 8 a
 Typische Ausgangskennlinie
 des H-Pegels
 $U_{QH} = f(I_{QH})$ bei $U_S = 12$ und 15 V

Bild 8
 gilt für:

- FZH 121/125
- FZH 131/135
- FZH 141/145
- FZH 171/175
- FZJ 101/105
- FZJ 111/115

Bild 8 a
 gilt für:

- FZH 101/105 A
- FZH 111/115 A
- FZH 191/195
- FZH 201/205
- FZJ 121/125
- FZJ 131/135
- FZJ 141/145 A
- FZJ 151/155 A
- FZJ 161/165

2.4 Logische Daten

2.4.1 Eingangslastfaktor

Der Eingangslastfaktor definiert die von einem Eingang im H-Zustand sowie im L-Zustand benötigten Ströme. Der obere Grenzwert des H-Eingangsstromes pro Eingang ist $I_{IHA}=1\ \mu\text{A}$. Die obere Grenze L-Eingangsstrom pro Eingang ist $I_{ILA}=-1,5\ \text{mA}$ bei $U_S=12\ \text{V}$ und $-1,8\ \text{mA}$ bei $U_S=15\ \text{V}$. Diese Werte ergeben den normalen Lastfaktor $F_I=1$. Sie gelten innerhalb des gesamten Temperaturbereiches.

$F_I=2$, bedeutet zum Beispiel einen L-Eingang von $-I_{IL}=2 \times 1,5=3\ \text{mA}$ bei $U_S=12\ \text{V}$ und $-I_{IL}=2 \times 1,8=3,6\ \text{mA}$ bei $U_S=15\ \text{V}$ und einem H-Eingang von $I_{IH}=2 \times 1=2\ \mu\text{A}$.

2.4.2 Ausgangslastfaktor

Der Ausgangslastfaktor bestimmt wie viele Lasten mit $F_I=1$, durch einen Ausgang betrieben werden können. Der H-Ausgangsfaktor ist höher als der L-Ausgangslastfaktor. Dadurch ist es möglich unbenutzte Eingänge parallel zu schalten ohne eine zusätzliche Last zu brechen.

3 Beschreibung der dynamischen Daten

3.1 Lastkapazität

Bild 9 zeigt den Einfluß kapazitiver Lasten auf die Schaltzeiten. Aufgrund der niederohmigen Ausgangswiderstände in beiden logischen Zuständen sind die Schaltzeiten weitgehend unabhängig von Lastkapazitäten. Dadurch ist es möglich, Schaltglieder über lange Leitungen, die im wesentlichen eine kapazitive Last darstellen, zu verbinden. Die Schaltzeiten bleiben in weitem Bereich unverändert.

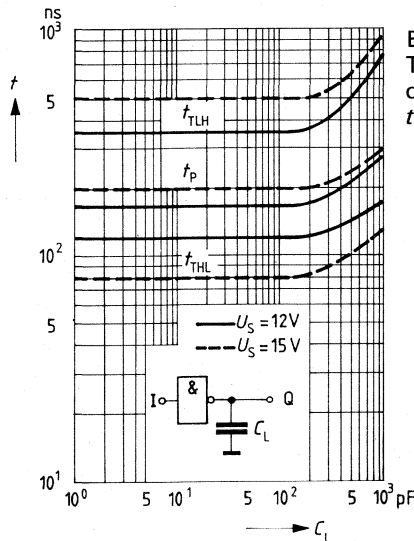


Bild 9
Typische Schaltparameter als Funktion der Lastkapazität $t=f(C_L)$
 t_T =Übergangszeit, t_p =Verzögerungszeit

Beispiel : LSL-Serie FZ100

3.2 Verzögerungskapazität

Durch die besondere Geometrie des Eingangstransistors der LSL-Bausteine ist die Kollektorkapazität groß. Dies ergibt lange Schaltzeiten und damit eine hohe dynamische Störsicherheit. Bei den Bausteinen mit N-Anschluß ist es möglich, mit einer Integrierkapazität C_N die Schaltzeiten zu verlängern und somit die dynamische Störsicherheit noch zu erhöhen. Bei Schaltgliedern wird der Kondensator zwischen Ausgang Q und N-Anschluß geschaltet. Bei den Flipflops FZJ 101/105 legt man ihn zwischen die Ausgänge Q, \bar{Q} und die Anschlüsse N_Q , $N_{\bar{Q}}$; bei FZJ 111/115 können zusätzlich die Anschlüsse N_J und N_K mit einem Kondensator beschaltet werden. Die Integrierkapazität C_N kann beliebig große Werte annehmen.

C_N muß bei den Bausteinen FZK 101/105, FZJ 141/145A, FZJ 151/155A und FZJ 161/165 mit den N-Anschlüssen und Masse O_S verbunden werden. Die obere Grenze für C_N ist 500 pF für den FZK 101/105 und 1 nF für die übrigen Bausteine.

Bild 10 zeigt die typischen Schaltparameter als Funktion der Kapazität C_N für Schaltglieder bei Speisespannungen $U_S=12V$ und $15V$.

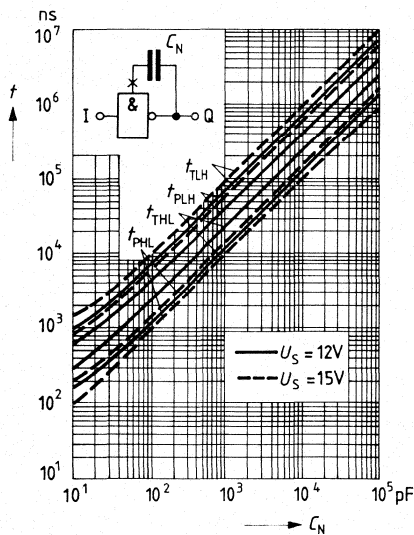


Bild 10
Typische Schaltparameter für Schaltglieder
als Funktion der Integrierkapazität
 $t=f(C_N)$, t_T =Übergangszeit, t_P =Verzögerungszeit

Beispiel: LSL-Serie FZ 100

Bild 11 und 12 zeigen die typischen Schaltparameter für Kippstufen zwischen Takteingang T und Ausgang Q und Rückstelleingang R und Q als Funktion der Integrierkapazität C_N bei den Speisespannungen $U_S=12V$ und $15V$.

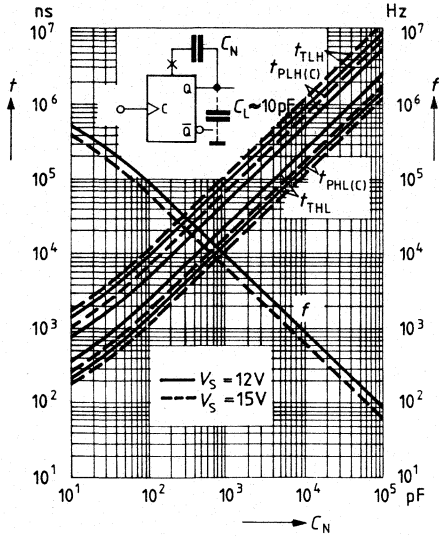


Bild 11

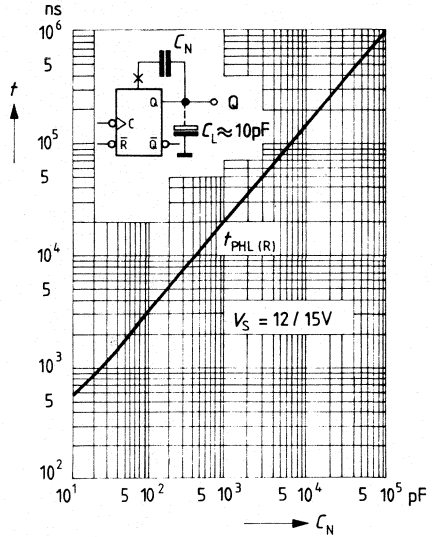


Bild 12

Bild 11 und 12

Typische Schaltparameter von Kippstufen als Funktion der Integrierkapazität $t=f(C_N)$

t_r =Übergangszeit, t_p =Verzögerungszeit.

Die Kurven beziehen sich nur auf den Q-Ausgang. Gleiche Resultate ergeben sich für Messungen zwischen T und Ausgang Q und dem Stelleingang S und Q. Die maximale Taktfrequenz f kann direkt von den Schaltparametern entsprechend Bild 11 abgeleitet werden. Die Integrierkapazität bestimmt das Impuls-Pausen-Verhältnis des Taktes. Die Taktimpulsdauer $t_{pH(C)}$ hängt von der Kapazität am Masterteil ab, während die Taktimpulsdauer $t_{pL(C)}$ durch die Kapazität am Slaveteil bestimmt ist. Das zugehörige Diagramm zeigt Bild 13.

Das gültige Impuls-Pausen-Verhältnis ergibt sich aus der Formel:

$$t_p = t_{pL(C)} + t_{pH(C)}$$

Da keine Integrierkapazität am Masterteil des FZJ 101/105 vorgesehen ist, muß der Minimalwert der Taktimpulsdauer eingesetzt werden.

Beispiel: LSL-Serie FZ 100

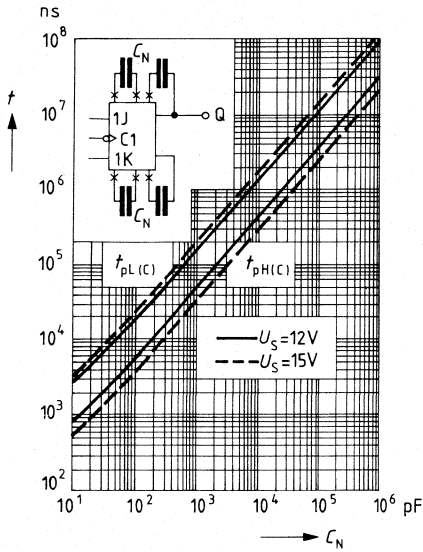


Bild 13
Typisches Impuls-Pausen-Verhältnis des Taktes als Funktion der Integrierkapazität $t_p = f(C_N)$.

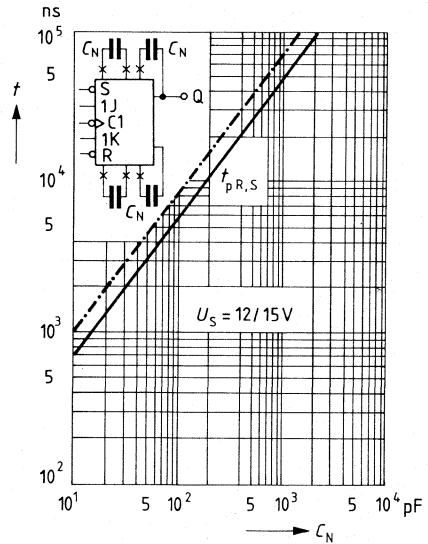


Bild 14
Typische (—) und minimale (— · —) Stellimpuls- und Rückstellimpulsdauer als Funktion der Integrierkapazität $t_p = f(C_N)$.

Bild 14 zeigt die erforderliche Zunahme der Stell- und Rückstellimpulsdauer als Funktion der Integrierkapazität C_N bei den Speisespannungen $U_S = 12V$ und $15V$. Da keine Integrierkapazität am Material des FZJ 101/105 vorgesehen ist, gilt das Diagramm nur für $T=H$, wenn Master- und Slaveteil getrennt sind.

3.3 Schaltzeiten

Die Signal-Laufzeit t_{PLH} gibt die Impulsverzögerung zwischen dem Eingangs- und Ausgangsspannung an, wenn Ausgang von L auf H-Signal geht. Entsprechendes gilt für die Signal-Laufzeit t_{PHL} , bei der der Ausgang von H auf L-Signal schaltet. Die Messung der Laufzeiten ist auf die 4,5V-Punkte bezogen.

Die Signal-Übergangzeiten t_{TLH} und t_{THL} der Impulsflanken werden zwischen den 10%- und 90%-Punkten ermittelt.

Die Paarlaufzeit t_p gibt die Signalverzögerung an, die zwei hintereinandergeschaltete invertierende Verknüpfungsglieder bewirken. Am Ende der Kette entsteht also ein verzögertes Signal, das mit der Eingangsspannung phasengleich ist: $t_d = t_{PLH} + t_{PHL}$.

Beispiel: LSL-Serie FZ100

Die Bilder 15 bis 19 zeigen die Signal-Laufzeiten sowie die Signal-Übergangszeiten in Abhängigkeit von der Speisespannung U_S über den Betriebsspannungsbereich von 11,4 bis 17V.

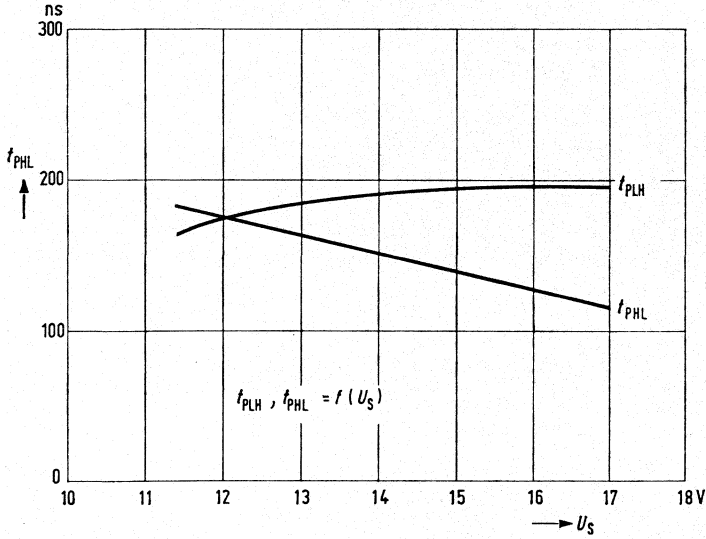


Bild 15
Signal-Laufzeit
 $t_{PLH} = f(U_S)$
Signal-Laufzeit
 $t_{PHL} = f(U_S)$
für NAND-Glieder.

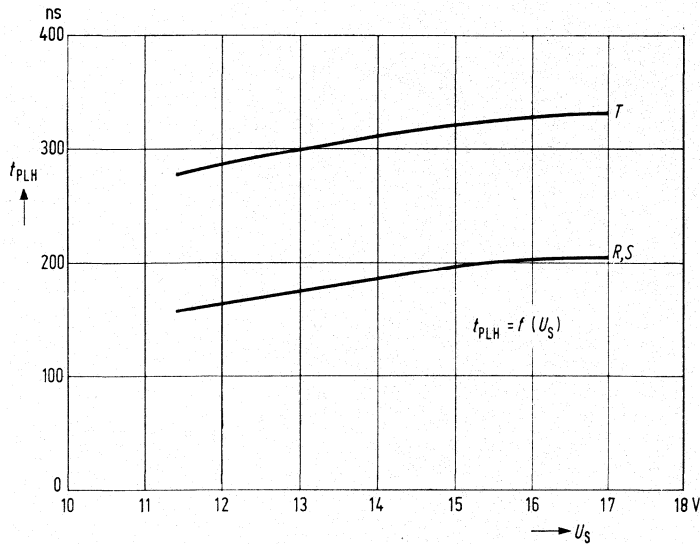


Bild 16
Signal-Laufzeit
 $t_{PLH} = f(U_S)$
für Flipflop.

Beispiel: LSL-Serie FZ100

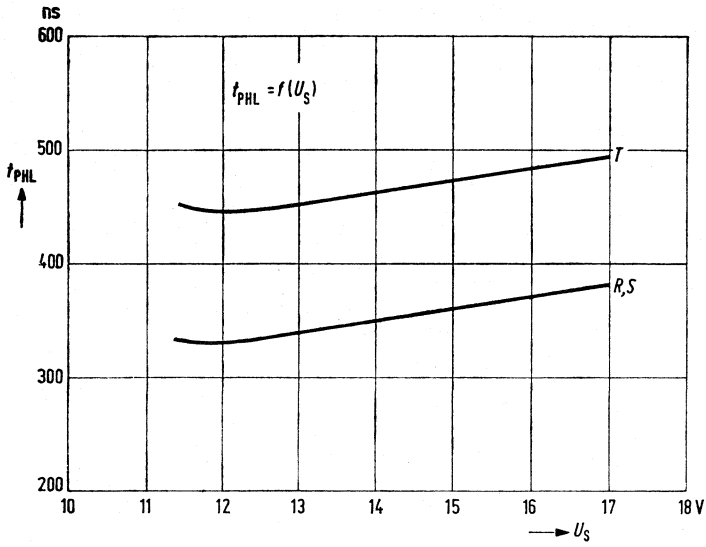


Bild 17
Signal-Laufzeit
 $t_{PHL} = f(U_S)$
für Flipflop.

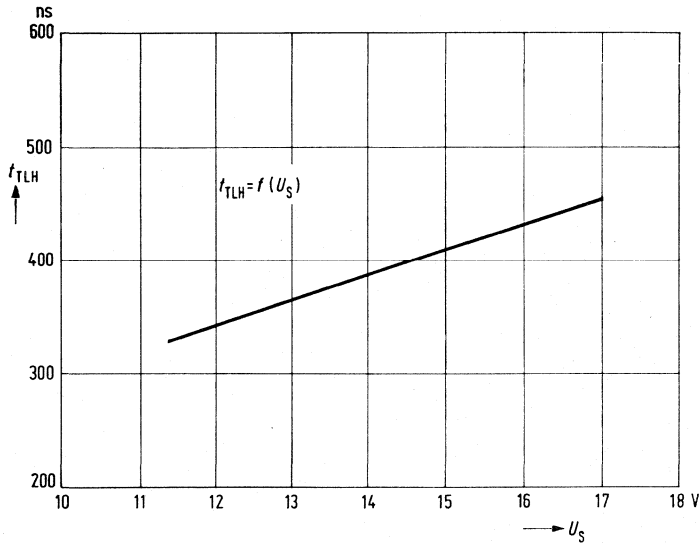


Bild 18
Signal-Übergangszeit
 $t_{TLH} = f(U_S)$
für NAND-Glieder und Flipflop.

Beispiel: LSL-Serie FZ100

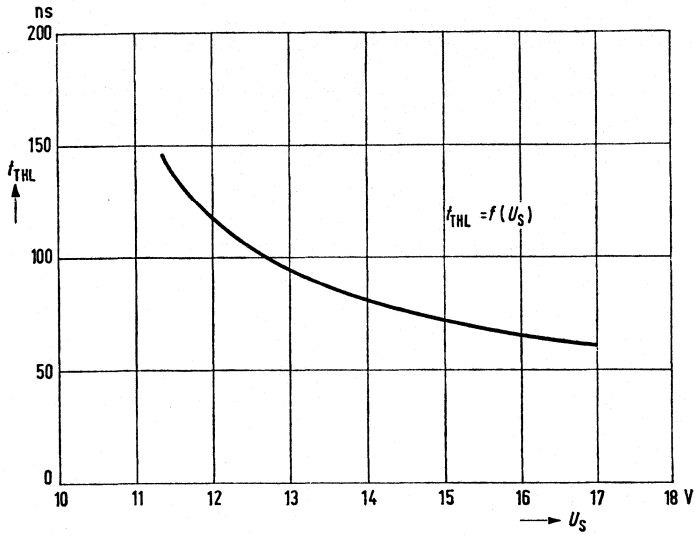


Bild 19 Signal-Übergangszeit $t_{\text{THL}} = f(U_S)$ für NAND-Glieder und Flipflop.

Beispiel: LSL-Serie FZ 100

4. Kenndaten

Die Kenndaten in den Tabellen sind für zwei Spannungsbereiche definiert. Dabei gilt für den Spannungsbereich $U_S=12V$: $U_{SB}=11,4V$ und: $U_{SA}=13,5V$ und für den Spannungsbereich $U_S=15V$ ein $U_{SB}=13,5V$ und ein $U_{SA}=17V$. Die typischen Werte gelten bei der jeweiligen Nennspannung und einer Temperatur $T_U=25^\circ C$.

| Grenzdaten | | untere Grenze B | obere Grenze A | Ein- heit |
|------------------------------------|-------|-----------------------|----------------------|--------------|
| Speisespannung außer FZH 181/185 | U_S | 0 | 18 | V |
| Speisespannung FZH 181/185 | U_S | 0 | 7 | V |
| Eingangsspannung außer FZH 181/185 | U_I | 0 | 18 | V |
| Eingangsspannung FZH 181/185 | U_I | 0 | 5,5 | V |
| Spannung am Knotenpunkt N | U_N | -1,0 | 0,6 | V |
| Strom am Knotenpunkt N | I_N | -10 | 2,0 | mA |
| Betriebstemperatur Bereich 1 | T_U | 0 | 70 | $^\circ C$ |
| Bereich 5 | T_U | -25 | 85 | $^\circ C$ |
| Lagertemperatur | T_S | -65 | 125 | $^\circ C$ |

Grenzdaten, maximale negative Werte bei $T_U=0$ bis $70^\circ C$

| | U_I (V) | I_I (mA) | bei U_S (V) |
|---|-----------|------------|------------------|
| Alle Eingänge außer N-Knotenpunkt bei allen Bausteinen außer FZH 151/155, FZH 181/185 und N_1 Anschluß bei FZH 171/175; FZH 241/245 | | -25 | 17 |
| FZH 151/155 | -0,7 | | 17 |
| FZH 181/185 | -0,5 | -25 | 5 |

Anwendungshinweise:

Freie Anschlüsse dürfen nicht beschaltet werden.

Anstiegs- und Abfallzeiten der Eingangssignale bei unbeschalteten Bausteinen (ohne C_N) sollen generell $1V/\mu s$ nicht unterschreiten. Beim Übergang von beschalteten auf unbeschaltete Bausteine ist darauf zu achten, daß die Ansteuerflanken ausreichend steil gemacht werden.

Die Serie FZ 100 wird im Plastik-Steckgehäuse geliefert.

4.2 Schaltungen für die Nachrichtentechnik

Typenübersicht

Schaltungen für Telefonendgeräte

| | |
|------------|--|
| PSB 6520 | Tonrufbaustein |
| PSB 8590 | MFV-Tastwahlbaustein |
| SAB 80C482 | Ein-Chip 8-bit CMOS Mikrocomputer (Controller) |
| PSB 7510 | LCD-Controller |
| SAB 81C50 | 2Kbit statischer CMOS RAM |

Schaltungen für digitale Vermittlungstechnik

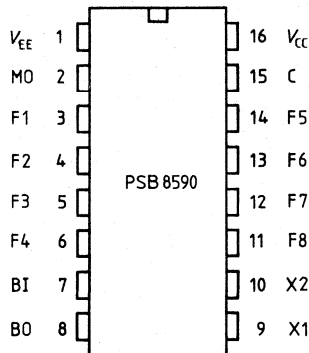
| | |
|----------|---|
| PEB 2030 | Rahmenerkennungsbaustein |
| PEB 2040 | Koppelfeldbaustein |
| PEB 2050 | Peripherer Board-Controller (PBC) |
| PEB 2060 | Signal-Processing CODEC-Filter (SICOFI) |

Besondere Merkmale

- CEPT-kompatibel
- Direkte Leitungsspeisung
- Hohe Frequenzgenauigkeit (Abweichung weniger als 0,4%)
- Kostengünstiger Standard Quarz 4,19 MHz
- Betrieb entweder mit Einzelkontakt- oder 2-aus-8-Tastefeldern
- Erzeugung von einer als auch von zwei Frequenzen
- Elektronische Verriegelung und Entprellung der Tasten
- Binäre Schnittstelle
- Begrenzung der Verlustleistung durch internen thermischen Überlastschutz

Anschlußanordnung

Ansicht von oben

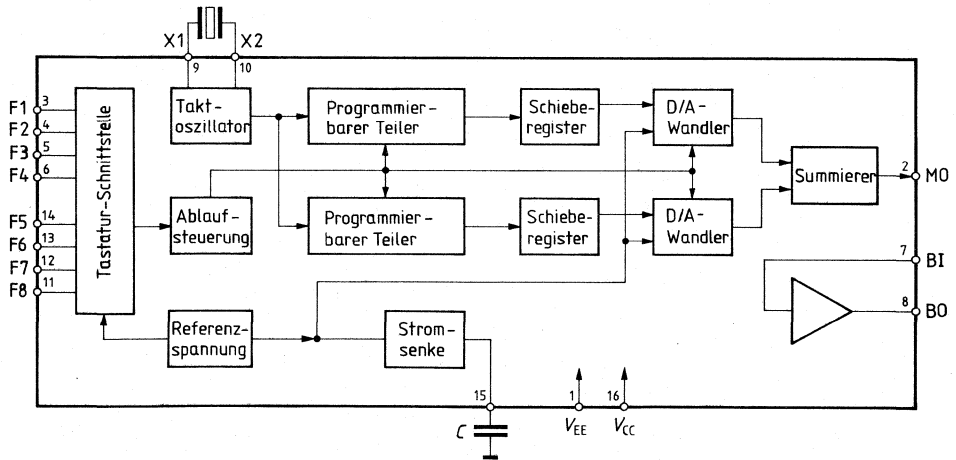


Allgemeine Beschreibung

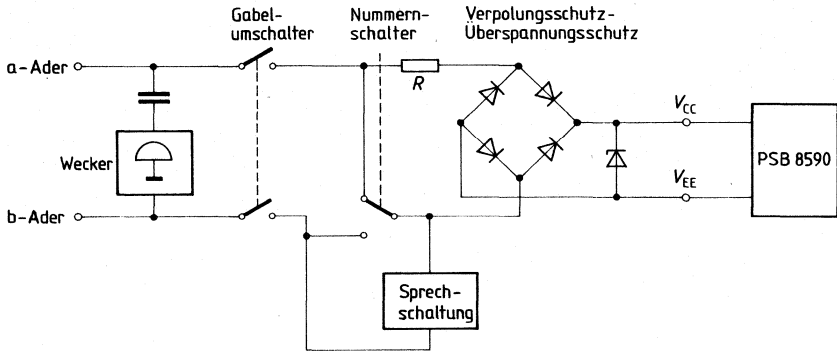
Der MFV-Tastwahlbaustein PSB 8590 ist eine monolithische integrierte Schaltung in I²L-Technik. Er stellt alle Multifrequenz-(DTMF-)Paare zur Verfügung, die in Fernsprechanlagen mit Mehrfrequenzwahl benötigt werden. Die acht verschiedenen Ausgangs-Tonfrequenzen werden durch einen integrierten Oszillator aus der Taktfrequenz eines externen, preisgünstigen 4,19 MHz-Quarzes erzeugt. Die interne, temperaturkompensierte Referenzspannungsquelle bestimmt die Ausgangspegel der Töne und steuert außerdem den integrierten Parallelspannungsregler an, der für die Anpassung an unterschiedliche Leitungsbedingungen sorgt. Zur Erfüllung der CEPT-Empfehlungen kann leicht ein externes, 2poliges RC-Filter angeschlossen werden. Eine typische Fernsprech-Anwendung ist in Bild 14 gezeigt.

Der PSB 8590 kann direkt an Tastaturen mit Einzelkontakten angeschlossen werden. Außerdem kann der PSB 8590 über Ausgänge mit offenem Kollektor entweder von BCD- oder 2-aus-8-Tastenfeldern angesteuert werden.

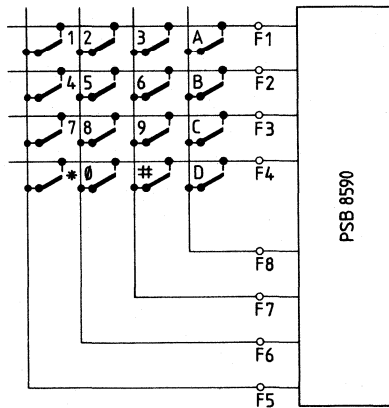
Blockschaltbild



Anschluß an die Telefonleitung



Anschluß der Tastatur



Die Tasten sind entprellt und elektronisch verriegelt. Bei Mehrfachstendruck wird die zuerst erkannte Taste ausgewertet.

Anforderungen an die Kontakte:

Offener Kontakt: Widerstand R_N 50 k Ω

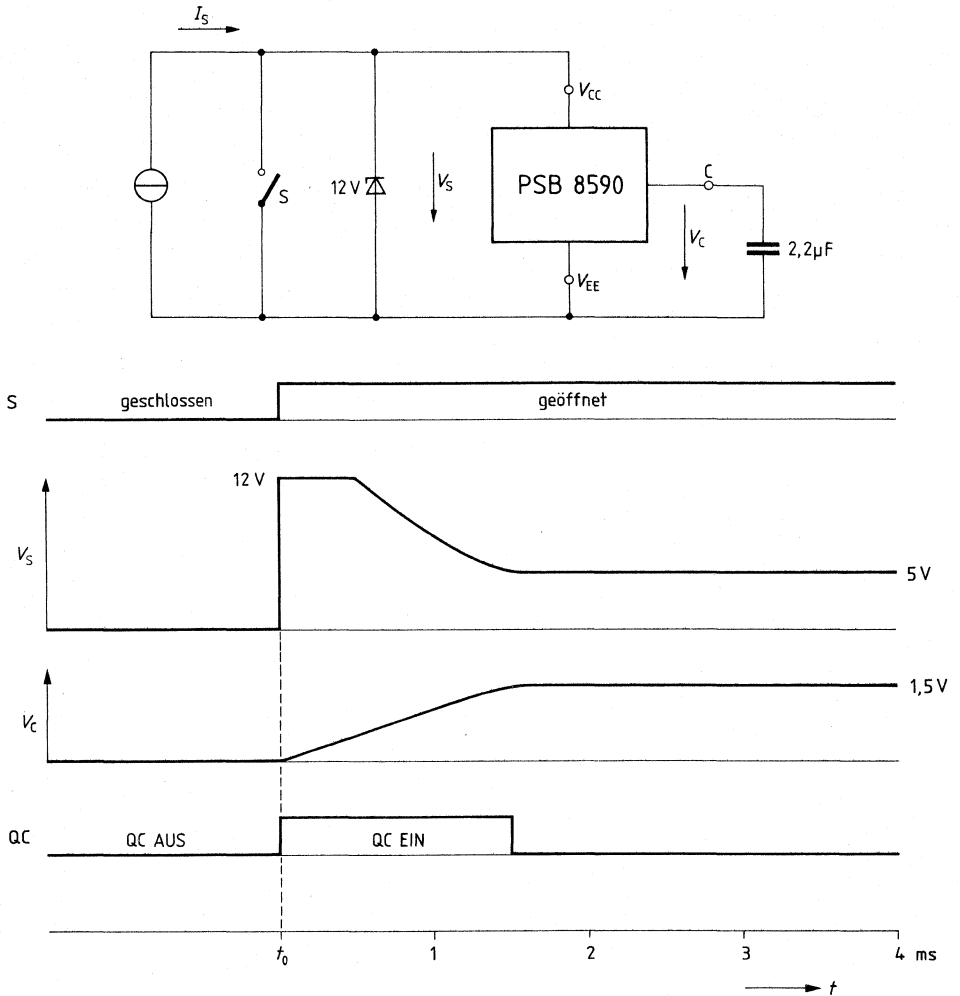
Geschlossener Kontakt: Widerstand R_E 1 k Ω für $I = 100 \mu A$

Funktionsbeschreibung

1. Leitungsanpassung

Der MFV-Tastwahlbaustein (DTMF) PSB 8590 besitzt eine interne temperaturkompensierte Referenzspannungsquelle. Diese Referenzspannung steuert einen Parallelspannungsregler, der die Gleichspannung $U_S = U_{CC} - U_{EE}$ auf 5V einstellt. Der externe Filterkondensator C sorgt dafür, daß sich der Parallelspannungsregler für Frequenzen über 300 Hz wie eine Stromsenke mit hoher Impedanz verhält. Der Parallelspannungsregler enthält einen Anlauf-Schaltkreis zum schnellen Aufladen des Filterkondensators (Bild 1), und er kann Ströme bis zu 120 mA aufnehmen, wobei die Verlustleistung durch einen internen Überlastschutz begrenzt wird. Wenn die Temperatur des Bausteins einen voreingestellten Wert übersteigt ($\approx T_i = 150^\circ\text{C}$, $P_V \approx 1\text{ W}$), wird der Filterkondensator entladen, der Parallelspannungsregler wird ausgeschaltet, und die Spannung U_S steigt bis auf die Durchbruchspannung des externen Überspannungsschutzes (Bild 2).

Bild 1
Einstellen des Anlauf-Schaltkreises (QC) zum schnellen Aufladen
des Filterkondensators

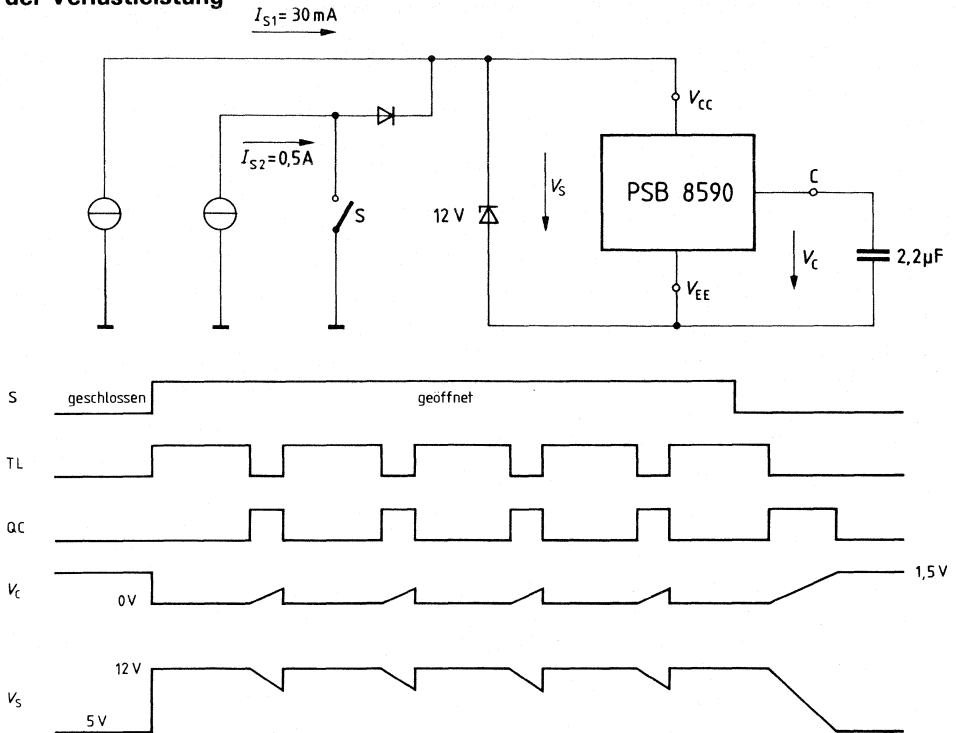


Die Regelung des Anlauf-Schaltkreises hat eine Hysterese mit den folgenden Schwellwerten

| QC | V_S | V_C |
|-----|------------------|------------------|
| ON | X | $< 0,7\text{ V}$ |
| ON | $> 9\text{ V}$ | X |
| OFF | $< 6,5\text{ V}$ | $> 0,7\text{ V}$ |

Bild 2

Ausgangs-Kurvenform U_S während der thermischen Begrenzung (TL) der Verlustleistung

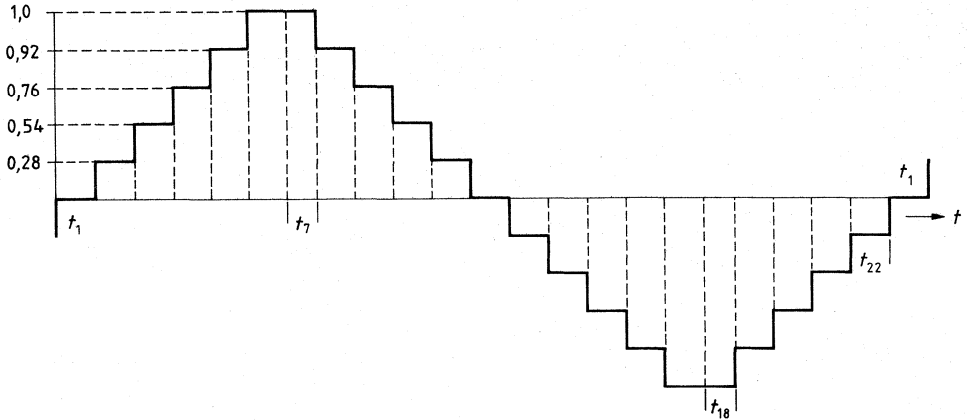


Die thermische Begrenzung (TL) hebt das schnelle Aufladen (QC) auf.

2. Tonerzeugung

Der integrierte Oszillator erzeugt zusammen mit dem externen Quarz die Grundfrequenz $f_{c1} = 4,194304$ MHz. Diese Taktfrequenz wird um den Faktor 16 auf $f_{c2} = 262,144$ kHz heruntergeteilt. Die programmierbaren Teiler für die Tongruppen mit den höheren ($f_5 \dots f_8$) und tieferen ($f_1 \dots f_4$) Frequenzen werden durch f_{c2} angesteuert. Die programmierbaren Teiler erzeugen den Takt für die 6-bit-L/R-Schieberegister. Jedes Schieberegister steuert einen Digital/Analog-Wandler und die Polarität seiner Ausgangssignale. Die Ausgangs-Sinuskurve wird als Treppenfunktion mit 11 Spannungsstufen erzeugt. Die Ausgangskurve besteht aus 22 Zeitabschnitten (Bild 3). Die Zeitabschnitte t_1 bis t_6 , t_8 bis t_{17} und t_{19} bis t_{22} sind gleich. Die Zeitabschnitte t_7 und t_{18} sind gleich, aber weichen geringfügig von den anderen ab, damit die gewünschten Ausgangsfrequenzen so genau wie möglich erreicht werden. Die Ausgangskurve ist symmetrisch; daher existieren keine geradzahligten Oberwellen. Die Treppenfunktion aus 11 Spannungsstufen ist so berechnet, daß theoretisch die ersten Oberwellen die 21. und die 23. Harmonische sind. Wegen der unterschiedlichen Länge der Zeitabschnitte t_7 und t_{18} und der Toleranzen der Digital/Analog-Wandler treten jedoch niederwertigere, ungeradzahlige Oberwellen auf.

Bild 3
Erzeugte Ausgangs-Kurvenform



3. Ausgangspegel

Jeder Digital/Analog-Wandler erzeugt eine Treppenfunktion mit fünf Stufen. Der Summierer dreht abwechselnd die Polarität der fünfstufigen Treppenfunktion um, so daß die symmetrische 11stufige Treppenfunktion entsteht (Bild 3). Außerdem addiert der Summierer die Treppenfunktionen der unteren und oberen Frequenzgruppen.

Die Nennwerte der Amplituden der Treppenfunktionen am Ausgang des Summierers sind:

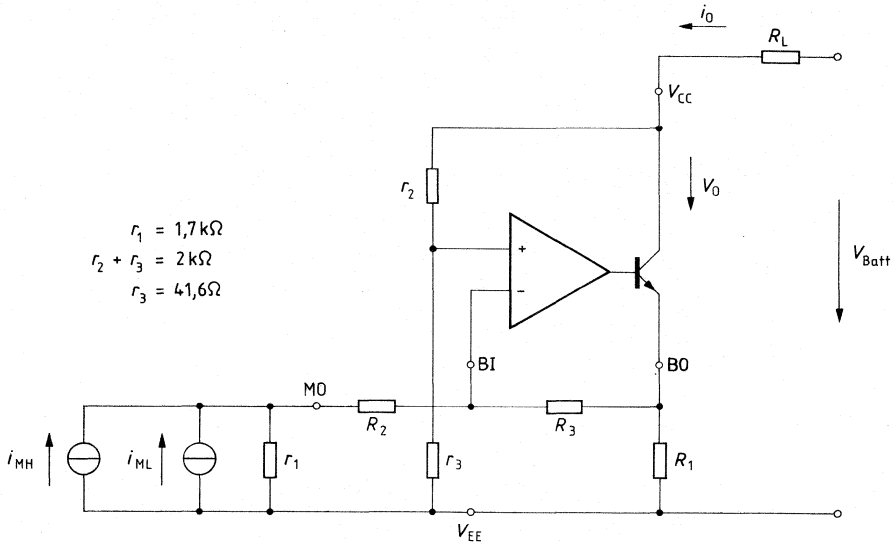
Untere Frequenzgruppe: $i_{ML} = 42,5 \mu A$

Obere Frequenzgruppe: $i_{ML} = 53,5 \mu A$

Bild 4 zeigt das Wechselstrom-Schaltbild des Ausgangsteils des PSB 8590. Die Rückkopplungsschleife des Endverstärkers wird extern beschaltet. Die Widerstände R_1 bis R_3 bestimmen den Ausgangspegel (U_{OL} und U_{OH}) und die Ausgangsimpedanz R_0 wie unten angegeben.

Das Verhältnis der Widerstände R_3/R_2 ist festgelegt auf $R_3/R_2 < 1,2$; andernfalls werden die Ausgangsamplituden abgeschnitten. Normalerweise sind die Widerstände R_2 und R_3 gleich. Bild 8 zeigt den Gesamt-Ausgangspegel P_s und die Ausgangsimpedanz R_0 als Funktion von R_1 und R_2 .

Bild 4
Wechselstrom-Schaltbild der Ausgangsstufe



Zur Einhaltung der CEPT-Empfehlungen bezüglich Verzerrungen und Oberwellen wird ein externes RC -Filternetzwerk benötigt. Das RC -Filter ist einfach zu realisieren, da die Anschlüsse MO, BI und BO des Endverstärkers zugänglich sind. Bild 5 zeigt den PSB 8590 beschaltet mit einem 1poligen RC -Filter, das den Empfehlungen der Deutschen Bundespost entspricht, und Bild 6 zeigt den Baustein beschaltet mit einem 2poligen RC -Filter, was den CEPT-Anforderungen genügt. Bild 7 zeigt das Ausgangsspektrum für den kritischen Fall, die Frequenz f_8 .

Die Nennwerte der Ausgangspegel $P_{L,H}$ sind für die Beschaltung in Bild 5 und 6 identisch, und zwar:

$$P_L = 20 \log \frac{V_{OL}}{\sqrt{2} \sqrt{1 \text{ mW} \times 600 \Omega}} = -8,12 \text{ dBm}$$

$$P_H = 20 \log \frac{V_{OH}}{\sqrt{2} \sqrt{1 \text{ mW} \times 600 \Omega}} = -6,12 \text{ dBm}$$

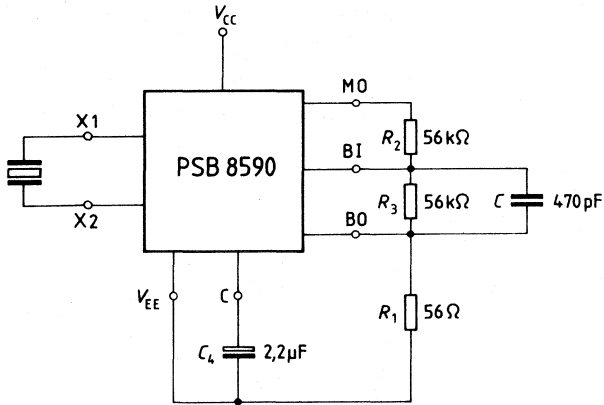
Der Gesamt-Ausgangspegel P_S ist

$$P_S = 10 \log (10P_L/10 + 10P_H/10) = -4 \text{ dBm}$$

und die Preemphasis P_D ist

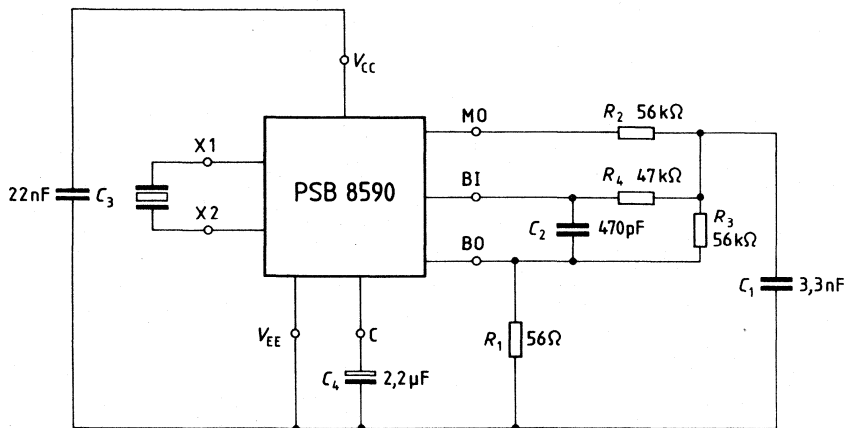
$$P_D = P_H - P_L = 2 \text{ dB}$$

Bild 5
PSB 8590 beschaltet mit einem 1poligen RC-Filter



Um die Pegelminderung für alle DTMF-Frequenzen unter 0,2 dB zu halten, sollte die 3-dB-Grenzfrequenz des Filters wenigstens 6 kHz betragen.

Bild 6
PSB 8590 beschaltet mit einem 2poligen RC-Filter (Butterworth)



Die Polstelle liegt bei $f_p \approx 2,7$ kHz

Bild 7
Ausgangsspektrum für die Frequenz f_8 mit 2-poligem Butterworth-Filter

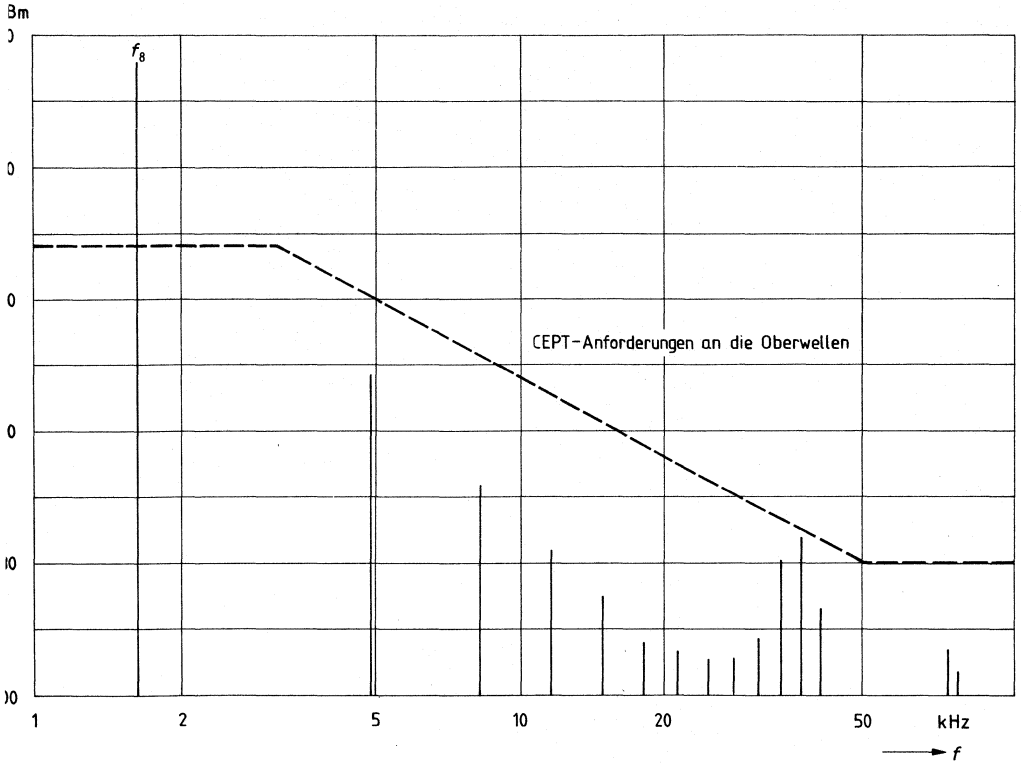
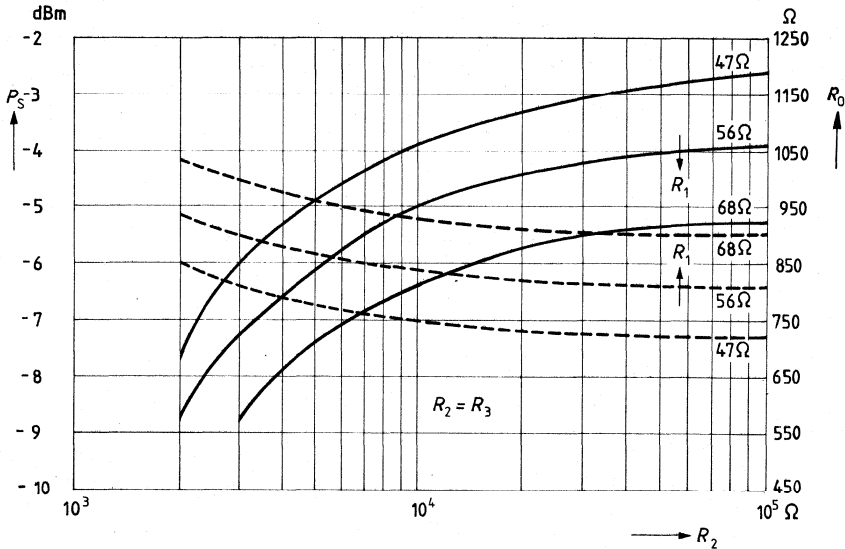


Bild 8
Gesamt-Ausgangspegel P_S (-) und Ausgangsimpedanz R_O (---)
in Abhängigkeit von den Widerständen R_1, R_2



4. Schnittstelle zum Tastenfeld

Es sind drei verschiedene Betriebsarten der Schnittstelle möglich:

- 2-aus-8-Tastenfeld mit Einzelkontakten
- Elektronische Schnittstelle mit 2-aus-8-Tastenfeld-Code
- Elektronische Schnittstelle mit BCD-Code

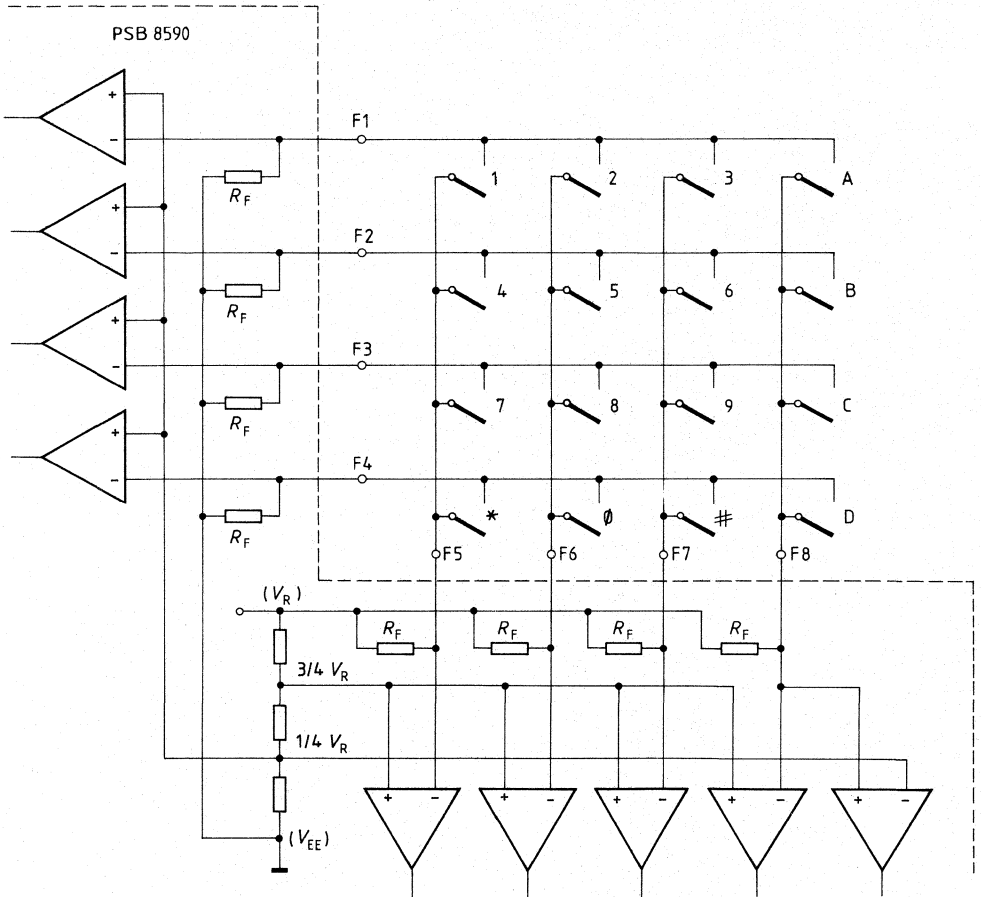
Bild 9 zeigt das Schaltbild der Schnittstellen-Eingänge F1 bis F8. Die Eingänge sind in zwei Gruppen F1–F4 und F5–F8 aufgeteilt. Der Anschluß F8 steuert zusätzlich die Betriebsarten. Die Widerstände R_F sind für eine Tastatur mit Einzelkontakten optimiert.

a) Schnittstelle zu Tastenfeldern mit Einzelkontakt- oder 2-aus-8-Tastenfeldern (Bild 9)

Die Tasten sind entprellt und elektronisch verriegelt. Bei Mehrfachstastendruck werden die Frequenzen der zuerst gedrückten Taste erzeugt. Die Anforderungen an die Kontakte sind:

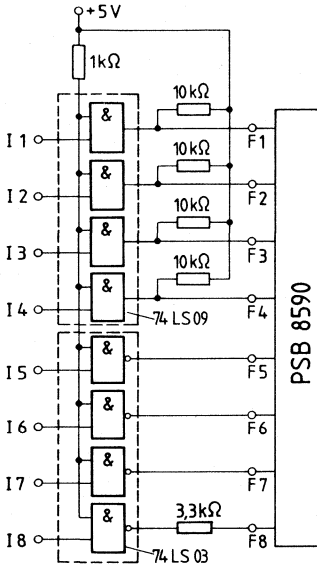
- Geöffneter Kontakt: Widerstand im AUS-Zustand $R_{OFF} > 50 \text{ k}\Omega$
- Geschlossener Kontakt: Widerstand im EIN-Zustand $R_{ON} \leq 1 \text{ k}\Omega, I = 100 \mu\text{A}$

Bild 9
Schaltbild der Tastenfeld-Schnittstelle



b) Elektronische Schnittstelle mit 2-aus-8-Code

Bild 10
Elektronische Steuerung mit Tastenfeld-Code



Die Eingänge *I1* bis *I4* steuern die Frequenzen der unteren Frequenzgruppe f_1 bis f_4 und die Eingänge *I5* bis *I8* steuern die Frequenzen der oberen Frequenzgruppe. Zur Erzeugung eines Mehrfrequenz-Tones muß jeweils ein Eingang von *I1* bis *I4* der unteren Gruppe und ein Eingang von *I5* bis *I8* der oberen Gruppe auf H-Pegel liegen. Wenn mehr als ein Eingang der jeweiligen Gruppe auf H-Pegel liegen, wird dies als Mehrfachstastendruck erkannt, und es werden die Frequenzen der zuerst angelegten H-Pegel erzeugt.

Logiktablelle

| | | | | | |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|---------|
| <i>I1</i> | 1 | 2 | 3 | A | Zeichen |
| <i>I2</i> | 4 | 5 | 6 | B | |
| <i>I3</i> | 7 | 8 | 9 | C | |
| <i>I4</i> | * | 0 | # | D | |
| Eingänge | <i>I5</i> | <i>I6</i> | <i>I7</i> | <i>I8</i> | |

c) Elektronische Schnittstelle mit Binärcode
Elektronische Steuerung mit Binärcode

Bild 11a

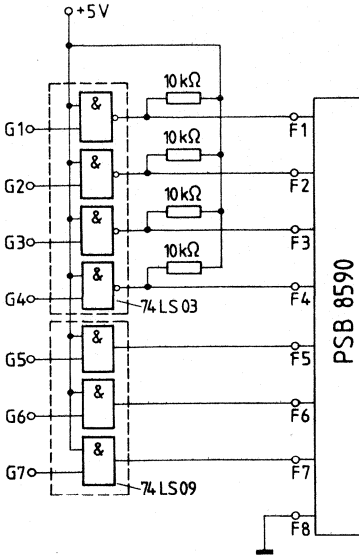


Bild 11a

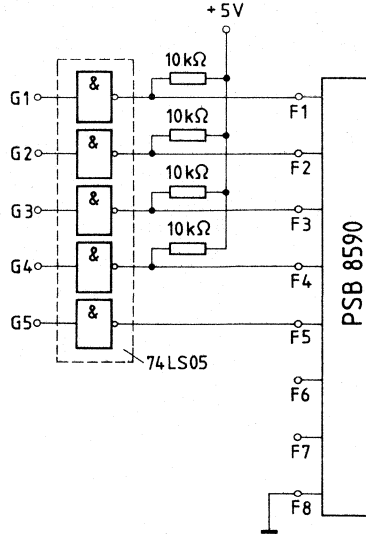
Diese Schaltung erzeugt sowohl eine als auch zwei Ausgangsfrequenzen.

Der Betriebsarten-Steuereingang F8 liegt an Masse. Die Mehrfrequenz-Tonpaare werden entsprechend dem Binärcode an den Eingängen G1 bis G4 erzeugt. Die Freigabe-Eingänge G5 bis G7 haben folgende Funktion:

G5 gibt die untere und die obere Frequenzgruppe frei; G6 gibt die obere Frequenzgruppe F5 bis F8 frei; G7 gibt die untere Frequenzgruppe F1 bis F4 frei.

Bild 11b

Bild 11b



Diese Schaltung ist für Mehrfrequenz-Tonausgabe ohne die Möglichkeit zur Erzeugung eines Einzeltones optimiert. G1 bis G4 sind die Eingänge für den Binärcode, G5 gibt die untere und die obere Frequenzgruppe frei.

Ein L-Pegel gibt die Frequenzen frei, ein H-Pegel sperrt sie. Wenn die Frequenzen gesperrt sind, wird der interne Takt unterdrückt.

Binärcode der an den Eingängen G1 und G4 liegenden Zeichen

| Zeichen | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | X | # | A | B | C | D |
|---------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| G4 | L | L | L | L | L | L | L | L | H | H | H | H | H | H | H | H |
| G3 | L | L | L | L | H | H | H | H | L | L | L | L | H | H | H | H |
| G2 | L | L | H | H | L | L | H | H | L | L | H | H | L | L | H | H |
| G1 | L | H | L | H | L | H | L | H | L | H | L | H | L | H | L | H |

Anschlußbezeichnung

| Anschluß | Name | Funktion |
|----------|----------|---|
| 1 | U_{EE} | Negative Versorgungsspannung |
| 2 | MO | Summierer-Ausgang |
| 3 | F1 | Tastatur-Schnittstelle |
| 4 | F2 | |
| 5 | F3 | |
| 6 | F4 | |
| 7 | B1 | Eingang des Endverstärkers |
| 8 | BO | Ausgang des Endverstärkers |
| 9 | X1 | Anschlüsse des Quarzes $f = 4,194304 \text{ MHz } (2^{22}\text{Hz})$ |
| 10 | X2 | |
| 11 | | Tastatur-Schnittstelle und Auswahl der Betriebsart |
| 12 | F7 | Tastatur-Schnittstelle |
| 13 | F6 | |
| 14 | F5 | |
| 15 | C | Anschluß des Filterkondensators der Stromsenke |
| 16 | U_{CC} | Positive Versorgungsspannung |

Elektrische Kenndaten

| Grenzdaten | | Min. | Max. | |
|----------------------------|-------------------|--------------------------|-------------------|----|
| Spannung an jedem Anschluß | | $U_{EE} - 0,3 \text{ V}$ | $U_{CC} - U_{EE}$ | |
| Versorgungsspannung | $U_{CC} - U_{EE}$ | -0,3 | 14 | V |
| Lagertemperatur | T_S | -55 | 125 | °C |

Statische Kenndaten ($T_U: -25^\circ\text{C}$ bis 70°C)

| | | Prüfbedingungen | Min. | Typ. | Max. | |
|--------------------------|-------|--|------|------|------|----|
| Speisestrom | I_S | | 16 | | 120 | mA |
| Ausgangs-Gleichspannung | U_S | $16 \text{ mA} < I_S < 120 \text{ mA}$ | 4,5 | 5 | 6 | V |
| Interne Referenzspannung | U_R | | 1,15 | 1,25 | 1,35 | V |
| Eingangs-Widerstände | R_F | | 2,5 | 3,5 | 4,5 | kΩ |
| Eingangspegel | | | | | | |
| L-Pegel | F1-F4 | | | | 0,15 | V |
| H-Pegel | F1-F4 | | 0,5 | | | V |
| L-Pegel | F5-F7 | | | | 0,7 | V |
| H-Pegel | F5-F8 | | 1,1 | | | V |
| L-Pegel | F8 | | | | 0,7 | V |
| BCD-Mode Freigabe | F8 | | 0,5 | | 0,1 | V |

Statische und dynamische Kenndaten ($T_U - 25^\circ\text{C}$ bis 70°C)

| | Prüfbedingungen | Min. | Typ. | Max. | | |
|---|-----------------|---|------------|------|--------------|----------------------|
| Ausgangspegel: | | | | | | |
| Untere Gruppe | P_L | | -8,12 | | dBm | |
| Obere Gruppe | P_H | | -6,12 | | dBm | |
| Gesamtpegel | P_S | $I_S = 17\text{mA bis } 120\text{mA}$ Bild 12 | -5,4 | -4 | -2,8 | dBm |
| Preemphasis | P_D | $I_S = 17\text{mA bis } 120\text{mA}$ | 1,8 | 2,4 | 2,8 | dB |
| Gesamtpegel (ohne Frequenzen) | P_{SO} | | | -80 | | dBm |
| Dynamischer Ausgangs- widerstand | R_{DO} | $I_S = 120\text{ mA}$ $I_S = 20\text{mA}$ | 600 660 | | 1000 1000 | Ω Ω |
| Zeitangaben: Abweichung der Ton- frequenzen | $\Delta f/f$ | | -2,9 | | +3,9 | ‰ |
| Entprellzeit | t_d | | 2 | | 6 | ms |
| Einschwingzeit (Bild 13) | t_s | $I_S = 17\text{mA bis } 20\text{mA}$ $I_S = 20\text{mA bis } 120\text{mA}$ | | | 7 5 | ms ms |

Frequenztoleranz (ohne Quarz-Toleranzen)

| | f_1 | f_2 | f_3 | f_4 | f_5 | f_6 | f_7 | f_8 | |
|---------------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|------------|
| Sollfrequenz | 697 | 770 | 852 | 941 | 1209 | 1336 | 1447 | 1633 | Hz |
| Ist-Frequenz* | 697,2 | 771,0 | 851,1 | 943 | 1212,6 | 1337,5 | 1472,7 | 1638,4 | Hz |
| Abweichung | 2,75 | 1,374 | -1037 | 2,087 | 3,829 | 1,1 | -2,898 | 3,307 | ‰ |

* Die Frequenzen werden aus der Frequenz eines Quarzes mit 4,194304 MHz (2^{22}Hz) abgeleitet.

Bild 12 Messung des Gesamt-Ausgangspegels P_{SO}

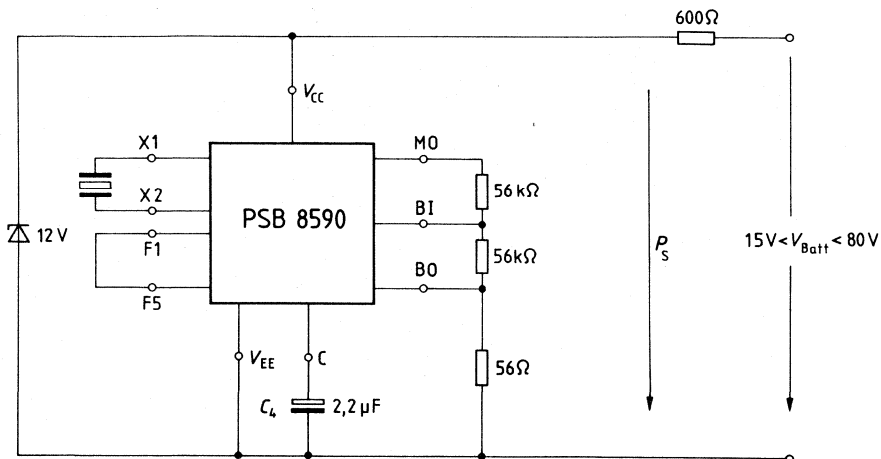


Bild 13
Messung der Einschwingzeit t_s

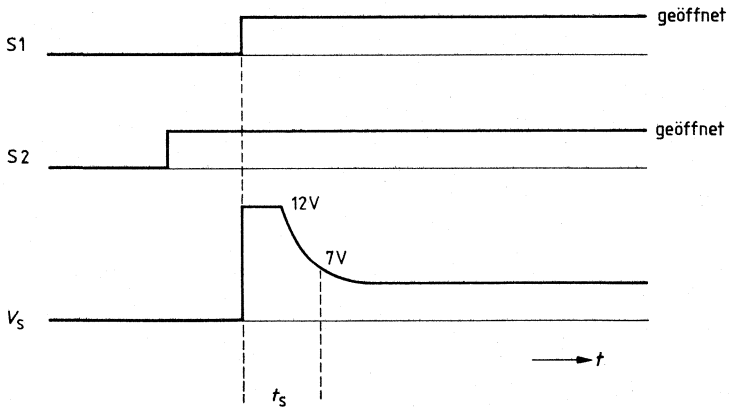
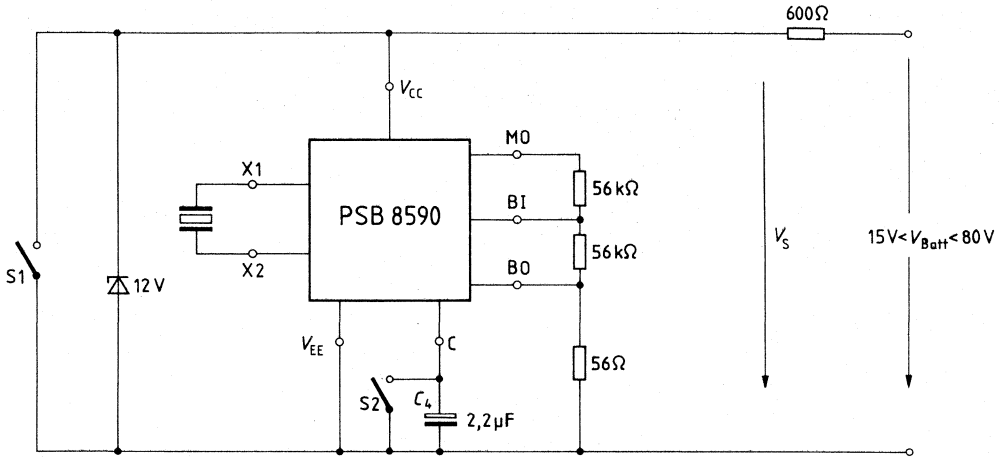
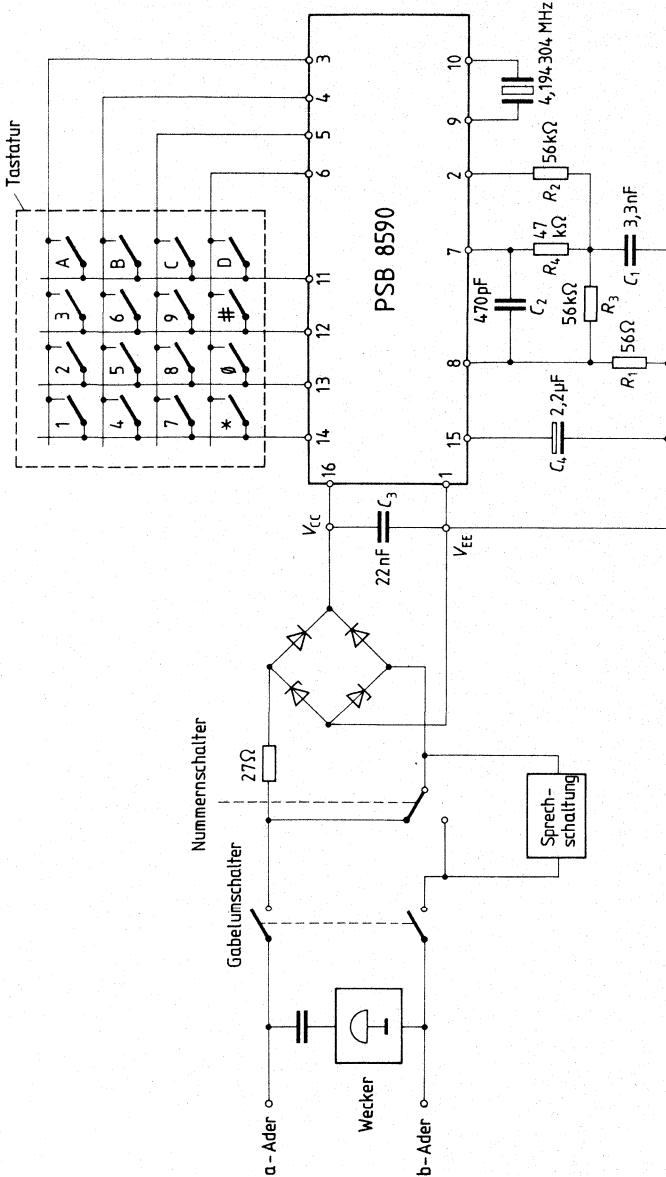


Bild 14
Typische Fernsprech-Anwendung des PSB 8590 mit 2-poligem RC-Filter (Butterworth)
zur Erfüllung der CEPT-Anforderungen



Besondere Merkmale

- Koppelfeldbaustein für 2,048 MHz und 8,192 MHz PCM-Systeme
- 16 PCM-Eingangsleitungen und integrierter Sprachspeicher für alle 512 Teilnehmer
- Verbindungsspeicher für 256 Kanäle auf 8 Ausgangsleitungen
- Mit zwei Bausteinen kann ein blockierungsfreies Koppelfeld mit 16/16 PCM-Leitungen aufgebaut werden
- Mikroprozessor-Schnittstelle zum Schreiben und Lesen des Verbindungsspeichers
- Wählbare Verzögerung zwischen Eingangs- und Ausgangsleitungen
- Tristate-Funktion für Erweiterungen oder Bereitschaftsbetrieb
- Advanced NMOS-Technologie
- Nur eine Versorgungsspannung von +5 V

Anwendungen

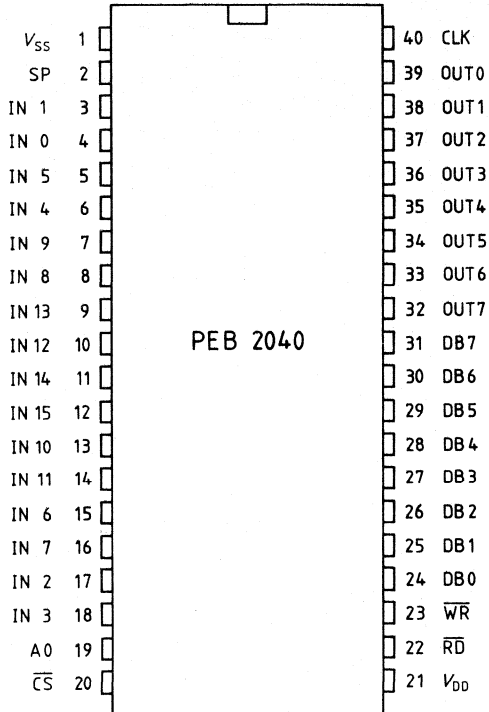
- Alle Arten von Vermittlungsanlagen
- Mit nur zwei Bausteinen läßt sich ein vollständiges Koppelfeld für PCM-Nebenstellenanlagen mit bis zu 512 Teilnehmern aufbauen
- Konzentratorkfunktion
- Schnittstelle zur Frequenzumwandlung zwischen 2 MHz und 8 MHz-PCM-Systemen
- 16/16-Raumkoppelfeld für 8 MHz-PCM-Systeme

Allgemeine Beschreibung

Der Siemens Koppelfeldbaustein PEB 2040 ist eine monolithische NMOS-IS mit integriertem Sprach- und Verbindungsspeicher. Sie verbindet einen beliebigen von 512 PCM-Eingangskanälen mit jedem beliebigen der 256 PCM-Ausgangskanäle. Aus zwei Bausteinen kann ein blockierungsfreies Koppelfeld für 512 Kanäle aufgebaut werden. Bild 1 zeigt die Blockschaltbilder von 2 PCM-Systemen mit dem PEB 2040. Die Eingänge sind TTL-kompatibel.

Anschlußanordnung

Ansicht von oben



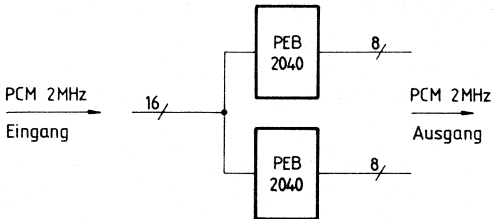
Anschlußbezeichnung

| Anschluß | Name | Funktion |
|----------|-------------------|--|
| 1 | U_{SS} | Masse (0V) |
| 2 | SP | Synchronisierimpuls (8 kHz); ansteigende Flanke für Eingangszähler, fallende Flanke für Ausgangszähler; der Abstand zwischen ansteigender und abfallender Flanke sollte $\Delta = (2 + N \times 4) t_{CL}$ ($N = 0 - 255$) betragen, ansteigende Flanke synchron zu den Eingangs-Rahmen; der Ausgangs-Rahmen beginnt zwei Takt-Impulse vor der abfallenden Flanke. |
| 3 | IN 1 | PCM-Eingang 1 |
| 4 | IN 0 | PCM-Eingang 0 |
| 5 | IN 5 | PCM-Eingang 5 |
| 6 | IN 4 | PCM-Eingang 4 |
| 7 | IN 9 | PCM-Eingang 9 |
| 8 | IN 8 | PCM-Eingang 8 |
| 9 | IN 13 | PCM-Eingang 13 |
| 10 | IN 12 | PCM-Eingang 12 |
| 11 | IN 14 | PCM-Eingang 14 |
| 12 | IN 15 | PCM-Eingang 15 |
| 13 | IN 10 | PCM-Eingang 10 |
| 14 | IN 11 | PCM-Eingang 11 |
| 15 | IN 6 | PCM-Eingang 6 |
| 16 | IN 7 | PCM-Eingang 7 |
| 17 | IN 2 | PCM-Eingang 2 |
| 18 | IN 3 | PCM-Eingang 3 |
| 19 | A0* | Adresse 0, zum Unterscheiden verschiedener Arten von Steuerworten |
| 20 | \overline{CS}^* | Baustein-Auswahl (Chip-Select) |
| 21 | U_{DD} | Versorgungsspannung + 5 V \pm 5% |
| 22 | \overline{RD}^* | Lese-Impuls |
| 23 | \overline{WR}^* | Schreib-Impuls |
| 24 | DB 0* | Datenbus 0 |
| 25 | DB 1* | Datenbus 1 |
| 26 | DB 2* | Datenbus 2 |
| 27 | DB 3* | Datenbus 3 |
| 28 | DB 4* | Datenbus 4 |
| 29 | DB 5* | Datenbus 5 |
| 30 | DB 6* | Datenbus 6 |
| 31 | DB 7* | Datenbus 7 |
| 32 | OUT 7 | PCM-Ausgang 7 |
| 33 | OUT 6 | PCM-Ausgang 6 |
| 34 | OUT 5 | PCM-Ausgang 5 |
| 35 | OUT 4 | PCM-Ausgang 4 |
| 36 | OUT 3 | PCM-Ausgang 3 |
| 37 | OUT 2 | PCM-Ausgang 2 |
| 38 | OUT 1 | PCM-Ausgang 1 |
| 39 | OUT 0 | PCM-Ausgang 0 |
| 40 | CLK | Taktimpuls 8,192 MHz, Tastverhältnis 50% |

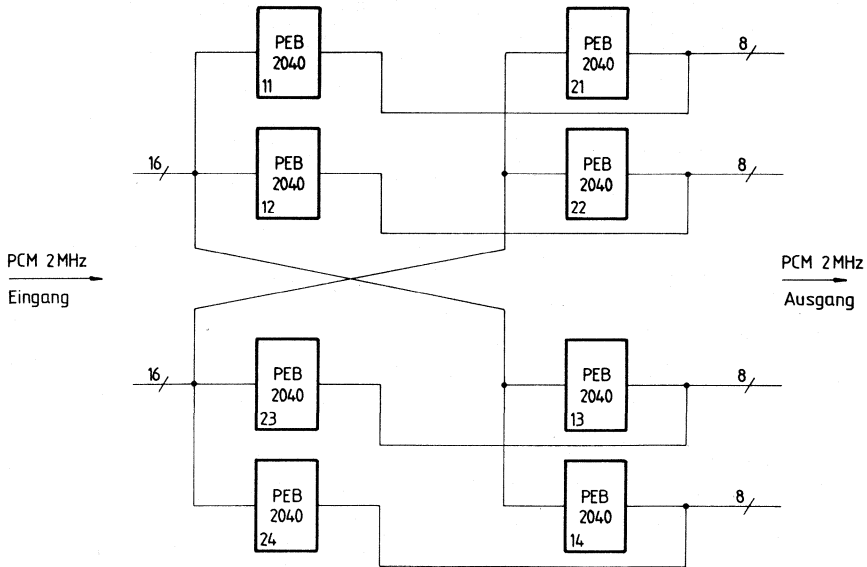
bidirektional

* Vom Mikroprozessor gesteuerte Schnittstelle

Bild 1
Blockschaltbild zweier PCM-Koppelfelder mit PEB 2040



16/16-Koppelfeld zur blockierungsfreien Durchschaltung von 512 Kanälen.



32/32-Koppelfeld zur blockierungsfreien Durchschaltung von 1022 Kanälen mit Anwendung der Tristate-Funktion.

Funktionsbeschreibung des PEB 2040

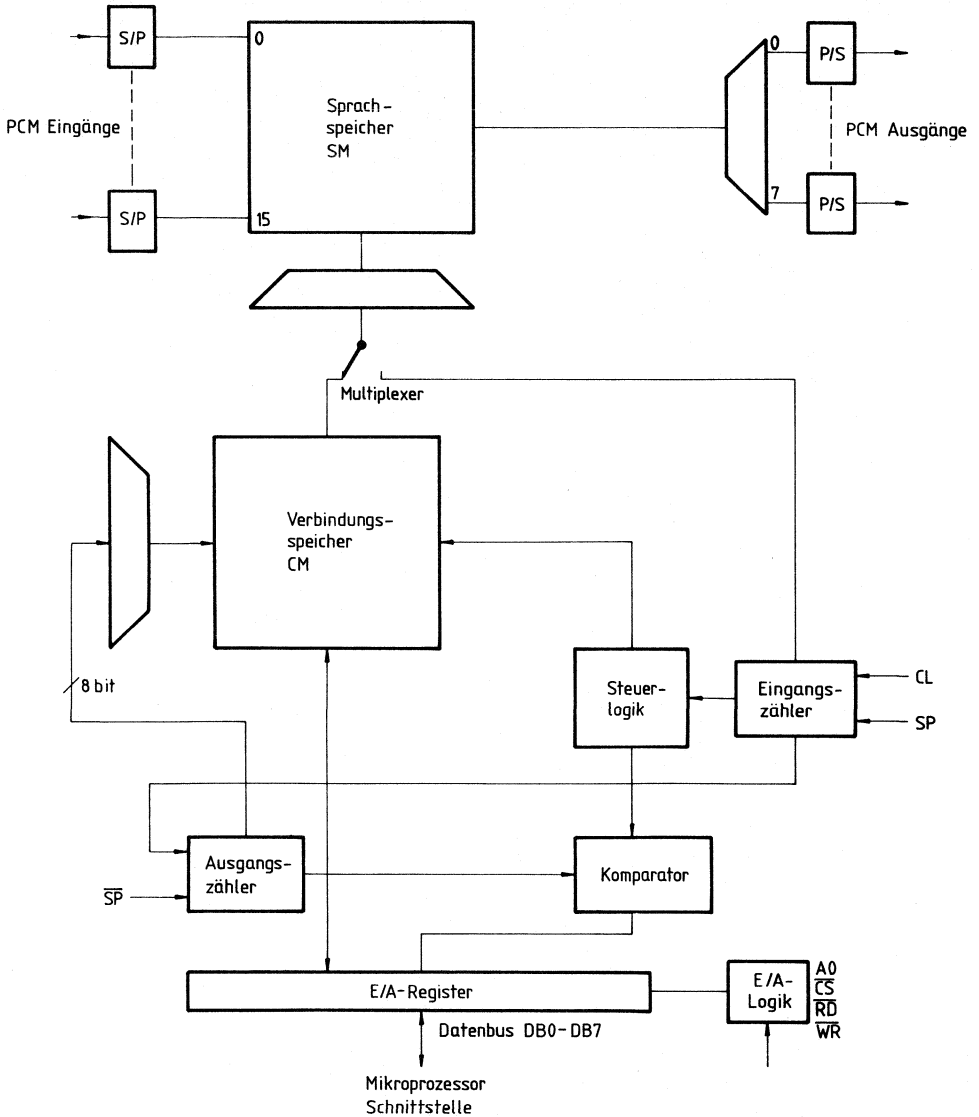
Der PEB 2040 ist ein Koppelfeldbaustein, der jeden der 512 PCM-Kanäle von 16 PCM-Eingangsleitungen mit jedem der 256 PCM-Kanäle von 8 Ausgangsleitungen verbinden kann.

Bild 2 zeigt ein Blockschaltbild des Koppelfeldbausteins mit seinem internen Aufbau.

Die PCM-Daten eines vollständigen Rahmens werden im 4 K-Sprachspeicher abgelegt. Das bedeutet, daß alle 512 Worte mit 8 Bit in eine bestimmte Speicherstelle des Sprachspeichers geschrieben werden. Dies wird durch den Eingangszähler alle 125 μ s veranlaßt. Die Worte werden im wahlfreien Zugriff mit einer für jeden der 256 Ausgangskanäle im Verbindungsspeicher abgelegten Adresse gelesen. Der Zugriff zum Verbindungsspeicher wird vom Ausgangszähler gesteuert.

Zum Herstellen einer Verbindung müssen die Adressen des Verbindungsspeichers über eine Mikroprozessor-Schnittstelle in den PEB 2040 eingegeben werden. Die Sprachspeicher-Adresse enthält die Kanal- und die Leitungsnummer der PCM-Eingangsworte. Die Verbindungsspeicher-Adresse enthält die Kanal- und die Leitungsnummer der Ausgangsworte.

Bild 2
Blockschaltbild



Betriebsarten

Der PEB 2040 kann an PCM-Leitungen mit 2,048 Mbit/s und 8,192 Mbit/s angeschlossen werden. Die Betriebsart wird mit den „Mode“-Bits eingestellt, wobei MI0 und MI1 die Bitrate der Eingangsleitungen und MO0 und MO1 unabhängig davon die der Ausgangsleitungen bestimmt.

Die zugehörigen Eingangs- und Ausgangsadressen sind in Tabelle 1 angegeben. Die Betriebsart MI0 = MI1 = 1 ist nur für Anwendungen als Raumkoppelfeld-Baustein.

**Tabelle 1
Eingangsbelegung**

| Anschluß | MI0=0, MI1=0 | MI0=1, MI1=0 | MI0=0, MI1=1 | MI0=1, MI1=1 |
|----------|---------------|--------------|----------------------|---------------|
| | 16 × 2 Mbit/s | 4 × 8 Mbit/s | 8 × 2 + 2 × 8 Mbit/s | 16 × 8 Mbit/s |
| 3 | IN 1 | | | 1 |
| 4 | IN 0 | | IN 0 | 0 |
| 5 | IN 5 | | | 5 |
| 6 | IN 4 | | IN 4 | 4 |
| 7 | IN 9 | | | 9 |
| 8 | IN 8 | | IN 8 | 8 |
| 9 | IN 13 | IN 1 | | 13 |
| 10 | IN 12 | IN 0 | IN 12 | 12 |
| 11 | IN 14 | IN 2 | IN 14 | 14 |
| 12 | IN 15 | IN 3 | | 15 |
| 13 | IN 10 | | IN 10 | 10 |
| 14 | IN 11 | | | 11 |
| 15 | IN 6 | | IN 6 | 6 |
| 16 | IN 7 | | | 7 |
| 17 | IN 2 | | IN 2 | 2 |
| 18 | IN 3 | | | 3 |

Ausgangsbelegung

| Anschluß | MO0=0, MO1=0 | MO0=1, MO1=0 | MO0=0, MO1=1 |
|----------|--------------|--------------|--------------------|
| | 8 × 2 Mbit/s | 2 × 8 Mbit/s | 4 × 2/1 × 8 Mbit/s |
| 32 | OUT 7 | | OUT 7 |
| 33 | OUT 6 | | |
| 34 | OUT 5 | | OUT 5 |
| 35 | OUT 4 | | |
| 36 | OUT 3 | | OUT 3 |
| 37 | OUT 2 | | |
| 38 | OUT 1 | OUT 1 | OUT 1 |
| 39 | OUT 0 | OUT 0 | OUT 0 |

PCM-Schnittstelle

Steuersignale:

Takt: CLK $f_{CL} = 8,192$ MHz, Tastverhältnis 50%, t_r , $t_f \leq 10$ ns

Synchronisierimpuls SP: $f_{CL} = 8,000$ kHz, definiert den
PCM-Rahmen mit 1024 Taktimpulsen,
 t_r , $t_f \leq 10$ ns

PCM-Eingang: IN0–IN15

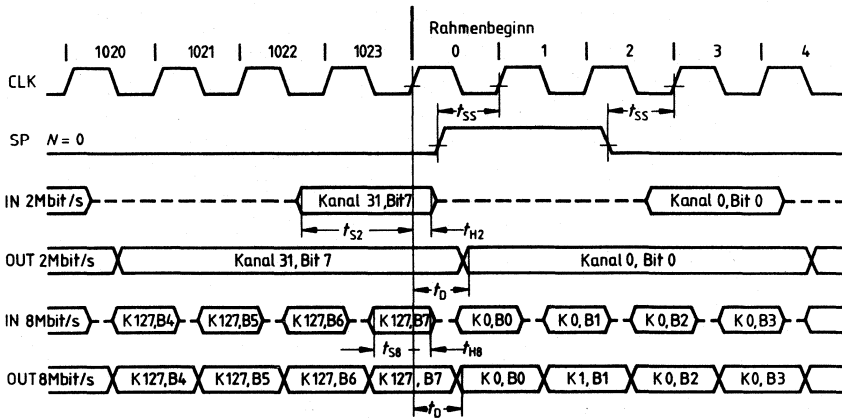
für 2 oder 8 Mbit/s, organisiert als 32 Worte zu 8 Bit oder 128 Worte zu 8 Bit pro Rahmen.
Der Rahmen aller Eingangsleitungen beginnt mit der ansteigenden Flanke des SP-Signals.

PCM-Ausgang: OUT0–OUT7

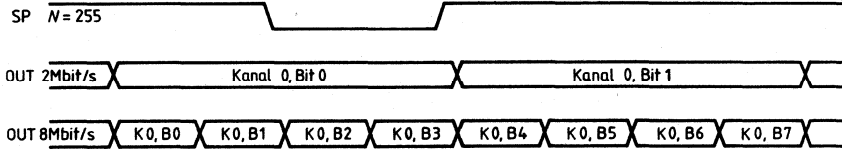
für 2 oder 8 Mbit/s. Der Zeitrahmen aller Ausgangsleitungen wird durch die abfallende Flanke des SP-Signals bestimmt. Der Abstand zwischen der ansteigenden Flanke und der abfallenden Flanke des SP-Signals sollte $\Delta = (2 + N \times 4) t_{CL}$, $0 < N < 255$ betragen (fest bei Anwendungen als Raumkoppelfeld-Baustein: $\Delta = (2 + 70 \times 4) t_{CL} = 282 t_{CL}$, $N = 70$). N bestimmt die Verzögerung des Ausgangsrahmens gegenüber dem Eingangsrahmen in 2-MHz-Schritten, wie im Zeitdiagramm gezeigt.

Der Baustein hat Tristate-Ausgänge.

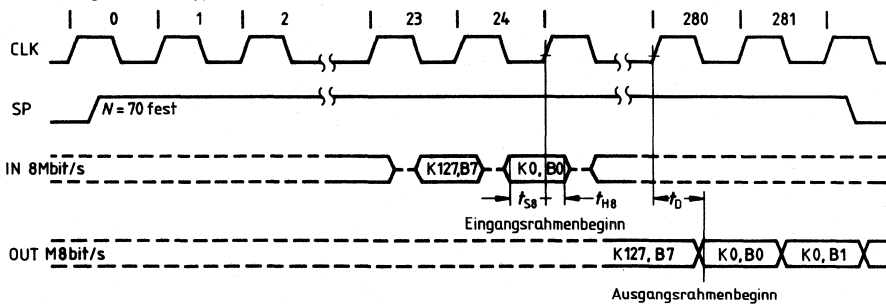
Zeitdiagramm für den 16/8-Koppelfeldbaustein



Beispiel mit verzögertem Ausgangsrahmen



Anwendung als Raumkoppelfeld



Taktzeit

$f_{CL} = 8,192 \text{ MHz}$
 $t_{CL} = 122 \text{ ns}$
 Tastverhältnis 50%

Zeit bei $f_{CL} = 8,192 \text{ MHz}$

| | Min. | Max. | |
|----------|------|------|----|
| t_{SS} | 80 | 160 | ns |
| t_{S2} | 180 | | ns |
| t_{H2} | 0 | | ns |
| t_{S8} | 60 | | ns |
| t_{H8} | 0 | | ns |
| t_D | | 50 | ns |

$C_L = 200 \text{ pF}$

Mikroprozessor-Schnittstelle DB0 – DB7, \overline{RD} , \overline{WR} , \overline{CS} , A0

Befehle zum Zugriff auf den Verbindungsspeicher werden mit A0 = 1 ausgewählt.

Alle Befehle haben eine Drei-Byte-Struktur und müssen vollständig ausgeführt werden.

| DB7 | | | | DB0 | | | | |
|-----|----|----|----|-----|----|----|----|----------------------------------|
| X | X | K1 | K0 | X | X | X | S8 | Schlüsselwort |
| S7 | S6 | S5 | S4 | S3 | S2 | S1 | S0 | Adresse des Sprachspeichers |
| C7 | C6 | C5 | C4 | C3 | C2 | C1 | C0 | Adresse des Verbindungsspeichers |

| Schlüsselwort | | |
|---------------|----|---|
| K1 | K0 | |
| 1 | 0 | Verbindungsspeicher schreiben |
| 0 | 1 | Verbindungsspeicher schreiben, mit Prüfbyte |
| 0 | 0 | Verbindungsspeicher lesen |

| | | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| S8 | S7 | S6 | S5 | S4 | S3 | S2 | S1 | S0 |
|----|----|----|----|----|----|----|----|----|

Im Verbindungsspeicher abgelegte Adresse des Sprachspeichers

| | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|
| C7 | C6 | C5 | C4 | C3 | C2 | C1 | C0 |
|----|----|----|----|----|----|----|----|

Adresse des Verbindungsspeichers

Die Adresse des Sprachspeichers enthält die Kanal- und die Leitungsnummer der ankommenden PCM-Worte. Die Adresse des Verbindungsspeichers besteht aus der Kanal- und der Leitungsnummer der Ausgangs-Worte in der folgenden Anordnung:

- 2 Mbit/s-Eingangsleitungen Bit 0–3 Leitungsnummer
 Bit 4–8 Kanalnummer
- 8 Mbit/s-Eingangsleitungen Bit 0–1 Leitungsnummer
 Bit 2–8 Kanalnummer
- 2 Mbit/s-Ausgangsleitungen Bit 0–2 Leitungsnummer
 Bit 3–7 Kanalnummer
- 8 Mbit/s-Ausgangsleitungen Bit 0 Leitungsnummer
 Bit 1–7 Kanalnummer

Beispiel

Kanal 7 der ankommenden 2 Mbit/s-Leitung Nr. 9 soll mit Kanal Nr. 126 der Ausgangsleitung Nr. 1 eines 8 Mbit/s-Systems verbunden werden, ohne daß ein Prüfbyte verwendet wird:

Byte 0 20 H (00100000)
 1 79 H (01111001)
 2 FD H (11111101)

(0 0 1 0 0 0 0) (0 1 1 1 1 0 0 1) (1 1 1 1 1 1 0 1)

Schlüsselwort Kanal 7 Leitung 9 Kanal 126 Leitung 1
 Schreiben

Bei Anwendungen als Raumkoppelfeld-Baustein mit M10 = 1, M11 = 1, M00 = 1, M01 = 1

8 Mbit/s-Eingangsleitungen Bit 0–3 Leitungsnummer
 Bit 4–8 die unteren 5 Bits der Kanalnummer

8 Mbit/s-Ausgangsleitungen Bit 0 Leitungsnummer
 Bit 1–7 Kanalnummer

Der Abstand zwischen der ansteigenden Flanke und der fallenden Flanke des SP-Signals ist mit $N = 70$, $\Delta = (2 + 70 \times 4) t_{CL} = 282 t_{CL}$ festgesetzt.

128 Eingangskanäle können ausgewählt werden, indem man in den Verbindungsspeicher (CM) schreibt:

In CM-Adresse 00 – 3F – S8 – S4 (SM-Adr.) bedeutet Kanal 0 bis 31
 In CM-Adresse 40 – 7F – S8 – S4 (SM-Adr.) bedeutet Kanal 32 bis 63
 In CM-Adresse 80 – BF – S8 – S4 (SM-Adr.) bedeutet Kanal 64 bis 95
 In CM-Adresse C0 – FF – S8 – S4 (SM-Adr.) bedeutet Kanal 96 bis 127

3 Beispiele:

C7 C0
 CM-Adresse = 3F 00 | 1 1 1 1 1 | 1 Ausgangsleitung 1, Kanal 31
 SM-Adresse = 1FA | 1 1 1 1 1 | 1010 Eingangsleitung 10, Kanal 31
 S8 S0

C7 C0
 CM-Adresse = 7F 01 | 1 1 1 1 1 | 1 Ausgangsleitung 1, Kanal 63
 SM-Adresse = 1FA | 1 1 1 1 1 | 1010 Eingangsleitung 10, Kanal 63
 S8 S0

C7 C0
 CM-Adresse = C0 11 | 0 0 0 0 0 | 0 Ausgangsleitung 0, Kanal 96
 SM-Adresse = 008 | 0 0 0 0 0 | 1000 Eingangsleitung 8, Kanal 96
 S8 S0

Schreiben des Verbindungsspeichers

| | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|
| x | x | 1 | 0 | X | X | X | S8 |
| S7 | S6 | S5 | S4 | S3 | S2 | S1 | S0 |
| C7 | C6 | C5 | C4 | C3 | C2 | C1 | C0 |

$A0 = 1, \overline{WR} = 0, \overline{CS} = 0$

Speichert S8 – S0 in der mit C7 – C0 adressierten Speicherstelle des Verbindungsspeichers.

Schreiben des Verbindungsspeichers mit Prüfbyte

| | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|
| X | X | 0 | 1 | X | X | X | S8 |
| S7 | S6 | S5 | S4 | S3 | S2 | S1 | S0 |
| C7 | C6 | C5 | C4 | C3 | C2 | C1 | C0 |

$$A0 = 1, \overline{WR} = 0, \overline{CS} = 0$$

Speichert S8–S0 in der mit C7–C0 adressierten Speicherstelle des Verbindungsspeichers.

| | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|
| X | X | 0 | 1 | X | X | X | S8 |
| S7 | S6 | S5 | S4 | S3 | S2 | S1 | S0 |
| C7 | C6 | C5 | C4 | C3 | C2 | C1 | C0 |

$$A0 = 1, \overline{RD} = 0, \overline{CS} = 0$$

S8–S0 werden im nächsten Zeitrahmen mit dem Schreiben des Verbindungsspeichers überschrieben.

Lesen des Verbindungsspeichers

| | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|
| X | X | 0 | 0 | X | X | X | X |
| X | X | X | X | X | X | X | X |
| C7 | C6 | C5 | C4 | C3 | C2 | C1 | C0 |

$$A0 = 1, \overline{WR} = 0, \overline{CS} = 0$$

Überschreibt S8–S0 mit der Verbindungsspeicher-Adresse C7–C0 und kann mit der folgenden Sequenz gelesen werden.

| | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|
| X | X | 0 | 0 | X | X | X | S8 |
| S7 | S6 | S5 | S4 | S3 | S2 | S1 | S0 |
| C7 | C6 | C5 | C4 | C3 | C2 | C1 | C0 |

$$A0 = 1, \overline{RD} = 0, \overline{CS} = 0$$

Betriebsart/Status gewählt $A0=0$
Status $A0=0, \overline{RD}=0, (\overline{WR}=1), \overline{CS}=0$

| | | | | | | | |
|-----|---|---|----|---|---|-----|---|
| DB7 | | | | | | DB0 | |
| B | Z | X | RY | 0 | 0 | 0 | 0 |

- B = 1 Baustein führt einen Befehl aus (Busy)
- Z = 1 Unvollständige Befehlsausführung
- RY = 1 Mode-Register gesperrt (nach Einschalten)

Tristate beim Einschalten

SB wird durch Einschalten oder durch Schreiben des Mode-Registers gesetzt.

SB wird durch Schreiben des Mode-Registers rückgesetzt.

Das Signal „Schreiben Mode-Register“ wird für höchstens 7 Rahmen nach dem Einschalten gesperrt. Während dieser Zeit wird RY im Status-Register auf „1“ gesetzt.

SP und CL sollten sofort nach dem Einschalten angelegt werden.

Betriebsart $A0=0, \overline{WR}=0, (\overline{RD}=1), \overline{CS}=0$

| | | | | | | | |
|-----|----|---|----|-----|-----|-----|-----|
| DB7 | | | | | | DB0 | |
| R | TE | 0 | SB | MI1 | MI0 | MO1 | MO0 |

- R = Zurücksetzen (Reset) R = 0 Zurücksetzen (Reset)
- TE = Tristate-Freigabe TE = 0 Betrieb ohne Tristate-Funktion
- TE = 1 Tristate-Funktion codeabhängig
- SB = Standby SB = 1 Tristate-Funktion codeunabhängig

| MI1 | MI0 | Betriebsart Eingang |
|-----|-----|----------------------|
| 0 | 0 | 16 × 2 Mbit/s |
| 0 | 1 | 4 × 8 Mbit/s |
| 1 | 0 | 2 × 8 + 8 × 2 Mbit/s |

| MO1 | MO0 | Betriebsart Ausgang |
|-----|-----|---------------------|
| 0 | 0 | 8 × 2 Mbit/s |
| 0 | 1 | 2 × 8 Mbit/s |
| 1 | 0 | 1 × 8/4 × 2 Mbit/s |

| | | |
|---|---|---------------|
| 1 | 1 | 16 × 8 Mbit/s |
|---|---|---------------|

nur für Anwendungen als Raumkoppelfeld-Baustein

Rücksetzen (Reset)

DB7 = R

Der PEB 2040 kann durch ein „Mode“-Byte mit $R = 0$ initialisiert werden. Dabei wird der gesamte Verbindungsspeicher mit Nullen überschrieben. Während dieser Zeit ist das „Busy“-Bit gesetzt.

Tristate-Funktion

DB6 = TE, DB4 = SB

Die PCM-Ausgänge des PEB 2040 sind Tristate-Ausgänge.

1. SB = 1 ist der Standby-Zustand. Alle Ausgänge sind im Tristate-Zustand. Der Verbindungsspeicher arbeitet normal.
Der Baustein kann durch die Einstellung SB = 0 sofort aktiviert werden.
2. TE = 1, (SB = 0): Die Ausgangskanäle befinden sich im hochohmigen Zustand (Tristate), wenn die im Verbindungsspeicher abgelegte Adresse des Sprachspeichers SB – S0 = 0 ist. Das bedeutet, daß Kanal 0 auf Leitung 0 nicht als Ausgang benutzt werden kann.
3. TE = 0, (SB = 0): Kanal 0 auf Leitung 0 kann benutzt werden, aber die Tristate-Funktion ist nicht möglich.

Betriebsart (Eingangs-/Ausgangs-Bitrate)

DB0 = MO0, DB1 = MO1, DB2 = MI0, DB3 = MI1

Die Betriebsart wird durch die Modebits ausgewählt, wobei MI0 und MI1 die Bitrate der Eingangsleitungen und MO0 und MO1 unabhängig davon die der Ausgangsleitungen bestimmen.

Die zugehörigen Eingangs- und Ausgangsadressen sind in Tabelle 1 angegeben.

Beispiel

| | | | | | | | | |
|-----|---|---|---|---|---|---|---|-----|
| DB7 | | | | | | | | DB0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

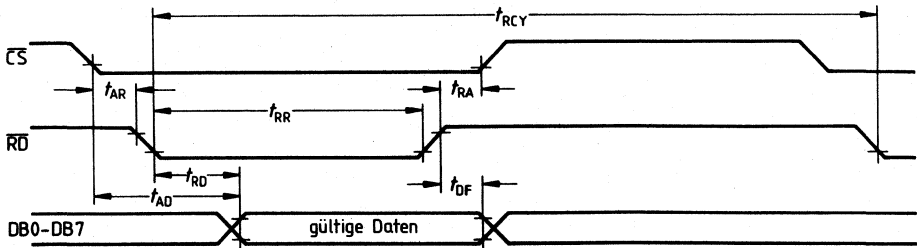
PCM-Betriebsart: 16 × 2 Mbit/s Eingang

PCM-Betriebsart

mit Tristate-Funktion: 8 × 2 Mbit/s Ausgang

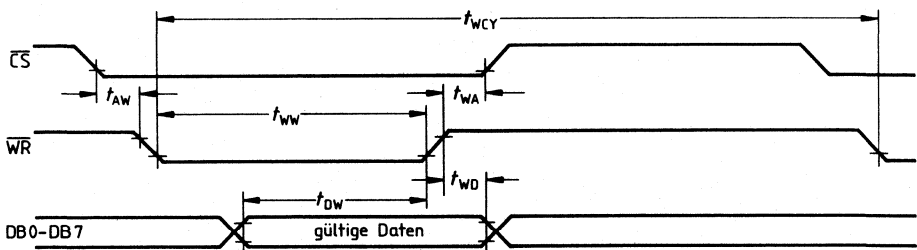
Zeitdiagramm der Mikroprozessor-Schnittstelle

Lesen



| | Min. | Max. | |
|--|-----------|------|-----|
| Vorlaufzeit Adresse zu \overline{RD} | t_{AR} | 0 | ns |
| Haltezeit der Adresse nach \overline{RD} | t_{RA} | 0 | ns |
| \overline{RD} -Impulsdauer | t_{RR} | 180 | ns |
| Vorlaufzeit \overline{RD} zu gültige Daten | t_{RD} | 90 | ns |
| Vorlaufzeit Adresse stabil zu gültige Daten | t_{AD} | 100 | ns |
| Datenänderungszeit nach \overline{RD} | t_{DF} | 10 | 100 |
| \overline{RD} -Zykluszeit | t_{RCY} | 500 | ns |

Schreiben



| | Min. | Max. | |
|--|-----------|------|----|
| Vorlaufzeit Adresse zu \overline{WR} | t_{AW} | 0 | ns |
| Haltezeit Adresse | t_{WA} | 0 | ns |
| \overline{WR} -Impulsdauer | t_{WW} | 190 | ns |
| Daten-Vorbereitungszeit | t_{DW} | 130 | ns |
| Daten-Haltezeit | t_{WD} | 0 | ns |
| \overline{WR} -Zykluszeit | t_{WCY} | 500 | ns |

Bei der Programmierung muß die Maximallänge der Ausführungszeit eines Befehls oder einer Rücksetz-Anweisung berücksichtigt werden, oder die Ausführungszeiten müssen über das „Busy“-Bit des Status-Registers überwacht werden.

„Busy“-Zeit

| | Typ. | Max. | |
|---|------|------|----|
| Rücksetzen (Reset) | 188 | 250 | µs |
| Lesen des Verbindungsspeichers | 63 | 125 | µs |
| Schreiben des Verbindungsspeichers | 63 | 125 | µs |
| Schreiben des Verbindungsspeichers mit Prüfbyte | 188 | 250 | µs |

Grenzdaten

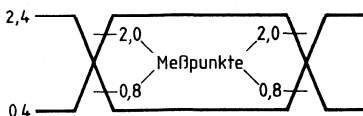
| | Min. | Typ. | Max. | |
|-----------------------|-----------|------|------|----|
| Versorgungsspannung | U_{DD} | -0,3 | 7 | V |
| Eingangsspannung | U_I | -0,3 | 7 | V |
| Gesamtverlustleistung | P_{tot} | | 1 | W |
| Ausgangsleistung | P_O | - | 10 | mW |
| Betriebstemperatur | T_U | -25 | 85 | °C |
| Lagertemperatur | T_S | -55 | 125 | °C |

Statische und dynamische Kenndaten

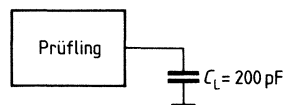
Prüfbedingungen: T_U -25 bis 85°C, $U_{CC} = 5V \pm 5\%$

| | | | | |
|--|----------|-----|----------|----|
| Versorgungsstrom | I_{DD} | 60 | 150 | mA |
| Eingangsleckstrom $U_I = 0$ bis U_{DD} | I_{IL} | -10 | 10 | µA |
| H-Eingangsspannung | U_{IH} | 2,0 | U_{DD} | V |
| L-Eingangsspannung | U_{IL} | 0 | 0,8 | V |
| H-Ausgangsspannung ($I_O = -0,2$ mA) | U_{OH} | 2,4 | | V |
| L-Ausgangsspannung ($I_O = 0,2$ mA) | U_{OL} | | 0,4 | V |
| Tristate-Ausgangs-Reststrom | | | | |
| $U_O = 0$ bis U_{DD} | I_{OL} | -10 | 10 | µA |

AC-Prüfeingang, Ausgangswellenform



AC-Prüfschaltung unter Last



AC-Prüfung

Die Eingänge werden mit 2.4 V bei logisch „1“ und mit 0.4 V bei logisch „0“ angesteuert. Zeitmessungen werden mit 2.0 V bei logisch „1“ und mit 0.8 V bei logisch „0“ ausgeführt.

MC und Speicher



1 Microcomputer

Vorwort

Seit ihrer Entstehung sind Digital-Computer ständig leistungsfähiger geworden und durch jede größere technische Verbesserung in neue Anwendungsbereiche vorgezogen. Das Erscheinen des Minicomputers machte die Einbeziehung von Digital-Computern in verschiedene Prozeß-Kontrollsysteme als einen selbstverständlichen Bestandteil möglich. Leider schränken Größe und Kosten von Minicomputern ihren Einsatz für spezielle Anwendungen ein. Daher verwendete man in solchen Fällen kundenspezifische Systeme aus „festverdrahteter Logik“, d.h. aus Gattern, Flip-Flops, Zählern, usw. Die technologische Weiterentwicklung der MOS-Technik führte von der „Large Scale Integration“ (LSI) zur Großintegration. Unter Ausnutzung der Erfahrungen und Technologien, die man in der Entwicklung von LSI-Speicherbauelementen sammeln konnte, wurde jetzt die Leistungsfähigkeit des Computers dem Anwender in Form von großintegrierten Computerbausteinen zugänglich gemacht, die zunächst bei den regelmäßigen Strukturen von Speicherbausteinen genutzt wurde. Weitere Fortschritte in der Technologie ermöglichten es, auch komplexe Strukturen zu integrieren.

Mit dem n-Kanal Silizium Gate-MOS-Verfahren konnte der schnelle (2 μ s-Zyklus und leistungsfähige (72 Grundbefehle) Mikroprozessor SAB 8080 auf einem einzigen LSI-Baustein realisiert werden. Wird dieser Mikroprozessor mit Speicher- und Eingabe-Ausgabe (E/A)-Bausteinen kombiniert, ergibt sich ein vollständiger Mikrocomputer.

Schlüsselbausteine dieser neuen Technik, der Mikroelektronik, sind die „Mikroprozessoren“, hochkomplexe elektronische Standardbausteine. Durch wenige ebenfalls mikroelektronische Bausteine werden sie zu Mikrocomputern ergänzt und erhalten damit, wenn auch in kleinerem Rahmen, wesentliche Eigenschaften von Computern. Die wichtigste davon ist ihre Programmierbarkeit: Erst durch das Programm erhält der Mikrocomputer seine eigentliche Zweckbestimmung.

Mikrocomputer vereinfachen nahezu jede Phase einer Produktentwicklung. Der erste Schritt ist bei jeder Produktentwicklung die Klarlegung der verschiedenen Funktionen, die das fertige System durchführen soll. Anstatt diese Funktionen mit Gattern und Flipflops¹⁾ zu realisieren, werden sie durch die Erstellung geeigneter Befehlsfolgen, des Programms, definiert und in Speicherelemente eingegeben. Daten werden im allgemeinen im RAM²⁾, das Anwenderprogramm in einem ROM²⁾ gespeichert. Der Mikroprozessor führt alle Systemfunktionen durch, indem er die Befehle aus dem Speicher abrufen, sie ausführt und die Ergebnisse über die Eingabe/Ausgabe Bausteine des Mikrocomputers weiterleitet. Ein Mikroprozessor SAB 8080 kann mit einem Programm, das in einem einzigen 2048 Byte ROM-Baustein gespeichert ist, die gleichen Funktionen ausführen, die bisher 1000 Gatter erforderten.

Die große Zukunft aber gehört zweifellos den Anwendungen, die bisher außerhalb dieser Bereiche lagen – auf allen Gebieten von Messen, Steuern, Regeln in professionellen Anlagen bis herunter zu Hausgeräten und Kinderspielzeug. Diese Entwicklung und ihre Konsequenzen rechtzeitig und realistisch zu erkennen und sich darauf einzustellen, wird nicht nur für den engeren Kreis der Elektroniker entscheidend sein.

1) Bistabile Kippstufen.

2) Siehe auch Kapitel Halbleiterspeicher.

Technische Einführung

Unter einem Computersystem versteht man ganz allgemein ein strukturiertes Gebilde, das Eingangsinformationen (Inputs) aufnimmt und darauf bestimmte Reaktionen (Outputs) zeigt.

Der Computer ist dabei das „Gehirn“ des Systems, während das übrige System, bestehend aus peripheren Geräten, wie z. B. Speicher-, Dialog- und Ein-/Ausgabegeräte, den Kontakt mit der Außenwelt abwickeln.

Was der Computer tut, bestimmt das Programm, unter dessen Kontrolle er jeweils arbeitet (Arbeitsprogramm), während die Systemprogramme (Betriebssystem) das Zusammenspiel der einzelnen Systemelemente überwachen.

Der Computer selbst besteht im wesentlichen aus:

Zentralprozessor, der seinerseits Steuerwerk und Rechenwerk enthält. Im Rechenwerk werden arithmetische (z. B. Addition) und logische (z. B. die UND-Verknüpfung von Booleschen Variablen) Operationen ausgeführt, während das Steuerwerk für die Ausführung der Befehle sorgt, die der Computer empfängt.

Arbeitsspeicher¹⁾, in dem das Arbeitsprogramm und die momentan „in Arbeit“ befindlichen Daten abgelegt sind.

Ein-/Ausgabesteuerung, die den Datenverkehr mit der Außenwelt abwickelt.

Ein Mikrocomputer hat im Prinzip den gleichen Aufbau und arbeitet genauso.

Durch die Tatsache, daß der Mikrocomputer in den weitaus meisten Anwendungsfällen für einen Spezialzweck aufgebaut, programmiert und verwendet wird, ergeben sich jedoch einige Besonderheiten (Bild 1):

Der Arbeitsspeicher wird aufgeteilt in einen

Programmspeicher, in dem das Anwenderprogramm fest und damit gegen Stromausfall gesichert untergebracht ist, und einen

Datenspeicher, der die Informationen speichert die sich ständig ändern. Die Zentraleinheit eines Mikrocomputers heißt Mikroprozessor; in Abweichung von der übrigen Computertechnik ist es in der Mikrocomputertechnik üblich, lediglich den einen bzw. die wenigen Rechen-Steuer-Bausteine als Zentraleinheit zu bezeichnen.

Mikrocomputer haben im allgemeinen mehrere System-Datenkanäle, die auch häufig System-Busse oder einfach Datenbusse genannt werden und über die sämtliche Haupteinheiten verbunden sind. Über die Busse werden auch Daten, Speicheradressen und Kontrollsignale geführt. Den BUS hat der Mikrocomputer von seinem größeren Bruder, dem Minicomputer, übernommen; die Großanlage, wie der Siemens-Rechner 4004, wickelt den Datenverkehr mit der Peripherie über sogenannte „Multiplexkanäle“ für langsamere periphere Geräte und „Selektorkanäle“ für die schnellere Peripherie ab.

Die meisten Mikrocomputer benötigen einen gewissen Aufwand an Zusatzlogik. Das sind Standard-Bausteine, die nicht zum Mikrocomputer-Bauelementesatz gehören und die dem Mikrocomputer die Bewältigung seiner Spezialaufgabe hardwaremäßig ermöglichen. In dieser Stelle muß also Aufwand an Schaltungsentwicklung getrieben werden: die Bedeutung dieser Zusatzlogik ist heute erheblich, nimmt aber im gleichen Maße ab, wie die Bauelementehersteller spezielle integrierte Schaltungen zur Lösung aller möglichen Anwendungsprobleme auf den Markt bringen. Hierzu gehören Unterbrechungs-(Interrupt-) und Prioritätsschaltungen, DMA-Schaltung (direkter Speicherzugriff), Peripheriekontrolllogik.

¹⁾ In der konventionellen Computertechnik wird meist auch noch der Arbeitsspeicher als Teil der Zentraleinheit betrachtet.

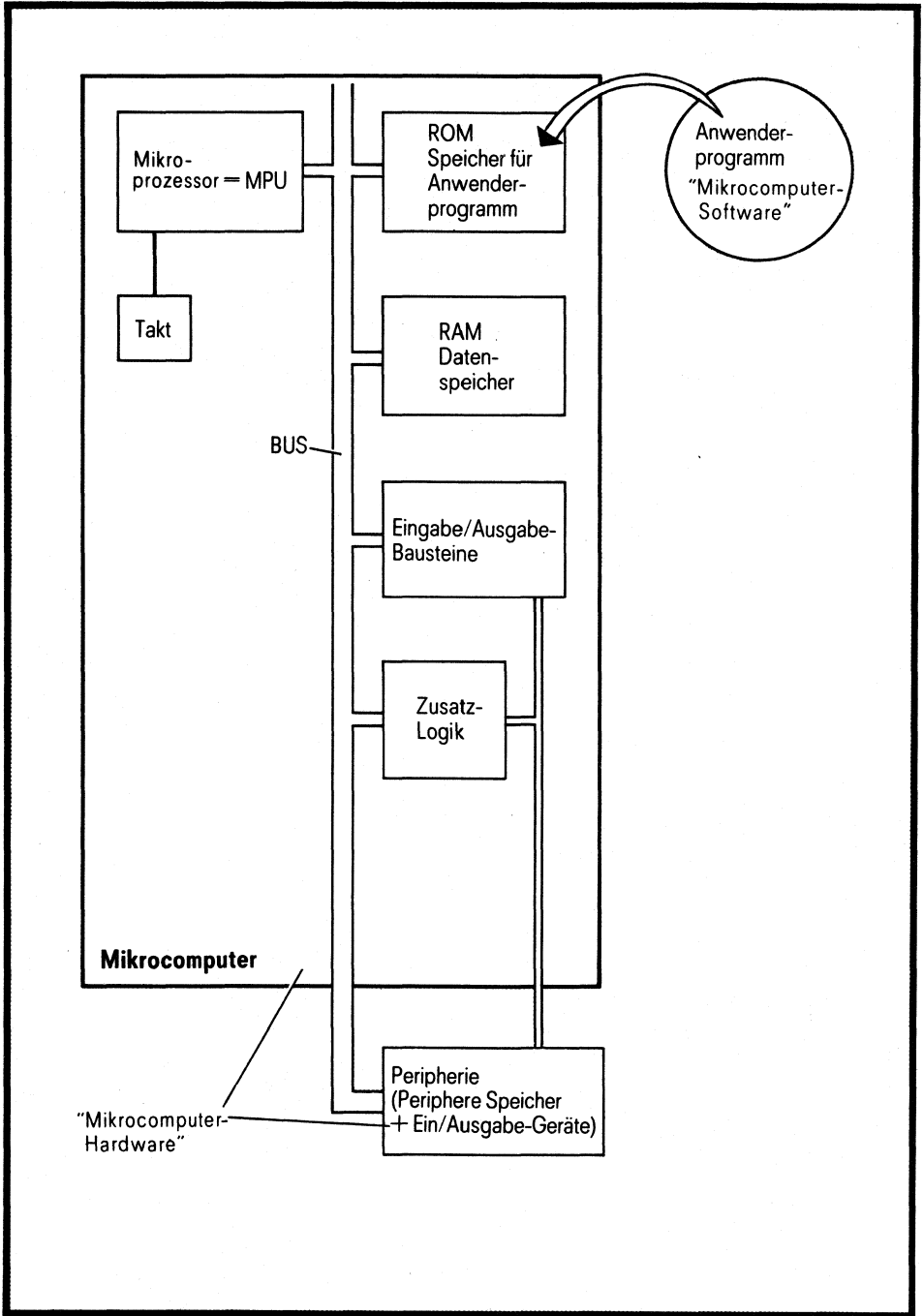


Bild 1 Aufbau eines Mikrocomputersystems

Mikrocomputer-Speicherbausteine

Im vorhergehenden Abschnitt wurde erwähnt, daß getrennte Speicher für die Daten und das Anwenderprogramm eine kennzeichnende Mikrocomputereigenheit sind.

Man verwendet heute bei den Mikrocomputern hauptsächlich Speicherbausteine in MOS-Technologie, von denen zu jedem Mikroprozessor ein Spektrum passender Typen angeboten wird.

Schreib-Lese-Speicher

Das RAM (**R**andom **A**ccess **M**emory) ist ein Schreib-Lese-Speicher, bei dem jede Speicherstelle adressierbar ist, d.h. es kann jeweils in jene Speicherstelle eingeschrieben oder ausgelesen werden, deren zugehörige Adresse an den Adresseneingängen des Bausteins anliegt.

Es gibt in verschiedenen Wortlängen organisierte Speicher. Die Art der Speicherorganisation wird üblicherweise mit einem „Mal“-Zeichen symbolisiert. Z. B. bedeutet die Bezeichnung „128×8“-RAM, daß der Speicher acht Dateneingänge und acht Datenausgänge hat, an denen parallel eines von den gespeicherten 128 Datenwörtern anliegt – seine Wortlänge ist also 8 Bit.

Bei den RAMs unterscheidet man zwischen statischen und dynamischen Bausteinen. In den **statischen RAMs** bestehen die Speicherzellen aus Flipflops, in denen die Information so lange gespeichert bleibt, bis die betreffende Flipflopzelle adressiert, ausgelesen oder überschrieben (neu beschrieben) wird. Mit solchen statischen Speichern werden die Mikrocomputer heute überwiegend bestückt.

Bei den **dynamischen RAMs** werden zur Informationsspeicherung anstatt Flipflops interne Kapazitäten benutzt. Da deren Leckströme nicht unendlich klein sind, muß der Ladungsverlust in Abständen von einigen Millisekunden ausgeglichen werden. Dieser Vorgang heißt Auffrischen (Refresh), und man benötigt für ihn zusätzliche Hardware. Trotzdem lohnt sich das Verwenden dynamischer RAMs in größeren Systemen, da ihre Speicherzellen viel kleiner sind als die der statischen RAMs und daher die Speicherkosten pro Bit insgesamt niedriger liegen. Für Mikrocomputer sind sie interessant, soweit größere Datenmengen gespeichert werden sollen und monolithisch integrierte Refresh-Schaltungen zur Verfügung stehen.

Es muß hier noch ausdrücklich betont werden, daß beide, die dynamischen wie die statischen MOS-RAMs, zu den „flüchtigen“ (volatile) Speichern gehören, d.h., daß die gespeicherte Information bei Ausfall der Spannungsversorgung verlorengeht.

Soweit unumgänglich nötig, hilft man sich heute mit Pufferbatterien, um mögliche Stromausfälle zu überbrücken.

Festwertspeicher

Das ROM (**R**ead **O**nly **M**emory), das seinen Namen zu Unrecht führt – es müßte richtiger Read-Only-RAM heißen –, ist ein frei adressierbarer Festspeicher, dessen Informationen dem Baustein vom Hersteller über die Metallisierungsmaske nach Kundenwunsch fest eingegeben wird; sie kann also bei Stromausfall nicht verlorengehen, ist aber auch nicht abänderbar.

In ROMs speichert man hauptsächlich Programme, gelegentlich aber auch Konstante. Wegen der kostenintensiven Maskenprogrammierung ist eine Anwendung erst bei größeren Stückzahlen (etwa ab 1000 Stück) üblich.

Programmierbare Festwertspeicher

Das PROM (**P**rogrammable **R**OM) ist ein ROM, das man mit Hilfe eines Programmiergeräts (Kosten: etwa 2000 bis 5000 DM) selbst elektrisch programmieren kann. Das Programmieren erfolgt meist durch gezieltes Durchbrennen von Diodenstrecken. An-

derungen sind nur insoweit möglich, als man nachträglich bisher nicht programmierte Bits „einbrennt“.

Vorteil des PROM: Der Anwender kann die Programmierung selbst vornehmen. Er braucht also sein Programm nicht aus dem Haus zu geben.

Nachteil: PROMs sind teurer als ROMs.

Umprogrammierbare Festwertspeicher

Das EPROM (Erasable PROM) oder REEPROM (Re-programmable ROM) kann mit Hilfe von ultraviolettem Licht „en bloc“ gelöscht und zum Unterschied zum PROM-Baustein einige Male mit einem Programmiergerät wieder neu programmiert werden. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit der Fehlerkorrektur, und man kann weniger häufige Programmänderungen durchführen, ohne daß man die vorher programmierten Schaltkreise wegwerfen muß.

1.1 Das Mikrocomputersystem mit SAB 8080A

Das Grundkonzept des SAB 8080 gestattet einen einfachen modulartigen Systemaufbau. Für den Entwickler liegt damit ein zuverlässiges und leistungsfähiges System mit geringem Bauteileaufwand vor. Ein Blockdiagramm des Gesamtsystems ist in Bild 2 dargestellt. Die darin enthaltenen Funktions-Blöcke sind auch in jedem anderen Computersystem zu finden. Im folgenden werden die Funktionsblöcke des Mikrocomputersystems kurz definiert und nachfolgend in einzelnen Abschnitten erläutert.

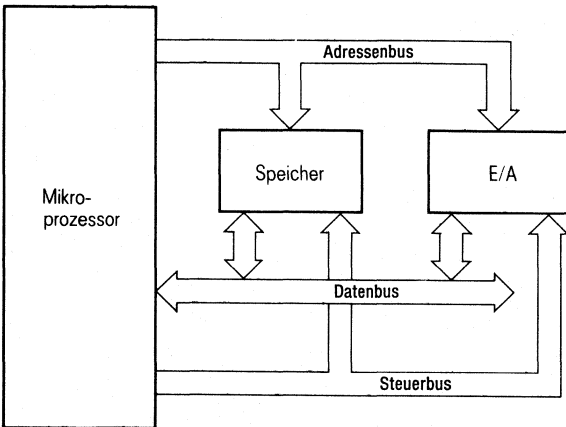


Bild 2 Typisches Blockdiagramm eines Computersystems

Zentraleinheit: Enthält den Mikroprozessor, den Taktgenerator sowie die Anpassungsschaltungen zum Speicher und zu den Eingabe/Ausgabe-(E/A-)Bausteinen.

Speicher: Enthält Festwertspeicher (ROM) und Schreib-Lese-Speicher (RAM) für die Programm- und Datenspeicherung.

E/A: Enthält Schaltungen, die es dem Computer ermöglichen, mit peripheren Funktionseinheiten oder Geräten zu verkehren, z.B. Datensichtstationen, Fernschreiber, Floppy Disks, Lochstreifen usw.

Es gibt drei Busse, durch die diese Funktionsblöcke miteinander verbunden sind:

Datenbus: 8 Leitungen, auf denen die Daten zwischen Mikroprozessor und Speicher oder E/A-Einheiten in beiden Richtungen übertragen werden.

Adressenbus: 16 Leitungen, die einen bestimmten Speicherplatz oder einen E/A-Baustein kennzeichnen (Einweg-Datenübertragung).

Steuerbus: 6 Leitungen, die über den Prozessorzustand aktiv, passiv usw. Aufschluß geben (Einweg-Datenübertragung).

1. Speicher-Lesen (Memory Read)
2. Speicher-Einschreiben (Memory Write)
3. E/A-Lesen (I/O Read)
4. E/A-Einschreiben (I/O Write)
5. Unterbrechung-Quittung (Interrupt Acknowledge)

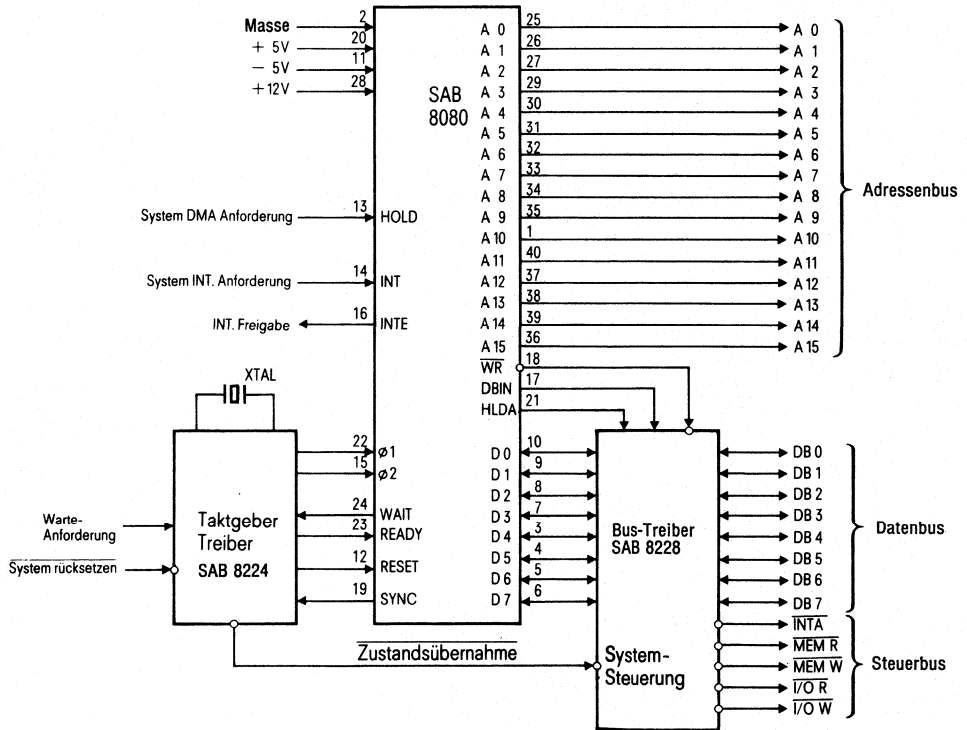


Bild 3 SAB 8080 Schnittstelle

Die Funktionsweise des SAB 8080 ist in Kapitel 5.1.1. (Aufbau des Mikroprozessors) beschrieben.

Die genannten Funktionsblöcke sind in Form von zueinanderpassenden (kompatiblen) Baugruppen erhältlich.

Der in Bild 2 im Block dargestellte Mikroprozessor läßt sich in drei weitere Funktionsblöcke unterteilen, die in Bild 3 gezeigt werden.

Taktgenerator und Leistungstreiber SAB 8224

Der SAB 8080 ist eine dynamische Schaltung, d.h. seine internen Speicherelemente und Logikschaltungen benötigen zum Wiederauffrischen und zur zeitlichen Steuerung einen externen Taktgeber (clock generator).

Der SAB 8080 erfordert zwei Taktsignale, die zueinander eine bestimmte Phasenbeziehung und hinsichtlich der Zeiten und Pegel bestimmten Kenndaten genügen müssen (siehe Kapitel „System-Bausteine“).

Zweiweg-Daten-Bus-Treiber und Systemsteuerlogik

Über diesen Baustein werden die über den Datenbus von und zum Mikroprozessor geführten Signale durchgeschaltet. Die von und zu E/A-Bausteinen, Speicher und Aus-/Eingabe-Bausteinen gehenden Daten werden zeitrichtig zum Mikroprozessor durchgeschaltet. Damit auch andere Einheiten den Datenbus belegen können, sind die Ausgänge DB0 bis DB7 des Bausteins SAB 8228 mit einem Bus-Freigabe-Signal in den hochohmigen Zustand schaltbar, so daß ein Gegeneinanderarbeiten mehrerer Ausgänge auf ein und dieselbe Datenleitung ausgeschlossen wird. Des weiteren erzeugt der Baustein aus einem vom Prozessor über den Datenbus ausgegebenen STATUS-Wort, das codiert die gerade anstehende Aktivität mit dem Speicher oder der Ein-/Ausgabe kennzeichnet, vier Steuersignale, mit denen die entsprechenden Bausteine direkt angesteuert werden können. Es sind dies die Signale:

1. Speicher-Lesen ($\overline{\text{MEMR}}$).
2. Speicher-Schreiben ($\overline{\text{MEMW}}$).
3. E/A-Lesen ($\overline{\text{I/OR}}$).
4. E/A-Schreiben ($\overline{\text{I/OW}}$).

Ein fünftes Steuer-Bus-Signal, das Unterbrechungs-Quittungssignal (INTA), wird erzeugt, indem Daten vom Zustands-Signalspeicher mit dem DBIN-Signal des SAB 8080 verknüpft werden. Dieses Signal dient zur Verbindung des Unterbrechungs- (INTERRUPT-) Kanals, der den RST-Befehl enthält, mit dem Datenbus.

Zusammenschaltung des SAB 8080 mit Speicher- und E/A-Bausteinen

Bild 4 zeigt ein dem Blockschaltbild von Bild 2 entsprechendes einfaches, funktionsfähiges System, es ist ein typisches Modell für ein System beliebiger Komplexität.

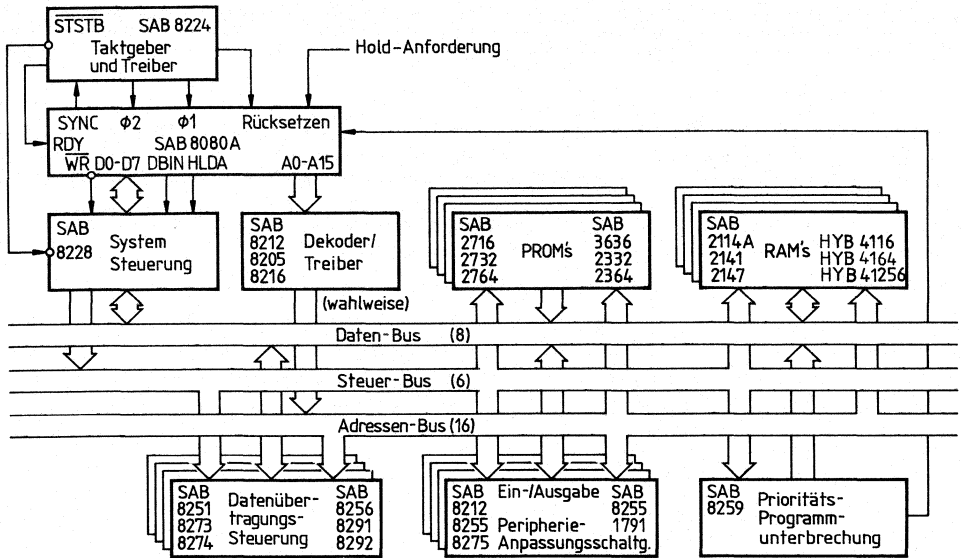


Bild 4 System SAB 8080

1.1.1 Der Mikroprozessor SAB 8080 A

Aufbau des Mikroprozessors (Zentraleinheit)

Ein Mikroprozessor besteht aus folgenden Funktionseinheiten:

Register-, Arithmetik-, Logikeinheit („ALU“-Rechenwerk), Steuerschaltungen.

Register dienen zur vorübergehenden Speicherung von Daten. Einige Register, wie der Befehlszähler und das Befehlsregister, haben bestimmte Aufgaben, während andere Register, z. B. der Akkumulator, für allgemeine Aufgaben bestimmt sind.

Akkumulator

Der Akkumulator speichert im allgemeinen einen der Operanden, die von der ALU verarbeitet werden. Ein typischer Befehl kann zum Beispiel veranlassen, daß die ALU den Inhalt eines anderen Registers auf den Inhalt des Akkumulators aufaddiert und das Ergebnis wieder im Akkumulator abspeichert.

Im allgemeinen kann also der Akkumulator sowohl Operanden- als auch Resultatregister einer Operation sein.

Oft enthält die Zentraleinheit eine Anzahl zusätzlicher Register für allgemeine Zwecke. Diese können dazu benutzt werden, Zwischenresultate oder Operanden zu speichern. Wenn solche zusätzlichen Register vorhanden sind, entfällt die Notwendigkeit, Zwischenresultate laufend zwischen dem Speicher und dem Akkumulator hin- und herzuschieben. Dadurch steigt die Arbeitsgeschwindigkeit und die Gesamteffektivität.

Befehlszähler (Sprünge, Unterprogrammaufrufe und Stack)

Die Befehle, aus denen ein Programm besteht, sind im Speicher des Computers abgespeichert. Die Zentraleinheit holt sich diese Befehle aus dem Speicher und stellt so fest,

welche Operationen sie ausführen muß. Das bedeutet, daß der Prozessor immer wissen muß, auf welcher Adresse der nächste Befehl zu finden ist, damit der logisch vorgeschriebene Programmablauf gesichert ist.

Jeder Speicherplatz ist numeriert und unterscheidet sich durch seine Nummer von allen anderen Speicherplätzen. Diese Nummer, die einen Speicherplatz charakterisiert, nennt man seine **Adresse**.

Der Prozessor enthält nun ein Zählregister, das immer die Adresse des nächsten Programmbefehls enthält. Es wird **Befehlszähler** genannt. Jedesmal, wenn ein Befehl geholt wird, bringt der Prozessor den Befehlszähler auf den aktuellen Stand, in dem er ihn um 1 erhöht.

Der Programmierer muß seine Befehle daher in Speicherplätzen mit aufeinanderfolgenden Adressen ablegen. Die niedrigeren Adressen müssen den zuerst auszuführenden Befehlen und die höheren den später auszuführenden Befehlen entsprechen. Diese Reihenfolge darf nur dann mißachtet werden, wenn in einem Speicherbereich ein **Sprungbefehl** zu einem anderen Speicherbereich abgelegt wird. Ein solcher Sprungbefehl enthält die Adresse des Befehls, der im Anschluß an ihn ausgeführt werden soll. Dieser nächste Befehl kann sich in einer beliebigen Speicherzelle befinden, solange der programmierte Sprungbefehl seine richtige Adresse angibt. Bei der Ausführung eines Sprungbefehls ersetzt der Prozessor den Inhalt des Befehlszählers durch die Adresse, die der Sprungbefehl angibt. Dadurch wird die korrekte Abarbeitung einer Befehlsfolge gesichert.

Ein Spezialfall des Sprungbefehls ist der **Unterprogrammaufruf**. Dabei merkt sich der Prozessor den Inhalt des Befehlszählers zu dem Zeitpunkt, in dem der Sprungbefehl interpretiert wird. Das gibt dem Prozessor die Möglichkeit, die Ausführung des Hauptprogramms fortzusetzen, wenn der letzte Befehl des Unterprogramms ausgeführt ist.

Ein **Unterprogramm** ist ein Programm innerhalb eines anderen Programms. Im allgemeinen ist es eine Folge von Befehlen, die im Verlauf des Hauptprogramms mehrfach ausgeführt werden muß. Gute Beispiele für Unterprogramme sind Routinen, die das Quadrat, den Sinus oder den Logarithmus einer Programmvariablen berechnen. Weitere Beispiele sind Programme, die für die Datenein- oder -ausgabe mit bestimmten Peripheriegeräten geschrieben wurden.

Um eine korrekte Rückkehr zum Hauptprogramm zu gewährleisten, benutzt der Prozessor eine spezielle Organisationsform. Bei der Ausführung eines Unterprogramm-Aufrufbefehls erhöht er den Befehlszähler und legt seinen Inhalt in einem speziellen Speicherbereich ab, den man **Stack** (Stapelspeicher) nennt. Der Stack bewahrt also die Adresse des Befehls auf, der nach der Ausführung des Unterprogramms verarbeitet werden muß. Anschließend lädt der Prozessor die Adresse, die durch den Unterprogramm-Aufruf angegeben wird, in den Befehlszähler. Der als nächster vom Speicher geholt Befehl ist daher der erste im Unterprogramm.

Die letzte Anweisung in jedem Unterprogramm ist ein **Rückkehrbefehl**. Ein solcher Befehl braucht keine Adresse anzugeben. Wenn der Prozessor einen Rückkehrbefehl ausführt, ersetzt er einfach den momentanen Inhalt des Befehlszählers durch die Adresse an der Spitze des Stack. Das führt dazu, daß der Prozessor die Ausführung des aufrufenden Programms fortsetzt und zwar an der Stelle, die unmittelbar dem ursprünglichen Unterprogrammaufruf folgt.

Unterprogramme sind häufig **verschachtelt**, das heißt, ein Unterprogramm kann manchmal ein weiteres aufrufen. Das zweite kann wieder ein drittes aufrufen und so fort. Das ist in Ordnung, solange die Kapazität des Rechners ausreicht, um die notwendigen Rückkehradressen zu speichern und die Aufrufe auch von der

Programmlogik her richtig sind. Mit anderen Worten heißt das, daß die maximale Verschachtelungstiefe für Unterprogramme nur durch die Kapazität des Stack begrenzt wird. Wenn der Stack z.B. drei Rückkehradressen aufnehmen kann, können drei Unterprogrammebenen verarbeitet werden.

Die Stackorganisation kann sich bei den einzelnen Prozessoren unterscheiden. Bei einigen kann die Rückkehradresse im Prozessor selbst gespeichert werden. Andere benutzen einen reservierten Bereich des externen Speichers als Stack und verwenden einfach ein **Zeiger-Register** (Pointer-Register), das die Adresse des obersten Stack-elementes angibt. Dieser externe Stack erlaubt praktisch unbeschränkte Unterprogrammverschachtelung. Wenn der Prozessor außerdem noch Befehle besitzt, mit denen er den Inhalt des Akkumulators oder anderer Register auf dem Stack abspeichern (PUSH-Operationen) oder von ihm herunterlesen (POP-Operationen) kann, dann werden mehrstufige Unterbrechungen möglich. Der Zustand des Prozessors, das heißt die Inhalte seiner sämtlichen Register können dann nämlich im Stack festgehalten werden, wenn eine Unterbrechung erfolgt. Im Anschluß an diese stehen sie dann wieder zur Verfügung. Diese Möglichkeit, den Zustand des Prozessors jederzeit konservieren zu können, bleibt auch erhalten, wenn ein Programm zur Behandlung einer Unterbrechungsaufforderung selbst noch einmal unterbrochen wird.

Befehlsregister und Befehlsdekodierer

Jeder Computer besitzt eine für ihn charakteristische **Wortlänge**. Die Wortlänge eines Computers wird gewöhnlich durch die Größe seiner internen Speichereinheiten (der Register) bestimmt, sowie durch seine Verbindungswege (Busse genannt). Ein Computer, dessen Register und Busse acht Bit an Information speichern bzw. übertragen können, hat eine charakteristische Wortlänge von acht Bit. Für einen solchen Rechner ist es am effektivsten, acht Bit lange Informationseinheiten zu bearbeiten. Der Speicher muß in diesem Fall so organisiert sein, daß in jeder adressierbaren Speicherzelle acht Bit gespeichert werden können. Daten und Befehle sind dann im Speicher als acht Bit lange Binärzahlen abgelegt oder als Zahlen, deren Länge ein ganzzahliges Vielfaches von acht ist: 16 Bit, 24 Bit, usw.

Ein solches charakteristisches 8-Bit-Wort wird häufig auch **Byte** genannt.

Jede Operation, die der Prozessor ausführen kann, wird eindeutig durch ein Byte gekennzeichnet, das **Befehlscode** oder **Operationscode** genannt wird. Mit 8-Bit-Worten lassen sich 256 verschiedene Aktionen charakterisieren, mehr sind für die meisten Computer nicht notwendig.

Der Prozessor holt einen Befehl in zwei aufeinanderfolgenden Schritten. Im ersten übergibt er die Adresse, die in seinem Befehlszähler steht an den Speicher, im zweiten übergibt der Speicher das angeforderte Byte an den Prozessor. Die Zentraleinheit speichert dieses Befehlswort in einem Register, dem **Befehlsregister**, und macht von ihm die nachfolgende Befehlsausführung abhängig.

Der Mechanismus, mit dessen Hilfe der Computer einen Befehlscode in entsprechende Operationen umsetzt, erfordert mehr Eindringen ins Detail, als an dieser Stelle möglich ist. Das Grundkonzept sollte jedoch intuitiv jedem klar sein, der Logikschaltungen entwirft. Die acht Bit im Befehlsregister werden decodiert und in Abhängigkeit davon wird eine Auswahl der Ausgangsleitungen aktiviert. Im Fall des 8-Bit-Prozessors können es bis zu 256 Ausgänge sein. Jedem Ausgang ist eine Anzahl von Operationen zugeordnet, die zur Ausführung eines bestimmten Befehlscodes nötig sind. Gleichzeitig können die aktivierten Ausgänge mit bestimm-

ten Taktimpulsen belegt werden. Dadurch werden elektrische Signale erzeugt, mit deren Hilfe man bestimmte Operationen starten kann. Diese Übersetzung des Befehlscodes in Operationen wird vom **Befehlsdecodierer** und der zugehörigen Steuerlogik vorgenommen.

Ein acht Bit langes Codewort reicht häufig aus, um eine bestimmte Operation festzulegen. Manchmal erfordert die Ausführung eines Befehls aber mehr Information als sich mit einem 8-Bit-Wort übermitteln läßt.

Ein Beispiel für diesen Fall sind Befehle, die Speicherzellen adressieren. Der Operationscode gibt in diesem Fall nur die Operation selbst an. Er kann aber nicht auch noch die Adresse enthalten. In einem solchen Fall muß der Befehl zwei oder drei Bytes umfassen. Aufeinanderfolgende Bytes eines Befehls sind in aufeinanderfolgenden Speicherzellen abgespeichert. Der Prozessor muß dann zwei oder drei Lesezyklen durchlaufen, um den Befehl vollständig aus dem Speicher zu holen. Das erste Byte wird im Befehlsregister abgelegt und die nachfolgenden in Hilfsspeicherzellen. Erst anschließend beginnt der Prozessor, den Befehl auszuführen.

Adreßregister

Eine Zentraleinheit kann ein Register oder ein Registerpaar dazu benutzen, die Adresse einer Speicherzelle zu speichern, auf deren Daten zugegriffen werden soll. Wenn das Adreßregister **programmierbar** ist, d.h. wenn es Befehle gibt, die es dem Programmierer gestatten, den Inhalt des Adreßregisters zu verändern, kann sich das Programm die Adresse für einen **Speicherbefehl** selbst erzeugen, d.h. für einen Befehl, der Daten aus dem Speicher liest, sie dort einschreibt oder ändert.

Arithmetik-Logik-Einheit (ALU)

Alle Prozessoren besitzen eine Arithmetik-Logik-Einheit, die ALU. Wie schon ihr Name sagt, ist die ALU der Teil der Zentraleinheit, der arithmetische und logische Operationen mit binären Daten ausführt.

Die ALU muß ein **Addierwerk** besitzen, das in der Lage ist, die Inhalte zweier Register nach den Regeln der binären Arithmetik zu addieren. Dadurch kann der Prozessor arithmetische Operationen mit binären Daten durchführen, die er aus dem Speicher oder von anderen Eingängen her geliefert bekommt.

Ein Programmierer kann unter ausschließlicher Verwendung des Addierwerks Programme schreiben, die subtrahieren, multiplizieren und dividieren können. Dadurch wird das System in die Lage versetzt, alle arithmetischen Operationen durchzuführen. In der Praxis besitzen die meisten ALUs weitere hardwaremäßig realisierte Funktionen, etwa Subtraktion, Operationen der Booleschen Logik oder Shiftoperationen.

Die ALU enthält **Merkbits**, die bestimmte Bedingungen anzeigen, die im Verlauf arithmetischer und logischer Operationen auftreten. Die Merkbits zeigen im allgemeinen das Auftreten eines **Übertrags** oder einer **Null** an, das **Vorzeichen** und die **Parität** des Resultats. Es ist möglich, Sprungbefehle zu geben, die vom Inhalt eines oder mehrerer Merkbits abhängen. So kann man zum Beispiel ein bestimmtes Unterprogramm aufrufen, wenn im Gefolge einer Additionsoperation das Überlauf-Bit gesetzt worden ist.

Steuerlogik

Die Steuerlogik ist der wichtigste Teil einer Zentraleinheit überhaupt. Mit Hilfe von Taktsignalen steuert sie die Folge von Ereignissen, die zur Ausführung der einzelnen Befehle notwendig ist. Nachdem ein Befehl aus dem Speicher geholt und decodiert wurde, gibt die Steuerlogik die entsprechenden Signale aus (sowohl an interne als auch an externe Einheiten), die die geforderten Aktionen starten. Häufig kann die Steuerlogik auch auf Signale von außen reagieren, z.B. auf Unterbrechungssignale (INTERRUPTs) oder Wartesignale (WAIT-Signale). Ein **Unterbrechungssignal** veranlaßt die Zentraleinheit zu einer vorübergehenden Programmunterbrechung. Sie führt dann ein besonderes Unterprogramm aus, um die Forderungen des unterbrechenden Gerätes zu erfüllen. Anschließend kehrt sie automatisch zum Hauptprogramm zurück. Ein **Wartesignal** wird häufig von einem Speicher oder einem E/A-Gerät abgegeben, das langsamer als die Zentraleinheit ist. Die Steuerlogik hält dann die Zentraleinheit so lange an, bis der Speicher oder das E/A-Gerät die Daten bereit hat.

Elementaroperationen eines Computers

Es gibt einige Elementaroperationen, die bei Computern gleich sind. Ein gründliches Verständnis dieser Operationen ist die notwendige Voraussetzung, um im Einzelfall die Funktionsweise eines speziellen Computers zu verstehen.

Taktsteuerung

Die Operationen einer Zentraleinheit sind zyklisch. Der Prozessor holt einen Befehl aus dem Speicher, führt die verlangten Operationen aus, holt anschließend den nächsten Befehl usw. Eine geordnete Folge derartiger Operationen erfordert eine Taktsteuerung. Die Zentraleinheit braucht daher einen unabhängigen Taktgenerator, der den Basistakt für alle ihre Operationen liefert. Als **Befehlszyklus** bezeichnen wir das Lesen und die Ausführung eines Befehls. Die Phasen eines Befehlszyklus, in denen wohldefinierte elementare Ereignisse ablaufen, nennen wir **Zustände**, und die Zeiten zwischen den Impulsen des Taktgenerators heißen **Taktperioden**. Im allgemeinen dauert ein Zustand eine oder mehrere Taktperioden und ein Befehlszyklus umfaßt mehrere Zustände.

Befehlsabruf

Die ersten Zustände (evtl. nur einer) eines Befehlszyklus dienen dem Abruf des nächsten Befehls aus dem Speicher. Die Zentraleinheit gibt ein Lesesignal und den Inhalt des Befehlszählers an den Speicher, der daraufhin das nächste Befehlswort liefert. Das erste Byte eines Befehls wird im Befehlsregister abgelegt. Wenn der Befehl mehrere Bytes umfaßt, werden noch weitere Zustände benötigt, um diese aus dem Speicher auszulesen. Sobald die Zentraleinheit den Befehl vollständig gelesen hat, wird der Befehlszähler erhöht, um so das Auslesen des nächsten Befehls vorzubereiten. Dann wird der Befehl decodiert. In den nachfolgenden Zuständen erfolgt die Operation, die durch den Befehl vorgeschrieben wird. Das kann eine Ein- oder Ausgabe sein, ein Lese- oder Schreibvorgang im Speicher oder eine interne Prozessor-Operation, wie z.B. eine Übertragung von Daten von einem Register zum andern oder eine Addition von Registerinhalten.

Auslesen aus dem Speicher

Ein Befehlsabruf ist nur eine spezielle Leseoperation, die einen Befehl vom Speicher in das Befehlsregister der Zentraleinheit bringt. Dieser Befehl kann dann selbst wieder veranlassen, daß Daten vom Speicher ausgelesen werden. Dazu erzeugt die Zentraleinheit ein weiteres Lesesignal und gibt die erforderliche Speicheradresse aus. Der Speicher liefert dann das angeforderte Datenwort. Dieses wird von der Zentraleinheit im Akkumulator oder in einem der Register für allgemeine Zwecke abgelegt (nicht aber im Befehlsregister).

Einschreiben in den Speicher

Eine Schreiboperation ist einer Leseoperation ähnlich, mit Ausnahme der Richtung der Datenübertragung. Die Zentraleinheit erzeugt ein Schreibsignal, gibt die Zieladresse an den Speicher und schickt dann das in den Speicher einzuschreibende Wort ab.

Wartezustand (Speichersynchronisation)

Wie schon vorher festgestellt wurde, werden die Aktionen eines Prozessors von einem Taktgenerator gesteuert. Die Taktperiode bestimmt die zeitliche Abfolge aller Einzelaktionen.

Die Länge des Befehlszyklus hängt von der **Speicherzugriffszeit** ab. Wenn der Prozessor eine Leseadresse an den Speicher abgeschickt hat, muß er so lange warten, bis der Speicher antworten kann. Viele Speicher antworten schneller als der Befehlszyklus es erfordert. Einige können die angeforderten Daten jedoch nicht in der Zeit bereitstellen, die vom Taktgenerator des Prozessors vorgeschrieben wird.

Daher sollte ein Prozessor eine Synchronisationseinrichtung besitzen, die es dem Speicher erlaubt, den Prozessor in den **Wartezustand** zu versetzen. Wenn der Speicher ein Lese- oder Schreibsignal empfängt, gibt er ein Wartesignal auf die READY-Leitung des Prozessors aus. Dadurch wird die Zentraleinheit vorübergehend angehalten. Wenn der Speicher antwortbereit ist, gibt er die READY-Leitung frei und der Befehlszyklus läuft weiter.

Ein/Ausgabe

Ein- und Ausgabeoperationen gleichen den Schreib- und Leseoperationen mit dem Unterschied, daß an Stelle einer Speicheradresse ein E/A-Gerät adressiert wird. Die Zentraleinheit erzeugt das erforderliche Ein- oder Ausgabesignal und gibt die Adresse des Ein- oder Ausgabegerätes aus. Anschließend nimmt sie die eingegebenen Daten auf oder schickt die Ausgabedaten ab.

Daten können seriell oder parallel ein- und ausgegeben werden. Alle Daten im Computer sind als Binärworte codiert. Ein Binärwort besteht aus mehreren Bits und jedes dieser Bits hat einen der Werte 0 oder 1. Bei **paralleler** Ein- oder Ausgabe werden alle Bits des Datenworts simultan übertragen, jedes Bit auf einer eigenen Leitung. Bei **serieller** Ein- oder Ausgabe wird ein Bit nach dem anderen übertragen und zwar alle auf der gleichen Leitung. Natürlich ist serielle E/A langsamer als parallele, aber es ist viel weniger Schaltungsaufwand dafür erforderlich.

Programmunterbrechungen

Zur Erhöhung ihres Wirkungsgrades besitzen viele Prozessoren eine Einrichtung, die Unterbrechungen von außen erlaubt. Man denke zum Beispiel an einen Computer, der große Datenmengen verarbeitet und diese auf einem Schnelldrucker ausgeben soll. Die Zentraleinheit kann pro Befehlszyklus ein Datenwort ausgeben, aber es kann sehr viele Befehlszyklen dauern, bis der Drucker das entsprechende Zeichen auch gedruckt hat. Die Zentraleinheit könnte dann warten bis der Drucker so weit ist, daß er das nächste Datenwort verarbeiten kann. Wenn der Prozessor jedoch Unterbrechungssignale zuläßt, kann er ein Datenwort ausgeben und anschließend mit der Verarbeitung der Daten fortfahren. Wenn der Drucker das nächste Datenwort aufnehmen kann, fordert er eine Unterbrechung. Sobald der Prozessor die Aufforderung angenommen hat, unterbricht er das laufende Programm und springt automatisch zu einem Unterprogramm, welches das nächste Datenbyte ausgibt. Anschließend setzt die Zentraleinheit die Bearbeitung des Hauptprogramms fort. Man beachte, daß dies ganz ähnlich wie ein normaler Unterprogrammaufruf ist, mit dem Unterschied, daß der Sprung von außen und nicht durch das Programm verursacht wird. Kompliziertere Unterbrechungsverfahren sind möglich, etwa in der Weise, daß mehrere Geräte Unterbrechungssignale an den gleichen Prozessor abgeben dürfen, jedoch auf verschiedenen Vorrangebenen. Unterbrechungen sind ein wichtiges Mittel zur maximalen Ausnutzung eines Prozessors.

Direkter Speicherzugriff (DMA)

Ein weiteres wichtiges Mittel zur besseren Ausnutzung eines Prozessors stellt der **direkte Speicherzugriff (DMA)** dar.

Bei gewöhnlichen E/A-Operationen überwacht der Prozessor selbst den gesamten Datenverkehr. Die Information, die im Speicher abgelegt werden soll, wird vom Eingabegerät an den Prozessor übergeben und anschließend zur vorgesehenen Speicherzelle. In ähnlicher Weise macht die Information bei der Ausgabe einen Umweg über den Prozessor.

Einige Peripheriegeräte können Informationen jedoch wesentlich schneller liefern bzw. aufnehmen als der Prozessor. Falls nun eine größere Datenmenge von einem solchen Gerät zum Speicher oder in umgekehrter Richtung übertragen werden muß, kann man die Übertragungsgeschwindigkeit dadurch steigern, daß man eine direkte Datenübertragung zwischen dem Speicher und der Peripherie zuläßt. Der Prozessor muß dann aber vorübergehend warten bis die Übertragung beendet ist, damit es keine Konflikte dadurch gibt, daß der Prozessor und das Peripheriegerät den Systembus gleichzeitig belegen wollen.

Arbeitszyklen des Prozessors

Ein Befehlszyklus ist definiert als die Zeit, die erforderlich ist, um einen Befehl abzurufen und auszuführen. Während des Abrufs wird ein aus 1, 2 oder 3 Bytes bestehender Befehl aus dem Speicher geholt und in das Befehlsregister des Mikroprozessors übertragen. Während der Ausführungsphase des Befehlszyklus wird der Befehl dekodiert. Jeder Befehlszyklus (instruction cycle) besteht aus einem oder mehreren (1 bis 5) Operationszyklen. Ein Operationszyklus (machine cycle) ist jedesmal erforderlich, wenn der SAB 8080 den Speicher oder einen E/A-Baustein adressiert.

Die zur Durchführung eines Befehlszyklus benötigte Zeit hängt infolgedessen von der Art des Befehls ab, der abgerufen worden ist.

Jeder Operationszyklus besteht aus 3, 4 oder 5 Operationsschritten (states). Ein Operationsschritt ist die kleinste Einheit eines Ablaufs und wird definiert als das Zeitintervall zwischen zwei aufeinanderfolgenden, in positiver Richtung verlaufenden Übergängen des Φ_1 -Taktimpulses.

Die verschiedenen Arten von Befehlszyklen

Der SAB 8080 ist so aufgebaut, daß er nur ein Byte pro Operationszyklus übertragen kann. Wenn also der Abruf und die Ausführung eines Befehls zwei Speicherzugriffe erfordern, muß der Befehlszyklus für den betreffenden Befehl aus zwei Operationszyklen bestehen, wenn fünf solcher Zugriffe notwendig sind, benötigt der Befehlszyklus dementsprechend fünf Operationszyklen. Jeder Befehlszyklus erfordert mindestens eine Adressierung des Speichers, nämlich zur Abfrage des Befehls. Der erste Operationszyklus eines Befehlszyklus ist deshalb in jedem Fall ein Befehlsabruf (Fetch). Der weitere Verlauf hängt von der Art des abgerufenen Befehls ab.

Kein Befehlszyklus besteht beim SAB 8080 aus mehr als 5 Operationszyklen.

Es gibt zehn verschiedene Arten von Operationszyklen, die innerhalb eines Befehlszyklus auftreten können:

1. Befehlsabruf (FETCH, M1)
2. Speicher lesen (MEMORY READ)
3. Speicher einschreiben (MEMORY WRITE)
4. Stapelspeicher lesen (STACK READ)
5. Stapelspeicher einschreiben (STACK WRITE)
6. Eingabe (INPUT)
7. Ausgabe (OUTPUT)
8. Unterbrechung (INTERRUPT)
9. Halt (HALT)
10. Halt und Interrupt (HALT-INTERRUPT)

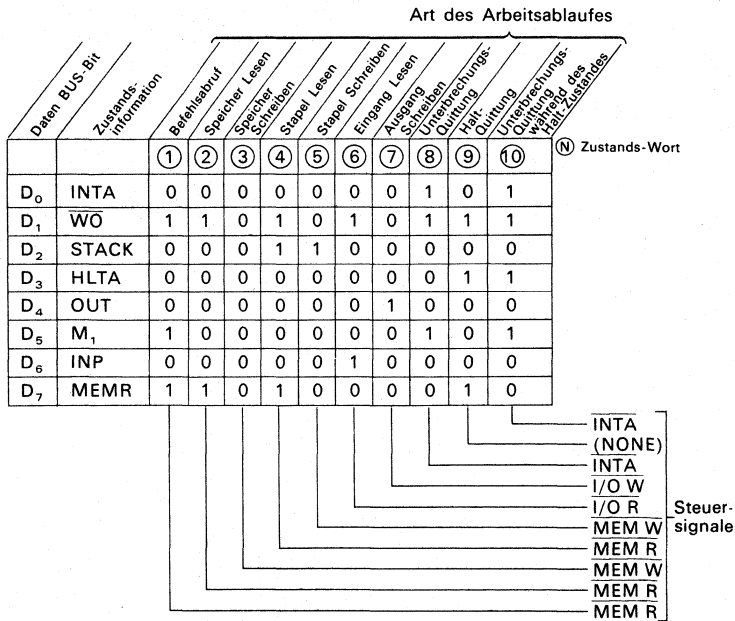
Die Anzahl der Operationszyklen, die sich innerhalb eines Befehlszyklus ergeben, hängen von der Art des Befehls ab. Der erste Operationszyklus eines Befehlszyklus ist immer ein Befehlsabruf (FETCH). Der Prozessor kennzeichnet jeden Operationszyklus, indem er während des ersten Schrittes ein 8-Bit-Zustandswort aussendet. Die jeweilige Zustandsinformation erscheint während des SYNC-(Synchronisations-) Intervalls auf die Datenleitung (D0–D7) des SAB 8080. Sie wird in Flipflops gespeichert und zur Ableitung von Steuersignalen für externe Schaltungen verwendet. Die Zustandsinformationen sind in den Tabellen 1 und 2 zusammengestellt.

Tabelle 1 Erklärung der Zustandsinformation

| Symbole | Datenbus-Bit | Erklärung |
|-----------------------|----------------|--|
| INTA* | D ₀ | Quittungssignal für Unterbrechungs-Anforderung. Es wird auch verwendet, um einen RESTART-Befehl auf den Datenbus zu leiten, wenn DBIN aktiv wird |
| $\overline{W\bar{O}}$ | D ₁ | zeigt an, daß die Operation im gegenwärtigen Operationszyklus entweder eine „Speicher-Schreib“- oder eine „Ausgabe“-Operation ($\overline{W\bar{O}} = 0$) ist. Andernfalls wird eine „Speicher-Lese“- oder eine „Eingabe“-Operation ausgeführt |
| STACK | D ₂ | zeigt an, daß auf dem Adreßbus die Adresse des Stapelzeigers liegt |
| HLTA | D ₃ | Quittungs-Signal für HALT-Befehl |
| OUT | D ₄ | zeigt an, daß auf dem Adreßbus die Adresse eines Ausgabekanals liegt, und daß der Datenbus die Ausgabedaten enthalten wird, sobald WR aktiv wird |
| M ₁ | D ₅ | zeigt an, daß sich der SAB 8080 in einem Abruf-Zyklus zum Einholen des ersten Befehls-Byte befindet. |
| INP* | D ₆ | zeigt an, daß auf dem Adreßbus die Adresse eines Eingabeelements liegt und die Eingabedaten auf den Datenbus gegeben werden, sobald DBIN aktiv wird |
| MEMR* | D ₇ | zeigt an, daß der Datenbus Speicher-Lese-Daten aufnimmt |

*) Diese drei Zustands-Bits können dazu verwendet werden, den Datenfluß zum Datenbus 8080 zu steuern.

Tabelle 2 Übersicht der Zustandsbezeichnungen



Die Reihenfolge der Operationsschritte

Jeder Operationszyklus innerhalb eines Befehlszyklus besteht aus drei bis fünf aktiven Operationsschritten (states), die mit T1, T2, T3, T4, T5 oder TW bezeichnet werden. Die erforderliche Anzahl der Schritte hängt von dem auszuführenden Befehl ab sowie von dem speziellen Operationszyklus. Das Befehlsfolge-Diagramm des Bildes 5 zeigt einen solchen Operationszyklus. Das Diagramm zeigt auch, wie die READY-, HOLD- und INTERRUPT-Leitungen während des Operationszyklus abgefragt werden, und wie die jeweiligen Pegel-Zustände auf diesen Leitungen die grundlegende Folge verändern können.

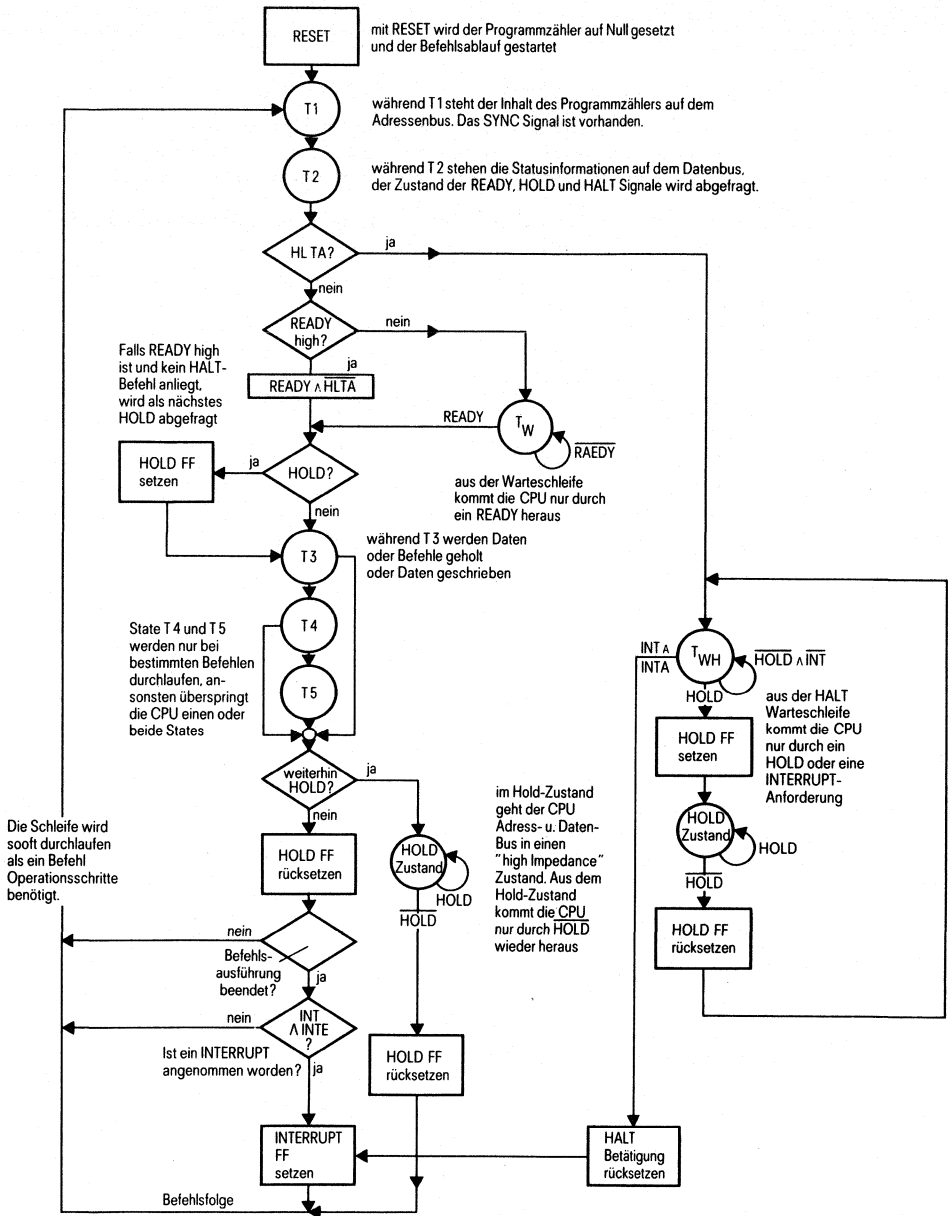


Bild 5 Flußdiagramm der Operationsschritte des SAB 8080

Erklärung der Operationsschritte

| Zustand | Beschreibung |
|--|--|
| T ₁ | Eine Speicheradresse oder die Adresse eines E/A-Gerätes wird auf dem Adreßbus (A ₀ ...A ₁₅) ausgegeben. Die Zustandsinformation wird auf dem Datenbus ausgegeben. |
| T ₂ | Der SAB 8080A prüft die READY- und HOLD-Eingänge und ob ein Haftbefehl ausgeführt wurde. |
| T (nur bei Bedarf) | Der Prozessor wird in den Wartezustand versetzt entweder wenn die die READY-Leitung L-Pegel führt oder durch die Ausführung eines Haltbefehls. |
| T ₃ | Der SAB 8080A erhält über den Datenbus ein Befehlsbyte (bei Abzurufzyklen), ein Datenbyte (bei Lese- und Eingabezyklen) oder einen Unterbrechungsbefehl (bei Unterbrechungszyklen). Es kann aber auch ein Datenbyte auf dem Datenbus ausgegeben werden (bei Schreib- und Ausgabezyklen). |
| T ₄ T ₅ (nur bei Bedarf) | Die Zustände T ₄ und T ₅ stehen für besondere Befehlszyklen zur Verfügung. Falls sie nicht benötigt werden, können einer oder beide Zustände übersprungen werden. T ₄ und T ₅ werden nur für interne SAB 8080A-Operationen benutzt. |

1.2 Das Mikrocomputersystem mit SAB 8085

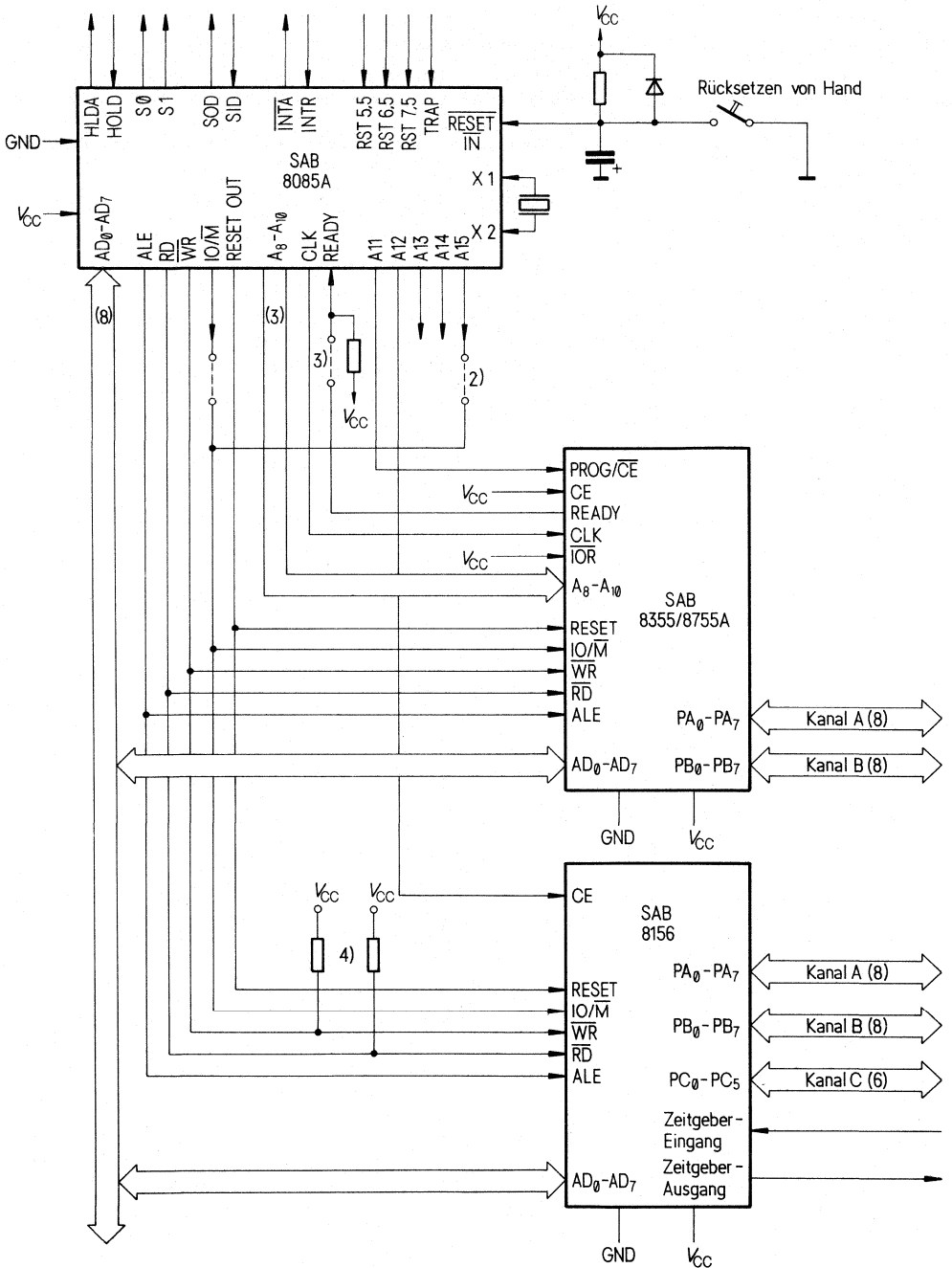
Der zentrale Baustein der neuen Familie ist der Mikroprozessor SAB 8085. Bei voller Softwarekompatibilität gegenüber dem Mikroprozessor SAB 8080 beinhaltet er als zusätzliche Funktionen den Taktgenerator und die Systemsteuerung sowie vier Interrupteingänge und eine serielle Ein-/Ausgabeschnittstelle. Die niederwertigen 8 Bits des 16-Bit-Adreß-Bus und der Datenbus werden in Zeitmultiplex betrieben. Die Befehlszykluszeit beträgt 1,3 µs. Durch Integration von Ein-/Ausgabe- und Speicherfunktionen ist eine neue Generation von Bausteinen entstanden.

Mit nur 3 Bausteinen und einigen wenigen diskreten Bauelementen kann ein System aufgebaut werden, das alle Funktionsmerkmale eines Mikrocomputers (Prozessor, Programm- und Datenspeicher, Ein-/Ausgabe) aufweist.

Der Baustein SAB 8355 enthält neben 2-KBytes-ROM-Speicher zwei 8-Bit-Ein-/Ausgaberegister, wobei die Datenrichtung für jedes Bit programmierbar ist. Der Baustein SAB 8755 ist die anschlusskompatible EPROM-Version. Ein weiteres Mitglied der Familie ist der Baustein SAB 8155, der 256-Bytes-Schreib-/Lese-Speicher, einen für viele Funktionen einsetzbaren programmierbaren 14-Bit-Zähler sowie zwei 8-Bit- und ein 6-Bit-Ein-/Ausgaberegister enthält. Durch geeignete Programmierung der E/A-Funktion ist auf einfache Weise Quittungsbetrieb realisierbar.

Durch Demultiplexen des Adreß-/Datenbus des Mikroprozessors mit einem einfachen 8-Bit-Register, z. B. SAB 8212, sind auch alle Standardspeicherbausteine anschließbar. Eine Reihe von programmierbaren peripheren Bausteinen, z. B. Floppy-Disk-Steuerung SAB 279x, DMA-Steuerung SAB 8237 A, CRT-Steuerung SAB 8275, Tastatur- und Anzeige-Steuerung SAB 8279 usw. erleichtern den Aufbau von komplexen Mikrocomputersystemen und entlasten den Mikroprozessor von programmintensiven Steuerfunktionen.

Aufbau eines Mikrocomputersystems mit dem Mikroprozessor SAB 8085A



1.3 Das Mikrocomputersystem mit SAB 8086

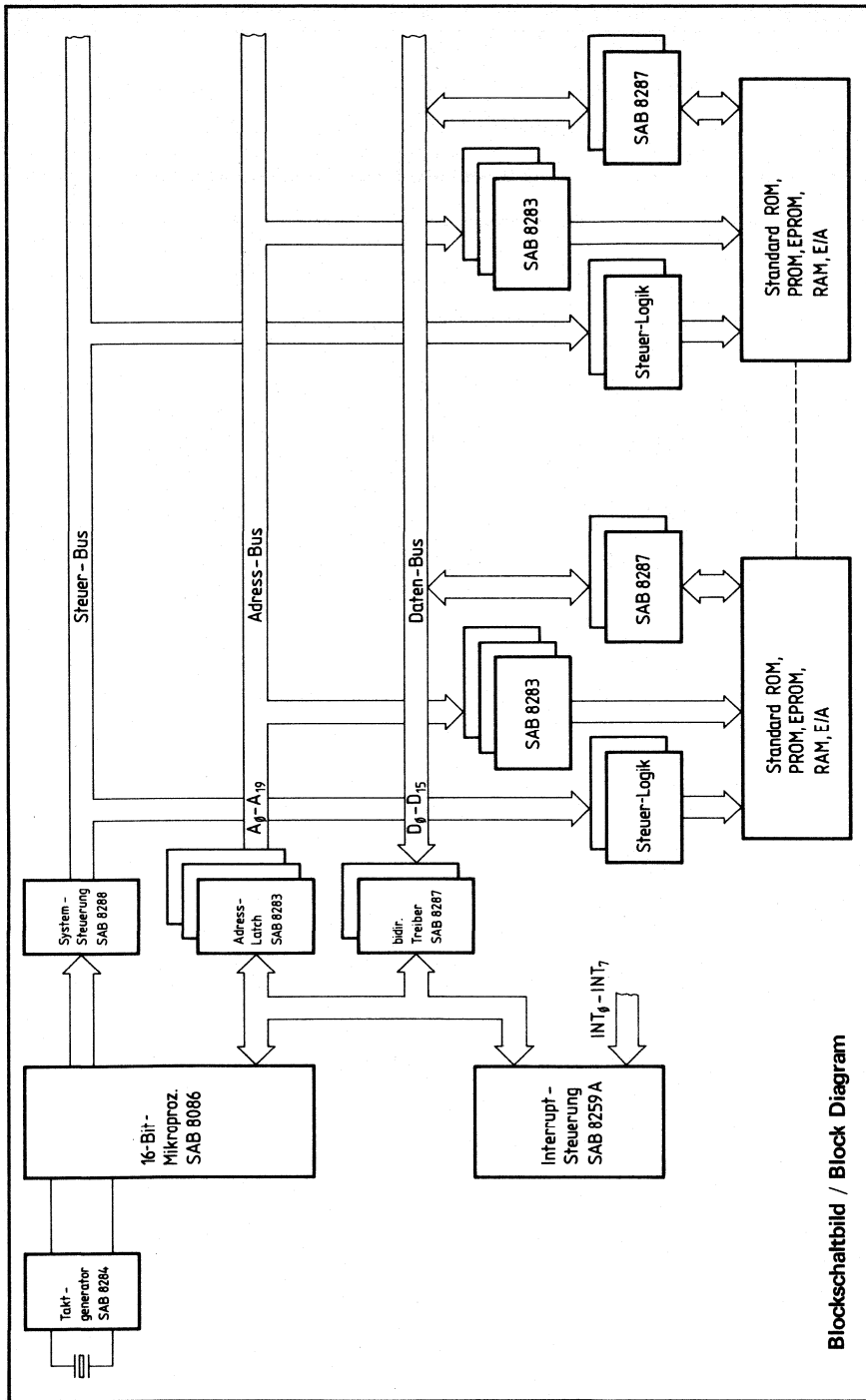
Konsequente Weiterentwicklung der Technologie und neue Leistungsmerkmale in der Architektur führten zur nächsten Mikrocomputergeneration, dem 16-Bit-System SAB 8086. Das zentrale Element dieser Bausteinfamilie ist der Mikroprozessor SAB 8086, der gleichzeitig Merkmale eines 8-Bit- und eines 16-Bit-Prozessors kombiniert. Der Befehlsatz zeigt eine weitgehend symmetrische Zwei-Operanden-Struktur und bietet zusätzlich zu den bekannten 8080/8085-Befehlen für 8-Bit-Operanden neue, leistungsfähige Funktionen: Hervorzuheben sind dabei 16-Bit-Arithmetik (mit und ohne Vorzeichen) einschließlich Multiplikation und Division, unterbrechbare Befehle für String-Verarbeitung und verbesserte Operationen für Bit-Manipulation. 14 Register mit 16-Bit-Breite ermöglichen hohe Operationsgeschwindigkeiten und bilden mit einer Vielzahl von Adressierungsarten die Basis für effiziente Programmierung.

Zur Aufnahme von Programm und Daten steht ein Adreßraum von 1 MB zur Verfügung. Die Verwaltung dieses Speicherbereichs erfolgt dabei über Segmente mit bis zu 64KB Größe, deren Anfangsadressen in separaten Registern geführt werden. Durch Addition dieser Segmentanfangsadressen zu den internen 16-Bit-Adressen für Code- oder Daten-segmente findet also eine dynamische Adreßbildung statt. Diese Adressierungsmechanismen ermöglichen auf einfache Weise die Verschiebung von Programmen und Daten im Speicher und ebenso die rasche Umschaltung zwischen verschiedenen Programm-Moduln bzw. Datenbereichen.

Der Adreßraum für die Ein-/Ausgabeoperationen beträgt je 64KB bei variabler und je 256 Bytes bei fester Adressierung. Das Unterbrechungssystem ist vektororganisiert und unterscheidet bis zu 256 Interrupt-Vektoren. Darin eingeschlossen sind durch Software ausgelöste Unterbrechungen, die beispielsweise während eines Programmablaufs bei Division durch Null auftreten.

Der Mikroprozessor SAB 8086 läuft mit einer internen Taktfrequenz von 5,8 oder 10 MHz, benötigt als einzige Versorgungsspannung +5 V und wird in einem 40poligen DIL-Gehäuse geliefert. Intern ist der SAB 8086 als Zweiprozessor-Architektur realisiert, wobei der eine Prozessor zur Befehlsausführung dient, der andere dagegen die Schnittstelle zum Bus bildet. Zusätzlich verfügt diese Verarbeitungseinheit noch über eine vorgeschaltete Befehlswarteschlange. Infolge der asynchron ablaufenden Vorgänge Befehlsausführung und Speicherzugriff sowie durch die Zwischenpufferung von Befehlen, kann der Mikroprozessor SAB 8086 trotz der hohen Verarbeitungsgeschwindigkeit mit vergleichsweise langsamen Standardspeichern (Zugriffszeit 500 ns) zusammenarbeiten. Der Mikroprozessor SAB 8086 kann in zwei Modi betrieben werden, die eine Anpassung an einfache oder komplexe Anwendungen gestatten. Bei einfachen Systemen erzeugt der Prozessor selbst die Steuersignale für Speicher- und Ein-/Ausgabeoperationen, so daß eine minimale Bausteinzahl erreicht wird. Bei der Betriebsart für komplexe Systeme ist zusätzlich der Systemsteuerbaustein SAB 8288 erforderlich, der beispielsweise den Aufbau von Mehrfach-Prozessor-Strukturen unterstützt. Zur Vereinfachung des Systemaufbaus stehen weiterhin angepaßte 8-Bit-Register SAB 8282/8283 (letzteres invertierend), bidirektionale 8-Bit-Bus-Treiber SAB 8286/8287 (letzterer invertierend) und der Taktgenerator SAB 8284 zur Verfügung. Als programmierbare Unterbrechungssteuerung dient der Baustein SAB 8259A, der die unterschiedlichen Interrupt-Vektoren generiert. Als Speicher sind alle Standard-ROMs, -PROMs, -EPROMs und -RAMs anschließbar, als Peripheriebausteine steht das entsprechende Spektrum der Systeme SAB 8080/8085 zur Verfügung.

Die erweiterte SAB 8086-Bausteinfamilie eröffnet dem Entwickler eine neue Dimension in der Realisierung leistungsfähiger 16-Bit-Systeme. Neben dem SAB 8289 als Bus-Arbitrer für Multiprozessorsysteme stehen zwei Spezialprozessoren für spezifische Systemfunktionen zur Verfügung, der SAB 8089 E/A-Prozessor für Ein-/Ausgabe-intensive Aufgaben und der SAB 8087 für die Verarbeitung numerischer Daten.

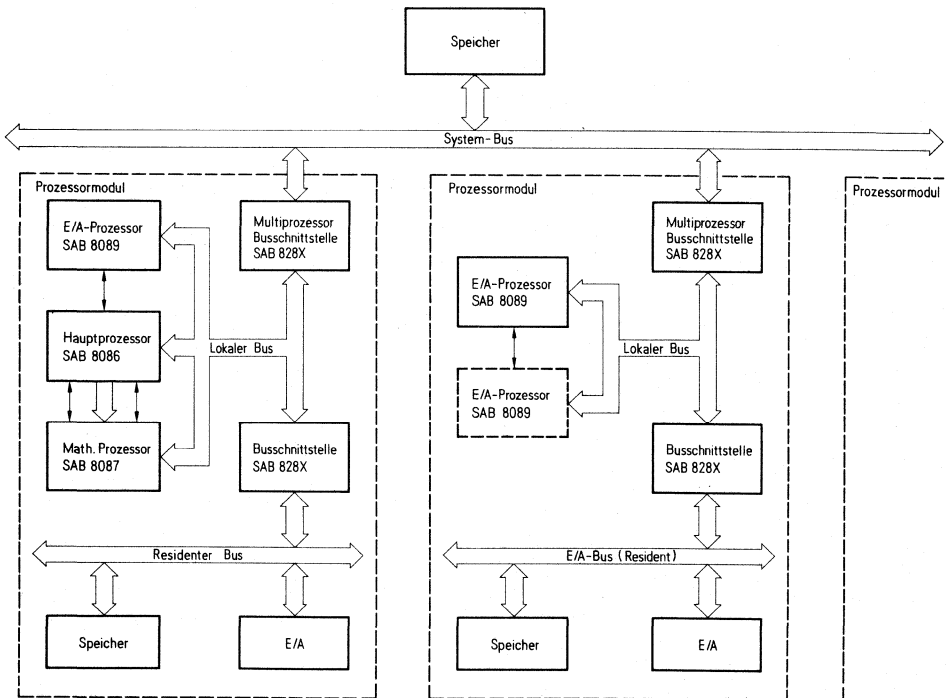


Blockschaltbild / Block Diagram

Bus-Arbitrer SAB 8289 ermöglicht den einfachen Aufbau von Multiprozessorsystemen, indem er den Zugriff mehrerer Prozessoren auf den gemeinsamen Systembus koordiniert. Besonderer Wert wurde auf hohe Flexibilität gelegt, wodurch alle denkbaren Systemkonfigurationen in gleich einfacher Weise realisiert werden können. So unterstützt der Baustein Mehrfachbussysteme, Parallele und Daisy Chain-Prioritätssteuerung und Bus Lock zur Realisierung von Semaphoren.

E/A-Prozessor SAB 8089 hat die Aufgabe, den Hauptprozessor innerhalb eines MC-Systems von zeitintensiven E/A-Operationen, wie Steuerung der Peripheriebausteine, Verarbeiten von Zustandsmeldungen, Umsetzung logischer Datenmengen in ihre physikalische Abbildung auf peripheren Einheiten usw., zu befreien und damit diesem die ausschließliche Bearbeitung der eigentlichen Anwenderprogramme zu ermöglichen.

Numerischer Datenprozessor SAB 8087 ist als Co-Prozessor für den SAB 8086 bzw. SAB 8088 konzipiert und erweitert den Funktionsumfang des Hauptprozessors um alle Funktionen zur Bearbeitung numerischer Daten. Seine interne 80-Bit-Architektur mit 8 Arbeitsregistern ermöglicht eine effiziente Verarbeitung von komplexen mathematischen Operationen bzw. Ausdrücken ohne Genauigkeitsverluste. Die zu verarbeitenden Datenformate können sein: Gleitpunktzahlen mit einfacher und doppelter Genauigkeit, Festpunktzahlen mit 16, 32 oder 64 Bit und auch BCD-Zahlen mit bis zu 18 BCD-Ziffern. Die Behandlung von Ausnahmesituationen, wie Überlauf, Unterlauf usw., wird entweder von auf dem Baustein selbst implementierten Routinen übernommen oder durch Benutzerprogramme. Der SAB 8087 ermöglicht eine Leistungssteigerung für die Bearbeitung numerischer Daten um einen Faktor 100 gegenüber einer Softwarelösung.



1.3.1 Die Weiterentwicklung zum SAB 80186 und SAB 80286

Die stetige Weiterentwicklung der Technologie und die große Marktdurchdringung der SAB 8086/88-Familie führte konsequent zum weiteren Ausbau der 16-Bit-Prozessoren. Dabei wurden die technologischen Möglichkeiten einerseits genutzt, um den Integrationsgrad in einem typischen SAB 8086-System zu erhöhen, so beim SAB 80186, andererseits die Leistungsfähigkeit des Prozessors um Faktoren zu steigern und zugleich neue Funktionen, wie Speicherverwaltung, Speicherschutz und unterschiedliche Privilegierungsebenen einzuführen, was zum SAB 80286 führt.

Beim SAB 80186 wurden zusätzlich zum 8086-Prozessor systemnahe Peripheriefunktionen integriert. Diese sind: Taktgenerator und Readylogik, Bussteuerung, 2 DMA-Kanäle, Unterbrechungssteuerung, 2 16-Bit Zähler/Zeitgeber, eine programmierbare Chip Select Logik (Chip Select = Bausteinauswahl) und eine dazugehörige Logik zur Erzeugung von Wartezyklen.

Alle diese Funktionen werden über einen Satz von Registern gesteuert, der ebenfalls mitintegriert ist. Dabei wurde besonderer Wert auf hohe Flexibilität durch Programmierung der Einzelfunktionen gelegt, so daß möglichst viele Anwendungsfälle unmittelbar abgedeckt werden.

Der Prozessor selbst wurde bei voller Kompatibilität zum SAB 8086 an einigen Stellen erheblich verbessert. Neben der Aufnahme einiger neuer Befehle, wie z. B. Push All und Pop All (Retten aller Register auf den Stack und Zurückholen aller Register vom Stack), wurden auch interne Abläufe beschleunigt, z. B. durch Einführung eines eigenen Adreßrechenwerkes zur Berechnung der effektiven Adresse aus bis zu vier Anteilen in nur zwei Taktzyklen.

Mit diesen Merkmalen ausgestattet wird der SAB 80186 vornehmlich in den Systemen eingesetzt werden, bei denen die integrierte Peripherie voll genutzt werden kann, so daß „nur noch“ Speicher und Gerätesteuerungen angeschlossen werden müssen. Dadurch kann die Anzahl der benötigten Bausteine erheblich reduziert und damit der Systemaufbau sehr viel kompakter durchgeführt werden. Der Prozessor selbst wird in einem 68-poligen quadratischen Gehäuse geliefert.

Der SAB 80286 stellt, was die Leistungsfähigkeit des Prozessors betrifft, die nächste Generation bei 16-Bit-Prozessoren dar. Daneben wurden so hochwertige Funktionen wie Speicherverwaltung und Speicherschutz und ein in 4 Ebenen gegliederter Privilegierungsmechanismus eingeführt. Diese Leistungsmerkmale kennzeichnen dann auch die Hauptanwendungsfälle. Diese sind: Prozeßautomatisierung, Bürocomputer, Arbeitsplatzsysteme, Vermittlungssysteme usw., Anwendungen, bei denen hohe Verarbeitungsleistung gefordert ist und die Bearbeitung mehrerer Aufgaben (Tasks) gleichzeitig erfolgt. Die eingebauten Privilegierungs- und Schutzmechanismen verhindern dabei, daß die Programme unberechtigte Zugriffe auf die Speicherbereiche durchführen oder sich sogar gegenseitig verfälschen und zerstören.

In Anpassung an die gestiegenen Möglichkeiten wurde der physikalische Adreßraum auf 16 Mbyte erweitert, wobei über die Speicherverwaltungseinheit für jedes Programm (= Aufgabe) bis zu 1 Gbyte ($\text{Giga} = 2^{30}$) virtueller Adreßraum zur Verfügung steht. Die Umsetzung von virtuellem auf den physikalischen Speicher erfolgt über Tabellen, in denen alle Speicherbereiche für ein Programm mit Deskriptoren beschrieben sind. Ebenso enthalten sind Zugriffsberechtigungen und Privilegierungsebene. Die Einhaltung dieser Schutzmaßnahmen wird von der Hardware des Prozessors überwacht und im Fehlerfall eine interne Unterbrechung ausgelöst. Ebenso stehen Funktionen für einen schnellen Task Switch (Programmwechsel) zur Verfügung.

Der SAB 80286 läuft mit einer internen Taktfrequenz von 8MHz. Ein Buszyklus benötigt zwei Taktzyklen, was bei einem 16-bit-Datenbus zu einer maximalen Busübertragungsrate von 8Mbyte/sek führt. Durch überlappende Buszyklen von Adressen und Daten kann dennoch die Speicherzugriffszeit am Prozessor bei 240nsek eingehalten werden. Dazu war allerdings die Einführung eines Demultiplex-Bus, d. h. Adressen und Daten getrennt, Voraussetzung.

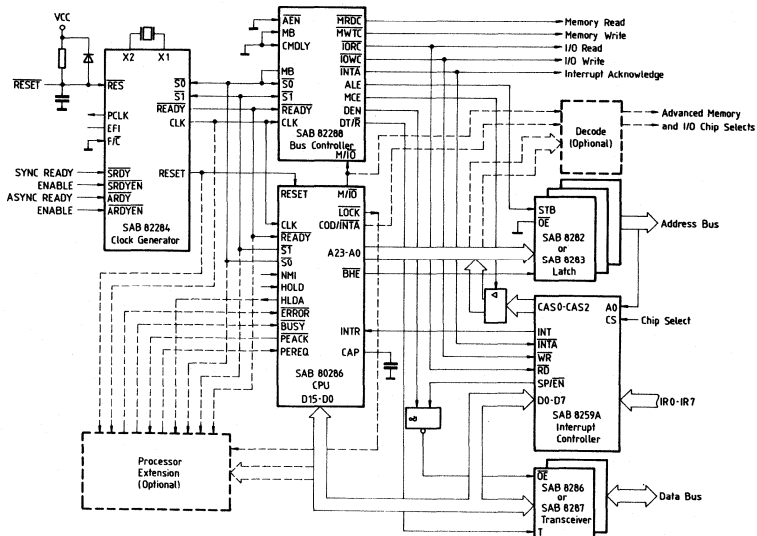
Wie schon im SAB 8086-System, wird auch beim SAB 80286 der Prozessor durch Systembausteine zu einer kompletten Familie ergänzt. Dazu gehören der SAB 82284 (Taktgenerator), der SAB 82288 (Systemsteuerung) und SAB 82289 (Bus Arbitrer). Des weiteren stehen für den Systemaufbau Adreßbustreiber SAB 8282A/83A und Datenbustreiber SAB 8286A/87A mit je 8-bit Breite zur Verfügung. Als Baustein für die Unterbrechungssteuerung findet weiterhin der SAB 8259A Verwendung.

Angepaßt an die Leistungsfähigkeit des Prozessors wurde ein DMA-Steuerbaustein, der SAB 82258 entwickelt. Dieser Baustein zeichnet sich, neben der hohen Übertragungsgeschwindigkeit von 8 Mbyte/sek bei einem Adressivolumen von 16Mbyte, durch die hohe Funktionalität aus. Bei vier unabhängigen DMA-Kanälen ist der Baustein programmierbar für Datenkettung (Data Chaining) und auch Befehlskettung (Command Chaining). Darüber hinaus ist ein Kanal als Multiplexkanal verwendbar, wobei dieser Kanal in 32 Unterkanäle aufgliedert werden kann. Ein typischer Anwendungsfall ist der Anschluß mehrerer Sichtgeräte.

Mit diesen Leistungsmerkmalen ausgestattet ermöglicht der SAB 82258 bei geeigneter Programmierung die selbständige und autonome Steuerung und Übertragung von Daten, wie sie bei leistungsfähigen MC-Systemen aufbauend auf den SAB 80286 und ausgestattet mit Magnetplatte, Magnetband, Anschluß an lokale Netze usw. heute notwendig ist.

Darüber hinaus ist die Schnittstelle zum Prozessor adaptiv, d. h. der SAB 82258 kann in gleich einfacher Weise auch in 16-Bit-Systeme aufbauend auf SAB 80186 und auch SAB 8086 eingesetzt werden.

Blockschaltbild eines SAB 80286-Systems



1.4 Ein-Chip-Mikrocontroller

Der Ein-Chip-Mikrocontroller ist ein vollständiger Rechner bestehend aus Prozessor, Speicher und Ein-/Ausgabe in einem einzigen Baustein. Seine Anwendungsgebiete sind Taschenrechner, Haushaltsgeräte, Unterhaltungselektronik bis hin zu den allgemeinen Aufgaben für Steuerung und Regelung.

Ein-Chip-Mikrocontrollerfamilie SAB 8048

Der Mikrocontroller **SAB 8048** enthält neben einem 8-Bit-Parallel-Prozessor auch noch einen 1-KByte-Programmspeicher, 64-Bytes-Datenspeicher, einen 8-Bit-Zähler/Zeitgeber und insgesamt 27 Ein-/Ausgabeleitungen, die sich in drei 8-Bit-Ein-/Ausgaberegister, 1 Interrupteingang sowie 2 Testeingänge gliedern. Der Mikrocontroller SAB 8048 arbeitet mit einer einzigen Spannungsversorgung von 5 V. Die Steuerung der Taktfrequenz ist durch direkten Anschluß eines Quarzes, eines RC-Gliedes oder durch einen externen Takt möglich. Bei Ausfall der Versorgungsspannung ist eine Batteriepufferung bei stark verminderter Leistungsaufnahme möglich. Ein Eingang für Einzelschrittsteuerung erleichtert den Systemtest. Der Befehlsvorrat von 96 Befehlen ist für die Verwendung in Steuerungsaufgaben ausgelegt. Er ermöglicht sowohl arithmetische Verarbeitung als auch die Durchführung von Einzelbitoperationen. Ebenso wird eine geschachtelte Unterprogramm- bzw. Unterbrechnungsverarbeitung unterstützt. Die Befehlszykluszeit beträgt 2,5 μ s.

Für Anwendungen mit erhöhtem Bedarf an Speicher bzw. Ein-/Ausgabeleitungen ist eine einfache Erweiterung möglich. Besonders geeignet sind die Bausteine SAB 8355/8755 (2-KByte-ROM/EPROM und 16 Ein-/Ausgabeleitungen), SAB 8155 (256-Byte-RAM, 14-Bit-Zähler und 22 Ein-/Ausgabeleitungen) bzw. SAB 8243 (vier 4-Bit-Ein-/Ausgaberegister). Ebenso sind alle peripheren Bausteine aus den Familien SAB 8080 und SAB 8085 anschließbar.

Der Baustein **SAB 8748** ist pinkompatibel zum Baustein SAB 8048 und unterscheidet sich durch die Ausführung des Programmspeichers als EPROM. Er ist besonders zum Prototypaufbau bzw. bei kleinen Stückzahlen geeignet. In der Bausteinfamilie ist auch eine pinkompatible Version ohne Programmspeicher – **SAB 8035** – enthalten.

Beim Baustein **SAB 8049** ist bei voller Funktions- und Anschlußkompatibilität die Speicherkapazität auf 2 KByte Programmspeicher bzw. 128 Byte Datenspeicher erweitert sowie die Geschwindigkeit um den Faktor 2 gesteigert.

Für kostenkritische Anwendungen dient der **SAB 8021**, der bei gleicher Speicherkapazität wie der SAB 8048 einen weniger leistungsfähigen Befehlssatz, eine höhere Befehlszykluszeit und weniger E/A-Funktionen aufweist.

Anwendungsspezifische Ein-Chip-Mikrocontroller

Ein Trend bei Ein-Chip-Mikrocontroller geht in die mehr anwendungsorientierte Richtung, d. h., daß bei bestimmten Anwendungsklassen erforderliche Hardwarefunktionen, wie z. B. ein A/D-Wandler, mitintegriert werden. Ein Vertreter dafür ist der **SAB 8022**.

Bei Weiterverfolgung dieses Konzepts entstanden die sogenannten anwendungsspezifischen Mikrocomputer, bei denen die für eine Anwendungsklasse erforderlichen Peripheriefunktionen mitintegriert sind. Als Beispiele hierfür seien der **SDA 2010** bzw. **SDA 2110** für Anwendungen in der Unterhaltungselektronik erwähnt. Anwendungsspezifisch heißt in diesem Fall, daß Vorkehrungen für den einfachen Anschluß einer Infrarot-Fernsteuerung getroffen sind. Ebenso sind Analog-Ausgänge für die Steuerung von Lautstärke, Helligkeit usw. mitintegriert.

Zu einer weiteren Anwendungsklasse gehören Aufgaben in der Steuerungstechnik, z. B. bei den Haushaltsgeräten. Ein typischer Vertreter für diese Anwendung ist der Baustein **SAB 80215**. Er beinhaltet neben dem eigentlichen Mikrocomputer auch noch Hardwarefunktionen wie Uhr, Stoppuhr, Tastatur- und Anzeigenmultiplexer usw.

Ein anderer Trend nutzt die technologischen Möglichkeiten erhöhter Integrationsdichte zu immer mehr Leistungsfähigkeit.

Das Ergebnis sind dann Ein-Chip-Mikrocontroller mit wesentlich erweitertem Befehlssatz einschließlich Multiplikation und Division, mehreren Zählern/Zeitgebern, einer Unterbrechungssteuerung, einer asynchronen seriellen Schnittstelle und einer externen Erweiterbarkeit des internen Speichers auf 64 Kbytes.

Dazu gehört der Baustein **SAB 8051**. Dieser Mikrocontroller beinhaltet 4 Kbyte Programmspeicher und 128 byte frei nutzbaren Datenspeicher. Der Programmspeicher ist beim SAB 8051 als ROM und beim **SAB 8751** als EPROM ausgelegt. Der **SAB 8031** ist ohne internen Programmspeicher. Der Datenspeicher beinhaltet bis zu 4 Registerbänke und den Stack für Unterprogrammaufrufe und Unterbrechungen. Ebenso können Variable auf dem Stack gespeichert werden.

Der SAB 8051 adressiert bis zu 64 Kbyte Programmspeicher und weitere 64 Kbyte Datenspeicher, so daß beide extern erweitert werden können.

Des weiteren sind auf dem Baustein integriert:

Zwei 16-bit-Zähler/Zeitgeber zur Zählung externer Ereignisse, Generierung von Zeitintervallen, Messen von Impulsweiten und ähnliches.

Eine Voll duplex-Asynchrone-Schnittstelle für serielle Datenübertragung, E/A-Erweiterung oder Aufbau einer Multiprozessor-Kommunikation.

Eine Unterbrechungssteuerung, die die möglichen 2 externen und 3 internen Unterbrechungsquellen priorisiert und an den Prozessor weiterleitet.

Bis zu 32 Ein-/Ausgabeleitungen, konfigurierbar von der Software für unterschiedlichste Anforderungen.

Der Prozessor des SAB 8051 wurde in seinem Befehlsumfang über den SAB 8048 hinaus erheblich erweitert. Die Befehlsausführungszeit beträgt 1 μ sek., bei Multiplikation und Division 4 μ sek. Neben dem 8-bit-Parallelprozessor ist ein 1-bit-Boole'scher Prozessor implementiert, der die Verarbeitung von einzelnen bits ermöglicht. Dazu gehören Funktionen wie Verknüpfen, Setzen und Löschen von bits sowie Abfragen von Bitzuständen.

Der SAB 8051 läuft mit einer Taktfrequenz von 12 MHz, benötigt als einzige Versorgungsspannung +5 V.

Wie die SAB 8048-Familie wurde auch der SAB 8051 in ähnlicher Weise weiterentwickelt. Ein naheliegender Entwicklungsschritt war dabei wiederum die Vergrößerung des internen Programm- und Datenspeichers, um dem ständig steigenden Bedarf der Anwender zu genügen, mehr Funktionalität, d. h. mehr Programm und auch variable Daten, mit einem einzigen Baustein zu realisieren. Dies führte zum **SAB 8052** und der dazugehörigen Version ohne internen Programmspeicher, dem **SAB 8032**. Dieser Mikrocontroller beinhaltet 8 Kbyte Programmspeicher (nur SAB 8052) und 256 byte Datenspeicher. Zusätzlich zu den zwei 16-bit-Zähler/Zeitgebern ist ein dritter 16-bit-Zähler/Zeitgeber integriert, der neben den Standardfunktionen erweiterte Möglichkeiten bietet. Diese sind eine „Capture“-Funktion, d. h. der Inhalt des Zählers wird von einem externen Ereignis getriggert, zeitgenau in ein Auffangregister abgespeichert, aus dem er vom Prozessor weiterverarbeitet werden kann. Die zweite Funktion ist die sogenannte „Reload“-Funktion, d. h. der Zähler/Zeitgeber wird von einem Voreinstellregister neu geladen, wenn ein Ereignis, wie z. B. von einem Signalgeber oder bei Zählerablauf, eintritt. Damit ist es möglich, kontinuierlich beliebige Zeitintervalle zu erzeugen, wobei die Auflösung bis in den Mikrosekundenbereich hinabreicht.

Die übrigen Leistungsmerkmale sind identisch zum SAB 8051. Hervorzuheben ist noch die Pinkompatibilität zwischen SAB 8052 und SAB 8051 bzw. SAB 8032 und SAB 8031, so daß der Umstieg für den Anwender problemlos ist.

Auch der Weg der Weiterentwicklung in die anwendungsorientierte Richtung wird bei der SAB 8051-Familie verfolgt. Der erste Baustein dieser Kategorie ist der **SAB 80515** und der Version ohne Programmspeicher **SAB 80535**. Diese Bausteine sind gegenüber dem SAB 8051 mit zusätzlichen Funktionen ausgestattet, die den Einsatz in der schnellen Steuerungs- und Regelungstechnik ohne Mehraufwand an externen Funktionselementen ermöglichen. Dazu gehören insbesondere ein Analog-/Digitalwandler mit einer Auflösung von 8-bit, wobei ein programmierbarer Multiplexer die Auswertung von 8 Analogeingängen ermöglicht. Als Besonderheit bei diesen Bausteinen kann die interne Referenzspannung für den A/D-Wandler in 16 Stufen von der extern anliegenden Referenzspannung programmiert werden. Dies ermöglicht z. B. eine genauere Auflösung des Analogwertes, indem bei einer ersten Messung über den vollen Spannungsbereich die Lage des Analogsignals festgestellt und anschließend bei einer zweiten Messung mit eingeeengten Referenzwerten mit 8-bit-Genauigkeit die A/D-Wandlung wiederholt wird. Mit dieser Methode erreicht man schließlich eine 10-bit-Genauigkeit bezogen auf den maximalen Bereich von 0 bis 5 Volt.

Ein anderer Anwendungsfall ist die Anpassung an die von verschiedenen Analoggebern erzeugten Analogspannungen, wobei eine ausreichende Genauigkeit erreicht werden kann, ohne daß die Analogwerte mit zusätzlichen externen Operationsverstärkern auf die Sollspannungen im Bereich 0 bis 5 Volt gebracht werden müssen.

Weitere Merkmale des SAB 80515/80535 sind die Erweiterung des internen Programmspeichers auf 8 Kbyte und des internen Datenspeichers auf 256 byte. Ebenfalls wurde die Zahl der Ein-/Ausgabeleitungen auf 6×8 bit erweitert. Ein dritter Zähler/Zeitgeber wurde ebenfalls integriert, jedoch mit Funktionen, die weit über den SAB 8052 hinausreichen. So wurden 4 Captureregister bereitgestellt, die eine Abspeicherung des Zählerinhaltes, gesteuert von 4 verschiedenen externen Ereignissen ermöglichen. Jedes dieser Ereignisse kann auch eine Unterbrechung erzeugen. Darüber hinaus wurden noch einige externe Unterbrechungen hinzugefügt. Vervollständigt wird der Funktionsumfang des SAB 80515/80535 durch die Integration eines Watchdog-Timers (Watchdog = Wachhund). Dies ist ein Zähler, der vom Programm gestartet und immer wieder neu gestartet wird. Tritt letzteres nicht innerhalb einer bestimmten Zeit ein, z. B. weil das Programm sich wegen Fehlern oder Störungen „verrannt“ hat, so wird durch den Überlauf des Watchdog-Timers ein interner Rücksetzvorgang ausgelöst, der das Programm wieder auf den „richtigen Weg“, d. h. zum normalen Ablauf führen soll.

Diese Eigenschaften, bei voller Kompatibilität zum Befehlssatz des SAB 8051, werden bevorzugt in der Steuer- und Regelungstechnik gefordert, wie sie z. B. in der Motorregelung im Kraftfahrzeug auftreten.

Wegen der erhöhten Anzahl der Ein-/Ausgabeleitungen ist ein 68-Pin-Gehäuse nötig, das in quadratischer Form 4×17 Anschlüsse besitzt. Diese Bausteine sind auf der Basis der SAB 8051-Architektur die ersten anwendungsorientierten Varianten. Weitere werden folgen.

1.5 Typenübersicht und Funktion

Ein-Chip-Mikrocontroller (8 bit)

| Typ | Funktion |
|-----------|--|
| SAB 8035L | MC mit 64×8 -bit RAM, ohne ROM, 27 E/A-Leitungen |
| SAB 8048 | MC mit $1K \times 8$ -bit ROM, 64×8 -bit RAM, 27 E/A-Leitungen |
| SAB 8031 | MC mit 128×8 -bit RAM, ohne ROM, 32 E/A-Leitungen |
| SAB 8032A | MC wie SAB 8052A, aber ohne ROM |
| SAB 8051 | MC mit $4K \times 8$ -bit ROM, 128×8 -bit RAM, 32 E/A-Leitungen |
| SAB 8052A | MC mit $8K \times 8$ -bit ROM, 256×8 -bit RAM, vier 8-bit Eingängen, 32 E/A-Leitungen, drei 16-bit Zähler/Zeitgebern, aufwärtskompatibel mit SAB 8031A/8051A |
| SAB 80210 | MC mit $2K \times 8$ -bit ROM, 64×8 -bit RAM, Eingang für getragertes Signal, 2 synchrone serielle Schnittstellen |
| SAB 80310 | MC wie SAB 80210, aber mit ext. EPROM (Piggy-Back Version) |
| SAB 80212 | MC mit $1K \times 8$ -bit ROM, 40×8 -bit RAM, Eingang für getragertes Signal |
| SAB 80312 | MC wie SAB 80212, aber mit ex. EPROM (Piggy-Back Version) |
| SAB 80215 | MC mit $2K \times 8$ -bit ROM, 128×8 -bit RAM, Hardware-Uhr, 3×8 -bit A/D-Wandler, Schnittstelle für Tasten und 7-Segmentanzeigen |
| SAB 80315 | MC wie SAB 80215, aber mit ext. EPROM (Piggy-Back Version) |
| SAB 80515 | MC mit $8K \times 8$ -bit ROM, 256×8 -bit RAM, sechs 8-bit Eingängen, 56 E/A-Leitungen, drei 16-bit Zähler/Zeitgebern, A/D-Wandler, „Watchdog-Timer“, Software kompatibel mit SAB 8051A/8052A |

Ein-Chip-Mikrocontroller für erweiterte Temperaturbereiche

| | |
|------------------|--------------------------------------|
| SAB 8035L-T40/85 | Mikrocontroller, -40 bis $+85$ °C |
| SAB 8048-T40/85 | Mikrocontroller, -40 bis $+85$ °C |
| SAB 8048-T40/110 | Mikrocontroller, -40 bis $+110$ °C |
| SAB 8031-T40/85 | Mikrocontroller, -40 bis $+85$ °C |
| SAB 8031-T40/110 | Mikrocontroller, -40 bis $+110$ °C |
| SAB 8051-T40/85 | Mikrocontroller, -40 bis $+85$ °C |
| SAB 8051-T40/110 | Mikrocontroller, -40 bis $+110$ °C |
| SAB 80215-T30/85 | Mikrocontroller, -30 bis $+85$ °C |

Mikroprozessoren – 8 bit

| Typ | Funktion |
|--------------|--|
| SAB 8085A | Mikroprozessor, 3MHz |
| SAB 8085A-2 | Mikroprozessor, 5MHz |
| SAB 8085AH | Mikroprozessor, 3MHz Stromaufnahme max. 120mA, Spannungstoleranz $\pm 10\%$ |
| SAB 8085AH-2 | Mikroprozessor, 5MHz Stromaufnahme max. 120mA, Spannungstoleranz $\pm 10\%$ |
| SAB 8088 | 8-bit Mikroprozessor, 5MHz |

Mikroprozessoren – 16 bit

| | |
|-----------------|---|
| SAB 8086 | Mikroprozessor, 5MHz |
| SAB 8086-1 | Mikroprozessor, 10MHz |
| SAB 8086-2 | Mikroprozessor, 8MHz |
| SAB 8086-T40/85 | Mikroprozessor, 5MHz, -40 bis $+85^\circ\text{C}$ |

System- und Peripherie-Bausteine

| | |
|--------------------------|--|
| SAB 1791-02 | Floppy-Disk-Steuerung, invertierter Datenbus, einseitige Aufzeichnung |
| SAB 1793-02 | Floppy-Disk-Steuerung, nicht invertierter Datenbus, einseitige Aufzeichnung |
| SAB 1795-02 | Floppy-Disk-Steuerung, invertierter Datenbus, beidseitige Aufzeichnung |
| SAB 1797-02 | Floppy-Disk-Steuerung, nicht invertierter Datenbus, beidseitige Aufzeichnung |
| SAB 279x | Floppy-Disk-Steuerung mit Datenseparator und Schreibvorkompensationslogik |
| SAB 80C482 | 8-bit CMOS Ein-Chip-MC, $2\text{K} \times 8$ -bit ROM, 64×8 -bit RAM, 31 E/A Anschlüsse |
| SAB 8155 | RAM, stat., 256×8 -bit, E/A-Kanäle, Zeitgeber, Zugriffszeit 400ns |
| SAB 8155-2 | RAM, stat., 256×8 -bit, E/A-Kanäle, Zeitgeber, Zugriffszeit 330ns |
| SAB 8205 | Binär Dekoder, 1 aus 8 |
| SAB 8212 ^{*)} | Ein-/Ausgabe, 8-bit |
| SAB 8224 ^{*)} | Taktgenerator für SAB 8080 |
| SAB 8237A | DMA-Steuerbaustein, 1,6Mbyte/s (5MHz) |
| SAB 8238 ^{*)} | System-Steuerung und Bus-Treiber |
| SAB 8256A | Programmierbarer Multifunktionsbaustein (MUART), 3MHz |
| SAB 8256A-2 | Programmierbarer Multifunktionsbaustein (MUART), 5MHz |
| SAB 8259A | Unterbrechungssteuerung, 5MHz |
| SAB 8259A-2 | Unterbrechungssteuerung, 8MHz |
| SAB 8259A-8 | Unterbrechungssteuerung, 2MHz |
| SAB 8275 | CRT-Steuerung (u. a. für SAB 82731 Bildpunktgenerator) |
| SAB 8276 | CRT-Steuerung für kleine Systeme |
| SAB 8282 ^{*)} | Treiber, 8-bit (wird ersetzt durch SAB 8282A) |
| SAB 8282A ^{**)} | Treiber, 8-bit |

^{*)} Auslauftyp

^{**)} Bis zu 40% reduzierte Stromaufnahme gegenüber den Standardtypen

| Typ | Funktion |
|----------------------------|---|
| SAB 8283 ^{*)} | Treiber, 8-bit, invertierend (wird ersetzt durch SAB 8283A) |
| SAB 8283A ^{**)} | Treiber, 8-bit, invertierend |
| SAB 8284A ^{*)} | Taktgenerator für SAB 8086/8088, 4, 5 und 8MHz (wird ersetzt durch SAB 8284B) |
| SAB 8284B ^{**)} | Taktgenerator für SAB 8086/8088, 5 und 8MHz |
| SAB 8284A-1 ^{*)} | Taktgenerator für SAB 8086-1, 10MHz (wird ersetzt durch SAB 8284B-1) |
| SAB 8284B-1 ^{**)} | Taktgenerator für SAB 8086-1, 10MHz |
| SAB 8286 ^{*)} | Bidirektionaler Treiber, 8-bit (wird ersetzt durch SAB 8286A) |
| SAB 8286A ^{**)} | Bidirektionaler Treiber, 8-bit |
| SAB 8287 ^{*)} | Bidirektionaler Treiber, 8-bit, invertierend (wird ersetzt durch SAB 8287A) |
| SAB 8287A ^{**)} | Bidirektionaler Treiber, 8-bit, invertierend |
| SAB 8288 ^{*)} | Bus-Steuerung für SAB 8086/8088 (wird ersetzt durch SAB 8288A) |
| SAB 8288A ^{**)} | Bus-Steuerung für SAB 8086/8088 |
| SAB 8289 | Bus-Arbiter für SAB 8086/8088 |
| SAB 8289-1 | Bus-Arbiter für SAB 8086-1 (10MHz) |
| SAB 80286 | 16-bit CPU mit integrierter MMU, 8MHz |
| SAB 82258 | Advanced DMA-Steuerbaustein für SAB 80286/80186/8086, 8Mbyte/s, 4 Kanäle, 1 Multiplexorkanal für 32 Geräte |
| SAB 82284 | Taktgenerator für SAB 80286 und SAB 82258 |
| SAB 82288 | Bus-Steuerung für SAB 80286 und SAB 82258 |
| SAB 82289 | Bus-Arbiter für SAB 80286 und SAB 82258 |
| SAB 82731 | Textorientierter Bildpunktgenerator für SAB 82730, SAB 8275, SAB 8276 |
| SAB 82731-2 | Textorientierter Bildpunktgenerator, 80MHz |

^{*)} Auslauftyp

^{**)} Bis zu 40% reduzierte Stromaufnahme gegenüber den Standardtypen

5.7 Beispiele Mikroprozessoren

8-Bit-Mikroprozessor

SAB 8085A
SAB 8085A-2

100% software-kompatibel mit dem SAB 8080 A

Befehlszykluszeit 1,3 μ s (SAB 8085 A) bzw. 0,8 μ s (SAB 8085A-2)

Integrierter Taktgenerator (mit externem Quarz oder LC- bzw. RC-Schaltung)

Integrierte System-Steuerung. Vorab-Information über den Zyklus-Status für die Steuerung großer Systeme

Vier vektorisierte Unterbrechungseingänge (Interrupts, einer nicht maskierbar) und eine zusätzliche, mit dem SAB 8080 A kompatible Unterbrechungssteuerung

Kanäle für serielle Dateneingabe/Datenausgabe

Dezimale und binäre Arithmetik sowie Arithmetik mit doppelter Genauigkeit

Direkte Adressierbarkeit von bis zu 64 KBytes Speicher

Nur eine Versorgungsspannung (5 V)

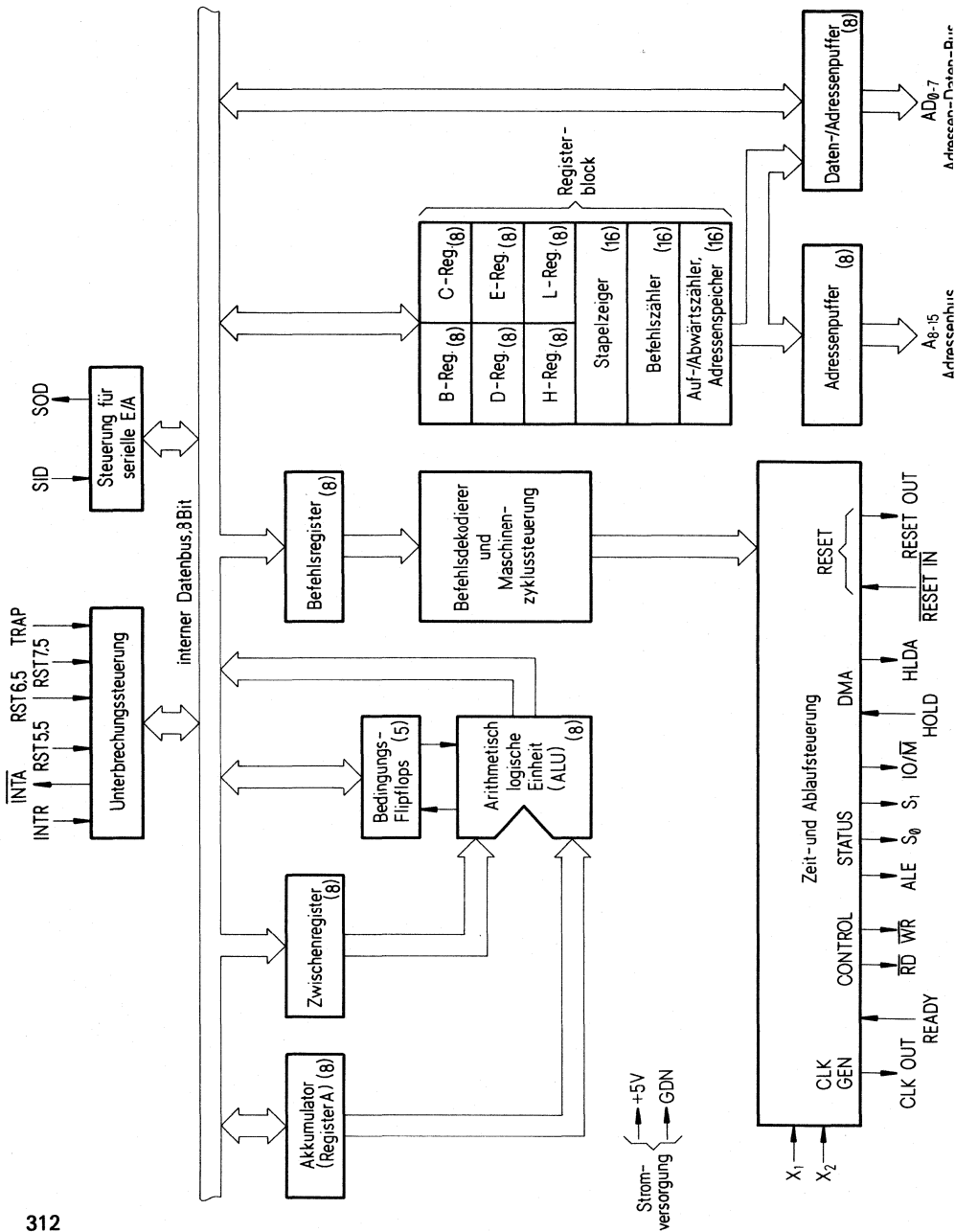
Der SAB 8085A ist eine vollständige Zentraleinheit (CPU) mit Parallelverarbeitung von 8 Bit. Sein Befehlssatz ist zu 100% kompatibel mit dem Mikroprozessor SAB 8080A. Der Prozessor ist so entwickelt worden, daß er die Leistungsfähigkeit des SAB 8080A durch höhere System-Arbeitsgeschwindigkeit verbessern kann. Der hohe Grad der Systemintegration gestattet mit dem SAB 8085A den Aufbau eines aus nur drei Bausteinen bestehenden Minimalsystems. Dies besteht aus dem SAB 8085A (Zentraleinheit), dem SAB 8156 (RAM-E/A) und dem SAB 8355/8755A (ROM-E/A/EPR0M-E/A). Die vollständige Ausbaufähigkeit des Systems bleibt trotzdem erhalten.

Der SAB 8085A-2 ist eine schnellere Ausführung des SAB 8085A.

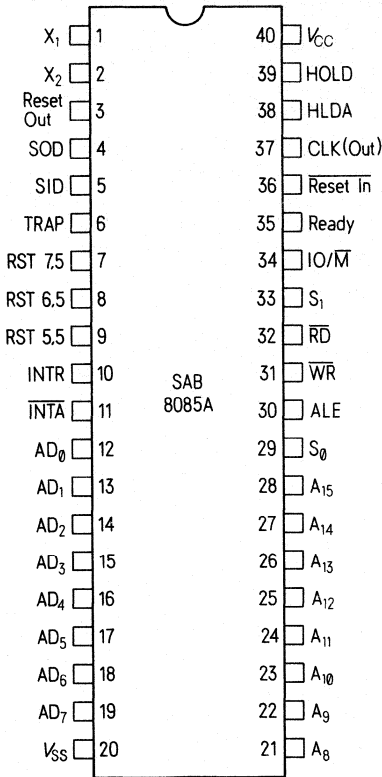
Der SAB 8085A enthält alle Einrichtungen, die für den SAB 8080A durch den SAB 8224 (Taktgenerator) und den SAB 8228 (System-Steuerbaustein) bereitgestellt werden mußten; dadurch wird ein höherer Grad der Systemintegration geboten.

Der SAB 8085A arbeitet mit einem gemultiplexten Daten-Bus. Die Adresse ist auf den 8 Bit breiten Adressen-Bus und den 8 Bit breiten Daten-Bus aufgeteilt. Die auf den Speicherbausteinen SAB 8155/SAB 8156/SAB 8355/SAB 8755A befindlichen Adressenspeicher ermöglichen einen direkten Anschluß an den SAB 8085A.

Funktions-Blockschaltbild



Anschlußbelegung



Abmessungen am Schluß des Buches

Anschlußbezeichnungen und Funktionen

| Bezeichnung (Symbol) | Nummer | Eingang (E) Ausgang (A) | Funktion |
|----------------------------------|--------|-------------------------|--|
| A ₈ -A ₁₅ | 21-28 | A | Adressen-Bus: Die höherwertigen 8 Bits der Speicheradresse oder die 8 Bits der E/A-Adresse; die Ausgänge sind während der Betriebszustände »Hold«, »Halt« und »Reset« hochohmig. |
| AD ₀ -AD ₇ | 12-19 | E/A | Gemultiplexer Adressen-/Daten-Bus: Während der ersten Taktperiode (T-State) eines Maschinenzklus stehen am Bus die niederwertigen 8 Bit der Speicheradresse (oder die E/A-Adresse) an. In der zweiten und dritten Taktperiode wird der Bus anschließend zum Daten-Bus. |

| Bezeichnung (Symbol) | Nummer | Eingang (E) Ausgang (A) | Funktion | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----------------------------------|-------------|----------------------------|--|-------------------|-------|-------|--------|---|---|---|--------------------|---|---|---|----------------|---|---|---|---------------|---|---|---|-----------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|--------------------|---|---|---|------|---|---|---|------|---|---|---|-------|
| ALE | 30 | A | Adressenspeicher-Freigabe: Das Signal tritt in der ersten Taktperiode eines Maschinenzyklus auf und ermöglicht, daß die Adresse in den integrierten Adressenspeichern von Peripherie-Bausteinen gespeichert wird. Die fallende Flanke des ALE-Signals ist so eingestellt, daß die Aufbau- und Haltezeiten der Adresseninformation garantiert sind. Die fallende Flanke von ALE kann auch zum Takten der Status-Information verwendet werden. Der Ausgang ALE wird niemals hochohmig. | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| S_0, S_1 und IO/\overline{M} | 29,33 34 | A | <p>Maschinenstatus</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>IO/\overline{M}</th> <th>S_1</th> <th>S_0</th> <th>Status</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>Speicher schreiben</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>Speicher lesen</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>E/A schreiben</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>E/A lesen</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>Operationscode-Abwurf</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>Interrupt-Quittung</td> </tr> <tr> <td>*</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>Hold</td> </tr> <tr> <td>*</td> <td>X</td> <td>X</td> <td>Hold</td> </tr> <tr> <td>*</td> <td>X</td> <td>X</td> <td>Reset</td> </tr> </tbody> </table> <p>* = hochohmig (Tri-state) X = undefiniert</p> <p>S_1 kann als voreilendes R/\overline{W}-Statussignal verwendet werden. IO/\overline{M}, S_0 und S_1 werden am Anfang eines Maschinenzyklus gültig und bleiben es über den gesamten Zyklus. Die abfallende Flanke des ALE-Signals kann zum Speichern der Zustände dieser Leitungen verwendet werden.</p> | IO/\overline{M} | S_1 | S_0 | Status | 0 | 0 | 1 | Speicher schreiben | 0 | 1 | 0 | Speicher lesen | 1 | 0 | 1 | E/A schreiben | 1 | 1 | 0 | E/A lesen | 0 | 1 | 1 | Operationscode-Abwurf | 1 | 1 | 1 | Interrupt-Quittung | * | 0 | 0 | Hold | * | X | X | Hold | * | X | X | Reset |
| IO/\overline{M} | S_1 | S_0 | Status | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0 | 0 | 1 | Speicher schreiben | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0 | 1 | 0 | Speicher lesen | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 0 | 1 | E/A schreiben | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 1 | 0 | E/A lesen | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0 | 1 | 1 | Operationscode-Abwurf | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 1 | 1 | Interrupt-Quittung | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| * | 0 | 0 | Hold | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| * | X | X | Hold | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| * | X | X | Reset | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| \overline{RD} | 32 | A | Lesen (Read): Ein L-Signal an \overline{RD} gibt an, daß der ausgewählte Speicher- oder E/A-Baustein gelesen werden soll und daß der Daten-Bus für die Datenübertragung zur Verfügung steht. Der Ausgang ist in den Betriebsarten »Hold«, »Hold« und »Reset« hochohmig. | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| \overline{WR} | 31 | A | Schreiben (Write): Ein L-Signal an \overline{WR} gibt an, daß die am Daten-Bus anstehenden Daten in den ausgewählten Speicherplatz oder E/A-Kanal geschrieben werden sollen. Die Daten werden mit der steigenden Flanke von \overline{WR} übergeben. Während der Betriebsarten »Hold«, »Hold« und »Reset« ist der Ausgang hochohmig. | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

| Bezeichnung (Symbol) | Nummer | Eingang (E) Ausgang (A) | Funktion |
|----------------------|--------|----------------------------|--|
| READY | 35 | E | Ein H-Signal an READY während eines Lese- oder Schreibzyklus zeigt an, daß der Speicher oder der Peripherie-Baustein zum Ausgeben oder Aufnehmen von Daten bereit ist. Wenn der READY-Eingang L-Signal führt, wartet die Zentraleinheit über eine ganze Zahl von Taktperioden, bis READY auf H-Pegel übergeht, worauf der Lese- oder Schreibzyklus beendet wird. |
| HOLD | 39 | E | HOLD zeigt an, daß eine andere Einheit den Adressen- und Daten-Bus anfordert. Nach dem Eintreffen der HOLD-Anforderung gibt die Zentraleinheit den Bus frei, sobald die augenblicklich ablaufende Bus-Operation beendet ist. Interne Operationen können weiterhin ablaufen. Der Mikroprozessor hat erst dann wieder Zugang zum Bus, wenn das Signal HOLD zurückgenommen wird. Sobald das HOLD-Signal quittiert ist, werden die Adressen- und Daten-Leitungen sowie RD, WR und IO/M hochohmig. |
| HLDA | 38 | A | Quittung von HOLD: Das Signal zeigt an, daß die Zentraleinheit eine HOLD-Anforderung empfangen hat und den Bus in der nächsten Taktperiode freigeben wird. HLDA geht auf L-Signal über, sobald die HOLD-Anforderung zurückgenommen ist. Die Zentraleinheit übernimmt den Bus eine halbe Taktperiode nach dem Übergang von HLDA auf L-Pegel. |
| INTR | 10 | E | Unterbrechungs-Anforderung: Der Eingang wird als allgemeiner Interrupteingang verwendet. Er wird nur während der vorletzten Taktperiode eines Befehls abgefragt sowie während der Zustände »Hold« und »Halt«. Wenn der Eingang aktiv ist, wird das Inkrementieren des Programmzählers (PC) gesperrt und INTA ausgegeben. Während dieses Zyklus kann ein RESTART- oder CALL-Befehl für den Sprung zu dem Interrupt-Bedienungsprogramm eingefügt werden. Der Eingang INTR wird über Software freigegeben und gesperrt. Er wird ferner durch »Reset« sowie unmittelbar nach Annahme einer Unterbrechungsanforderung gesperrt. |

SAB 8085A
SAB 8085A-2

| Bezeichnung (Symbol) | Nummer | Eingang (E) Ausgang (A) | Funktion |
|-------------------------------|-------------|----------------------------|--|
| INTA | 11 | A | INTERRUPT-Quittung: Der Ausgang wird in dem Befehlszyklus nach Annahme eines INTR-Signals anstelle von \overline{RD} verwendet (und hat den gleichen Zeitablauf). Er kann zur Aktivierung des Unterbrechungs-Steuerbausteins SAB 8259A oder eines anderen Interrupt-Kanals verwendet werden. |
| RST 5.5 RST 6.5 RST 7.5 | 9 8 7 | E | <p>RESTART-Interrupt: Diese drei Eingänge haben den gleichen Zeitablauf wie INTR, bewirken jedoch, daß automatisch ein interner RESTART-Befehl eingefügt wird.</p> <p>Die Priorität dieser Interrupt-Eingänge ist so geordnet, wie in nachfolgender Tabelle gezeigt. Diese Interrupts haben eine höhere Priorität, als INTR. Außerdem können sie durch Verwendung des Befehls SIM einzeln maskiert werden.</p> |
| TRAP | 6 | E | Der Interrupt-Eingang TRAP ist ein nicht maskierbarer RESTART-Interrupt-Eingang. Er wird gleichzeitig mit INTR oder RST 5.5–7.5 abgefragt und von keiner Maske oder Interrupt-Freigabe beeinflusst. Er hat von allen Interrupt-Eingängen die höchste Priorität (siehe nachfolgende Tabelle). |
| RESET IN | 36 | E | Ein L-Signal an diesem Eingang setzt den Programmzähler auf 0 und das Interrupt-Freigabe- sowie HLDA-Flipflop zurück. Der Daten- und Adressen-Bus sowie die Steuerleitungen sind, solange RESET ansteht, hochohmig. Da RESET asynchron arbeitet, können die internen Register und Flags des Prozessors durch RESET mit undefinierbaren Ergebnissen verändert werden. RESET IN ist ein Schmitt-Trigger-Eingang und ermöglicht den Anschluß einer R-C-Kombination zur RESET-Verzögerung beim Zuschalten der Versorgungsspannung. Die Zentraleinheit bleibt so lange zurückgesetzt, wie RESET IN ansteht. |

| Bezeichnung (Symbol) | Nummer | Eingang (E) Ausgang (A) | Funktion |
|---------------------------------|--------|----------------------------|---|
| RESET OUT | 3 | A | Zeigt an, daß die Zentraleinheit rückgesetzt wird. Dieser Ausgang kann als System-Rücksetzsignal verwendet werden. Das Signal ist mit dem Prozessor-Takt synchronisiert. Seine Dauer erstreckt sich über eine ganze Zahl von Taktperioden. |
| X ₁ , X ₂ | 1, 2 | E | An X ₁ und X ₂ wird ein Quarz, eine LC- oder eine RC-Kombination zur Anregung des internen Taktgenerators angeschlossen. X ₁ kann auch als Eingang für einen externen Takt verwendet werden. Die Eingangsfrequenz wird halbiert und ergibt die interne Arbeitsfrequenz des Prozessors. |
| CLK | 37 | A | Taktausgang zur Verwendung als Systemtakt. Die Periodendauer des Signals CLK beträgt das Doppelte der Eingangs-Periodendauer an X ₁ , X ₂ . |
| SID | 5 | E | Eingang für serielle Datenübertragung. Der Zustand dieses Eingangs wird bei jeder Ausführung eines RIM-Befehls in das Bit 7 des Akkumulators übertragen. |
| SOD | 4 | A | Ausgang für serielle Datenübertragung. Der Ausgang SOD wird entsprechend der Form des Befehls SIM gesetzt bzw. rückgesetzt. |
| V _{CC} | 40 | – | Versorgungsspannung (+5 V) |
| V _{SS} | 20 | – | Masse (0V) |

Unterbrechungs-Prioritäten, Restart-Adressen und Ansprechbedingungen

| Bezeichnung | Priorität | Sprungadresse bei Auftreten der Unterbrechungsanforderung ¹⁾ | Art der Triggerung |
|-------------|-----------|---|--|
| TRAP | 1 | 24H | Ansteigende Flanke und H-Pegel bis zur Abfrage |
| RST 7.5 | 2 | 3CH | Ansteigende Flanke (wird gespeichert) |
| RST 6.5 | 3 | 34H | H-Pegel bis zur Abfrage |
| RST 5.5 | 4 | 2CH | H-Pegel bis zur Abfrage |
| INTR | 5 | ²⁾ | H-Pegel bis zur Abfrage |

¹⁾ Vor dem Sprung zu der angegebenen Adresse, legt der Prozessor den Programmzählerstand (PC) im Stack (Stapelspeicher) ab.

²⁾ Die Sprungadresse hängt von dem Befehl ab, welcher der Zentraleinheit bei Quittung der Unterbrechungsanforderung gegeben wird.

Grenzdaten¹⁾

| | |
|--|------------------|
| Betriebstemperatur | 0 bis + 70°C |
| Lagertemperatur | - 65 bis + 150°C |
| Spannung an allen Anschlüssen, bezogen auf Masse | - 0,5 bis + 7 V |
| Verlustleistung | 1,5 W |

Statische Kenndaten und Betriebsbedingungen

$T_U = 0$ bis 70°C; $V_{CC} = 5 V \pm 5\%$; $V_{SS} = 0 V$; (wenn nicht anders angegeben)

| Symb. | Bezeichnung | Grenzwerte | | Einheit | Prüfbedingung | |
|-----------|-------------------------------------|------------|----------------|---------------|---|-----------------------------|
| | | min. | max. | | | |
| V_{IL} | L-Eingangs-Spannung | -0,5 | +0,8 | V | - | |
| V_{IH} | H-Eingangs-Spannung | 2,0 | $V_{CC} + 0,5$ | | | |
| V_{OL} | L-Ausgangs-Spannung | - | 0,45 | | | $I_{OL} = 2 \text{ mA}$ |
| V_{OH} | H-Ausgangs-Spannung | 2,4 | - | | | $I_{OH} = -400 \mu\text{A}$ |
| I_{CC} | Stromaufnahme (Versorgungsspannung) | | 170 | mA | - | |
| I_{IL} | Eingangs-Reststrom | - | ± 10 | μA | $V_{IN} = V_{CC}$ | |
| I_{LO} | Ausgangs-Reststrom | | | | $0,45 \text{ V} \leq V_{OUT} \leq V_{CC}$ | |
| V_{ILR} | L-Eingangs-Pegel für RESET | -0,5 | +0,8 | V | - | |
| V_{IHR} | H-Eingangs-Pegel für RESET | 2,4 | $V_{CC} + 0,5$ | | | |
| V_{HY} | Hysterese bei RESET | 0,25 | - | | | |

¹⁾ Die Überschreitung der angegebenen Grenzdaten kann zu Dauerschäden am Baustein führen.

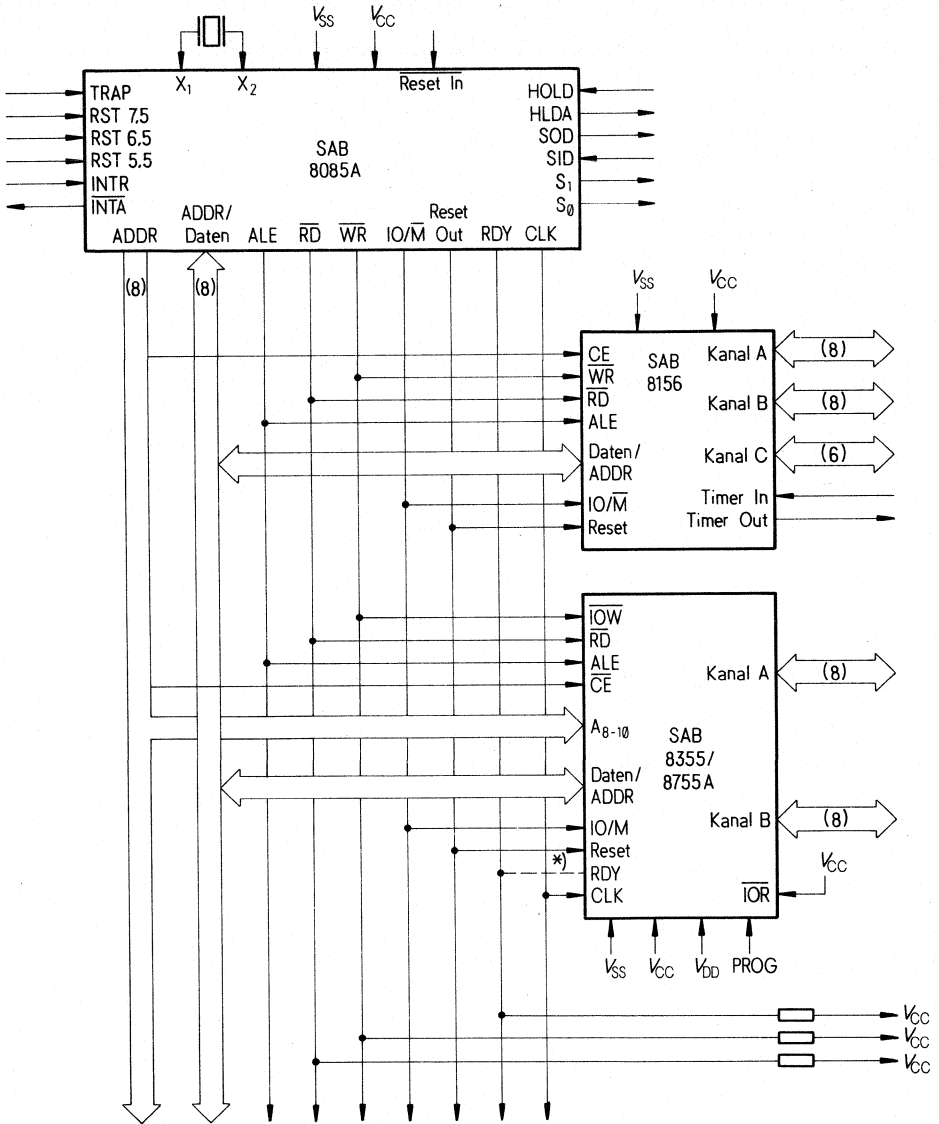
Schnittstelle zum System

Die Familie SAB 8085A enthält auch Speicher-Bausteine, die mit dem SAB 8085A direkt kompatibel sind. Beispielsweise kann man ein System aus den drei Bausteinen SAB 8085A, SAB 8156 und SAB 8355 aufbauen, das folgende Merkmale hat:

- 2K-Bytes ROM
- 256 Bytes RAM
- 1 Zeitgeber/Zähler
- 4 E/A-Kanäle zu je 8 Bit
- 1 E/A-Kanal, 6 Bit
- 4 Unterbrechungs-Ebenen
- Kanäle für serielle Ein-/Ausgabe

Dieses Minimalsystem, das mit Direkter-E/A-Technik arbeitet, ist im nachfolgenden Bild dargestellt.

Minimalsystem SAB 8085 (Direkte-E/A)

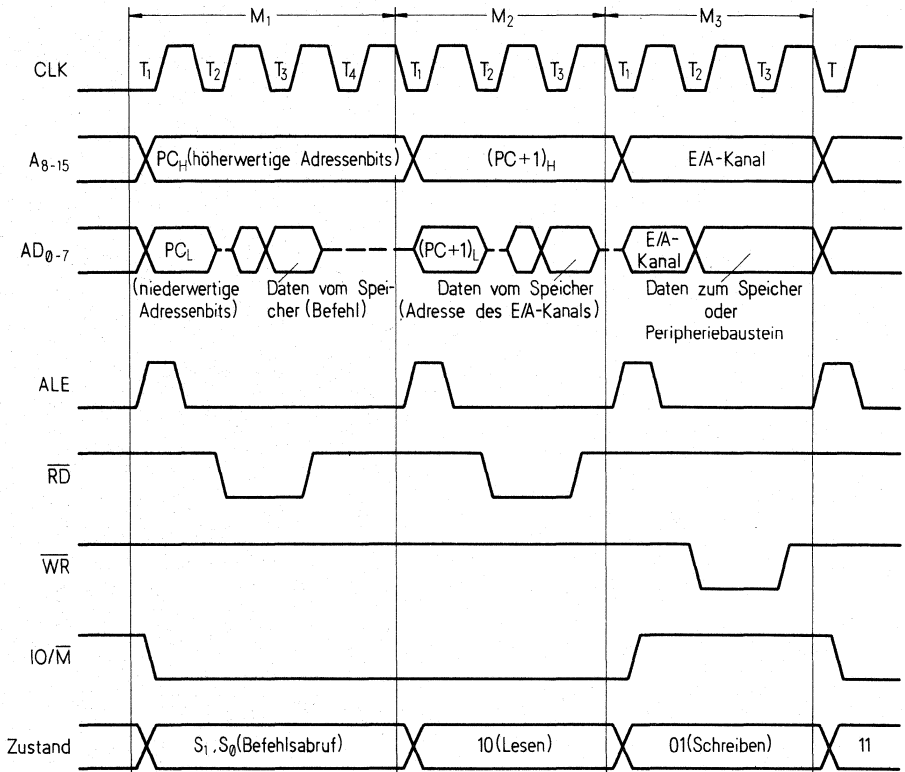


*) Verbindungen wahlweise

SAB 8085A
SAB 8085A-2

Grund-Zeitablauf des Systems

Der SAB 8085A besitzt einen gemultiplexten Daten-Bus. Zur Abfrage der niederwertigen 8 Bit der Adresse am Daten-Bus, wird das Signal ALE verwendet. Das nachfolgende Bild zeigt einen Befehlsabruf-Zyklus, einen Speicher-Lese- und einen E/A-Schreibzyklus (wie sie bei der Verarbeitung des Befehls OUT ablaufen würden). Es ist zu beachten, daß während des E/A-Schreib- und Lesezyklus die Adresse des E/A-Kanals sowohl in der oberen als auch in der unteren Hälfte der Adresse erscheint.



Es gibt sieben mögliche Arten von Maschinenzyklen. Welcher von diesen sieben Zyklen abläuft, wird durch den Zustand der drei Status-Leitungen IO/ \bar{M} , S₁, S₀ und der drei Steuersignale RD, WR und INTA bestimmt (siehe nachfolgende Tabelle). Die Statusleitungen können als voreilende Steuersignale verwendet werden (z. B. für die Baustein-Auswahl), da sie in der Periode T₁ am Anfang jedes Maschinenzyklus aktiv werden. Die Steuerleitungen R \bar{D} und WR werden erst dann aktiv, wenn die Datenübertragung stattfinden soll. Aus diesem Grund werden sie direkt als Steuerleitungen verwendet.

Aufstellung der Maschinenzyklen des SAB 8085A

| Maschinenzklus | Zustand | | | Steuersignale | | |
|---------------------------------------|--------------------|----|----|-----------------|-----------------|-------------------|
| | IO/ \overline{M} | S1 | S0 | \overline{RD} | \overline{WR} | \overline{INTA} |
| Operationscode-Abruf (OF) | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| Speicher lesen | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| Speicher schreiben | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| E/A lesen (IOR) | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| E/A schreiben (IOW) | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| Unterbrechungsquittung für INTR (INA) | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| Bus-Ruhezustand (BI): DAD | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| Quittung von RST, TRAP | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| HALT | TS | 0 | 0 | TS | TS | 1 |

0 = logische »0«; 1 = logische »1«; TS = hochohmig

Ein Maschinenzklus besteht normalerweise aus drei T-Perioden, mit Ausnahme des Operationscode-Abrufzyklus (OPCODE FETCH), der entweder vier oder sechs T-Perioden aufweist (außer, wenn durch Ansteuerung der Eingänge READY oder HOLD, WAIT- oder HOLD-Zustände erzwungen werden). Jede T-Periode muß eine von zehn möglichen Zuständen sein, wie sie in nachfolgender Tabelle zusammengefaßt sind.

Zusammenfassung der Maschinenzustände des SAB 8085A

| Maschinen-zustand | Status und Busse | | | | Steuerung | | |
|--------------------|------------------|--------------------|---------------------------------|----------------------------------|-----------------------------------|-------------------|-----------------|
| | S1, S0 | IO/ \overline{M} | A ₈ -A ₁₅ | AD ₀ -AD ₇ | \overline{RD} , \overline{WR} | \overline{INTA} | ALE |
| T ₁ | X | X | X | X | 1 | 1 | 1 ¹⁾ |
| T ₂ | X | X | X | X | X | X | 0 |
| T _{WAIT} | X | X | X | X | X | X | 0 |
| T ₃ | X | X | X | X | X | X | 0 |
| T ₄ | 1 | 0 ²⁾ | X | TS | 1 | 1 | 0 |
| T ₅ | 1 | 0 ²⁾ | X | TS | 1 | 1 | 0 |
| T ₆ | 1 | 0 ²⁾ | X | TS | 1 | 1 | 0 |
| T _{RESET} | X | TS | TS | TS | TS | 1 | 0 |
| T _{HALT} | 0 | TS | TS | TS | TS | 1 | 0 |
| T _{HOLD} | X | TS | TS | TS | TS | 1 | 0 |

0 = logische »0«; 1 = logische »1«; TS = hochohmig; X = nicht festgelegt, hängt vom Maschinenzklus ab.

1) ALE wird im zweiten und dritten Maschinenzklus des Befehls DAD nicht erzeugt.

2) IO/ \overline{M} = 1 während T₄-T₆ des Maschinenzklus INA.

5.8 Beispiele Peripherie-Bausteine

Programmierbarer Unterbrechungs-Steuerbaustein

SAB 8259A

Kompatibel mit den Bausteinfamilien SAB 8080, SAB 8085 und SAB 8086

Steuerung für 8 Unterbrechungsebenen

Erweiterbar auf 64 Ebenen

Programmierbare Unterbrechungs-Betriebsarten

Individuelle Maskierung der Anforderungen möglich

Nur eine Versorgungsspannung (5 V; kein Takt)

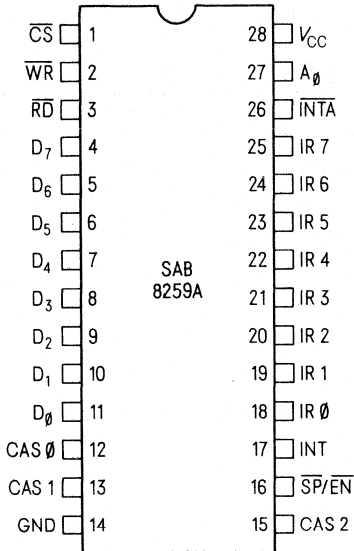
Der SAB 8259A bedient bis zu 8 vektorisierte und priorisierte Unterbrechungen für den Mikroprozessor und kann ohne Zusatzschaltungen auf bis zu 64 vektorisierte und priorisierte Unterbrechungen kaskadiert werden. Er benötigt nur eine Versorgungsspannung von +5 V. Der Schaltungsaufbau ist statisch, so daß kein Taktsignal benötigt wird.

Der SAB 8259A ist so ausgelegt, daß für die Behandlung von priorisierten Unterbrechungen auf mehreren Ebenen der Software- und der Realzeitsteuerungsaufwand verringert wird. Seine verschiedenen Betriebsarten gestatten die Optimierung für unterschiedliche Systemanforderungen.

Der SAB 8259A ist aufwärtskompatibel zum SAB 8259. Die ursprünglich für den SAB 8259 geschriebene Software arbeitet mit dem SAB 8259A in genau der gleichen Art und Weise wie mit dem SAB 8259 (SAB 8080/85, nicht gepuffert, flankengetriggert).

SAB 8259A

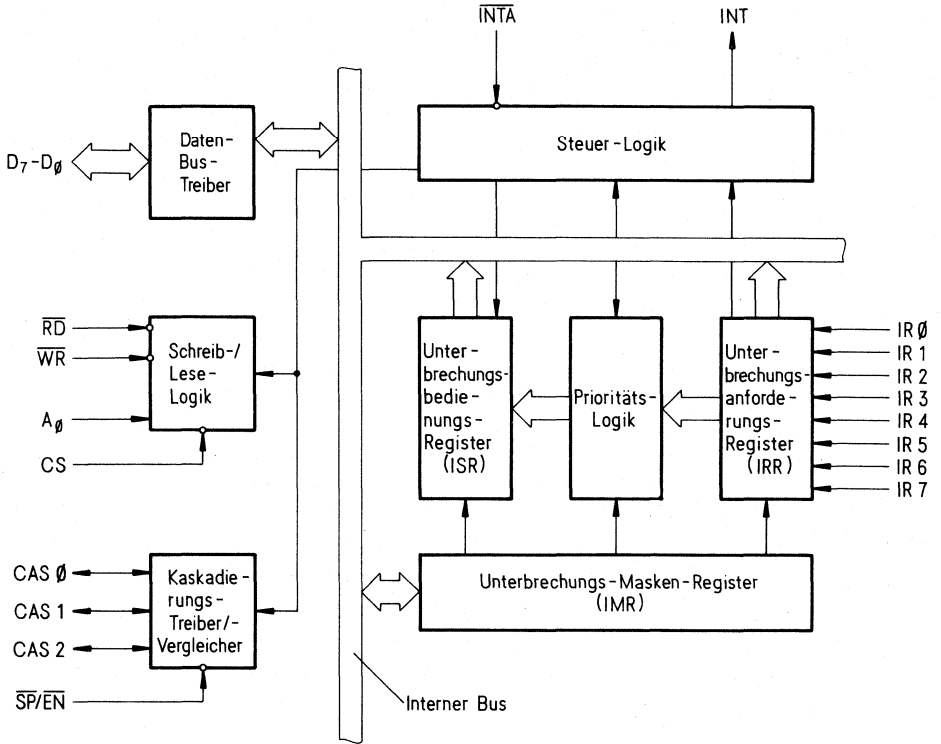
Anschlußbelegung



Anschlußbezeichnungen

| | |
|--------------------------------|--|
| D ₀ -D ₇ | Bidirektionaler Datenbus |
| RD | Lese-Eingang |
| WR | Schreib-Eingang |
| A ₀ | Kommando-Auswahladresse |
| CS | Baustein-Freigabe |
| CAS 0- CAS 2 | Kaskadierungsanschlüsse |
| SP/EN | Master-/Slave-Auswahl/ Bustreiber freigeben |
| INT | Unterbrechungs-Ausgang |
| INTA | Unterbrechungs- Quittungs-Eingang |
| IR0-IR7 | Unterbrechungs- Anforderungs-Eingänge |
| V _{CC} | Versorgungsspannung (+5 V) |
| GND | Masse (0 V) |

Blockschaltbild



Anschlußbezeichnungen und Funktionen

| Bezeichnung | Nummer | Eingang (E) Ausgang (A) | Funktion |
|-------------------|--------|----------------------------|--|
| V_{CC} | 28 | | Spannungsversorgung (+5 V) |
| GND | 14 | | Masse (0 V) |
| D_7-D_0 | 4-11 | E/A | Bidirektionaler Datenbus – Verwendet zum: a) Programmieren der Betriebsart des SAB 8259A (geschieht per Software) b) Lesen des Zustands des SAB 8259A c) Senden von Vektorbytes zum Mikroprozessor, wenn eine Unterbrechungsanforderung bestätigt wurde. |
| IR_6-IR_7 | 18-25 | E | Unterbrechungsanforderungen – Diese Eingänge sind asynchron. Eine ansteigende Flanke generiert eine Unterbrechungsanforderung an den Prozessor. Die Anforderung kann deshalb mit einer ansteigenden Flanke mit anschließendem H-Pegel bis zur Quittung durch den Prozessor oder mit einem negativen Impuls erzeugt werden. In der Betriebsart „pegelgetriggert“ ist keine Flanke erforderlich; hierbei reagieren die Eingänge auf einen H-Pegel. |
| \overline{RD} | 3 | E | Lesen – Wird im SAB 8080-System grundsätzlich durch den SAB 8228/38 erzeugt, im SAB 8086-System durch den SAB 8086. |
| \overline{WR} | 2 | E | Schreiben – Wird im SAB 8080-System grundsätzlich durch den SAB 8228/38 erzeugt und im SAB 8086-System durch den SAB 8086. |
| \overline{INTA} | 26 | E | Unterbrechungsbestätigung – Wird im SAB 8080-System grundsätzlich durch den SAB 8228 erzeugt. Der SAB 8228 erzeugt 3 \overline{INTA} -Impulse, wenn ein CALL-Befehl anliegt, während der SAB 8086 2 \overline{INTA} -Impulse in einem Unterbrechungs-Zyklus erzeugt. |
| \overline{CS} | 1 | E | Bausteinauswahl – Während $\overline{CS}=0$, ist der \overline{RD} - und \overline{WR} -Eingang freigegeben, \overline{INTA} ist dagegen unabhängig von \overline{CS} . |

SAB 8259A

| Bezeichnung | Nummer | Eingang (E) Ausgang (A) | Funktion |
|-------------------------------|------------|----------------------------|--|
| A_0 | 27 | E | Normalerweise das niederwertigste Bit der Mikroprozessor-Adresse (A_1 im SAB 8086-System) – ist $A_0=1$, kann das Maskenregister gelesen oder beschrieben werden. Bei $A_0=0$, kann die Betriebsart in den SAB 8259A geschriebenen oder der Zustand gelesen werden. \overline{CS} muß dabei auf L-Pegel liegen. |
| INT | 17 | A | Muß direkt mit dem Mikroprozessor-Unterbrechungseingang verbunden sein. Der INT-Ausgang hat speziell für den SAB 8080 eine Spannung von $V_{OH}=3,3\text{ V}$. INT ist ein aktiver "H"-Ausgang. |
| C_0-C_2 | 12, 13, 15 | E/A | Die drei Kaskadierungsanschlüsse sind in der Betriebsart „Master“ Ausgänge und in der Betriebsart „Slave“ Eingänge. Der Master-Baustein legt bei einer Unterbrechungsbestätigung den BCD-Code der Unterbrechungsebene auf diese Leitungen. |
| $\overline{SP}/\overline{EN}$ | 16 | E/A | Der Anschluß $\overline{SP}/\overline{EN}$ hat eine doppelte Funktion. In der gepufferten Betriebsart wird $\overline{SP}/\overline{EN}$ dazu verwendet, die Bustreiber freizugeben (\overline{EN}). In der nicht gepufferten Betriebsart wird durch $\overline{SP}/\overline{EN}$ festgelegt, ob der SAB 8259A ein Slave- oder ein Master-Baustein ist. Bei $\overline{SP}=1$ ist der SAB 8259A ein Master- und bei $\overline{SP}=0$ ein Slave-Baustein. |

Einführung in die Anwendung von Unterbrechungen in Mikrocomputersystemen

Die Struktur von Mikrocomputersystemen erfordert, daß E/A-Geräte wie Tastaturen, Anzeigeeinheiten, Sensoren und andere Komponenten in einer effizienten Weise bedient werden, damit eine große Anzahl von Systemaufgaben ohne oder mit nur geringem Einfluß auf den Datendurchsatz vom Mikrocomputer bearbeitet werden können.

Am häufigsten wird die Abfragemethode (Polling) eingesetzt. Dabei muß der Mikroprozessor jedes Gerät zyklisch auf eine Bedienungsanforderung abfragen. Daraus läßt sich sofort ableiten, daß ein Teil des Hauptprogramms dieses fortwährende Abfragen durchführen muß (Abfragschleife) und daß diese Methode den Datendurchsatz beeinträchtigt, wodurch die Anzahl der vom Mikrocomputer übernehmbaren Aufgaben begrenzt und die Kosteneffektivität der Geräte verringert wird.

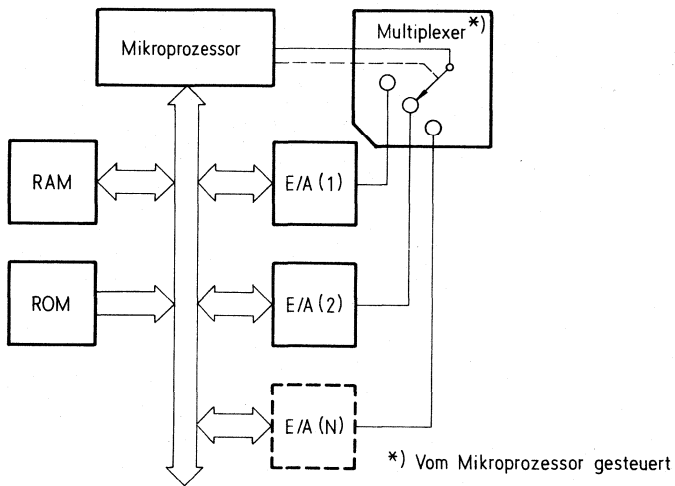
Ein besseres Verfahren wäre es, wenn der Mikroprozessor das Hauptprogramm ausführt und nur dann damit aufhört, wenn ihm vom Peripheriegerät selbst mitgeteilt wird, daß es bedient werden will. Bei diesem Verfahren müßte ein externes, asynchrones Eingangssignal dem Mikroprozessor mitteilen, daß er den gerade ausgeführten Befehl beendet und dann mit einem neuen Programm beginnt, mit dem das anfordernde Gerät bedient wird. Nachdem die Bedienung beendet ist, würde der Mikroprozessor genau dort im Hauptprogramm weiterfahren, wo er es vorher verlassen hatte.

Dieses Verfahren wird mit Unterbrechung (Interrupt) bezeichnet. Man kann sofort erkennen, daß der Datendurchsatz sich merklich erhöht und daß deshalb mehr Aufgaben vom Mikrocomputer ausgeführt werden können, wodurch seine Kosteneffektivität weiter steigt.

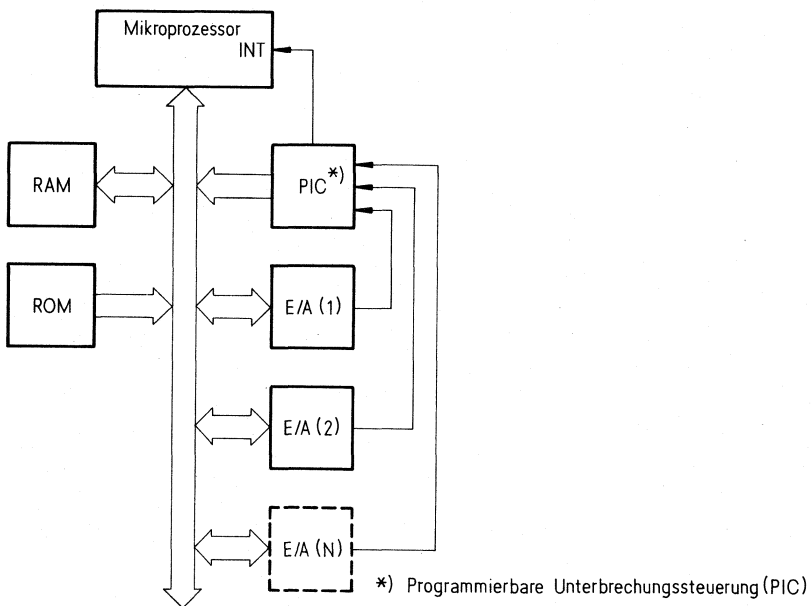
Die programmierbare Unterbrechungssteuerung (PIC) arbeitet wie ein Verwalter in einer unterbrechungsgesteuerten Umgebung. Sie nimmt Anforderungen von den Peripheriegeräten entgegen, ermittelt die Anforderung mit der größten Wichtigkeit (höchsten Priorität), überprüft, ob die gerade eingetroffene Anforderung eine höhere Priorität aufweist als die gerade bediente Anforderung, und sendet anschließend ein Unterbrechungssignal an den Mikroprozessor.

Für jedes Peripheriegerät oder jede periphere Anordnung ist normalerweise ein den funktionellen oder operationellen Anforderungen entsprechendes Programm vorhanden, welches als „Bedienroutine“ bezeichnet wird. Die programmierbare Unterbrechungssteuerung muß, nach dem Aussenden des Unterbrechungssignals an den Mikroprozessor, an diesen Informationen weitergeben, die den Befehlszähler im Mikroprozessor auf die dem anfordernden Gerät entsprechende Bedienroutine „zeigen“ lassen. Dieser Zeiger ist eine Adresse in einer Vektortabelle und wird bei der Beschreibung des SAB 8259A Vektordatum genannt.

Abfragemethode (Polling)



Unterbrechungsmethode (Interrupt)



2 Halbleiterspeicher

Vorwort

Die Hauptgründe für den Übergang von magnetischen Speichern zu Halbleiterspeichern sind

- geringeres Bauvolumen durch hohe Speicherdichte
- niedriger Leistungsverbrauch
- hohe Arbeitsgeschwindigkeit
- hohe Zuverlässigkeit
- einheitliche Aufbautechnik für Speicher- und Logikschaltungen
- große Flexibilität bezüglich Speicherkapazität und Organisationsform bei der Entwicklung von Speichersystemen
- abnehmende Kosten pro Informationseinheit

2.1 Technische Angaben

Speicherarten (siehe auch Kapitel 1.)

- Der größte Anteil auf dem Speichersektor wird von den Schreib-Lese-Speichern mit wahlfreiem Zugriff (RAM = Random Access Memory) gestellt.
- Bei Festwertspeichern (ROM = Read Only Memory) wird der Speicherinhalt bereits bei der Herstellung mechanisch oder elektrisch eingeschrieben.
- Programmierbare Festwertspeicher (PROM = Programmable ROM) werden vom Anwender selbst programmiert.
- Löschbarer und elektrisch neu programmierbarer Festwertspeicher (EAPROM)

Er ist in einem DIL-Gehäuse mit Quarzfenster untergebracht; dadurch kann der Speicherinhalt durch Bestrahlung mit ultraviolettem Licht vom Anwender gelöscht und danach wieder beliebig oft elektrisch programmiert werden.

Speicherprinzipien

Statische Speicher

Bei statischen Speichern werden die Speicherelemente durch zwei rückgekoppelte Inverter (bistabile Kippstufe) gebildet, wobei den beiden stabilen Zuständen jeweils die logische Information „0“ oder „1“ zugeordnet wird. In der Prinzipschaltung nach Bild 1 werden die beiden Lastwiderstände wegen eines geringeren Platzbedarfs durch zwei Transistoren T3 und T4 mit fester Vorspannung ersetzt.

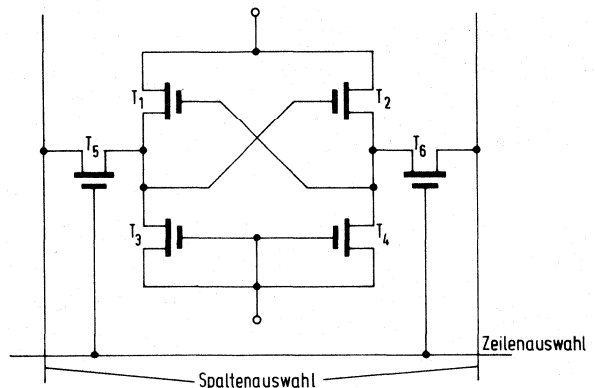


Bild 1 Statischer Speicher

Die Transistoren T5 und T6 dienen zur Auswahl der Speicherzellen. Werden sie über die Zeilenauswahlleitung leitend geschaltet, so kann die Information beim Lesen durch den Potentialunterschied der Spaltenleitungen erkannt werden, während beim Schreiben über diese Leitungen die Kippstufe in den gewünschten Zustand gesetzt wird. Die gespeicherte Information bleibt so lange erhalten, wie die Betriebsspannung innerhalb ihres spezifischen Bereiches ist. Da über einen der beiden Zweige der Kippstufe ständig ein Strom fließt, ist der Leistungsbedarf statischer Halbleiterspeicher höher als bei dynamischen (siehe nächster Abschnitt).

Dynamischer Speicher

Bei dynamischen Speicherelementen wird die Information als Ladung in einer Kapazität gespeichert. Das in Bild 2 gezeigte Prinzipschaltbild stellt die heute übliche 1-Transistor-Zelle dar, bei der die Information abhängig von der Kondensatorladung als Potentialsprung auf der Datenleitung erscheint, sobald der Transistor T1 über die Zeilenauswahlleitung in den leitenden Zustand versetzt wird. Wegen der unvermeidbaren Leckströme muß die Speicherinformation (Kondensatorladung) periodisch regeneriert werden (Refresh). Die Regenerierung erfolgt im Baustein durch Lesezyklen auf den Refreshadressen, wobei durch Ansteuerung eines Speicherelementes die gesamte Zeile regeneriert wird. Da das Abfließen der Kondensatorladung bei höheren Temperaturen beschleunigt wird, ist die Einhaltung der minimalen Refreshzeit (üblicher Wert: 2 bis 4 ms) besonders bei der maximal zulässigen Arbeitstemperatur zu beachten. Wegen des geringeren Schaltungsaufwands sind große Speicherkapazitäten je Baustein realisierbar.

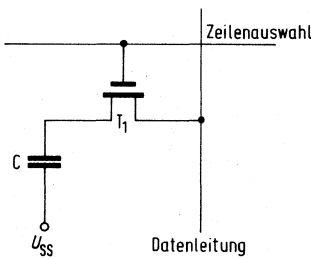


Bild 2 Dynamischer Speicher

Speichertechnologien

Auf Grund der Herstellverfahren werden Halbleiterspeicher in zwei Gruppen eingeteilt.

Bipolare Speicher

Bipolare Speicherbausteine bestehen aus Transistoren in TTL- (*Transistor-Transistor-Logic*) oder ECL- (*Emitter-Coupled-Logic*)-Technik, wobei sich ECL-Bausteine durch besonders hohe Geschwindigkeiten auszeichnen. Infolge ihrer Kompatibilität zur jeweiligen Schaltungstechnik sind sie sehr anwenderfreundlich. Demgegenüber steht ein höherer Leistungsverbrauch und auch geringere Integrationsdichte. Die Anwendung ist überall dort vorteilhaft, wo eine hohe Arbeitsgeschwindigkeit gefordert wird.

MOS-Speicher (MOS = *Metal Oxide Semiconductor*)

Bei MOS-Speicherbausteinen werden MOS-Feldeffekttransistoren in N-Kanal-Technologie verwendet. Schaltungen in N-Kanal-Technik sind hoch integrierbar, erzielen wegen der größeren Beweglichkeit der Ladungsträger eine relativ hohe Arbeitsgeschwindigkeit und sind kompatibel zur TTL-Technik. Insgesamt bietet die MOS-Technologie wegen der Einfachheit der Strukturen, der geringen Anzahl von Herstellschritten und der elektrischen

Eigenschaften von MOS-Transistoren alle Voraussetzungen für eine kostengünstige Herstellung von Speicherbausteinen großer Kapazität. Mit Hilfe verschiedener Technologievarianten können MOS-Bausteine noch weiter verbessert werden:

Silizium-Gate-Verfahren

Hierbei wird für die Gate-Elektrode polykristallines Silizium anstelle von Aluminium verwendet. Da dieses Silizium-Gate als Maske bei der Diffusion verwendet wird (selbstjustierende Technik), werden Streukapazitäten und Flächenbedarf reduziert, wodurch sich eine erhöhte Arbeitsgeschwindigkeit ergibt. Eine zusätzliche Verdrahtungsebene aus Polysilizium ermöglicht höhere Packungsdichte.

Ionenimplantation

Der konventionelle Diffusionsprozeß wird hier durch Ionenbeschuß ergänzt bzw. ersetzt. Durch die sehr genau steuerbare Dotierung können Fläche eingespart, Streukapazitäten vermindert und die Schwellenspannung herabgesetzt werden.

Bei wachsendem Integrationsgrad (z. B. 256Kb) finden zunehmend sog. Polyzide Verwendung, d. h. Doppelschichten aus Polysilizium und Siliziden (z. B. $TaSi_2$). Hierdurch wird die Leitfähigkeit der Polysiliziumschicht deutlich erhöht (ca. $10 \times$), so daß Signallaufzeiten reduziert werden.

Strukturfeinheit

Die Erzeugung feiner Strukturen im Fotolack bis herab in den 1 μm Bereich wird zunehmend mit Hilfe von reduzierender Projektionsbelichtung (z. B. 10:1) auf Wafersteppern durchgeführt. Dieses Verfahren bietet Vorteile hinsichtlich geringerer Linienbreitenschwankungen und besonders hoher Lagegenauigkeit verschiedener Ebenen zueinander, erfordert jedoch das zeitaufwendige Belichten einzelner Chips oder Chipgruppen (Step and repeat-Verfahren) auf einer Siliziumscheibe.

Die Übertragung dieser feinen Strukturen in die zu strukturierenden Ebenen geschieht bei modernen Speicherprozessen mit Hilfe der Trockenätztechnik. Dieses Verfahren nützt aus, daß reaktive Gase in einer Niederdruck-Hochfrequenzglimmentladung (Plasma) mit Hilfe eines elektrischen Feldes gerichtete (anisotrope) Reaktionen auslösen, die zum Materialabtrag der zu ätzenden Schichten führen. Hierdurch wird die beim naßchemischen Ätzen übliche Unterätzung unter die Lackmaske verhindert und damit ein bei feinen Strukturen nicht mehr tolerierbarer Dimensionsverlust zur Maske vermieden.

C-MOS-Technik (C-MOS = Complementary MOS)

Bei der Komplementärkanaltechnik werden P- und N-Kanal-Transistoren nebeneinander auf dem gleichen Substrat integriert. Da bei C-MOS-Schaltungen die Transistoren in einem Strompfad immer gegensinnig angesteuert werden, ergibt sich ein extrem niedriger Ruhestrom. Weiteren Vorteilen wie höhere Schaltgeschwindigkeit und große Störsicherheit steht jedoch eine beträchtlich aufwendigere Herstellungstechnik gegenüber.

Prüftechnik

Bei Halbleiterspeicherbausteinen kann die Funktionsfähigkeit durch eine große Anzahl technologie- und schaltungsbedingter Fehlermechanismen beeinträchtigt werden. Hierzu ist ein Testgerät notwendig, mit dem beliebige Schreib-/Lesezyklen mit nichtlinearer Adressierung (Prüfmuster) erzeugt werden können. Hinzu kommt, daß erfahrungsgemäß der Prüfaufwand mit der Bit-Anzahl zunimmt. Dieser hohe prüftechnische Aufwand erfordert komplexe, rechnergesteuerte Testsysteme mit programmierbaren Prüfmustergeneratoren und einstellbaren Zeit- und Spannungsbedingungen, mit denen alle kritischen Betriebszustände simuliert werden können.

Um die hohe Zuverlässigkeit von Halbleiterspeicherbausteinen zu gewährleisten, wird eine sogenannte Voralterung durchgeführt. Hierbei werden die Bausteine bei erhöhten

Spannungs- und Temperaturbedingungen betrieben („Burn in“) um eventuelle Schwachstellen aufzudecken, die beim Einsatz zu Frühausfällen führen könnten.

Besondere Handhabung von MOS-Speicherbausteinen

Obwohl MOS-Schaltungen durch geeignete interne Schutzstrukturen weitgehend gegen Zerstörungen durch elektrostatische Entladungen (ESD) geschützt sind, gehören sie – wie übrigens praktisch alle Schaltungen der Mikroelektronik – zu den elektrostatisch gefährdeten Bauelementen (EGB).

Bei ihrer Handhabung ist besonders folgender Grundsatz zu beachten:

Mögliche Potentialunterschiede zwischen Bausteinanschlüssen und *allen* Teilen mit denen diese Anschlüsse in Berührung kommen, sind über hochohmige Materialien ($\zeta \approx 10^8 - 10^9 \Omega \text{ cm}$) auszugleichen und auf Erdpotential zu bringen.

Personen, Arbeitsplätze, Maschinen usw. sind in vorschriftsmäßiger Weise zu erden.

2.2 Typenübersicht und Funktion

| Typ | Funktion |
|---------------|--|
| HYB 4116-P2 | RAM, dyn., 16384×1 bit, Zugriffszeit 150ns |
| HYB 4116-P3 | RAM, dyn., 16384×1 bit, Zugriffszeit 200ns |
| HYB 4164-P1 | RAM, dyn., 65536×1 bit, Zugriffszeit 120ns |
| HYB 4164-P2 | RAM, dyn., 65536×1 bit, Zugriffszeit 150ns |
| HYB 4164-P3 | RAM, dyn., 65536×1 bit, Zugriffszeit 200ns |
| SAB 81C50-P16 | CMOS RAM, stat., 256×8 bit, \overline{CS} |
| SAB 81C51-P16 | CMOS RAM, stat., 256×8 bit, CS |

2.3 Beispiel Speicher-Bausteine

HYB 4164-P1, HYB 4164-P2, HYB 4164-P3

65.536-Bit dynamischer Schreib-/Lese-Speicher (RAM)

- 65.536 × 1 bit Organisation
- 16poliges DIP-Gehäuse (JEDEC)
- Nur eine Versorgungsspannung (5 V) ± 10% Toleranz
- Geringe Verlustleistung
 - max. 150mW im aktiven Betrieb
 - max. 20mW im Standby-Betrieb
- Zugriffszeit: 120ns
 Schreib-/Lesezyklus: 220ns (HYB 4164-P1)
 Zugriffszeit: 150ns
 Schreib-/Lesezyklus: 280ns (HYB 4164-P2)
 Zugriffszeit: 200ns
 Schreib-/Lesezyklus: 330ns (HYB 4164-P3)
- Alle Ein- und Ausgänge TTL-kompatibel
- Hohe Beständigkeit gegen Überschwinger am Eingang
- Geringe Ausgleichsströme
- $\overline{\text{CAS}}$ -gesteuerter Ausgang, ermöglicht wahlweise Speicherung von Daten im Ausgangsregister
- Gemeinsamer E/A bei Verwendung von Early-Write
- Lese-Änderungs-Schreibbetrieb, $\overline{\text{RAS}}$ -Only-Auffrischung, Hidden-Refresh
- 256 Auffrischzyklen von je 4ms Dauer
- Seiten-Betriebsart für Lesen und Schreiben

| Anschlußbelegung | | Anschlußbezeichnungen | |
|-------------------------|---|-------------------------|---------------------------------|
| NC | 1 | 16 | V_{SS} |
| DI | 2 | 15 | $\overline{\text{CAS}}$ |
| $\overline{\text{WE}}$ | 3 | 14 | DO |
| $\overline{\text{RAS}}$ | 4 | 13 | A_6 |
| A_0 | 5 | 12 | A_3 |
| A_2 | 6 | 11 | A_4 |
| A_1 | 7 | 10 | A_5 |
| V_{CC} | 8 | 9 | A_7 |
| | | | |
| | | A_0-A_7 | Adressen-Eingänge |
| | | $\overline{\text{CAS}}$ | Spaltenadressen-Übernahmeimpuls |
| | | DI | Daten-Eingang |
| | | NC | kein Anschluß |
| | | DO | Daten-Ausgang |
| | | $\overline{\text{RAS}}$ | Zeilenadressen-Übernahmeimpuls |
| | | $\overline{\text{WE}}$ | Schreib-Freigabe |
| | | V_{CC} | Versorgungsspannung (+ 5V) |
| | | V_{SS} | Masse (0V) |

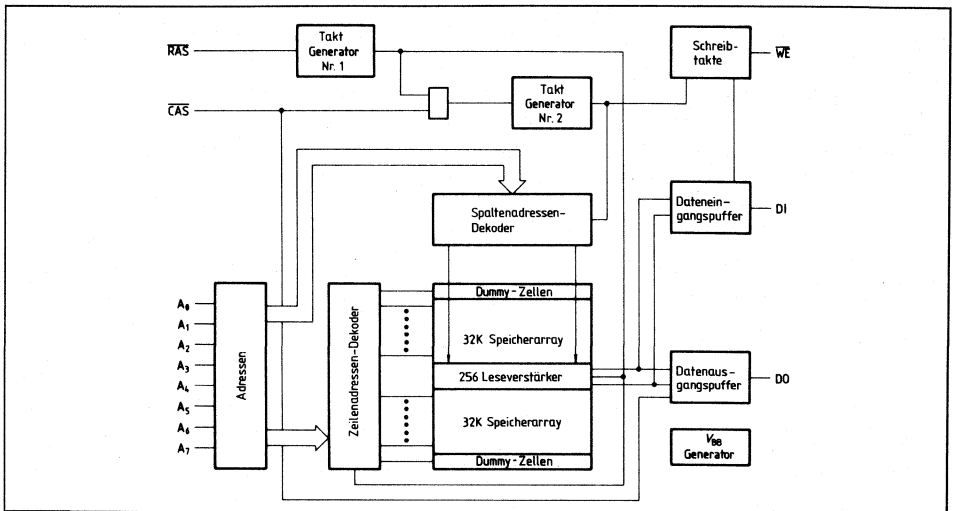
Der HYB 4164 ist ein MOS Schreib-/Lese-Speicher mit 65.536 Worten zu je 1 bit. Er wird in Siemens N-Kanal Silizium-Gate-Technologie mit doppellagigem Polysilizium gefertigt und benötigt nur eine Spannungsversorgung von + 5V. Eine Siemens-eigene Chip-Bedeckung schützt den Baustein gegen Alpha-Strahlung. Der Einsatz von dynamischen Speicherzellen, die mit einem einzelnen Transistor aufgebaut sind, sowie von dynamischen Steuerkreisen erzielt eine hohe Geschwindigkeit bei sehr geringer Verlustleistung.

Durch den Multiplexbetrieb an den Adressen-Eingängen ist es möglich, den HYB 4164 im platzsparenden, 16poligen Dual-in-Line-Gehäuse nach Industrie-Standard zu liefern.

System-orientierte Charakteristiken sind u. a. eine einzelne Spannungsversorgung mit ± 10% Toleranz, auf dem Chip integrierte Adressen- und Daten-Ausgangsregister (dadurch werden Schnittstellen-Register nicht mehr benötigt) sowie voll TTL-kompatible Ein- und Ausgänge (einschließlich Takt).

Zusätzlich zu den üblichen Lese-, Schreib- und Lese-Änderungs-Schreib-Zyklen, können mit dem HYB 4164 auch frühzeitige und verzögerte Schreibzyklen (Early- und Delayed-Write), RAS-Only-Auffrischung und Hidden Refresh ausgeführt werden. Ein gemeinsamer E/A-Betrieb ist aufgrund von Early-Write möglich.

Blockschaltbild



Funktionsbeschreibung

Adressierung (A_0 - A_7)

Zur Auswahl von einer der 65536 Speicherzellen werden insgesamt 16 Adressenbits benötigt. Zuerst werden 8 Zeilenadressenbits an den Anschlüssen A_0 bis A_7 aufgestellt und durch den Zeilenadressen-Übernahmeimpuls (\overline{RAS}) in die Zeilenadress-Register übernommen. Danach erfolgt die Aufstellung der 8 Spaltenadressbits an den Anschlüssen A_0 bis A_7 und die Übernahme in die Spaltenadress-Register durch den Spaltenadressen-Übernahmeimpuls (\overline{CAS}). Alle Eingangsadressen müssen bei oder kurz nach der fallenden Flanke von \overline{RAS} bzw. \overline{CAS} stabil sein. \overline{CAS} wird intern durch \overline{RAS} gesteuert; dadurch werden die Spaltenadressen-Speicher aktiviert, sobald die Zeilenadressen-Haltezeit (t_{RAH}) abgelaufen ist und die Adresseneingänge von Zeilenadressen auf Spaltenadressen umgestellt sind.

Da das Signal \overline{RAS} sowohl die Abtastverstärker als auch den Zeilendekoder aktiviert, entspricht es einer Chip-Freigabe. \overline{CAS} wird als Chip-Auswahlsignal eingesetzt, das den Spaltendekoder und die Ein-/Ausgangspuffer aktiviert.

Schreib-Freigabe (\overline{WE})

Der Lese- oder Schreib-Betrieb wird durch den Eingang \overline{WE} ausgewählt. Ein H-Pegel (V_{IH}) an \overline{WE} veranlaßt den Lese-Betrieb, ein L-Pegel (V_{IL}) den Schreib-Betrieb. Bei Auswahl des Lese-Betriebs wird der Dateneingang gesperrt. Wird \overline{WE} vor \overline{CAS} auf L-Pegel gesetzt, so bleibt der Datenausgang (DO) während des gesamten Zyklus im hochohmigen Zustand und ermöglicht dadurch einen gemeinsamen E/A-Betrieb.

Daten-Eingang (DI)

Das Schreiben von Daten erfolgt während eines Schreib- oder Lese-Änderungs-Schreib-Zyklus. Die fallende Flanke von \overline{CAS} oder \overline{WE} veranlaßt die Übernahme der Daten ins Daten-Ausgangs-Register. Im Early-Write-Zyklus wird \overline{WE} vor \overline{CAS} auf LOW gesetzt und die Datenübernahme dann durch \overline{CAS} aktiviert, wobei sich die Vorlauf- und Haltezeiten auf \overline{CAS} beziehen. Im verzögerten Schreibzyklus oder Lese-Änderungs-Schreibzyklus ist \overline{CAS} bereits auf LOW gesetzt und die Datenübernahme erfolgt daher durch \overline{WE} ; die Vorlauf- und Haltezeiten sind nun auf \overline{WE} bezogen.

Einschalten der Versorgungsspannung

Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung wird bis zum Erreichen eines normalen Baueinbetriebes eine Anfangspause von 200µs benötigt, gefolgt von mindestens 8 Anfangszyklen (es eignet sich jede Zyklus Kombination, die einen \overline{RAS} -Takt enthält, wie z. B. \overline{RAS} -Only-Auffrischung). Der Stromverbrauch des HYB 4164 hängt beim Einschalten der Versorgungsspannung jedoch von den Eingangspiegeln \overline{RAS} und \overline{CAS} sowie der Anstiegszeit von V_{CC} ab (siehe Diagramm).

Daten-Ausgang (DO)

Der Tri-State Ausgangspuffer ist TTL-kompatibel und hat einen Ausgangslastfaktor von $2 \times$ Standard-TTL-Last. Der Daten-Ausgang hat die gleiche Polarität wie der Daten-Eingang. Der Ausgang bleibt hochohmig bis \overline{CAS} auf LOW gesetzt wird. In einem Lese- oder Lese-Schreibzyklus wird der Ausgang am Ende der Zeit t_{RAC} (welche mit dem \overline{RAS} -Übergang beginnt) freigegeben, und zwar so lange, wie $t_{RCD}(min)$ vorhanden ist; oder er wird am Ende von t_{CAC} , die mit dem \overline{CAS} -Übergang beginnt, aktiviert, wenn der Übergang nach $t_{RCD}(max)$ stattfindet. Wird \overline{CAS} auf HIGH gesetzt, so geht der Ausgang wieder in seinen hochohmigen Zustand über. Beim Early-Write-Zyklus ist der Ausgang immer hochohmig. Beim verzögerten Schreib- oder Lese-Änderungs-Schreib-Zyklus hat der Ausgang dieselbe Folge wie im Lesezyklus.

Hidden-Refresh-Betrieb

Die \overline{RAS} -Only-Auffrischung kann auch dann ablaufen, wenn die gültige Information auf der Ausgangsleitung bereitgestellt ist und beibehalten wird. Diese Eigenschaft wird als verborgene Auffrischung (Hidden-Refresh) bezeichnet. Der Hidden-Refresh wird ausgeführt, indem man \overline{CAS} auf dem V_{IL} -Pegel des vorangegangenen Speicher-Lesezyklus hält.

Auffrischungszyklus

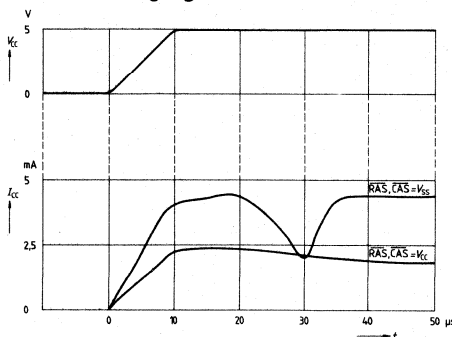
Um die Informationen nicht zu verlieren, muß wenigstens alle vier Millisekunden eine Auffrischung erfolgen. Da sich der Ausgangspuffer im hochohmigen Zustand befindet bis \overline{CAS} angelegt wird, kann während einer Auffrischung im \overline{RAS} -Only-Zyklus kein Ausgangssignal beeinflußt werden. Indem man jeder der 256 Zeilenadressen (A_0 bis A_7) den Zeilenadressen-Übernahmeimpuls \overline{RAS} zuführt, werden alle Bits einer jeden Reihe aufgefrischt. Um eine geringere Verlustleistung zu erzielen, kann \overline{CAS} während dieser Auffrischung auf H-Pegel (inaktiv) bleiben.

Seiten-Betriebsart

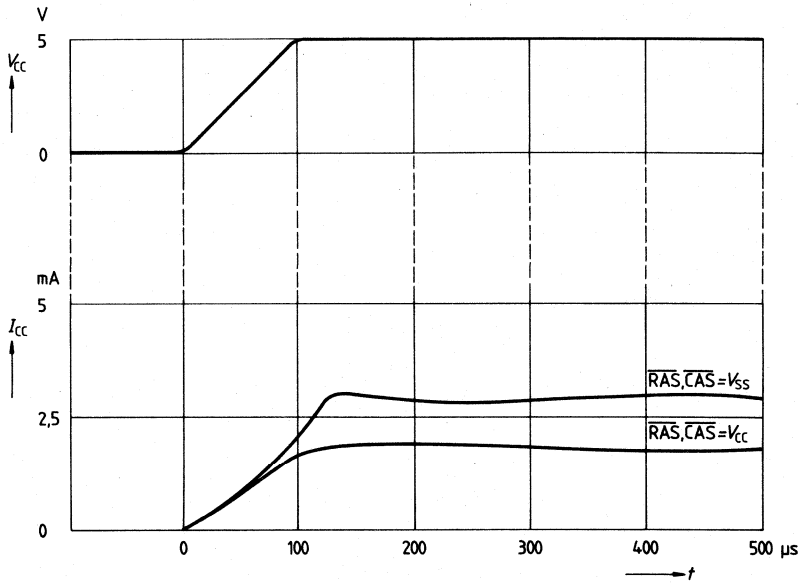
Durch die Seiten-Betriebsart (Page Mode) erhält man eine schnellere Datenübertragung. Dabei wird die Zeilenadresse aufrecht erhalten, während aufeinanderfolgende Spaltenadressen auf den Chip übernommen werden. Die Zeit, die man normalerweise zum Aufbau und Übernehmen von sequentiellen Zeilenadressen einer Seite benötigt, kann dadurch eingespart werden.

Stromverbrauch während des Einschaltvorgangs

(V_{CC} -Anstiegszeit: 10µs)



Stromverbrauch während des Einschaltvorgangs
(V_{CC} -Anstiegszeit: $100\mu s$)



Grenzdaten*

| | |
|--|----------------|
| Betriebstemperatur | 0 bis + 70°C |
| Lagertemperatur | -65 bis +150°C |
| Spannungen an jedem Anschluß, bezogen auf V_{SS} | - 1 bis + 7V |
| Verlustleistung | 1 W |
| Ausgangs-Kurzschlußstrom | 50 mA |

Prüfbedingungen (Schaltzeiten)

| | |
|--|--|
| Impulspegel am Eingang | 0,8 bis 2,4V |
| Anstiegs- und Abfallzeiten am Eingang | 5 ns zwischen 0,8 und 2,4V |
| Bezugspegel für Zeitmessung am Eingang | 0,8 bis 2,4V |
| Bezugspegel für Zeitmessung am Ausgang | 0,4 bis 2,4V |
| Ausgangsbelastung | entspricht 2 x Standard-TTL-Last und 100pF |

*) Die Überschreitung der angegebenen Grenzdaten kann zu Dauerschäden am Bauelement führen. Längere Belastungen unter Grenzwertbedingungen können die Zuverlässigkeit des Bauelements beeinträchtigen.

Statische Kenndaten und Betriebsbedingungen

$T_U = 0$ bis 70°C ; $V_{CC} = +5\text{V} \pm 10\%$

| Symbol | Bezeichnung | Grenzwerte | | Einheit | Prüfbedingung ¹⁾ | |
|------------|--|------------|----------|---------------|---|----------------------|
| | | Min. | Max. | | | |
| V_{IH} | H-Eingangsspannung (alle Eingänge) ²⁾ | 2,4 | 6,0 | V | | |
| V_{IL} | L-Eingangsspannung ²⁾ | -1,0 | 0,8 | | | |
| V_{OH} | H-Ausgangsspannung | 2,4 | V_{CC} | | | $I_O = -5\text{mA}$ |
| V_{OL} | L-Ausgangsspannung | | 0,4 | | | $I_O = 4,2\text{mA}$ |
| I_{CC1} | Mittlere Stromaufnahme, V_{CC} ³⁾ | | 27 | mA | - | |
| I_{CC2} | Ruhestromaufnahme, V_{CC} | | 3,5 | | RAS at V_{IH} CAS at V_{IH} | |
| I_{CC3} | Mittlere Stromaufnahme, V_{CC} bei Auf- frischung ³⁾ | | 24 | | RAS cycling CAS at V_{IH} | |
| I_{CC4} | Strom bei Seiten-Betriebsart ³⁾ | | 20 | | RAS at V_{IL} CAS cycling | |
| $I_{I(L)}$ | Eingangs-Reststrom (alle Eingänge) ⁴⁾ | -10 | 10 | μA | - | |
| $I_{O(L)}$ | Ausgangs-Reststrom | | | | CAS at V_{IH} $V_O = V_{SS}$ to V_{CC} | |

Kapazitäten⁵⁾

| Symbol | Bezeichnung ⁶⁾ | Grenzwerte | | Einheit | Prüfbedingung |
|----------|---|------------|------|---------|---------------|
| | | Min. | Max. | | |
| C_{I1} | Eingangskapazität (A_0 - A_7), DI | - | 5 | pF | |
| C_{I2} | Eingangskapazität (RAS, CAS, WRITE) | | 10 | | |
| C_O | Ausgangskapazität | | 7 | | |

Anmerkungen:

- 1) Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung wird bis zum Erreichen eines normalen Bausteinbetriebs eine Anfangspause von 200 μs benötigt, gefolgt von mindestens 8 Anfangszyklen.
- 2) Störimpulse der Eingangssignale bis zu Pegeln von 6,5V oder -2V, die nicht länger als 30ns andauern, beeinflussen die Funktion und Zuverlässigkeit des Bausteins nicht.
- 3) I_{CC} ist abhängig von der Betriebsfrequenz. Der maximale Stromwert wurde bei einer Zyklusrate von 260ns gemessen.
- 4) Alle Bausteinanschlüsse auf 0V; Prüfanschluß auf + 5,5V.
- 5) Die Kapazität wird mit einem Boonton-Meßgerät 72 BD gemessen oder die effektive Kapazität wird nach der Gleichung

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta V}, \text{ wobei } \Delta V = 3\text{V},$$

bestimmt.

- 6) Dieser Parameter unterliegt keinem 100% Test, sondern wird periodisch überprüft.

Schaltzeiten

$T_U = 0$ bis $+70^\circ\text{C}$; $V_{CC} = +5\text{V} \pm 10\%$

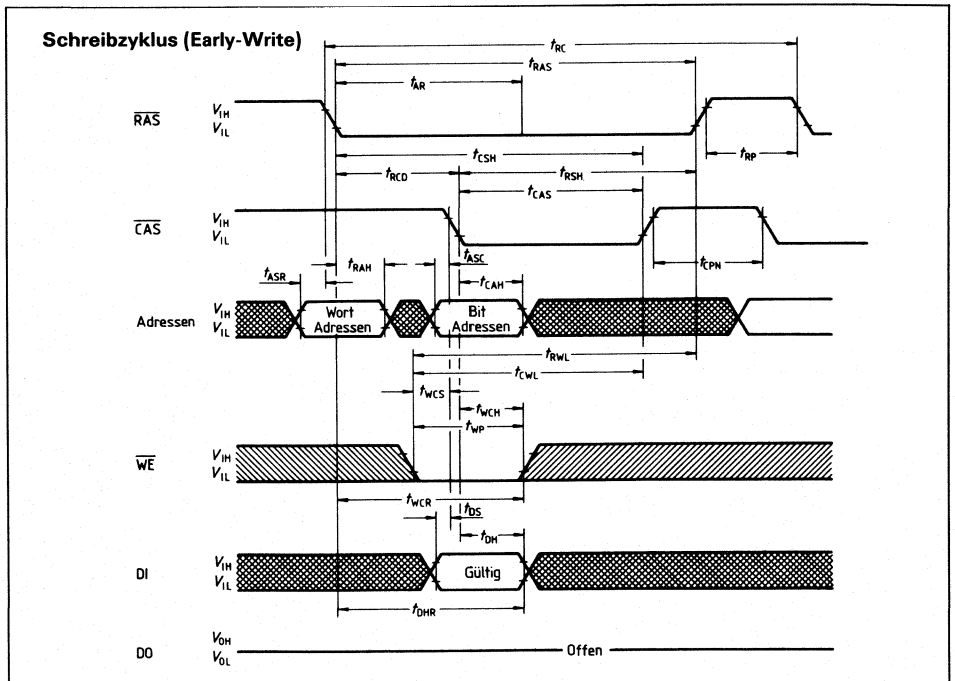
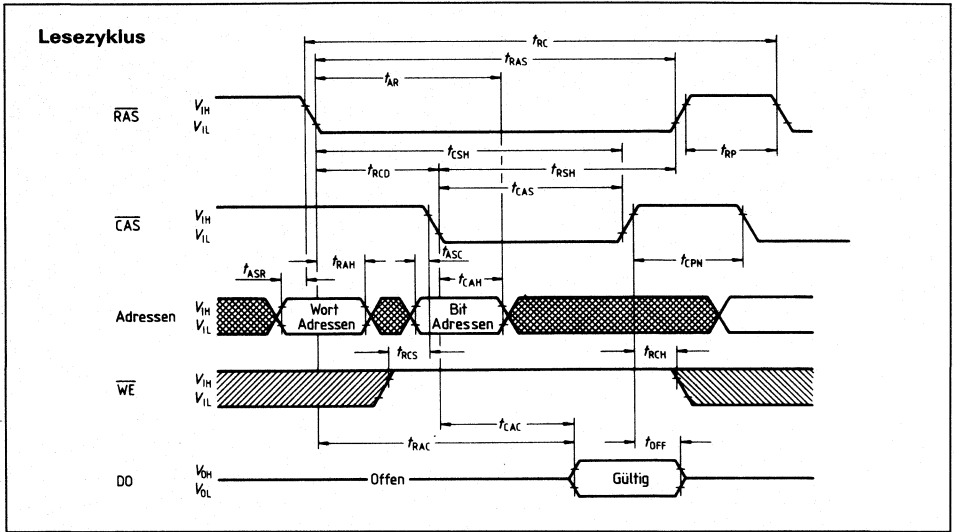
| Symbol | Beschreibung | Grenzwerte | | | | | | Einheit |
|------------|--|------------|--------|------------|--------|------------|--------|---------|
| | | HYB 4164-1 | | HYB 4164-2 | | HYB 4164-3 | | |
| | | Min. | Max. | Min. | Max. | Min. | Max. | |
| t_{RC} | Zykluszeit, wahlfreies Schreiben ²⁾ | 220 | – | 280 | – | 330 | – | ns |
| t_{RWC} | Lese-/Schreib-Zykluszeit ²⁾ | – | – | – | – | – | – | |
| t_{PC} | Zykluszeit bei Seiten-Betriebsart | 125 | – | 170 | – | 225 | – | |
| t_{RMWC} | Lese-Änderungs-Schreib-Zykluszeit ²⁾ | 255 | – | 280 | – | 330 | – | |
| t_{RAC} | Zugriffszeit ab \overline{RAS} ³⁾⁴⁾ | – | 120 | – | 150 | – | 200 | |
| t_{CAC} | Zugriffszeit ab \overline{CAS} ³⁾⁵⁾⁷⁾ | – | 80 | – | 100 | – | 135 | |
| t_{OFF} | Ausgabepuffer-Abschaltverzögerung ⁶⁾ | – | 35 | – | 40 | – | 50 | |
| t_{RP} | \overline{RAS} -Vorladezeit | 90 | – | 100 | – | 120 | – | |
| t_{RAS} | \overline{RAS} -Impulsdauer | 120 | 10^4 | 150 | 10^4 | 200 | 10^4 | |
| t_{RAS} | \overline{RAS} -Haltezeit | 80 | – | 100 | – | 135 | – | |
| t_{CSH} | \overline{CAS} -Haltezeit | 120 | – | 150 | – | 200 | – | |
| t_{CAS} | \overline{CAS} -Impulsdauer | 80 | – | 100 | – | 135 | – | |
| t_{RCD} | \overline{CAS} auf \overline{RAS} Verzögerungszeit ⁷⁾ | 25 | 40 | 30 | 50 | 35 | 65 | |
| t_{ASR} | Zeilenadressen-Vorlaufzeit | 0 | – | 0 | – | 0 | – | |
| t_{RAH} | Zeilenadressen-Haltezeit | 15 | – | 20 | – | 25 | – | |
| t_{ASC} | Spaltenadressen-Vorlaufzeit | 0 | – | 0 | – | 0 | – | |
| t_{CAH} | Spaltenadressen-Haltezeit | 40 | – | 45 | – | 55 | – | |
| t_{AR} | Spaltenadressen-Haltezeit ab \overline{RAS} | 80 | – | 95 | – | 120 | – | |
| t_{RCS} | Lesebefehl-Vorlaufzeit (RMW) | 0 | – | 0 | – | 0 | – | |
| t_{RCH} | Lesebefehl-Haltezeit | 0 | – | 0 | – | 0 | – | |
| t_{WCH} | Schreibbefehl-Haltezeit | 40 | – | 45 | – | 55 | – | |

| Symbol | Beschreibung | Grenzwerte | | | | | | Einheit |
|-----------|--|------------|------|------------|------|------------|------|---------|
| | | HYB 4164-1 | | HYB 4164-2 | | HYB 4164-3 | | |
| | | Min. | Max. | Min. | Max. | Min. | Max. | |
| t_{WCR} | Schreibbefehl-Haltezeit ab \overline{RAS} | 95 | – | 110 | – | 120 | – | ns |
| t_{WCS} | Schreibbefehl-Vorlaufzeit ³⁾ | –10 | – | –10 | – | –10 | – | |
| t_{WP} | Schreibbefehl-Impulsdauer | 40 | – | 45 | – | 55 | – | |
| t_{RWL} | Schreibbefehl-Startflanke bis \overline{RAS} -Endflanke | 40 | – | 50 | – | 60 | – | |
| t_{CWL} | Schreibbefehl-Startflanke bis \overline{CAS} -Endflanke | 40 | – | 50 | – | 60 | – | |
| t_{DS} | Dateneingang-Vorlaufzeit | 0 | – | 0 | – | 0 | – | |
| t_{DH} | Dateneingang-Haltezeit ⁹⁾ | 40 | – | 45 | – | 55 | – | |
| t_{DHR} | Dateneingang-Haltezeit ⁹⁾ ab \overline{RAS} | 95 | – | 110 | – | 120 | – | |
| t_{CP} | \overline{CAS} -Vorladezeit (Seiten-Betriebsart) | 35 | – | 60 | – | 80 | – | |
| t_{CPN} | \overline{CAS} -Vorladezeit ¹⁰⁾ | 40 | – | 50 | – | 60 | – | |
| t_{RF} | Auffrischzeit | – | 4 | – | 4 | – | 4 | ms |
| t_{CWD} | Verzögerung \overline{CAS} auf \overline{WE} ⁸⁾ | 60 | – | 60 | – | 80 | – | ns |
| t_{RWD} | Verzögerung \overline{RAS} auf \overline{WE} ⁸⁾ | 110 | – | 120 | – | 145 | – | |
| t_T | Übergangszeit (Anstieg und Abfall) | 3 | 35 | 3 | 35 | 3 | 50 | |

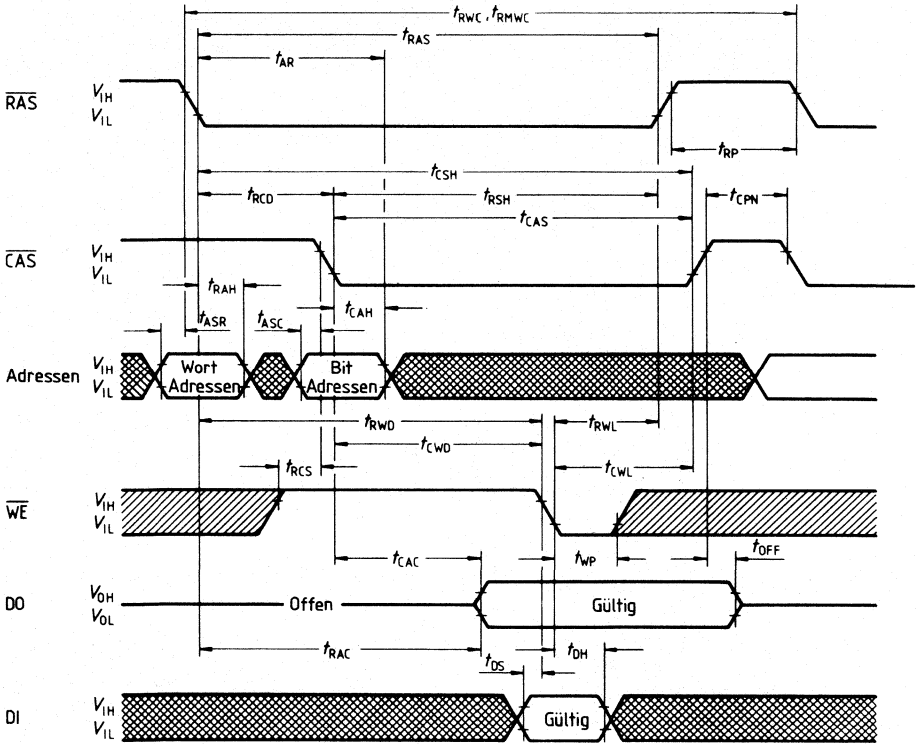
Anmerkungen:

- 1) V_{IH} und V_{IL} sind Bezugspegel für die Zeitmessung der Eingangssignale. Außerdem werden die Übergangszeiten zwischen V_{IH} und V_{IL} gemessen.
- 2) $t_{RC(min)}$ und $t_{RWC(min)}$ dienen nur zur Angabe der Zykluszeit für die ein ordnungsgemäßer Betrieb über den gesamten Temperaturbereich ($0^\circ C \leq T_U \leq 70^\circ C$) garantiert wird.
- 3) Gemessen bei einer Belastung entsprechend $2 \times$ Standard-TTL-Last und 100pF.
- 4) In der Annahme $t_{RCD} \leq t_{RCD(max)}$. Ist t_{RCD} größer als der maximal in dieser Tabelle empfohlene Wert, so erhöht sich t_{RAC} um den Wert, mit dem t_{RCD} den spezifizierten Wert übersteigt.
- 5) In der Annahme $t_{RCD} \geq t_{RCD(max)}$.
- 6) $t_{OFF(max)}$ definiert die Zeit, bei der der Ausgang den hochohmigen Zustand erreicht. Sie ist nicht auf Ausgangsspannungen bezogen.
- 7) Durch einen Betrieb innerhalb der Grenze von $t_{RCD(max)}$ wird das Erreichen des Parameters $t_{RAC(max)}$ garantiert. $t_{RCD(max)}$ wird nur als Bezugspunkt angegeben. Ist t_{RCD} größer als der angegebene $t_{RCD(max)}$ Grenzwert, so wird die Zugriffszeit ausschließlich durch t_{CAC} gesteuert.
- 8) t_{WCS} , t_{CWD} und t_{RWD} sind keine einschränkenden Betriebsparameter. Sie werden im Datenblatt nur als elektrische Kenndaten aufgeführt. Ist $t_{CWD} \geq t_{CWD(min)}$, so handelt es sich um einen Early-Write-Zyklus und der Datenausgang bleibt während des gesamten Zyklus im hochohmigen Zustand. Ist $t_{CWD} \geq t_{CWD(min)}$ und $t_{RWD} \geq t_{RWD(min)}$, so handelt es sich um einen Lese-Schreib-Zyklus und der Datenausgang trägt die Daten, die aus der ausgewählten Zelle ausgelesen werden. Trifft keine der genannten Bedingungen zu, ist der Datenausgang (zur Zugriffszeit) unbestimmt.
- 9) t_{DS} und t_{DH} werden bei Early-Write-Zyklen auf die steigende Flanke von \overline{CAS} und bei verzögerten Schreib- oder Lese-Änderungs-Schreib-Zyklen auf die steigende Flanke von \overline{WE} bezogen.
- 10) Trifft bei Seiten-Betriebsart nicht zu.

Impulssdiagramme

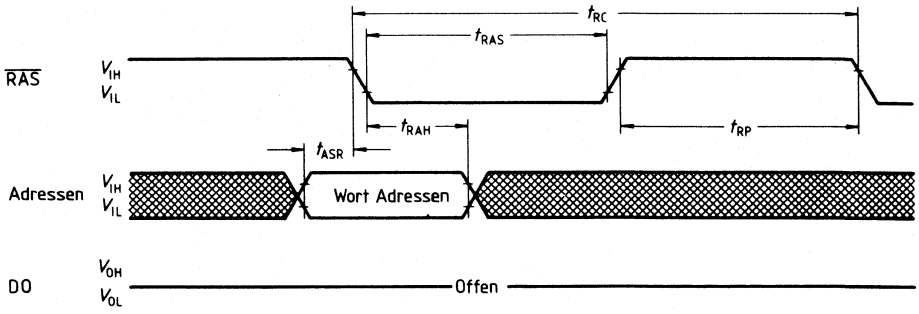


Schreib-Lese-/Lese-Änderungs-Schreib-Zyklus

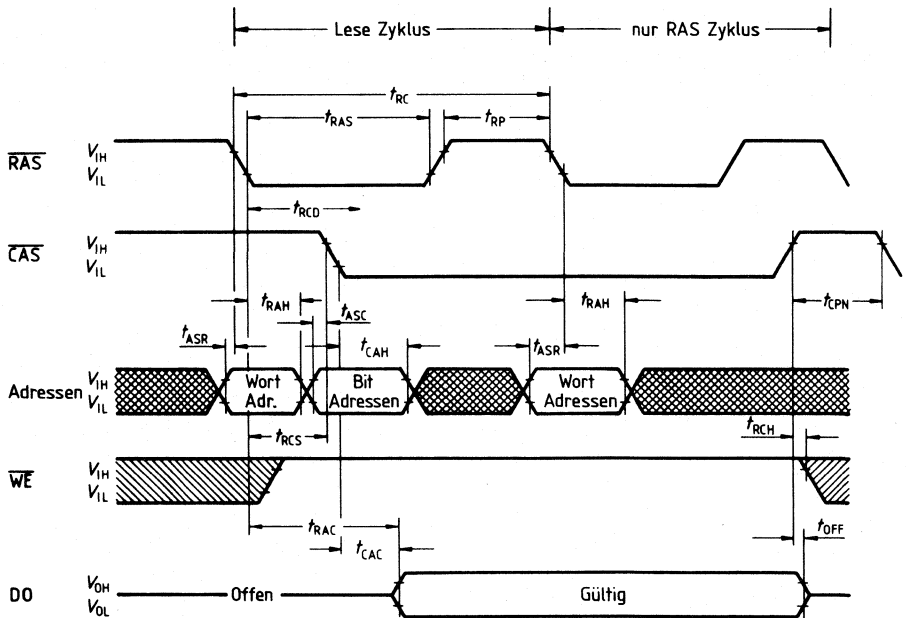


RAS-Only-Auffrischungs-Zyklus

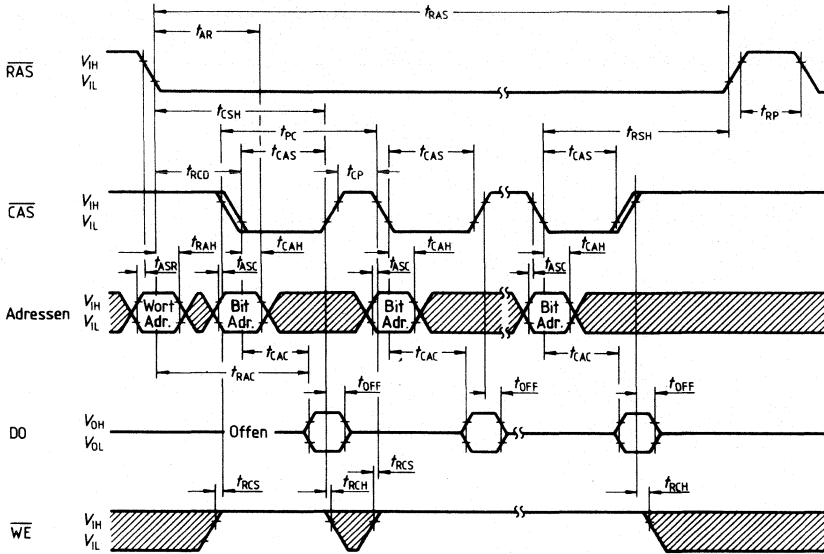
Hinweis: CAS = V_{IH} ; WE = nicht beachten



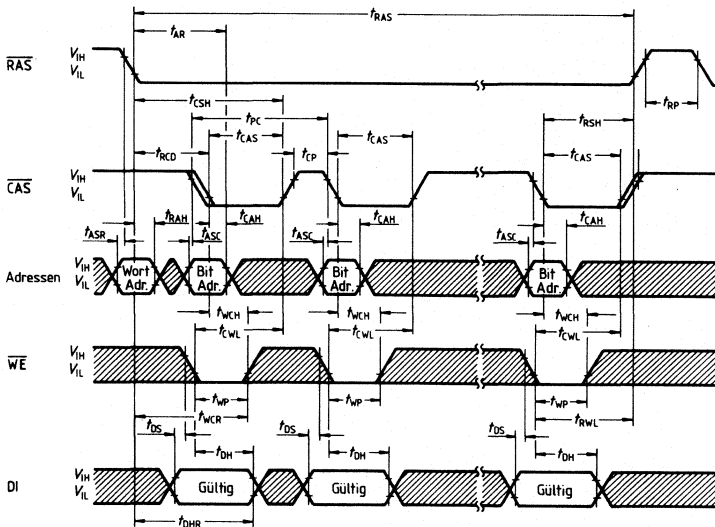
Hidden-Refresh



Lesezyklus bei Seiten-Betriebsart

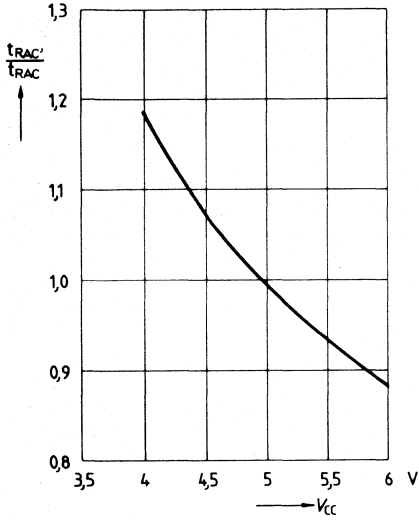


Schreibzyklus bei Seiten-Betriebsart

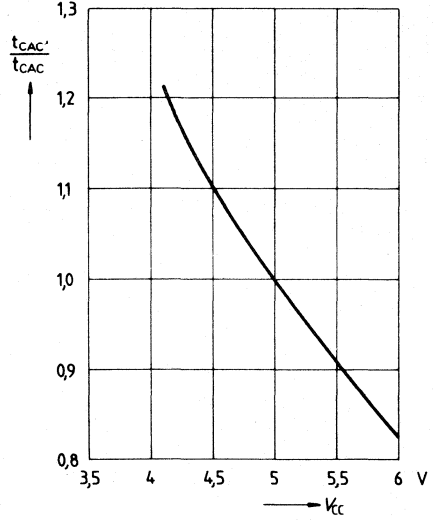


Typischer Kurvenverlauf, Zugriffszeit

RAS Zugriffszeit als Funktion
von Versorgungsspannung
 $T_U = 25^\circ\text{C}$

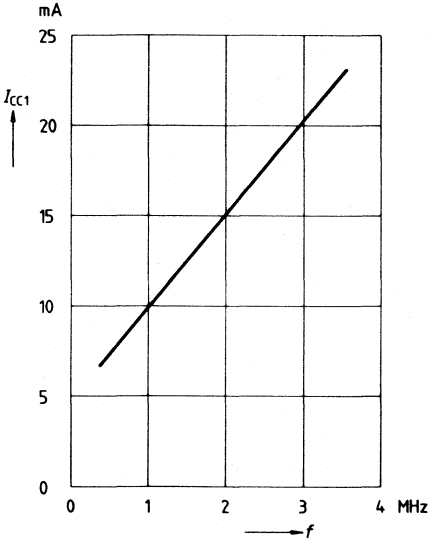


CAS-Zugriffszeit als Funktion
von Versorgungsspannung
 $T_U = 25^\circ\text{C}$

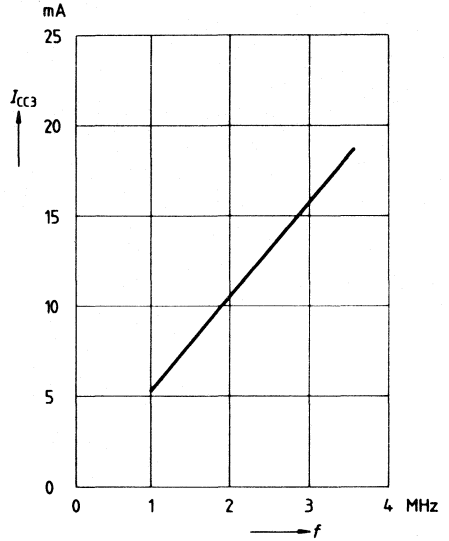


Typischer Kurvenverlauf, Stromverbrauch

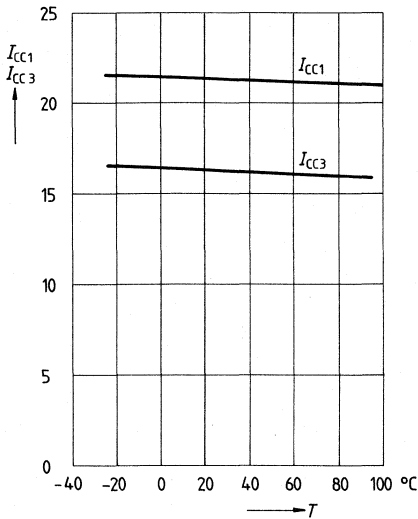
I_{CC1} (Mittelwert) als Funktion von Zyklusrate
 $V_{CC} = 5,5V$
 Schreibzyklus
 $T_U = 25^\circ C$



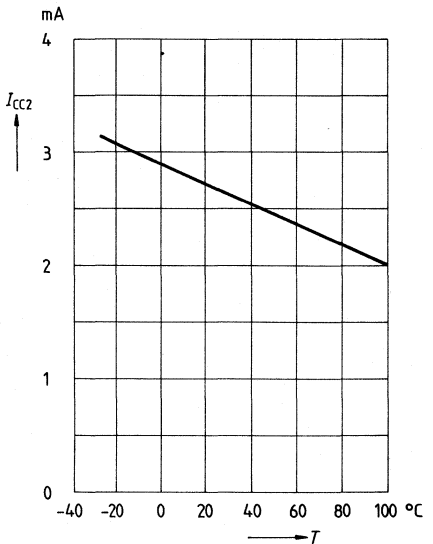
I_{CC3} (Mittelwert) als Funktion von Zyklusrate
 $V_{CC} = 5,5V$
 RAS nur Auffrischzyklus
 $T_U = 25^\circ C$



I_{CC} (Mittelwert) als Temperatur (typ.)
 $V_{CC} = 5,5V, t_{RC} = 280 \text{ nsek}$
 I_{CC1} Schreibzyklus
 I_{CC3} RAS nur Auffrischzyklus

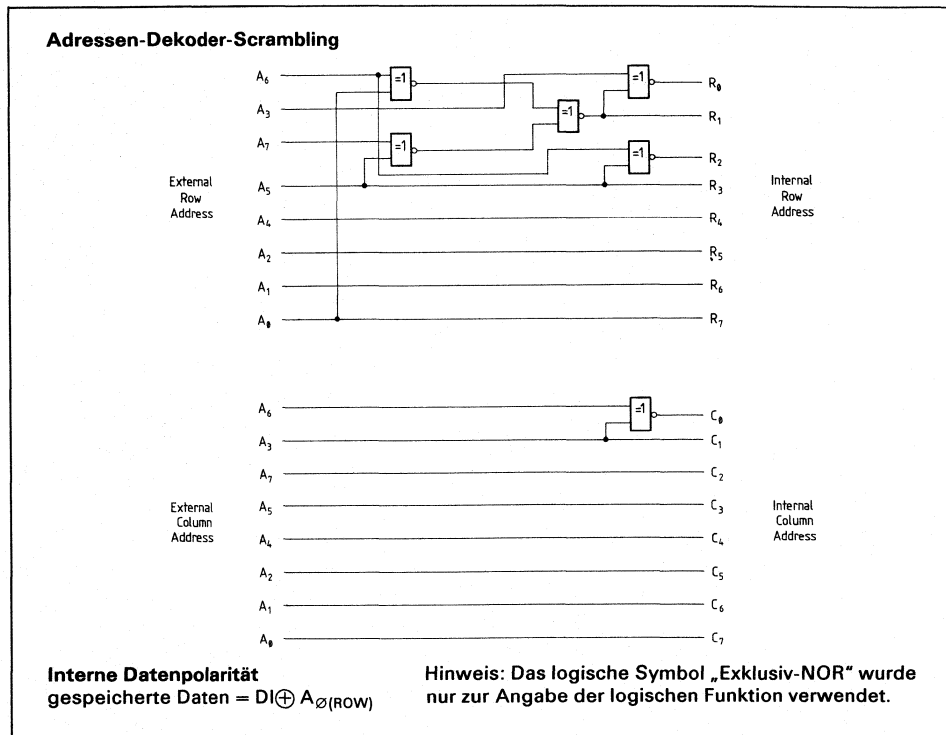
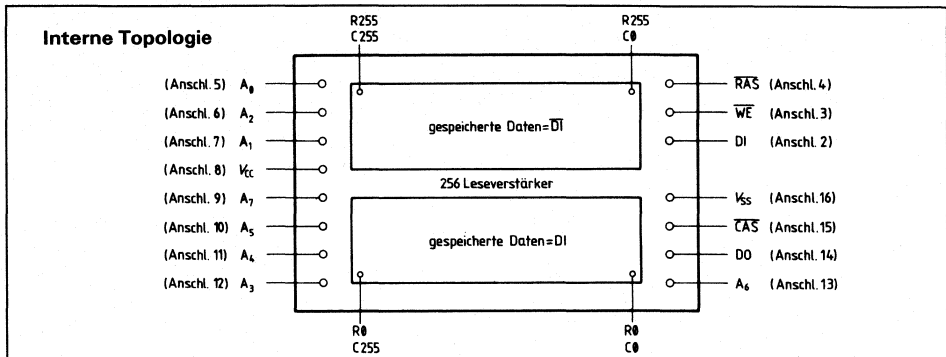


I_{CC2} Ruhestrom als Funktion der Temperatur (typ.)
 $V_{CC} = 5,5V$

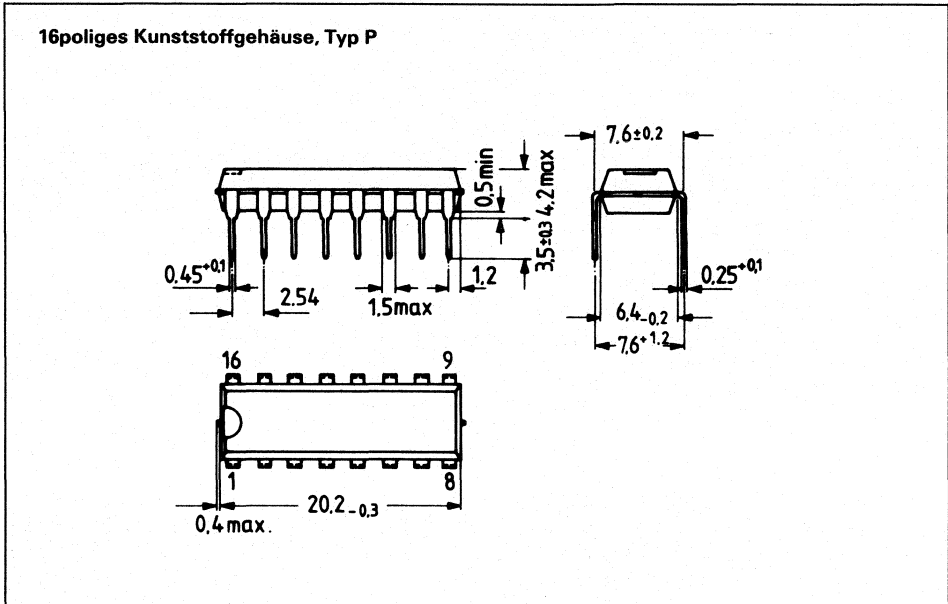


Topologie-Beschreibung

Zur Bewertung und Eingangsprüfung von RAM-Speichern benötigt man im allgemeinen eine Beschreibung der internen Topologie des Bausteins, um so eine Prüfung nach dem „Worst-Case“-Muster durchführen zu können.



Gehäuseabmessungen



Bestellangaben

| Typ | Beschreibung | Bestellnummer |
|-------------|-------------------------|---------------|
| HYB 4164-P1 | RAM (Kunststoff; 120ns) | Q67100-Q339 |
| HYB 4164-P2 | RAM (Kunststoff; 150ns) | Q67100-Q325 |
| HYB 4164-P3 | RAM (Kunststoff; 200ns) | Q67100-Q326 |

3 Baugruppen

AMS und SMP – die modularen Mikrocomputer-Baugruppensysteme

- AMS ist ein Mikrocomputer-Baugruppensystem im Doppelleuropaformat (160 mm × 233,4 mm). Seine verschiedenen Baugruppen zeichnen sich besonders im industriellen Einsatz durch hohe Zuverlässigkeit und Beanspruchbarkeit aus.

Die Datenübertragung geschieht über den AMS-M-Bus, auf dem bis zu 16 CPU's, wie 8085, 8086, 80186, 80286 implementiert werden können, die 8- oder 16-Bit-Datenbreite haben und im Multiprozessorbetrieb arbeiten können.

Die AMS-Baugruppen haben nicht nur Anschlußmöglichkeiten an den multiprozessorfähigen AMS-M-Bus, sondern auch an einen zusätzlichen lokalen 8- oder 16-Bit-Bus. Dieser ist entweder der 8-Bit-Bus des SMP-Systems (SMP-Bus), ein lokaler 16-Bit-Bus oder ein kundenspezifischer Bus. Somit lassen sich mit mehreren AMS-M-Baugruppen Mehrfach-Bussysteme bilden, deren einzelne Busse unabhängig voneinander arbeiten.

- SMP ist ein Mikrocomputer-Baugruppensystem im Europaformat (100 mm × 160 mm). Die Datenübertragung geschieht über den SMP-Bus, dem de facto standardisierten 8-Bit-Bus, an dem CPU's wie 8085, 8051, 8088, 80188 angeschlossen werden können.

Das SMP-System umfaßt mehr als 100 verschiedene Baugruppen und läßt sich dadurch optimal an jeden Anwendungsfall anpassen. Durch die hohe Baugruppenvielfalt und die Integrierbarkeit in das AMS-System schafft SMP die optimale Schnittstelle zwischen der Verarbeitung von Datenmengen und der zu steuernden Peripherie. Das Siemens Modulare Leistungssystem SML wirkt als Interface zwischen den Mikrocomputern und die Leistungselektronik (bis zu 60V/3A Gleichspannung und 220V/3A Wechselspannung). Ergänzt man das SMP-System mit SML, so steht eine umfangreiche Systempalette von hoher Rechenleistung über effektive Bearbeitung von Meß-, Steuer- und Regelvorgängen bis zur Steuerung von elektrischer Leistung zur Verfügung.

Für Anwendungen mit extremen Umgebungsbedingungen wird eine spezielle SMP-D-Produktlinie mit erweiterten Spezifikationen (Feuchte, Schock, Vibration) angeboten.

- Kombiniert man die Systeme AMS und SMP im gemeinsamen Systemverbund, so hat man hohe Rechnerleistung und Verarbeitungsgeschwindigkeit, gepaart mit hoher Effektivität bei relativ zeitraubenden Ein- und Ausgabevorgängen.

Einsatzgebiete:

- Logik-Steuerung und Fertigungsautomatisierung
- Überwachungs- und Sicherungstechnik
- Messen und Testen in der Labortechnik.

- Folgende Funktionseinheiten werden zur Zeit angeboten:

- Die **Zentral-Baugruppen** enthalten als wichtigste Funktion die Zentraleinheit, sind aber noch zum Teil mit Speicher und Ein-/Ausgabe-Bausteinen ausgestattet, so daß man in einigen Fällen bereits mit einer Baugruppe einen kompletten autonom arbeitsfähigen Mikrocomputer erhält.
- Die **Speicher-Baugruppen** enthalten EPROM (EEPROM), statischen und dynamischen RAM, batteriegepufferten CMOS-RAM und Magnetblasenspeicher.
- Die **Ein-/Ausgabe-Baugruppen** stellen parallele, serielle und analoge Ein- und Ausgänge für allgemeine Zwecke der Meß-, Steuer-, und Regeltechnik sowie Datenübertragung zur Verfügung.

- Bei den **Peripheriesteuer-Baugruppen** handelt es sich im weiteren Sinne auch um Ein-/Ausgaben, die jedoch als Steuerung für spezielle Geräte wie Disketten- und Magnetbandkassettenlaufwerke, für Bedienfeld- und Bildschirmsteuerung oder PID-Abtastregler vorgesehen sind.
- **Zusatzfunktions-Baugruppen** wie Interrupt-Steuerung, Zähler-/Zeitgeber, Kalenderuhr, Bootstrap-Einheit und Spannungsausfall-Überwachung. Sie unterstützen die interne Systemtätigkeit.
- Die **Stromversorgungs-Baugruppen** bieten eine hohe Genauigkeit und Qualität der Ausgangsspannungen.
Sie sind auf die Erfordernisse von Mikrocomputern zugeschnitten und verfügen daher über notwendige Sonderfunktionen, wie z. B. Spannungsausfallsignal.

Das Gewicht sowie die Abwärme der Netzgeräte sind gering, so daß eine hohe Kompaktheit und Zuverlässigkeit des gesamten Systems gewährleistet wird.

Aufbau- und Testhilfen

- Für den mechanischen Aufbau des AMS-SMP-Systems werden komplett montierte Baugruppenträger sowie Rückwandbaugruppen und Testhilfen angeboten.
- Die **Software** ist das eigentliche Kommunikationsmittel zwischen dem Mikrocomputersystem und der Anwendung. Um eine leistungsfähige Software erstellen zu können, muß vom Hardwarehersteller eine gezielte Unterstützung mit Betriebssoftware gewährleistet sein. Siemens bietet an: Monitor und Treiberprogramme, Echtzeit-Multitaskingbetriebssysteme (RTOS für SAB 8080 und SAB 8085, RMOS für SAB 8088, SAB 8086, SAB 80188, SAB 80186), und Sprachübersetzerprogramme.

Optoelektronische Bauelemente



Übersicht

Einen entscheidenden Beitrag zur Realisierung optoelektronischer Bauelemente leistete die Halbleitertechnik. Sie ermöglichte es, ein breites Spektrum fotoelektrischer Sensoren (Empfänger) zu schaffen, mit deren Hilfe Licht in elektrische Signale umgewandelt werden kann, wobei nicht nur das dem menschlichen Auge sichtbare Licht, sondern auch Strahlen aus dem Infrarotbereich empfangen werden können. Optoelektronische Empfänger sind z. B. Silizium-Fotoelemente, Silizium-Fotodioden, -Fototransistoren, -Fotthyristoren sowie Fotowiderstände.

Darüber hinaus stehen auch Halbleiterstrahler (Sender) für alle Bereiche des sichtbaren Lichts und bis tief in den Infrarotbereich hinein zur Verfügung. In diese Kategorie optoelektronischer Bauelemente gehören Lumineszenzdioden (LED), Halbleiteranzeigen und Laserdioden.

Sichtbar gemachte elektrische Signale ermöglichten die Kommunikation zwischen Mensch und Technik. Optoelektronische Displays in verschiedenen Techniken lösen diese Aufgabe. LED-Displays und Gasentladungsanzeigen zählen zu den aktiven Displays, da bei diesen Techniken das Licht in den Anzeigen direkt erzeugt wird. Flüssigkristallanzeigen in z. B. Feldeffekttechnik sind passiv. Hier wird das Umgebungslicht beeinflusst und so die erforderliche Kontraständerung erreicht.

Bauelemente, die Sender und Empfänger enthalten, werden als optoelektronische Koppellemente bezeichnet. Sie dienen der Übertragung elektrischer Signale bei galvanischer Trennung des Ein- und Ausgangs.

Zu den optoelektronischen Bauelementen gehören außer den optoelektronischen Halbleitern auch Anzeigeelemente (z. B. Ziffern und Zeichen-Anzeigeröhren).

Alphabetische Zusammenstellung der verwendeten Symbole

| | |
|-----------|--|
| A | Anode |
| A | Bestrahlungsempfindliche Fläche |
| B | Basis |
| B | Statische Stromverstärkung in Emitterschaltung |
| C | Kollektor |
| C | Kapazität |
| C_0 | Kapazität bei $U_R = 0$ V |
| C_{10} | Kapazität bei $U_R = 10$ V |
| C_{CE} | Kollektor-Emitter-Kapazität |
| C_{CB} | Kollektor-Basis-Kapazität |
| C_{EB} | Emitter-Basis-Kapazität |
| C_D | Diodenkapazität |
| C_j | Sperrschichtkapazität |
| C_E | Eingangskapazität |
| CTR | Stromübertragungsverhältnis $\cong I_C / I_F$ |
| C_K | Koppelkapazität |
| cd | Candela (Einheit der Lichtstärke I_v) |
| D | Tastgrad |
| D^* | Nachweisgrenze |
| E | Emitter |
| E_e | Bestrahlungsstärke (mW/cm^2) |
| E_v | Beleuchtungsstärke (Lux) |
| η | Quantenausbeute |
| η | Wirkungsgrad in % |
| f | Frequenz |
| f_g | Grenzfrequenz |
| I | Strom |
| I_B | Basisstrom |
| I_C | Kollektorstrom |
| I_{CEO} | Kollektor-Emitter-Reststrom |

| | |
|------------------|---|
| I_{EAV} | Emitterstrom bei Integrationszeit t_{av} |
| I_{EBO} | Emitter-Basis-Reststrom (bei offenem Kollektor, $I_E=0$) |
| i_{FS} | Stoßstrom |
| I_F | Durchlaßstrom, Vorwärtsstrom |
| I_E | Eingangsstrom |
| I_e | Strahlstärke (W/sr) |
| I_K | Kurzschlußstrom |
| I_{K25} | Kurzschlußstrom bei $T_U = 25\text{ °C}$ |
| I_v | Lichtstärke (cd oder mcd) |
| I_P | Fotostrom, Ausgangsstrom |
| I_{PCB} | Fotostrom der Kollektor-Basis-Fotodiode |
| $I_{P\infty}$ | Fotostrom bei Betrieb mit offener Basis |
| I_{rel} | Relative spektrale Emission |
| I_F | Vorwärtsstoßstrom (Gleichstrom) |
| I_{FSM} | Vorwärtsstoßstrom |
| I_{CSM} | Kollektorstrom |
| I_C/I_F | Stromübertragungsverhältnis = CTR |
| I_R | Sperrstrom, Dunkelstrom |
| I_S | Sättigungsstrom |
| K | Kathode |
| L_v | Leuchtdichte (cd/m^2) |
| λ | Wellenlänge (nm) |
| λ_{dom} | Dominantwellenlänge |
| λ_{smax} | Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit |
| λ_{peak} | Wellenlänge des emittierten Lichtes (Strahlung bei I_{max}) |
| $\Delta\lambda$ | Spektrale Bandbreite (50% von I_{max}) |
| NC | Nicht angeschlossener Kontakt |
| NEP | Noise equivalent power, rauschäquivalente Strahlungsleistung $\left(\frac{\text{W}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)$ |
| P_O | Ausgangsleistung |
| P_{tot} | Verlustleistung |

| | |
|-------------|---|
| φ | Halbwinkel (Öffnungskegel) |
| Φ_{in} | Eingekoppelte Strahlungsleistung |
| Φ_e | Strahlungsfluß (Strahlungsleistung) in Watt |
| R_{BE} | Basis-Emitter-Widerstand |
| R_{HT} | Hellwiderstand bei Temperatur T |
| R_H | Hellwiderstand |
| R_{is} | Isolationswiderstand |
| R_{H25} | Hellwiderstand bei Temperatur $T_U = 25\text{ °C}$ |
| R_{1000} | Hellwiderstand bei $E_v = 1000\text{ Lux}$ |
| R_L | Lastwiderstand |
| R_0 | Dunkelwiderstand (1 Minute nach der Verdunkelung) |
| R_s | Serienwiderstand |
| RLZ | Raumladungszone |
| R_{th} | Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht (Wärmequelle) und Gehäuse, bei unendlich guter Wärmeableitung vom Gehäuse ($T_G = T_U$) |
| R_{thJU} | Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht (Wärmequelle) und ruhender umgebender Luft |
| R_{thJG} | Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse |
| R_{thJL} | Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Lötspießanschluß |
| S | Fotoempfindlichkeit |
| S_λ | Spektrale Fotoempfindlichkeit |
| S_{rel} | Relative spektrale Fotoempfindlichkeit |
| S_o | Nullpunktsteilheit |
| t | Zeit |
| t_{aus} | Ausschaltzeit |
| t_{ein} | Einschaltzeit |
| t_f | Abfallzeit |
| t_r | Anstiegszeit |
| T | Temperatur |
| T_c | Temperatur am Kollektoranschluß |

| | |
|-------------|---|
| T_G | Gehäusetemperatur |
| T_J | Sperrschichttemperatur |
| TK | Temperaturkoeffizient |
| T_L | Löttemperatur |
| T_S | Lagertemperatur |
| T_U | Umgebungstemperatur |
| T_F | Farbtemperatur |
| ΔT | Temperaturdifferenz |
| τ | Periodendauer |
| U | Spannung |
| U_a | Arbeitsspannung |
| U_{Batt} | Batteriespannung |
| U_{BR} | Durchbruchspannung |
| U_{CE} | Kollektor-Emitter-Spannung |
| U_{CB} | Kollektor-Basis-Spannung |
| U_{CEO} | Kollektor-Emitter-Sperrspannung (bei offener Basis, $I_B = 0$) |
| U_{CEsat} | Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung |
| U_{EBO} | Emitter-Basis-Sperrspannung (bei offenem Emitter, $I_E = 0$) |
| U_{ES} | Schaltswelle |
| U_F | Durchlaßspannung, Vorwärtsspannung |
| U_{IO} | Isolationsprüfspannung |
| U_L | Leerlaufspannung |
| U_{L25} | Leerlaufspannung bei $T_U = 25 \text{ °C}$ |
| U_P | Fotospannung |
| U_R | Sperrspannung |
| U_{Rest} | Restspannung |
| ϱ | Spezifischer Widerstand des Grundmaterials (Ω/cm) |
| V_λ | Augenempfindlichkeit |

Siehe auch „Technische Erläuterungen“, Abschnitt 1.7.: Begriffe, Definitionen, Normen.

1 Optoelektronische Halbleiter

Technische Angaben

1.1 Allgemeines

Optoelektronische Bauelemente haben in der modernen Elektronik und damit in fast allen Bereichen unseres Lebens weiten Eingang gefunden. Sie sind in hohem Maße an dem Umstellungsprozeß von Mechanik auf Elektronik beteiligt und haben, aufgrund ihrer Funktion als Wandler optischer Signale oder Energie in elektrische Signale oder Energie, viele moderne elektronische Problemlösungen erst möglich gemacht.

Lichtschranken zur Produktionskontrolle und als Schutzvorrichtungen, Lichtkontroll- und Regelgeräte wie Dämmerungsschalter, Feuermelder und Einrichtungen zur Glutüberwachung, Lochkarten- und Lochstreifen-Abtastung, Positionierung von Werkzeugmaschinen (zur Längen-, Winkel- und Positions-Messung), Kontrolle von optischen Geräten und Zündvorgängen, Signalübertragung bei galvanischer Trennung von Ein- und Ausgang, sowie Umwandlung von Licht in elektrische Energie sind nur einige Beispiele der klassischen Anwendungen.

In der Fotoindustrie sind Blenden- und Belichtungssteuerung in Steh- und Laufbildkameras sowie Computer-Blitzgeräte schon Standard. Automatische Entfernungsmessung und -einstellung, verfeinerte Belichtungsmessung durch differenzierte Messung der Helligkeit von Bildmitte und Bildrändern sind neuere Tendenzen. Infrarot-Tonübertragung und Infrarot-Fernsteuerung haben nicht nur in der Rundfunk- und Fernsehindustrie Einzug gehalten, sondern auch bei Simultan-Dolmetscheranlagen für Konferenzen und zur Fernbedienung von Maschinen, Garagentoren, Beleuchtungseinrichtungen, usw. Besonders vorteilhaft ist hierbei, daß die Steuerfunktion der Infrarot-Fernsteuerung durch die Möglichkeit der Codierung (Modulation) gegen unberechtigte Bedienung gesichert werden kann.

In der Kraftfahrzeugindustrie steigt die Zahl der Anwendungen und beschränkt sich nicht nur auf die Ablösung von Anzeigelämpchen durch Licht emittierende Dioden (LED). Auch die Vermittlung von Informationen an den Fahrer durch mehrfarbige LED-Skalen, bzw. in alphanumerischer Form durch LED-Anzeigen (Displays), direkte Kontrolle der Funktion der Scheinwerfer, bzw. der gesamten Beleuchtungseinrichtung sind Anwendungsmöglichkeiten. Die Störsicherheit gegen elektrische und magnetische Felder macht die glasfaser-optische Übertragung von Meßwerten von Motor, Kühler, Tank, zum Armaturenbrett interessant, und ihr Einsatz dürfte nur eine Frage der Zeit sein.

Optoelektronische Koppellemente dienen sowohl der galvanischen Trennung zwischen Kreisen mit größerem Potentialunterschied, als auch zur Vermeidung störender Erdschleifen. Ihr weiter Frequenzbereich – sie sind grundsätzlich von Gleichstrom bis zu recht hohen Frequenzen einsetzbar – und ihre geringe Größe machen sie Transformatoren und Übertragern weit überlegen.

Der Einsatzbereich von Licht emittierenden-Dioden (LED) und alphanumerischen LED-Anzeigen ist wegen ihrer Robustheit und niedrigen Betriebsspannung, zusammen mit der Möglichkeit des Multiplexbetriebes aufgrund ihrer kurzen Schaltzeiten, nahezu unbegrenzt. Ziffern- und Buchstabenanzeigen in Digitalvoltmetern, Waagen, Registrierkassen, Zapfsäulen, Frequenz- und Kanalanzeigen in Rundfunk- und Fernsehgeräten sind nur einige wenige der möglichen Anwendungen.

Neben roten, gelben und grünen LED und LED-Anzeigen auf der Basis von GaAsP und GaP haben Infrarot emittierende Dioden (IRED) auf (GaAl)As- und GaAs-Basis große Bedeutung gewonnen, da die Wellenlänge der von ihnen emittierten Strahlung im Maximum der spektralen Empfindlichkeit von Si-Sensoren liegt. Die optische Übertragung von Informationen über Glasfaserleitungen über kurze und noch mehr über weite Entfernungen steht oder fällt mit der richtigen Wahl geeigneter Sender- bzw. Empfängerbauteile. Das breite Typenspektrum ermöglicht Lösungen für jede Anwendung. An der Entwicklung neuer Typen, z.B. Laserdiode, wird ständig gearbeitet. Hier bietet sich ein heute noch nicht absehbares Einsatzgebiet für optoelektronische Bauelemente auf dem großen Feld der Eingabe, Übertragung, Verarbeitung und visuellen Ausgabe von Informationen an.

Ob Solar- bzw. Fotoelemente¹⁾, Fotodioden oder Fototransistoren am besten geeignet sind, entscheidet der jeweilige Anwendungsfall. Solarelemente sind speziell für die Umwandlung von Sonnenenergie in elektrische Energie optimiert.

Werden größere lichtempfindliche Flächen benötigt, wie z.B. in der Papier- und Textilindustrie zur Kontrolle breiter Bahnen auf Fehlerfreiheit, so sind Fotoelemente zu empfehlen. Kommt es auf Schnelligkeit und Linearität über weite Bereiche der Beleuchtungs- bzw. der Bestrahlungsstärke an, sind Fotodioden sowohl im Element- als auch im Diodenbetrieb geeignet. Für digitale Anwendungen, und wenn höhere Verstärkungen bei kleinstem Platzbedarf gefordert werden, erweisen sich Fototransistoren als die beste Lösung.

Zu den einzelnen Gebieten werden im folgenden nähere Erläuterungen gegeben, die auf Technologie, spezielle Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten eingehen. Es folgt ein Kapitel über Meßtechnik optoelektronischer Bauelemente, verbunden mit den wesentlichsten Tabellen und Arbeitsdiagrammen.

1.2 Empfänger (Bestrahlungsempfindliche Bauelemente)

1.2.1 Ladungsträger-Erzeugung in einer Fotodiode

Bild 1 zeigt den schematischen Aufbau einer planaren Silizium-Fotodiode mit abruptem pn-Übergang. Zwischen dem p⁺- und n-Gebiet baut sich wegen der unterschied-

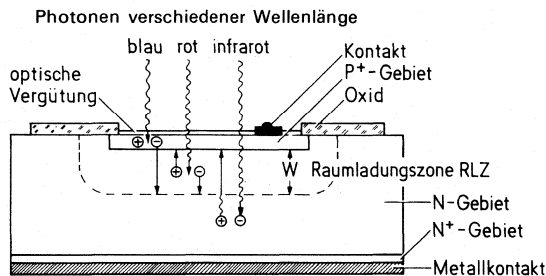


Bild 1
Planare Si-Fotodiode (Schema)

¹⁾ Des besseren Verständnisses wegen verwenden wir in diesem Buch nicht die griechische Schreibweise mit „Ph“ bei Photoelement usw., sondern die heutzutage weitgehend benutzte Version mit „F“ bei Fotodiode usw.

lichen Trägerkonzentrationen eine von beweglichen Trägern freie Feldzone, die Raumladungszone (RLZ) auf, die bei einem abrupten p⁺n-Übergang nur in das n-Gebiet hineinreicht. Für die Breite der RLZ gilt:

$$w \sim \sqrt{\frac{U_D + U}{n_D}} \quad (1)$$

Dabei steht U_D für Diffusionsspannung, U für äußere Spannung und n_D für Donatorkonzentration auf der n-Seite. Für die Sperrschichtkapazität $C_j \sim \frac{1}{w}$ mit w aus Gleichung (1) erhält man:

$$C_j \sim \sqrt{\frac{n_D}{U_D + U}} \quad (2)$$

Dringen Photonen mit einer Energie $h\nu \geq E_g$ in die Diode ein, so werden zu beiden Seiten des pn-Übergangs Elektron-Loch-Paare erzeugt. Die Energiedifferenz ($h\nu - E_g$) wird in Form von Wärme an das Gitter abgegeben. Das elektrische Feld in der RLZ stößt die Majoritätsträger ab und zieht die Minoritätsträger jeweils auf die andere Seite (also Löcher aus der n-Seite zur p-Seite, und umgekehrt Elektronen aus der p-Seite zur n-Seite). Auf diese Weise erfolgt eine Trennung der Ladungsträgerpaare, und es fließt über einen äußeren Kreis auch ohne zusätzliche Spannung ein Fotostrom (photovoltaischer Effekt). Träger, die in der RLZ entstehen, werden aufgrund des dort herrschenden Feldes sofort abgesaugt. Die Träger aus den übrigen Gebieten müssen erst zur RLZ diffundieren, um getrennt zu werden. Rekombinieren sie vorher, gehen sie für den Fotostrom verloren. Der Fotostrom I_p setzt sich also aus einem Driftstrom $I_{D,drift}$ der RLZ und aus einem Diffusionsstrom $I_{D,diff}$ aus den übrigen Gebieten zusammen.

Für den Fall, daß die p⁺-Zone sehr viel dünner als die Eindringtiefe $\frac{1}{\alpha_\lambda}$ (α_λ =Absorptionskoeffizient) der Strahlung ist, kann der Fotostrom aus dem p⁺-Gebiet vernachlässigt und für den Fotostrom I_p die Beziehung abgeleitet werden

$$I_p = q \Phi_0 \left[1 - \frac{e^{-\alpha_\lambda w}}{1 + \alpha_\lambda L_p} \right] \quad (3)$$

L_p ist die Diffusionslänge der Löcher im n-Gebiet, q die Elementarladung und Φ_0 der Strahlungsfluß. Der Absorptionskoeffizient α_λ ist die einzige Größe der Gleichung, die von der Wellenlänge abhängt. Er bestimmt vorwiegend den spektralen Verlauf der Fotoempfindlichkeit der Diode. Die Raumladungsbreite w hängt nach Gleichung (1) von der Spannung und Dotierung ab, die neben der Kristallqualität auch L_p beeinflusst. Hohe Empfindlichkeit erreicht man mit großen Werten von w und/oder L_p .

Von der elektrischen Betriebsweise her unterscheidet man den Diodenbetrieb (mit Vorspannung) und den Elementbetrieb (ohne Vorspannung). Im Elementbetrieb wirkt die Diode als Stromgenerator, der die Strahlungsenergie in elektrische umwandelt. Der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung läßt sich, wenn man die Fotodiode als Stromquelle mit dem Fotostrom I_p auffaßt und parallel zum

Lastwiderstand R_{LE} eine Diode mit gleicher Polarität schaltet (idealisiertes Ersatzschaltbild), formelmäßig wie folgt fassen:

$$I = I_s \left[e^{\frac{U}{n \cdot U_T}} - 1 \right] - I_p \quad (4)$$

Dabei ist I_p der Fotostrom, I_s der Sättigungsstrom, U die Spannung zwischen p- und n-Kontakt, U_T das Spannungsäquivalent der Temperatur und n der Diodenfaktor. Bei $I_p = 0$ reduziert sich Gleichung (4) zur normalen Diodengleichung und beschreibt die Kennlinie bei Dunkelheit ($E_v = 0$). Bei Beleuchtung verschiebt sich die Kennlinie entsprechend der Beleuchtungsstärke nach unten. Zu $I = 0$ ($R_{LE} = \infty$) gehört die Leerlaufspannung

$$U_L = n U_T \ln \left[1 + \frac{I_p}{I_s} \right] \quad (5)$$

und zu $U = 0$ ($R_{LE} = 0$) gehört der Kurzschlußstrom $I_K = -I_p$.

Zwischen Beleuchtungsstärke E_v und Fotostrom I_p besteht, je nach Diodentyp, über viele Zehnerpotenzen (8 und mehr) ein linearer Zusammenhang. Zwischen Leerlaufspannung U_L und Beleuchtungsstärke E_v , dagegen besteht wegen $I_p \sim E_v$ und $I_p > I_s$ ein logarithmischer Zusammenhang. Der zur Leerlaufspannung U_L gehörige Flußstrom I_F ist gleich dem eingepprägten Fotostrom. Im Diodenbetrieb kann sich bei dem einen oder anderen Diodentyp der Fotostrom mit der angelegten Spannung geringfügig ändern. Dies erklärt sich aus der Spannungsabhängigkeit der RLZ. Der Dunkelstrom (1. Term in Gleichung (4)) spielt bei Silizium-Fotodioden erst bei extrem niedrigen Beleuchtungsstärken (im Milliluxbereich) eine Rolle.

1.2.2 Detektoren

Spektrale Empfindlichkeit

Bild 2 zeigt den spektralen Verlauf der Fotoempfindlichkeit einer Silizium- und einer Germanium-Fotodiode. Zusätzlich eingetragen sind die Lagen der Emissionsmaxima der wichtigsten Leuchtdioden und die Empfindlichkeit des menschlichen Auges.

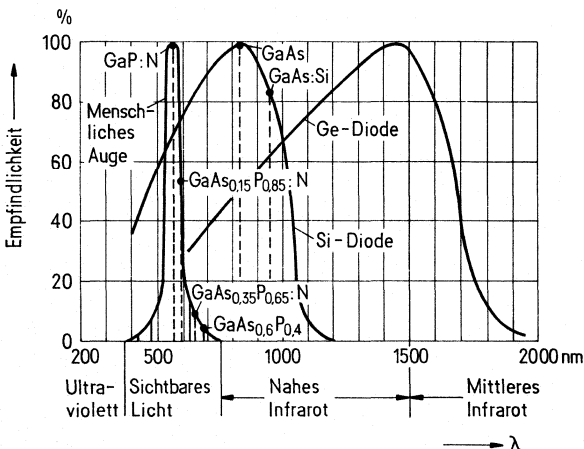


Bild 2
Relative Empfindlichkeit
einer Si-
und einer Ge-Diode

Die beiden Fotodioden überdecken den Wellenlängenbereich von etwa 300 bis 1800 nm. Dabei ist die Siliziumdiode von größerer Bedeutung; sie überdeckt den sichtbaren Bereich und ist mit ihrem Empfindlichkeitsmaximum im nahen Infrarotgebiet gut an die GaAs-Lumineszenzdiode angepaßt, deren bekanntestes Anwendungsgebiet IR-Fernsteuerungen und -Lichtschranken sind.

Die Empfindlichkeitsgrenze von Halbleiterdetektoren im langwelligen Spektralbereich λ_g wird durch den Bandabstand (Energilücke) E_g bestimmt.

$$\lambda_g [\text{nm}] = \frac{h \cdot c}{E_g} = \frac{1,24}{E_g [\text{eV}]}$$

Den Verlauf der spektralen Empfindlichkeitskurve im übrigen Wellenbereich bestimmen der Absorptionskoeffizient α_λ , sowie die Rekombinationsverhältnisse im Innern und an der Oberfläche des Halbleiters (Trägerverlust). Der Abfall der Kurve zu kürzeren Wellenlängen hin folgt aus der stärkeren Absorption für kurzwellige Strahlung; es werden daher nur in den oberflächennahen Bereichen Trägerpaare erzeugt, die aber wegen der dort herrschenden hohen Rekombinationsrate größtenteils für den Fotostrom verlorengehen.

Fotodioden (PN- und PIN-Dioden)

Fotodioden lassen sich durch die Wahl der Betriebsweise und durch geeigneten inneren Aufbau optimal dem jeweiligen Anwendungszweck anpassen. Neben dem schematischen Aufbau der einzelnen Dioden zeigt Bild 3 den Dotierungs- und Feldverlauf sowie den Bereich, in dem bei genügend hoher Spannung der Lawineneffekt stattfindet (Ionisationsbereich). Bei der *PN-Fotodiode* wird die in der Regel

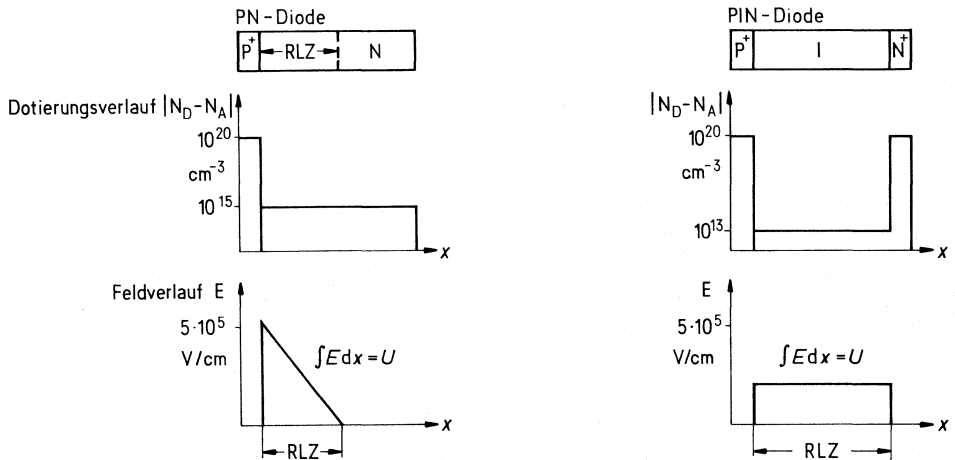


Bild 3
Dotierungs- und Feldverlauf von Fotodioden

senkrecht zur p⁺-Zone einfallende Strahlung wegen der schmalen RLZ in der Hauptsache im quasineutralen p- und n-Gebiet absorbiert; also besteht der Fotostrom vorwiegend aus einem Diffusionsstrom. Da die Diffusion der Träger verhältnismäßig

langsam vor sich geht, werden PN-Dioden häufig dort verwendet, wo es weniger auf hohe Geschwindigkeiten als auf niedrige Dunkelströme ankommt. (Ein Elektron braucht zum Durchdiffundieren einer 5 μm dicken p-Schicht 3 ns, ein Loch für die gleiche Strecke im n-Gebiet 15 ns.) So findet man Si-PN-Dioden in Belichtungsmessern, die noch bei Sternenlicht einwandfrei arbeiten; dies setzt Dunkelströme kleiner als etwa 10^{-11} A/mm² voraus. Solarelemente gehören ebenfalls zur Gruppe der PN-Fotodioden.

Bei *PIN-Fotodioden* wird im Gegensatz zur PN-Diode das meiste Licht in der RLZ absorbiert. Sie werden meist dort eingesetzt, wo es auf hohe Geschwindigkeit ankommt. Damit eine große RLZ erreicht wird, muß nach Gleichung (2) möglichst eigenleitendes (Intrinsic I) Halbleitermaterial (meist schwach n- oder schwach p-dotiert) als Grundmaterial eingesetzt werden, in das von der einen Seite eine p⁺- und von der anderen Seite eine n⁺-Zone eindiffundiert wird. Man erhält eine P⁺IN⁺-Struktur („sandwich“-Struktur).

Infolge der großen RLZ der PIN-Diode wird nach Gleichung (3) die Sperrschichtkapazität C_j niedrig. Man arbeitet mit Werten von C_j zwischen einigen Picofarad bis zu einigen Zehntelpicofarad. Das Produkt aus C_j und R_L (Lastwiderstand) ergibt die Zeitkonstante des Meßkreises.

Um möglichst „schnelle“ PIN-Dioden zu erhalten, erhöht man die Spannung so weit, daß die Träger mit Sättigungsgeschwindigkeit v_{sat} durch die RLZ driften. In Silizium und Germanium wird bei Feldern von etwa $2 \cdot 10^4$ V/cm die Sättigungsgeschwindigkeit v_{sat} von $5 \cdot 10^6$ bis $1 \cdot 10^7$ cm/s erreicht. Zum Durchdriften einer 5 μm dicken Zone braucht ein Träger demnach etwa 50 ps.

Fotoelemente

Fotoelemente sind aktive Zweipole, die optische in elektrische Energie umsetzen, ohne eine äußere Spannungsquelle zu benötigen.

Die Eigenschaften eines Fotoelements werden im wesentlichen durch die Leerlaufspannung und den Kurzschlußstrom gekennzeichnet. Im Kurzschlußfall ($U=0$) ist der Strom I_K eine lineare Funktion der Beleuchtungsintensität und damit auch proportional zur bestrahlten Fläche. Die Leerlaufspannung U_L steigt anfangs logarithmisch mit der Lichtintensität an.

Diese ist von der Elementgröße unabhängig und beträgt bei 1000 lx etwa 0,5 V. Um einem Fotoelement die maximale Energie zu entziehen, muß der Belastungswiderstand R_L in der Größenordnung von $R_i = \sqrt{U_L/I_K}$ liegen. Der Innenwiderstand R_i einer Fozelle sollte möglichst klein sein, um unnötige Verluste zu vermeiden.

Für Messungen der Lichtintensität ist die Proportionalität zwischen optischem und elektrischem Signal wichtig, in der Praxis gilt diese bis zu einem Belastungswiderstand von $R_i \approx U_L/2I_K$.

Fotoelemente können durch Anlegen einer Spannung in Sperrichtung prinzipiell auch im Diodenbetrieb verwendet werden. Diese Spannung darf natürlich die maximale Sperrspannung nicht überschreiten.

Solarzellen

Fotoelemente, die eine Umwandlung von Solarenergie in elektrische Energie mit möglichst großem Wirkungsgrad ermöglichen, nennt man Solarzellen. Wichtigster Vertreter ist die Si-PN-Solarzelle. Bislang wurde sie vornehmlich zur Stromversorgung in Raumfahrzeugen benutzt, jedoch gewinnen neuerdings terrestrische Anwendungen immer mehr an Bedeutung. Wichtigste Kenngröße ist der Wirkungsgrad, der Quotient aus elektrischer Leistung bei optimaler Anpassung und gesamter einfallender Solarenergie. Bei der Berechnung des Wirkungsgrades ist zu berücksichtigen, daß der spektrale Verlauf der Sonneneinstrahlung, und damit die Solarkonstante für jeden Ort anders ist.

Außerhalb der Erdatmosphäre ($AM0 \cong \text{Air Mass Null}$) hat die Solarkonstante den Wert 135 mW/cm^2 , bei einfacher Atmosphärendicke ($AM1$) auf Meereshöhe bei senkrechtem Sonnenstand $\approx 106 \text{ mW/cm}^2$, und bei doppelter Atmosphärendicke $\approx 88 \text{ mW/cm}^2$. Durch die Sonneneinstrahlung empfängt die Erde ständig eine Leistung von 10^{17} W , was übers Jahr einer Energiemenge von 10^{12} GWh entspricht (weltweiter Energieverbrauch etwa $5 \cdot 10^7 \text{ GWh}$). Die spektrale Verteilung zeigt Bild 4.

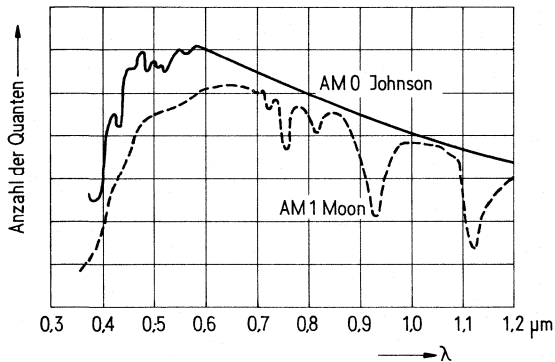


Bild 4
Spektrale Verteilung
der Lichtquanten
im terrestrischen und
extraterrestrischen Sonnenlicht

Die Kennlinie einer Si-PN-Solarzelle ist charakterisiert durch die Leerlaufspannung U_L , den Kurzschlußstrom I_K und die maximal entnehmbare Leistung N_{\max} .

Den Quotienten $\frac{N_{\max}}{U_L \cdot I_K}$ nennt man Füllfaktor.

Sein Idealwert ist 1; praktisch werden jedoch nur Werte von 0,7 bis 0,8 erreicht.

Aus der erweiterten Gleichung (4) für die Strom-Spannungs-Kennlinie

$$I = I_s \left[e^{\frac{1}{n} \frac{U - R_s I}{U_T}} - 1 \right] + \frac{U}{R_p} - I_p$$

geht hervor, daß der Sättigungsstrom I_s , der Serienwiderstand R_s und der Parallelwiderstand R_p den Kennlinienverlauf stark beeinflussen können. Im Idealfall ist $R_s = 0$ und $R_p = \infty$, und der Füllfaktor erreicht ein Maximum. Er nähert sich 1, wenn I_s klein, also die Energielücke bzw. der Bandabstand E_g des Halbleiters groß wird.

Fototransistoren

Im Prinzip entspricht ein Fototransistor einer Fotodiode (Kollektor-Basis-Diode) mit nachgeschaltetem Transistor als Verstärker. Der Fototransistor ist das einfachste integrierte fotoelektronische Bauelement. Bild 5 zeigt eine praktische Ausführung eines bipolaren Fototransistors (Schnitt und Draufsicht) mit Emitter (n^+), Basis (p)

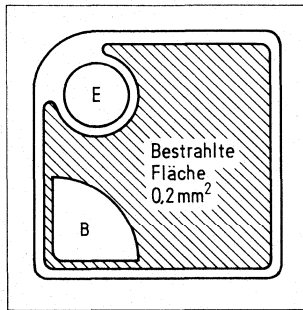
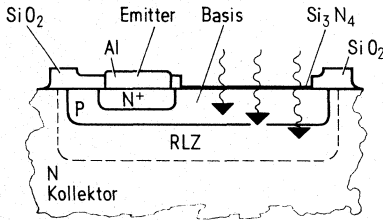


Bild 5
Bipolarer Fototransistor

und Kollektor (n); letzterer ist meist in ein schwachdotiertes n- und ein hochdotiertes n^+ -Gebiet unterteilt. Da die Diffusionslänge L_p der Löcher im n^+ -Gebiet aufgrund der hohen Dotierung klein ist, liefern den größten Beitrag zum primären Fotostrom I_{CB} der Kollektor-Basis-Diode nur der p- und n-Bereich. Dies erklärt auch die im Vergleich zu Fotodioden geringere Fotoempfindlichkeit von epitaktischen Transistoren im langwelligen Bereich. Ein Großteil der langwelligen Strahlung wird im n^+ -Gebiet absorbiert, da der n-Bereich wegen der Forderung nach kleinen Bahnwiderständen meist sehr dünn ($10 \dots 20 \mu\text{m}$) ausgebildet wird. Die Draufsicht des Transistors zeigt eine großflächig ausgeführte Basis, bei der der Emitter- und auch der Basisanschluß seitlich angebracht sind; dadurch wird eine möglichst gleichmäßige Flächenempfindlichkeit erreicht. Die Verstärkung von Fototransistoren liegt üblicherweise zwischen 100 und 1000. Abweichungen der Verstärkung von der Linearität und damit vom linearen Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Fotostrom betragen (über etwa vier Zehnerpotenzen des Fotostroms I_p , von einigen 100 nA bis zu einigen mA) weniger als 20%, meist unter 10%. Im dynamischen Verhalten sind Fototransistoren ungünstiger als Fotodioden, da zu den Sammel- und Ladevorgängen in Fotodioden noch die Verzögerung durch den Verstärkungsmechanismus (Millereffekt) hinzukommt. Zur Anstiegs- und Abfallzeit t_r und t_f kommt beim Transistor noch die Verzögerungszeit t_d hinzu. Dies ist die

Zeit, die vergeht, bis der Fotostrom nach Einschalten eines optischen Rechteckimpulses 10% seines Endwertes erreicht hat. Für die Anstiegs- bzw. Abfallzeit eines Fototransistors gilt folgender Zusammenhang:

$$t_{r, f} = \sqrt{\left(\frac{1}{2f_T}\right)^2 + a(R \cdot C_{CB} \cdot V)^2}$$

Dabei ist f_T die Transitfrequenz, R der Lastwiderstand, C_{CB} die Kollektor-Basis-Kapazität, V die Verstärkung und a eine Konstante, deren Wert zwischen 4 und 5 liegt. Die Anstiegs- bzw. Abfallzeiten von üblichen Fototransistoren reichen bei 1 k Ω Lastwiderstand von 1 bis etwa 30 μ s. Daher eignen sie sich besonders zum Einsatz im Frequenzbereich bis zu einigen 100 kHz, der für wichtige Anwendungen, wie Lichtschranken, Lochstreifen- bzw. Lochkartenleser, ausreichend ist.

1 3 Sender (Strahlung aussendende Bauelemente $\hat{=}$ Emitter)

1.3.1 Lumineszenzdioden (LED, IRED), Laserdioden

Definitionen

Lumineszenzdioden sind Halbleiterdioden, die bei Stromzufuhr in Flußrichtung elektromagnetische Strahlung emittieren. Im Gegensatz zu einer Glühlampe ist das Spektrum der Strahlung auf einen schmalen Wellenlängenbereich begrenzt. Die Wellenlänge der emittierten Strahlung wird im wesentlichen durch das verwendete Halbleitermaterial bestimmt.

Lumineszenzdioden auf Galliumarsenid(GaAs)-Basis emittieren im nahen infraroten Bereich des Spektrums (IRED). Sie werden in Lichtschranken, Lochkartenlesern, in der Infrarot-Fernsteuerung, der IR-Entfernungsmessung und in Optokopplern eingesetzt. Schnelle GaAs-Dioden können auch in optischen Nachrichtenübertragungssystemen über Lichtwellenleiter bis zu Bitraten in den MHz-Bereich eingesetzt werden. Als Empfänger dienen Si-Fotodetektoren, deren Empfindlichkeit gut an das Emissionsspektrum der GaAs-Dioden angepaßt ist.

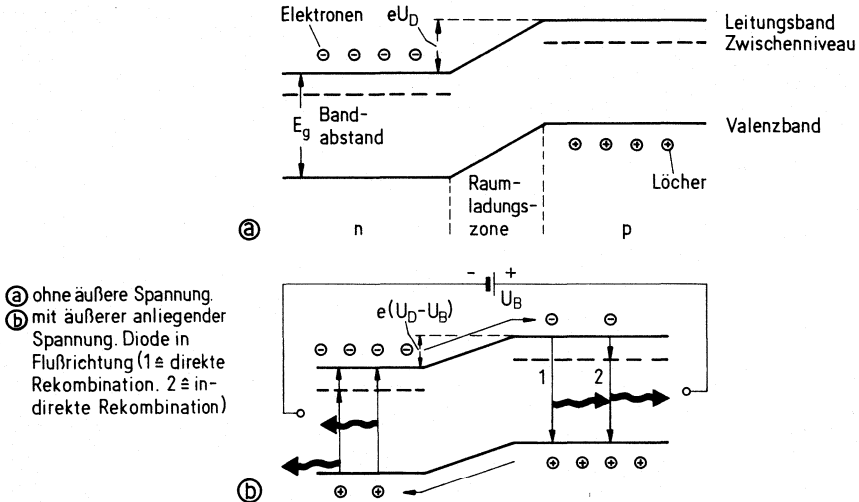
Für die optische Datenübertragung über Lichtwellenleiter stehen spezielle Hochleistungs-IRED und Halbleiter-Laser-Dioden (LD) zur Verfügung. Letztere zeichnen sich durch eine Modulierbarkeit bis in den GHz-Bereich und extrem schmale Linienbreite aus.

Lumineszenzdioden für den sichtbaren Spektralbereich (lichtemittierende Dioden, LED) werden in den Farben Rot, Gelb und Grün angeboten. Sie finden Anwendung als Indikatorlämpchen, Siebensegment-Zifferanzeigen oder alphanumerischen Anzeigen, in Meßgeräten, Fernsprech-, Daten- und Signalanlagen sowie in Geräten der Haushaltselektronik, Unterhaltungs- und Konsumelektronik.

Die Vorteile dieser Halbleiterstrahlungsquellen sind im wesentlichen niedrige Betriebstemperaturen, hohe mechanische Stabilität, d.h. Unempfindlichkeit gegen mechanische Erschütterungen oder Schwingungen, kleine Abmessungen und nicht zuletzt die leichte Modulierbarkeit der Emission. Ein weiterer Vorzug ist ihre TTL-Kompatibilität.

Wirkungsweise und Materialien

Lumineszenzdioden arbeiten nach dem Prinzip der Injektionslumineszenz. Über einen in Flußrichtung betriebenen pn-Übergang werden Überschuß-Ladungsträger in das neutrale n- und p-Gebiet injiziert, wo diese zum Teil strahlend unter Aussendung eines Photons der Energie $h\nu = hc/\lambda \leq E_g$ (h = Plancksche Konstante, ν = Frequenz, c = Lichtgeschwindigkeit, λ = Wellenlänge, E_g = Bandabstand) rekombinieren. Dies ist in Bild 6 am Energieschema für einen pn-Übergang dargestellt.



- Ⓐ ohne äußere Spannung.
 Ⓑ mit äußerer anliegender Spannung. Diode in Flußrichtung (1 ≙ direkte Rekombination, 2 ≙ indirekte Rekombination)

Bild 6
 Der pn-Übergang einer Leuchtdiode

Die Wahrscheinlichkeit für strahlende Rekombination hängt wesentlich von dem Bandstrukturtyp des betreffenden Halbleitermaterials ab. Bei den direkten Halbleitern mit GaAs als dem wichtigsten Vertreter kann ein Elektron direkt aus dem Leitungsband in einen freien Zustand im Valenzband (Loch) fallen, wobei die freiwerdende Energie als Photon abgegeben wird (vgl. Bild 7 links). Bei den sogenannten indirekten Halbleitern mit Si, Ge und GaP als den wichtigsten Vertretern dagegen ist dieser Übergang mit einer Impulsänderung des Elektrons verbunden. Die Rekombination ist dann nur unter Beteiligung dritter Partner, wie z.B. Phononen oder Störstellen möglich. Diese müssen für den Impulsausgleich sorgen. Die bei dem Übergang freiwerdende Energie wird hauptsächlich als Wärme an das Gitter abgegeben. Dies führt dazu, daß in indirekten Halbleitern die Wahrscheinlichkeit für strahlende Rekombination um Größenordnungen geringer ist als in direkten. Trotzdem kann in einigen indirekten Halbleitern effektive strahlende Rekombination erzeugt werden. Dies gelingt durch Dotierung mit isoelektronischen Störstellen. Die beiden effizientesten isoelektronischen Störstellen in GaP sind das Stickstoffatom und das Zink-Sauerstoff-Paar. Die strahlende Rekombination kommt dann über den Zerfall eines an die isoelektronische Störstelle gebundenen Elektron-Loch-Paares (Exciton) zustande (vgl. Bild 7 rechts).

Voraussetzung für die Erzeugung effektiver strahlender Rekombination ist eine hohe Kristallperfektion, da Kristalldefekte als Zentren für nichtstrahlende Rekombination wirken. Deswegen werden die aktiven Schichten von Lumineszenzdiolen epitaktisch bei Temperaturen weit unterhalb des Schmelzpunktes des Halbleitermaterials hergestellt.

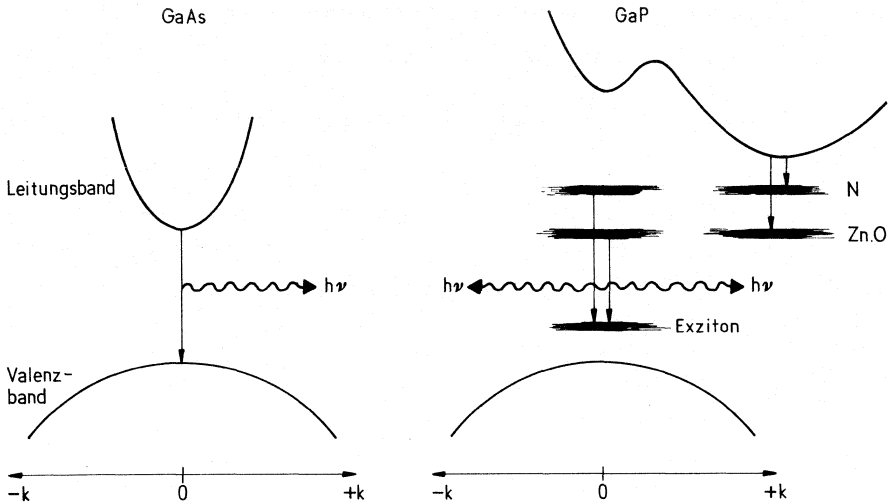


Bild 7
 Abhängigkeit der Energiezustände vom Wellenzahlvektor k bei direkten (GaAs)- und indirekten (GaP)-Halbleitern

Als Materialien für Lumineszenzdiolen kommen III-V-Verbindungshalbleiter und deren Mischungen in Frage, da sich deren Bandabstände über ein breites Spektrum erstrecken und die Bandstruktur, im Gegensatz zu den klassischen Halbleitern Si und Ge, die Erzeugung effektiver strahlender Rekombination ermöglicht. Praktische Bedeutung haben vor allem die Halbleiter GaAs, GaP und die ternären Mischungen Ga(As, P) und (Ga, Al)As.

Infrarot-Lumineszenzdiolen (IRED)

IR-Lumineszenzdiolen basieren auf GaAs, dessen Bandabstand bei 1,43 eV liegt, was einer Emission bei ca. 900 nm entspricht. Mit ihnen lassen sich höhere externe Quantenwirkungsgrade erzielen als bei Lumineszenzdiolen für den sichtbaren Bereich. In Bild 8 ist links der schematische Aufbau für den Diodenkörper einer siliziumdotierten GaAs-IRED gezeigt. Die aktive Schicht von hoher Kristallperfektion kann durch schmelzepitaktische Abscheidung (LPE=liquid phase epitaxy) auf einem GaAs-Substrat aufgewachsen werden. Wegen des amphoteren Charakters der Siliziumstörstelle bildet sich der pn-Übergang während des Abscheidenvorgangs von selbst. Aufgrund der Siliziumdotierung liegt die Emission bei 950 nm und damit

so weit unterhalb der Bandkante, daß die erzeugte Strahlung im Diodenkörper nur wenig absorbiert wird. Ein Teil der Strahlung verläßt den Diodenkörper auf direktem Weg durch die nahe Oberfläche. Aber auch die in Richtung Substrat emittierte Strahlung ist nutzbar. Dazu wird die Rückseite des Diodenkörpers verspiegelt und dient als Reflexionsfläche.

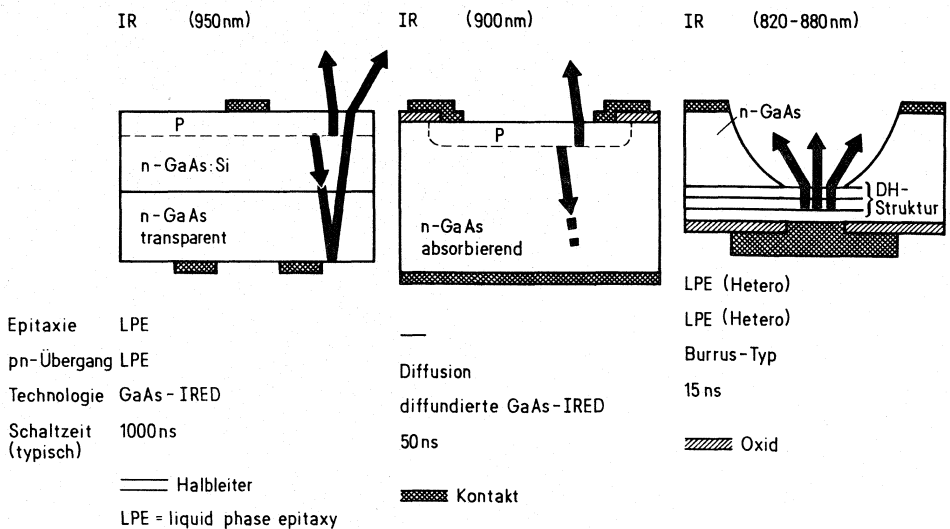


Bild 8
Aufbau der Diodenkörper für IRED

GaAs-IRED sind in Plastikgehäusen oder in hermetisch dichten Glas-Metallgehäusen montiert.

Wesentlich für den Anwender ist die Abstrahlcharakteristik. Verwendet man die Lumineszenzdioden in Anordnung ohne optische Linsen, wie z.B. in einem Lochstreifenlesekopf, soll der Öffnungswinkel der Strahlung klein sein. Dies ist bei LD 260 bis 269 und CQY 77 der Fall.

In Verbindung mit optischen Linsensystemen bevorzugt man Bauformen, bei denen die Strahlung durch ein Planfenster austritt (CQY 78, SFH 402).

Die Zeilenbauformen eignen sich für verschiedenste Anwendungen, da sie beliebig aneinandergereiht werden können.

Die Weiterentwicklung der Si-dotierten Schmelzeptaxie-IRED zielt auf Erweiterung des Wellenlängen-Bereiches. Der amphotere Charakter der Si-Dotierung bleibt in dem ternären Mischkristall (GaAl)As erhalten, in dem durch den Al-Anteil der Bandabstand verändert werden kann. Daraus ergibt sich die Möglichkeit, Emissionswellenlängen im Bereich zwischen 850 und 900 nm zu erzeugen und die Sendedioden auf das Maximum der Detektorempfindlichkeit abzustimmen. Mit selektiv empfindlichen Detektoren könnte man dann Übertragungssysteme mit zwei (oder mehr) optisch getrennten Kanälen aufbauen.

Sender-Dioden für Lichtwellenleiter (LWL)

Neben der Si-dotierten GaAs-IRED wird für Anwendungen, bei denen es auf kurze Ansprechzeiten ankommt, eine Zn-diffundierte GaAs-Diode angeboten (SFH 407). Diese Diode eignet sich besonders für den Einbau in Signalübertragungssysteme mittels LWL, die für niedrige Übertragungsraten bis 10 MHz und kurze Übertragungsstrecken von bis zu einigen 100 m konzipiert sind. Die Emissionswellenlänge dieser Diode liegt bei 900 nm.

Der Aufbau der diffundierten Diode ist schematisch in Bild 8 Mitte wiedergegeben. Die Diode besitzt, im Gegensatz zu der Si-dotierten GaAs-IRED, keine Epitaxieschicht, da diese lange Minoritätsträgerlebensdauer und damit Ansprechzeiten um 500 ns aufweist. Zur Erzielung eines hohen Wirkungsgrades wird von Substratmaterial mit geringer Versetzungsdichte ausgegangen.

Für die erzeugte Strahlung ist die Eigenabsorption nicht mehr vernachlässigbar wie im Falle der siliziumdotierten GaAs-Diode. Vielmehr wird Strahlung, die sich in das Innere des Kristalls ausbreitet, nahezu vollständig absorbiert.

Aufgrund der ungünstigen Auskoppelbedingungen und der geringeren Kristallperfektion ist die mit der diffundierten GaAs-IRED erreichbare Strahlungsleistung um etwa den Faktor 10 geringer als bei der siliziumdotierten GaAs-Diode.

Die diffundierte GaAs-Diode wird in Bauformen mit Metallträger (ähnlich TO 18) und Kunststoffplanverguß angeboten. Dadurch läßt sich die Diode an eine Lichtleiterfaser ankopplern.

Für Anwendungen, bei denen es auf höhere Modulierbarkeit und höhere Strahlungsleistungen ankommt, stehen Hochleistungs-IRED und die Laser-Diode zur Verfügung.

IRED mit hoher Strahlungsdichte basieren, wie auch der anschließend beschriebene GaAlAs-Laser, auf einem Heterostrukturaufbau aus GaAs und GaAlAs.

Hierbei handelt es sich um mehrere übereinanderliegende Halbleiterschichten unterschiedlicher Zusammensetzung und mit unterschiedlichem Bandabstand. Bei der Doppelheterostruktur (DH-Struktur) wird die aktive Zone geringer Dicke ($\sim 0,2 \dots 1 \mu\text{m}$) durch zwei Schichten mit höherem Bandabstand eingeschlossen. Dadurch werden die injizierten Träger durch Potentialwälle auf einen engen Bereich begrenzt.

Die Doppelheterostruktur einer IRED bringt gegenüber der einfachen Homostruktur eine wesentliche Erhöhung des Quantenwirkungsgrades für die strahlende Rekombination und/oder eine Erhöhung der Schaltzeit. Durch den Al-Gehalt der aktiven Zone kann zudem die Emissionswellenlänge zwischen 820 und 880 nm variiert werden. Die Begrenzung des aktiven Rekombinationsgebietes durch einen Halbleiter mit höherem Bandabstand vermindert außerdem die Absorptionsverluste beim Austritt der Strahlung. Dadurch und durch das Einfangen der Ladungsträger im entstandenen Potentialtopf kann das Rekombinationsgebiet zur Erhöhung der thermischen Belastbarkeit sehr nahe an die Wärmesenke gelegt werden.

IRED mit hoher Strahlungsleistung können als Flächen- oder auch als Kantenemitter (wie der Laser) ausgebildet werden.

IRED vom „Burrus“-Typ sind Flächenemitter. Sie besitzen die beschriebene DH-Struktur.

Der schematische Aufbau einer IRED vom „Burrus“-Typ ist in Bild 8 rechts wiedergegeben.

Durch Begrenzung des p-Kontaktflecks auf ungefähr 50 μm Durchmesser wird die Stromdichte und damit die Strahlungsdichte der IRED erhöht.

Zur Vermeidung von Absorptionsverlusten im Bereich des strahlenden Gebietes ist in das GaAs-Substrat ein Loch geätzt. Dieser Diodenaufbau eignet sich besonders zur Ankopplung an die Glasfaser bei optischen Nachrichtensystemen.

Zur Ableitung der Wärme ist der p-Kontakt durch eine Wärmesenke aus Edelmetall verstärkt. Der Diodenkörper wird auf speziellen Diodensockeln niedrigen Wärmewiderstandes aufgebaut und in der Bauform SFH 404 mit Kunstharz flach vergossen. Dieser Aufbau garantiert eine trennbare, mit niedrigen Koppelverlusten behaftete Dioden-Glasfaser-Verbindung.

Die Lichterzeugung in Laserdioden erfolgt durch induzierte Emission, im Gegensatz zur Lichterzeugung durch spontane Emission in den gewöhnlichen IRED. Deshalb besitzen Laserdioden einen optischen Resonator. Das emittierte, kohärente Licht ist nahezu monochromatisch.

Bild 9 zeigt in schematischer Darstellung einen GaAlAs-Halbleiterlaser mit Doppelheterostruktur und Streifengeometrie. Auf einem n-dotierten GaAs-Substrat sind mehrere Schichten $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ mit unterschiedlichem Al-Anteil mittels Flüssigphasenepitaxie abgeschieden. Über den nur wenige μm breiten Kontaktstreifen werden in die sehr dünne (ca. 0,2 μm) aktive Schicht Ladungsträger injiziert. Die aktive

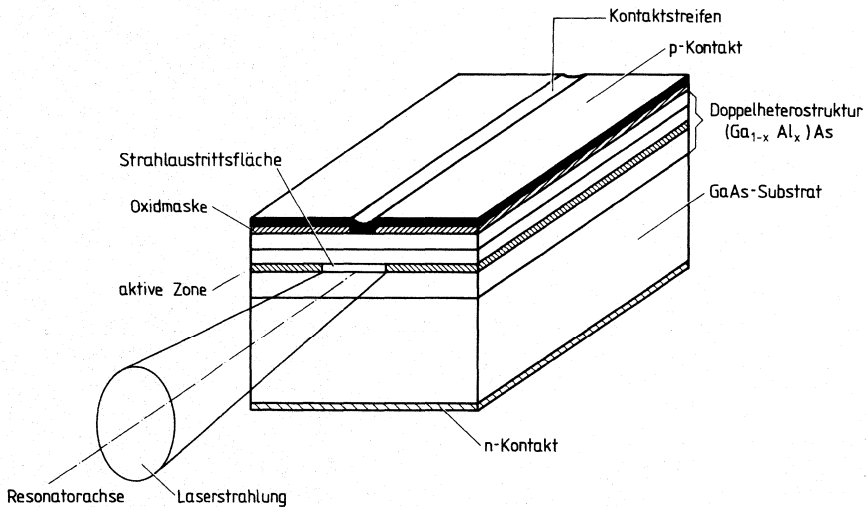


Bild 9
(GaAl)As-Halbleiter-Laser mit Doppelheterostruktur und Streifengeometrie

Zone ist zwischen zwei Heterogrenzen eingebettet, welche als Barrieren für die dort injizierten Ladungsträger dienen. Bei genügend hoher Ladungsträgerinjektion wird im aktiven Volumen eine Besetzungsinversion aufgebaut. Ein durch Elektron-Loch-Rekombination erzeugtes Photon induziert in diesem Zustand weitere strahlende Rekombinationen. Die so erzeugten Wellenzüge besitzen alle die gleiche Energie, Phase, Polarisation und Ausbreitungsrichtung. Der optische Resonator des Lasers wird wesentlich durch die Ausdehnung des Inversionsgebietes bestimmt (Gewinnführung). Die Spaltflächen des Kristalles haben wegen des hohen Brechungsindex von GaAlAs genügend hohe Reflexion, um als Resonatorspiegel wirken zu können. Zum Schutz der Spiegel vor Zerstörung sind sie mit einer $\lambda/2$ -Schicht passiviert.

Bild 10 zeigt die Strahlungs-Diodenstrom-Kennlinie eines GaAlAs-Halbleiterlasers mit Streifengeometrie. Bis zum Schwellenstrom verhält sich die Laserdiode wie

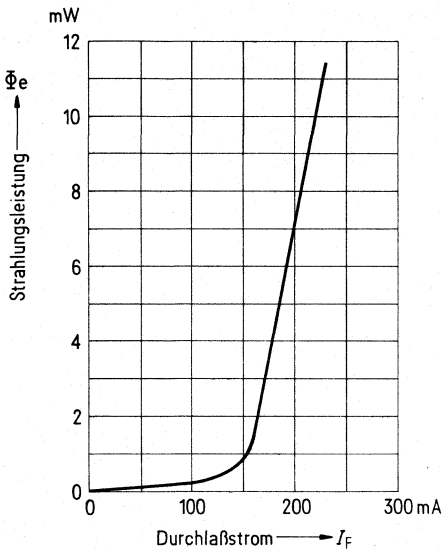


Bild 10
Strahlungs-Diodenstrom-Kennlinie eines (GaAl)As-Halbleiter-Lasers mit Streifen-geometrie

eine übliche IRED. Ab dem Schwellenwert setzt kohärente Abstrahlung ein, und die Strahlungs-Strom-Kennlinie steigt steil und linear an.

In der Abstrahlcharakteristik unterscheiden sich Halbleiterlaser wesentlich von anderen Lasern.

Die Strahlaustrittsflächen sind so klein, daß an ihnen Beugung auftritt. Das emittierte Licht wird dadurch stark divergent. Die Laserdiode ist auf eine vergoldete Kupferwärmesenke aufgebaut, um die beim Betrieb frei werdende Wärmeenergie abzuleiten.

GaAlAs-Halbleiterlaser mit DH-Struktur und Streifengeometrie weisen günstige Eigenschaften bzgl. Lebensdauer, Modulierbarkeit und Größe des Schwellenstromes auf. Sie sind direkt über den Injektionsstrom bis in den GHz-Bereich modulierbar. Die abstrahlende Fläche weist die geometrischen Abmessungen eines Glasfaserkerns auf. Halbleiterlaser kommen somit insbesondere als optische Sender für Glasfaser-Übertragungssysteme in Betracht.

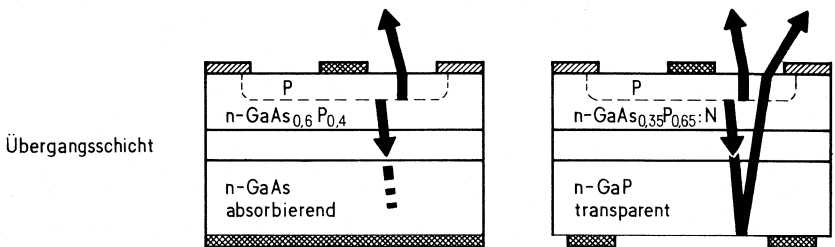
Lumineszenzdiode für den sichtbaren Spektralbereich (LED)

Lumineszenzdiode für den sichtbaren Spektralbereich basieren auf Galliumarsenidphosphid ($\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$). In diesem Mischkristallsystem kann der Bandabstand durch Steigerung des Phosphor-Anteils (von $x=0 \dots 1$) von dem Wert 1,43 eV für GaAs ($x=0$) auf den Wert 2,2 eV für GaP ($x=1$) erhöht werden. Damit läßt sich die entsprechende Photonenwellenlänge vom nahen Infrarot bis in den grünen Bereich des sichtbaren Spektrums verschieben. Der Halbleiter ist bis zu einer Zusammensetzung $x=0,49$ bei $E_g=1,9$ eV (entsprechend der Farbe Rot) direkt, darüber indirekt. Als Material für rote LED wird die noch im direkten Bereich gelegene Zusammensetzung $x=0,4$, also $\text{GaAs}_{0,6}\text{P}_{0,4}$ verwendet.

Einen großen Fortschritt in der LED-Technologie erbrachte die Erkenntnis, daß auch im indirekten Bereich des Mischkristallsystems effektive strahlende Rekombination zu erzeugen ist. Dies gelingt durch den Einbau von gewissen isoelektronischen Störstellen. Das sind Störstellen, die nicht zur Ladungsträgerbilanz im Halbleiter beitragen. Aufgrund ihrer zu den Gitteratomen unterschiedlichen Kernabschirmung können sie aber Ladungsträger festhalten. Ein eingefangenes Elektron-Loch-Paar (Exciton) kann dann strahlend rekombinieren, wobei der Impulsausgleich über die isoelektronische Störstelle erfolgt. Die Rekombination eines Elektron-Loch-Paares verläuft also über ein Zwischeniveau. Die wichtigste isoelektronische Störstelle in $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ mit $x>0,49$ ist das Stickstoffatom, sowie das Zink-Sauerstoff-Paar in GaP (vergleiche Bild 7 rechts).

Die Farben Rot-Orange und Gelb werden mit stickstoffdotiertem $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ realisiert, und zwar Rot-Orange mit der Verbindung $\text{GaAs}_{0,35}\text{P}_{0,65}:\text{N}$ und Gelb mit der Verbin-

| | | | | |
|--------------------------------|-----|--------|-----|--------|
| Farbe, λ_{peak} | Rot | 665 nm | Rot | 645 nm |
| dominante Wellenlänge | | 640 nm | | 630 nm |



| | | |
|--------------------------------|----------------------------|----------------------------|
| Epitaxie | VPE | VPE |
| pn - Übergang | Diffusion | Diffusion |
| Technologie | GaAs P | GaAs P/TSN |
| Lichtausbeute vergossen (lm/W) | 0,4 | 0,9 |
| | — Halbleiter | ▨ Kontakt |
| | VPE = vapour phase epitaxy | LPE = liquid phase epitaxy |

dung $\text{GaAs}_{0,15}\text{P}_{0,85}:\text{N}$. LED auf der Basis von stickstoffdotiertem GaP leuchten grün, während mit Zn-O-dotiertem GaP die Farbe Rot erzeugt werden kann.

Zur Herstellung von blauleuchtenden LED kommen nur Halbleiter mit einem Bandabstand $\geq 2,6$ eV in Frage. Diese Halbleiter sind weniger gut erforscht als GaAsP, und ihre technologische Beherrschung bringt noch große Schwierigkeiten mit sich.

Es ist jedoch bereits gelungen, blauleuchtende SiC-LED herzustellen. Eine kostengünstige Massenproduktion ist jedoch zur Zeit noch nicht abzusehen. Ihr Einsatz kommt daher nur bei Spezialanwendungen (z.B. Analysetechnik, Forschung) in Betracht.

Das Bild 11 zeigt in schematischer Darstellung Ausführungsformen der Diodensysteme von LED.

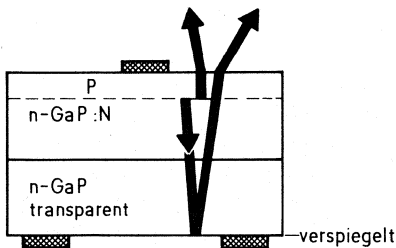
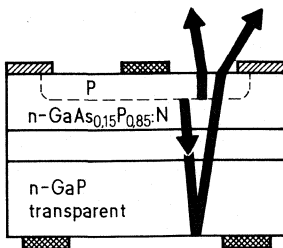
Die lichtaktive Schicht aus Ga(AsP)-Mischkristall wird mittels Gasphasenepitaxie (VPE) abgeschieden. Dabei wird bei der roten $\text{GaAs}_{0,6}\text{P}_{0,4}$ -Diode als Substrat GaAs verwendet (Bild 11 links), während bei den übrigen Dioden das Substrat aus GaP besteht. Zur Anpassung der Gitterkonstante ist zwischen das Substrat und die lichtaktive Schicht eine Übergangsschicht zwischengeschaltet.

Die lichtaktive Schicht der GaP-Diode kann auch mittels Flüssigphasenepitaxie (LPE) hergestellt werden. Mit diesem Verfahren lassen sich dann höhere Wirkungsgrade als bei der Gasphasenepitaxie erreichen.

Der pn-Übergang wird entweder durch Diffusion oder während der Flüssigphasenepitaxie hergestellt.

Gelb 590 nm
590 nm

Gelb-grün 565 nm
565 nm



VPE
Diffusion
Ga As P/TSN
0,8

LPE
LPE
Ga P/TSN
0,9

////// Oxid

TSN = transparent substrat, Nitrogen

Bild 11
Aufbau der Diodenkörper für LED

Bei der roten $\text{GaAs}_{0,6}\text{P}_{0,4}$ -Diode (Bild 11 links) wird alles Licht, das sich in das Innere des Kristalls ausbreitet, absorbiert. Das Licht kann somit nur auf direktem Wege durch die Oberfläche austreten. Bei den $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ -Dioden mit GaP-Substrat besitzt die Epitaxieschicht einen höheren Bandabstand als das Substrat. Das erzeugte Licht wird daher vom Substrat nur wenig absorbiert. Dies führt zu einer wesentlichen Steigerung der Lichtauskopplung; denn Licht, das in Richtung des Substrats emittiert wird, kann an der Rückseite und den Seitenflächen des Diodenkristalls reflektiert werden und anschließend aus diesem austreten. So ist es möglich, bei den TSN (transparent, substrat, Nitrogen)-Dioden höhere Lichtstärken zu erreichen als bei Dioden mit absorbierendem Substrat.

LED werden in Plastikformen angeboten (Bild 12). Dabei kommt dem transparenten Kunststoffkörper neben der notwendigen Schutzfunktion im Gegensatz zu anderen Halbleiterbauelementen noch zusätzlich die Funktion der Strahlauskopplung und

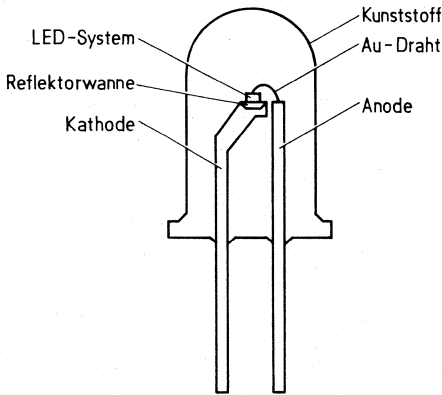


Bild 12
LED in Plastikgehäuse

Strahlführung zu. Zum einen wird durch den Kunststoff der Grenzwinkel der Totalreflexion für den aus dem Diodenkörper austretenden Strahl herabgesetzt und damit die Strahlungsauskopplung erhöht, zum anderen wirkt die gekrümmte Kunststoffoberfläche wie eine Linse und beeinflusst damit die Abstrahlcharakteristik der LED. Dem Kunststoff können ein Diffusor zur Beeinflussung der Abstrahlcharakteristik und Farbstoff zur Erhöhung des Kontrastes beigelegt sein.

Die Einzeldioden in den 3-mm- und 5-mm-Bauformen sind für den Einbau in Frontplatten vorgesehen. Für spezielle Anwendungen werden LED auch in Sonderbauformen angeboten, bei denen z.B. die leuchtende Fläche als Balken ausgebildet ist (PIC-LED). Die Zeilenbauformreihen LD 460, LD 470, LD 480 sind besonders vielseitig anwendbar.

Die Zeilen von 1 bis 10 Einzeldioden lassen sich endlos aneinanderreihen. Sie eignen sich u.a. für den Aufbau von komplexen Anzeigenanordnungen, wie Skalen und Großdisplays.

Elektrisch-optische Eigenschaften von IRED und LED.

In Bild 13 sind das Emissionsspektrum der wichtigsten LED und die relative spektrale Augenempfindlichkeit V_λ , eingezeichnet. Bezüglich der Lage des Emissionsspektrums der IRED relativ zur Empfindlichkeitskurve der Si-Fotodiode siehe Bild 2.

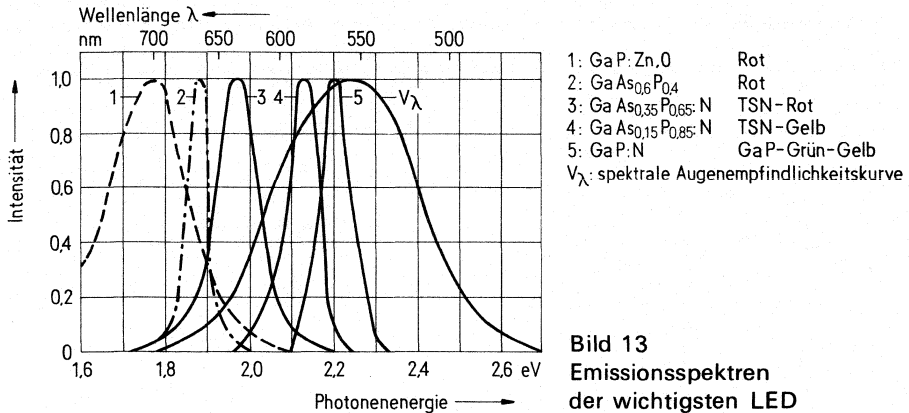


Bild 13
Emissionsspektren
der wichtigsten LED

Das Emissionsspektrum der GaP-Diode reicht vom gelben bis zum grünen Wellenlängenbereich. Durch Einfärben des Kunststoffvergusses kann der Emissionsbereich so eingeschränkt werden, daß das emittierte Licht dem Betrachter gelb ($\lambda_p = 575 \text{ nm}$) bzw. grün ($\lambda_p = 560 \text{ nm}$) erscheint.

Die emittierte Strahlung (bzw. Lichtstärke) von IRED und LED ändert sich bei den GaAs-Dioden und der roten GaAs_{0,6}P_{0,4}-Diode im normalen Betriebsbereich linear mit dem Durchlaßstrom, während sie bei den TSN-Dioden und den GaP-Dioden schwach überproportional ansteigt (Bild 14).

Ist der Durchlaßstrom sehr hoch, nähert sich die Kurve asymptotisch einem Grenzwert. Ursache dafür ist eine starke Erwärmung des Halbleitersystems. Der Linearitätsbereich läßt sich erweitern durch Übergang vom statischen zum Impulsbetrieb. Bei kleinen Durchlaßströmen tritt ebenfalls eine Nichtlinearität auf. Sie wird durch nicht zur Strahlung beitragende Stromanteile verursacht, die der Anwender nicht beeinflussen kann. Die Strahlungsleistung in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom ist in Bild 15 dargestellt.

Die Strahlstärke bzw. Lichtstärke nimmt bei einem festen eingepprägten Strom mit zunehmender Temperatur ab. Der Temperaturkoeffizient ist für GaAs $-0,7\%$ pro Grad, für GaAsP $-0,8\%$ pro Grad und für GaP $-0,3\%$ pro Grad. Dies ist für viele Anwendungen vernachlässigbar. Wenn die Temperaturabhängigkeit stört, kann man sie mit Kompensationschaltungen weitgehend eliminieren.

Bei Lumineszenzdioden nimmt die emittierende Strahlungsleistung mit zunehmender Betriebsdauer ab („Alterung“). Um die Größe dieser Degradation zu beschreiben, wurde eine „Lebensdauer“ der Bauelemente eingeführt. Sie ist definiert als die Zeit, nach der die Strahlungsleistung auf die Hälfte abgefallen ist. Bei IRED z.B. beträgt die mittlere Lebensdauer, in Abhängigkeit von Betriebsstrom und Umgebungstemperatur, etwa 10^5 h (extrapoliert aus Dauerversuchen). Siehe Bild 16.

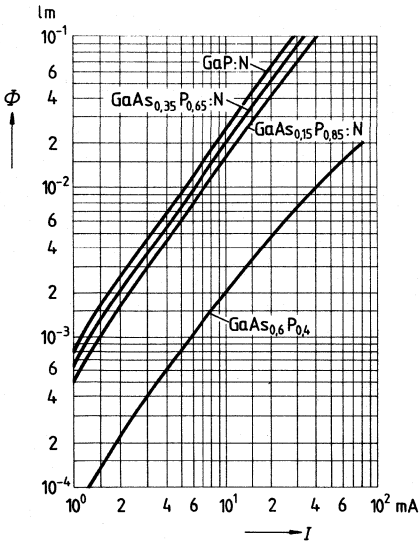


Bild 14
Lichtstrom-Diodenstrom-Charakteristik

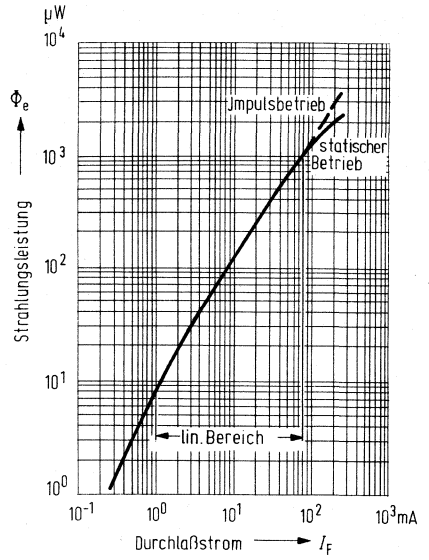


Bild 15
Strahlungsleistung in
Abhängigkeit vom Durchlaßstrom

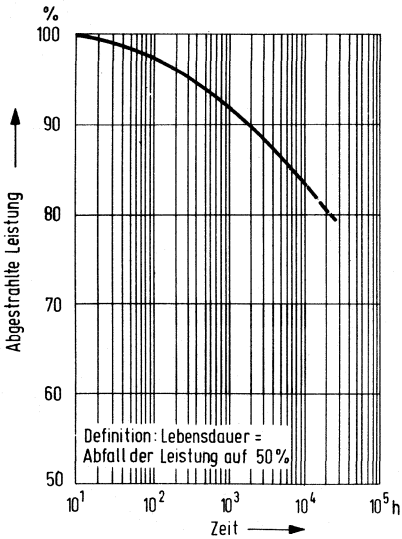


Bild 16
Abgestrahlte Leistung in
Abhängigkeit von der Betriebsdauer

1.4 Optokoppler

1.4.1 Allgemeines

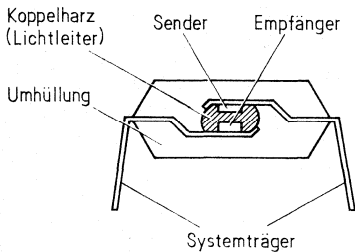
Optoelektronische Bauelemente haben in der modernen Elektronik und damit in fast allen Bereichen unseres Lebens weiten Eingang gefunden. Sie sind in hohem Maße an dem Umstellungsprozeß von Mechanik auf Elektronik beteiligt und haben, aufgrund ihrer Funktion als Wandler optischer Signale oder Energie in elektrische Signale oder Energie, viele moderne elektronische Problemlösungen erst möglich gemacht.

Optoelektronische Koppellemente dienen sowohl der galvanischen Trennung zwischen Kreisen mit größerem Potentialunterschied, als auch zur Vermeidung störender Erdschleifen. Ihr weiter Frequenzbereich – sie sind grundsätzlich von Gleichstrom bis zu recht hohen Frequenzen einsetzbar – und ihre geringe Größe machen sie Transformatoren und Übertragern weit überlegen.

1.4.2 Mechanischer Aufbau

Optokoppler in DIP-6-Kunststoffgehäuse

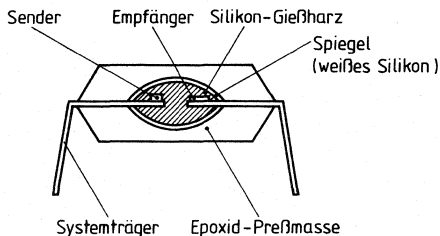
Bei dieser Bauform strahlt die IR-Diode über einen Lichtleiter direkt auf den Fototransistor. Dadurch sind große Koppelfaktoren realisierbar.



Optokoppler in DIP-4-Kunststoffgehäuse

Die Optokoppler im DIP-4-Gehäuse gelten als Nachfolgetyp für die Koppler im Metallgehäuse. Sie sind im 2,54-mm-Raster aneinanderreihbar und man erreicht eine weit höhere Packungsdichte als mit den DIP-6-Gehäusen.

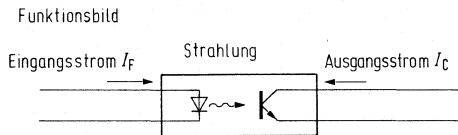
Der Unterschied zwischen dem SFH 610 und dem SFH 611 besteht in der spiegelbildlichen Anordnung der Anschlußpins. Dadurch kann man auf einfache Weise Vielfachkoppler realisieren und herkömmliche Mehrfachkoppler ersetzen, die dann eine wesentlich geringere Streubreite haben.



1.4.3 Wirkungsweise

Die Informationsübermittlung erfolgt auf optischem Wege. Das elektrische Signal wird im Optokoppler von einem Sender in ein optisches verwandelt, auf optischem Wege weitergeleitet und von einem Empfänger wieder in ein elektrisches rückgewandelt. Als Sender dient eine infrarot strahlende Gallium-Arsenid-Lumineszenzdiode, als Empfänger ein Silizium-Fototransistor. Auf der Eingangsseite des Bauteils erzeugt die Lumineszenzdiode bei Stromfluß in Durchlaßrichtung eine Strahlung von etwa 950 nm Wellenlänge. Diese Strahlung wird über ein lichtleitendes Medium dem Fototransistor zugeführt, dessen Strom von der auftreffenden Strahlungsleistung abhängt. Dabei dürfen zwischen Eingangs- und Ausgangsseite Potentialdifferenzen, je nach Bauform, bis zu einigen kV bestehen.

Grundschaltung:



Wie aus dem Funktionsbild ersichtlich, genügt für die Stromübertragung ausgangsseitig der Anschluß an Emitter und Kollektor des Transistors.

1.4.4 Isolationseigenschaften

Optokoppler dienen vornehmlich der galvanischen Trennung von zwei Schaltkreisen, die sich in den meisten Fällen auf unterschiedlichem Spannungspotential befinden. Welche Potentialdifferenzen sicher im Sinne der VDE-Bestimmungen getrennt werden können, hängt nicht nur von den Eigenschaften des Koppel-elementes, sondern ebenso von der Art der Schaltung und den Umweltbedingungen beim Einsatz ab.

Seit 1. Juni 1980 gilt für optoelektronische Koppel-elemente (Optokoppler), die für die galvanische Trennung von Stromkreisen eingesetzt werden, DIN 57883 bzw. VDE 0883/6.80. Diese DIN-Norm/VDE-Bestimmung gilt lediglich für das Bauelement. Beim Einbau in Geräte sind daneben die speziellen DIN-Normen/VDE-Bestimmungen für Geräte zu beachten. Beim Einbau in gedruckte Schaltungen sind gegebenenfalls vom Anwender Maßnahmen zu ergreifen, damit die Isolationseigenschaften des Bauelements hierdurch nicht verschlechtert werden.

Der Bauelementhersteller kann zur Entscheidung über die zulässige Nennisolationsspannung im konkreten Einsatzfall die Werte der Isolationsprüfspannung, der Luft- und der Kriechstrecke (unter Berücksichtigung der Isolationseigenschaften des verwendeten Gehäusematerials, KB-Wert nach VDE 0303/DIN 53480) angeben, aus denen sich anhand der Tabellen aus VDE 0110/0160 die Bezugsspannung (Nennisolationsspannung) entnehmen läßt.

Isolationswiderstand

Dies ist der Gleichstromwiderstand zwischen Eingang und Ausgang des Optokopplers. Er beträgt mindestens $10^{11} \Omega$ und ist somit größer als in den meisten Anwendungen (z. B. Montage auf einer Druckplatte) erreicht werden kann. Bei der Auswahl sowie beim Herstellungsprozeß von Druckplatten sollte unbedingt darauf geachtet werden, daß bereits Ströme im nA-Bereich, die besonders bei der Trennung von großen Potentialunterschieden auftreten können, u. U. die Funktion der Schaltung beeinflussen. Abhilfe kann ein Schlitz in der Leiterplatte oder eine auf Massepotential liegende Leiterbahn zwischen Ein- und Ausgang bringen.

Isolationskapazität (Koppelkapazität)

Die Systemträger sowie die Sendediode und der Fototransistor bilden eine Kapazität, die je nach Bauform unterschiedlich ist. Sie liegt im Bereich von 0,3...2 pF und wird bei kurzgeschlossenen Eingangsanschlüssen und kurzgeschlossenen Ausgangsanschlüssen gemessen. Schnelle Änderungen der Hochspannung (500 V/ μ s) zwischen Eingang und Ausgang werden durch diese Koppelkapazität übertragen und können eine Störung der Schaltung (vor allem über die Basis) hervorrufen.

Isolationsspannung

Die Isolationssprüfspannung ist die maximal zulässige Spannung, die zwischen Ein- und Ausgang des Optokopplers kurzzeitig anliegen darf (z. B. induktive Spannungsspitzen).

Die Nennisolationsspannung gibt an, mit welchen maximalen Spannungen das Bauelement dauernd belastet werden darf. Die Isolationsspannung ist, bedingt durch die Kriechstrecken und Luftstrecken, sehr stark bauformabhängig.

1.4.5 Basis-Beschaltung

Bei Optokopplern im DIP-6-Gehäuse mit einem Fototransistor als Empfänger ist die Basis üblicherweise herausgeführt; dadurch ist es möglich, den Transistor mit seinen normalen Transistorfunktionen in die Schaltung mit einzubeziehen.

Durch Beschaltung der Basis/Emitter-Anschlüsse mit einem Widerstand wird ein Teil des Kollektor-Basis-Stroms abgeleitet. Dadurch erhält man eine Erhöhung der Grenzfrequenz auf Kosten einer Verringerung des Koppelfaktors, sowie eine starke Absenkung des Kollektor-Emitter-Sperrstroms.

Das ist besonders bei hohen Temperaturen von Vorteil. Ein Betrieb als Dioden-Koppler ist möglich (kürzere Schaltzeiten, jedoch sehr geringer Koppelfaktor), indem die Basis-Kollektordiode wie eine normale Fotodiode beschaltet wird. Der Emitter wird dabei nicht angeschlossen.

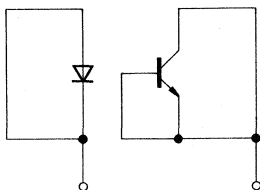
1.4.6 Feldeffekt, Verhalten im elektrischen Feld

Als Feldeffekt bei Optokopplern bezeichnet man die langsame Veränderung der elektrischen Parameter, vor allem des Transistors, bei über einen längeren Zeitraum (einige Tage) anliegender Spannung zwischen Eingang und Ausgang. Dieser Vorgang ist bei hohen Temperaturen (100°C) und hoher Gleichspannung (1 kV) besonders ausgeprägt.

Durch Freisetzung von Ladungsträgern können Änderungen der elektrischen Parameter des Silizium-Fototransistors eintreten. Dabei wird durch das starke elektrische Feld ein ähnlicher Effekt wie im MOS-Transistor (Inversion an der Oberfläche) herbeigeführt.

Veränderungen der Verstärkung, des Sperrstromes und der Sperrspannung können die Folge sein; dabei ist die Richtung des elektrischen Feldes ein entscheidender Faktor.

Meßaufbau:

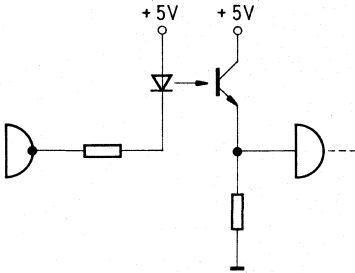


$T = 100^{\circ}\text{C}$, $U = 1 \text{ kV}$, $t = 24 \text{ h}$
Messung der elektrischen Parameter vor und nach Belastung.

Bei Siemens-Optokopplern werden die pn-Übergänge des Silizium-Fototransistors vor den Einflüssen des elektrischen Feldes durch eine TRIOS-Schicht (TRIOS = *TR*ansparenter *I*onen-Schirm) geschützt. Dadurch wird erreicht, daß Änderungen seiner elektrischen Parameter durch das elektrische Feld auf einen sehr geringen Wert beschränkt bleiben bzw. nicht auftreten. Die IR-Sendediode ist sehr stabil. Im elektrischen Feld sind nur äußerst geringe Änderungen ihrer elektrischen Parameter feststellbar.

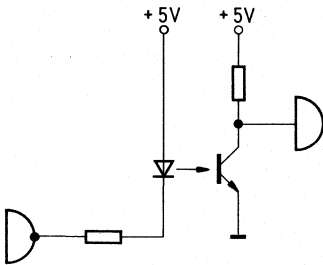
1.4.7 Grundsaltungen

TTL-Ansteuerung, invertierend



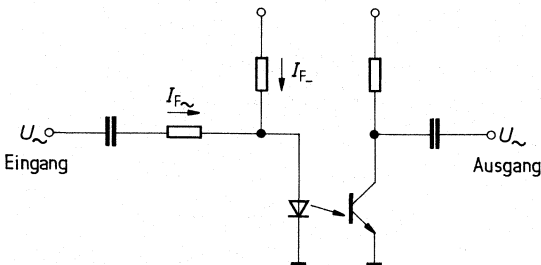
Das angesteuerte Gatter sollte Low-Power-Schottky-Ausführung sein.

TTL-Ansteuerung, nicht invertierend



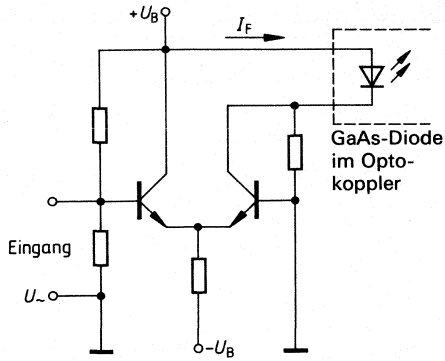
Diese Schaltung bietet sende- und empfangsseitig die günstigsten Bedingungen.

NF-Übertragung



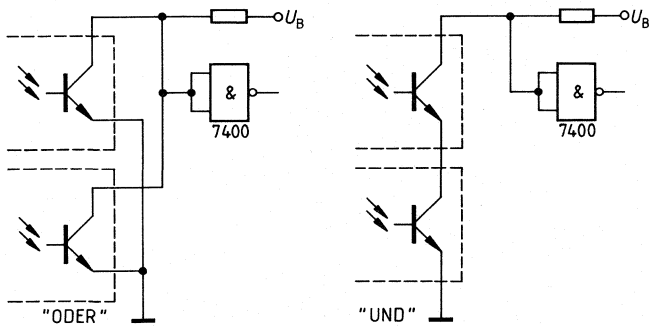
Um die NF-Signale mit geringem Klirrfaktor zu übertragen, muß $I_F \sim \ll I_{F-}$ sein. Der Arbeitspunkt, durch I_{F-} eingestellt, muß im linearen Bereich der Sendediode liegen (z. B. $I_{F-} = 10 \text{ mA}$, $I_F \sim 1 \text{ mA}$).

Für die Übertragung von linearen Signalen ist eine Ruhestromeinstellung im Bereich zwischen 5 mA und 20 mA notwendig. Die Modulationssignale müssen diesem Strom eingepreßt werden. Ein Differential-Verstärker ist ein guter Weg, um diese Forderung zu realisieren.



Logische Schaltungen

Aus den folgenden Schaltungsbeispielen ist ersichtlich, daß man mehrere Optokoppler-Ausgänge so schalten kann, daß sie logische Funktionen übernehmen können.



1.5 Opto-Halbleiter für Lichtwellenleiter-Anwendungen (LWL)

Wegen ihrer bekannten Vorteile gewinnt die optische Nachrichtenübertragung über Lichtwellenleiter, kurz LWL, ständig an Bedeutung. Wichtige Anwendungsbereiche finden sich z. B. in der Nachrichtentechnik (Weit- und Nahverkehr), der peripheren Verbindungstechnik (zwischen Geräten und Anlagen, auch bei räumlich getrennten Standorten) sowie bei Bordsystemen (z. B. Flugzeuge, Schiffe, Kraftfahrzeuge). Das Kabelfernsehen, Gemeinschaftsantennenanlagen und die Meß-, Steuer- und Regeltechnik sind weitere zukunfts-trächtige Gebiete der leitungsgebundenen, optischen Nachrichtenübertragung. Bild 26 zeigt das Prinzip eines LWL-Übertragungssystems.

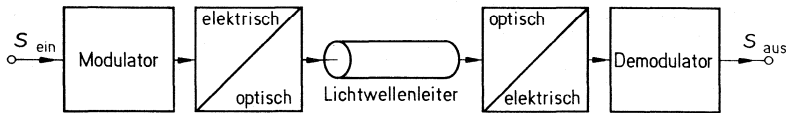


Bild 26
Prinzip eines LWL-Übertragungssystems

Ein elektrisches Signal S_{ein} moduliert die Intensität einer Strahlungsquelle (IRED, Laserdiode). Das optische Signal wird in den Lichtwellenleiter eingekoppelt und zur Empfangsstelle geleitet. Dort wird das optische Signal mit Hilfe einer Fotodiode wieder in ein elektrisches Signal S_{aus} umgewandelt.

LWL-Übertragungssysteme bieten gegenüber herkömmlichen drahtgebundenen Systemen folgende Vorteile:

- kein Nebensprechen zwischen zwei Leitungen
- große Übertragungskapazität bei geringem Gewicht
- geringer Platzbedarf bei der Verlegung
- absolute Abhörsicherheit
- optimale elektrische Isolation zwischen Sender und Empfänger
- keine Funkenbildung an den Kontaktstellen der Leitung
- absolute Unempfindlichkeit gegenüber elektrischen und elektromagnetischen Umweltstörungen
- die fast unbegrenzte Verfügbarkeit von Siliziumdioxid

| Eigenschaften | Leiterpaar | Koaxial-Kabel | Lichtwellenleiter |
|----------------------------|------------|---------------|-----------------------------|
| Gewicht | groß | groß | klein |
| Dimensionen | groß | groß | klein |
| Verlegung der Kabel | mittel | schwierig | leichter |
| Kabelverbindungen | einfach | mittel | aufwendig |
| Verstärkerabstände (km) | 1 ... 10 | 1 ... 2 | 2 ... 15 |
| Bandbreite über 1 km (MHz) | 5 | 100 | > 500 |
| Fernspeisung | ja | ja | mit zusätzlichen Cu-Leitern |
| Dämpfung $A = f(F)$ | \sqrt{F} | \sqrt{F} | kaum |
| Systemkosten | niedrig | mittel | stark fallend |
| Kosten (bit x km) | hoch | hoch | niedrig |

1.5.1 Glasfasern als Lichtwellenleiter

Die Glasfaser als dielektrischer Wellenleiter wird entweder aus reinem Quarzglas oder aus optischen Mehrkomponentengläsern hergestellt.

Fällt Strahlung innerhalb eines bestimmten Grenzwinkels θ_{\max} auf die Stirnfläche, so wird sie infolge Totalreflexion an der Grenzfläche Kern/Mantel innerhalb des Systems weitergeleitet (Bild 27).

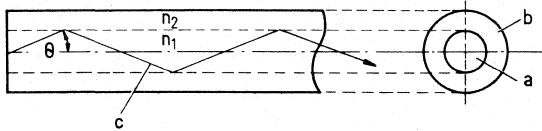


Bild 27
Lichtleitung in einer Glasfaser

Bild 28 gibt einen Überblick über die üblichen Fasertypen und ihre Eigenschaften.

| Faserquerschnitt | n-Profil | Eingangs-Impuls | Strahlengang | Ausgangs-Impuls |
|----------------------|----------------|-----------------|--------------|-----------------|
| Stufenindexfaser | 50...200µm | | | |
| Gradientenfaser | 50...60µm | | | |
| Monomodefaser | 3...5µm | | | |

Bild 28
Typen optischer Fasern

Man unterscheidet drei verschiedene Glasfasern:

Multimode-Stufenindexfaser Sie führt ein Modenspektrum, was zu einer Impulsverbreiterung von 20...50 ns/km führt, Kern-Ø 50...200 µm (wird nur für Kurzstrecken eingesetzt).

Multimode-Gradientenfaser Ein parabolischer Verlauf des Brechungsindexes vermindert die Modendispersion, Kern-Ø 50...60 µm.

Monomode-Faser Nur ein Mode wird im kleinen Kern (3...5 µm) geführt. (Zur Zeit wegen schwieriger Lichteinkopplung und Verbindungstechnik nur für Fernverkehr geeignet).

Bedingt durch den spektralen Dämpfungsverlauf derzeitiger Fasern (Bild 30), werden aktive LWL-Bauteile für die Wellenlängen um 850 nm, 1300 nm und 1600 nm ausgelegt. Während Bauteile für $\lambda=850$ nm auf der Basis von Si bzw. GaAs und (GaAl)As aus laufender Fertigung zur Verfügung stehen, befinden sich die Bauteile für 1300 nm und 1600 nm aus quarternären Verbindungen z.B. (InGa) (AsP) noch im Entwicklungsstadium.

Um möglichst viel optische Strahlung in die Glasfasern einkoppeln zu können, muß den Gehäusen und ihren Toleranzen, vor allem der mittigen Montage des Chips, große Beachtung beigemessen werden. Je geringer der Faserdurchmesser ist, um so höher sind die Anforderungen an die exakte Justierung zwischen Chip und Faser. Bild 29 zeigt ein typisches Gehäuse einer Sendediode für LWL-Anwendungen.

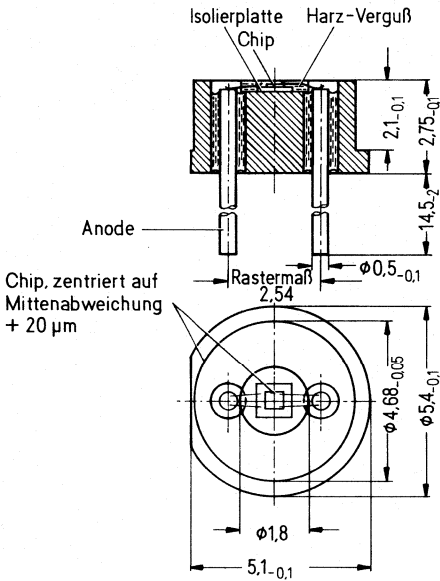


Bild 29
Sendediode für LWL-Anwendungen

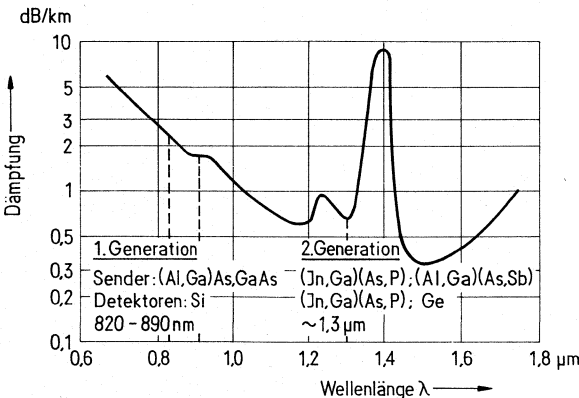


Bild 30
Dämpfung einer Quarzglas-faser

Die präzise Verbindung zwischen dem Halbleiterbauteil und dem Lichtwellenleiter sowie die mechanischen Anforderungen hierbei werfen für manche Anwender Probleme auf. Auf Anfrage ist es daher auch möglich, komplette, anschlusfertige Module für die Sender- und Empfängerseite zu liefern. Da die Gehäusebauform bzw. die Abmessungen in der Regel kundenspezifisch sind, empfiehlt es sich, frühzeitig Kontakt mit uns aufzunehmen. Eine Reihe von Modulen für Standardanwendungen ist in Entwicklung.

Eine technologische Beschreibung der LWL-Bauteile findet sich bei dem Kapitel Sender.

Technische Unterlagen und Lieferinformationen über optische Stecker und Leitungen sind erhältlich von
Siemens AG, Hofmannstraße 51, 8000 München 70, K SI ST KO Bt V3 und
Siecor GmbH, Kistlerhofstraße 170, 8000 München 70

Beispiele für Komponenten für LWL-Technik

Sender und Empfänger

Für eine Vielzahl von Anwendungen im industriellen Bereich stehen Sender und Empfänger für Datenraten bis zu 10 Mbit/s NRZ-Code zur Verfügung. In Abhängigkeit von Faserdurchmesser, Faserdämpfung und Datenrate können Übertragungsstrecken bis zu 5 km Länge realisiert werden. Alle Sender und Empfänger sind mit einer TTL-Schnittstelle ausgerüstet und können deshalb auch schon in vorhandene Aufbauten einfach integriert werden.

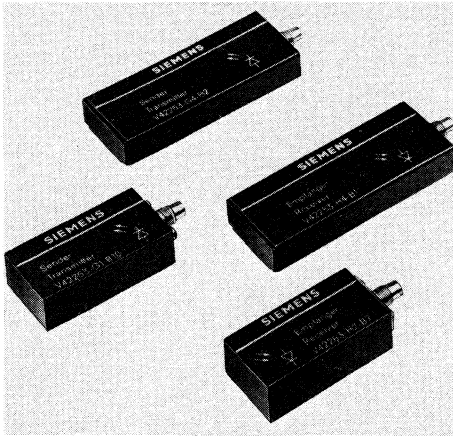


Bild 31
LWL-Sender und Empfänger

Stecker

Steckverbindungen in optischen Übertragungswegen dienen dazu, zwei Lichtwellenleiterkomponenten auf einfache und reproduzierbare Weise dämpfungsarm und auch leicht trennbar miteinander zu koppeln. Die Anforderungen, die an einen LWL-Stecker gestellt werden, sind einfache Montage, stabile Bauweise, geringe Dämpfung, reproduzierbare Dämpfungswerte bei wiederholtem Stecken und Schutz der Faserendflächen.

Aufgrund der verfügbaren Faserdurchmesser und Kabelausführungen – je nach Anwendungsgebiet – werden Stecker in verschiedenen Ausführungen (auch nach DIN 47255, Teil 4 – Entwurf) angeboten.

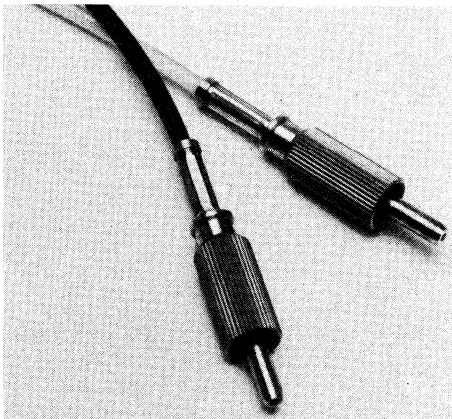


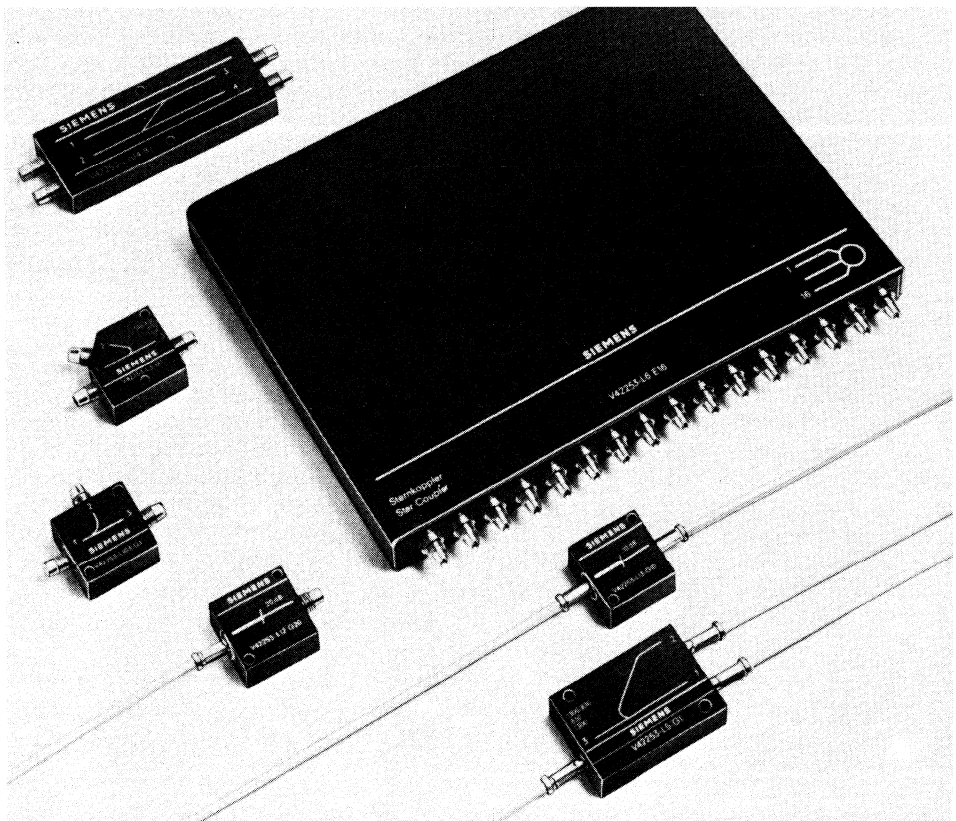
Bild 32
Stecker für LWL-Leitungen

Verzweiger

Sofern sich Lichtwellenleiter-Übertragungsstrecken auf Punkt-zu-Punkt-Verbindungen beschränken, d. h. auf eine Verbindung jeweils eines bestimmten Senders mit einem bestimmten Empfänger, besteht kein Erfordernis für Lichtwellenleiter-Verzweiger. Sobald man jedoch z. B. über eine Faser Nachrichten oder Daten in zwei Richtungen übertragen oder mehrere Sender/Empfänger in einer optischen Busstruktur vereinen möchte, sind derartige Verzweiger-Bausteine erforderlich.

Man unterscheidet **Wellenlängen-unabhängige** und **Wellenlängen-selektive** Verzweiger. Stark vereinfacht unterscheiden sich die Verzweiger darin, daß sich beim ersten Typ die charakteristischen Parameter in einem großen Wellenlängenbereich praktisch nicht ändern, also näherungsweise als konstant angesehen werden können. Bei den Wellenlängen-selektiven Verzweigern ändern sich hingegen die Parameter, abhängig von der Wellenlänge, in definierter Weise. Diese Abhängigkeit kann gezielt zur Selektion mehrerer Wellenlängen eingesetzt werden.

Bild 33 LWL-Verzweiger



1.6 Meßtechnik

Optoelektronische Halbleiter-Bauelemente, Fotoelemente, Fotodioden, Fototransistoren etc. sind spezielle, auf ihren Verwendungszweck hin entwickelte Ausführungsformen normaler Halbleiter-Bauelemente. Ihre Meßtechnik beinhaltet die übliche und bekannte Meßtechnik von Dioden und Transistoren und baut auf dieser weiter auf. Hinzu tritt ergänzend die spezielle optoelektronische Meßtechnik. Gleichgültig, ob es sich bei den zu messenden Objekten um strahlungsempfindliche (Empfänger) oder strahlungsaussendende (Sender) Bauelemente oder um die Kombination von beiden (Optokoppler) handelt, das Meßsystem Strahler-Empfänger bleibt das gleiche, nur das Meßobjekt wechselt seinen Platz. Der wesentliche Unterschied zur üblichen Meßtechnik liegt in der Breitbandigkeit des Meßsystems und den ausgeprägten spektralen Eigenschaften von Strahlern und Empfängern und dem Problem der exakten Beschreibung dieser Eigenschaften und ihrer Reproduzierbarkeit, um jederzeit und an jedem Ort zu übereinstimmenden Meßergebnissen zu kommen. Das erfordert die Beachtung der nachfolgenden Hinweise.

1.6.1 Empfänger (Bestrahlungsempfindliche Bauelemente)

Bestrahlungsempfindliche Halbleiter-Bauelemente dienen der Umsetzung von Strahlungsenergie in elektrische Energie. Strahlungsenergie kann dem Bauelement in vielfältiger Form angeboten werden, je nachdem, welche Strahlungsquelle benutzt wird. Für Meßzwecke kommen nur Strahlungsquellen in Frage, die in ihrer spektralen Energieverteilung gut erfaßbar und reproduzierbar sind. Das sind thermische Strahlungsquellen wie die Wolfram-Fadenlampe, die zumindest in dem hier interessierenden Wellenlängenbereich dem schwarzen Strahler sehr nahe kommt, und monochromatische Strahler, die nur Strahlung einer Wellenlänge oder zumindest eines sehr engen Wellenlängenbereiches abgeben, also vor allem Lumineszenzdioden und die Kombination von beliebigen Strahlern mit schmalbandigen Filtern. Speziell für die Anwendung mit Infrarot emittierenden Dioden (IRED) gewinnt diese Messung der spektralen Fotoempfindlichkeit mehr und mehr an Bedeutung und löst die integrale Messung mit Normlicht A ab.

Die Wolfram-Fadenlampe wird wegen ihrer hohen Energie vor allem für die Messung der Strahlungsempfindlichkeit bei Einstellung auf eine „Farbtemperatur“ von 2856 K, entsprechend Normlichtart A nach IEC 306-1 Teil 1 und DIN 5033, benutzt, während Lumineszenzdioden wegen der Möglichkeit, sie bis zu hohen Frequenzen zu modulieren bzw. zu pulsen, vor allem für Grenzfrequenz- und Schaltzeitmessungen verwendet werden. An dieser Stelle muß noch auf folgendes hingewiesen werden. Die Definition der „Farbtemperatur“ (siehe Abschnitt 1.7.) zeigt, daß diese Angabe im Grunde für die optoelektronische Meßtechnik nur sehr beschränkt, gewissermaßen als Hilfsgröße, brauchbar ist. Sie hat sich aber leider eingebürgert. In der Praxis geschieht die Kalibrierung der Lampen auch nicht auf Farbtemperatur, sondern auf „Verhältnis-temperatur im sichtbaren Bereich“, meistens auf ein Grün-Rot-Verhältnis. Eine Erweiterung auf ein Grün-Rot-Infrarot-Verhältnis und damit eine Annäherung an die für unsere Meßtechnik einzig richtige „Verteilungstemperatur“, im Wellenlängenbereich 350 ... 1200 nm oder besser 300 ... 1800 nm, ist erstrebenswert. Sie stößt derzeit aber noch auf Schwierigkeiten bei den Lampenherstellern wegen der hierzu erforderlichen Erweiterung der Kalibrier-Vorrichtungen und der relativ kleinen Stückzahl benötigter Lampen.

Die für Meßzwecke verwendeten Wolframlampen müssen auf eine relative spektrale Energieverteilung eingestellt werden, die der des schwarzen Strahlers bei einer Temperatur von üblicherweise 2856 K zumindest im Wellenlängenbereich 350...1200 nm entspricht, und unter sehr konstanten Bedingungen betrieben werden. Hierzu ist es erforderlich, die Lampe mit konstantem Strom zu betreiben, wobei die Abweichung vom Sollwert kleiner als $\pm 0,1\%$ gehalten werden muß. Diese Forderung scheint sehr hoch, doch ist zu berücksichtigen, daß eine Schwankung des Lampenstroms um 0,1% eine Änderung der Strahlungsintensität um 0,7% und eine Änderung der Farbtemperatur von 2 Kelvin zur Folge hat. Selbstverständlich kann die Lampe auch mit konstanter Spannung betrieben werden, doch ist dies wegen der unvermeidlichen und sich verändernden Übergangswiderstände in der Lampenfassung in der Praxis schwerer zu realisieren, so daß ein Betrieb mit konstantem Strom vorzuziehen ist. Eine gleichzeitige Kontrolle der Lampenspannung erlaubt eine Überwachung der Lampe auf Veränderungen ihrer Eigenschaften, z.B. durch Abdampfen von Glühfadenmaterial, und gibt damit einen Hinweis, wann die Lampe für Meßzwecke nicht mehr geeignet ist und ausgetauscht bzw. neu kalibriert werden muß. Diese Kontrolle ist vor allem bei den als Normal für Farbtemperaturen und Strahl- bzw. Lichtstärke benutzten „Normlampen“ zu empfehlen.

Für allgemeine Meßzwecke, vor allem bei Serienmessungen, kommen die von der PTB bzw. den Herstellern ausgemessenen Normlampen wegen der Kosten, vor allem der Kalibrierung, in der Regel nicht in Frage. Deshalb werden die Gebrauchslampen durch Vergleich mit diesen Normlampen auf die vorgegebenen Werte eingestellt. Dies geschieht folgendermaßen:

Einstellen der Farbtemperatur

Die Normlampe wird auf Strom und/oder Spannung entsprechend Werkprüfschein eingestellt. Um exakte und reproduzierbare Werte zu erhalten, muß die Lampenfadenfläche auf $\pm 1^\circ$ genau in die Senkrechte eingestellt werden. Nach einer Einbrennzeit von ca. 30 Minuten wird der Fotostrom eines linearen Empfängers, üblicherweise der Kurzschlußstrom eines Fotoelements, hinter jeweils einem schmalbandigen Filter mit einer Durchlaßwellenlänge von ca. 500 nm bzw. 900 nm gemessen. Es ist darauf zu achten, daß die Filter keinen weiteren Durchlaßbereich haben. Das Verhältnis dieser beiden Meßwerte charakterisiert die spektrale Energieverteilung des schwarzen Strahlers bei der gegebenen Temperatur. Nun wird der Lampenstrom der zu kalibrierenden Lampe so lange verändert, bis das Verhältnis der hinter den beiden Filtern gemessenen Fotostrome dem vorher an der Normlampe gemessenen entspricht. Damit hat die Gebrauchslampe die gleiche Farbtemperatur (genauer gesagt: Verhältnistemperatur) wie die Normlampe. Es sei hier noch erwähnt, daß die Kalibrierung der Lampe in dem Gehäuse erfolgen muß, in dem sie später betrieben werden soll, da geänderte Wärmeverhältnisse und Reflexionen im Gehäuse zu erheblichen Änderungen in den Strahlungseigenschaften der Lampe führen können.

Einstellen der Normlampe

(zum Prüfen der Bestrahlungsstärke)

Im Werkprüfschein der Normlampe ist üblicherweise die Strahl- (I_e) bzw. Lichtstärke (I_v) für die Richtung senkrecht zur Glühfadenfläche angegeben. Bei hinreichend großem Abstand des Meßobjekts zum Glühfaden, mindestens dem 10fachen der

maximalen Glühfadenabmessung, gilt für die Bestrahlungsstärke E_e (in mW/cm^2) bzw. für die Beleuchtungsstärke E_v (in Lux):

$E = I/R^2$, woraus sich nach $R = \sqrt{I/E}$ der Abstand für den gewünschten Wert von E errechnen läßt. Bild 32 veranschaulicht diesen Zusammenhang.

Nun wird der Fotostrom des Fotoelements in diesem Abstand von dem Glühfaden der Normlampe gemessen und anschließend der Abstand zur Gebrauchslampe mit dem Fotoelement eingestellt, bei dem der gleiche Fotostrom fließt. Ist ein genügend genaues Luxmeter (z.B. Osram-Centra- V_λ -Si-Fotoelement) bzw. ein Leistungsmesser mit genügender Bandbreite vorhanden, so kann natürlich die Einstellung auch hiermit erfolgen. Bei Meßgeräten für die Bestrahlungsstärke ist zu beachten, daß im allgemeinen nicht der gesamte Bereich der spektralen Energieverteilung des (schwarzen) Strahlers erfaßt wird, z.B. wegen Einbau des Thermoelements hinter einem Quarzfenster. Auf diese Weise ist die gemessene Bestrahlungsstärke E_e gegenüber dem schwarzen Strahler zu gering. Dies führt dazu, daß das Meßobjekt bei Einstellung von E_e mit diesem Gerät bei einer zu hohen Bestrahlungsstärke gemessen wird (verkürzter Abstand zum Strahler), obwohl es selbst für den im Strahlstärkemeßgerät ausgefilterten Spektralbereich unempfindlich ist. Das kann zu Fotostromdifferenzen bis zu 20% führen. Bei der Bestrahlungsstärke muß daher das benutzte Meßgerät genannt werden, um Meßergebnisse vergleichen zu können (spektrale Empfindlichkeitskurve, Fenstermaterial usw.). Außerdem muß für die Farbtemperatur des Strahlers der Korrekturfaktor angegeben werden, der auf den schwarzen Strahler bezogen ist.

Die in diesem Buch angegebenen Bestrahlungsstärken sind mit dem Hewlett-Packard Radiant-Flux-Meter hp 8334 A mit Option 013 gemessen.

Von der PTB bzw. den Lampenherstellern werden Normlampen z.Z. nur auf Farbtemperatur bzw. Verhältnistemperatur im sichtbaren Bereich ausgemessen. Bedingt durch den Aufbau der Normlampen, besonders durch ungleichmäßige Temperaturverteilung über die Glühfadenfläche (Wärmeableitung durch Aufhängung), garantieren diese Ausmessungen, selbst bei Lampen des gleichen Typs, keinen gleichartigen Verlauf der spektralen Energieverteilung im Infraroten, in dem die zu messenden Bauelemente überwiegend ihr Maximum haben. Dies äußert sich in Fotostromunterschieden bei gleichen Meßbedingungen (z.B. $E_v = 100 \text{ lx}$ und $T_F = 2856 \text{ K}$) von einigen % bis über 10%, je nach Lampentyp. Lampen mit Wendel bzw. Doppelwendel zeigen dieses Verhalten besonders stark. Lediglich die neue Ausführung der Wi41G von Osram mit freistehendem Glühfaden bildet hier eine Ausnahme mit Streuungen von Lampe zu Lampe von einigen Promille, wie Messungen an einer größeren Zahl von Lampen gezeigt haben, so daß sie als Normlampe im Zusammenhang mit Halbleiter-Fotobau-elementen empfohlen werden kann.

Fotoempfindlichkeit

Zur Messung der Fotoempfindlichkeit (Fotostrom bzw. Fotospannung) werden die zu messenden Bauteile an die für die jeweilige Bestrahlungsstärke ermittelte Stelle gebracht und dort so gefaßt, daß die bestahlungsempfindliche Fläche des Halbleiter-Chips senkrecht zur Lichtrichtung steht. Zylindrische Bauteile, wie z.B. in TO-18- bzw. TO-5-Gehäusen oder ähnlichen Plastikgehäusen, werden so gehalten, daß die Gehäuseachse mit der Strahlungsrichtung zusammenfällt. Dies ist vor allem bei

Bauteilen mit stark bündelnder Linse wichtig. Eine Halterung gemäß Bild 31 mit beweglich gehaltener (schwimmender) Fassung für die Anschlußdrähte hat sich hierfür bewährt.

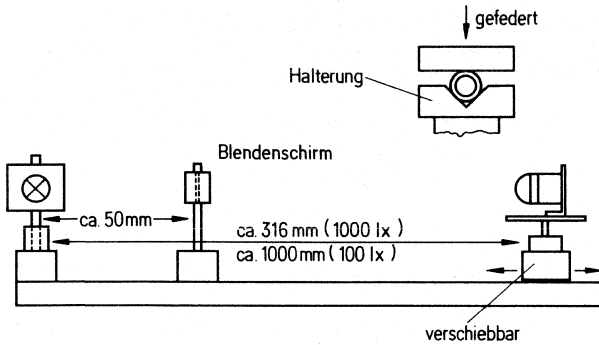


Bild 31
 I_p -Meßplatz für Optobaelemente

Raumwinkel

Der Raumwinkel ist ein Teil des Raumes. Er wird begrenzt von all den Strahlen, die von einem Punkt (Strahlungsquelle) kegelförmig ausgehen und auf einer geschlossenen Kurve im Raum enden. Wenn diese geschlossene Kurve auf der Einheitskugel liegt (Radius $R=1\text{ m}$) und eine Fläche von 1 m^2 umschließt, und wenn alle Strahlen vom Mittelpunkt der Einheitskugel ausgehen, dann hat der Raumwinkel die Einheit 1 Sterad (sr).

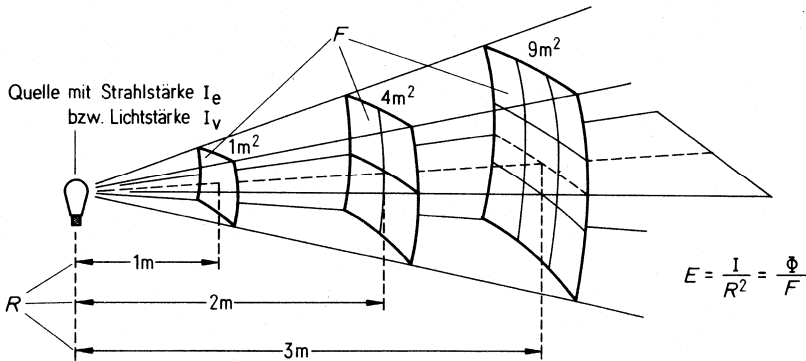


Bild 32
Raumwinkel (1 Sterad)

Kurzschlußstrom

Bei der Messung des Kurzschlußstromes I_K von Fotoelementen ist darauf zu achten, daß der Innenwiderstand des verwendeten Meßgeräts klein gegen den Innenwiderstand des Fotoelements ist, desgleichen bei der Messung der Leerlaufspannung U_L , daß der Innenwiderstand des Meßgeräts groß gegen den Innenwiderstand des Fotoelements ist. Bild 33 zeigt diesen Zusammenhang (z.B. beim Fotoelement BPY 11 für $E_v=100 \text{ lx}$).

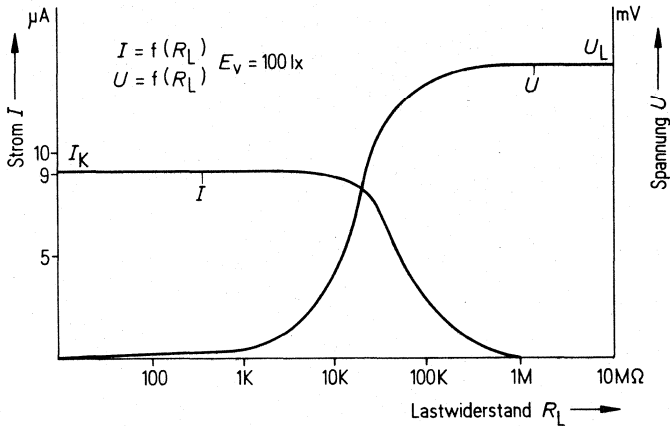


Bild 33
 I bzw. $U = f(R_L)$ für Fotoelement BPY 11

Schaltzeiten

Die Messung der Schaltzeiten geschieht oszillographisch in einem Meßaufbau, entsprechend den in Bild 34 angegebenen Schaltungen, mit Hilfe einer gepulsten

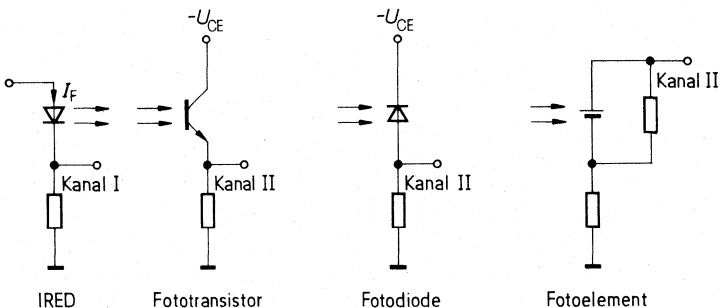
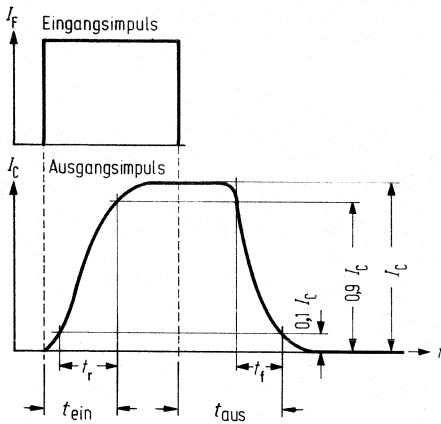


Bild 34
 Messung der Schaltzeiten bei Detektoren

Infrarot emittierenden GaAs-Diode als Meßquelle und eines Zweistrahl-Oszillographen. Die Schaltzeiten der GaAs müssen selbstverständlich klein gegen die Schaltzeiten des zu messenden Bauelementes sein.



Einschaltzeit t_{ein} :
Zeit, in der der Kollektorstrom I_C nach Einschalten des Steuerstroms I_F auf 90% seines Maximalwertes ansteigt.

Anstiegszeit t_r :
Zeit, in der der Kollektorstrom I_C von 10% auf 90% seines Endwertes ansteigt.

Ausschaltzeit t_{aus} :
Zeit, in der nach Abschalten des Steuerstroms I_F der Kollektorstrom I_C auf 10% seines Maximalwertes absinkt.

Abfallzeit t_f :
Zeit, in der der Kollektorstrom I_C von 90% auf 10% seines Maximalwertes absinkt.

Bild 35
Schaltzeitendefinitionen

1.6.2. Sender (Strahlung aussendende Bauelemente)

Strahlung im sichtbaren Bereich (LED)

Hier erfolgt die Messung der Lichtstärke in Richtung der Gehäuseachsen mit einem Empfänger mit V_λ -Charakteristik und Kalibrierung in Candela (footlambert). Es ist aber darauf zu achten, daß der Angleich an die V_λ -Kurve (Bild 36) auch im Wellenlängenbereich der LED genügend genau ist, denn die meisten Meßgeräte dieser

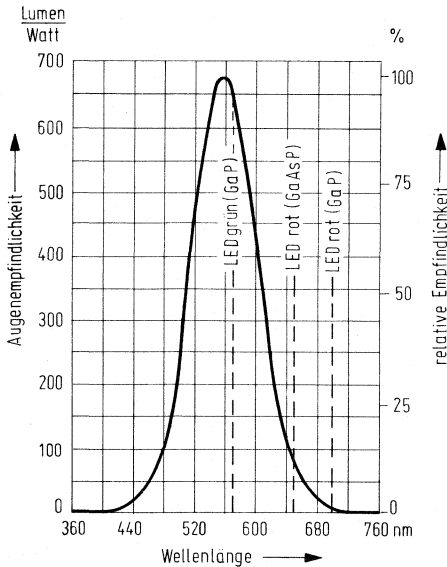
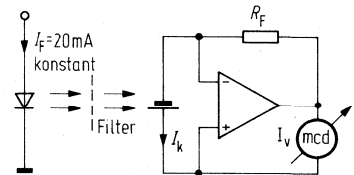


Bild 36
Empfindlichkeitskurve des menschlichen Auges (V_λ)



Art haben zwar eine integrale Übereinstimmung mit V_λ auf wenige Prozent, weichen aber an den Flanken speziell um 700 nm stark vom V_λ -Verlauf ab.

Strahlung im infraroten Bereich (IRED)

Die Messung der Strahlstärke I_e in Richtung der Gehäuseachse sollte mit einem wellenlängenunabhängigen Empfänger (Thermoelement) erfolgen, doch bereiten geringe Empfindlichkeit, Trägheit und Temperaturempfindlichkeit hier Schwierigkeiten. Aus diesem Grund erfolgt die Messung im allgemeinen mit Hilfe eines entsprechend kalibrierten Fotoelements. Hierbei ist jedoch die spektrale Empfindlichkeitskurve des Fotoelements zu berücksichtigen und für Abweichungen in der abgestrahlten Wellenlänge des zu messenden Strahlers eine Korrektur am Meßergebnis vorzunehmen (z.B. IRED mit unterschiedlicher Herstellungstechnologie). Für die Messung der Gesamtstrahlung des Bauelements muß die IRED so in einen parabolähnlichen Reflektor eingebaut werden, daß sämtliche vom Bauelement ausgehende Strahlung das den Abschluß des Parabols bildende Fotoelement erreicht. Eine Skizze eines solchen Meßparabols zeigt Bild 37. Im übrigen gelten die gleichen Forderungen

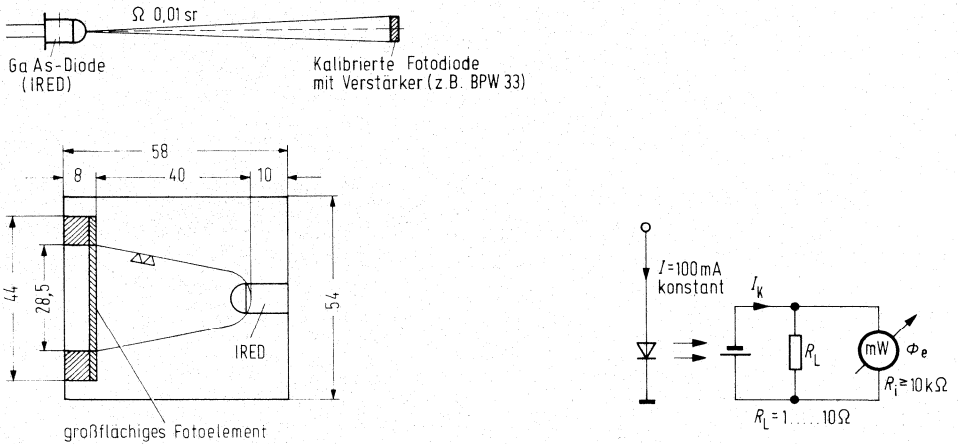


Bild 17

Kalibrierte Fotodiode mit Verstärker (z.B. BPW 33), Meßparabol und Meßschaltung

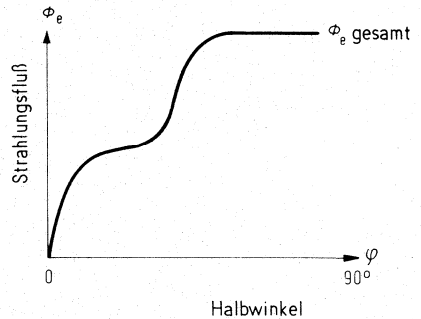
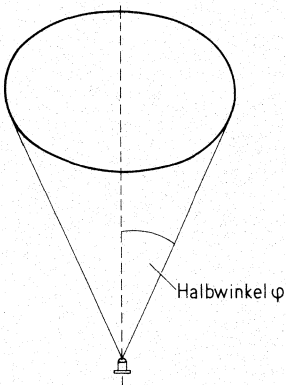


Bild 38

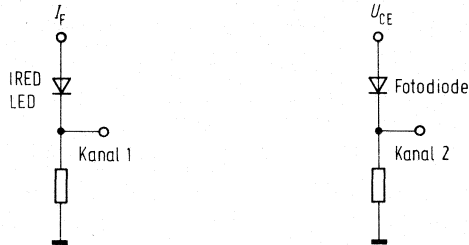
Abstrahlungskegel und Strahlungsfluß ϕ_e in Abhängigkeit vom Halbwinkel φ

wie bei der Messung der Strahlstärke. Für exakte Messungen empfiehlt sich die Verwendung einer Ulbricht-Kugel.

Wenn Infrarot emittierende Dioden in Verbindung mit Spiegeln oder Linsen verwendet werden (z.B. in Lichtschranken), kann es sinnvoll sein, den in einen definierten Kegel mit dem Halbwinkel φ abgestrahlten Strahlungsfluß (Strahlungsleistung) Φ_e bzw. die Kurve $\Phi_e = f(\varphi)$ anzugeben (Bild 38).

Schaltzeiten

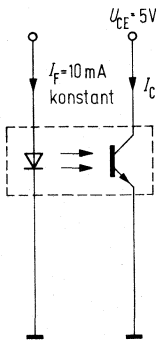
Für die Messung der Schaltzeiten gilt das bei bestrahlungsempfindlichen Bauelementen Gesagte, nur daß jetzt eine Fotodiode als Meßempfänger dient, deren Schaltzeiten klein gegen die der zu messenden IRED oder LED sein müssen.



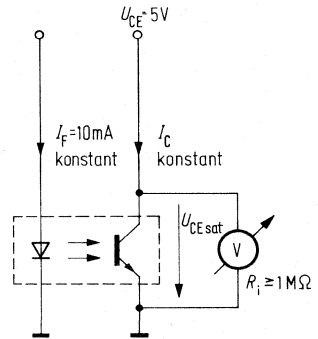
1.6.3 Optokoppler

Neben der Hochspannungsfestigkeit ist der Koppelfaktor (CTR = Current Transfer Ratio) wesentliches Merkmal bei Optokopplern. Der Koppelfaktor entspricht dem B eines einfachen Transistors und kann auf ähnliche Weise (z.B. Kennlinienschreiber) gemessen werden, wobei jedoch nicht die Basis, sondern die Anode der Sendediode beschaltet wird.

Die Angabe des Koppelfaktors erfolgt in % ($I_C/I_F=100\%$). Optokoppler werden nach dem Koppelfaktor gruppiert (\cong B-Gruppierung bei Transistoren) und erfolgt üblicherweise bei $I_F=10\text{ mA}$ und $U_{CE}=5\text{ V}$. Der Koppelfaktor ist abhängig von der Strahlungsleistung der Lumineszenzdiode, der Güte der Lichtübertragung sowie der Fotoempfindlichkeit und der Verstärkung des Transistors.



Koppelfaktormessung



$U_{CE(sat)}$ -Messung

Linearität

Die Strahlungsleistung der Lumineszenzdiode nimmt mit steigendem Strom überproportional zu. Zusätzlich ist ein (verhältnismäßig geringer) Anstieg der Verstärkung des Fototransistors mit steigendem I_C vorhanden. Daraus resultiert ein überproportionaler Anstieg des Koppelfaktors mit steigendem Diodenstrom. Typischerweise kann man davon ausgehen, daß bei einer Erhöhung des Diodenstromes von 1 mA auf 10 mA der Koppelfaktor auf das 2...3fache steigt.

Temperaturverlauf

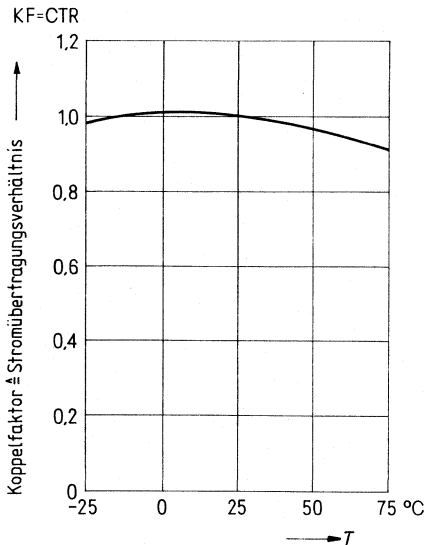
Das Temperaturverhalten wird durch die unterschiedlichen Temperatureigenschaften der Lumineszenzdiode und des Fototransistors bestimmt. Während die Strahlungsleistung der Diode mit steigender Temperatur abnimmt, erhöht sich dabei der Fotostrom einer Fotodiode bzw. der Kollektorstrom eines Fototransistors.

Durch die Kombination einer IR-Sendediode und eines Fototransistors in einem Gehäuse ergibt sich durch die Kompensation der Temperatureigenschaften beider Einzelbauelemente ein weitgehend temperaturstabiles Bauteil.

Der Koppelfaktor hat zwischen 0 °C und 50 °C ein flaches Maximum ($I_F=10$ mA, $U_{CE}=5$ V); er fällt bei höheren Temperaturen ab und bleibt bei tieferen Temperaturen weitgehend gleich. Bei niedrigeren Strömen ($I_F=1$ mA, $U_{CE}=5$ V) überwiegt der negative Temperaturkoeffizient der Diode, so daß sich das Maximum des Koppelfaktors zu niedrigeren Temperaturen verschiebt.

Temperaturverhalten eines Optokopplers

$$I_C/I_F \cong \text{CTR} = f(T)$$



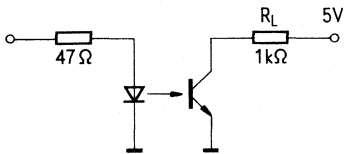
Alterung (Degradation)

Wird eine Lumineszenzdiode über einen langen Zeitraum betrieben, so macht sich eine alterungsbedingte Abnahme ihrer Strahlungsleistung bemerkbar. Dies führt bei Optokopplern zu einer Verringerung des Koppelfaktors. Hohe Ströme und/oder hohe Umgebungstemperaturen beschleunigen die Degradation. Siemens-Optokoppler weisen durch ihren Aufbau eine besonders geringe Alterung auf. Trotzdem sollte man beim Einsatz in Schaltungen eine gewisse Alterung einplanen und das Bauteil möglichst kleinen Strömen und niedrigen Umgebungstemperaturen aussetzen.

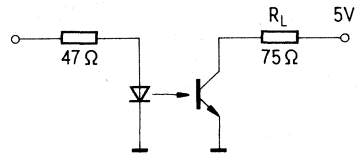
Schaltzeiten

Bei Optokopplern mit einem Fototransistor als Empfänger ergeben sich Schaltzeiten von ca. $3 \mu\text{s}$ ($t_{\text{ein}}/t_{\text{aus}}$) im Linearbetrieb ($R_L = 75 \Omega$).

Bei Sättigung des Transistors durch Übersteuerung ergibt sich durch starkes Ansteigen der Speicherzeit und der Abfallzeit eine wesentlich längere Ausschaltzeit ($U_{\text{CEsat}} \leq 0,4 \text{ V}$).



Sättigungsbetrieb ($U_{\text{CE}} \leq 0,4 \text{ V}$)



Linearbetrieb ($U_{\text{CE}} \geq 1 \text{ V}$)

Die Schaltzeiten werden überwiegend durch die Millerkapazität C_{CB} des Fototransistors und durch R_L bestimmt. Erst bei kleinem R_L machen sich auch die Schaltzeiten der Lumineszenzdiode bemerkbar.

1.7 Planaver (GaAl) As-Oxidstreifenlaser für die optische Nachrichtentechnik

Laserdioden sind Halbleiterlichtquellen, die kohärente Strahlung im Spektralbereich zwischen sichtbarem Rot und nahem Infrarot ausstrahlen. Gegenüber konventionellen Gas- und Festkörperlasern besitzen sie Vorteile, z. B. kleine Abmessungen, hohen Wirkungsgrad für die Lichterzeugung, direkte Modulierbarkeit bis zu hohen Frequenzen (> 1 GHz) und niedrige Leistungsaufnahme.

Wegen ihrer spezifischen Eigenschaften kommen Halbleiterlaser für eine Reihe von Anwendungsgebieten in Betracht. Sie lassen sich vor allem in der optischen Nachrichtentechnik, aber auch zur Abtastung von Bildplatten, Tonplatten und anderen strukturierten Objekten, beim Speichern und Schreiben von Daten, in optischen Sprachübertragungssystemen sowie zur Entfernungsmessung, Thyristorzündung und Strömungsmessung verwenden. Diese verschiedenen Anwendungen erfordern Laser mit unterschiedlichen, teilweise sogar miteinander unverträglichen Eigenschaften, die sich nicht alle gleichzeitig in einem einzigen Lasertyp vereinigen lassen. Wie z. B. Transistoren oder andere Halbleiterbauelemente müssen auch Laserdioden in ihrer Struktur jeweils für bestimmte Anwendungsbereiche ausgelegt und optimiert werden. Wegen der Neuheit des Halbleiterlasers ist die Dimensionierung von Laserstrukturen zum Teil noch Aufgabe von Forschungs- und Entwicklungsprojekten.

Im Folgenden wird vorwiegend der Typ des planaren diffundierten Oxidstreifenlasers behandelt, wie er in den Siemens-Forschungslaboratorien für die Anwendung in der optischen Nachrichtentechnik entwickelt wurde und nun serienmäßig im Unternehmensbereich Bauelemente (UBB) gefertigt wird. Nach einem kurzen Einblick in die Wirkungsweise und den Aufbau von Doppelhetero-Laserdioden folgen vor allem eine Beschreibung der Eigenschaften, typische Daten sowie Hinweise zum Betrieb der Laser, wie sie als Informationsquelle für Anwender der Oxidstreifenlaser benötigt werden.

1.7.1 Aufbau und Wirkungsweise von Laserdioden

Bild 1 zeigt eine Streifenlaserdiode in schematischer Darstellung. Der Laserresonator ist in einem quaderförmigen, typisch etwa $400\ \mu\text{m}$ langen, $500\ \mu\text{m}$ breiten und $70\ \mu\text{m}$ hohen Halbleiterkristall enthalten. Zwei gegenüberliegende, planparallele Endflächen des Quaders (110-Kristallebenen) gewährleisten die für den Lasereffekt erforderliche optische Rückkopplung und dienen gleichzeitig als Auskoppelspiegel für die Laserstrahlung.

Gepumpt wird die Laserdiode durch Injektion von elektrischen Ladungsträgern über einen in Flußrichtung gepolten pn-Übergang am Resonator.

Für die meisten Anwendungen, insbesondere auch für die optische Nachrichtenübertragung, müssen Halbleiterlaser bei Raumtemperatur (und darüber) kontinuierlich betrieben werden können. Eine wichtige Voraussetzung dazu ist ein genügend niedriger Schwellenstrom; dieser wird durch Begrenzung des aktiven Volumens in den beiden Richtungen senkrecht zur Resonatorachse auf einen dünnen und schmalen, also streifenförmigen Bereich erzielt. Diese Begrenzung legt gleichzeitig auch die Wellenführungseigenschaften des damit erzeugten optischen Resonators fest.

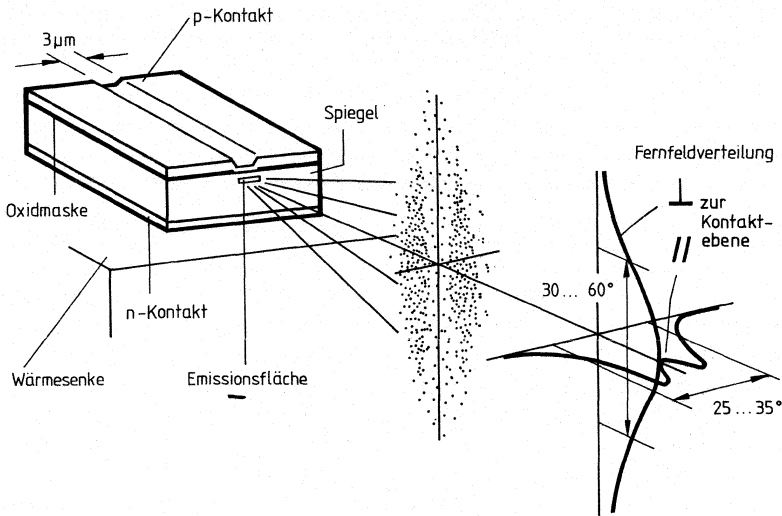


Bild 1: (GaAl)As/GaAs-Oxidstreifenlaser mit Strahlcharakteristik

Ein großes Problem in der Anfangszeit der Laserentwicklung bildete das Erreichen und die Aufrechterhaltung des Dauerbetriebs. Ein wesentlicher Fortschritt war die Einführung des sogenannten DH-Lasers mit Doppelhetero-Schichtfolge aus (GaAl)As-Mischkristallen zur transversalen Begrenzung des Resonators (senkrecht zum pn-Übergang, Bild 2). Dabei wird die aktive, typisch $0,1 \dots 0,2 \mu\text{m}$ dicke $\text{Ga}_{1-y}\text{Al}_y\text{As}$ -Schicht ($y \geq 0$) durch Heterobarrieren zu zwei benachbarten $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ -Mantelschichten ($x > y + 0,3$) begrenzt; so entsteht gleichzeitig eine Potentialmulde für die injizierten Ladungsträger und ein dielektrischer Wellenleiter zur Führung der Lichtwelle. Bandabstand E_g und Laseremissionswellenlänge $\lambda = hc/E_g$ lassen sich über den Al-Gehalt y der aktiven Zone variieren; für (GaAl)As-Laserdioden, die bezüglich Zuverlässigkeit bestimmte Mindestanforderungen erfüllen, zwischen etwa 780 nm und 880 nm ($h = \text{Plancksche Konstante}$, $c = \text{Lichtgeschwindigkeit}$).

Auf Grund verschiedener Realisierungsmöglichkeiten bei der lateralen Begrenzung des aktiven Bereichs (parallel zum pn-Übergang) ist eine Vielfalt von Laserstrukturen mit unterschiedlichen Eigenschaften entstanden. Deren Unterschiede werden in Abschnitt 1.7.2 näher behandelt. Gemeinsame Ziele der lateralen Strukturierung sind sowohl die Strombegrenzung als auch eine stabile laterale Wellenführung. Die Resonatortbreiten liegen bei allen neueren Strukturen mit stabiler Wellenführung unter etwa $10 \mu\text{m}$, in einigen Fällen sogar nur zwischen 1 und $3 \mu\text{m}$.

Da die Abmessungen für die Verteilung der optischen Strahlung (Nahfeld) in der Spiegelebene mit der Größe der Lichtwellenlänge vergleichbar sind, ergeben sich Beugungseffekte für das abgestrahlte Licht. Der Halbleiterlaser hat daher eine

wesentlich größere Strahldivergenz (breitere Fernfeldverteilung) als konventionelle Gas- und Festkörperlaser. Daneben besitzen Laserdioden mit unterschiedlicher Längs- und Querabmessung des Nahfelds (typische Emissionsfläche z. B. beim Oxidstreifenlaser $1 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$) ein bezüglich der beiden Richtungen senkrecht zur Resonatorachse asymmetrisches Fernfeld (Bild 1). Außerdem sind beim Oxidstreifenlaser die Wellenfronten für die Lichtausbreitung parallel zur pn-Ebene gekrümmt; deshalb tritt bei Nahfeldabbildung Astigmatismus auf, dessen Korrektur spezielle Optiken (Zylinderlinsen) erfordert.

Trotz der breiten Fernfeldverteilung lassen sich bei Einkopplung von Laserdiodenstrahlung in Fasern kleiner numerischer Apertur hohe Koppelwirkungsgrade erreichen ($> 50\%$). Das gilt besonders im Vergleich zu Dioden (LED oder IRED), die inkohärente Strahlung mit einer breiten, bei ebener Austrittsfläche nahezu Lambertschen Strahlcharakteristik, emittieren. Diese Unterschiede im Fernfeld ergeben sich aus der bei Laserdiode und IRED unterschiedlichen Strahlungsausbreitung im Diodenkristall, die bei IRED isotrop in den gesamten Raumwinkel, beim Laser dagegen gerichtet erfolgt.

Eine weitere Besonderheit bei der Laserdiode ist die Belastung des Laserkristalls durch gleichzeitig große Stromdichten (am Streifenkontakt bis ca. 10 kA/cm^2) und optische Flußdichten (bis ca. 1 MW/cm^2 am Spiegel). Zur Vermeidung von Spiegelschäden infolge hoher Strahldichten werden die Laser üblicherweise mit Spiegelschutzschichten versehen (siehe auch Abschnitt 1.7.2 „Eigenschaften und Kenngrößen“). Die Belastung des Lasers durch hohe Gleichstromdichten erfordert die wirksame Abfuhr der Verlustwärme aus dem aktiven Volumen, damit dort die Eigenerwärmung $\Delta T = T_a - T_{\text{case}}$ möglichst klein bleibt (T_a = Temperatur des aktiven Bereichs, T_{case} = Gehäusetemperatur). Durch die Temperaturzunahme steigt nämlich der Schwellenstrom I_s gegenüber dem ohne Eigenerwärmung gemessenen Impulsschwellenstrom $I_{s,p}$ an, entsprechend der Beziehung

$$I_s = I_{s,p} \exp(\Delta T/T_0) \quad (1)$$

(T_0 = charakteristische Temperatur, beim hier beschriebenen (GaAl)As-Oxidstreifenlaser $200 \dots 240 \text{ K}$),

wobei $I_{s,p}$ entsprechend

$$I_{s,p} = I_{s,p0} \exp(T_a/T_0) \quad (2)$$

selbst von T_a abhängt. Andererseits erzeugt der zum Erreichen einer vorgegebenen optischen Leistung P erforderliche Gleichstrom

$$I = I_s + (P/\eta) \quad (3)$$

eine Eigenerwärmung

$$\Delta T = (U \cdot I + R_s I^2) R_T \quad (4)$$

(R_T = Wärmewiderstand zwischen pn-Übergang und Wärmesenke,

R_s = elektrischer Serienwiderstand,

U = Spannung am pn-Übergang,

η = differentieller Wirkungsgrad).

Bei ungünstigen Wertekombinationen für I_s , R_T , R_s und T_0 wird der Dauerbetrieb also gar nicht erreicht. Da die Möglichkeiten zur Senkung des Schwellenstroms bei gewinngeführten Lasern (siehe Tabelle 1) begrenzt sind und R_s nur einen geringen Einfluß auf ΔT hat, muß R_T durch geeignetes Design der Laserstruktur und der Wärmesenke möglichst klein gehalten werden.

1.7.2 Oxidstreifenlaser

Laterale Wellenführung

Die heutigen DH-Laserdiodenstrukturen lassen sich je nach ihrer lateralen Wellenführung prinzipiell zwei Klassen zuordnen. Eine Klasse bilden dabei die sogenannten **gewinngeführten** Laserdioden (GGL); bei ihnen beruht die Wellenführung auf dem durch die Ladungsträger erzeugten optischen Gewinn (aktive Wellenführung). Solche GGL waren seit Einführung von DH-Lasern lange Zeit technisch am weitesten entwickelt und als erste kommerziell erhältlich. Zur zweiten Klasse gehören die sogenannten **indexgeführten** Laserdioden (IGL) mit einem durch eingebautes laterales Brechungsindexprofil erzeugten passiven Wellenleiter. Die Laserstrukturen jeder Klasse besitzen infolge ihres Wellenleitungsmechanismus gemeinsame klassenspezifische Eigenschaften; diese sind in vereinfachter Form in Tabelle 1 einander gegenübergestellt. Der Oxidstreifenlaser gehört, wie auch andere, schmale gewinngeführte Streifenlaser, zur Klasse der GGL und zeigt ähnliche Grundeigenschaften wie diese. Typische Strukturen der zweiten Klasse sind die „buried hetero structure“ (BH), die „channeled substrate planar-structure“ (CSP), die „transverse junction stripe-structure“ (TJS) und „CSP-ähnliche“ Strukturen. Auf Laserstrukturen mit Indexführung wird hier nicht weiter eingegangen. Einzelheiten über Wirkungsweise und physikalische Mechanismen solcher Laser finden sich aber in der angegebenen Literatur. Hier soll in analoger Weise der bei Siemens für die optische Nachrichtentechnik favorisierte Oxidstreifenlaser, unter Berücksichtigung von Anwendungsgesichtspunkten, beschrieben werden.

Der Oxidstreifenlaser ist eine Antwort auf das bis vor etwa drei Jahren existierende Problem der lateralen Modeninstabilität bei GGL. Die laterale Stabilität wird im wesentlichen durch die Streifenbreite des Lasers bestimmt. Laserdioden früherer

Tabelle 1

Charakteristische Merkmale bei Halbleiterlasern mit Indexführung IGL (Typ A) und Gewinnführung GGL (Typ B)

| Merkmal | Strukturtyp | |
|--|------------------------|----------------|
| | IGL (Typ A) | GGL (Typ B) |
| Schwellenstrom (400 μm Resonatorlänge) | 10 ... 80 mA | 80 ... 120 mA |
| Zahl der Longitudinalmoden | einer | mehrere |
| Relaxationsschwingungen | deutlich ausgeprägt | gering |
| Empfindlichkeit gegen rückgekoppeltes Licht | stark | gering |
| Modenrauschen (Multimodefaser) | stark | gering |
| Optische Ausgangsleistung | vergleichbar | |

Bauart mit Streifenbreiten $> 8 \mu\text{m}$ zeigten erhebliche Instabilitätseffekte, wie Knicke in der Licht-Strom-Kennlinie (z.T. bereits bei wenigen mW optischer Leistung), sprunghafte Änderungen der Abstrahlcharakteristiken (Beeinträchtigung der Einkopplung von Laserstrahlung in die Faser), Fluktuationen in den spektralen und dynamischen Eigenschaften (Quelle für Zusatzrauschen) und das Fehlen einer festen Korrelation für die Strahlung aus dem vorderen und hinteren Laserspiegel (keine Regelung über hinteren Ausgang möglich). Der praktische Einsatz gewinngeführter Laser in Lichtwellenleitersystemen, insbesondere bei hohen Übertragungsbandbreiten schien damit zunächst in Frage gestellt. Beim vorliegenden Oxidstreifenlaser mit schmalen Streifen (typische Breite $2 \dots 4 \mu\text{m}$) sind diese Unvollkommenheiten beseitigt. Die Laser haben insbesondere **lineare** Kennlinien und eine **stabile** Abstrahlcharakteristik bis weit über 10 mW (in besonderen Fällen $> 200 \text{ mW}$) optischer Leistung und zeigen gute Modulationseigenschaften bis zu hohen Bandbreiten. Solche Dioden befinden sich u.a. in einem PCM-Versuchssystem für 560 Mbit/s im Einsatz. Laser aus der jetzt angelaufenen Serienfertigung sind als Sender für postalische Systeme vorgesehen. Die günstigen Eigenschaften dieser Laser werden durch die starke Einengung der Trägerinjektion in der aktiven Schicht und die Festlegung des Trägerprofils durch den schmalen Kontaktstreifen erreicht. Das dadurch erzwungene schmale laterale Verstärkungsprofil und die durch die Ladungsträger induzierte Änderung im Brechungsindex ergeben eine stabile laterale Wellenführung. Alle wesentlichen Eigenschaften des Lasers mit schmalen Streifen und Gewinnführung lassen sich trotz seines komplizierten Mechanismus heute quantitativ im Rahmen eines mathematischen Modells vorausberechnen. Für den Laserdiodenentwickler existiert damit eine Grundlage für die Einstellung und Optimierung von Strukturparametern („device modeling“).

Aufbau

Seinen Namen erhält der Oxidstreifenlaser aus der Technik, mit der die Kontaktstreifenbreite festgelegt und der Strompfad lateral begrenzt wird: Auf der p-Seite der planaren Struktur (Bild 2) wird mit Hilfe einer Oxidmaskierung ein schmaler oxidfreier Fensterbereich erzeugt und mit einer Metallisierung versehen.

Zur Abfuhr von Verlustwärme bei Dauerbetrieb und für den Einsatz in praktischen Systemen befinden sich die Laserdioden, wie z. B. in Bild 3, auf einer Wärmesenke.

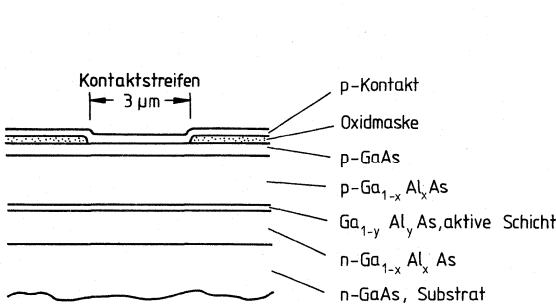


Bild 2
(GaAl)As/GaAs-Oxidstreifenlaser
im Querschnitt

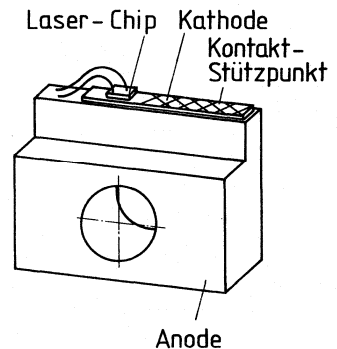


Bild 3
(GaAl)As/GaAs-Oxidstreifenlaser
mit Wärmesenke

Eigenschaften und Kenngrößen

Optische Kennlinie

Bild 4 zeigt typische Strahlungs-Strom-Kennlinien eines Oxidstreifenlasers bei Dauerbetrieb (CW-Betrieb). Die Temperaturabhängigkeit des Schwellenstroms I_s wird durch Gleichungen (1) ... (4) beschrieben.

Da die Laserdioden im Impulsbetrieb hohe T_o -Werte (200 ... 240 K) haben, ist die Schwellenstromerhöhung bei Dauerbetrieb so gering, daß Betriebstemperaturen bis 100 °C möglich sind.

Die CW-Kennlinien sind bis zu optischen Leistungen von über 10 mW je Spiegel knickfrei.

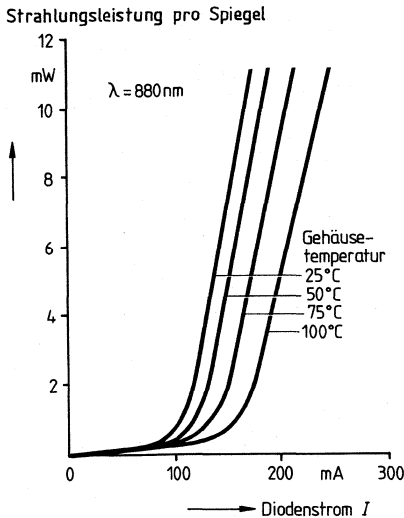
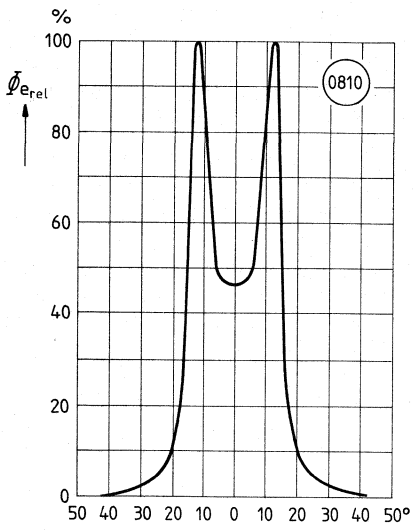


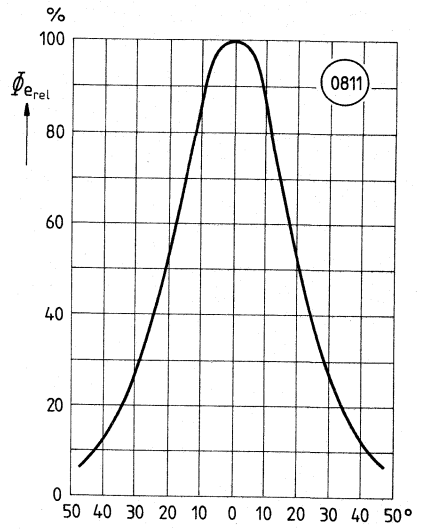
Bild 4:
Optische Kennlinien eines (GaAl)As/
GaAs-Oxidstreifenlasers im Dauerbetrieb

Fernfeld

Das Fernfeld ist die räumliche Verteilung der Strahlungsintensität, die in einem großen Abstand vom Laserspiegel gemessen wird. Die Fernfeldcharakteristik veranschaulicht schematisch Bild 1. Gemessene Intensitätsverteilungen für das Fernfeld parallel (lateral) und senkrecht (transversal) zur Kontaktebene sind in Bild 5 dargestellt. Das Auftreten von Intensitätsmaxima an den Seiten des lateralen Fernfeldes ist für schmale Oxidstreifenlaser charakteristisch; der Effekt resultiert aus Besonderheiten in der Wellenführung bei schmalen gewinngeführten Lasern.



(a)



(b)

Bild 5

Fernfeld eines (GaAl)As/GaAs-Oxidstreifenlasers parallel (a) und senkrecht (b) zur Kontaktebene

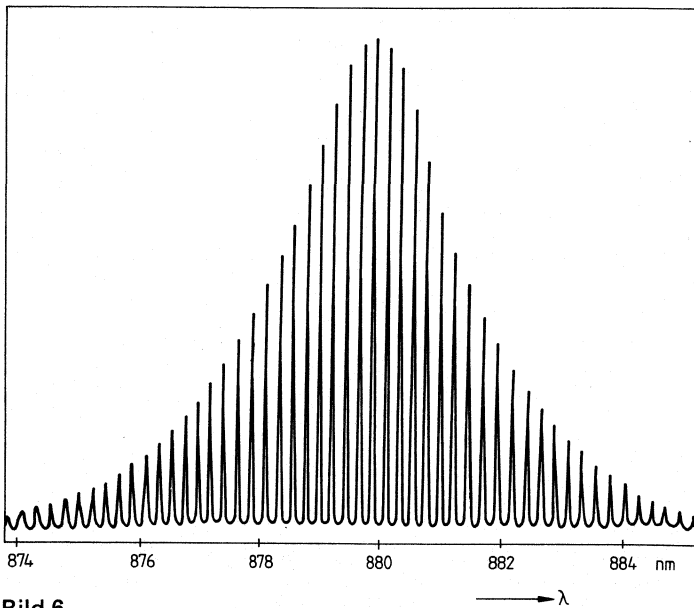


Bild 6

Emissionsspektrum eines (GaAl)As/GaAs-Oxidstreifenlasers

Emissionsspektrum

Das Emissionsspektrum eines Oxidstreifenlasers zeigt Bild 6.

Die einzelnen Emissionslinien entsprechen Longitudinalmoden des Laserresonators; der Abstand $\Delta\lambda$ zwischen zwei Moden ist gegeben durch

$$\Delta\lambda = \left[\lambda^2 / \left(n - \frac{dn}{d\lambda} \right) 2L \right]$$

und beträgt bei den hier beschriebenen Lasern 0,2 nm ($L = 400 \mu\text{m}$). ($L =$ Resonatorlänge, $n =$ Brechungsindex). Die Halbwertsbreite eines einzelnen Moduls liegt bei 0,01 nm. Beim Oxidstreifenlaser besteht das statische wie das dynamische Spektrum aus mehreren Longitudinalmoden; typische Halbwertsbreiten der Hüllkurve liegen zwischen einem und mehreren nm, wobei dieser Wert mit den Betriebsbedingungen variieren kann. Bei Temperaturänderung verschiebt sich das Spektrum entsprechend einem Temperaturgang von ca. 0,3 nm/K zu längeren Wellen. Bei Betrieb des Lasers mit sehr kurzen Pulsen zeigt das Spektrum eine unbedeutende dynamische Verschiebung.

Standardkenngrößen

In Tabelle 2 sind Angaben über Wertebereiche für die am meisten interessierenden optischen und elektrischen Standardgrößen zusammengefaßt.

Tabelle 2

Standardkenngrößen für den planaren (GaAl)As/GaAs-Oxidstreifenlaser (bei Raumtemperatur)

| | | |
|--|-------------------|-------------------|
| Schwellenstrom | I_s | 80 ... 120 mA |
| Differentieller Wirkungsgrad | η | 0,15 ... 0,25 W/A |
| Emissionswellenlänge | λ | 780 ... 880 nm |
| Strahldivergenz des lateralen Fernfeldes (50% von I_{max}) | α | 25 ... 35° |
| des transversalen Fernfeldes (50% von I_{max}) | α | 30 ... 60° |
| Elektrischer Serienwiderstand | R_s | 1 ... 5 Ohm |
| Einsatzspannung der Flußkennlinie | U | ca. 1,5 V |
| Maximal zulässige W-Lichtleistung | P_{max} | 10 mW |
| Maximal zulässige Gehäusetemperatur bei CW-Betrieb (siehe dazu Angaben zur Alterung) | T_{case} | 100 °C |

Impulseigenschaften

Bei Oxidstreifenlasern mit schmalen Streifen werden die bei Impulsansteuerung der Laser auftretenden Relaxationsschwingungen infolge lateraler Trägerdiffusion stark reduziert.

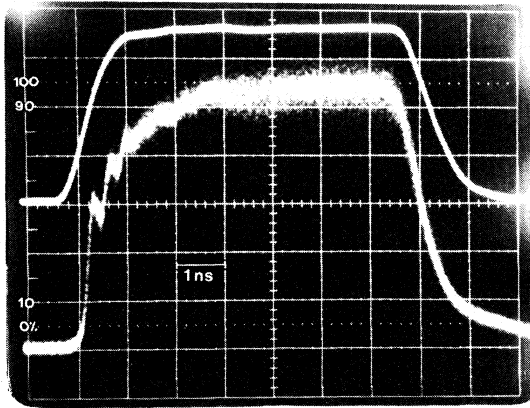


Bild 7
Strahlungsimpuls eines (GaAl)As-Oxidstreifenlasers bei Ansteuerung mit einem Rechteckstromimpuls

Bild 7 zeigt ein Beispiel eines Lichtimpulses, bei dem praktisch keine Relaxationsschwingungen mehr zu erkennen sind. Dieser Effekt führt zu günstigen Modulationseigenschaften, insbesondere bei der PCM-Übertragung bei hohen Bitraten.

Bemerkenswert bei den vorliegenden Lasern ist das völlige Fehlen von sogenannten Selbstpulsationen im Frequenzbereich bis hinauf zu 5 GHz (Meßgrenze des verwendeten Meßaufbaus).

Alterung

Die Alterung galt lange Zeit als kritischstes Problem des Halbleiterlasers. Sie äußert sich in erster Linie in einem irreversiblen Ansteigen des Laserschwellenstroms mit der Betriebsdauer und bewirkt langfristig eine Überlastung des Lasers, weil zur Aufrechterhaltung einer konstanten optischen Ausgangsleistung der Betriebsstrom fortwährend nachgeregelt werden muß. Die Ursachen für die Alterung sind komplex; prinzipiell können verschiedene Alterungsprozesse gleichzeitig auftreten. Die wichtigsten von ihnen sind die Alterung durch Kristalldefekte im Resonatorvolumen, die Spiegelalterung infolge einer fotochemisch induzierten Erosion der Auskoppelspiegel sowie die häufig von einer Wärmewiderstandsänderung begleitete Alterung des der Wärmesenke zugekehrten elektrischen Kontakts. Zahl und Einfluß dieser Prozesse können bei den Lasern verschiedener Hersteller je nach dem erreichten Entwicklungsstand sehr unterschiedlich sein.

Der hier beschriebene (GaAl)As-Oxidstreifenlaser zeichnet sich selbst bei hohen Betriebstemperaturen durch extrem niedrige Alterungsraten (relative Änderungen von Betriebsparametern) aus. Das Diagramm in Bild 8 zeigt als Beispiel den Verlauf verschiedener Parameter über nahezu 3000 Stunden für 100 °C Gehäusetemperatur und 5 mW optischer Leistung je Spiegel. Bei höheren Temperaturen gewonnene Alterungsdaten können auf Raumtemperatur umgerechnet werden, wobei für das Verhältnis der Alterungsraten, z.B. zwischen 100 °C und 25 °C, ein Beschleunigungsfaktor von ca. 80 gilt. Für das Laserdiodenexemplar der Abb. 7 ergibt die Extrapolation der Kurven extrem kleine Alterungsraten von $10^{-5}\%$ pro Stunde bei 25 °C.

Derart niedrige Werte durfte man bisher nur für IRED erwarten. Die bisher gemessenen realen maximalen Betriebszeiten von Laserdioden – über 40000 Stunden (ca. 5 Jahre) bei 25 °C – lassen darauf schließen, daß athermische Prozesse für das Langzeitverhalten keine bestimmende Rolle spielen. Damit und auf Grund der genannten Alterungsraten sind selbst bei zurückhaltender Definition der maximalen Betriebsdauer Werte wie bei IRED, also über 100000 bis 1 Million Stunden bei 25 °C, erreichbar. Die Alterung ist daher kein spezifisches Problem der Laserdioden mehr.

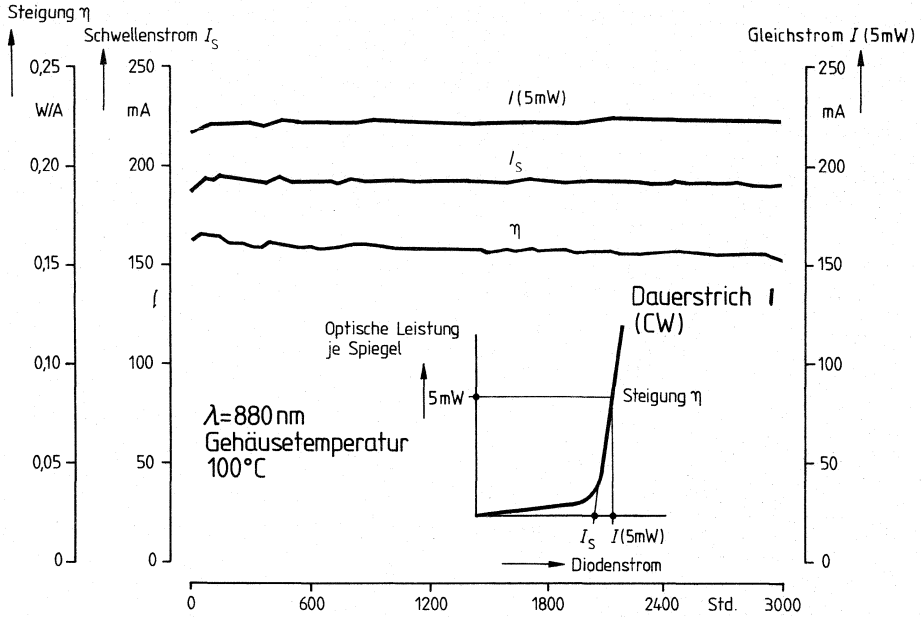


Bild 8
 (GaAl)As/GaAs-Oxidstreifenlaserdiode. Verlauf von Laserparametern im Dauerbetriebstest bei 100 °C

Betriebshinweise

Schutz gegen Überlastung

Die angegebenen Daten bleiben nur gültig, wenn die Dioden nicht überlastet werden. Zum Beispiel können Impulsspitzen aus der Stromversorgungseinheit – auch wenn sie nur wenige Nanosekunden lang sind – zu irreversiblen Schäden an der Laserdiode führen. Solche Impulsspitzen können beim Ein- und Ausschalten der Stromversorgung entstehen oder über die Koppelkapazität elektronisch geregelter Geräte aus dem Netz an die Laserdiode gelangen.

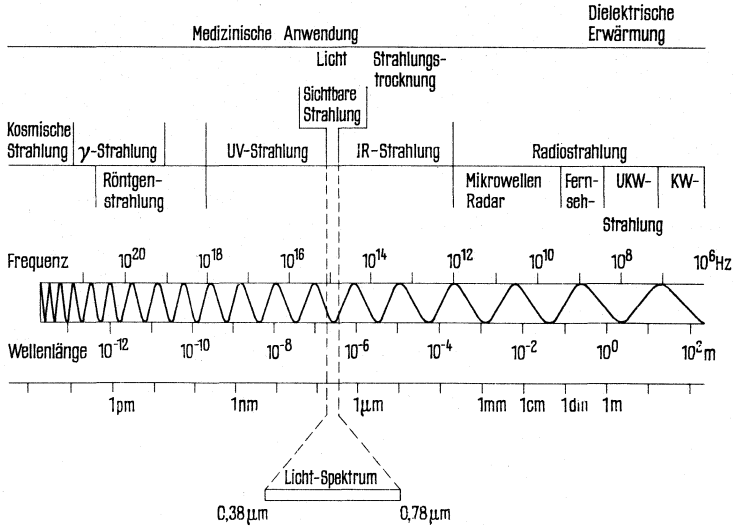
Die Versorgungseinheit sollte daher entsprechend (z. B. mit geeigneten Schutzschaltungen) ausgelegt sein.

Augenschutz

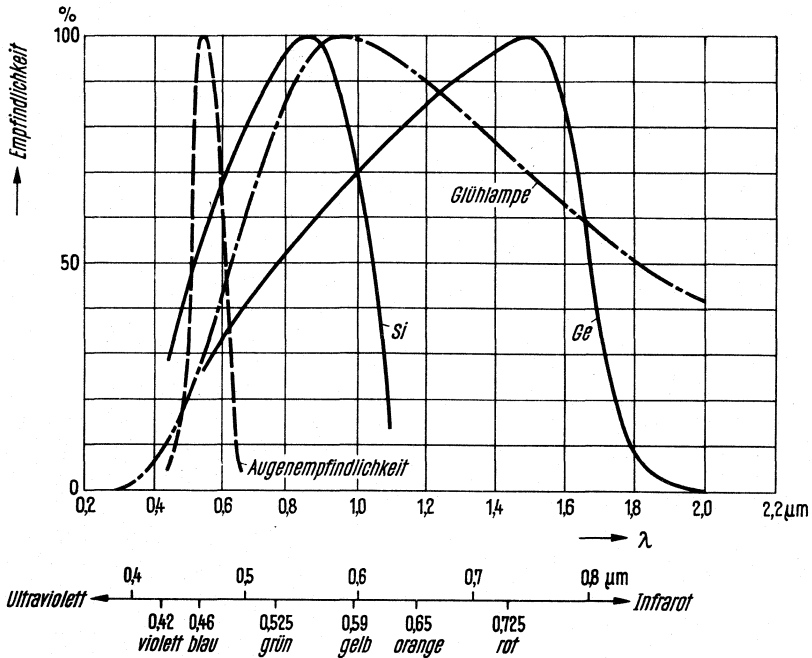
Wegen der hohen optischen Strahlungsleistung besteht die Gefahr von Augenschäden. Bezüglich der erforderlichen Sicherheitsmaßnahmen wird auf die entsprechenden Unfallverhütungsvorschriften und -regeln verwiesen.

1.8 Begriffe, Definitionen, Normen

Elektromagnetische Strahlung. Frequenz- und Wellenbereiche

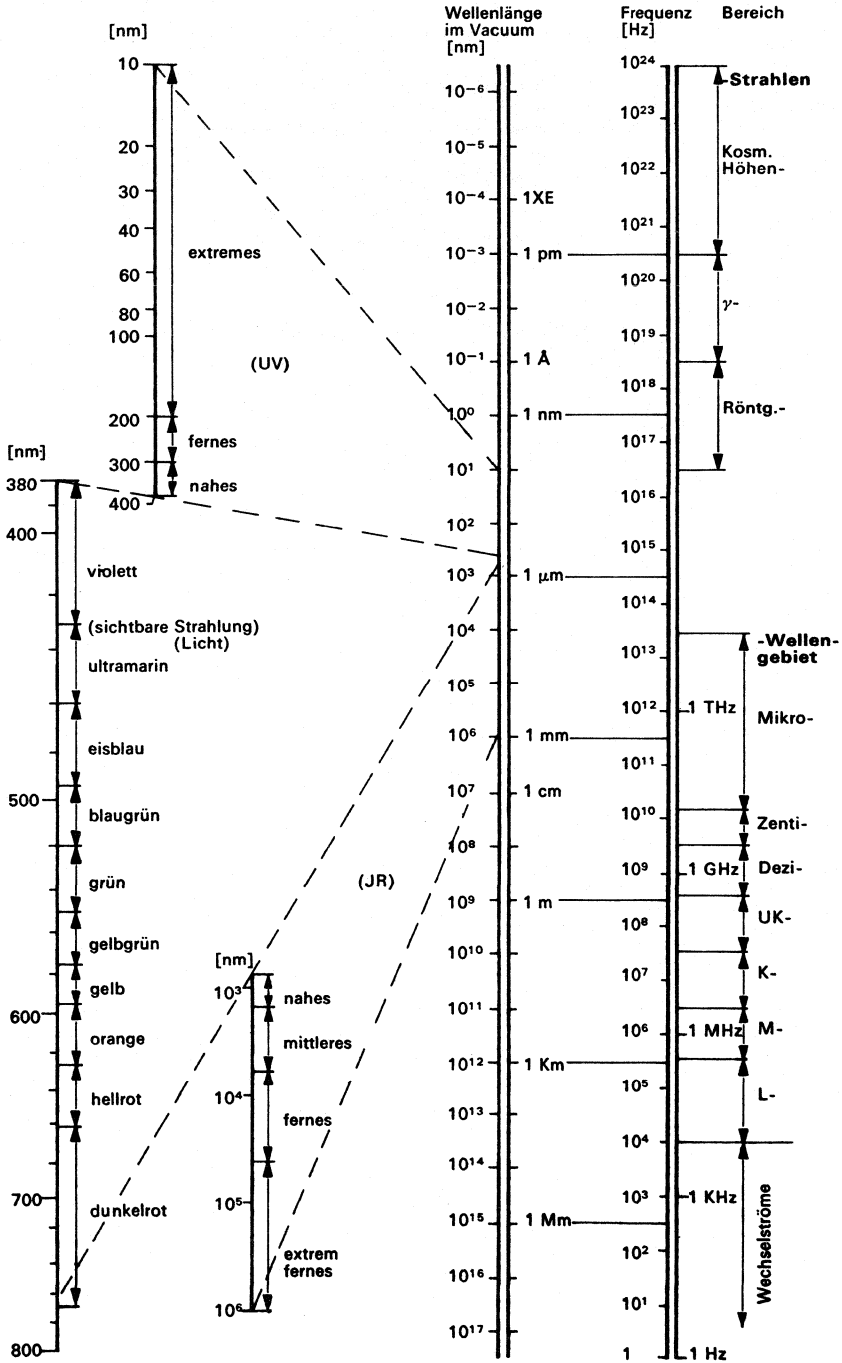


Relative Empfindlichkeit verschiedener lichtempfindlicher Empfänger im Vergleich zur spektralen Emission einer Glühlampe von 2850 K



Diese Darstellung gilt allgemein für alle fotoelektrischen Bauelemente aus Germanium und Silizium.

Elektromagnetische Strahlung



Temperaturbegriffe bei optischen Strahlungen

| Lfd. Nr. | Begriff | Formelzeichen | Beziehung zur Planckschen Strahlung | Definition | Bestimmung | Bemerkungen |
|---|---|---------------|---|---|--------------------|---|
| Temperatur, die jeder optischen Strahlung zugeordnet werden kann | | | | | | |
| 1 | Schwarze Strahlungstemperatur radiance temperature | T_s | Gleichheit der spektralen Strahllichte einer ausgewählten Wellenlänge | Zur spektralen Strahllichte jeder Wellenlänge einer zu kennzeichnenden Strahlung läßt sich diejenige Temperatur der Planckschen Strahlung angeben, bei der diese bei derselben Wellenlänge die gleiche Strahllichte besitzt. Pyrometerformel (nach Wien): $\frac{1}{T_s} = \frac{1}{T} - \frac{\lambda}{c_2} \ln(\epsilon \cdot r)$ | Pyrometrie | In der visuellen Pyrometrie wird meist mit einer wirksamen Wellenlänge von etwa 650 nm gearbeitet. Im allgemeinen Fall ist die Schwarze Temperatur wellenlängenabhängig. Die Schwarze Temperatur ist stets kleiner als die wahre Temperatur. |
| Temperaturen, die nur optischen Strahlungen mit bestimmten Eigenschaften zugeordnet werden können | | | | | | |
| 2 | Farbtemperatur color temperature | T_f | Gleichheit der Farbe | Wenn eine Strahlung eine Farbe besitzt, die der Farbe einer Planckschen Strahlung gleich, so ist die Temperatur der letzteren die Farbtemperatur der zu kennzeichnenden Strahlung. | Farbmessung | Im allgemeinen Fall ist kein Rückschluß von T_f auf die spektrale Verteilung möglich. Bei reinen Temperaturstrahlungen ist T_f meist näherungsweise gleich T_v im sichtbaren Bereich. |
| 3 | ähnlichste Farbtemperatur correlated color temperature | T_n | möglichst weitgehende Farbähnlichkeit | Wenn eine Strahlung eine Farbe besitzt, die der Farbe einer Planckschen Strahlung zwar nicht gleich, ihr aber – empfindungsgemäß bewertet – nahe kommt, so ist die Temperatur der farbähnlichsten Planckschen Strahlung die ähnlichste Farbtemperatur der zu kennzeichnenden Strahlung | Farbmessung | Im allgemeinen Fall ist kein Rückschluß von T_n auf die spektrale Verteilung möglich. Die Angabe einer ähnlichsten Farbtemperatur ist nur sinnvoll, wenn die Farbe der zu kennzeichnenden Strahlung weniger als etwa $10 \dots 15$ Empfindungsschwellen vom Planckschen Kurvenzug entfernt liegt. Geht der Farbunterschied gegen 0, so geht T_n in T_f über. |
| 4 | Verteilungstemperatur distribution temperature | T_v | Gleichheit der relativen spektralen Strahlungsverteilung zwischen λ_1 und λ_2 | Wenn eine Strahlung in einem anzuhebenden Wellenlängenbereich zwischen λ_1 und λ_2 eine spektrale Verteilung besitzt, die der einer Planckschen Strahlungsverteilung proportional ist, so ist die Temperatur der letzteren die Verteilungstemperatur der zu kennzeichnenden Strahlung. | Spektrale Messung | Umfakt der Bereich der spektralen Proportionalität das Sichtbare, so ist $T_v = T_v$. Da es keine Strahlungsquellen gibt, die die spektrale Proportionalitätsbedingung in einem großen Wellenlängenbereich erfüllen, werden in der Praxis Abweichungen bis zu einigen Prozenten zugelassen, so daß z. B. für eine Wolframstrahlung im Wellenlängenbereich von etwa 400 zu 50 nm gilt $T_v \approx T_n$. |
| 5 | Verhältnis-temperatur ratio temperature | T_r | Gleichheit des Quotienten der Strahlung zweier ausgewählter Wellenlängen | Wenn der Quotient Q der Strahlung zweier (enger) Wellenlängen(bereiche) λ_1 und λ_2 einer zu kennzeichnenden Strahlung dem entsprechenden Quotienten einer Planckschen Strahlung gleich ist, so ist die Temperatur der letzteren die Verhältnis-temperatur der zu kennzeichnenden Strahlung Q zwischen λ_1 ($\lambda_1 = T = 0$) und λ_2 ($\lambda_2 = T = \infty$) mit $\lambda_1 < \lambda_2$. | „Blau/Rot“-Messung | Im allgemeinen Fall ist kein Rückschluß von T_r auf die spektrale Verteilung möglich. Bei reinen Temperaturstrahlungen ist T_r zwischen λ_1 und λ_2 meist näherungsweise gleich T_n , wenn die beiden Wellenlängen nicht zu weit auseinanderliegen. |
| DIN 5496, DIN 5033, DIN 5031 Internationales Wörterbuch der Lichttechnik, 3. Auflage 1970, herausgegeben von CIE und IEC. | | | | | | |
| Beim grauen Strahler, der durch einen wellenlängenunabhängigen Emissionsgrad $\epsilon(\lambda) = \text{constant}$ gekennzeichnet ist, fallen die Zahlenwerte mehrerer Temperaturen mit der wahren Temperatur zusammen. $T = T_w = T_r = T_f = T_n = T_v$ (Ausnahme: $T_s < T_r$). | | | | | | |

Strahlungs- und Lichtmessung

| Strahlungsphysikalische Größen | | Spekt. strahlungsphys. Größen | | Lichttechnische Größen | |
|--------------------------------|---|---|---|--|---|
| Größe | Formelzeichen | Beziehung | Vereinfachte Erklärung | Größe | Praktische Einheit |
| 1 | Strahlungsleistung Strahlungsfluß radiant power | $\Phi_e; P$ W | Die Strahlungsleistung ist die gesamte in Form von Strahlung auftretende Leistung | Spektrale Strahlungsflußverteilung | $\Phi_{e,\nu}$ lm Lumen |
| Senderseitige Größen | | | | | |
| 2 | Strahlstärke radiant intensity | $I_e = \frac{d\Phi_e}{d\Omega_1}$ $\frac{W}{sr}$ | Strahlstärke ist Strahlungsleistung pro Raumwinkel | Spektrale Strahlstärkeverteilung | $I_{e,\nu}$ $\frac{W}{sr \cdot nm}$ |
| 3 | Strahllichte radiance | $L_e = \frac{W}{m^2 \cdot sr}$ | Strahllichte ist Strahlungsleistung pro Fläche u. Raumwinkel. | Spektrale Strahllichtverteilung | $L_{e,\nu}$ $\frac{W}{cm^2 \cdot sr \cdot nm}$ |
| Empfängerseitige Größen | | | | | |
| 4 | Bestrahlungsstärke irradiance | $E_e = \frac{d\Phi_e}{dA_2}$ $\frac{W}{m^2}$ | Bestrahlungsstärke ist einfallende Strahlungsleistung pro (Empfänger-)Fläche | Spektrale Bestrahlungsstärkeverteilung | $E_{e,\nu}$ $\frac{W}{m^2 \cdot nm}$ |
| | | | | Beleuchtungsstärke illuminance | E_v lm m ² Lux |

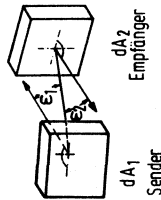
Bei den Formelzeichen dürfen die Indizes „e“ (= energetisch) und „v“ (= visuell) weggelassen werden, wenn keine Verwechslungsgefahr besteht.

DIN 1301, DIN 1304, DIN 5031, DIN 5496

Internationales Wörterbuch der Lichttechnik, 3. Auflage, herausgegeben von CIE und IEC

Photometrisches Grundgesetz

$$d^2\Phi = L \cdot dA_1 \cdot \cos \epsilon_1 \cdot dA_2 \cdot \cos \epsilon_2 \cdot \Omega_0$$



Photometrisches Entfernungsgesetz

$$E = \frac{I}{R^2} \cos \epsilon_2 \Omega_0$$

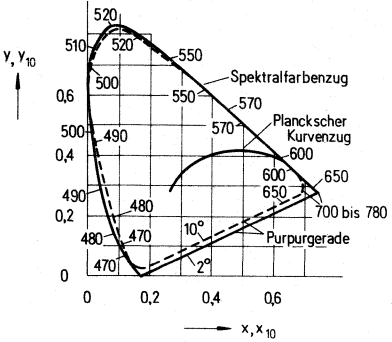
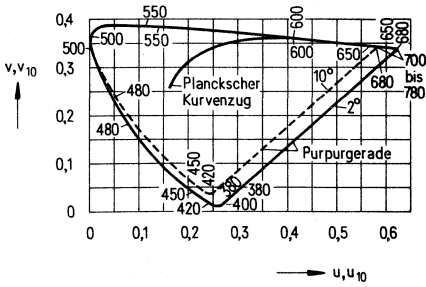
(R sollte das Zehnfache der maximalen Ausdehnung von Sender und Empfänger betragen, um den Fehler unter 1% zu halten).

- dA_1 = Flächenelement des Senders
- dA_2 = Flächenelement des Empfängers
- ϵ_1 = Ausstrahlungswinkel
- ϵ_2 = Einstrahlungswinkel
- R = Abstand
- Ω_0 = sr

Farbmaß-Systeme

| System | Umrechnung |
|---|--|
| <p>CIE-Normvalenzsysteme</p> <p>Normspektralwertfunktionen für</p> <ul style="list-style-type: none"> — 2°- (gültig <4°; CIE 1931) ---10°- (gültig >4°; CIE 1964) - Gesichtsfeldgröße | <p>Die Farbreizfunktion $\varphi(\lambda)$ ist bei Lichtquellen gleich $S(\lambda)$ = spektraler Strahlungsverteilung der beleuchtenden Lichtart.</p> <p>Bei Körperfarben ist $\varphi(\lambda) = S(\lambda) \times \varrho(\lambda)$ oder $\varphi(\lambda) = S(\lambda) \times \beta(\lambda)$ oder $\varphi(\lambda) = S(\lambda) \times \tau(\lambda)$ mit</p> <ul style="list-style-type: none"> $\varrho(\lambda)$ = spektraler Reflexionsgrad $\beta(\lambda)$ = spektraler Strahldichtefaktor $\tau(\lambda)$ = spektraler Transmissionsgrad <p>des beleuchteten Gegenstandes.</p> <p>Normalfarbwert $X = \sum \varphi(\lambda) \times \bar{x}(\lambda) \Delta\lambda$</p> <p>Normalfarbwertanteil $x = \frac{X}{X+Y+Z}$,</p> <p>analoge Berechnungen für Y, Z und y, z getrennt für 2°- und 10°-Gesichtsfeldgröße.</p> <p>Messung der Normfarbwertanteile nach dem Spektralverfahren (DIN 5033, Blatt 4) d.h. $\varphi(\lambda)$ spektral messen und Normfarbwertanteile berechnen, oder nach dem Dreibereichsverfahren (DIN 5033, Blatt 6) d.h. Direktbestimmung der Normfarbwertanteile durch spektral an $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$-Funktionen angegliche physikalische Strahlungsempfänger.</p> |
| <p>CIE-UCS-Systeme</p> <p>Spektralwertfunktionen für</p> <ul style="list-style-type: none"> — 2°- (gültig <4°; CIE 1960/64) ---10°- (gültig >4°; CIE 1964) | <p>Formeln und Berechnungen von u, v, w aus:</p> $u(\lambda) = \frac{2}{3}\bar{x}(\lambda)$ $\tilde{v}(\lambda) = \bar{y}(\lambda)$ $\tilde{w}(\lambda) = \frac{1}{2}[-\bar{x}(\lambda) + 3\bar{y}(\lambda) + \bar{z}(\lambda)]$ <p>analog wie bei x, y, z oder direkt aus den Normfarbwerten (bzw. deren Anteilen)</p> $u = \frac{4x}{-2x+12y+3} = \frac{4X}{X+15Y+3Z}$ $v = \frac{6y}{-2x+12y+3} = \frac{6Y}{X+15Y+3Z}$ |

Jede Farbe lässt sich grundsätzlich durch 3 Maßzahlen eindeutig kennzeichnen. Anschaulich kann man sich darunter z.B. nach Helmholtz „Farbton“, „Sättigung“ und „Helligkeit“ vorstellen. Bei der zahlenmäßigen Beschreibung einer Farbe geht man davon aus, dem Auge jeweils ein Tripel unterschiedlicher spektraler Empfindlichkeits- (Bewertungs-) Funktionen (s. Systeme) zuzuschreiben. In den ebenen Farbtafeln fehlt ein Maß für die Helligkeit. Bei Lichtquellen verwendet man dafür getrennt eine lichttechnische Größe (z.B. Leuchtdichte), bei Körperfarben die mit derselben Lichtart beleuchtete, vollkommen mattweiße Fläche als Bezug (=100).

| Darstellung in der Ebene | Bemerkungen |
|--|---|
| <p>Normfarbtafel für — 2°-Gesichtsfeldgröße --- 10°-Gesichtsfeldgröße</p>  <p>The chart plots chromaticity coordinates x, x_{10} on the horizontal axis and y, y_{10} on the vertical axis. The spectral locus (Spektralfarbenzug) is a solid line with wavelength labels from 380 to 780 nm. The Planckian locus (Planckscher Kurvenzug) is a solid line representing blackbody radiation. A dashed line represents the purple line (Purpurgerade) connecting 380 nm and 780 nm. Two sets of curves represent 2° and 10° field sizes, with the 10° curves being further from the origin.</p> | <p>a) Das CIE-Normvalenzsystem 1931 ist bisher noch das Basisverfahren</p> <p>b) $\bar{y}(\lambda) \equiv V(\lambda)$ = spektraler Hellempfindlichkeitsgrad des Auges.</p> <p>c) $\bar{y}_{10}(\lambda)$ ist ausdrücklich nicht als Hellempfindlichkeitsgrad definiert.</p> <p>d) Beide Systeme sind empfindungsgemäß nicht gleichabständig. Gleichgroße geometrische Abstände lassen keinen Schluß auf den empfundenen Farbabstand zu.</p> |
| <p>CIE-UCS-Farbtafel für 2°- bzw. 10°-Gesichtsfeldgröße</p>  <p>The chart plots uniform chromaticity coordinates u, u_{10} on the horizontal axis and v, v_{10} on the vertical axis. It features the same spectral locus, Planckian locus, and purple line as the previous chart. The 2° and 10° curves are more uniformly spaced compared to the CIE 1931 chart.</p> | <p>a) $\bar{v}(\lambda) \equiv V(\lambda)$</p> <p>b) $\bar{v}_{10}(\lambda)$ wie oben unter c)</p> <p>c) UCS ist die Abkürzung von uniform-chromaticity-scale und soll bedeuten, daß geometrisch gleichgroße Abstände wenigstens in erster grober Näherung (bis etwa 1:2) gleichgroßen empfundenen Farbabständen entsprechen. Korrekturen und verbesserte Farbabstandsformeln sind in der Diskussion.</p> |

ACHTUNG: Farbmaßzahlen geben normalerweise keinen Hinweis auf die spektrale Strahlungsverteilung der Lichtquelle, bzw. der Farbreizfunktion. Wichtigste Ausnahme: bei reiner Wolframstrahlung (ohne Kaltlichtspiegel o.dgl.) läßt sich aus den Farbmaßzahlen und dem Planckschen Kurvenzug eine Farbtemperatur errechnen bzw. angeben. Setzt man diesen Zahlenwert in das Plancksche Strahlungsgesetz ein, erhält man im sichtbaren Bereich mit guter Näherung ($\Delta = \pm 2\%$) die relative spektrale Strahlungsverteilung = Strahlungsfunktion.

CIE-Publikation 15 „Colorimetry“ (1971), DIN 5033 „Farbmessung“, Blatt 1...9

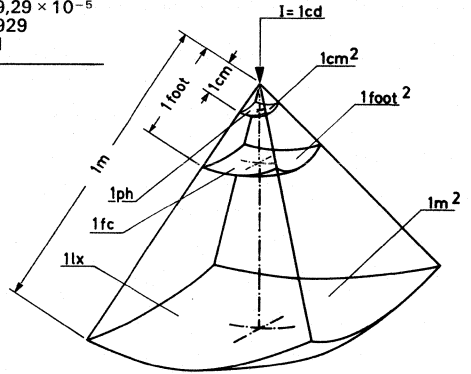
Strahlungsgrößen

| Bezeichnung | Symbol | Meßgröße | Abkürzung | Erklärung |
|-----------------------------------|---------------------|---|--------------------|---|
| Strahlungsmenge | Q | Joule Wattsekunde | J Ws | Strahlungsmenge durch eine Fläche |
| Strahlungsfluß | Φ | Watt | W | Strahlungsmenge Q pro Sekunde durch eine Fläche |
| Punktförmige Strahlungsquelle | - | - | - | ... ist eine Quelle aus so großem Abstand R betrachtet, daß alle Strahlen aus einem Punkt zu kommen scheinen. Wenn diese größte lineare Ausdehnung der Quelle wesentlich kleiner als der Abstand R ist (Beispiel: Sonne für irdischen Beobachter) |
| Raumwinkel | Ω | Sterad | sr | $\Omega = \frac{A_1}{R_1^2} = \frac{A_2}{R_2^2} = \frac{A_3}{R_3^2} = \frac{A}{R^2}$ der Strahlstrom Φ (W) einer punktförmigen Quelle ist im Raumwinkel konstant. (Voraussetzung: homogenes, nicht dämpfendes Medium) $\Omega = 1$ heißt $A = R^2$; somit $\Omega_{\text{Halbkugel}} = \Omega_{\text{Kugel}} = 2 \cdot \pi \text{ sr}$; $\Omega_{\text{Vollkugel}} = \Omega_{\text{Kugel}} = 4 \cdot \pi \text{ sr}$ |
| Strahlstärke | I | $\frac{\text{Watt}}{\text{Sterad}}$ | $\frac{W}{sr}$ | ... ist die Raumwinkeldichte des Strahlstromes $\left(\frac{d\Phi}{d\Omega}\right)$. I einer Quelle ist im allgemeinen verschieden nach Betrachtungsrichtung. I nur definiert, wenn $R \rightarrow \infty$ |
| Gesamtstrahlungsfluß einer Quelle | Φ_{Ges} | Watt | W | $\Phi_{\text{Ges}} = \int_{\Omega} I d\Omega$ |
| Bestrahlungsstärke | E | $\frac{\text{Watt}}{\text{Meter}^2}$ | $\frac{W}{m^2}$ | ... ist die Flächendichte des Strahlstromes $E = \frac{d\Phi}{dA}$; $dA = R^2 d\Omega$ $E = \frac{d\Phi}{d\Omega} \frac{1}{R^2}$ $I = ER^2$ |
| Strahl-dichte | L | $\frac{\text{Watt}}{\text{Meter}^2 \text{ Sterad}}$ | $\frac{W}{m^2 sr}$ | ... ist die Strahlstärke bezogen auf die vom Beobachter gesehene strahlende Fläche (Flächenprojektion $A_p = A \cos \epsilon$, wenn ϵ der Winkel ist, um den die strahlende Fläche gegen die Verbindungslinie zum Betrachter verdreht ist: $L = \frac{I}{A_p} = \frac{I}{A \cos \epsilon}$). Wichtige optische Größe. 1. In einem Strahlengang ohne Dämpfung bleibt L erhalten und kann durch keine optische Maßnahme vergrößert werden. 2. Das menschliche Auge empfindet Strahl-dichteunterschiede als Helligkeitsunterschiede. |
| Empfindlichkeit des Empfängers | $S = \frac{I}{E}$ | $\frac{\text{Ampere}}{\text{Bestr. Stärke}}$ | $\frac{A}{E}$ | Elektrische Größe (Strom, Spannung oder Widerstand) im Verhältnis zur Bestrahlungsstärke. |

Einheiten der Beleuchtungsstärke – Einheiten und Umrechnungsfaktoren

| | lx | mlx | ph | fc |
|----------------------|------------------|------------------|--------------------------|-------------------------|
| 1 Lux = lx = | 1 | 10 ⁻³ | 10 ⁻⁴ | 9,29 × 10 ⁻² |
| 1 Millilux = mlx = | 10 ⁻³ | 1 | 10 ⁻⁷ | 9,29 × 10 ⁻⁵ |
| 1 Phot = ph = | 10 ⁴ | 10 ⁷ | 1 | 929 |
| 1 Footcandle = fc* = | 10,76 | 10760 | 1,076 × 10 ⁻³ | 1 |

*Beachte: equivalent footcandle oder apparent footcandle sind gleich footlambert (Leuchtdichte) und nicht gleich footcandle (Beleuchtungsstärke)



Lichtstrom S pro Sekunde pro Sterad (sr) 1 Lumen (lm)

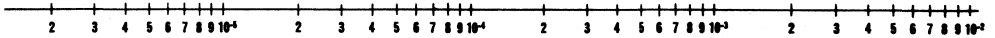
$$\text{Raumwinkel } \Omega = \frac{A}{R^2} = (\text{Sterad}) = (\text{sr})$$

$$1 \text{ foot} \cong 0,305 \text{ m}$$

$$1 \text{ Vollkugel } \ominus = 4 \pi \cdot \text{sr}$$

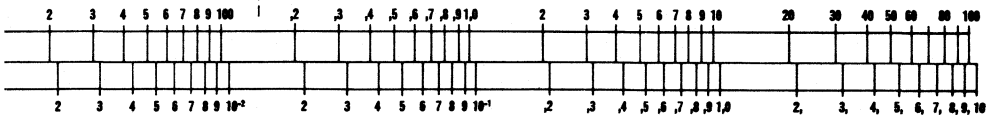
Beleuchtungsstärke

$$\text{Phot (ph)} = \frac{\text{Lumen}}{\text{cm}^2}$$

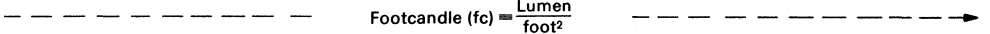


Milli-Lux (mlx)

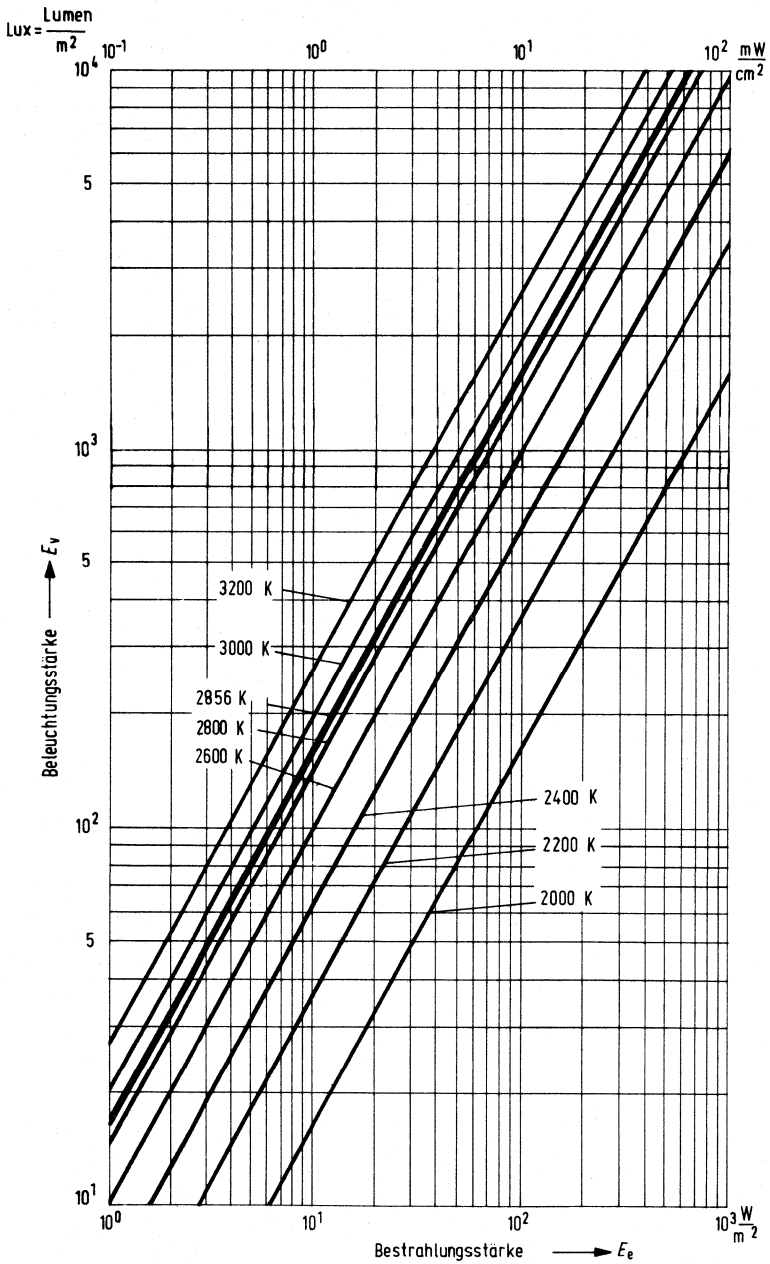
$$\text{Lux (lx)} = \frac{\text{Lumen}}{\text{m}^2}$$



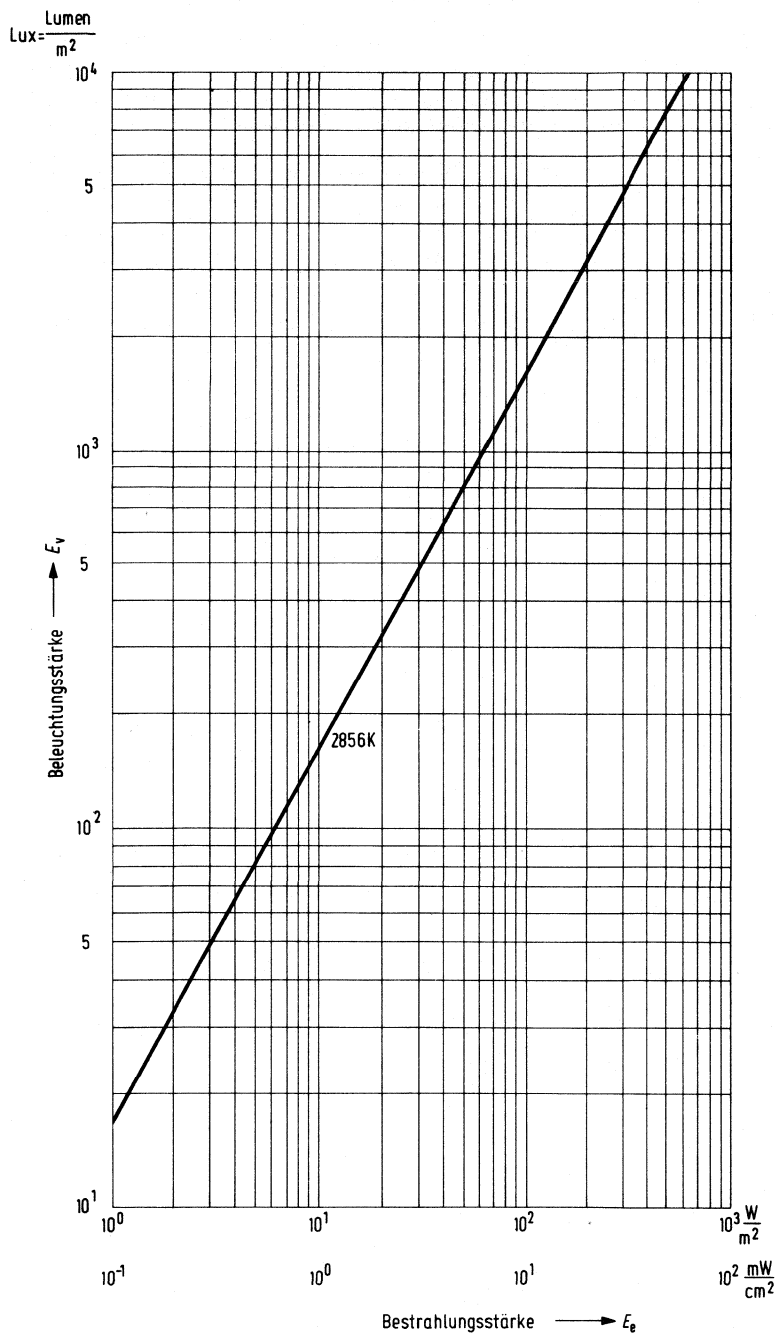
$$\text{Footcandle (fc)} = \frac{\text{Lumen}}{\text{foot}^2}$$



Umrechnung E_v (Lux) in E_e (W/m^2 bzw. mW/cm^2)
bezogen auf die Strahlung des schwarzen (Planckschen) Strahlers

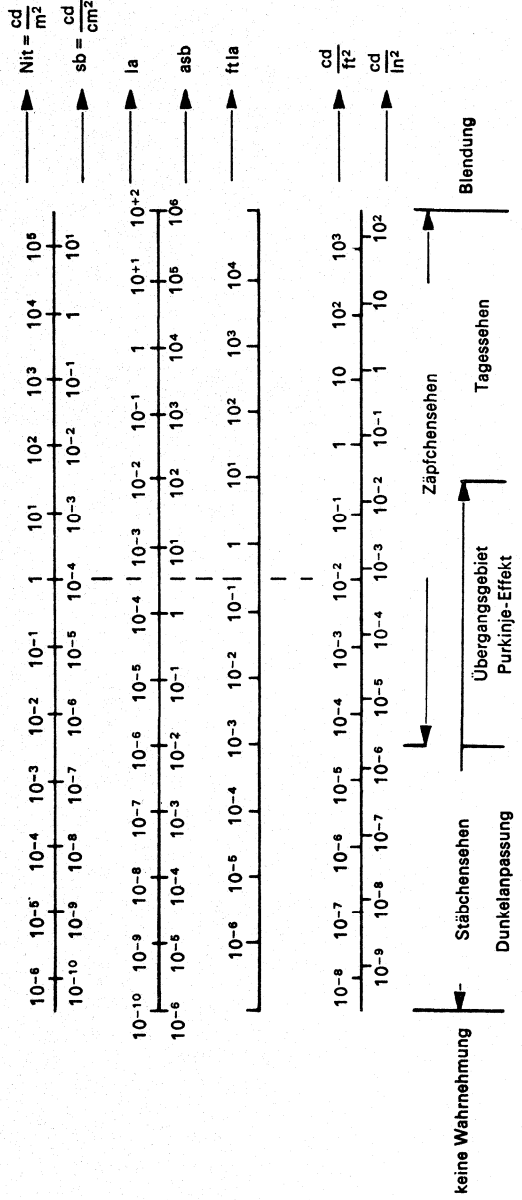


Umrechnung E_v (Lux) in E_e (W/m^2 bzw. mW/cm^2)
bezogen auf die Strahlung des schwarzen (Planckschen) Strahlers



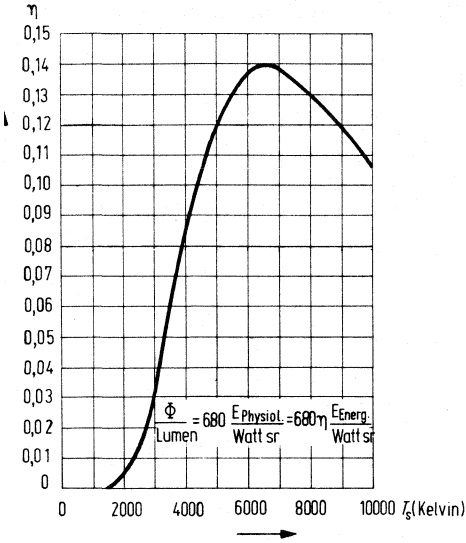
Einheiten der Leuchtdichte – Einheiten und Umrechnungsfaktoren

| Einheiten | sb | cd/m ² | cd/ft ² | cd/in ² | asb. | L | Lm | ftL |
|---------------------------------------|----------------------------|-------------------|-------------------------|-------------------------|-----------------|--------------------------|-----------------|-------------------------|
| 1 Stilb = cd/cm ² = sb | = 1 | 10 ⁴ | 929 | 6,45 | 31 400 | 3,14 | 3140 | 2920 |
| 1 cd/m ² = Nit = nt | = 10 ⁻⁴ | 1 | 9,29 × 10 ⁻² | 6,45 × 10 ⁻⁴ | 3,14 | 3,14 × 10 ⁻⁴ | 0,314 | 0,292 |
| 1 cd/ft ² | = 1,076 × 10 ⁻³ | 10,76 | 1 | 6,94 × 10 ⁻³ | 33,8 | 3,38 × 10 ⁻³ | 3,38 | 3,14 |
| 1 cd/in ² | = 0,155 | 1550 | 144 | 1 | 4870 | 0,487 | 487 | 452 |
| 1 Apostilb = asb | = 3,18 × 10 ⁻⁵ | 0,318 | 2,96 × 10 ⁻² | 2,05 × 10 ⁻⁴ | 1 | 10 ⁻⁴ | 0,1 | 9,29 × 10 ⁻² |
| 1 Lambert = L oder la | = 0,318 | 3183 | 296 | 2,05 | 10 ⁴ | 1 | 10 ³ | 929 |
| 1 mL oder mla | = 3,18 × 10 ⁻⁴ | 3,18 | 0,296 | 2,05 × 10 ⁻³ | 10 | 10 ⁻³ | 1 | 0,929 |
| 1 footlambert | = | | | | | | | |
| 1 equivalent footcandle | = | | | | | | | |
| 1 apparent footcandle = ftL oder ftla | = 3,43 × 10 ⁻⁴ | 3,43 | 0,318 | 2,21 × 10 ⁻³ | 10,76 | 1,076 × 10 ⁻³ | 1,076 | 1 |

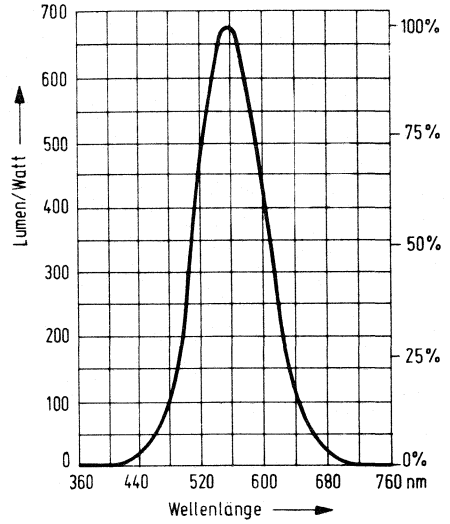


Visueller Nutzeffekt der Gesamtstrahlung des schwarzen Körpers in Abhängigkeit von der Temperatur.

$$\eta = \frac{\int_0^{\infty} V\lambda \cdot E\lambda \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} E\lambda \cdot d\lambda}$$

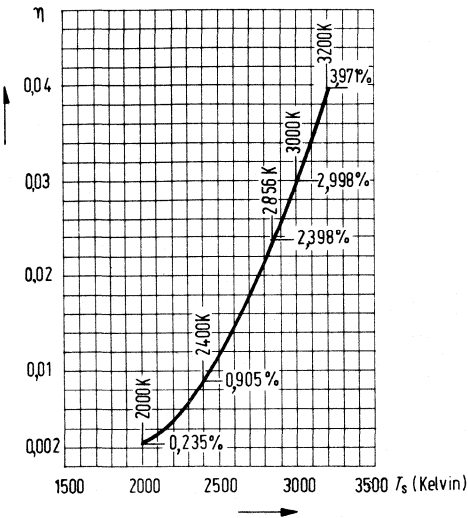


Empfindlichkeitskurve für das menschliche Auge ($V\lambda =$ Hellempfindlichkeitsgrad für Tagessehen)



Ausschnitt aus obiger Kurve

$$\eta = \frac{\int_0^{\infty} V\lambda \cdot E\lambda \cdot d\lambda}{\int_0^{\infty} E\lambda \cdot d\lambda}$$



1.9 Typenübersicht Optoelektronische Halbleiter

Fotoelemente

| Typ | Bestrahlungs-empfindliche Fläche A mm ² | Foto-empfindlichkeit S nA/lx | Abmessungen (max.) Länge × Breite mm |
|----------|--|------------------------------------|--|
| BPX 79 | 20 | 135 | 5,2 × 5,2 |
| BPY 11 P | 8,7 | 50 | 4,8 × 2,2 |
| BPY 47 P | 193 | 1400 | 10 × 20 |
| BPY 48 P | 74 | 500 | 6,4 × 12,8 |
| BPY 63 P | 96 | 700 | 10,1 × 10,1 |
| BPY 64 P | 36 | 250 | 6,1 × 6,1 |
| TP 60 | 130 | 1000 | Sechseck |
| TP 61 | 130 | 1000 | Sechseck |

Fotodioden

| Typ | Bestrahlungs-empfindliche Fläche A mm ² | Foto-empfindlichkeit S nA/lx | Dunkelstrom [bei U _R] I _R nA |
|-----------|--|------------------------------------|--|
| BP 104 | 5 | 40 ¹⁾ | 2 (≦ 30) [10 V] |
| BP 104 BS | 7,34 | 50 (≧ 30) ¹⁾ | 2 (≦ 30) |
| BPW 21 | 7,34 | 9 (≧ 5,5) | 8 pA (≦ 200) |
| BPW 32 | 1 | 10 | 5 pA (≦ 20) [1 V] |
| BPW 33 | 7,6 | 50 | 20 pA (≦ 100) [1 V] |
| BPW 34 | 7,6 | 70 | 2 (≦ 30) [10 V] |
| BPW 34F | 7,34 | 50 (≧ 30) ¹⁾ | 2 (≦ 30) |
| BPX 48 | 2 × 2,47 | 32 | 100 (≦ 200) [10 V] |
| BPX 60 | 7,6 | 50 | 7 (≦ 300) [10 V] |
| BPX 61 | 7,6 | 70 | 2 (≦ 30) [10 V] |
| BPX 63 | 1 | 10 | 5 pA (≦ 20) [1 V] |
| BPX 65 | 1 | 10 | 1 (≦ 5) [20 V] |
| BPX 66 | 1 | 9 | 0,15 (≦ 0,3) [1 V] |
| BPX 90 | 5 | 40 | 5 (≦ 200) [10 V] |
| BPX 91B | 7,6 | 50 | 7 (≦ 300) [10 V] |
| BPX 92 | 1,5 | 7 | 1 (≦ 100) [10 V] |
| BPY 12 | 20 | 100 | 100 (≦ 1000) [20 V] |
| SFH 100 | 23,5 | 175 | 0,4 (≦ 10) [7 V] |
| SFH 200 | 2,8 | 20 | 20 pA - [3 V] |
| SFH 204 | 4 × 0,01 | 0,11 | 0,01 (≦ 2) [10 V] |
| SFH 205 | 7,6 | 50 ¹⁾ | 2 (≦ 30) [10 V] |
| SFH 206 | 7,6 | 50 ¹⁾ | 2 (≦ 30) [10 V] |
| SFH 206 K | 7,6 | 70 | 2 (≦ 30) [10 V] |
| SFH 212 | 1 | 25 (≧ 20) | 5 pA (≦ 20) |
| SFH 216 | 1 | 50 (≧ 40) | 1 (≦ 5) |

¹⁾ $\mu\text{A} \frac{\text{cm}^2}{\text{mW}}$ bei $\lambda = 950 \text{ nm}$

Fototransistoren

| Typ | Bestrahlungs-empfindliche Fläche A mm ² | Fotostrom ($U_{CE} = 5 \text{ V};$ $E_v = 1000 \text{ lx}$) I_p mA | Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEO} V |
|----------|--|--|--|
| BP 103 | 0,12 | 0,16 ... 1,25 | 50 |
| BP 103 B | 0,12 | 1,6 ... 12,6 | 35 |
| BPX 38 | 0,65 | 0,4 ... 3,2 | 50 |
| BPX 43 | 0,65 | 1,6 ... 12,5 | 50 |
| BPX 81 | 0,17 | 0,63 ... 5,0 | 32 |
| BPX 8* | Zeilen mit 2 ... 10 Fototransistoren BPX 81 | | |
| BPY 62 | 0,12 | 1,25 ... 6,3 | 32 |
| SFH 305 | 0,17 | 1,00 ... 3,2 | 32 |
| SFH 309 | 0,038 | typ. 5 (≥ 1) | 35 |

IR-Lumineszenzdiolen (IRED)

| Typ | Halbwinkel φ Grad | Strahlstärke ($I_F = 100 \text{ mA}$) I_0 mW/sr | Gehäusemerkmal |
|----------|---------------------------------|--|--|
| LD 242 | 60 | 2,5 ... 12,5 | ähnlich TO 18, Kunststoffverguß |
| LD 261 | 30 | 1,25 ... 10 ¹⁾ | Kunststoff, rauchfarben, Lötspieße |
| LD 26* | Zeilen mit 2 ... 10 IRED LD 261 | | |
| LD 271 | 25 | 7 ... 20 | 5-mm-Kunststoffg., rauchfarben |
| LD 271 L | ± 25 | 15 (≥ 10) | 5-mm-LED-Gehäuse (T 1 $\frac{3}{4}$) |
| LD 273 | ± 25 | ≥ 25 | ähnlich 5-mm-LED-Gehäuse |
| LD 274 | ± 10 | typ. 60 (≥ 30) | 5-mm-LED-Gehäuse (T 1 $\frac{3}{4}$) |
| SFH 400 | 6 | 12,5 ... 64 | ähnlich TO 18, Glaslinse |
| SFH 401 | 15 | 6,3 ... 32 | ähnlich TO 18, Glaslinse |
| SFH 402 | 40 | 1,6 ... 8 | ähnlich TO 18, planes Glasfenster |
| SFH 405 | 16 | 1 ... 8 ²⁾ | Miniaturgehäuse 1 mm, Kunststoff, rauchfarben, Linse |
| SFH 409 | + 20 | typ. 15 (≥ 6) | 3-mm-LED-Gehäuse (T 1) |

¹⁾ $I_F = 50 \text{ mA}$

²⁾ $I_F = 40 \text{ mA}$

LWL-Optohalbleiter (Sender)

| Typ | Beschreibung |
|---------|--|
| SFH 404 | (GaAl) As-Diode (IRED) vom Burrus-Typ. Für LWL-Anwendungen geeignet bis 40 Mbit/s |
| SFH 407 | GaAs-Diode (IRED) Für LWL-Anwendungen geeignet bis 5 Mbit/s |
| SFH 414 | (GaAl) As-Diode (IRED) vom Burrus-Typ. Für LWL-Anwendungen geeignet bis 70 Mbit/s |

LWL-Optohalbleiter (Empfänger)

| Typ | Beschreibung |
|---------|---|
| SFH 202 | Schnelle Silizium-PIN-Fotodiode geeignet bis 560 Mbit/s |
| SFH 500 | Monolithischer Silizium-Fotoverstärker geeignet bis 1 Mbit/s |

LWL-Optohalbleiter (Laserdioden und Lasermodule)

| Typ | Beschreibung |
|---------|---|
| SFH 408 | (GaAl) As-Oxidstreifenlaserdiode in Modulbauweise |
| SFH 428 | (GaAl) As-Oxidstreifenlaserdiode auf metallischem Trägerteil |

Optokoppler für hohe Anforderungen

| Typ | Isolations- prüfspannung nach DIN 50014 U_{IO} (kV) | Stromübertragungs- verhältnis ($I_F = 10$ mA) ($U_{CE} = 5$ V) I_C/I_F (%) | Ausgangs- spannung U_{CEO} (V) |
|---------|---|--|---|
| CNY 17 | 4,4 | 40 ... 320 | 70 |
| CNY 17F | 5,3 | 40 ... 200 | 70 |
| SFH 600 | 2,8 | 40 ... 320 | 70 |
| SFH 601 | 5,3 | 40 ... 320 | 70 |
| SFH 609 | 5,3 | 40 ... 200 | 90 |
| SFH 610 | 2,8 | 40 ... 320 | 70 |
| SFH 611 | 2,8 | 40 ... 320 | 70 |

Optokoppler für Standard-Anwendungen

| | | | |
|-----------|-------------|---|--------|
| 4 N-Serie | 0,5 ... 6,0 | ≥ 10 ... ≥ 500 | 30, 50 |
| IL-250 | 5,0 | 150 (≥ 50) | 30 |
| ILCA 2 | 6,0 | 400 (≥ 100) | 30, 55 |
| IL-CT 6 | 6,0 | 35 ... 50 ($\geq 12,5$... ≥ 20) | 30, 20 |
| ILD | 6,0 | 35 ... 50 ($\geq 12,5$... ≥ 20) | 30, 20 |
| ILQ | 6,0 | 35 ($\geq 12,5$... $\geq 20,5$) | 30, 20 |

Miniatur-Reflexlichtschranke

| Typ | Kollektor-Emitter-Rest- strom ($U_{CE} = 10$ V) I_{CEO} (nA) | Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEO} (V) | Durchlaß- Spannung ($I_F = 60$ mA) U_F (V) |
|---------|--|---|--|
| SFH 900 | 20 (≤ 200) | ≥ 30 | 1,25 ($\geq 1,65$) |

Lumineszenzdioden (LED) 3 mm Ø

| Typ | Emissionsfarbe | Lichtstärke ($I_f = 20 \text{ mA}$) I_v (mcd) | Halbwinkel ϕ (Grad) | Gehäuseeinfärbung |
|---------|----------------|---|-----------------------------|-------------------|
| CQV 10 | rot | 1,0–12,5 | ± 35 | rot diffus |
| CQV 11 | super-rot | 4,0–50,0 | ± 35 | rot diffus |
| CQV 13 | gelb | 2,5–50,0 | ± 35 | gelb diffus |
| CQV 15 | grün | 1,6–32,0 | ± 35 | grün diffus |
| CQV 30 | rot | 1,6–20,0 | ± 25 | rötlich klar |
| CQV 31 | super-rot | 6,3–80,0 | ± 25 | orange klar |
| CQV 33 | gelb | 6,3–80,0 | ± 25 | gelb klar |
| CQV 35 | grün | 6,3–80,0 | ± 25 | farblos klar |
| CQV 41 | super-rot | 1,0–20,0 | ± 50 | rötlich diffus |
| CQV 43 | gelb | 1,0–20,0 | ± 50 | gelblich diffus |
| CQV 45 | grün | 1,0–20,0 | ± 50 | grünlich diffus |
| CQV 110 | rot | 1,0–12,5 | ± 35 | rot diffus |
| CQV 111 | super-rot | 4,0–50,0 | ± 35 | rot diffus |
| CQV 113 | gelb | 2,5–50,0 | ± 35 | gelb diffus |
| CQV 115 | grün | 1,6–32,0 | ± 35 | grün diffus |
| LD 350 | rot | 1,0–20,0 | ± 25 | rot diffus |
| LD 352 | super-rot | 2,5–50,0 | ± 25 | rot diffus |
| LD 356 | gelb | 2,5–50,0 | ± 25 | gelb diffus |
| LD 357 | grün | 1,6–20,0 | ± 25 | grün diffus |

Lumineszenzdioden (LED) 5 mm Ø

| | | | | |
|--------|-----------|-------------|----------|-----------------|
| CQV 20 | rot | 0,63– 12,5 | ± 35 | rot diffus |
| CQV 21 | super-rot | 2,5 – 50,0 | ± 35 | rot diffus |
| CQV 23 | gelb | 1,6 – 32,0 | ± 35 | gelb diffus |
| CQV 25 | grün | 1,0 – 20,0 | ± 35 | grün diffus |
| CQV 50 | rot | 1,6 – 20,0 | ± 12 | rot klar |
| CQV 51 | super-rot | 16,0 –200,0 | ± 12 | orange klar |
| CQV 53 | gelb | 16,0 –200,0 | ± 12 | gelb klar |
| CQV 55 | grün | 16,0 –200,0 | ± 12 | farblos klar |
| CQX 23 | super-rot | 1,0 – 20,0 | ± 70 | rötlich diffus |
| CQX 33 | gelb | 1,0 – 20,0 | ± 70 | gelblich diffus |
| CQX 13 | grün | 1,0 – 20,0 | ± 70 | grünlich diffus |

Lumineszenzdioden (LED) 5 mm Ø

| Typ | Emissionsfarbe | Lichtstärke ($I_f = 20 \text{ mA}$) I_V (mcd) | Halbwinkel φ (Grad) | Gehäuseeinfärbung |
|--------|----------------|---|--------------------------------|-------------------|
| LD 500 | rot | 0,63–12,5 | ± 35 | rot diffus |
| LD 502 | super-rot | 2,5 –50,0 | ± 35 | rot diffus |
| LD 506 | gelb | 1,6 –32,0 | ± 35 | gelb diffus |
| LD 507 | grün | 1,0 –20,0 | ± 35 | grün diffus |
| LD 510 | rot | 0,63–12,5 | ± 35 | rot diffus |
| LD 512 | super-rot | 2,5 –50,0 | ± 35 | rot diffus |
| LD 516 | gelb | 1,6 –32,0 | ± 35 | gelb diffus |
| LD 517 | grün | 1,0 –20,0 | ± 35 | grün diffus |

PIC-LED, 5-mm-Gehäuse

| | | | | |
|--------|-----------|-----------|----------|-----------------|
| CQV 37 | rot | 0,4 – 2,0 | ± 50 | rot teildiffus |
| CQV 36 | super-rot | 0,63–12,5 | ± 50 | rot teildiffus |
| CQV 38 | gelb | 0,63–12,5 | ± 50 | gelb teildiffus |
| CQV 39 | grün | 0,63–12,5 | ± 50 | grün teildiffus |
| CQV 57 | rot | 0,4 – 2,0 | ± 50 | rot teildiffus |
| CQV 56 | super-rot | 0,63–12,5 | ± 50 | rot teildiffus |
| CQV 58 | gelb | 0,63–12,5 | ± 50 | gelb teildiffus |
| CQV 59 | grün | 0,63–12,5 | ± 50 | grün teildiffus |

Mini-Diode, 1 mm

| | | | | |
|--------|-----------|----------------|----------|-----------------|
| LD 121 | super-rot | $\cong 0,6^1)$ | ± 30 | rötlich diffus |
| LD 161 | gelb | $\cong 0,6^1)$ | ± 30 | gelblich diffus |
| LD 171 | grün | $\cong 0,6^1)$ | ± 30 | grünlich diffus |

Zeilendioden, 2 mm

| | | | | |
|----------------------|------|-------------|----------|-----------------|
| LD 461 ²⁾ | rot | $\cong 0,6$ | ± 50 | rötlich diffus |
| LD 491 | gelb | $\cong 0,6$ | ± 50 | gelblich diffus |
| LD 471 ²⁾ | grün | $\cong 0,6$ | ± 50 | grünlich diffus |

¹⁾ $I_f = 10 \text{ mA}$

²⁾ Auch als Zeile lieferbar

LED für Oberflächenmontage im Gehäuse SOT 23

| Typ | Emissionsfarbe | Lichtstärke ($I_F = 20 \text{ mA}$) I_V^1 (mcd) | Halbwinkel ϕ (Grad) | Gehäuseeinfärbung |
|---------|----------------------------------|---|-----------------------------|-------------------|
| CQV 231 | super-rot | $\geq 1,2 (2,0)$ | ± 70 | farblos klar |
| CQV 232 | gelb | $\geq 1,2 (2,0)$ | ± 70 | farblos klar |
| CQV 233 | grün | $\geq 1,2 (2,0)$ | ± 70 | farblos klar |
| CQV 234 | super-rot kombiniert mit grün | $\geq 1,2 (2,0)$ | ± 70 | farblos klar |

Zweifarb-LED, 5-mm-Gehäuse

| | | | | |
|--------|----------------------------------|-----------|----------|-----------------------------|
| LD 100 | super-rot kombiniert mit grün | 1,6–32,0 | ± 25 | farblos klar, teildiffus |
| LD 110 | super-rot kombiniert mit grün | 0,63–12,5 | ± 50 | farblos klar, teildiffus |
| LD 113 | super-rot kombiniert mit grün | 0,63–12,5 | ± 50 | farblos klar, teildiffus |

Mini-Diode mit axialen Anschlüssen

| | | | | |
|-------|------|----------------------|----------|--------------|
| RL 50 | rot | $\geq 0,5^2$) | ± 30 | farblos klar |
| RL 54 | rot | $\geq 0,5 (0,8)^2$) | ± 20 | rot diffus |
| RL 55 | rot | $\geq 2,0 (3,0)^2$) | ± 20 | rot diffus |
| YL 56 | gelb | $\geq 2,0^2$) | ± 20 | gelb diffus |
| GL 56 | grün | $\geq 1,0^2$) | ± 20 | grün diffus |

Mini-Diode mit axialen Anschlüssen und integriertem Vorwiderstand für 5-V-Betrieb

| | | | | |
|----------|------|----------------------|----------|-------------|
| RRL 5601 | rot | $\geq 0,3 (1,0)^3$) | ± 20 | rot diffus |
| RYL 5621 | gelb | $\geq 0,3 (0,6)^3$) | ± 20 | gelb diffus |
| RGL 5621 | grün | $\geq 0,3 (0,6)^3$) | ± 20 | grün diffus |

¹⁾ Typische Werte in Klammern

²⁾ $I_F = 10 \text{ mA}$

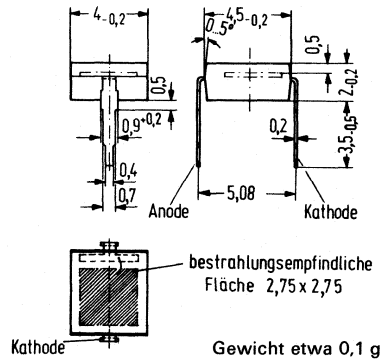
³⁾ $I_F = 5 \text{ mA}$

1.10 Beispiele: Optoelektronische Halbleiter

Silizium-PIN-Fotodiode in Kunststoffumhüllung

BPW 34

BPW 34 ist eine Si-PIN-Fotodiode in Planartechnik. Die Fotodiode ist in ein transparentes Kunststoffgehäuse eingebaut und hat als Anschlüsse Lötspieße im Rasterabstand von 5,08 mm ($\frac{2}{10}$ Zoll). Die Bauform ermöglicht eine sehr einfache Montage auch auf Rasterplatten. Die plane Rückseite des Kunststoffgehäuses ermöglicht eine stabile Fixierung des Bauelementes. Durch Mehrfachanordnungen können auch Zeilen realisiert werden. Dieser universelle Fotoempfänger ist sowohl für den Dioden- als auch für den Elementbetrieb geeignet. Besonders günstig ist das Rausch-Signalverhältnis selbst bei geringen Beleuchtungsstärken. Die Leerlaufspannung ist bei kleinen Beleuchtungsstärken höher als bei vergleichbaren Fotoelementen in Mesa-Technik. Die PIN-Fotodiode zeichnet sich durch geringe Sperrschichtkapazität, hohe Grenzfrequenz und kurze Schaltzeiten aus. Die Fotodiode ist speziell für die IR-Tonübertragung geeignet. Die Kathode ist mit einem blauen Farbpunkt gekennzeichnet.



Grenzdaten

Sperrspannung

Betriebs- und Lagertemperatur

Löttemperatur

2mm vom Gehäuseboden entfernt ($t \leq 3$ s)

Verlustleistung ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

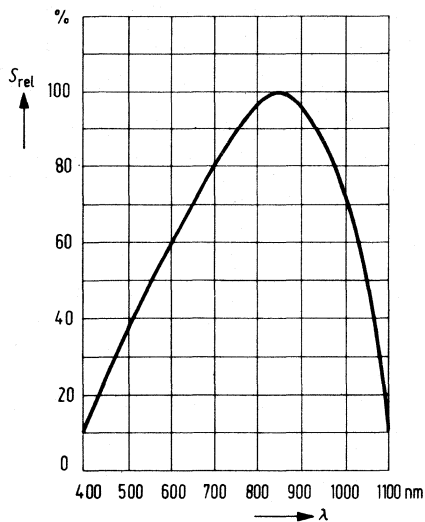
| | | |
|------------------|-------------|------------------|
| U_R | 32 | V |
| T_S | -40 bis +80 | $^\circ\text{C}$ |
| T_L | 230 | $^\circ\text{C}$ |
| P_{tot} | 150 | mW |

Kenndaten ($T_U = 25\text{ °C}$)

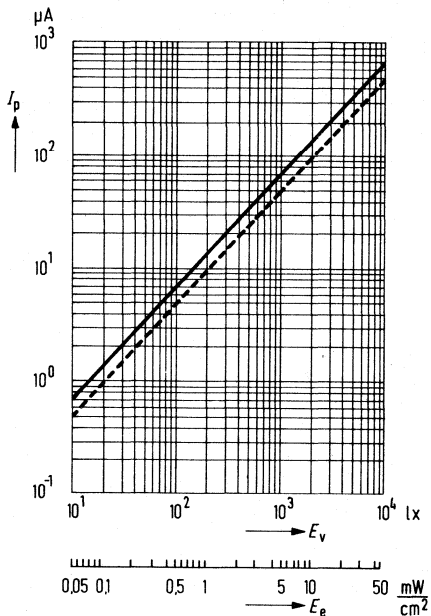
| | | | |
|--|--------------------------|-----------------------|---|
| Fotoempfindlichkeit ¹⁾ ($U_R = 5\text{ V}$) | S | 70 (≥ 50) | nA/lx |
| Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit | $\lambda_{S\text{ max}}$ | 850 | nm |
| Quantenausbeute (Elektronen pro Photon) ($\lambda = 850\text{ nm}$) | η | 0,88 | <u>Elektronen</u> Photon |
| Spektrale Fotoempfindlichkeit ($\lambda = 850\text{ nm}$) | S | 0,60 | A/W |
| Leerlaufspannung ($E_v = 100\text{ lx}$) ¹⁾ | U_L | 285 | mV |
| Leerlaufspannung ($E_v = 1000\text{ lx}$) ¹⁾ | U_L | 365 | mV |
| Kurzschlußstrom ($E_v = 100\text{ lx}$) ¹⁾ | I_K | 6,5 | μA |
| Anstiegs- und Abfallzeit des Fotostromes von 10% auf 90% und von 90% auf 10% des Endwertes | | | |
| ($R_L = 1\text{ k}\Omega$; $U_R = 0\text{ V}$; $\lambda = 950\text{ nm}$) | t_r ; t_f | 125 | ns |
| ($R_L = 1\text{ k}\Omega$; $U_R = 10\text{ V}$; $\lambda = 950\text{ nm}$) | t_r ; t_f | 50 | ns |
| Temperaturkoeffizient für U_L | TK | -2,6 | mV/K |
| Temperaturkoeffizient für I_K bzw. I_P | TK | 0,18 | %/K |
| Kapazität | | | |
| ($U_R = 0\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$; $E = 0$) | C_0 | 72 | pF |
| ($U_R = 3\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$; $E = 0$) | C_3 | 25 (≤ 40) | pF |
| Bestrahlungsempfindliche Fläche | A | 7,6 | mm ² |
| Dunkelstrom ($U_R = 10\text{ V}$) | I_R | 2 (≤ 30) | nA |
| Rauschäquivalente Strahlungsleistung ($U_R = 10\text{ V}$) | NEP | $4,2 \times 10^{-14}$ | $\frac{\text{W}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ |
| Nachweisgrenze | D^* | $6,6 \times 10^{12}$ | $\frac{\text{cm} \sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$ |

¹⁾ Die angegebene Fotoempfindlichkeit und die Beleuchtungsstärken beziehen sich auf die ungefilterte Strahlung einer Wolfram-Fadenlampe mit einer Farbtemperatur von 2856 K (Normlicht A nach DIN 5030 und IEC 306-1).

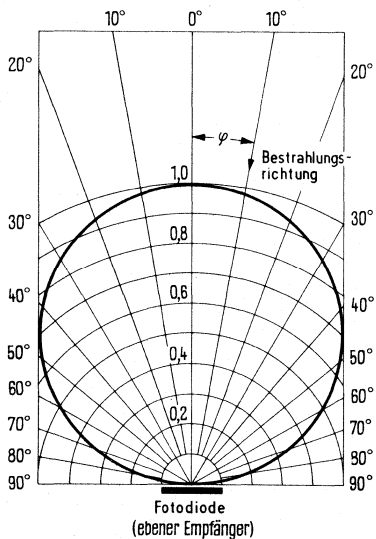
Relative spektrale Empfindlichkeit
 $S_{rel} = f(\lambda)$



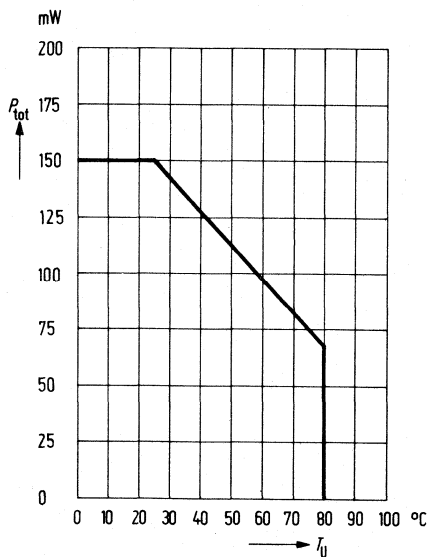
Fotostrom $I_p = f(E_e)$



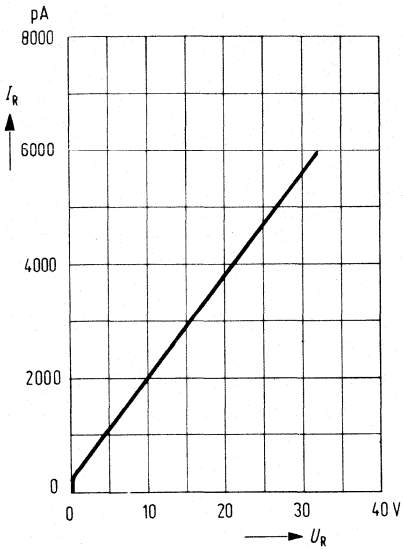
Richtcharakteristik $S_{rel} = f(\varphi)$



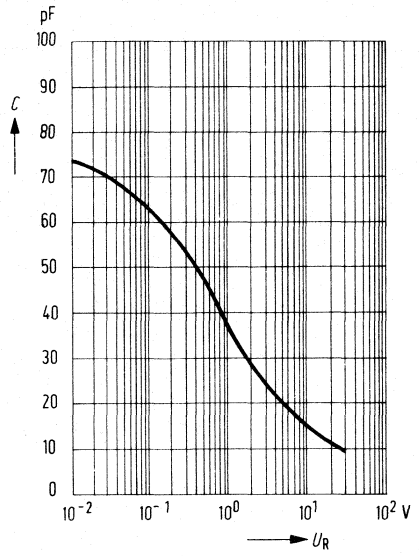
Verlustleistung $P_{tot} = f(T_U)$



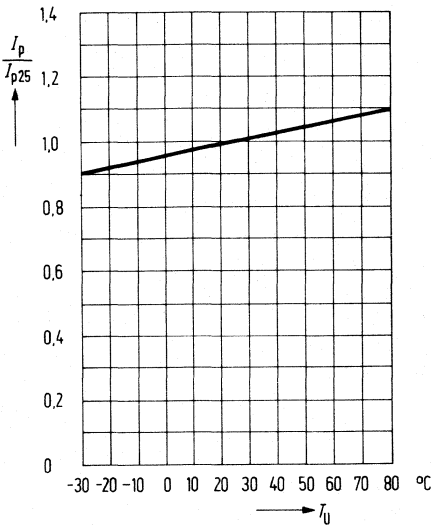
Dunkelstrom $I_R = f(U_R)$
 $T_U = 25^\circ\text{C}; E = 0$



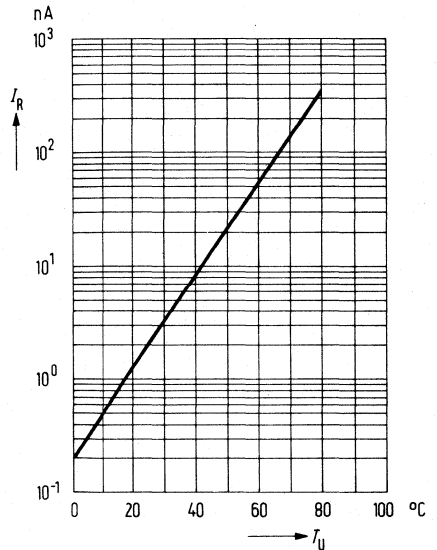
Kapazität $C = f(U_R)$
 $f = 1\text{ MHz}; E = 0$



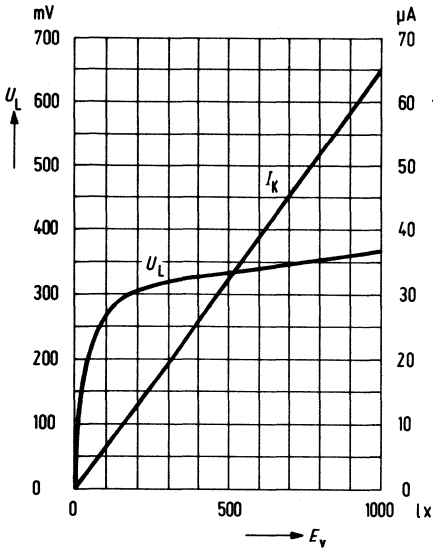
Fotostrom $\frac{I_P}{I_{P25^\circ}} = f(T_U)$



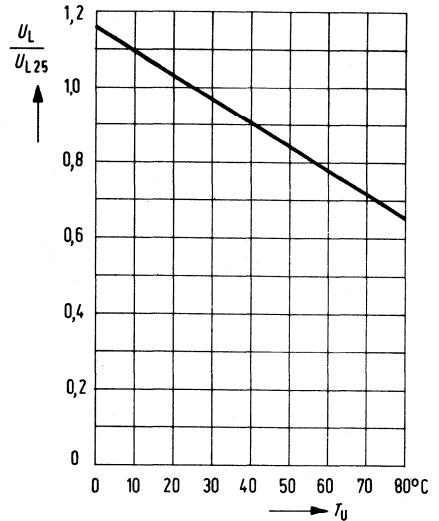
Dunkelstrom $I_R = f(T_U)$
 $U_R = 10\text{ V}; E = 0$



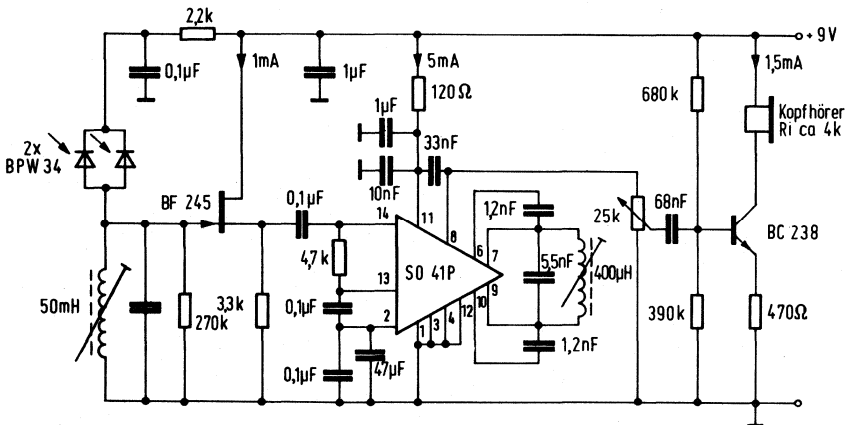
Leerlaufspannung $U_L = f(E_v)$
 Kurzschlußstrom $I_K = f(E_v)$



Leerlaufspannung $\frac{U_L}{U_{L25^\circ}} = f(T_U)$

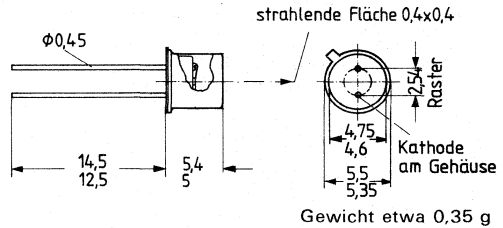


**Empfänger für Infrarot-Tonübertragung
 Anwendungsbeispiel**



Mittenfrequenz 100kHz
 Frequenzhub ca. 5kHz
 Leistungsverbrauch 9V/7,5 mA

Die GaAs-Lumineszenzdiode SFH 402 emittiert Strahlung mit einer im nahen Infrarot liegenden Wellenlänge. Die abgegebene Strahlung wird durch Stromfluß in Durchlaßrichtung angeregt und läßt sich modulieren. Das Gehäuse 18 A 2 DIN 41876 (ähnlich TO 18) ist mit einem planen Lichtfenster versehen. Die Anode ist durch die benachbarte Nase am Rand des Gehäusebodens gekennzeichnet. Die Kathode ist galvanisch mit dem Gehäuse verbunden. Ab $I_F = 100$ mA müssen Kühlkörper verwendet werden.



Grenzdaten

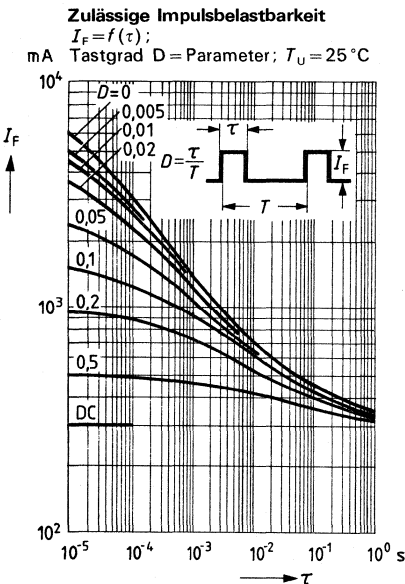
| | | | |
|---|------------|--------------|-------------|
| Sperrspannung | U_R | 4 | V |
| Durchlaßstrom | I_F | 300 | mA |
| Stoßstrom ($\tau \leq 1 \mu s$) | i_{FS} | 5 | A |
| Sperrschichttemperatur | T_j | 100 | $^{\circ}C$ |
| Lagertemperatur | T_s | -55 ... +100 | $^{\circ}C$ |
| Verlustleistung ($T_G = 25^{\circ}C$) | P_{tot} | 470 | mW |
| Wärmewiderstand: | | | |
| Sperrschicht/umgebende Luft | R_{thJU} | 450 | K/W |
| Sperrschicht/Gehäuse | R_{thJG} | 160 | K/W |

Kenndaten ($T_U = 25\text{ °C}$)

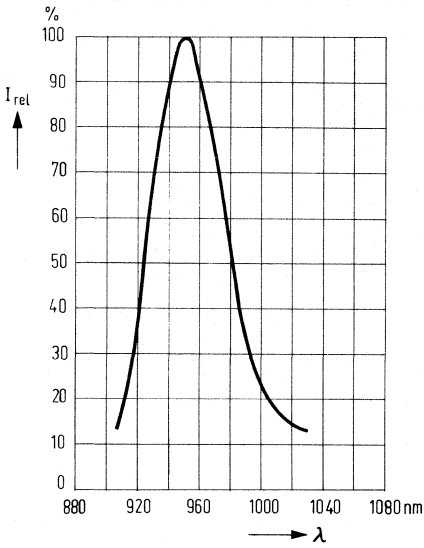
| | | | |
|--|-------------------------|---------------------|---------------|
| Wellenlänge der Strahlung bei I_{\max} | λ_{peak} | 950 | nm |
| Spektrale Bandbreite bei 50% von I_{\max} | $\Delta\lambda$ | ± 20 | nm |
| Öffnungswinkel (Halbwinkel) (Grenzen bei 50% der Strahlstärke I_e) | φ | 40 | Grad |
| Schaltzeiten (I_e von 10% auf 90%; $I_F = 100\text{ mA}$) | $t_r; t_f$ | 1 | μs |
| Kapazität ($U_R = 0\text{ V}$) | C_O | 40 | pF |
| Durchlaßspannung ($I_F = 100\text{ mA}$) | U_F | 1,35 ($\leq 1,7$) | V |
| ($I_F = 1\text{ A}$) | U_F | 1,9 ($\leq 2,3$) | V |
| Durchbruchspannung ($I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$) | U_{BR} | 30 (≥ 4) | V |
| Sperrstrom ($U_R = 3\text{ V}$) | I_R | 0,01 (≤ 10) | μA |
| Temperaturkoeffizient von I_e bzw. Φ_e | T_K | -0,55 | %/K |
| Temperaturkoeffizient von U_F | T_K | -1,5 | mV/K |
| Temperaturkoeffizient von λ_{peak} | T_K | 0,3 | nm/K |

Gruppierung der Strahlstärke I_e in Achsenrichtung bei $I_F = 100\text{ mA}$

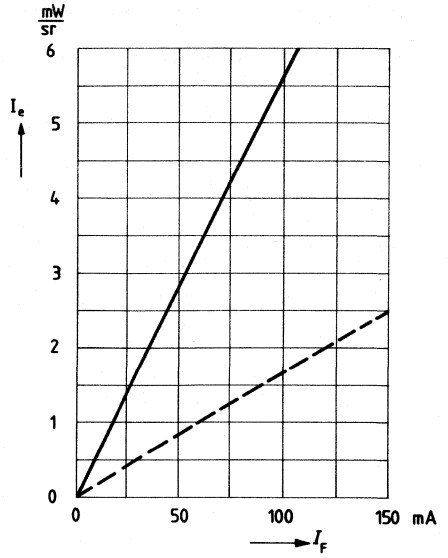
| Gruppe | I | II | III | |
|--|-----------|---------|-------|-------|
| Strahlstärke I_e ($\varphi = 40^\circ$) | 1,6...3,2 | 2,5...5 | 4...8 | mW/sr |
| Φ_e typ. (gesamt) | 4 | 6,3 | 10 | mW |



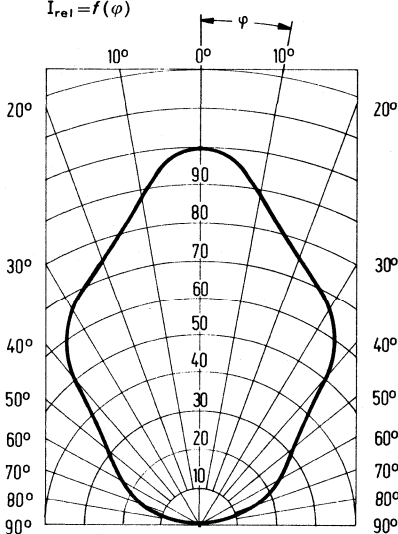
Relative spektrale Emission $I_{rel} = f(\lambda)$



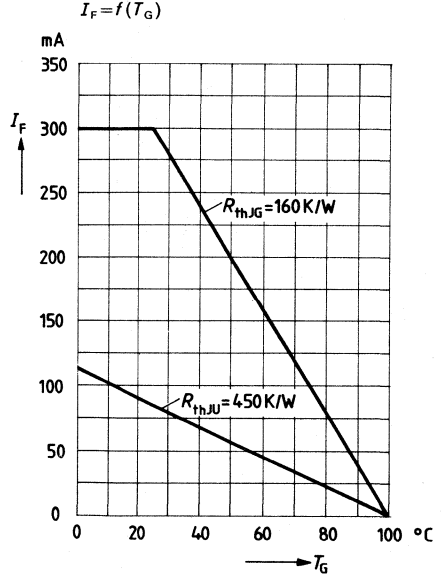
Strahlstärke $I_e = f(I_F)$



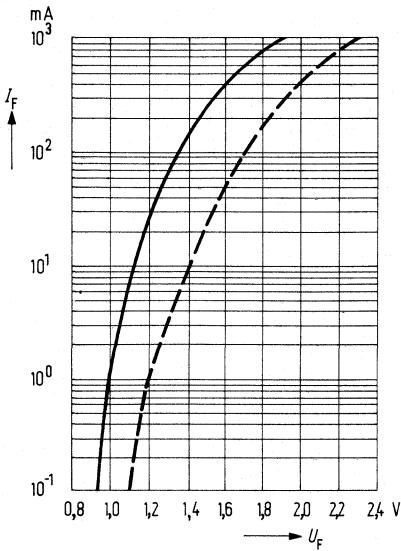
Abstrahlungscharakteristik $I_{rel} = f(\varphi)$



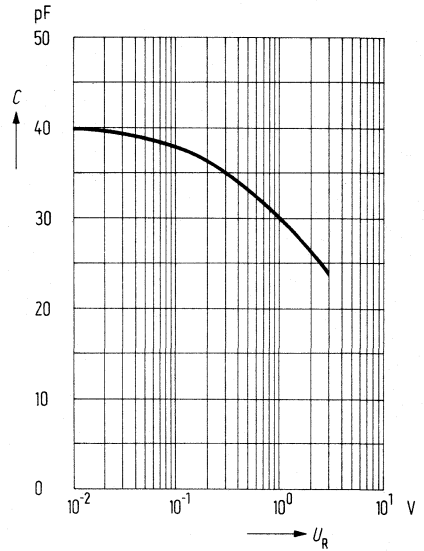
Maximal zulässiger Durchlaßstrom $I_F = f(T_G)$



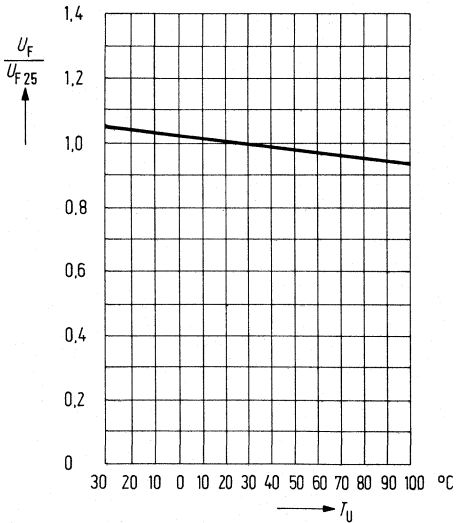
Durchlaßstrom $I_F = f(U_F)$



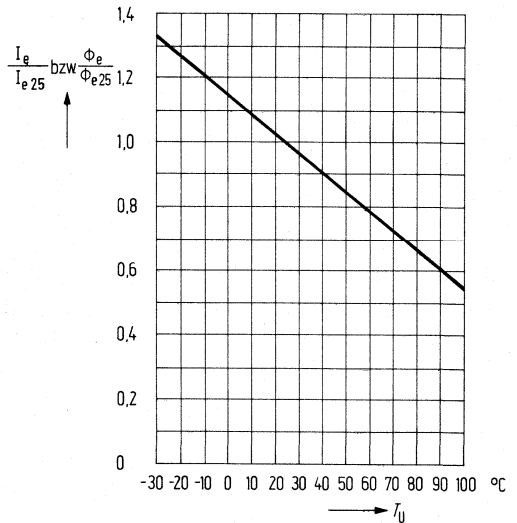
Kapazität $C = f(U_R)$



Durchlaßspannung $\frac{U_F}{U_{F25}} = f(T_U)$



Strahlstärke $\frac{I_e}{I_{e25}} = f(T_U)$



Alle Daten beziehen sich, wenn nicht anders vermerkt, auf den Faserausgang.

Grenzdaten ($T_G = 25^\circ\text{C}$ an der inneren Wärmesenke)

| | | | |
|--|-------------|-------------|------------------|
| Puls-Leistung (Tastverhältnis 1 : 4) | Φ_{eP} | 3 | mW |
| CW-Leistung | Φ_e | 1,5 | mW |
| Betriebstemperatur (am äußeren Flansch) | T_G | -5 ... +65 | $^\circ\text{C}$ |
| Lagertemperatur | T_s | -30 ... +70 | $^\circ\text{C}$ |
| Sperrspannung der Monitor-Si-PIN-Fotodiode | U_R | 25 | V |

Kenndaten ($T_G = 25^\circ\text{C}$ an der inneren Wärmesenke)

| | | | |
|---|-----------------|--------------|---------------|
| Wellenlänge: (Mitte des Spektrums, $\Phi_e = 1 \text{ mW}$) | | | |
| SFH 408/840 | λ | 840 ± 20 | nm |
| SFH 408/880 | λ | 880 ± 10 | nm |
| Spektrale Bandbreite ($\Phi_e = 1 \text{ mW}$) | $\Delta\lambda$ | 1 ... 6 | nm |
| Schwellenstrom | I_{th} | ≤ 125 | mA |
| Strahlungsleistung beim Schwellenstrom | Φ_{eth} | $\leq 0,5$ | mW |
| Wirkungsgrad | η | $> 0,06$ | W/A |
| Bandbreite | B | 1 | GHz |
| Fotostrom der Monitordiode ($\Phi_e = 1 \text{ mW}$) | I_p | 500 | μA |
| Anstiegs- und Abfallzeit des Fotostromes der Monitor- fotodiode | $t_r; t_f$ | < 1 | ns |
| Linearität zwischen Fotostrom der Diode und der Strahlungsleistung | | ± 5 | % |
| Thermistor-Widerstand ($T_G = 25^\circ\text{C}$) (Siemens-Typ M 867) | | | |
| | R_N | 10 | k Ω |
| Peltier-Kühlelement (Melcor FC 06-18-06): | | | |
| Strom ($\Delta T = 40 \text{ K}$) | I | 1,1 | A |
| Spannung ($\Delta T = 40 \text{ K}$) | U | 2,2 | V |

Betriebshinweise

Schutz gegen Überlastung

Die angegebenen Daten bleiben nur gültig, wenn die Dioden nicht überlastet werden. Zum Beispiel können Pulsspitzen aus der Stromversorgungseinheit – auch wenn sie nur wenige Nanosekunden lang sind – zu irreversiblen Schäden an der Laserdiode führen. Solche Pulsspitzen können beim Ein- und Ausschalten der Stromversorgung entstehen oder über die Koppelkapazität elektronisch geregelter Geräte aus dem Netz an die Laserdiode gelangen.

Die Versorgungseinheit sollte daher entsprechend (z.B. mit geeigneten Schutzschaltungen) ausgelegt sein.

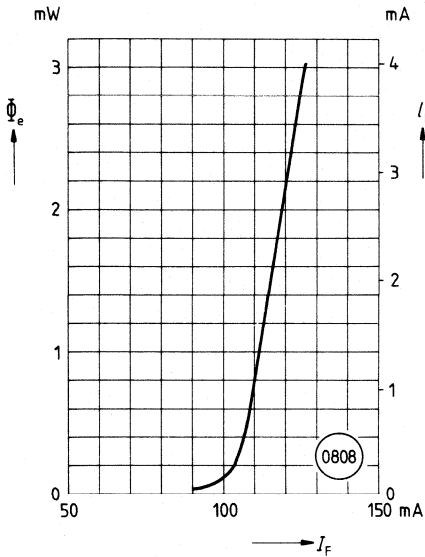
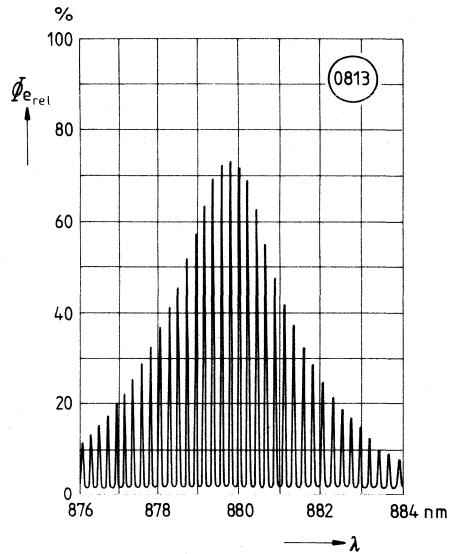
Augenschutz

Wegen der hohen optischen Strahlungsleistung besteht die Gefahr von Augenschäden. Bezüglich der erforderlichen Sicherheitsmaßnahmen wird auf die entsprechenden Unfallverhütungsvorschriften und -regeln (z. B. 148) verwiesen.

**Strahlungsleistung am Faserausgang:
Fotostrom der Monitordiode**

$$\Phi_e = f(I_F)$$

$$I_p = f(I_F)$$


Modenspektrum

Testbedingungen

Der Laserchip wird 336 Stunden bei 5 mW Strahlungsleistung pro Spiegel und einer Umgebungstemperatur $T_U = 90^\circ\text{C}$ eingebrannt. Dabei darf der erforderliche Flußstrom um nicht mehr als 1% ansteigen.

Jedem Lasermodul wird ein Protokoll beigelegt mit folgenden Meßkurven:

Strahlungsleistung in Abhängigkeit vom Laserstrom,

Monitorstrom in Abhängigkeit von der Strahlungsleistung

Endprüfung des Moduls:

24 Stunden bei einer Strahlungsleistung von 5 mW am vorderen Laserspiegel und einer Umgebungstemperatur $T_U = 60^\circ\text{C}$ an der inneren Wärmesenke (Thermistor).

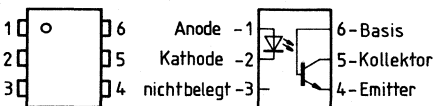
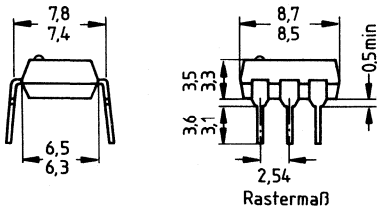
Das Koppellement CNY 17 besitzt als Sender eine GaAs-Lumineszenzdiode, die optisch mit einem Silizium-Planar-Fototransistor als Empfänger gekoppelt ist. Das Bauelement ist in ein DIP-6-Kunststoff-Steckgehäuse eingebaut.

Das Koppellement ermöglicht die Übertragung von Signalen zwischen zwei galvanisch getrennten Stromkreisen. Der Potentialunterschied zwischen zu koppelnden Schaltungen darf die maximal zulässigen Bezugsspannungen nicht überschreiten.



Merkmale

- Isolationsprüfspannung: 4400 V
- Hohe Koppelfaktoren
 - bei 10 mA: 40... 320%
 - bei 1 mA: 13... 90%
- Kurze Schaltzeiten
- Geringe Degradation des Koppelfaktors; siehe Diagramm $I_C/I_F = f(t)$
- 100% Burn-in bei $I_F = 50$ mA; $T_U = 60^\circ\text{C}; t = 24$ h
- Feldeffektstabil durch TRIOS¹⁾
- Temperaturstabil
- Gute Linearität des Koppelfaktors in Abhängigkeit vom Flußstrom
- Hohe Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE0} = 70$ V
- Geringe Sättigungsspannung
- Geringe Koppelkapazität
- Basis extern beschaltbar



Gewicht etwa 0,7 g

1) TRIOS® ≙ Transparenter Ionenschirm

Grenzdaten

Sender (GaAs-Diode)

| | | | |
|---|-----------|-----|----|
| Sperrspannung | U_R | 6 | V |
| Vorwärtsstrom | I_F | 60 | mA |
| Vorwärtsstoßstrom ($t \leq 10 \mu s$) | I_{FSM} | 2,5 | A |
| Verlustleistung | P_{tot} | 100 | mW |

Empfänger (Si-Fototransistor)

| | | | |
|----------------------------------|-----------|-----|----|
| Kollektor-Emitter-Spannung | U_{CEO} | 70 | V |
| Emitter-Basis-Spannung | U_{EBO} | 7 | V |
| Kollektorstrom | I_C | 50 | mA |
| Kollektorstrom ($t \leq 1 ms$) | I_{CSM} | 100 | mA |
| Verlustleistung | P_{tot} | 150 | mW |

Optokoppler

| | | | |
|---|----------|--------------|----|
| Lagertemperatur | T_S | -40 ... +150 | °C |
| Umgebungstemperatur | T_U | -40 ... +100 | °C |
| Sperrschichttemperatur | T_j | 100 | °C |
| Löttemperatur (max. 10 s) ¹⁾ | T_L | 260 | °C |
| Isolationsprüfspannung ²⁾ zwischen Sender und Empfänger, bezogen auf Normklima 23/50 DIN 50014 | U_{I0} | 4400 | V- |
| Kriechstrecke | | min 8,2 | mm |
| Luftstrecke | | min 7,3 | mm |

Kriechstromfestigkeit

| | | | |
|---|----------|--------------------------|----------|
| Nach VDE 0110 § 6 Tabelle 3 und DIN 53480/VDE 0303 Teil 1. | KB | ≥ 100 (Gruppe 3) | |
| Isolationswiderstand ($U_{I0} = 500 V$) | R_{IS} | 10^{11} | Ω |

¹⁾ Tauchlötung: Eintauchtiefe $\leq 3,6 mm$

²⁾ Prüfgleichspannung nach DIN 57883, Entw. 4/78

Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

Sender (GaAs-Lumineszenzdiode)

| | | | |
|---|------------|----------------------|---------------|
| Durchlaßspannung ($I_F = 60 \text{ mA}$) | U_F | 1,25 ($\leq 1,65$) | V |
| Durchbruchspannung ($I_R = 10 \text{ }\mu\text{A}$) | U_{BR} | 30 (≥ 6) | V |
| Sperrstrom ($U_R = 6 \text{ V}$) | I_R | 0,01 (≤ 10) | μA |
| Kapazität ($U_R = 0 \text{ V}$; $f = \text{MHz}$) | C_O | 40 | pF |
| Wärmewiderstand ¹⁾ | R_{thJU} | 750 | K/W |

Empfänger (Si-Fototransistor)

| | | | |
|--|------------|-----|-----|
| Kapazität ($U_{CE} = 5 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$) | C_{CE} | 6,8 | pF |
| ($U_{CB} = 5 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$) | C_{CB} | 8,5 | pF |
| ($U_{EB} = 5 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$) | C_{EB} | 11 | pF |
| Wärmewiderstand ¹⁾ | R_{thJU} | 500 | K/W |

Optokoppler

Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung

($I_F = 10 \text{ mA}$; $I_C = 2,5 \text{ mA}$)

Koppelkapazität

| | | |
|----------------------|---------------------|----|
| $U_{CE \text{ sat}}$ | 0,25 ($\leq 0,4$) | V |
| C_K | 0,55 | pF |

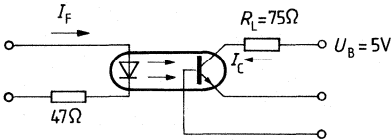
Die Optokoppler werden nach dem Stromübertragungsverhältnis I_C/I_F bei $U_{CE} = 5 \text{ V}$ gruppiert und mit arabischen Ziffern gekennzeichnet.

| Gruppe | 1 | 2 | 3 | 4 | |
|--|---------------------------|-----------------|------------------|------------------|----|
| I_C/I_F ($I_F = 10 \text{ mA}$) | 40... 80 | 63... 125 | 100... 200 | 160... 320 | % |
| I_C/I_F ($I_F = 1 \text{ mA}$) | 30 (> 13) | 45 (> 22) | 70 (> 34) | 90 (> 56) | % |
| Kollektor-Emitter-Reststrom ($U_{CE} = 10 \text{ V}$) | I_{CEO} 2 (≤ 50) | 2 (≤ 50) | 5 (≤ 100) | 5 (≤ 100) | nA |

¹⁾ Ruhende Luft, Koppler in Leiterplatte oder Sockel gelötet.

Schaltzeiten (Definitionen siehe Seite 18)

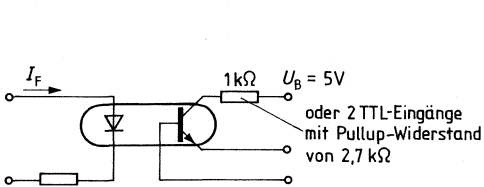
Linearbetrieb (ohne Sättigung)



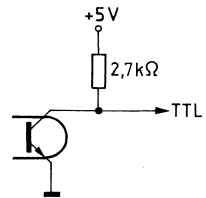
| | | | |
|----------------|------------------|--------------------|---------------|
| Lastwiderstand | R_L | 75 | Ω |
| Einschaltzeit | t_{ein} | 3,0 ($\leq 5,6$) | μs |
| Anstiegszeit | t_r | 2,0 ($\leq 4,0$) | μs |
| Ausschaltzeit | t_{aus} | 2,3 ($\leq 4,1$) | μs |
| Abfallzeit | t_f | 2,0 ($\leq 3,5$) | μs |
| Grenzfrequenz | f_g | 250 | kHz |

$I_F = 10 \text{ mA}$
 $U_B = 5 \text{ V}$
 $T_U = 25^\circ\text{C}$

Schalterbetrieb (mit Sättigung)

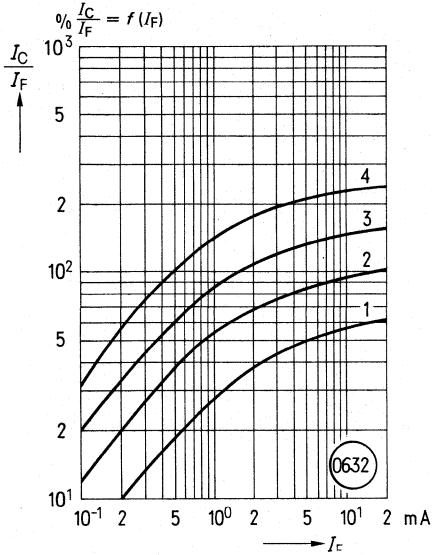


TTL - Pegel werden eingehalten, nicht jedoch TTL - Schaltzeiten

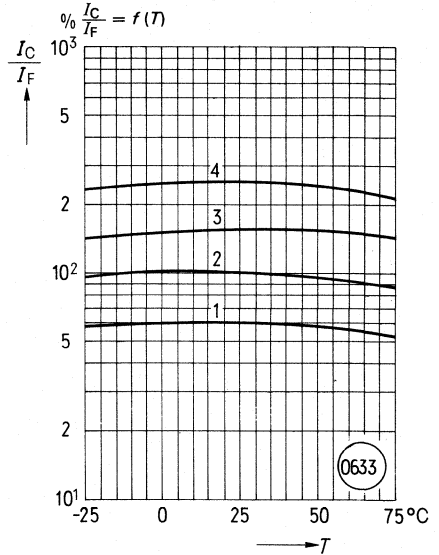


| Gruppe | | 1 $I_F = 20 \text{ mA}$ | 2 und 3 $I_F = 10 \text{ mA}$ | 4 $I_F = 5 \text{ mA}$ | |
|---------------|---------------------|----------------------------|----------------------------------|---------------------------|---------------|
| Einschaltzeit | t_{ein} | 3,0 ($\leq 5,5$) | 4,2 ($\leq 8,0$) | 6,0 ($\leq 10,5$) | μs |
| Anstiegszeit | t_r | 2,0 ($\leq 4,0$) | 3,0 ($\leq 6,0$) | 4,6 ($\leq 8,0$) | μs |
| Ausschaltzeit | t_{aus} | 18 (≤ 34) | 23 (≤ 39) | 25 (≤ 43) | μs |
| Abfallzeit | t_f | 11 (≤ 20) | 14 (≤ 24) | 15 (≤ 26) | μs |
| | $U_{\text{CE sat}}$ | | 0,25 ($\leq 0,4$) | | V |

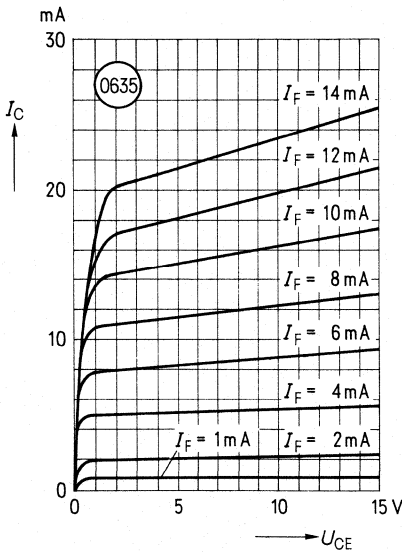
Stromübertragungsverhältnis (typisch) als Funktion vom Diodenstrom
 ($T_U = -25^\circ\text{C}$, $U_{CE} = 5\text{ V}$)



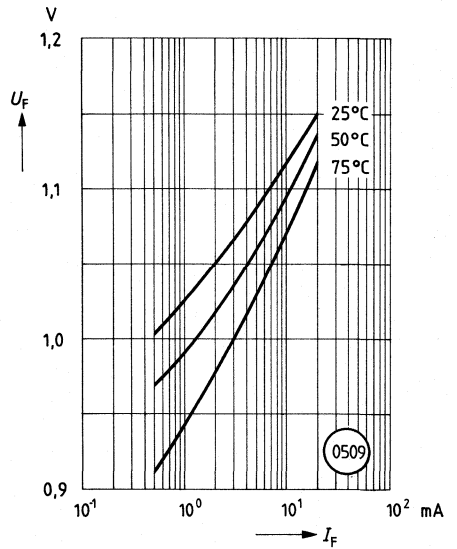
Stromübertragungsverhältnis (typisch) als Funktion von der Temperatur
 ($I_F = 10\text{ mA}$, $U_{CE} = 5\text{ V}$)



Ausgangskennlinien (typisch)
 ($T_U = 25^\circ\text{C}$)
 $I_C = f(U_{CE})$
 Basis nicht beschaltet



Vorwärtsspannung (typisch) der Diode
 $U_F = f(I_F)$



2 Anzeigeelemente

2.1 LED-Anzeigen (Displays)

Definitionen, Typenbezeichnung

LED-Displays sind optoelektronische Halbleiteranzeigen, mit denen Zahlen, Zeichen und Symbole dargestellt werden. Numerische und alphanumerische Anzeigen übersetzen elektrische Signale in optisch wahrnehmbare Informationen.

Das Siemens-Typenspektrum enthält ein- und mehrstellige Displays mit Zifferngrößen von 2,8 mm bis 20 mm.

Die Anzeigen sind in verschiedenen Emissionsfarben lieferbar und werden bezüglich der Helligkeit gemessen und gruppiert.

2.2 Typenübersicht LED-Anzeigen

| Typ | Symbolhöhe | Symbol | Emissionsfarben | | | |
|----------|------------|--------|-----------------|------|------|--------|
| | | | rot | gelb | grün | orange |
| DL 330 M | 2,8 mm | 888 | x | | | |
| DL 340 M | 2,8 mm | 8888 | x | | | |
| DL 430 M | 3,8 mm | 88 | x | | | |
| DL 440 M | 3,8 mm | 888 | x | | | |
| HD 1075 | 7 mm | 8 | x | x | | x |
| HG 1075 | 7 mm | 8 | | | x | |
| HD 1077 | 7 mm | 8 | x | x | | x |
| HG 1077 | 7 mm | 8 | | | x | |
| DL 4770 | 7 mm | 8888 | x | | | |
| DLO 4770 | 7 mm | 8888 | | | | x |
| HD 1105 | 10 mm | 8 | x | x | | x |
| HG 1105 | 10 mm | 8 | | | x | |
| HD 1107 | 10 mm | 8 | x | x | | x |
| HG 1107 | 10 mm | 8 | | | x | |
| DL 7750 | 10,9 mm | 8 | x | | | |
| DL 7751 | 10,9 mm | 8 | x | | | |

| Typ | Symbolhöhe | Symbol | Emissionsfarben | | | |
|----------|------------|----------|-----------------|------|------|--------|
| | | | rot | gelb | grün | orange |
| DL 7756 | 10,9 mm | +/. ⊗ | x | | | |
| DL 7760 | 10,9 mm | ⊗ | x | | | |
| DL 7670 | 10,9 mm | ⊗ | | | x | |
| DL 7671 | 10,9 mm | ⊗ | | | x | |
| DL 7673 | 10,9 mm | ⊗ | | | x | |
| DL 7676 | 10,9 mm | +/. ⊗ | | | x | |
| DL 7650 | 10,9 mm | ⊗ | | | | x |
| DL 7651 | 10,9 mm | ⊗ | | | | x |
| DL 7653 | 10,9 mm | ⊗ | | | | x |
| DL 7656 | 10,9 mm | +/. ⊗ | | | | x |
| DL 7660 | 10,9 mm | ⊗ | | x | | |
| DL 7661 | 10,9 mm | ⊗ | | x | | |
| DL 7663 | 10,9 mm | ⊗ | | x | | |
| DL 7666 | 10,9 mm | +/. ⊗ | | x | | |
| HD 1131 | 13,5 mm | ⊗ | x | x | x | x |
| HD 1132 | 13,5 mm | ±/. ⊗ | x | x | x | x |
| HD 1133 | 13,5 mm | ⊗ | x | x | x | x |
| HD 1134 | 13,5 mm | ±/. ⊗ | x | x | x | x |
| HA 2151 | 14,2 mm | ⊗ | x | | x | x |
| HA 2153 | 14,2 mm | ⊗ | x | | x | x |
| DL 3400 | 20 mm | ⊗ | x | | | |
| DL 3401 | 20 mm | ⊗ | x | | | |
| DL 3403 | 20 mm | ⊗ | x | | | |
| DL 3405 | 20 mm | ⊗ | x | | | |
| DL 3406 | 20 mm | +/. ⊗ | x | | | |
| DLO 3900 | 20 mm | ⊗ | | | | x |
| DLO 3901 | 20 mm | ⊗ | | | | x |
| DLO 3903 | 20 mm | ⊗ | | | | x |
| DLO 3905 | 20 mm | ⊗ | | | | x |
| DLO 3906 | 20 mm | +/. ⊗ | | | | x |

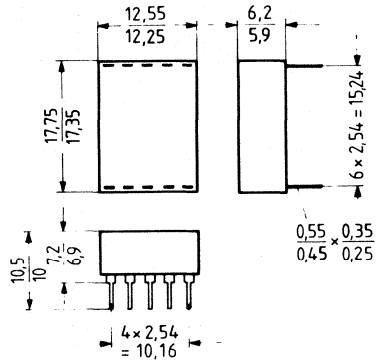
2.3 Beispiel: LED-Anzeigen

1-stellige LED-Anzeige, 13,5 mm Symbolhöhe, Gehäusefarbe: grau

Emissionsfarben: rot (r), gelb (y), grün (g), orange (o)

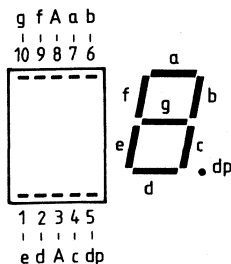
Die hier vorgestellten Anzeigen eignen sich für die verschiedensten Anwendungsfälle in der modernen Industrie- und Konsumelektronik, z.B. als Kanalanzeige in Fernsehgeräten, für elektronische Digitaluhren, für Rechner, Waagen, Automobile, Haushaltsgeräte, Meßgeräte usw.

Die Anzeigen sind stoß- und vibrationsfest und weisen eine sehr hohe Lebensdauererwartung auf. Sie sind auf Grund niedriger Betriebsspannung IC-kompatibel und durch ihr schnelles Schaltvermögen sehr gut für Multiplexbetrieb geeignet.



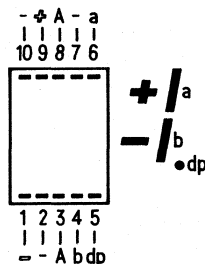
Anschlußbelegung (Draufsicht – Displayseite) Bauelemente in Einbaulage

HD 1131



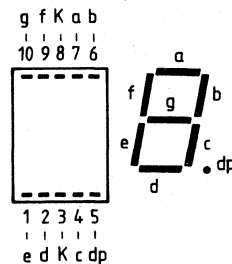
A=gemeinsame Anode

HD 1132



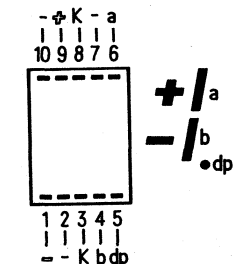
A=gemeinsame Anode

HD1133



K=gemeinsame Kathode

HD 1134



K=gemeinsame Kathode

Grenzdaten

| | | | |
|--|------------|------------|-----|
| Sperrspannung | U_R | 6 | V |
| Durchlaßstrom pro Segment oder Punkt ¹⁾ | | | |
| rot | I_F | 35 | mA |
| orange, gelb, grün | I_F | 20 | mA |
| Stoßstrom pro Segment ($\tau \leq 10 \mu\text{s}$) ¹⁾ | | | |
| rot | i_{FS} | 400 | mA |
| orange, gelb, grün | i_{FS} | 150 | mA |
| Lagertemperatur | T_S | -40... +85 | °C |
| Umgebungstemperatur | T_U | -35... +85 | °C |
| Verlustleistung pro Segment oder Punkt ¹⁾ | P_{tot} | 60 | mW |
| Wärmewiderstand: | | | |
| HD 1131/1133 | R_{thJU} | 115 | K/W |
| HD 1132/1134 | R_{thJU} | 155 | K/W |

Kenndaten (rot)

| | min. | typ. | max. | |
|--|------------------|------|------|------------------|
| Lichtstärke ²⁾ pro Segment | | | | |
| bei $I_F = 10 \text{ mA}$ | I_v | 120 | 300 | μcd |
| bei $I_F = 35 \text{ mA}$ | I_v | | 1400 | μcd |
| Wellenlänge des emittierten Lichtes | λ_{peak} | | 665 | nm |
| Dominantwellenlänge | λ_{dom} | | 645 | nm |
| Durchlaßspannung bei $I_F = 10 \text{ mA}$ | U_F | | 1,6 | 2,0 V |
| Sperrstrom pro Segment bei $U_R = 6 \text{ V}$ | I_R | | 0,01 | 10 μA |
| Anstiegszeit | t_r | | 5 | ns |
| Abfallzeit | t_f | | 5 | ns |
| Kapazität pro Segment ($U_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$) | C | | 40 | pF |

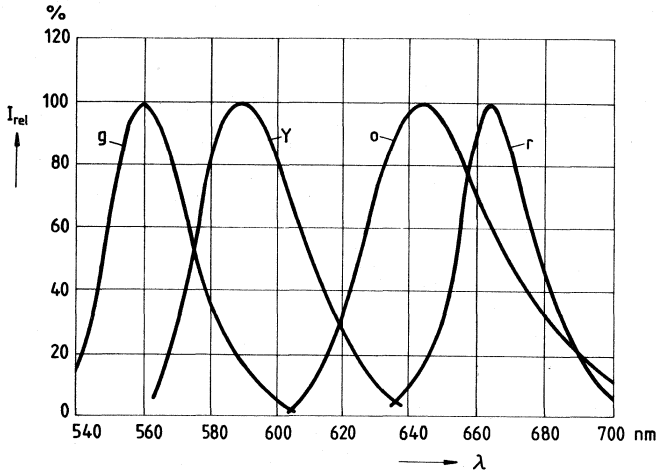
¹⁾ Dieser Wert gilt für eine Umgebungstemperatur von $T_U = 45^\circ\text{C}$.

²⁾ Streuung der Absolutwerte innerhalb einer Gruppe bzw. eines Displays $\frac{I_{v \max}}{I_{v \min}} \leq 2$.

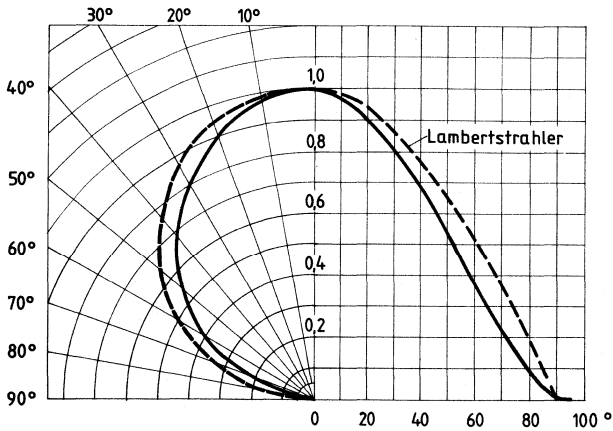
| Kenndaten (orange) | | min. | typ. | max. | |
|---|-------------------------|------|------|------|----------------|
| Lichtstärke ²⁾ pro Segment bei $I_F = 5 \text{ mA}$ | I_V | 90 | 260 | | μcd |
| | I_V | | 1400 | | μcd |
| bei $I_F = 20 \text{ mA}$ | | | | | |
| Wellenlänge des emittierten Lichtes | λ_{peak} | | 645 | | nm |
| Dominantwellenlänge | λ_{dom} | | 638 | | nm |
| Durchlaßspannung bei $I_F = 5 \text{ mA}$ | U_F | | 1,9 | 2,4 | V |
| Sperrstrom pro Segment bei $U_R = 6 \text{ V}$ | I_R | | 0,01 | 10 | μA |
| Anstiegszeit | t_r | | 100 | | ns |
| Abfallzeit | t_f | | 100 | | ns |
| Kapazität pro Segment ($U_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$) | C | | 12 | | pF |
| Kenndaten (gelb) | | | | | |
| Lichtstärke ²⁾ pro Segment bei $I_F = 5 \text{ mA}$ | I_V | 90 | 200 | | μcd |
| | I_V | | 1300 | | μcd |
| bei $I_F = 20 \text{ mA}$ | | | | | |
| Wellenlänge des emittierten Lichtes | λ_{peak} | | 590 | | nm |
| Dominantwellenlänge | λ_{dom} | | 592 | | nm |
| Durchlaßspannung bei $I_F = 5 \text{ mA}$ | U_F | | 1,9 | 2,4 | V |
| Sperrstrom pro Segment bei $U_R = 6 \text{ V}$ | I_R | | 0,01 | 10 | μA |
| Anstiegszeit | t_r | | 100 | | ns |
| Abfallzeit | t_f | | 100 | | ns |
| Kapazität pro Segment ($U_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$) | C | | 10 | | pF |
| Kenndaten (grün) | | | | | |
| Lichtstärke ²⁾ pro Segment bei $I_F = 5 \text{ mA}$ | I_V | 120 | 260 | | μcd |
| | I_V | | 1400 | | μcd |
| bei $I_F = 20 \text{ mA}$ | | | | | |
| Wellenlänge des emittierten Lichtes | λ_{peak} | | 560 | | nm |
| Dominantwellenlänge | λ_{dom} | | 561 | | nm |
| Durchlaßspannung bei $I_F = 5 \text{ mA}$ | U_F | | 1,9 | 2,4 | V |
| Sperrstrom pro Segment bei $U_R = 6 \text{ V}$ | I_R | | 0,01 | 10 | μA |
| Anstiegszeit | t_r | | 50 | | ns |
| Abfallzeit | t_f | | 50 | | ns |
| Kapazität pro Segment ($U_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$) | C | | 45 | | pF |

²⁾ Streuung der Absolutwerte innerhalb einer Gruppe bzw. eines Displays $\frac{I_{V \text{ max}}}{I_{V \text{ min}}} \leq 2$.

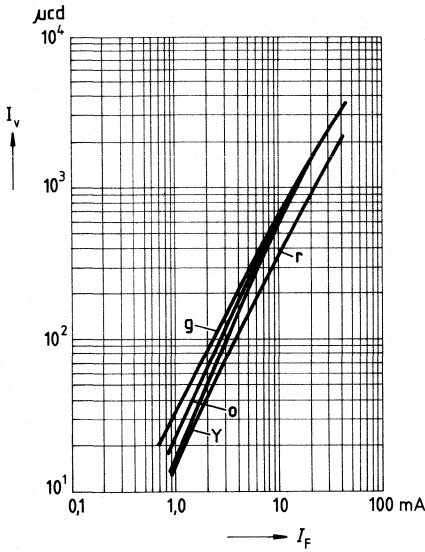
Relative spektrale Emission $I_{rel} = f(\lambda)$



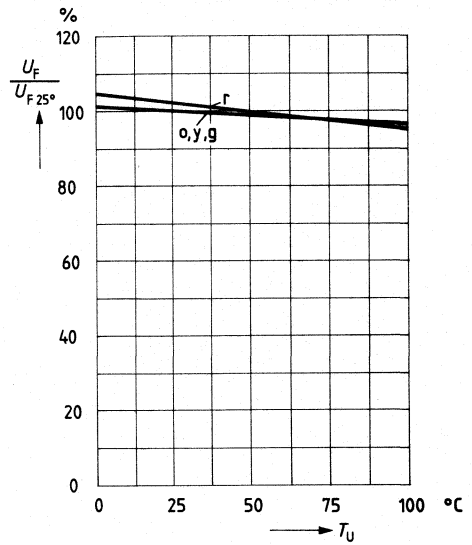
Abstrahlungscharakteristik $I_{rel} = f(\varphi)$



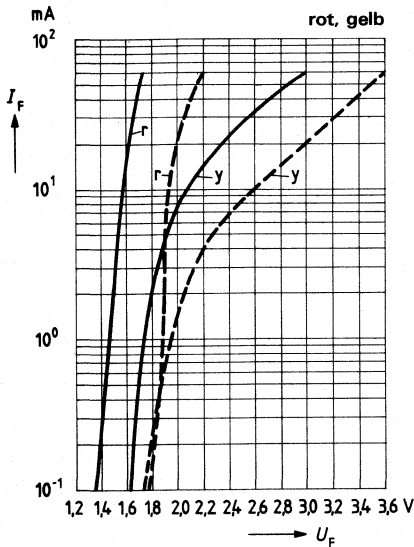
Lichtstärke $I_v = f(I_F)$



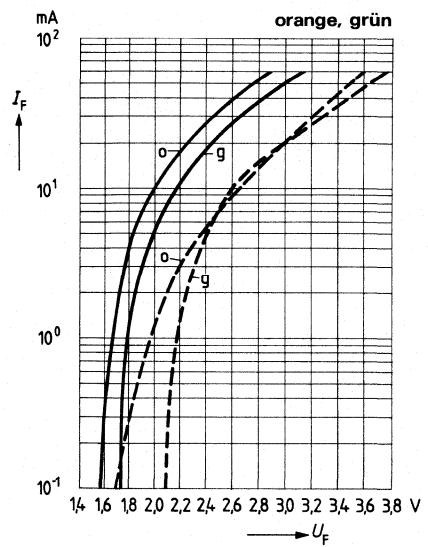
Durchlaßspannung $\frac{U_F}{U_{F25}} = f(T_U)$



Durchlaßstrom $I_F = f(U_F)$



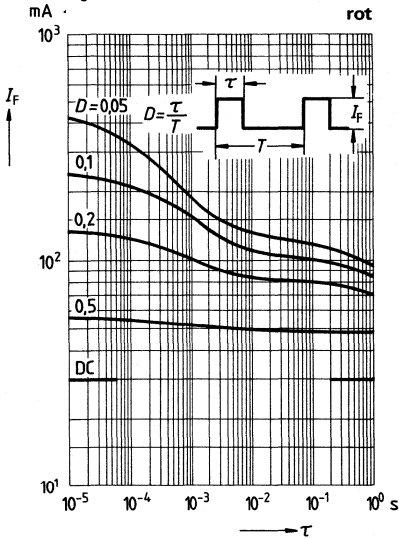
Durchlaßstrom $I_F = f(U_F)$



Zulässige Impulsbelastbarkeit pro Segment

$I_F = f(\tau)$, $D = \frac{\tau}{T}$ = Parameter

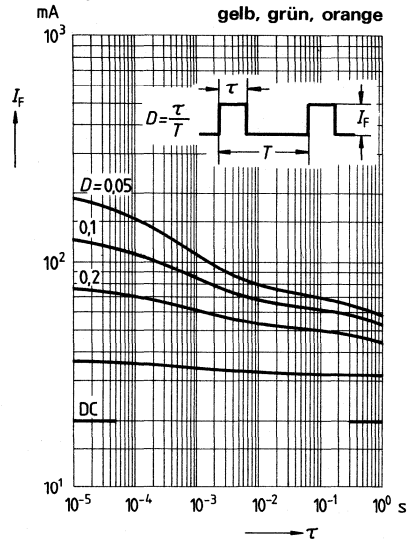
$T_U = 45^\circ\text{C}$



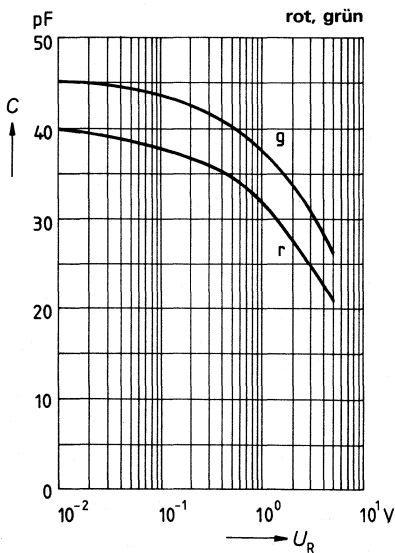
Zulässige Impulsbelastbarkeit pro Segment

$I_F = f(\tau)$, $D = \frac{\tau}{T}$ = Parameter

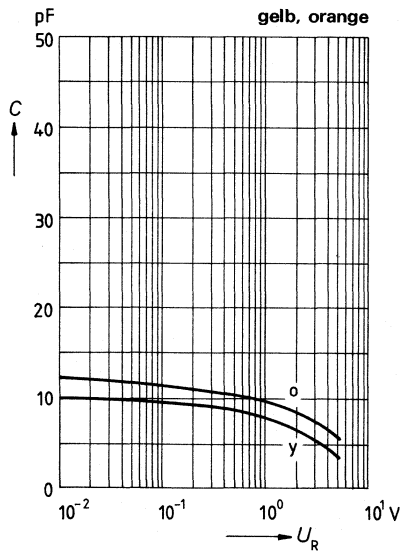
$T_U = 45^\circ\text{C}$



Kapazität $C = f(U_R)$

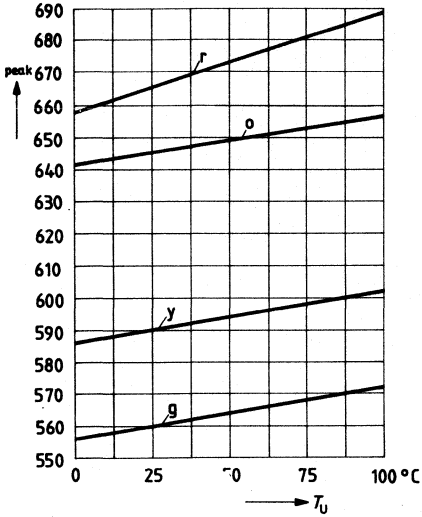


Kapazität $C = f(U_R)$



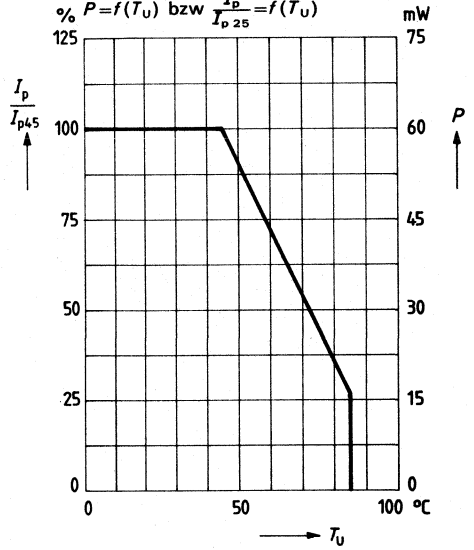
Wellenlänge der Strahlung

$$\lambda_{\text{peak}} = f(T_U)$$

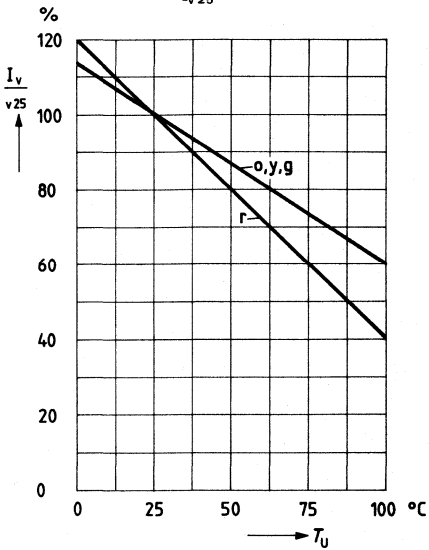


Zulässige Dauerleistung und Impulsstrom pro Segment

$$\% P = f(T_U) \text{ bzw. } \frac{I_p}{I_{p25}} = f(T_U)$$

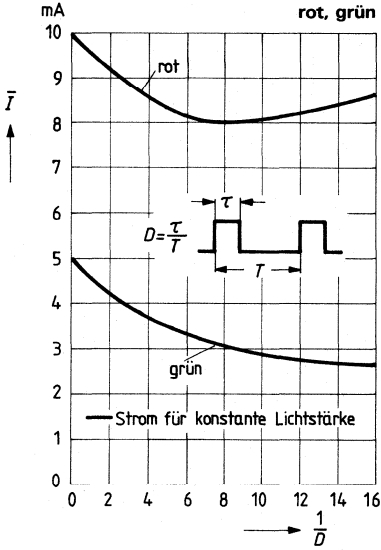


Lichtstärke $\frac{I_v}{I_{v25}} = f(T_U)$



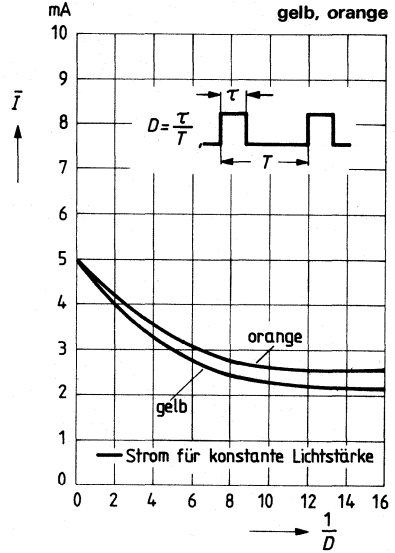
Strom für konstante Lichtstärke I_v
bei Multiplexbetrieb

Gleichstrommittelwert $\bar{I} = f\left(\frac{1}{D}\right)$



Strom für konstante Lichtstärke I_v
bei Multiplexbetrieb

Gleichstrommittelwert $\bar{I} = f\left(\frac{1}{D}\right)$



2.4 Gasentladungsanzeigen

Als aktives Anzeigeelement für einfache Ziffern und Buchstaben sind seit vielen Jahren Ziffernanzeigeröhren im Gebrauch.

Bei ihnen wird das selbstleuchtende Glimmlicht um einen in geeigneter Weise gebogenen Draht als Lichtquelle benutzt.

Um von der Beschränkung auf vorgegebenen Zeichen wegzukommen, hat man in den letzten Jahren die flachen Gasentladungsanzeigen (Plasma-Panels) entwickelt.

Sie beruhen im allgemeinsten Fall auf dem Umstand, daß man zwischen sich kreuzenden (aber sich nicht berührenden) Drähten oder Drahtreihen, die also in zwei Ebenen angeordnet sind, an jeder Kreuzungsstelle durch Anlegen geeigneter Spannung eine punktförmige Miniaturgasentladung zünden kann.

Mann kann also mit einer solchen Anordnung jedes beliebige geometrische Zeichen (Buchstaben, Ziffern usw.) durch geeignete Ansteuerung der in den zwei Ebenen liegenden und sich kreuzenden Leiterbahnen erzeugen, wobei man z. B. für einfachere Zeichen ein 5×7 Punkteraster, für komplizierte ein 7×9 oder noch größeres verwendet. Ein größeres Schrift- oder Zahlen-Bild erfordert daher eine hohe Rasterzahl und damit verbundene komplizierte Ansteuerung.

Es wird bei der Weiterentwicklung dieser Gasentladungsdisplays damit gerechnet, daß dieser Ansteueraufwand durch die Verwendung und Verbilligung integrierter Bausteine in Grenzen gehalten werden kann.

Diese Anzeigeschirme gibt es sowohl speichernd als auch nicht speichernd, also für stehende und bewegte Bilder.

Die Farbe hängt von dem gewählten Gas ab. Neuerdings wird auch vielfach auf den Leuchteffekt der Gasentladung selbst verzichtet und mit Hilfe des kurzwelligen Anteiles des Lichtes der Gasentladung ein Leuchtschirm in der gewünschten Farbe angeregt.

Als Beispiel sei hier ein Gasentladungsdisplay genannt.

Gasentladungs-Flachdisplay in Matrix-Darstellung

Gasentladungsdisplay mit 256 Zeichen im 5×7 Punktraster. Symbolanordnung in 8 Zeilen à 32 Zeichen. Die Symbolkapazität umfaßt die arabischen Ziffern von 0–9, das Alphabet, sowie 27 weitere Zeichen.

Die Anzeigeeinheit kann wahlweise mit grün- oder rotleuchtenden Symbolen ausgerüstet werden. Zur Anzeigeeinheit gehört eine Steuerlogik mit Zwischenspeicher und Treiberschaltung. Die Ansteuerung der Gasentladungsstrecken erfolgt mit Gleichspannung.

Vorteile:

- Geringe Einbautiefe
- TTL-Kompatibilität
- Verzerrungs- und flimmerfreie Symbolwiedergabe
- Wartungsfrei
- Leichtes Einschreiben und Löschen der Zeichen durch Markierung

Einsatz in POS- (point of sales) Systemen sowie in der Datenverarbeitung in Datensichtgeräten zur primären und sekundären Datenerfassung und -Wiedergabe.

2.5 Intelligente Anzeigen INTELLIGENT DISPLAY®¹⁾

Intelligente Anzeigen sind alphanumerische LED-Displays mit eingebautem CMOS-Dekodierer, Multiplexer, Speicher und Treiber. Sie sind leicht an jeden Mikrocomputer-Bus anzuschließen und sind gekennzeichnet durch ihre kompakte Bauart, die eine große Vielfalt von Gestaltungsmöglichkeiten zuläßt.

Die erste intelligente Anzeige (DL 1416) wurde im Mai 1977 vorgestellt. Danach folgten viele neue Ausführungen mit Zeichenhöhen von 2,8 mm (DL 1414 und DL 1814), über 4,1 mm (DL 1416 und DL 2416) bis zu 5,7 mm (DL 3416) und 4,3/2,5 mm (Groß- und Kleinbuchstaben der DL 3422). Die größte Zeichenhöhe mit 17,3 mm bieten die vollintelligenten 5x7-Punktmatrix-Anzeigen DLO 7135 (orange) und DLG 7137 (grün).

Seit ihrer Einführung wurden intelligente LED-Anzeigen immer beliebter. Sie sollten sie bei Ihren Anwendungen in Betracht ziehen und ihre Eigenschaften ausnutzen.

- Völlig unabhängige, anwenderfreundliche Anzeigen-Peripheriebausteine, die Entwicklungszeit einsparen.
- Kompatibel zu Mikrocomputer-Bussystemen
- Betrieb mit einer einzigen 5V Versorgungsspannung
- CMOS-Logik, TTL-kompatibel
- Keine merkbare Degradation, Lebenserwartung über 250000 Stunden
- Helle, kontraststarke LED-Technologie
- Sehr kompaktes, flaches Gehäuse
- Einfach aneinanderreihbar für erweiterte Textlängen
- Helligkeitscode für gleichmäßig leuchtende Anzeige
- Direkter, unabhängiger Zugriff zu jeder Stelle

¹⁾ Geschütztes Warenzeichen der Siemens Components Inc., OED.

Hinweise für Entwicklung und Fertigung von Produkten mit „Intelligenten Anzeigen“

Seit dem Produktionsbeginn der „Intelligenten Anzeigen“ im Jahre 1978 haben sich mehrere die Anwendung betreffende Fragen ergeben.

Dieser Artikel enthält wichtige Informationen darüber, wie man Entwicklungen mit „Intelligenten Anzeigen“ optimal durchführt und dadurch einwandfreie Funktionen erreicht.

Die „Intelligenten Anzeigen“ sind LED-Anzeigen-Module mit 1, 4 oder 8 Stellen, wobei die Zeichen mit 16, 17 oder 22 Segmenten, bzw. mit einer 5 x 7-Punkt-Matrix, dargestellt werden. In dem Baustein befindet sich eine integrierte Treiberschaltung in CMOS-Technologie. Diese enthält einen Speicher und führt die Dekodierung und Ansteuerung der Segmente, sowie das Multiplexen durch. Daher kann man leicht die Anzeigen an die meisten Mikroprozessoren anschließen.

Systemgestaltung

Der eigentliche Schaltungsaufbau (d.h. die Gestaltung der gedruckten Baugruppe, usw.) sollte so sein, daß **die Spannung an irgendeinem Eingang niemals die Spannung an den Versorgungseingängen übersteigen darf** (d.h. $GND < V_{IN} < V_{CC}$). Werden diese Bedingungen nicht eingehalten, dann treten Fehlfunktionen und im ungünstigsten Fall Bauteil-Zerstörungen auf. Meistens werden solche Fehlfunktionen durch Störungen auf den Eingangsleitungen und durch Änderungen der Versorgungsspannung hervorgerufen.

Gutes Layout der gedruckten Schaltung.

Die Prinzipien für gutes Schaltungs-Layout sind die gleichen wie für alle Logik-Schaltungen, allerdings sind die Toleranzen bei MOS-Schaltungen wesentlich kleiner als die bei Bipolarer Logik. Grundsätzlich sollte die Leitungslänge vom Ausgang eines Bausteins zum Eingang eines anderen so kurz wie möglich gehalten werden. Dies verringert den Koppeleffekt zwischen Eingangssignalen.

Verstärkung von Signalen

Allgemein wird oft von einem guten Schaltungs-Design abgewichen, indem Leiterbahnen parallel geführt werden. Daher sollten bei der Gestaltung einer gedruckten Platine parallel zueinander laufende Verbindungsleitungen möglichst vermieden werden. In diesem Zusammenhang sollte auf folgendes besonders geachtet werden: Ist eine der Leitungen ein Stromversorgungsbus, dann rufen Schwankungen des Versorgungsstroms induktiv gekoppelte Änderungen des Stroms in der Eingangsleitung hervor. Leider ist für parallele Leitungsführung das Bandkabel kein gutes Beispiel. Verdrahtungstechnisch gesehen ist es übersichtlich und bequem, elektrisch gesehen kann es aber zur Zerstörung von MOS-Schaltkreisen führen.

Es liegt an der besonderen Art der „Intelligenten Anzeigen“, daß oft zur Verbindung der CPU-Karte mit der Baugruppe, auf der sich die Anzeigen befinden, ein Bandkabel nötig ist. In solchen Fällen mit **Kabellängen über 30 cm sollte für jeden verwendeten Eingang ein TTL-Verstärker vorgesehen werden**. Dies ist besonders in störbehafteten Systemen mit Motoren, Relais usw. zu empfehlen. Die Verstärker müssen sich am

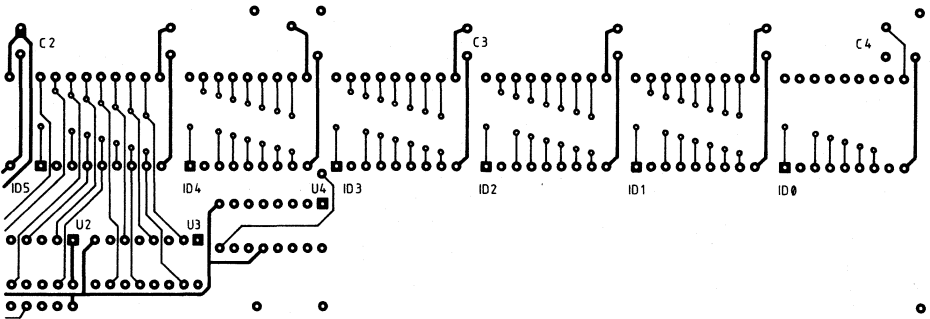
Intelligente LED-Anzeigen (Displays)

Anzeigen-Ende des Kabels befinden, so daß zwischen den Verstärkerausgängen und den Anzeigeneingängen ein minimaler Abstand besteht. Lange Kabel können für schnelle Impulse eine schlechte Übertragungsleitung sein. Daher benötigt man oft zur Verbesserung der Impulsflankensteilheit Leitungstreiber, Leitungsempfänger oder Schmitt-Trigger-Gatter.

Schnelle Spannungsspitzen

Es ist allgemein üblich, digitale Systeme reichlich mit 0,01- μ F-Abblock-Kondensatoren auszustatten. Auch bei „Intelligenten Anzeigen“ muß man Wert auf hinreichende Entkopplung legen. Wie andere CMOS-Schaltkreise hat auch der Steuerchip der „Intelligenten Anzeige“ eine sehr niedrige Stromaufnahme. Für die integrierte Schaltung allein würden die üblichen 0,01- μ F-Kondensatoren ausreichen, jedoch nicht für die LED-Segmente. Das Modul selbst kann – in manchen Betriebsarten – bis zu 100 mA Strom (gemultiplext) verbrauchen. Damit Spitzenspannungen auf den Versorgungsleitungen vermieden werden, braucht man Kondensatoren mit niedriger Induktivität und hoher Kapazität bei hohen Frequenzen. Empfehlenswert sind gute Tantal- oder Keramik-Scheiben-Kondensatoren zur Abblockung hoher Frequenzen. Bei größeren Anzeigesystemen verteilt man die Abblock-Kondensatoren gleichmäßig und bringt **die Kondensatoren so nahe wie möglich an die Versorgungsspannungs-Anschlüsse an**.

Verlassen Sie sich nicht auf bereits vorhandene Entkopplungen auf der Baugruppe, sondern verwenden Sie einen 10- μ F-Kondensator für die Gesamtanzeige, sowie jeweils 0,01 μ F für jede 3. oder 4. „Intelligente Anzeige“, um die Displays selbst zu entkoppeln. (Siehe Abbildung)



Die Abbildung zeigt ein aktuelles Layout einer gedruckten Schaltung für eine Zeile von „Intelligenten Anzeigen“ des Typs DL 2416. Die Kondensatoren sind gleichmäßig verteilt und nahe an den Anzeigen angebracht. Werden im System weitere Kondensatoren benötigt, ist Platz vorhanden.

Funktionseinschränkungen

Einige Angaben in den Datenblättern der „Intelligenten Anzeigen“ sollen hier noch einmal hervorgehoben werden, sofern sie die Anwendung betreffen. Werden diese Angaben nicht eingehalten, so führt dies zwar zu keiner Zerstörung, jedoch können Zuverlässigkeit und/oder Funktion beeinträchtigt werden. (Siehe auch Datenblätter)

Intelligente LED-Anzeigen (Displays)

Achten Sie auf folgende Punkte:

1. Die Zeitdauer, in der alle Zeiger leuchten, sollte maximal 1 Minute betragen (nicht bei DLX-713+).
2. Die Schaltzeiten, gemessen bei 25°C, erhöhen sich bei ansteigender Temperatur.
3. Die Schaltzeiten erhöhen sich, wenn die Versorgungsspannung (V_{CC}) steigt.

Fertigung von Produkten mit „Intelligenten Anzeigen“

Handhabung der „Intelligenten Anzeigen“

Statische Spannungen, die durch Reibung mit modernen, synthetischen Materialien (z. B. Teppichen, Kleidung, Verpackungsmaterial usw.) erzeugt werden, erreichen oft Werte von mehreren tausend Volt. Diese statischen Ladungen sind gewöhnlich energiearm. Ihre geringe Energiemenge kann jedoch durchaus Zerstörungen bei MOS-Schaltkreisen hervorrufen, wenn die statische Spannung zwischen den Eingangs-Schaltkreisen liegt. Die teilweise Zerstörung der Schaltkreise wird durch integrierte Eingangs-Schutzdioden zum großen Teil verhindert, ihr Schutz reicht jedoch oft nicht aus. Unter gewissen Umständen können statische Aufladungen diese Grenze überschreiten. Der beste Schutz ist, statische Aufladungen gar nicht erst entstehen zu lassen. Sind sie unvermeidbar, so muß man verhindern, daß die Ladungen an die Anschlüsse der Bausteine gelangen.

1. Vermeiden Sie, Anschlüsse zu berühren. Fassen Sie nur das Gehäuse an.
2. Transportieren Sie die Bausteine nur in antistatischen Schienen oder auf leitendem Material.
3. Die Arbeitsumgebung muß leitend und geerdet sein.
(Leitender Fußboden, leitende Arbeitstische, individuelle Handgelenk-Ableitbänder usw.)

Helligkeitscode

Befinden sich zwei oder mehrere Anzeigen in einem System, so ist eine gleichmäßige Helligkeit von Interesse. Um diese Gleichmäßigkeit zu erreichen, werden die Bauelemente in 8 Helligkeitsgruppen (Buchstaben-Code A bis H) eingeteilt. Es wird empfohlen, in einem System nur Bausteine mit gleichen Code-Buchstaben einzusetzen. Erfahrungsgemäß ist es jedoch schwierig und für den Anwender teurer, größere Mengen des gleichen Code-Buchstabens zu liefern. Man kann aber ohne weiteres auch benachbarte Code-Buchstaben (z. B. D mit E oder E mit F) zusammen verwenden. Überspringt man einen Code-Buchstaben (z. B. D mit F), so kann das unter Umständen schon wahrgenommen werden. Der Unterschied ist jedoch nicht sehr groß.

Löten

Aufgrund des Kunststoffgehäuses der „Intelligenten Anzeigen“ muß die Löttemperatur, die Lötzeit und der Lötabstand überwacht werden.

Die maximale Löttemperatur beträgt 260°C für 3 Sekunden und einem Abstand von größer als 1,59 mm.

Zusätzlich darf bei Wellenlötbadern die Temperatur des Gehäuses 70° nicht übersteigen.

Intelligente LED-Anzeigen (Displays)

Reinigung

Der Reinigungsprozess bei „Intelligenten Anzeigen“ mit Vergrößerungslinsen ist entscheidend für die Erhaltung der optischen Leistungsfähigkeit des Kunststoffgehäuses. Alkohol als Lösungsmittel darf bei diesen Produkten **nicht** verwendet werden! Er greift das Linzenmaterial an, macht es rissig und brüchig und die optischen Eigenschaften – wie z. B. Klarheit – gehen verloren.

Geeignete Lösungsmittel sind chlorierte Kohlenwasserstoffe (1,1-Trichloräthan, Azeton usw.) oder Freon TF, Freon TA oder warmes entionisiertes Wasser.

Achtung! Verwenden Sie kein Freon-Lösungsmittel, ohne vorher die chemische Zusammensetzung festzustellen. Manche Hersteller mischen gewisse Alkoholarten als Zusatz bei, daher ist Vorsicht geboten.

Die Anzeigen DLX-713* dürfen nur mit Wasser, Isopropylalkohol, Freon TF oder TE (oder gleichwertiges) gereinigt werden.

Intelligente LED-Anzeigen (Displays)

2.5.1 Typenübersicht

Einzelbausteine

| Typ | Symbolhöhe | Farbe | Sichtwinkel | Anzahl der Segmente pro Stelle |
|------------------------|------------------|----------------|-------------|--------------------------------|
| DL 1414 | 2,8 mm | rot | ± 40 Grad | 16 plus Dezimalpunkt |
| DL 1416 | 4,1 mm | rot | ± 20 Grad | 16 |
| DL 1814 | 2,8 mm | rot | ± 33 Grad | 16 plus Dezimalpunkt |
| DL 2416 DL 2416 H | 4,1 mm | rot | ± 50 Grad | 16 plus Dezimalpunkt |
| MDL 2416 MDL 2416 B | 3,81 mm | rot | ± 50 Grad | 16 plus Dezimalpunkt |
| DL 3416 DL 3416 H | 5,7 mm | rot | ± 40 Grad | 16 plus Dezimalpunkt |
| DL 3422 | 4,3 mm 2,5 mm | rot | ± 50 Grad | 22 |
| DLO 7135 DLG 7137 | 17,3 mm | orange grün | ± 75 Grad | 5 × 7-Punktmatrix |

Zeilenanordnungen mit Einzelbausteinen

| Typ | Symbolhöhe | Farbe | Zeilenlänge | Bemerkungen |
|--|--------------------------|--------|--|---------------------------------------|
| IDA 1414-16-1 IDA 1414-16-2 | 2,8 mm | rot | 16 Stellen | mit Verstärker ohne Verstärker |
| IDA 1416-32 | 4,1 mm | rot | 32 Stellen | andere Zeilenlängen auf Anfrage |
| IDA 2416-16 IDA 2416-32 | 4,1 mm | rot | 16 Stellen 32 Stellen | |
| IDA 3416-16 IDA 3416-20 IDA 3416-32 | 5,7 mm | rot | 16 Stellen 20 Stellen 32 Stellen | |
| IDA 3422-16 IDA 3422-20 | 4,3/2,5 mm | rot | 16 Stellen 20 Stellen | |
| IDA 7135-16 IDA 7135-20 IDA 7137-16 IDA 7137-20 | 17,3 mm (Punktmatrix) | orange | 16 Stellen 20 Stellen | |
| | | grün | 16 Stellen 20 Stellen | |

2.5.2 Anwendungsbeispiele

Intelligente Anzeige DL 2416 mit Mikroprozessoren

Dieser Bericht hilft dem Anwender der intelligenten, alphanumerischen Anzeige DL 2416 beim Schaltungsaufbau und bei der Anwendung.

Folgende Themen werden behandelt:

Funktion und elektrische Beschreibung des Bausteins,
allgemeiner Schaltungsaufbau,
Anschluß an Mikroprozessoren.

Elektrische und mechanische Beschreibung

Allgemeines

Die in dem Baustein befindliche Elektronik macht allen herkömmlichen Aufwand bei der Ansteuerung von mehrstelligen LED-Anzeigen überflüssig (Segment-Dekodierung, Treiber und Multiplexschaltungen). Die intelligente Anzeige hat sogar einen internen Speicher für die vier Stellen. Dieser erlaubt es dem Anwender, eine der vier Stellen asynchron zu adressieren und neue Daten ohne Rücksicht auf den LED-Multiplextakt zu laden.

Bild 1 stellt das Blockschaltbild des Bausteins DL 2416 dar. Er besteht aus 4 monolithischen LED-Systemen mit je 17 Segmenten und einer einzigen integrierten Schaltung in CMOS-Technologie. Die LED-Systeme werden durch eingebaute optische Linsen auf eine Zeichenhöhe von 4,1 mm vergrößert. Der IS-Chip enthält 17 Segmenttreiber, 4 Stellentreiber, Festwertspeicher (ROM) für 64 Zeichen, Lese-/Schreibspeicher (RAM) mit 4 Worten zu je 7 Bit, Oszillator zum Multiplexen, Multiplex-Zähler/Dekodierer, Zeiger-Speicher, Adressendekodierer und verschiedene Steuerschaltkreise.

Gehäuse

Das Gehäuse besteht aus gespritztem Kunststoff und bildet 5 der 6 Quaderflächen, wobei sich in der Deckfläche 4 Linsen befinden, die die Zeichen vergrößern. In diese „Kapselschale“ wird das montierte und getestete Substrat (Polymer-Mehrlagenplatine) eingebaut und mit schwarzem, IS-verträglichen Epoxyharz vergossen. Dies ergibt ein sehr widerstandsfähiges Bauteil, das ziemlich unempfindlich gegen Feuchtigkeit, Schlag und Erschütterung ist. Obwohl das Gehäuse nicht hermetisch dicht ist, kann es ohne weiteres in Wasser oder Reinigungslösung getaucht werden.

Bild 1: Blockschaltbild

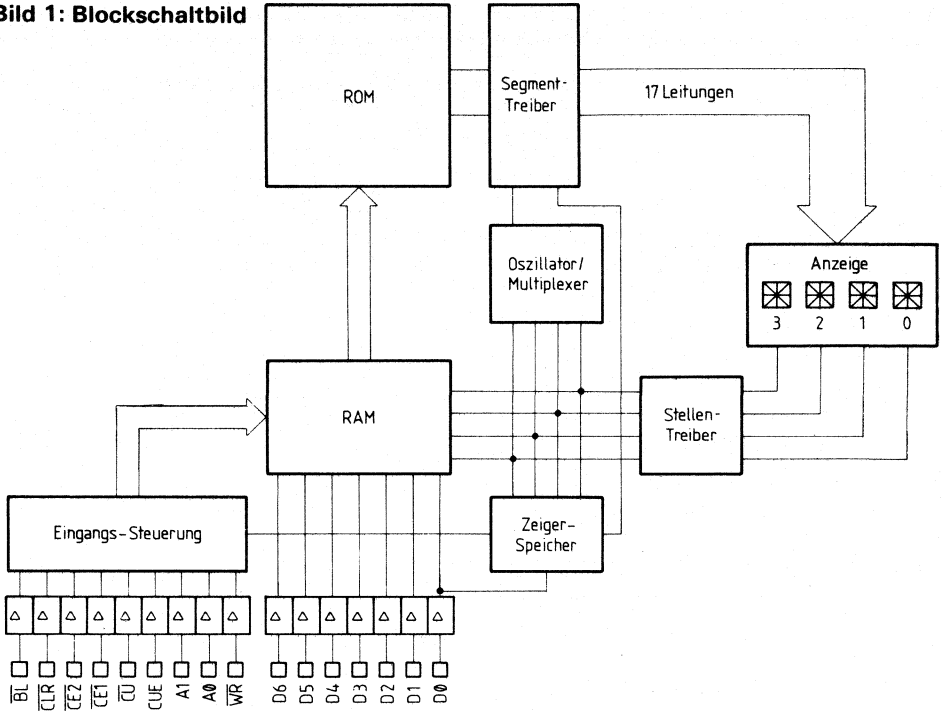
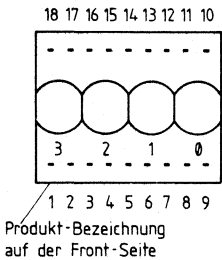


Bild 2: Anschlußbelegung (Draufsicht – Displayseite)



| Pin | Funktion | Pin | Funktion |
|-----|--|-----|---|
| 1 | $\overline{CE1}$ Baustein-Freigabe (Chip Enable) | 10 | GND Masse (\emptyset V) (Ground) |
| 2 | $\overline{CE2}$ Baustein-Freigabe (Chip Enable) | 11 | D \emptyset Daten-Eingang (Data Input) |
| 3 | CLR Löschen (Clear) | 12 | D1 Daten-Eingang (Data Input) |
| 4 | CUE Zeiger-Freigabe (Cursor Enable) | 13 | D2 Daten-Eingang (Data Input) |
| 5 | \overline{CU} Zeiger-Auswahl (Cursor Select) | 14 | D3 Daten-Eingang (Data Input) |
| 6 | \overline{WR} Schreiben (Write) | 15 | D6 Daten-Eingang (Data Input) |
| 7 | A1 Stellen-Auswahl (Address) | 16 | D5 Daten-Eingang (Data Input) |
| 8 | A \emptyset Stellen-Auswahl (Address) | 17 | D4 Daten-Eingang (Data Input) |
| 9 | V _{CC} Versorgungsspannung (+ 5 V) | 18 | \overline{BL} Dunkeltastung (Display Blank) |

Elektrische Eingänge

V_{CC} Positive Versorgungsspannung + 5 V

GND Masse (Ground)

D \emptyset . . . D6 Datenleitungen

Die 7 Daten-Eingangsleitungen empfangen Zeichen, die entsprechend dem ASCII-Code (die ersten 64 Zeichen) verschlüsselt sind. Siehe auch Bild 3: Zeichensatz. (Die DL 2416 interpretiert alle undefinierten Code-Wörter als Leerzeichen.)

A \emptyset , A1 Adressenleitungen

Die Adresse bestimmt die Anzeigestelle, in die Daten eingeschrieben werden. Die Reihenfolge der Adresse ist von rechts nach links bei positiver (nicht negierter) Adressendarstellung.

\overline{WR} Schreiben (Write, „Low“-aktiv)

Die Adressen und einzuschreibenden Daten müssen vor und nach der steigenden Flanke des Schreibimpulses vorhanden und stabil sein. (Zeitverhalten siehe Datenblatt.)

$\overline{CE1}$, $\overline{CE2}$ Baustein-Freigabe (Chip-Enable, „Low“-aktiv)

Diese Eingänge bestimmen, welcher Baustein in einer Anordnung tatsächlich die Daten aufnimmt. Liegt an einem dieser Eingänge oder an beiden „High“, sind sämtliche Eingänge gesperrt.

\overline{CLR} Löschen (Clear, „Low“-aktiv)

Liegt an diesem Eingang 15 ms lang „Low“, so wird der Datenspeicher gelöscht.

CUE Zeiger-Freigabe (Cursor Enable)

Dieser Eingang aktiviert die Zeigerfunktion. Liegt CUE auf „Low“, werden Zeiger ohne Rücksicht auf den Inhalt des Zeigerspeichers nicht angezeigt.

\overline{CU} Zeiger-Auswahl (Cursor Select, „Low“-aktiv)

Dieser Eingang muß zum Laden von Daten in den Datenspeicher auf „High“ und zum Laden von Daten in den Zeigerspeicher auf „Low“ liegen.

BL Dunkelastung (Display Blank, „Low“-aktiv)
 Hält man den Eingang BL auf „Low“, so wird die gesamte Anzeige dunkelgetastet.
 Allerdings bleibt die Anzeige nur so lange dunkel, wie $\overline{\text{BL}}$ auf „Low“ liegt. Sobald sich der Pegel am Eingang BL auf „High“ ändert, werden die gespeicherten Zeichen wieder angezeigt.

Bild 3: Zeichensatz

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----|----|----|-----|---|---|---|---|---|----|---|---|---|---|---|---|---|---|----|---|---|
| | D0 | L | H | L | H | L | H | L | H | L | H | L | H | L | H | | | | | |
| | D1 | L | L | H | H | L | L | H | H | L | L | H | H | L | L | H | | | | |
| | D2 | L | L | L | L | L | H | H | H | L | L | L | L | H | H | H | | | | |
| | D3 | L | L | L | L | L | L | L | L | H | H | H | H | H | H | H | | | | |
| D6 | D5 | D4 | HEX | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | A | B | C | D | E | F | |
| | L | H | L | 2 | | ! | " | # | \$ | % | & | ' | < | > | * | + | , | -- | . | / |
| | L | H | H | 3 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | : | ; | < | = | \ | ? |
| | H | L | L | 4 | Q | P | R | S | T | E | F | G | H | I | J | K | L | M | N | O |
| | H | L | H | 5 | P | Q | R | S | T | U | V | W | X | Y | Z | [| \ |] | ^ | _ |

Löschen des Speichers

Der gesamte interne vierstellige Speicher kann gelöscht werden, wenn man den Eingang Löschen (CLR) für die Dauer eines ganzen internen Multiplexzyklus, also mindestens 15 ms, auf „Low“ legt. Unterschreitet man die Mindestlöschzeit, so werden nicht alle Daten gelöscht. Der Zeiger-Speicher wird durch CLR nicht beeinflusst.

Dunkelastung der Anzeige

Die Anzeige kann dunkelgetastet werden, wenn in jede Stelle der Anzeige das Zeichen „Leerzeichen“ oder „Zwischenraum“ eingespeichert wird oder unter Verwendung des Eingangs Dunkelastung (BL). Legt man den Eingang BL auf „Low“, so wird weder der Daten- noch der Zeigerspeicher beeinflusst. Eine blinkende Anzeige erreicht man, wenn Impulse auf BL gelegt werden.

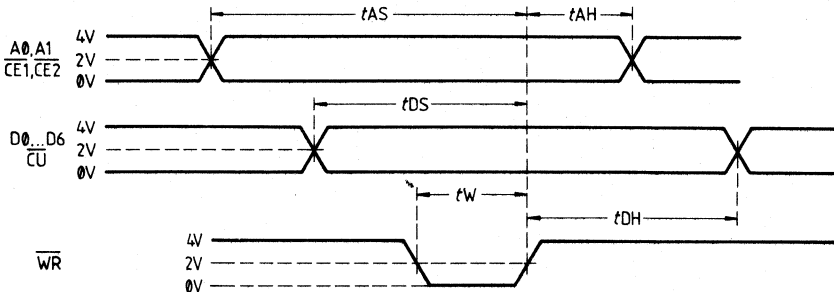
Funktion

Multiplex-Anzeigesysteme lesen die Daten sequentiell aus einem Speicher und zeigen sie nacheinander an. In synchronen Systemen muß die Steuerschaltung jeweils die Speicheradresse der zu lesenden und anzuzeigenden Daten mit der Speicheradresse der neu zu speichernden Daten vergleichen, d. h., es muß vor dem Schreiben synchronisiert werden. Das kann zeitraubend und lästig sein.

Das Einschreiben der Daten in „Intelligente Anzeigen“ geschieht asynchron und in beliebiger Reihenfolge. Das Laden der Daten ähnelt dem Schreiben in einen RAM. Jede Stelle hat ihren eigenen Speicher und zeigt das darin gespeicherte Zeichen so lange an, bis es durch einen neuen Code ersetzt wird.

Das Impulsdiagramm in Bild 4 zeigt die Beziehungen der Signale, die für die Erzeugung eines Schreibzyklus nötig sind. (Minimal-Zeitwerte siehe Datenblatt.) Alle Zeiten beziehen sich auf die steigende (zweite) Flanke des Schreibimpulses.

Bild 4: Impulsdiagramm (Schreibzyklus)



Zeiger

Die Zeigerfunktion bewirkt, daß alle 16 Balkensegmente einer Stelle aufleuchten. Mit dem Zeiger kann man die Position des als nächstes einzugebenden Zeichens auf der Anzeige kennzeichnen. Der Zeiger ist kein Zeichen, er überdeckt allerdings die Anzeige des gespeicherten Zeichens. Nimmt man den Zeiger weg, erscheint das gespeicherte Zeichen wieder.

Setzt man den Eingang Zeiger-Freigabe (CUE) auf „High“, die Eingänge Baustein-Freigabe (CE1, CE2), Zeiger-Auswahl (CU), Schreiben (WR) auf „Low“ und setzt die Adressenleitungen (A1, A0) und die Datenleitung (D0) dem Zweck entsprechend, so kann der Zeiger in jede beliebige Stelle eingeschrieben werden. Liegt die Datenleitung D0 auf „High“, wird ein Zeiger in die Stelle geschrieben, die durch die Adresse (A1, A0) festgelegt ist. Liegt D0 auf „Low“, wird der Zeiger gelöscht. Auch wenn die Signale Zeiger-Auswahl (CU) und Schreiben (WR) entfernt werden, bleibt die Anzeige des Zeigers erhalten. Während eines Zeiger-Schreibzyklus ist der Zustand der Datenleitungen D1 . . . D6 nicht von Bedeutung.

Wird die Zeigerfunktion nicht benötigt, kann die Leitung Zeiger-Freigabe (CUE) fest auf „Low“ gelegt werden, um die Zeigerfunktion zu sperren. Einen blinkenden Zeiger erreicht man einfach durch Impulse auf die Leitung CUE, nachdem die Zeigerdaten geladen sind.

Bild: 5

Laden der Daten

| Steuerung | | | | | | | Adresse | | Daten | | | | | | | Anzeigestelle | | | |
|-----------|-----|-----|-----|----|----|-----|---------|----|-------|----|----|----|----|----|----|-------------------|----|----|----|
| BL | CE1 | CE2 | CUE | CU | WR | CLR | A1 | A0 | D6 | D5 | D4 | D3 | D2 | D1 | D0 | 3 | 2 | 1 | 0 |
| L | X | X | X | H | X | H | X | X | X | X | X | X | X | X | X | „Leerzeichen“ | | | |
| H | H | X | L | H | X | H | X | X | X | X | X | X | X | X | X | Vorherige Zeichen | | | |
| H | X | H | L | H | X | H | X | X | X | X | X | X | X | X | X | KÄ | KÄ | KÄ | KÄ |
| H | X | X | L | H | H | H | X | X | X | X | X | X | X | X | X | KÄ | KÄ | KÄ | KÄ |
| H | L | L | L | H | L | H | L | L | H | L | L | L | L | L | H | KÄ | KÄ | KÄ | A |
| H | L | L | L | H | L | H | L | H | H | L | L | L | L | H | L | KÄ | KÄ | B | A |
| H | L | L | L | H | L | H | H | L | H | L | L | L | L | H | H | KÄ | C | B | KÄ |
| H | L | L | L | H | L | H | H | H | H | L | L | L | H | L | L | D | C | KÄ | A |
| H | L | L | L | H | L | H | L | L | H | L | L | L | H | L | H | D | C | B | E |
| H | L | L | L | H | L | H | H | L | H | L | L | H | L | H | H | D | K | B | E |
| H | L | L | L | H | L | H | - | - | - | - | - | - | - | - | - | s. Zeichensatz | | | |

X ≙ beliebig, KÄ ≙ keine Änderung gegenüber den vorher angezeigten Zeichen

Laden des Zeigers

| Steuerung | | | | | | | Adresse | | Daten | | | | | | | Anzeigestelle | | | |
|-----------|-----|-----|-----|----|----|-----|---------|----|-------|----|----|----|----|----|----|---|----|----|---|
| BL | CE1 | CE2 | CUE | CU | WR | CLR | A1 | A0 | D6 | D5 | D4 | D3 | D2 | D1 | D0 | 3 | 2 | 1 | 0 |
| H | L | L | L | H | X | H | X | X | X | X | X | X | X | X | X | Normale Dateneingabe | | | |
| H | L | L | H | H | H | H | X | X | X | X | X | X | X | X | X | Freigabe vorher eingespeicherter Zeiger | | | |
| H | L | L | H | L | L | H | L | L | X | X | X | X | X | X | H | KÄ | KÄ | KÄ | ⊗ |
| H | L | L | H | L | L | H | L | H | X | X | X | X | X | X | H | KÄ | KÄ | ⊗ | ⊗ |
| H | L | L | H | L | L | H | H | L | X | X | X | X | X | X | H | KÄ | ⊗ | ⊗ | ⊗ |
| H | L | L | H | L | L | H | H | H | X | X | X | X | X | X | H | ⊗ | ⊗ | ⊗ | ⊗ |
| H | L | L | L | H | H | H | X | X | X | X | X | X | X | X | X | D | K | B | E |
| H | L | L | L | L | L | H | L | L | X | X | X | X | X | X | L | D | K | B | E |
| H | L | L | H | H | H | H | X | X | X | X | X | X | X | X | X | ⊗ | ⊗ | ⊗ | E |

X ≙ beliebig, KÄ ≙ keine Änderung gegenüber den vorher angezeigten Zeichen

Schaltungsaufbau

Bei positiver Adressenlogik erfolgt die Adressierung von rechts nach links. Negiert man die Adressen (Einer-Komplement), erfolgt die Adressierung von links nach rechts.

Bei Systemen, die nur mit dem 6-Bit-Format des ASCII-Code arbeiten (abgekürzter ASCII), darf die Datenleitung D6 nicht unbeschaltet bleiben, sie muß das Komplement von D5 sein.

Speichert man einen Zeiger gleichzeitig in alle Stellen der Anzeige, so kann auf diese Weise ein „Anzeigen-“ oder „Leuchtdiodentest“ durchgeführt werden.

Nach dem Anlegen der Versorgungsspannung befindet sich der Zeigerspeicher in einem undefinierten Zustand. Will man mit Zeigern arbeiten, müssen zunächst in der Initialisierungsphase alle Zeiger gelöscht werden. Damit ist sichergestellt, daß sämtliche Zeigerspeicher den Wert \emptyset enthalten.

Werden DL-2416-Bausteine auf einer eigenen Anzeigenplatine verwendet, deren Anschlußleitung länger als 60 cm ist, müssen alle Eingänge der DL 2416 verstärkt werden, am einfachsten mit nicht invertierenden Treibern, wie etwa dem IC 74365. Damit werden Spitzenströme in den Schutzdioden der DL 2416 vermieden. Die Treiber sollten auf der Anzeigenplatine in der Nähe der DL 2416 angebracht sein.

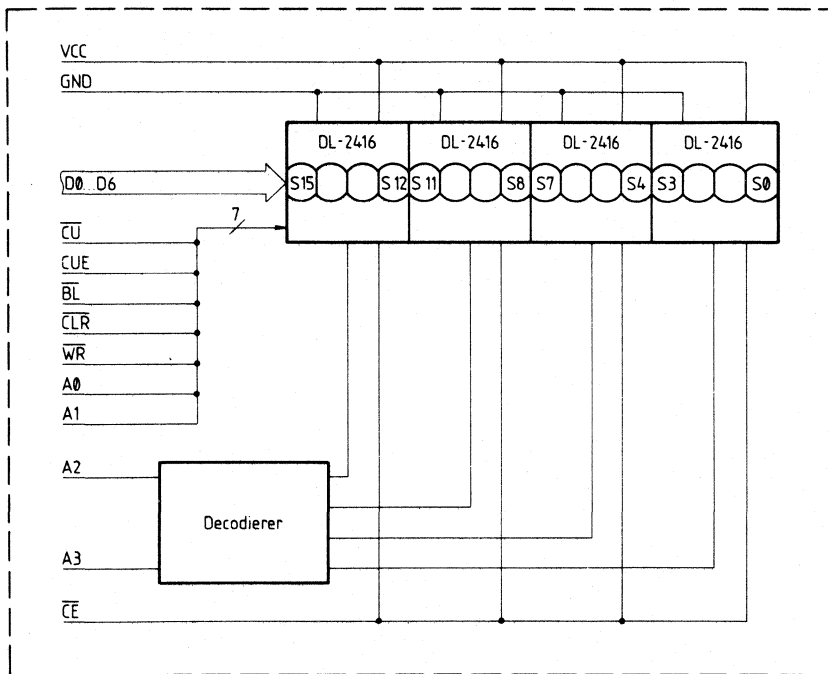
Für die Stromversorgung an den Bausteinen braucht man oft auch Abblock-Kondensatoren. Geeignet sind Tantal-Kondensatoren für eine Spannung von 6 oder 10 V und mit einer Kapazität $\geq 10 \mu\text{F}$. Ein niedriger Innenwiderstand beseitigt Spannungsspitzen, hervorgerufen durch Versorgungsstromsprünge, die der interne Multiplexvorgang in der DL 2416 verursacht. Verwendet man dünnrahtige Anschlußleitungen, so werden normalerweise die Widerstände der Masseleitung und der 5-V-Leitung zusammengerechnet. Ein Spannungsabfall $> 0,1 \text{ V}$ (bei 25 mA pro Stelle im ungünstigsten Fall) sollte vermieden werden, da sich dieser Verlust additiv zu allen Ungenauigkeiten oder Lastregelgrenzen des Netzteils auswirkt.

Das 5-V-Netzteil für die DL 2416 sollte das gleiche sein, das auch die Logik-Schaltkreise – welche die Anzeigen-Bausteine ansteuern – mit V_{CC} versorgt. Bei Verwendung eines getrennten Netzteiltes sollten unmittelbar vor allen Eingängen der DL 2416 nichtinvertierende Verstärker sitzen, die von dem gleichen Netzteil gespeist werden, wie die Anzeigen. Durch diese Vorsichtsmaßnahmen wird vermieden, daß beim Einschalten der Versorgungsspannung oder durch Leitungsstörungen die Spannungspegel an den Eingängen der Anzeige höher werden als deren Speisespannung V_{CC} .

Anzeigensystem-Schnittstelle

Eine allgemeine und einfache Schnittstellenschaltung zeigt Bild 6. Diese kann leicht mit Mikroprozessor- oder anderen Systemen verbunden werden, die 7 Datenleitungen und entsprechende Adressen- und Steuerleitungen aufweisen.

Bild 6: Allgemeine Schnittstelle eines 16-stelligen Anzeigesystems



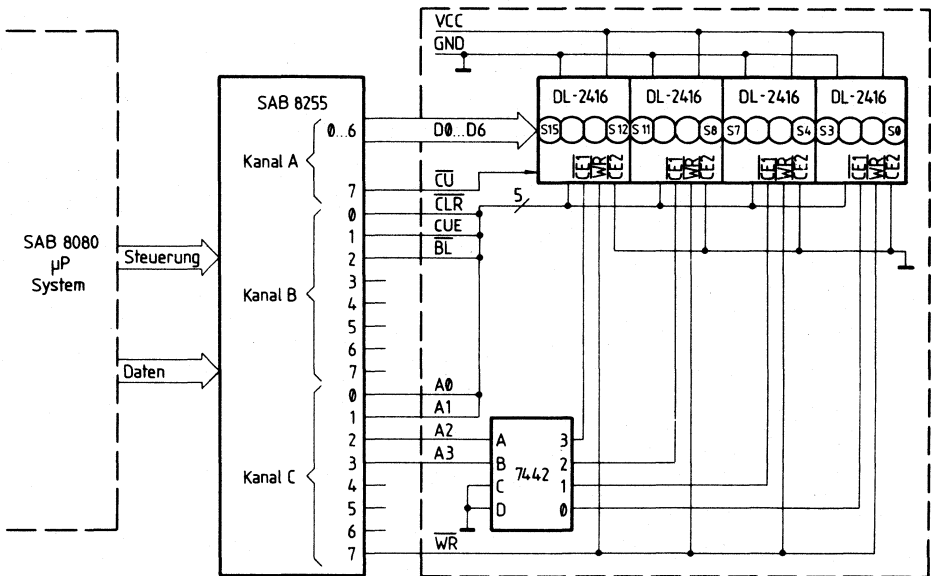
Anzeigenschnittstelle mit parallelem Ein-/Ausgabe-Baustein

Die in Bild 6 gezeigte Schaltung kann leicht an parallele Ein-/Ausgabe-Bausteine eines Mikrocomputers angeschlossen werden. Ein 8-Bit-Ausgabekanal bedient die 7 Dateneingabe-Bits und die Leitung Zeiger-Auswahl (CU). Ein weiterer 8-Bit-Ausgabekanal liefert die Adressen- und Baustein-Freigabe-Informationen, sowie die anderen Steuersignale.

Bild 7 zeigt den Anschluß einer 16-stelligen Anzeige an ein 8080-System unter Verwendung eines programmierbaren, peripheren Ein-/Ausgabebausteins vom Typ SAB 8255.

Das folgende Programm gibt über diese Schnittstelle eine einfache Meldung aus, die aus 16 Zeichen besteht.

Bild 7: 16-stellige Anzeige an dem parallelen Ein-/Ausgabebaustein SAB 8255



Beispiel eines Ausgabe-Programms

```

INIT:   LXI   SP, STACK; Stackpointer laden
        MVI   A, 80H   ; Steuerwort Betriebsart 0
        OUT  CONTROL; Lade Steuerregister von 8255
CURSR:  MVI   A, 00H   ; Lösche Zeiger
        OUT  PORTA   ; Ausgabe nach Kanal A
        MVI   B, 10H   ; Setze Zähler auf 16 (Dez.)
CURSR1: DCR   B       ; Zähler minus 1
        MOV  A, B     ; Adresse in Akku laden
        CALL DSPWT   ; Unterprogramm: Ausgabe von Adresse und Schreiben
    
```

```

JNZ  CUSR1    ; Schleife: Ausgabe 16 Adressen
MVI  A, 0FFH ; Daten für Steuerleitungen
OUT  PORTB    ; Ausgabe nach Kanal B
DISP: LXI  H, TABLE ; Tabellenadresse laden
DISP1: MOV  A, M    ; Zeichen in Akku laden
      OUT  PORTA   ; Zeichenausgabe nach Kanal A
      MOV  A, B    ; Adresse in Akku laden
      CALL DSPWT   ; Unterprogramm: Ausgabe von Adresse und Schreiben
      INX  H      ; Tabellenadresse + 1
      INR  B      ; Anzeigenadressenzähler + 1
      MVI  A, 10H  ; Endadresse + 1 in den Akku
      CMP  B      ; Adresse 15 (Dez.) ausgegeben?
      JNZ  DISP1   ; Springe wenn nein
      HLT                ; Programmende

```

; Unterprogramm: Ausgabe von Adresse und Schreiben

```

DSPWT: PUSH PSW ; Flags sichern
      ORI  0F0H ; Schreib-Bit auf High setzen
      OUT  PORTC ; Ausgabe Adresse
      ANI  7FH  ; Schreib-Bit auf Low setzen
      OUT  PORTC ; Ausgabe fallende Schreibflanke
      ORI  0F0H ; Schreib-Bit auf High setzen
      OUT  PORTC ; Ausgabe steigende Schreibflanke
      POP  PSW  ; Flags laden
      RET                ; Rücksprung ins Hauptprogramm

```

; Zeichentabelle:

```

TABLE: DB  0C3H ; „C“
      DB  0C9H ; „I“
      DB  0D4H ; „T“
      DB  0D3H ; „S“
      DB  0C1H ; „A“
      DB  0D4H ; „T“
      DB  0CEH ; „N“
      DB  0C1H ; „A“
      DB  0C6H ; „F“
      DB  0A0H ; „ “
      DB  0D3H ; „S“
      DB  0D4H ; „T“
      DB  0C8H ; „H“
      DB  0C7H ; „G“
      DB  0C9H ; „I“
      DB  0CCH ; „L“

```

Anschluß eines Anzeigensystems direkt an den Mikrocomputer-Bus

Wenn man in einem System keinen parallelen Ein-/Ausgabebaustein verwenden will, kann man die DL 2416 auch so an ein Mikrocomputer-Bussystem anschließen wie einen Satz von peripheren bzw. Ausgabe-Bausteinen

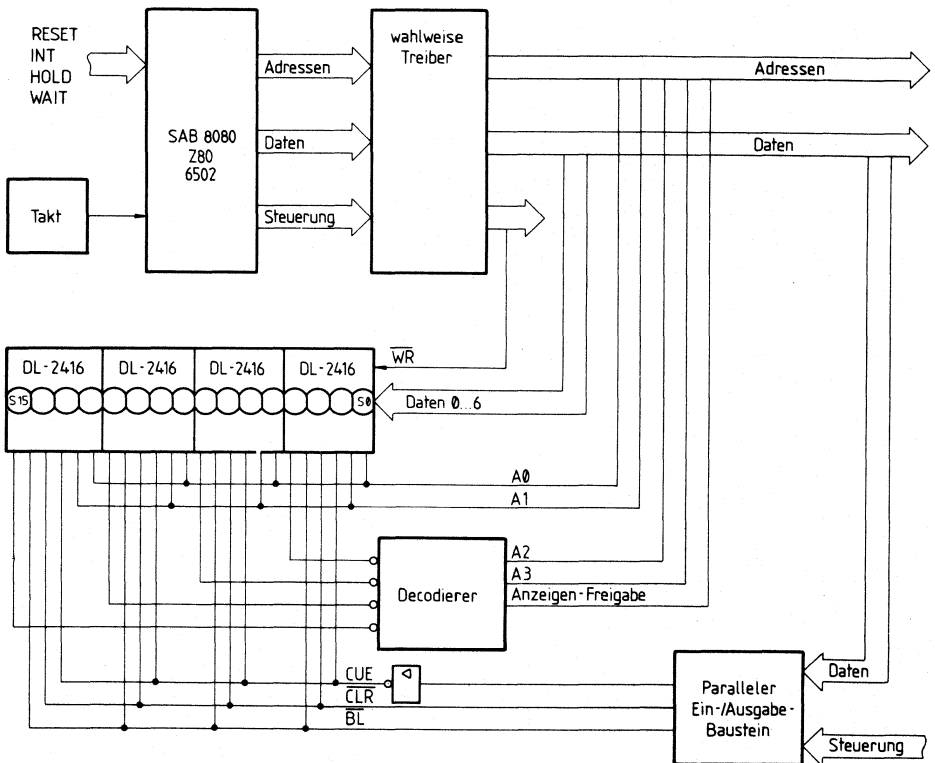
(Ein-/Ausgabeverfahren, „I/O mapped“)

oder wie Speicherbausteine, z. B. RAM, ROM usw.

(Speicherverfahren, „memory mapped“).

Bild 8 zeigt, wie einfach die Anzeigen an Mikroprozessoren angeschlossen werden können, z. B. an SAB 8080, Z 80 und 6502.

Bild 8: Direkter Anschluß einer 16-stelligen Anzeige an das Bussystem

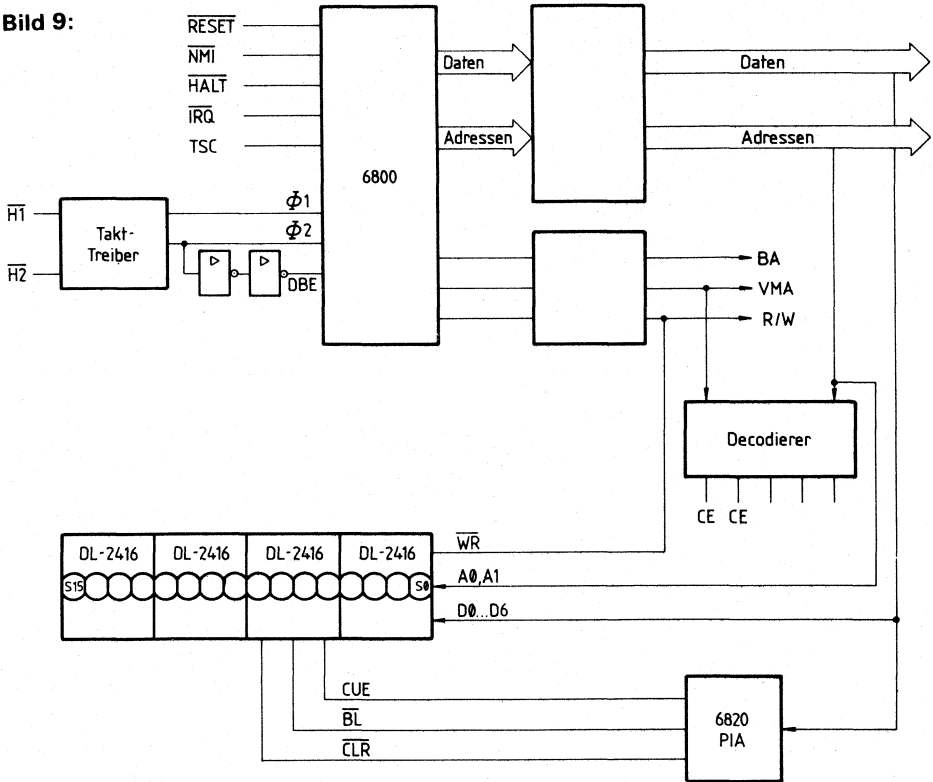


Die Anschaltung der Anzeigen an den Mikroprozessor 6800 (Bild 9) macht deutlich, daß die Zeitbedingungen der DL 2416 und des Mikroprozessors überprüft werden müssen. Die typische Haltezeit der Ausgangsdaten beträgt 30 ns, wenn an DBE der Takt Φ 2 gelegt wird. Die DL 2416 braucht jedoch mindestens 50 ns. Da die Haltezeit der Ausgangsdaten

des Mikroprozessors aus Kompatibilitätsgründen erhöht werden muß, schaltet man 2 Inverter vor den Eingang DBE.

Die gezeigten Schnittstellenpläne verdeutlichen, wie einfach die Anwendung von DL 2416 mit Mikroprozessoren ist. Die kleinen Unterschiede, die beim Anschluß der DL 2416 an verschiedene Mikroprozessoren auftreten, ähneln denen, die sich bei der Verwendung von verschiedenen RAM zeigen. Die gezeigten Beispiele gelten allgemein. Jeder Anwender kann jedoch seine eigenen Schaltungen entwickeln und sie entsprechend seinen Anforderungen optimieren.

Bild 9:



Anmerkung:

Siemens gibt mit diesem Anwendungsbericht keine Empfehlung, Garantie oder Unterstützung für Produkte anderer Hersteller.

3 Bildwiedergaberöhren

Unter Bildwiedergaberöhren verstehen wir Röhren, die eine entsprechende elektrische Information auf einem Bildschirm in eine optisch sichtbare Information umwandeln. Die verschiedenen Röhrenarten unterscheiden sich in der Art der Ablenkung und Fokussierung der Bildschirmgröße, Röhrenlänge und den verschiedenartigen Phosphorschirmarten.

Zum Betrieb ist ein Zubehör erforderlich wie z. B. Röhrenfassungen, Hochspannungsanschlüsse, Ablenkeinheiten, Zeilentrafos, Linearitätsregler, Treibertransformatoren, Mu-Metall-Abschirmungen.

Zum Betrieb ist ein Zubehör erforderlich wie z. B. Röhrenfassungen, Hochspannungsanschlüssen, Ablenkeinheiten, Zeilentrafos, Linearitätsregler, Treibertransformatoren, Mu-Metall-Abschirmungen.

Monitorröhren

Monitorröhren sind professionelle Bildröhren z. B. für den Einsatz in Überwachungssystemen, Verkehrsüberwachung, medizinischen Sichtgeräten, Datensichtstationen.

Die Hauptmerkmale der verschiedensten Typen von Monitorröhren sind:

Kolbengröße 1,5"–23" bzw. 12 cm–59 cm

Ablenkwinkel 55° – 70° – 75° – 90° – 110°

Halsdurchmesser 20 mm bzw. 28 mm

Fokussierung elektrostatisch, Ablenkung elektromagnetisch

Phosphorarten W/P4, GM/P7, GH/P31 usw.

mit und ohne Befestigungsglaschen

Oszillographenröhren

Oszillographenröhren werden vorwiegend in Elektronenstrahl-Oszillographen, Wobbel-sichtgeräten und Antennenmeßgeräten eingesetzt. Die Hauptmerkmale der verschiedenen Oszillographenröhren sind:

Schirmformate 3cm–18cm in Rund- und Rechteckformat

Fokussierung elektrostatisch, Ablenkung elektrostatisch

Phosphorarten GH/P31, GJ/P1, GM/P7 usw.

Radarbildröhren

Anwendungsgebiete sind Radar-Sichtgeräte zur Sichtbarmachung langsamer Antennenbewegungen im zivilen und militärischen Bereich, sowie Echolotung im Wasser.

Diese Röhrenart stellt eine Spezialausführung der Monitorröhren dar, und wird mit rundem Schirmformat in Planschirm- oder gewölbter Schirmausführung geliefert. Verschiedene Spezialphosphorarten stehen zur Verfügung.

Elektronenröhren und Laser



Vorwort zu Elektronenröhren

Seit über 60 Jahren werden Elektronenröhren industriell gefertigt. Die Entwicklung begann mit Verstärkerröhren für Fernsprech-Relaisstationen (Weitverkehrstechnik) zur Verstärkung niederfrequenter Sprachströme.

Auch heute noch, nachdem der Transistor als Konkurrent der Röhre bereits wieder auf eine Vergangenheit von etwa 20 Jahren zurückblicken kann, werden Elektronenröhren zur Ergänzung und Verstärkung von elektrischen Schwingungen in großem Umfang verwendet.

Dies liegt im wesentlichen daran, daß dem Halbleiter in seiner jetzigen Form natürliche Grenzen in bezug auf Leistungsabgabe und Höhe der Frequenz gegeben sind.

Die Röhren wurden zu einer beachtlich hohen Zuverlässigkeit und Lebensdauer gebracht und bieten dazu nicht zu übertreffende Linearität der Verstärkung und extrem hohen Wirkungsgrad.

Die Hauptanwendungsgebiete der Röhre sind heute:

Nachrichtensender vom Langwellengebiet bis zu Dezimeterwellen (Fernsehen),

Richtfunk-Verstärker zur Übertragung von Ferngesprächen und Daten über große Entfernungen in Multiplex-Bündeln bis zu 2700 Kanälen pro Verstärker.

Weiterhin arbeiten Röhren in Satelliten und deren Bodenstationen.

Die Weltraumtechnik bedient sich besonders hochwertiger Röhren mit extremer Zuverlässigkeit und Lebensdauer (Marssonde, Sonnensonde, u. a.).

Die Röhre wird auch auf industriellem Sektor zur Erwärmung, Trocknung und Schweißung von Holz, Plastik und Metallen verwendet.

Eine besonders hochfrequente Version von Röhren (Rückwärts-Oszillatoren) ist in der Lage, bis ins Gebiet der Millimeterwellen (100 GHz) als breitbandiger Schwingungserzeuger zu arbeiten.

Diese Schwingungen finden vornehmlich Anwendung in Bereichen der physikalischen und chemischen Forschung, wie Spektroskopie, Plasmadiagnostik und Meteorologie.

Die heute verwendeten Röhren teilt man zweckmäßig in zwei Hauptgruppen ein. Die erste Gruppe enthält alle Röhren konventioneller Bauart (gittergesteuerte Röhren, z. B. Trioden, Tetroden), die zweite Gruppe umfaßt alle laufzeitgesteuerten Röhren (wie Wanderfeldröhren, Rückwärts-Oszillatoren, Klystrons und Magnetrons).

1 Gittergesteuerte Röhren

1.1 Verstärkerröhren

Die Ausweitung der Nachrichtentechnik vom erdgebundenen Kabel auf die Richtfunk- und Satellitentechnik hat die Entwicklung der gittergesteuerten Höchstfrequenzröhren wesentlich beschleunigt. Es gibt heute gittergesteuerte Röhren mit einem scheibenförmigen Elektrodenaufbau, sog. Scheibentrioden, die bis zu einer Frequenzgrenze von etwa 7–10 GHz zuverlässig und mit langer Lebensdauer in Schaltungen für Verstärker, Schwingungserzeuger sowie Frequenzvervielfacher arbeiten (Bild 1).

Verstärkerröhren mit koaxialen Aufbau werden überwiegend für große Leistungen und Frequenzen bis 1,5 GHz verwendet.

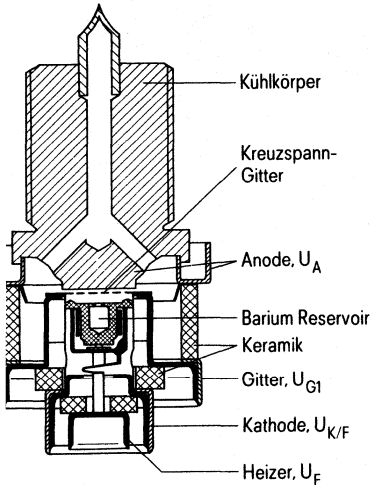


Bild 1 Schnittbild durch eine planar aufgebaute Scheibentriode
Beispiel YD 1380

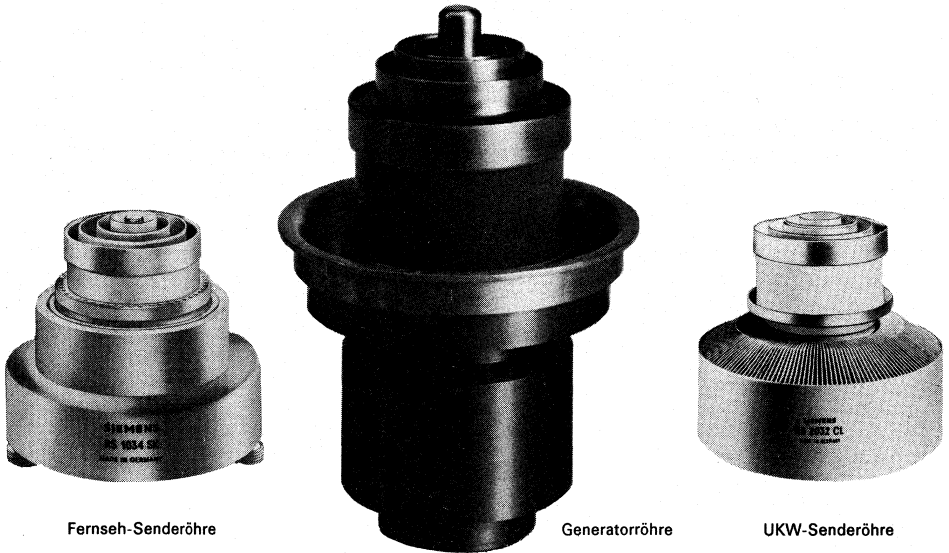
1.2 Senderöhren

Im Gegensatz zur Verstärkerröhre, die meist als Spannungsverstärker arbeitet, hat die Senderröhre die Aufgabe, mit möglichst gutem Wirkungsgrad Gleichstromenergie in Hochfrequenzenergie umzuwandeln. Hand in Hand mit dieser Forderung muß naturgemäß bei Senderöhren eine viel größere Hochfrequenzleistung erzeugt werden, als bei Empfängerröhren. Diese Forderung führt zu einer Technik, die nicht nur in Abmessungen der hergestellten Teile, sondern vor allen Dingen in Konstruktion und Technologie selbst so wesentliche Abweichungen ergibt, daß man von einer eigenen Senderöhrentechnik sprechen kann.

Eine Zusammenstellung gittergesteuerter Senderöhren für verschiedene Anwendungen wird in Bild 2 gezeigt.

Von links nach rechts sind folgende Bauformen abgebildet:

| | | |
|------------|-------|---|
| RS 1034 L | 10 kW | Fernsehtetrode für Band IV/V |
| RS 1082 CV | 50 kW | Sendetetrode für Mittel- und Kurzwellenrundfunksender |
| YD 1380 | 120 W | Scheibentriode bis 2,3 GHz |
| YL 1056 | 1 kW | Fernsehtetrode für Band IV/V |
| RS 1062 C | 500 W | Fernsehtetrode für Band IV/V |
| YD 1270 | 25 W | Scheibentriode für Fernsehsumsetzer |



Fernseh-Senderöhre

Generatöröhre

UKW-Senderöhre

Bild 2 Gittergesteuerte Sende- und Generatorröhren

Typische Merkmale der Senderöhrentechnik sind große Leistung, hohe Spannung, guter Wirkungsgrad und eine angepaßte Kühlung.

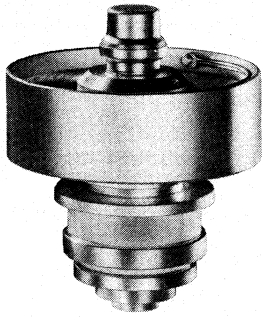
Die große Leistung wird durch Anlegen einer hohen Spannung an der Röhre erzeugt. Mit den angeschalteten Hochfrequenz-Kreisen können an der Anode Spannungen bis 40 000 Volt auftreten. Der gute Wirkungsgrad wird durch eine besondere Betriebsart, nämlich dem B- bzw. C-Betrieb erreicht. Trotz des guten Wirkungsgrades (ca. 70–90 %) reicht bei leistungsstarken Röhren die natürliche Kühlung durch Strahlung und Konvektion nicht mehr aus. Ab einer bestimmten Anodenverlustleistung muß mit forcierter Luft oder mit Wasser gekühlt werden. Die Außenanodenröhren bieten hier besondere Vorteile.

Bei steigender Frequenz ist der Anwendung der einzelnen Röhrentypen durch die vorhandenen Kapazitäten zwischen Eingang und Ausgang sowie durch die Induktivitäten und Elektronenlaufzeiten eine Grenze gesetzt. Will man stabil arbeitende Sender bauen, so muß die Rückkopplung vom Ausgangs- zum Eingangskreis möglichst gering gehalten werden. Dies gelingt bis zu 200 MHz mit Trioden zum Teil in Gitterbasisschaltung. In diesem Fall sind Röhren mit großer Steilheit und kleinem Durchgriff, d. h. großem Verstärkungsfaktor vorteilhaft. Steilheiten von 40 . . . 60 mA/V sind ohne weiteres zu erreichen. Der Verstärkungsfaktor liegt bei etwa 65.

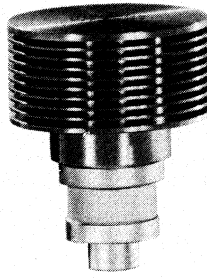
Beim Übergang zu noch höheren Frequenzen muß man Keramiktetroden verwenden, um kleinere Kapazitäten zwischen Anode und Kathode zu erreichen. Ein typisches Beispiel einer solchen Keramiktetrode ist die siedegekühlte RS 1034 SK (siehe Bild links oben), die bei einer Betriebsfrequenz von 860 MHz eine Ausgangsleistung von 20 kW zu liefern vermag. Diese Röhre wird vorzugsweise in der Bildendstufe von modernen Fernsehsendern Band IV/V eingesetzt.

Im Bereich der Großsenderöhren wurden bemerkenswerte Fortschritte durch Verwendung einer teleskopgefederten Kathode zusammen mit der Einführung von laser-geschnittenen Graphitgittern erzielt. Sie zeichnen sich durch folgende Vorteile aus:

- Ohne Vorheizen volle Leistung schon zehn Sekunden nach dem Einschalten.
- Besondere Eignung für Pulsdauermodulation – PDM.
- Extrem günstiger Wirkungsgrad bei kleinster Bauweise.



Sende-Tetrode



Sende-Planartrioden

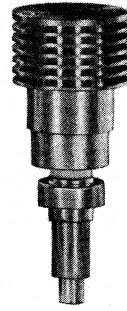


Bild 3 Gittergesteuerte Sende-Tetroden

**Typenübersicht und Kenndaten
über einige¹⁾ gittergesteuerte Verstärker- und Senderöhren**

| Röhrenart | Anwendung | Betriebs- Frequenz | Leistung Watt | U_{Amax} kV |
|-------------------------|-------------------|-----------------------|------------------|------------------|
| Verstärkerröhren | | | | |
| Trioden | | | | |
| RH 7 C | HF-Verstärker | 3 GHz | 6 | 0,6 |
| 2 C 39 BA | Oszillator und | 2,5 GHz | 25 | 1,0 |
| YD 1381 | Vervielfacher | 2,3 GHz | 100 | 1,5 |
| Tetroden | | | | |
| YL 1042 | Linearverstärker | 1 GHz | 50 | 1,0 |
| RS 1062 C | Fernsehsender und | 0,8 GHz | 600 | 2,6 |
| YL 1057 | Fernsehsumsetzer | 0,8 GHz | 1000 | 3,5 |
| Senderöhren | | | | |
| Tetroden | | | | |
| RS 1054 | FS-Sender | 900 MHz | 4 kW | 4,0 |
| RS 1034 | FS-Sender | 900 MHz | 10/20 kW | 1,0 |
| RS 2032 | UKW-Sender | 110 MHz | 5/10 kW | 0,75 |

¹⁾ Weitere Typen und Angaben über technische Daten und Kennlinien sind den speziellen Datenbüchern zu entnehmen.

2 Laufzeitröhren

Laufzeitröhren werden seit ca. 30 Jahren industriell hergestellt. Zur Beantwortung der Frage, warum überhaupt Laufzeitröhren notwendig sind, geht man von der Betrachtung einer normalen Triode aus, etwa in der planparallelen Form der Scheibentriode. Das hier verwendete Prinzip ist die Intensitätssteuerung. Bei wechselnder Spannung am Gitter werden Elektronen im Kathoden-Gitterraum beschleunigt bzw. abgebremst oder ganz zurückgehalten. Verwendet man solche Röhren bei höheren Frequenzen, so macht sich die Erscheinung des Laufzeiteffektes störend bemerkbar. Die endliche Laufzeit der Elektronen bringt es natürlich mit sich, daß Elektronen, die in der beschleunigenden Phase an der Kathode starten, bei ihrer Ankunft am Gitter eventuell bremsende Phase vorfinden.

Es leuchtet ein, daß auch bei extremer Verkleinerung des Gitter-Kathoden-Abstandes sehr hohe Frequenzen durch Intensitätssteuerung nicht mehr beherrscht werden können.

2.1 Wanderfeldröhre

Der Ausweg aus dieser Schwierigkeit ist die Laufzeitröhre in der besonderen Form der Wanderfeldröhre. Man benützt hier im Gegenteil gerade den Laufzeiteffekt, nämlich derart, daß man das steuernde Feld mit den Elektronen mitbewegt. Man gelangt also zu einem wandernden Feld.

In einer Wanderfeldröhre wird die kinetische Energie der Elektronen durch Abbremsung in elektrischen Feldern in Feldenergie umgewandelt. Dies geschieht mittels einer Verzögerungsleitung durch Wechselwirkung zwischen elektromagnetischer und kinetischer Energie der bewegten Elektronen.

Die Wanderfeldröhre ist eine Laufzeitröhre. In ihr laufen Elektronen synchron mit einer elektrischen Welle während einer bestimmten Zeitdauer. Dadurch, daß die Elektronen eine relativ lange Zeit mit den elektrischen Feldern in Wechselwirkung stehen, erreicht man eine sehr große Leistungsverstärkung (bis etwa 100 000fach \cong 50 dB). Die Bandbreite, über die diese Verstärkung stattfindet, ist groß (Frequenzverhältnis bis zu 1:2 \cong 1 Oktave). Aufgrund dieser Eigenschaften eignet sich eine Wanderfeldröhre besonders für das Gebiet der Zentimeterwellen. Die Wanderfeldröhre wird hauptsächlich als Senderöhre in der Nachrichten- und Radartechnik eingesetzt.

Aufbau einer Wanderfeldröhre

Die wesentlichen Bestandteile einer Wanderfeldröhre sind:

Die Kathode zur Erzeugung der Strahlelektronen ist heute überwiegend eine Vorrats-Metall-Kathode, die den Betrieb mit hoher Stromdichte (einige A/cm²) bei langer Lebensdauer erlaubt.

Das Strahlerzeugungssystem zur Fokussierung des Elektronenstrahls auf seinen optimalen Durchmesser für den Wechselwirkungsraum innerhalb der Verzögerungsleitung.

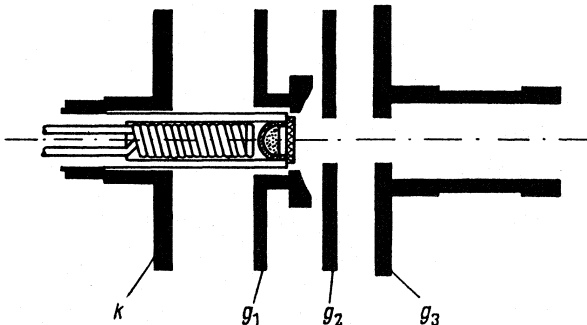


Bild 1
Strahlerzeugungssystem

Es besteht aus einer Metall-Kapillar-Kathode k , einem Wehneltzylinder g_1 sowie aus der Lochblende g_2 . g_1 dient zur Strahlformung, g_2 zur Strahlbeschleunigung. Die Spannung an g_2 ist im allgemeinen regelbar und bewirkt dadurch eine Regelung des Elektronenstrahlstromes und damit der Gesamtverstärkung der Röhre.

Das alternierende Permanentmagnetfeld (außerhalb des Vakuumraumes) zur stabilen Führung des Elektronenstrahls durch die Verzögerungsleitung.

Die Verzögerungsleitung

Ein besonders wichtiges Bauteil ist – wie schon erwähnt – die Verzögerungsleitung, die den Wechselwirkungsraum beinhaltet, in dem der Elektronenstrahl von den Wellenfeldern durchdrungen wird. Hier laufen beide mit annähernd gleicher Geschwindigkeit und können sich deshalb während relativ langer Zeit gegenseitig beeinflussen. Verzögern kann man elektromagnetische Wellen, indem man eine homogene Leitung (Drahtleitung) auf Umwegen führt (z. B. wendelförmig), so daß sich die axiale Komponente der Welle entsprechend langsamer fortpflanzt. Dies ist der Wendel-Typ einer Verzögerungsleitung. Die Draht- oder Bandwendel wird meist von drei Isolierstäben gehalten und in einem Verbindungsrohr als Außenmantel und gleichzeitig Vakuumhülle montiert. Die Wendel hat sehr gute Breitbandeigenschaften, ist aber thermisch nicht beliebig hoch belastbar. Jede Verzögerungsleitung muß aber auch Verlustwärme nach außen leiten können. Diese entsteht durch gestreute Elektronen (sie treffen auf die Verzögerungsleitung mit ihrer vollen kinetischen Energie auf) bzw. durch Hochfrequenzverluste, besonders am Ende der Verzögerungsleitung, wo die HF-Leistung am größten ist.

Erheblich günstiger sind die thermischen Eigenschaften bei einer Verzögerungsleitung, die aus gekoppelten Resonatoren aufgebaut ist. Sie besteht aus kompaktem Kupfer und kann deshalb Verlustwärme wesentlich besser nach außen ableiten (Bild 3).

Die Länge des Wechselwirkungsraumes ist frei wählbar. Man kann deshalb mit einer Wanderfeldröhre sehr hohe Verstärkungswerte erreichen. Wegen der hohen Verstärkung tritt das Problem der reflexionsfreien HF-Entkopplung von Eingang und Ausgang auf, damit auf keinen Fall eine selbsterregte Schwingung, wie sie durch geringe innere Reflexionen (z. B. am Ausgangsfenster) möglich wäre, entsteht. Die Entkopplung (ca. 100 dB) erreicht man mit Hilfe einer internen Dämpfungsstrecke auf der Verzögerungsleitung. Sie muß natürlich selbst breitbandig und praktisch reflexionsfrei sein. Hierzu sind spezielle Techniken entwickelt worden.

Bild 2 zeigt das System einer Richtfunk-Wanderfeldröhre mit Wendel-Verzögerungsleitung und zweistufigem Abbremskollector. Bild 3 zeigt eine Hochleistungs-Wanderfeldröhre mit Verzögerungsleitung aus gekoppelten Resonatoren, die thermisch besonders robust ist.

Der Abbremskollector zum Auffangen des Elektronenstrahls, anschließend an den Wechselwirkungsraum. Er wird oft zweistufig (oder mehrstufig) ausgebildet, um die restliche, in Wärme umgesetzte Strahlenergie durch entsprechende Abbremsvorgänge möglichst weit zu erniedrigen.

Die Ein- und Auskoppelleitungen für die hochfrequente Welle, die möglichst reflexionsarm ausgebildet sind.

Das eigentliche Vakuumgefäß, in Metall-Keramik-Technologie. Dieses ist vakuumtechnisch sehr zuverlässig und thermisch sehr robust. In Verbindung mit einer entsprechenden Gettertechnik erreicht man damit das für eine Laufzeitröhre erforderliche Ultrahochvakuum.

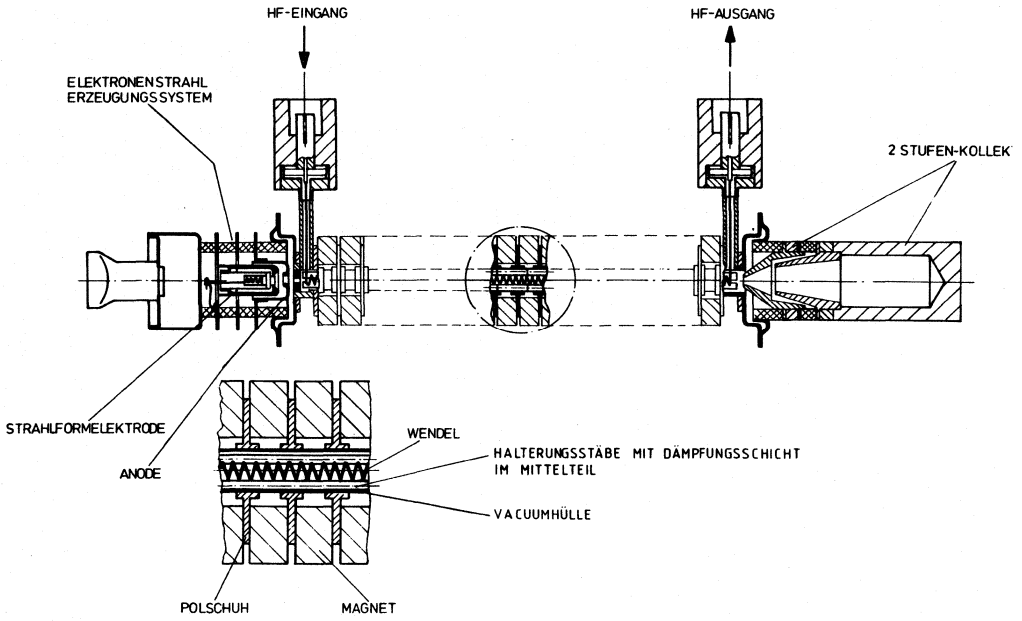


Bild 2

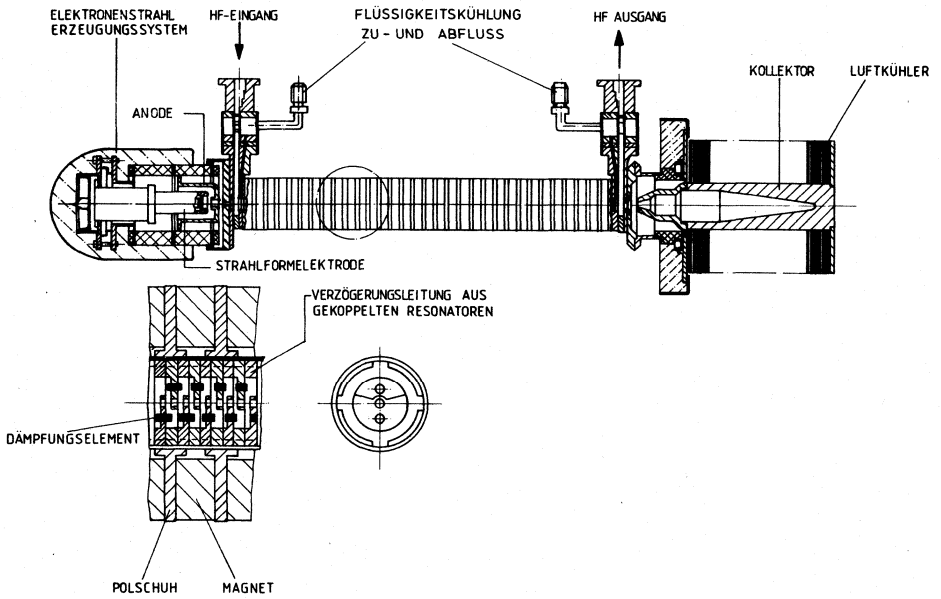


Bild 3

Anwendungen

Wanderfeldröhren in Richtfunksystemen

Die Wanderfeldröhren arbeiten in den international freigegebenen Frequenzbereichen bis 13 GHz in terrestrischen Analog- und Digital-Richtfunkanlagen. Sie sind dafür sehr geeignet wegen ihrer Breitbandigkeit, hohen Linearität bei hohem Wirkungsgrad und langen Lebensdauer.

Die mittlere Leistungsverstärkung dieser Röhren liegt bei 45 dB (30 000fach).

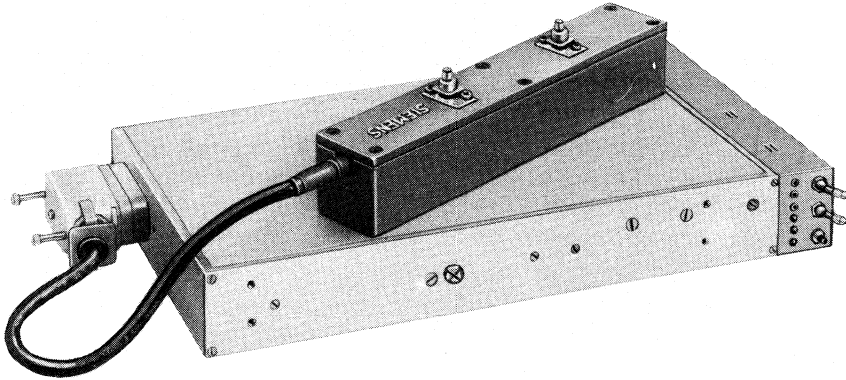


Bild 4 Hochlinearer Wanderfeldröhren-Verstärker

Wanderfeldröhren für Satellitenbodenstationen

Noch größere Ausgangsleistungen verlangt der Betrieb von Satellitenbodenstationen, die eine Entfernung von ca. 36 000 km bis zum geostationären Satelliten überbrücken müssen. Hier wird neben einer großen Antenne eine Röhrenausgangsleistung von einigen 10 W bis in den kW-Bereich je nach Übertragungskapazität benötigt. Die Frequenzbänder liegen bei 6, 14 und in Zukunft auch bei 30 GHz. Derartige Röhren verlangen je nach Ausgangsleistung forcierte Luft- oder Wasserkühlung. Die Fokussierung des Strahles geschieht überwiegend durch Permanentmagnete. Eingesetzt werden diese Hochleistungswanderfeldröhren in Ein- und Mehrträgerübertragungseinrichtungen unterschiedlicher Modulationssysteme (analog, digital) im besonders wirtschaftlichen Verfahren des Mehrfachzugriffs.

2.2 Rückwärtswellenoszillatoren

Eine Variante der Wanderfeldröhre ist der Rückwärtswellenoszillator (RWO). Er dient zur Erzeugung von Höchstfrequenzen in der Mikrowellenmeßtechnik und Forschung. Die Typenreihe vom RWO 35 bis zum RWO 170 erlaubt den Frequenzbereich zwischen 33 und 170 GHz (d. h. zwischen 1 cm und 2 mm Wellenlänge lückenlos zu überbrücken).

Ein hervorstechendes Merkmal der RWOs ist die elektronische Durchstimmbarkeit über sehr große Frequenzbereiche.

Typen- und Betriebsdaten einiger Laufzeitröhren:

| Röhrentyp | Frequenzbereich GHz | Ausgangsleistung W | Verstärkung dB |
|--------------------------|------------------------|-----------------------|-------------------|
| Verstärkerröhren | | | |
| RW 289 ¹⁾ | 5,9–7,1 | 5 | 46 |
| RW 2135 ¹⁾ | 10,7–11,7 | 5 | 46 |
| YH 1045 | 5,925–6,425 | 8000 | 34 |
| YH 1422 | 14,0–14,5 | 300 | 50 |
| YH 3025 | 27,5–29,5 | 350 | 45 |
| Oszillator-Röhren | | | |
| RWO 75 S | 50–75 | 10/40 mW | |
| RWO 110 S | 75–110 | 5/20 mW | |
| RWO 170 | 110–170 | 1/10 mW | |

¹⁾ Hochlineare Richtfunk-Wanderfeldröhre

3 Laser

Einleitung

Der Laser ist ein rückgekoppelter Lichtverstärker, eine neue Art der Erzeugung kohärenten Lichtes durch stimulierte Emission, bei der die Anregungsenergie aktiver Atome, Ionen oder Moleküle, in Form von Licht abgestrahlt wird. – Light Amplification by stimulated Emission of Radiation.

Herkömmliche Lichtquellen (Glühlampe, Lichtbogen, Leuchtstofflampe) erzeugen eine inkohärente Strahlung. Sie sind breitbandige Rauschgeneratoren; die Strahlungsabgabe erfolgt auf Grund der in ihnen umgesetzten thermischen Energie.

Beim Laser induziert eine Lichtwelle bei einem angeregten, laserefähigen Material eine Lichtemission, wobei die anregende und die induzierte Lichtwelle eine starre Phasenbeziehung haben. Eine Lichtverstärkung ist dadurch gegeben (Bild 1).

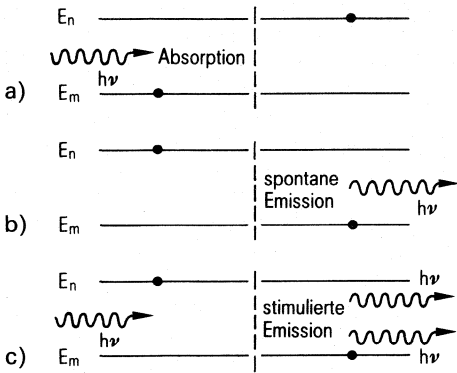


Bild 1

Absorption spontane und stimulierte Emission

- a) Das einfallende Quant $h\nu$ wird absorbiert und hebt das Elektron ins höhere Niveau E_n
- b) Das Elektron im Niveau E_n emittiert spontan ein Photon und befindet sich nachher wieder im tieferen Niveau E_m
- c) Das einfallende Photon trifft auf ein Elektron im höheren Niveau und bewirkt stimulierte Emission.

Die Lasermaterialien können fest, flüssig oder gasförmig sein. Laserfähig ist ein Material dann, wenn es ein Energieschema besitzt, das prinzipiell dem in Bild 2 gleicht.

Durch Energiezufuhr kann das Niveau 2 stärker mit Elektronen besetzt werden, als es dem thermischen Gleichgewicht entspricht. Ein in ein höheres Niveau gehobenes Elektron hat nun das Bestreben, wieder seinen energetisch tieferen Zustand zu erreichen. Deshalb sind die Verweilzeiten in den oberen Niveaus normalerweise sehr kurz, nämlich von der Größenordnung 10^{-8} sec. Nach etwa dieser Zeit gibt ein Atom seine Anregungsenergie wieder ab, wobei das ausgesandte Licht ganz bestimmte Frequenzen enthält.

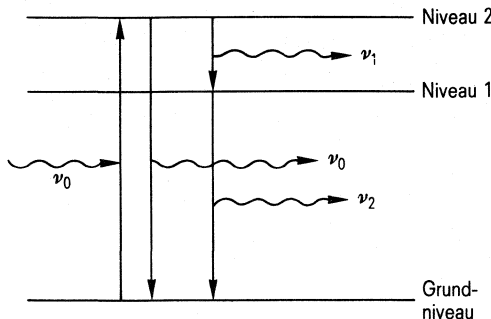


Bild 2

Absorption elektromagnetischer Strahlung der Frequenz ν_0 und Emission der Frequenzen ν_0 , ν_1 und ν_2

Ist die Verweilzeit in Niveau 1 hinreichend lang, ist eine starke Besetzung dieses Niveaus die Folge. Ein eingestrahletes Licht mit der Frequenz ν_2 induziert eine Emission derselben Wellenlänge; das Licht mit der Frequenz ν_2 wird verstärkt. Wird das Licht durch Spiegel rückgekoppelt, so kann die Anordnung selbst schwingen, wenn die Verstärkung die Verluste überwiegt.

Zur Anregung (auch Pumpen genannt) kann entweder thermisches Licht, oder elektrische Energie verwendet werden. Letztere sind die gebräuchlichsten Anregungsarten. Die Frequenz eines Pumplichtes beispielsweise muß entsprechend Bild 2 gleich ν_0 sein. Elektrische Energie zur Anregung wird häufig bei Gaslasern verwendet. Durch Stoßionisation wird eine verstärkte Besetzung des oberen Energieniveaus erreicht. Thermisches Licht benutzt man bei Festkörperlasern.

Jeder Laser besteht aus einem optischen Resonator und einem aktiven, verstärkenden Medium, das sich im Resonator befindet. Der optische Resonator wird aus zwei Spiegeln gebildet. Einer der beiden Spiegel ist teildurchlässig (einige Prozent), wodurch ein Anteil der im Resonator gespeicherten Energie ausgekoppelt werden kann und als Ausgangsleistung des Oszillators zur Verfügung steht.

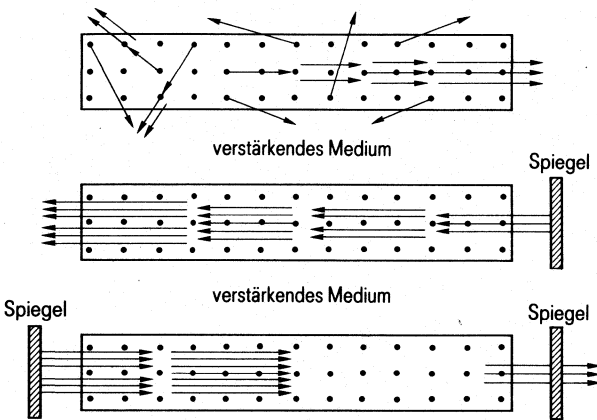


Bild 3
Rückkopplung durch Spiegel

Wie in Bild 3 dargestellt, soll das in einer bestimmten Richtung aus dem verstärkenden Medium austretende Licht von einem ebenen Spiegel wieder in den Verstärker zurückgeworfen und nochmals verstärkt werden. Ein zweiter ebener Spiegel, der am Ende des Verstärkers parallel zum ersten aufgebaut ist, soll dieses Licht nochmals zurückwerfen, so daß es zwischen den beiden Spiegeln hin und her laufend ständig verstärkt wird. Damit hat man einen optischen Verstärker mit Rückkopplung aufgebaut, der kohärentes Licht erzeugen kann und Laseroszillator genannt wird. Damit das Licht nach außen abgegeben werden kann, sind die Spiegel nicht 100% reflektierend gemacht, sondern lassen einen gewissen Anteil der Strahlung hindurch.

3.1 Der Helium-Neon-Laser

Der am weitesten verbreitete Laser mit niedriger Leistung ist der Helium-Neon-Laser. Die Anregung des aktiven Lasergases erfolgt durch Stoßionisation in einer Gasentladung.

Der optische Resonator wird aus zwei sphärisch gekrümmten Spiegeln gebildet.

Die LGR 7621/H22 ist eine Helium-Neon-Laserröhre in koaxialer Bauform. Die Röhre liefert einen roten Lichtstrahl mit einer Wellenlänge von 632,8 nm. Die Ausgangsleistung von ca. 1,5 mW wird im Grundmodus TEM_{00q} abgegeben.

LGR 7621
LGR 7622

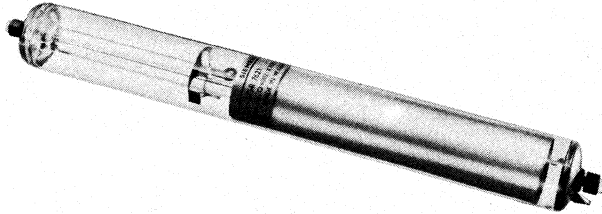


Bild 4
Helium-Neon-Laserröhre

Die Laserröhre besitzt integrierte Resonator-Spiegel und ist ohne Verwendung organischer Kleber verschlossen aufgebaut. Somit ist sie gegen Feuchtigkeit unempfindlich. Die anwendungsfreundliche koaxiale Formgebung bietet eine hohe Sicherheit gegen Verbiegen und damit einen Schutz vor Dejustierung des Resonators.

Die Kaltkathode erlaubt einen verlustarmen, ungestörten Betrieb mit langer Lebensdauer. Zur Versorgung wird ein einfaches Netzgerät benötigt, das einen maximalen Strom von 5 mA liefert. Die Brennspannung der Laserröhre liegt bei 1100 V. Für die Begrenzung des Gasentladungsstromes muß in die Hochspannungsleitung ein Vorwiderstand von mindestens 91 kΩ geschaltet werden.

Die Laserröhre dient als Bauelement für die Bestückung von opto-elektronischen Lasersystemen und Geräten, die durch kohärentes Licht Aufzeichnungs-, Abtast-, Steuer- und Schaltungsvorgänge durchführen.

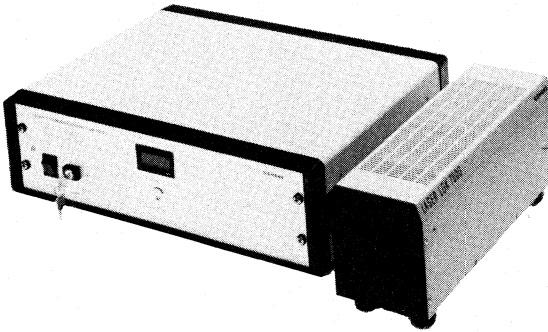
Technische Daten

| | LGR 7621 | |
|---|-----------------|------|
| Wellenlänge | 632,8 | nm |
| Ausgangsleistung (Grundmodus TEM _{00q}) | ≥ 1,5 | mW |
| Strahldurchmesser (1/10-Punkte der Intensität) | 0,75 | mm |
| Strahldivergenz (voller Öffnungswinkel) | 1,2 | mrاد |
| Longitudinaler Modenabstand c/2L | 614 | MHz |
| Polarisation | nicht definiert | |
| Zündspannung | max. 6 | kV |
| Anodenspannung | 1100 | V |
| Anodenstrom | 4,5 ± 0,5 | mA |
| Abreißstrom | 2,5 | mA |
| Vorwiderstand | ≥ 91 | kΩ |

Die Laserröhre LGR 7622 besitzt eine Ausgangsleistung von ≥ 1 mW und eine definierte Polarisation von ≥ 1:100. Alle anderen Daten sind mit der LGR 7621 identisch.

3.2 Der Argon-Ionen-Laser

Es gibt Anwendungen, bei denen eine optimale Lösung nur mit einer anderen Farbe, einer anderen Wellenlänge erbracht werden kann. Hier liegt das Anwendungsfeld des Argonlasers mit seinem blauen Strahl und seiner merklich kürzeren Wellenlänge. Mit dem Laserstrahl LG 7800 steht ein vielseitig einsetzbarer Argonlaser mit Luftkühlung, integrierten Spiegeln und langer Lebensdauer zur Verfügung. Er ist für Anwendungen ausgelegt, bei denen Ausgangsleistungen im Bereich von 2 bis 7 mW bei einer Wellenlänge von 488 nm benötigt werden. Das Lasermodul LG 7800 enthält die Argonlaserröhre 7801 mit Beamsplitter und Fotodiode für die Lichtregelung und den Lüfter zur Kühlung der Laserröhre.



Der Argon-Ionen-Laser LG 7800 in der Endanwenderausführung, ein komplettes, betriebsbereites System aus Lasermodul und Stromversorgung

Kenndaten Lasermodul

| | |
|--|----------------|
| Wellenlänge | 488 nm |
| Ausgangsleistung nach 5 min (einstellbar) | 2 ... 7 mW* |
| Leistungsänderung bei Lichtregelung während 8 h nach 30 min. | |
| Einlaufen und bei konstanter Kühllufttemperatur | $\leq \pm 1\%$ |
| Off-axis modes | $\leq 5\%$ |
| Strahldurchmesser ($1/e^2$) | 0,7 mm |
| Strahldivergenz (voller Öffnungswinkel) | ≤ 1 mrad |
| Polarisation | $\geq 100:1$ |

Für viele Anwendungen, z. B. in der Meß- und Analysetechnik, in der Chemie und in der Reprographie, bietet die kürzere Wellenlänge des blauen Argonlaserstrahls eine bessere spektrale Anpassung an die Auswerte- und Weiterverarbeitungs-Gegebenheiten.

* Ein Argonlaser mit einer Ausgangsleistung von 10 ... 25 mW ist in Vorbereitung.

Passive Bauelemente



1 Kondensatoren – Einführung

Die vielfältige Anwendung von Kondensatoren auf allen Gebieten der Elektronik und der übrigen Elektrotechnik erfordert ein Angebot sehr vieler verschiedener Kondensatoren, um den jeweiligen Anforderungen bezüglich Kapazität, Spannung, Toleranzen, Verlustfaktor, Temperaturbereich, Feuchtklasse, Bauformen usw. zu genügen. Einen groben Überblick über einige technische Werte von Kondensatoren und eine prinzipielle Auswahlhilfe gibt Tabelle Seite 490, 491. Sie berücksichtigt nicht alle Sonderfälle, sie stellt aber die charakteristischen Werte dar.

In den nachfolgenden Kapiteln sollen die grundsätzlichen Kondensatorarten und dazu einzelne markante Typenreihen vorgestellt werden. Die genaue Auswahl ist an Hand der einschlägigen Datenbücher vorzunehmen. Das Gebiet der Funk-Entstörbauelemente und -Entstörfilter wird im Kapitel 4 „Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)“ behandelt. Variable Kondensatoren (Drehkondensatoren, Trimmer) werden ganz ausgeklammert.

Die Einteilung erfolgt nach den Siemens-Datenbüchern, in denen die Kondensatoren z.T. nach dem Gesichtspunkt der Herstellung, z.T. aber auch vom Standpunkt der Anwendung zusammengefaßt sind.

Bauarten:

MP-Gleichspannungskondensatoren

Metallisierte Kunststoffkondensatoren

MKL-(MKU-)Kondensatoren
MKT-Kondensatoren
MKC-Kondensatoren
MKP-Kondensatoren
MKY-Kondensatoren

Kunststoffolien-Kondensatoren

STYROFLEX-Kondensatoren (KS)
Polypropylen-Kondensatoren (KP)

Keramik-Kondensatoren

Vielschicht-Kondensatoren
SIBATIT-50000-Kondensatoren

Elektrolytkondensatoren

Aluminium-Elektrolytkondensatoren
Tantal-Elektrolytkondensatoren

Kondensatoren für die Leistungs- bzw. Energie-Elektronik

MP-Gleichspannungskondensatoren
MKV-Kondensatoren

Kondensatoren-Auswahltable mit Kenndaten

| Kondensatorenart | Bevorzugte Anwendung | Nennspannung U_N |
|--|---|---|
| 1.1 MP-Gleichspannungskondensatoren | | |
| | Nachrichtentechnik (Kopplungs- und Glättungs-Kondensatoren) | 250 V– . . . 1000 V– |
| 1.2 Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren | | |
| MKL (MKU)-Ko. MKT-Ko. MKC-Ko. | Für Gleichspannung, aber auch für Anwendg. mit überlagerter Wechselsp. geeignet. Glättung, Kopplung, Entkopplung. – Viele Bauformen, auch in Schichtausführung mit Rastermaß. In Ablenkstufen von Fernsehgeräten | 25 V– . . . 630 V– 63 (50) V– . . . 12,5 kV– 100 V– . . . 250 V– |
| MKP-Ko. MKY-Ko. | Für Schwingkreisanwendungen | 250 V– . . . 40 kV– 250 V– |
| 1.3 Verlustarme Kondensatoren | | |
| STYROFLEX® (KS)-Ko. Polypropylen-(KP)-Ko. | Schwingkreisko. in frequenzbestimmenden Kreisen, Filter, hochisolierende Kopplung u. Entkopplung, Miniaturtechnik, Blockko, Meßko, Hochtemp. (Glimmer u. Glas): sehr hohe Konstanz und strahlungsfest | 25 V– . . . 630 V– 63 V– . . . 630 V– |
| Glimmer-Ko. Glas-Ko. | | |
| 1.4 Keramik-Kondensatoren | | |
| Vielschicht-Ko. NDK | In frequenzstab. Schwingkreisen zur Temp.-Kompensation; Filter-, Hochsp.-, Impuls-Ko., auch als Chip | 50 V und 100 V |
| Vielschicht-Ko. HDK | Kopplung, Siebung; Hochsp.-, Impuls-Ko., auch als Chip | 50 V und 100 V |
| SIBATIT® 50 000 | Kopplung, Siebung, auch als Chip | 63 V |
| 1.5 Elektrolyt-Kondensatoren | | |
| Aluminium-Elko | Sieb-, Kopplungs-, Glättungs-, Block-, Motorko., Energiespeicher (Fotobliktz) | NV: 6,3 V– . . . 100 V– HV: 160 V– . . . 450 V– |
| Tantal-Elko | Nachrichtentechn., Meß- u. Regeltechnik, Chip-Ko für Hybridschaltungen, Glättung und Kopplung | 4 V– . . . 125 V– |
| 1.6 Kondensatoren für die Leistungs- bzw. Energieelektronik | | |
| MP- Ko. MKV-Ko. | Glättungs-, Stützungs-, Stoß-Ko. Wechselspannungsko., allgemein magn. Spannungskonstanthalter Kopplung, Bedämpfung, Beschaltung (TSE) Bedämpfung, Kommutierung, Beschaltung (TSE) | 450 V . . . 2,8 kV (DB) 640 V 330 V ~, 660 V ~ 550 V ~ 320 V . . . 3000 V |

| Kapazitätsbereich | Kapazitätstoleranzen | Temperaturbereich in °C | Verlustfaktor (Richtwerte) $\tan \delta$ in 10^{-3} |
|---|--|---|--|
| 0,1 μF ... 64 μF | $\pm 10\%$ $\pm 20\%$ | - 55 ... + 85 | 1 kHz: 6 ... 10 |
| 0,033 μF ... 100 μF 680 pF ... 10 μF 0,001 μF ... 1,0 μF | $\pm 10\%$... $\pm 20\%$ $\pm 5\%$... $\pm 20\%$ $\pm 5\%$... $\pm 20\%$ | -55 ... +85 -55/-40 ... +100 -55 ... +100 | 1 kHz: 12 ... 15 1 kHz: 5 ... 7 1 kHz: 1 ... 3 |
| 1500 pF ... 4,7 μF 0,10 μF ... 10 μF | $\pm 5\%$... $\pm 20\%$ $\pm 1\%$... $\pm 5\%$ | -40 ... +70/+85 -55 ... +85 | 1 kHz: 0,25 1 kHz: 0,5 |
| 2 pF ... 330 nF | $\pm 0,5\%$... $\pm 5\%$ | -55/-10 ... +70 | 1 kHz: 0,1 ... 0,3 |
| 2 pF ... 100 nF | $\pm 1\%$... $\pm 5\%$ | -55/-40 ... +85 | 1 kHz: 0,1 ... 0,5 |
| 1 pF ... 47 nF | $\pm 0,5$ pF; $\pm 5\%$; $\pm 10\%$ | -55 ... +125 | > 50 pF: < 1,5 |
| 220 pF ... 2,2 μF | $\pm 10\%$; $\pm 20\%$ | -55/-25 ... +85/+125 | 25 und 30 |
| 22 nF ... 0,22 μF | +50/-20% | -40/-25 ... +85 | 1 kHz: 50 ... 60 |
| 0,47 μF ... 390000 μF 0,1 μF ... 1200 μF | $\pm 20\%$; $\begin{matrix} +30 \\ -10 \end{matrix} \%$; $\begin{matrix} +50 \\ -10 \end{matrix} \%$ $\pm 5\%$... +20% | +55/-25 ... +70/+125 (+145) -55 ... +85 (+125) | 100 Hz: 60 ... 150 (Kleinbauformen) 120 Hz: \leq (50 ... 80) |
| 32 μF ... 4800 μF 1 μF ... 50 μF 1,5 μF ... 60 μF 0,1 μF ... 4,7 μF 0,1 μF ... 330 μF | $\pm 10\%$ $\pm 10\%$ $\pm 10\%$ $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ | -40 ... +70 -25 ... +70 -25 ... +85 -25 ... +70 -10 ... +40 | 50 Hz: 6 50 Hz: 0,3 50 Hz: 0,5 50 Hz: 0,2 50 Hz: 0,2 |

1.1 MP-Gleichspannungs-Kondensatoren

| Bauform | Spannung V | Kapazität μF | DIN- Anw.-Klasse | Anwendung im Bereich |
|----------|---------------|----------------------------|---------------------|----------------------|
| B 25 032 | 250 ... 630 | 0,1 ... 4,7 | HPF/MS | Kopplung |
| B 25 340 | 250 ... 1000 | 1 ... 64 | FPC/LR | Kopplung, Glättung |

Allgemeines

MP-Gleichspannungskondensatoren sind für den Betrieb an Gleichspannungen und für besonders hohe Isolationswiderstände und deren Erhaltung im Betrieb bemessen. Sie sind für Betrieb in Wechselspannungsnetzen nur mit Einschränkungen geeignet.

Metallpapier-Gleichspannungs-Kondensatoren, kurz MP-Gleichspannungs-Kondensatoren genannt, besitzen die Eigenschaft, an Durchschlagstellen selbst zu heilen. Das Dielektrikum dieser MP-Kondensatoren besteht aus Papier, auf das im Vakuum Metallschichten als Beläge aufgedampft werden. Das Metallpapier wird zu Rundwickeln verarbeitet. Die Rundwickel werden im Metallspritzverfahren (Schoopen) stirnkontaktiert, in Metallbecher eingebaut und mit Hartwachs imprägniert. Hartwachsimprägnierte MP-Gleichspannungs-Kondensatoren sind auf die Erhaltung des Isolationswiderstandes abgestimmt.

MP-Gleichspannungs-Kondensatoren in großer Ausführung werden ferner in der Energie-Elektronik eingesetzt (siehe 1.6 „Kondensatoren für die Energie- bzw. Leistungselektronik“) als Glättungs-, Stütz- und Stoß-Kondensatoren.

Selbstheilung

Der bei einem Durchschlag entstehende Lichtbogen verdampft die Metallschicht in der Umgebung der Durchschlagstelle. Fehlstellen im Dielektrikum werden dadurch einwandfrei isoliert. Die Zeitdauer eines solchen Selbstheilvorganges beträgt weniger als 10 μs . Da die Selbstheilenergie nur Bruchteile der im Kondensator gespeicherten Energie (ca. 10 mWs) beträgt, ist der Spannungsabfall gering. Die Kapazität vermindert sich durch einen selbstheilenden Durchschlag um weniger als 100 pF.

1.2 Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren

Allgemeines

Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren, kurz MK-Kondensatoren genannt, besitzen die Eigenschaft, an Durchschlagsstellen selbst zu heilen. Das Dielektrikum dieser Kondensatoren besteht aus Kunststofffolien, auf die im Vakuum Metallschichten als Beläge aufgedampft werden. Diese Schichten sind sehr dünn, etwa 0,02 bis 0,05 μm . Die metallisierten Folien werden zu Rund- oder Flachwickeln verarbeitet, oder nach einer neueren Technik geschichtet. Durch die Kontaktierung der Wickelstirnseiten nach dem Metallspritzverfahren werden alle Windungen erfaßt. Der Kondensator ist damit induktivitäts- und dämpfungsarm. MK-Kondensatoren entsprechen den Bestimmungen nach VDE 0560, Teil 1, sowie DIN 44110 und den Normblättern für die speziellen Bauformen.

Selbsteilung

Der bei einem Durchschlag entstehende Lichtbogen verdampft den Metallbelag in der Umgebung der Durchschlagsstelle, ohne das Dielektrikum zu beschädigen. Fehlstellen im Dielektrikum werden dadurch einwandfrei isoliert. Die Zeitdauer eines solchen Selbstheilvorganges beträgt weniger als 10 μs . Da die Selbstheilung nur Bruchteile der im Kondensator gespeicherten Energie verbraucht, ist der Spannungsabfall entsprechend gering. Die Kondensatoren sind so bemessen, daß selbst bei Belastung mit Dauergrenzspannung an der oberen Grenztemperatur nur vereinzelt Selbstheilungen auftreten. Die Kapazität eines MK-Kondensators würde sich nach 10^3 Durchschlägen um weniger als 1 % ändern.

Bauarten

| | |
|-------------------|--|
| MK-Kondensatoren | werden unterschieden nach Art ihres Dielektrikums. |
| MKL-Kondensatoren | Bezeichnung nach DIN 41379: MKU-Kondensatoren. Kondensatoren mit Lackfolien (Zelluloseacetat) als Dielektrikum und aufgedampftem Metall als Belag. |
| MKT-Kondensatoren | Kondensatoren mit Polyäthylenterephthalat (Handelsname z.B. HOSTAPHAN®, MYLAR® u.a.) als Dielektrikum und aufgedampftem Metall als Belag. |
| MKC-Kondensatoren | Kondensatoren mit Polycarbonat (Handelsname MAKROFOL®) als Dielektrikum und aufgedampftem Metall als Belag. |
| MKP-Kondensatoren | Kondensatoren mit Polypropylen als Dielektrikum und aufgedampftem Metall als Belag. |
| MKY-Kondensatoren | Selbsteilende Kondensatoren mit hochisolierendem, verlustarmem Dielektrikum (Polypropylen) und aufgedampftem Metall als Belag. |

MK-Schichtkondensatoren

Eine besondere Bedeutung haben MK-Schichtkondensatoren erlangt, die als MKT- und MKC-Schichtkondensatoren hergestellt werden. Im weiteren werden die wesentlichen Merkmale der MK-Schichtkondensatoren beschrieben.

Aufbau:

MK-Schichtkondensatoren sind Kondensatoren, die aus metallisierten Kunststofffolien geschichtet werden. Dünne Dielektrikumfolien, die im Vakuum bis auf einen schmalen Streifen (Freirand) mit etwa 0,03 μm dicken Aluminiumbelägen bedampft worden sind, werden derart seitlich versetzt übereinandergeschichtet, daß die Beläge der ersten, dritten, fünften (usw.) Folie mit der linken Schoopschicht, die Beläge

der zweiten, vierten, sechsten (usw.) Folie mit der rechten Schoopschicht kontaktiert sind. Die Anschlußdrähte werden in eine zusätzlich aufgespritzte Schoopschicht mit niedrigerem Schmelzpunkt eingeschmolzen. Zum Schutz der dünnen Dielektrikumfolien (Dicke 3 µm bei einer Nennspannung von 100 V, 5 µm bei 250 V, 8 µm bei 400 V) sind unterhalb und oberhalb dieser kapazitiv wirksamen Folien dickere, z. B. 50 µm dicke Schutz- oder Deckfolien geschichtet, die außerdem zur Verfestigung des Kondensators beitragen.

Herstellung der MK-Schichtkondensatoren

Beim Schichtkondensator werden ganze Kondensatorringe, sogenannte Mutterkondensatoren, einschließlich der Deckfolien auf ein großes Rad gewickelt. Dabei sind sogar mehrere Ringe unter Zwischenlage von Trennfolien übereinander angeordnet. Diese Räder für mehrere tausend Einzelkondensatoren werden nun als Ganzes geschleift und getempert. Dann werden die Mutterkondensatoren voneinander gelöst. Sägebedrahtautomaten trennen die Mutterkondensatoren Stück für Stück in Einzelkondensatoren bei gleichzeitiger Bedrahtung.

Technische und physikalische Vorteile der MK-Schichtkondensatoren

Aufgrund des Aufbaus und des Herstellungsverfahrens vereinigt der MK-Schichtkondensator eine Reihe von Vorzügen in sich, wie sie in dieser Kombination kein anderer metallisierter Kunststoffkondensator aufweisen kann.

Gleichmäßigkeit der Kapazität und der Qualität

Die aus einem Mutterkondensator herausgeschnittenen Kondensatoren sind untereinander nahezu gleich, jeder Kondensator stellt im engeren Sinn des Wortes einen repräsentativen Querschnitt dar. Man braucht also nur gleich lange Stücke abzutrennen, um engtoleriertere Kapazitätswerte zu erhalten.

Selbstheilfähigkeit

MK-Schichtkondensatoren gehören wie die anderen metallisierten Kunststoffkondensatoren zur Gruppe der regenerierenden oder selbstheilenden Kondensatoren (siehe Abschnitt „Selbstheilung“).

Kapazität

Temperaturunabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazitätsänderung im zulässigen Temperaturbereich (siehe Anwendungsklasse) verläuft nicht linear, ist aber reversibel. Im Bereich von etwa -20 bis +70 °C kann jedoch mit einem angenähert linearen Temperaturverlauf gerechnet werden.

Bild 1 zeigt charakteristische Kurven der wichtigsten MK-Kondensatoren.

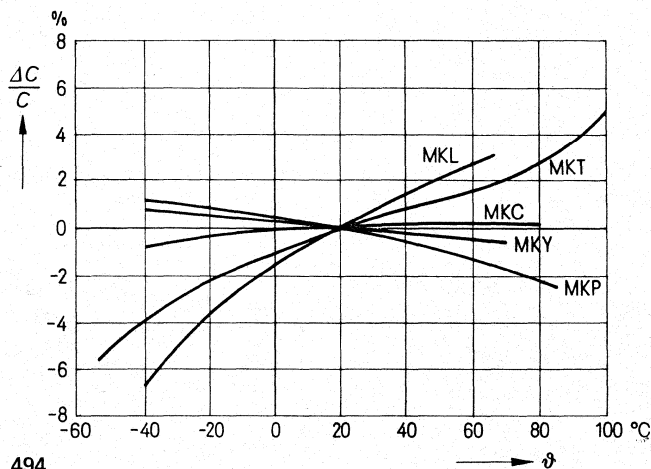


Bild 1
Relative Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$
in Abhängigkeit von der Temperatur θ

Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Durch die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante der Kunststoff-Folien nimmt die Kapazität mit steigender Frequenz ab.

Bild 2 zeigt die typische Abhängigkeit eines MKT-Kondensators als Beispiel.

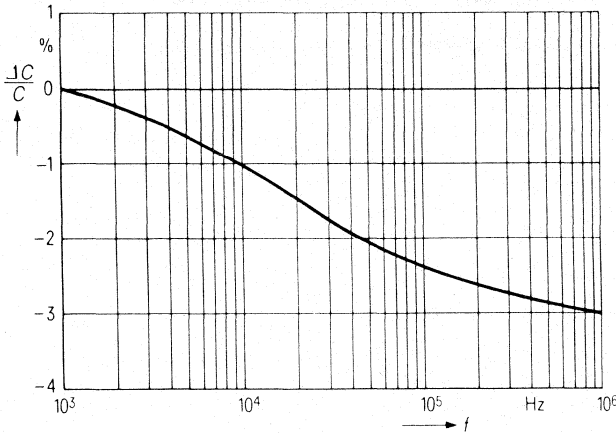


Bild 2

Relative Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$
in Abhängigkeit von der Frequenz f
bei 20 °C

Spannungs- und Strombelastung

Nennspannung U_N

Die Nennspannung ist die Spannung, nach der der Kondensator benannt ist; sie ist eine Gleichspannung und bezieht sich auf eine Kondensator-Umgebungstemperatur von 40 °C. Beim Betrieb des Kondensators innerhalb der zugelassenen klimatischen Anwendungsklasse sind die folgenden Grenzbedingungen zu beachten.

Dauergrenzspannung U_g (Betrieb mit Gleichspannung)

Die Dauergrenzspannung U_g ist die höchste Gleichspannung, mit der der Kondensator dauernd betrieben werden darf. Sie ist von der Umgebungstemperatur abhängig. Die entsprechende Spannungsminderung bei höheren Temperaturen ist in den Datenblättern in Form von Diagrammen angegeben (Definition nach DIN 44110).

Dauergrenzspannung U_W (Betrieb mit Wechselspannung)

MK-Gleichspannungskondensatoren sind, sofern nicht eigens ausgewiesen, nicht für die Anwendung in technischen Wechselspannungsnetzen geeignet.

Bei Überlagerung einer zusätzlichen Gleichspannung darf die Summe aus Gleichspannung und Amplitude der Wechselspannung die Dauergrenzspannung U_g nicht überschreiten.

Spitzenspannung

Die Spitzenspannung ist der höchste Scheitelwert der Spannung, die am Kondensator kurzzeitig auftreten darf, z. B. bei nichtperiodischen Schaltvorgängen. Sie ist in Einzelfällen besonders ausgewiesen.

Eigenerwärmung, zulässige Wirkleistung

Werden Kondensatoren mit Sinusspannungen höherer Frequenz (> 50 Hz) oder mit nichtsinusförmigen Wechselspannungen belastet, so ist die Eigenerwärmung und die Impulsbelastbarkeit (siehe Seite 496) zu berücksichtigen.

Die Eigenerwärmung $\Delta\beta$ eines Kondensators hängt ab

- bei sinusförmigen Spannungen von der Spannungsamplitude $U_S = \hat{U} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$ und von der Frequenz f
- bei impulsförmigen Wechselspannungen von der doppelten Spannungsamplitude U_{SS} , vom Verlauf der Steilflanken und von der Wiederholfrequenz f der Impulsfolge.

Bei Sinusspannungen und bei Impulsfolgen, die annähernd sägezahnförmig (1 Steilflanke pro Periode) oder trapezförmig (2 etwa gleiche Steilflanken pro Periode) verlaufen, können die zulässigen Spannungsgrenzwerte für eine Eigenerwärmung um 10 K aus den im Datenbuch angegebenen Diagrammen abgelesen werden.

Bei hiervon abweichenden Spannungsverläufen oder in Zweifelsfällen bitten wir um Rückfrage mit Angabe der Umgebungstemperatur und unter Beifügung eines vermaßten Spannungs-/Zeitdiagramms, aus dem auch die maximal auftretenden Spannungsteilheiten ersichtlich sind.

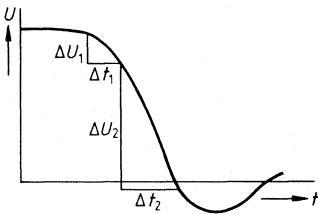
Impulsbelastbarkeit (Strombelastbarkeit)

Spannungsimpulse mit hohen Werten der Spannungsteilheit $\frac{du}{dt} \approx \frac{U_{SS}}{\tau}$ bewirken

nach der Formel $i = C \frac{du}{dt}$ im Kondensator hohe Ströme i und umgekehrt. Die von diesen Strömen in den Kontakten abgegebene Wärmeenergie ist proportional zu $\int i^2 dt$ bzw. zu $\int \left(\frac{du}{dt}\right)^2 dt$. Damit die Kontakte thermisch nicht überlastet werden, muß der aus dem Spannungsimpuls ermittelte Impulskennwert

$$k_o = 2 \int \left(\frac{du}{dt}\right)^2 dt \approx 2 \left(\frac{\Delta U_1^2}{\Delta t_1} + \frac{\Delta U_2^2}{\Delta t_2} + \dots \right)$$

kleiner oder höchstens gleich dem für die spezielle Bauform im Datenbuch angegebenen Impulskennwert k_o sein. Hierbei sind $\Delta U_1, \Delta t_1$ bzw. $\Delta U_2, \Delta t_2$ usw. die zueinandergehörigen Spannungs- und Zeitabschnitte der durch einen Polygonzug angenäherten Kurve des Spannungsimpulses.



Bei impulsförmigen Spannungen mit geradlinigen Impulsflanken (Trapez, Sägezahn) gilt:

$$k_o = 2 \times U_{SS}^2 / \tau \text{ [V}^2/\mu\text{s]}$$

Bei selbständigen und kurzschlußähnlichen Ent- und Aufladungen gilt:

$$k_o = U_L^2 / RC \text{ [V}^2/\mu\text{s]}$$

Der unter Benutzung der Schaltungsdaten ermittelte k_o -Wert muß kleiner oder höchstens gleich dem für die spezielle Bauform angegebenen k_o -Wert sein.

Die k_o -Werte beziehen sich auf eine Bauelemente-Umgebungstemperatur bis 50 °C. Bei höheren Temperaturen bitten wir um Anfrage.

Zusammenstellung der verwendeten Begriffe:

Spannungshub (Einsatzspannung)

Ladespannung

Ohmscher Widerstand im Lade- bzw. Entladekreis

Kapazität des Kondensators

Anstiegszeit der Spannung

Zulässiger Impulskennwert des Kondensators

Errechneter Impulskennwert aus Schaltungsdaten

Berechnungsbeispiel:

Gegeben:

Kondensator B32520, RM 7,5, $U_N = 250 \text{ V}$.

Hierfür ist der entsprechende Wert $k_o = 50\,000 \text{ V}^2/\mu\text{s}$. Bei einem Spannungshub von $U_{SS} = 100 \text{ V}$ folgt daraus die zulässige Flankensteilheit

$$\frac{U_{SS}}{\tau} = \frac{k_o}{2 \times U_{SS}} = \frac{50\,000 \text{ V}^2/\mu\text{s}}{2 \times 100 \text{ V}} = 250 \text{ V}/\mu\text{s}$$

U_{SS}

U_L

R

C

τ

k_o

k_δ

[V]

[V]

[Ω]

[μF]

[μs]

[V²/μs]

[V²/μs]

Verlustfaktor

Der Verlustfaktor $\tan \delta$ ist temperatur- und frequenzabhängig. Er nimmt mit steigender Frequenz sowie mit größer werdender Kapazität zu. Insbesondere ist er abhängig von den dielektrischen Verlusten der Kunststoffolien und dem ohmschen Widerstand der Zuleitungen (Belagverlusten, Kontaktierung).

Isolationswiderstand

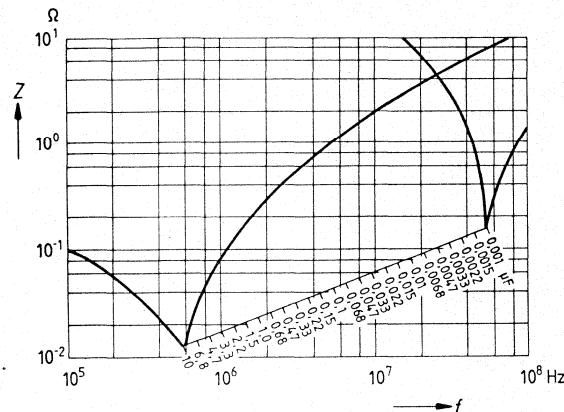
Der Isolationswiderstand ist das Verhältnis der angelegten Gleichspannung zu dem nach einer festgelegten Zeit fließenden Strom.

Eigeninduktivität und Scheinwiderstand

Die Eigeninduktivität eines MK-Kondensators ergibt sich aus der Induktivität der Anschlußdrähte und des Wickels. Wegen der besonderen Art der Kontaktierung (großflächige Beschöpfung, durch die alle Windungen erfaßt sind) ist die Eigeninduktivität besonders gering.

Aus der Eigeninduktivität und aus der Kapazität eines Kondensators ergibt sich seine Resonanzfrequenz.

Bild 4 zeigt den typischen Scheinwiderstandsverlauf von MK-Kondensatoren am Beispiel eines MKT-Kondensators. Die Meßbedingungen entsprechen DIN 41328, Blatt 2.



Typenübersicht

| Bauformen | Bauform- Nummer | Kapazität μF | Nennspannung V | DIN-Anw.- Klasse |
|--|----------------------------------|---|---|----------------------------|
| MKL- (MKU-) Kondensatoren | | | | |
| Zylindrisch, Gießharzabschluß, Anschlüsse axial für erhöhte An- forderungen | B 32 110 B 32 111 B 32 112 | 0,1 ... 10 22 ... 100 0,033 ... 4,7 | 25 ... 250 63 630 | FPE/LR FPE/LR FPE/LR |
| Zylindrisch, dicht, Anschlüsse axial, für erhöhte Anforderungen | B 32 120 B 32 122 | 0,1 ... 10 0,033 ... 3,3 | 63 ... 250 630 | FPC/LR FPC/LR |
| Zylindrisch, dicht, Rundbecher, Lötflächen-Anschlüsse, für er- höhte Anforderungen | B 32 121 | 22 ... 100 | 100 | FPC/LR |
| MKT-Kondensatoren | | | | |
| Flachoval, Gießharzabschluß, Anschlüsse axial, erh. Anford. | B 32 227 | 0,01 ... 0,25 | 1 kV ... 6,3 kV | GMG/MS |
| Flachoval, Gießharzabschluß, Anschlüsse axial, allg. Anford. | B 32 231 | 0,01 ... 10 | 100 ... 630 | GMG |
| Zylindrisch, Gießharzabschluß, Anschlüsse axial, erh. Anford. | B 32 237 | 680 pF ... 0,025 μF | 1 kV ... 12,5 kV | GMG/MS |
| Kunststoffbecher, flammhem- mend, feuchtesicher verschlos- sen, steckbar im Rastermaß, für allgemeine Anforderungen | B 32 520 bis B32 529 | 0,01 ... 6,8 | 63 ... 630 | FME/LR |
| Kunststoffbecher, flammhem- mend, feuchtesicher verschlos- sen, steckbar im Rastermaß, für erhöhte Anforderungen | B 32 530 bis B 32 539 | 1000 pF bis 10 μF | 63 bis 400 | FME/LR |
| Schichtkondensatoren, steckbar im Rastermaß, für allgemeine Anforderungen | B 32 560 bis B 32 563 | 1000 pF ... bis 3,3 μF | 100 bis 400 | FME/LR |
| MKC-Kondensatoren | | | | |
| Kunststoffbecher, flammhem- mend, feuchtesicher verschlos- sen, steckbar im Rastermaß, | B 32 550 bis B 32 553 | 1000 pF bis 1,0 μF | 100 bis 250 | FMD/LR |
| MKP-Kondensatoren | | | | |
| Kunststoffbecher, flammhem- mend, feuchtesicher verschlos- sen, steckbar im Rastermaß, für allgemeine Anforderungen bzw. für erhöhte Anforderungen | B 32 650 B 32 655 B 32 656 | 1500 pF ... 4,7 μF 0,047 ... 1,0 2200 pF ... 0,1 μF | 250 ... 1500 250 V ~ (630 V-) 400 V ~ (1000 V-) | GPE GPE FPD/LS |
| Kunststoffbecher, vergossen, Anschlüsse: Drahtösen | B 32 662 | 3300 pF ... 1,2 μF | 4 ... 40 kV | GSF |
| MKY-Kondensatoren | | | | |
| Zylindrisch, dicht, Anschlüsse axial und Lötflächen | B 32 355 | 0,1 ... 10 | 250 | FPC/LR |

1.3 Verlustarme Kondensatoren

STYROFLEX®- und Polypropylen-Kondensatoren

Allgemeine technische Angaben

Die hier beschriebenen KF-Kondensatoren sind Wickelkondensatoren. Sie sind nach ihrem Dielektrikum STYROFLEX- bzw. Polypropylen-Kondensatoren benannt. Die hierzu verwendeten Folien sind flexible, biaxial orientierte Elektro-Isolierfolien. STYROFLEX®¹⁾ wird aus dem thermoplastischen Kunststoff Polystyrol hergestellt. Die Kurzbezeichnungen in Anlehnung an DIN 41 379 sind

KS-Kondensatoren mit dem Dielektrikum Polystyrol und

KP-Kondensatoren mit dem Dielektrikum Polypropylen.

K ist aus dem ersten Buchstaben von Kunststoff und S bzw. P ist aus dem 5. Buchstaben des Dielektrikums abgeleitet. Als Elektroden der Kondensatoren dienen Aluminiumfolien, bei einigen Bauformen auch Zinnfolien.

Nach dem Wickeln werden die Kondensatoren einer Temperaturbehandlung unterzogen. Diese führt zu einem Schrumpfen der gereckten Kunststoff-Folie. Hierdurch werden die Kondensatoren „abgedichtet“ und erhalten auch ohne dichten Einbau einen für viele Zwecke ausreichenden Feuchteschutz. Außerdem wird der Wickel mechanisch verfestigt und dadurch in seinen wesentlichen elektrischen Eigenschaften stabilisiert.

STYROFLEX- und Polypropylen-Kondensatoren werden vorwiegend in solchen Schaltungen angewendet, in denen besonders verlustarme Kondensatoren mit hoher Kapazitäts-Konstanz und mit einem konstanten Temperaturbeiwert erforderlich sind.

Durch die kleinen dielektrischen Verluste und den konstanten negativen Temperaturbeiwert sind die Kondensatoren besonders geeignet als Schwingkreiskondensatoren. STYROFLEX-Kondensatoren liegen mit ihrem Temperaturbeiwert bei etwa $-150 \cdot 10^{-6}/K$ und haben gegenüber Polypropylen einen etwas niedrigeren Verlustfaktor und eine bessere Konstanz. Die Vorzüge der Polypropylen-Kondensatoren mit einem Temperaturbeiwert von etwa $-200 \cdot 10^{-6}/K$ sind das bessere Temperaturverhalten im Bereich zwischen 70 und 85 °C, die geringe Löttempfindlichkeit und die bessere Lösungsmittelbeständigkeit.

Bei Verwendung von Ferritspulen mit entsprechendem positivem Temperaturbeiwert kann die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises von der Temperatur weitgehend unabhängig gehalten werden.

Einteilung der Kondensatoren

Bei der Auswahl von Kondensatoren sind u. a. folgende Gesichtspunkte von Bedeutung:

Dielektrikum (wegen der elektrischen Eigenschaften)

Konstruktiver Aufbau

Allgemeine oder erhöhte Anforderungen

Feuchtekategorie (evtl. dichter Einbau)

Untere Grenztemperatur ϑ_{\min}

Obere Grenztemperatur ϑ_{\max}

Die Anwendungsklassen für elektrische Bauelemente nach DIN 40 040 Abs. 3 kennzeichnen durch 3 Kennbuchstaben nacheinander die untere und die obere Grenztemperatur.

¹⁾ STYROFLEX® ist ein eingetragenes Warenzeichen der Norddeutschen Seekabelwerke Aktiengesellschaft, Nordenham.

peratur sowie die Feuchtekategorie des Bauteils. Die Kondensatoren sind innerhalb der beiden Gruppen

STYROFLEX-Kondensatoren (obere Grenztemperatur 70 °C) und Polypropylen-Kondensatoren (obere Grenztemperatur 85 °C)

geordnet, d.h., es sind zunächst die ungeschützten Bauformen und zuletzt die geschützten bzw. dichten Bauformen angegeben.

STYROFLEX-Kondensatoren (obere Grenztemperatur 70 °C)

a) Ungeschützte Bauformen für allgemeine Anforderungen (Feuchtekategorie G)

Kondensatoren für allgemeine Anforderungen werden in großen Stückzahlen in allen Geräten der Elektronik angewandt, bei denen es auf eine enge Kapazitätstoleranz, auf kleinen Verlustfaktor $\tan \delta$ und auf eine hohe Kapazitätskonstanz ankommt.

b) Ungeschützte Bauformen für erhöhte Anforderungen (Feuchtekategorie G)

In allen Geräten mit hoher Betriebssicherheit und mit großer Lebenserwartung kommen Kondensatoren für erhöhte Anforderungen zum Einsatz.

Die Kondensatoren werden neben der Prüfung auf Kapazität und Spannungsfestigkeit verschärft auf Isolationswiderstand und Verlustfaktor geprüft. Außerdem sind diese Kondensatoren durch Vorbehandlung mit Temperaturschleifen über den gesamten Temperaturbereich in der Inkonzanz i_z der Kapazität verbessert.

Einige Bauformen für erhöhte Anforderungen sind für zwei unterschiedliche untere Grenztemperaturen lieferbar.

c) Geschützte Bauformen im Kunststoffbecher, für erhöhte Anforderungen (Feuchtekategorie E)

Epoxidharzvergossene Kunststoffgehäuse schützen die stirnkontaktierten Wickel der Kondensatoren für erhöhte Anforderungen zusätzlich gegen Feuchte, so daß sie der Feuchtekategorie E genügen. Sie zeichnen sich außerdem durch niedrige Verluste aus.

d) Dichte Bauformen für erhöhte Anforderungen (Feuchtekategorie C)

Die Wickel der dichten Kondensatoren unterliegen nicht den Feuchteinflüssen des Umgebungsklimas, die Kapazität ist feuchteunabhängig. Außerdem verbessern sich insbesondere die Werte für die Beanspruchungsdauer und den Ausfallquotienten. Das Isolationsverhalten wird insbesondere in erhöhter Feuchte weitgehend von den Durchführungen bzw. deren Kriechstrecken bestimmt. Bei Betauung oder Rauhreif bewirken auftretende Parallelwiderstände eine Abnahme des Isolationswiderstandes bzw. entsprechende Erhöhung des Verlustfaktors.

Polypropylen-Kondensatoren (obere Grenztemperatur 85 °C)

a) Ungeschützte Bauformen für allgemeine Anforderungen (Feuchtekategorie E)

Diese Kondensatoren entsprechen den STYROFLEX-Bauformen (a), sie genügen jedoch der Feuchtekategorie E.

b) Geschützte Bauformen im Kunststoffbecher, für erhöhte Anforderungen (Feuchtekategorie E)

Diese Kondensatoren entsprechen den STYROFLEX-Bauformen (c), sie besitzen jedoch eine Temperaturbeständigkeit bis 85 °C.

Kapazität

Nennkapazität C_N und Kapazitätsmessung

Die Nennkapazität C_N eines Kondensators ist die Kapazität, nach der er benannt ist.

Sofern nicht Sondervereinbarungen getroffen werden, wird die Kapazität unter folgenden Bedingungen gemessen:

| | |
|----------------------|-----------------|
| Temperatur | 15 ... 35 °C |
| Relative Luftfeuchte | 45 ... 75 % |
| Luftdruck | 860 ... 1060 hP |

Die Kapazität wird mit einer zur Messung der Serienerersatzschaltung geeigneten Meßbrücke ermittelt. Die Meßunsicherheit einschließlich des durch Oberwellen und Störspannungen verursachten Anteils soll 10% der zulässigen Abweichung des Prüfings oder 0,1% der Kapazität nicht übersteigen. Es gilt jeweils der größere Wert.

Die bevorzugten Meßfrequenzen sind:

| | |
|------------------------|---------|
| Für $C_N \leq 1000$ pF | 100 kHz |
| Für $C_N > 1000$ pF | 1 kHz |

Die Meßspannung soll 20 V nicht übersteigen.

Temperaturabhängigkeit der Kapazität. Temperaturbeiwert α_c

Der Temperaturbeiwert α_c ist nach DIN 41 380, Teil 3 und 4:

$$\alpha_c = \frac{C_2 - C_1}{C_3 \cdot (\vartheta_2 - \vartheta_1)}$$

C_1 ist die Kapazität bei der Temperatur ϑ_1
 C_2 ist die Kapazität bei der Temperatur ϑ_2
 C_3 ist die Bezugs-Kapazität bei $(25 \pm 10)^\circ\text{C}$

Feuchteabhängigkeit der Kapazität. Feuchtebeiwert β_c

Die Luftfeuchte ändert den Kapazitätswert von ungeschützten Kondensatoren. Wasserdampf wird sowohl durch das Dielektrikum als auch durch die Taschen und Kapillaren im Wickel aufgenommen. Kleine Kapazitätswerte bis etwa 100 pF (je nach Bauform auch bis 250 pF) weisen relativ große Kapazitätsänderungen auf. Bei relativen Luftfeuchten $\leq 30\%$ sind die Kapazitätsänderungen $\leq 0,1\%$, während bei Luftfeuchten über etwa 80% mit verhältnismäßig großen Änderungen zu rechnen ist.

Der Feuchtebeiwert der Kapazität ist wie folgt definiert:

$$\beta_c = \frac{2(C_2 - C_1)}{(C_2 + C_1) \cdot (F_2 - F_1)}$$

C_2 = Kapazität nach Feuchteeinwirkung (relative Feuchte F_2)

C_1 = Kapazität vor Feuchteeinwirkung (relative Feuchte F_1)

Frequenzabhängigkeit der Kapazität

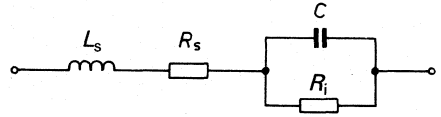
Die Kapazität von STYROFLEX-Kondensatoren ist praktisch unabhängig von der Frequenz. Nahe unterhalb der Eigenresonanz der Kondensatoren bewirkt die Eigeninduktivität eine zusätzliche Abnahme des Scheinwiderstandes. Sie wirkt sich wie eine Zunahme der Kapazität aus.

Ersatzschaltbild und Verlustfaktor $\tan \delta$

Der Verlustfaktor $\tan \delta$ ist das Verhältnis von Ersatzserienwiderstand zu kapazitivem Widerstand in der Ersatzserienschaltung oder von Wirkleistung zu Blindleistung bei sinusförmiger Spannung.

Ersatzschaltbild:

- L_s Serieninduktivität
- R_s Serienwiderstand
- R_i Isolationswiderstand (Parallel-Widerstand)
- C Kapazität



Unter Vernachlässigung der Induktivität L_s gilt für den Verlustfaktor $\tan \delta$ bei der Frequenz f

$$\tan \delta = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C \cdot R_i} + 2 \pi \cdot f \cdot C \cdot R_s$$

dabei ist berücksichtigt: $R_i \gg R_s$ und $f \ll f_r$

wobei $f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_s C}}$ die Eigenresonanzfrequenz von L_s und C ist.

Für den **unteren** Frequenzbereich ($f < 1 \text{ kHz}$) gilt:

$$\tan \delta_u = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C \cdot R_i}$$

Für den **oberen** Frequenzbereich ($f \gg 1 \text{ kHz}$) gilt:

$$\tan \delta_o = 2 \pi \cdot f \cdot C \cdot R_s$$

Der Wert R_s wird bestimmt durch Zuleitungs- und Übergangswiderstände und entspricht weitgehend dem Ersatzserienwiderstand R_{ESR} (vgl. DIN 41380, Teil 3 und 4, Absatz 4.4).

Elektrische Belastbarkeit

Nennspannung U_N

Nenntemperatur ϑ_N

Die Nennspannung U_N ist die höchste Gleichspannung, die ununterbrochen an den Anschlüssen eines Kondensators bei jeder beliebigen Temperatur zwischen der unteren Grenztemperatur ϑ_{\min} und der Nenntemperatur ϑ_N angelegt werden darf.

Die Nenntemperatur ϑ_N ist die höchstzulässige Umgebungstemperatur, bei der die Nennspannung U_N ununterbrochen am Kondensator angelegt werden darf.

Die Nennspannung U_N und die Nenntemperatur ϑ_N beziehen sich bei STYROFLEX-Kondensatoren auf eine Oberflächentemperatur von 40°C , bei einigen Bauformen auf 70°C und bei Polypropylen-Kondensatoren auf 85°C .

Die Nennspannung U_N von Kondensatoren ungeschützter Ausführung kann durch Klartext-Aufdruck oder durch einen Farbring an der Anschlußseite des Außenbelages nach folgendem Schema gekennzeichnet werden.

| | | | | | |
|--------------------|------|------|-------|-------|---------|
| Nennspannung U_N | 25 V | 63 V | 160 V | 250 V | 630 V |
| Farbring | blau | gelb | rot | grün | schwarz |

Bauformen-Übersicht Kunststofffolien-Kondensatoren (Beispiele)

STYROFLEX-Kondensatoren (KS)

| Bauform | Nennkapazität C_N pF | Nennspannung U_N V- | Kap.-Toleranzen | DIN-Anwendungs- klasse IEC-Prüfklasse | Bild |
|---------|---------------------------|--------------------------|-----------------|---|------|
|---------|---------------------------|--------------------------|-----------------|---|------|

für allgemeine Anforderungen; Feuchtklasse G

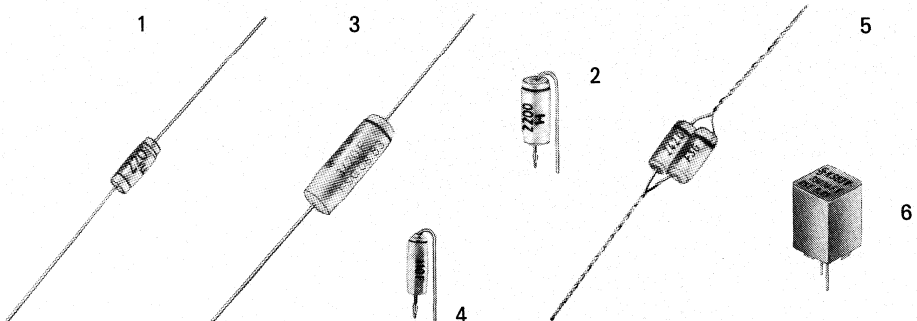
| | | | | | |
|----------|-------------------------------|------------|--|------------------|---|
| B 31 063 | 10 bis 27 000 2 bis 15 000 | 160 630 | ± 1 pF $\pm 2,5$ % ± 5 % | HSG 25/070/04 | 1 |
| B 31 363 | 10 bis 4 700 | 160 | ± 1 pF $\pm 2,5$ % ± 5 % | HSG 25/070/04 | 2 |

für erhöhte Anforderungen; Feuchtklasse G

| | | | | | |
|----------|--|------------|--------------------------------------|--|---|
| B 31 863 | > 1 000 bis 4 700 | 630 | ± 1 % ± 2 % | HSG/ZR bzw. HSG/KR 25/070/21 | 3 |
| B 31 864 | > 4 700 bis 10 000 | 630 | | FSG/ZR bzw. FSG/KR 55/070/21 | |
| B 31 362 | > 10 bis 4 700 2 bis 1 000 | 160 630 | ± 1 pF ± 1 % ± 2 % | HSG/ZR (KR) 25/070/21 FSG/ZR (KR) 55/070/21 | 4 |
| B 31 070 | 33 bis 3 300 33 bis 2 200 | 160 630 | $\pm 0,5$ pF ± 1 pF | FSG/ZR 55/070/21 | 5 |
| B 31 072 | > 3 300 bis 22 000 > 2 200 bis 15 000 | 160 630 | $\pm 0,5$ % ± 1 % | | |
| B 31 073 | > 22 000 bis 68 000 > 15 000 bis 33 000 | 160 630 | | | |

für erhöhte Anforderungen; Feuchtklasse E

| | | | | | |
|----------|----------------|----|--------------------------|---------------------|---|
| B 31 531 | 100 bis 56 000 | 63 | ± 1 % $\pm 2,5$ % | GSE/ZR 40/070/56 | 6 |
|----------|----------------|----|--------------------------|---------------------|---|



Bauformen-Übersicht Kunststoffolien-Kondensatoren (Beispiele)

STYROFLEX-Kondensatoren (KS)

| Bauform | Nennkapazität C_N pF | Nennspannung U_N V- | Kap.-Toleranzen | DIN-Anwendungs- klasse IEC-Prüfklasse | Bild |
|--|---------------------------------|--------------------------|--|---|------|
| für erhöhte Anforderungen; Feuchtklasse C | | | | | |
| B 31 210 | 22 bis 560 | 160 | ± 1 pF $\pm 0,5\%$ $\pm 1\%$ | HSC/KR bzw. HSC/JR 25/070/56 | 7 |
| B 31 211 | > 560 bis 3300 | 160 | ± 1 pF $\pm 0,5\%$ | FSC/KR bzw. FSC/JR 55/070/56 | |
| B 31 212 | > 3300 bis 22000 22 bis 5600 | 160 630 | ± 1 pF $\pm 0,5\%$ $\pm 1\%$ | | |

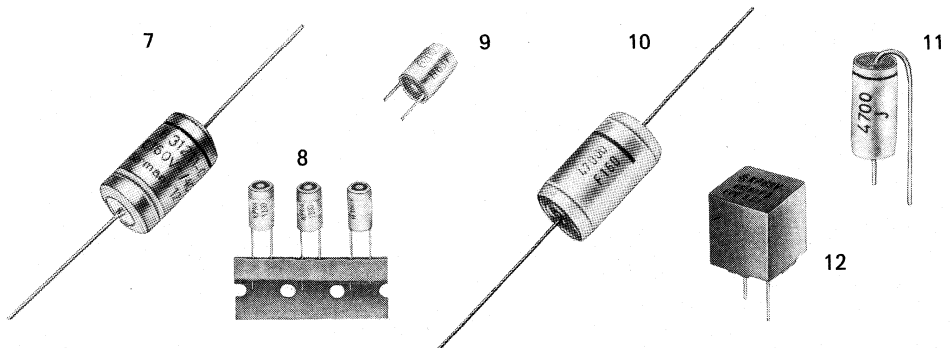
Polypropylen-Kondensatoren

für allgemeine Anforderungen; Feuchtklasse E

| | | | | | |
|------------|---|------------------|--------------------------------|------------------|----|
| B 33 061-C | > 3900 bis 33000 > 1000 bis 3900 100 bis 1000 | 63 160 630 | $\pm 2,5\%$ | GPE 40/085/21 | 8 |
| B 33 061-E | > 3900 bis 6800 > 1000 bis 3900 100 bis 1000 | 63 160 630 | $\pm 2,5\%$ | GPE 40/085/21 | 9 |
| B 33 063 | > 330 bis 100000 2 bis 22000 | 160 630 | ± 1 pF bis $\pm 5\%$ | GPE 40/085/21 | 10 |
| B 33 064 | > 330 bis 33000 2 bis 22000 | 160 630 | ± 1 pF bis $\pm 5\%$ | GPE 40/085/21 | 11 |

für erhöhte Anforderungen; Feuchtklasse E

| | | | | | |
|----------|---------------|----|--------------------------|---------------------|----|
| B 33 531 | 100 bis 68000 | 63 | $\pm 1\%$ $\pm 2,5\%$ | FPE/ZR 55/085/56 | 12 |
|----------|---------------|----|--------------------------|---------------------|----|



1.4 Keramik-Kondensatoren

Allgemeines

Der Begriff Keramik-Kondensatoren umfaßt eine große Gruppe von Kondensatoren mit unterschiedlichen Eigenschaften, deren gemeinsames Merkmal die Verwendung von Oxidkeramik als Dielektrikum ist.

Unter Keramik versteht man allgemein einen anorganischen, nichtmetallischen, polykristallinen Festkörper, der durch einen Brennprozeß bei hohen Temperaturen entstanden ist. Im Gegensatz zu den Einkristallen, wie sie vorzugsweise in der Halbleitertechnik Verwendung finden, ist bei polykristallinen Materialien die für alle Kristalle typische geometrisch regelmäßige Anordnung der Atome jeweils nur auf kleine Bereiche (Kristallite) beschränkt. Der Durchmesser dieser Kristallite kann bei den einzelnen Keramikarten sehr verschieden sein. Er liegt in den meisten Fällen zwischen 1 µm und 100 µm.

Der wichtigste Rohstoff für Kondensatorkeramik ist das Titandioxid (TiO₂). Es weist bereits von Natur aus die relativ hohe Permittivitätszahl (Dielektrizitätskonstante) von ca. 100 auf, die durch Zugabe anderer Metalloxide noch wesentlich erhöht werden kann. Hier ist vor allem die Verbindung von Titandioxid mit Bariumoxid (BaO) im Verhältnis 1:1, das Bariummetatitanat (BaTiO₃) hervorzuheben. Es ist der Hauptvertreter der sogenannten ferroelektrischen Materialien, die sich durch besonders hohe Permittivitätszahlen (bis in die Größenordnung 10⁴) auszeichnen.

Zur Herstellung des keramischen Dielektrikums werden Gemische von Metalloxiden unter Zusatz geeigneter Plastifizierungsmittel verpreßt oder zu dünnen Rohren oder Folien verarbeitet und anschließend gesintert. Bei den hohen Sintertemperaturen (1100 bis 1400 °C) laufen Festkörperreaktionen ab, durch welche sich die für die gewünschten elektrischen Eigenschaften erforderlichen Kristallstrukturen ausbilden. Diese Eigenschaften werden daher nicht nur durch die chemische Zusammensetzung, sondern auch durch die Verarbeitungsparameter, insbesondere durch die Temperaturführung beim Sinterprozeß, bestimmt.

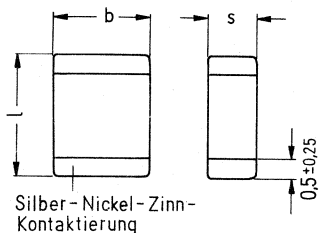
Die gesinterten Keramikkörper werden sodann mit Metallbelägen aus Palladium-Silber, Silber oder Nickel versehen.

Die keramischen Kondensatorwerkstoffe werden nach ihren elektrischen Eigenschaften in zwei Hauptgruppen eingeteilt:

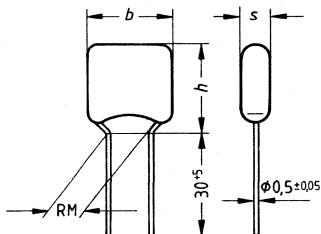
NDK-Keramik Klasse 1 hat Werte der Permittivität (Dielektrizitätskonstanten) $\epsilon = 13$ bis 470 mit Verlustfaktoren $\tan \delta$ bis max. $1,5 \cdot 10^{-3}$. Die Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur ist praktisch linear, der Temperaturbeiwert α_c annähernd konstant.

HDK-Keramik Klasse 2 hat große Werte der Permittivität $\epsilon = 700$ bis 50 000 (kleines Volumen der Kondensatoren). Der Verlustfaktor $\tan \delta$ liegt im Bereich von 5 bis $75 \cdot 10^{-3}$. Die Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur ist nicht linear.

Chip (unbedrahtete) Bauform



Cap (bedrahtete) Bauform



1.4.1 Vielschicht-Kondensatoren

Tabellarische Kurzdaten

| | | | | |
|---|--------------|--|--------------------------|-----------------------|
| Keramikart IEC-/CECC-Bezeichnung | | CG | 2C1 | 2F4 |
| ähnlich EIA-Bezeichnung | | COG | BX, X7R | Z5U |
| Dielektrikum | | Klasse 1 | Klasse 2 | Klasse 2 |
| Temperaturbereich | | -55 ... +125 °C | -55 ... +125 °C | -25 ... +85 °C |
| Kapazitätsänderung $\Delta C/C_{20}$ im Temperaturbereich | | mit $U_{Me\ddot{a}B}$ mit U_N | $\pm 30 \cdot 10^{-6}/K$ | $\pm 20\%$ |
| | | | | +30/-80% |
| Spannungstest | | $2,5 \cdot U_N$ | | |
| Verlustfaktor $\tan \delta$ (Grenzwert) | > 50 pF | $< 1,5 \cdot 10^{-3}$ | | |
| | ≤ 50 pF | $\leq 1,5 \left(\frac{15}{C} + 0,7 \right) \cdot 10^{-3}$ | $< 25 \times 10^{-3}$ | $< 30 \times 10^{-3}$ |
| Isolationswiderstand ¹⁾ R_{is} | bei 25 °C | $> 10^5 M\Omega$ | $> 10^5 M\Omega$ | $> 10^4 M\Omega$ |
| | bei 125 °C | $> 10^4 M\Omega$ | $> 10^4 M\Omega$ | - |
| Zeitkonstante τ ($M\Omega \times \mu F$) | bei 25 °C | > 1000 s | > 1000 s | > 500 s |
| | bei 125 °C | > 100 s | > 100 s | - |
| Inkonstanz i_z | | $\leq (0,2\% + 0,4 \text{ pF})$ | - | - |
| Alterung (Richtwert) Kapazitätsänderung für jede logarithmische Zeitdekade | | - | -2% | -5% |
| Lieferbare Kapazitätswerte | | E 12 | E 12 | E 6 |

Lieferbare Chip-Baugrößen

| Baugröße | Abmessungen ²⁾ $l \times b \times s$ | Kapazitätsbereich | | |
|----------|--|-------------------|------------------------|-------------------------|
| | | CG | 2C1 | 2F4 |
| 0805 | $2 \times 1,25 \times 1,25$ | 1 ... 560 pF | 470 ... 15000 pF | 0,010 ... 0,047 μF |
| 1206 | $3,2 \times 1,6 \times 1,3$ | 1 ... 1000 pF | 1000 ... 33000 pF | 0,010 ... 0,10 μF |
| 1210 | $3,2 \times 2,5 \times 1,7$ | 330 ... 3300 pF | 8200 ... 120000 pF | 0,10 ... 0,22 μF |
| 1812 | $4,5 \times 3,2 \times 1,7$ | 1000 ... 6800 pF | 0,033 ... 0,27 μF | 0,22 ... 0,47 μF |
| 2220 | $5,7 \times 5,0 \times 1,7$ | 1500 ... 15000 pF | 0,047 ... 0,68 μF | 0,47 ... 1,5 μF |

Lieferbare Cap-Baugrößen

| Rastermaß | Abmessungen $h \times b \times s$ (max.) | Kapazitätsbereich | | |
|------------|---|-----------------------|------------------------|-------------------------|
| | | CG | 2C1 | 2F4 |
| 2,54; 5,08 | $5,8 \times 3,8 \times 2,5$ | 4,7 ... 560 pF | 220 ... 15000 pF | 0,010 ... 0,047 μF |
| 2,54; 5,08 | $7,0 \times 5,0 \times 3,1$ | 220 ... 4700 pF | 5600 ... 100000 pF | 0,068 ... 0,33 μF |
| 5,08 | $9,6 \times 7,6 \times 3,8$ | 1800 ... 27000 pF | 0,047 ... 0,56 μF | 0,047 ... 1,5 μF |
| 5,08 | $12,1 \times 10,1 \times 3,8$ | 12000 ... 47000 pF | 0,22 ... 1,0 μF | 2,2 μF |
| 10,16 | $14,2 \times 12,7 \times 5,0$ | 0,027 ... 0,1 μF | | |

¹⁾ Es gilt der kleinere Wert

²⁾ Nennmaße

Technische Erläuterungen

Klasse 1 Dielektrika

Die Dielektrika sind in den IEC-, CECC-, EIA- und MIL-Spezifikationen definiert. Sie bestehen hauptsächlich aus TiO_2 mit Zusätzen von BaO , La_2O_3 oder Nd_2O_5 und haben einen fast linearen Temperatur-Koeffizienten (TK).

COG-(NPO-)Kondensatoren

COG-Kondensatoren gehören zu den Klasse 1 Dielektrika und haben einen TK von $(0 \pm 30) \times 10^{-6}/\text{K}$ für den Temperaturbereich von -55°C bis $+125^\circ\text{C}$.

Sie werden in Schaltungen eingesetzt, wo Stabilität und kleinste Verluste gefordert werden, z. B. für Schwingkreis- und Filter-Anwendung.

Charakteristische Eigenschaften:

- Keine Kapazitätsänderung durch Alterung
- Geringe Verluste $\leq 0,15\%$ (bei 1MHz)
- Vernachlässigbare Kapazitäts- und Verlustfaktorabhängigkeit von Spannung und Frequenz.

Klasse 2 Dielektrika

Dielektrika mit höherer Permittivität (Dielektrizitätskonstante) erfordern die Verwendung von ferroelektrischen Keramiken auf BaTiO_3 -Basis. Sie zeigen keine lineare Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur und sind weniger stabil in ihren Eigenschaften.

BX-Kondensatoren

BX-Kondensatoren entsprechen hinsichtlich Applikation und Kapazitätsabhängigkeit von der Temperatur den X7R-Kondensatoren, jedoch ist der Temperaturspannungskoeffizient über dem Temperaturbereich mit $+15\%$ bis -25% (bei U_N) begrenzt.

X7R-Kondensatoren

Vornehmlich für Kopplung und Siebung, wo keine besonders hohen Anforderungen an die Konstanz und den Verlustfaktor erfüllt sein müssen.

Charakteristische Eigenschaften:

- Änderung der Kapazität im Temperaturbereich von -55°C bis $+125^\circ\text{C}$: $\pm 15\%$
- Kapazitätsabnahme je Zeitdekade $\approx 2\%$ (Alterung)
- Verlustfaktor $\leq 25 \times 10^{-3}$
- Hohe Packungsdichte

Z5U-Kondensatoren

Vorwiegend für Kopplung und Siebung

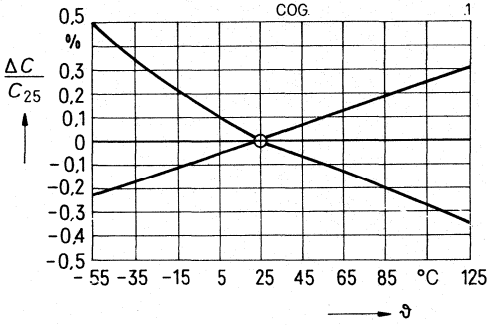
Charakteristische Eigenschaften:

- Änderung der Kapazität im Temperaturbereich von $+10^\circ\text{C}$ bis $+85^\circ\text{C}$: $+22\%$ bis -56%
- Kapazitätsabnahme je Zeitdekade $\approx 5\%$ (Alterung)
- Verlustfaktor $\leq 30 \times 10^{-3}$
- Höchste Packungsdichte

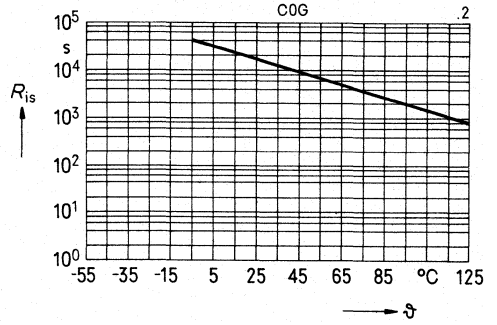
Kennlinien

Kennlinien für COG-Kondensatoren

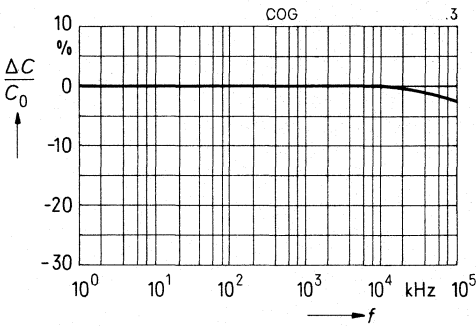
**Kapazitätsänderung $\Delta C/C_{25} = f(\vartheta)$
in Abhängigkeit von der Temperatur
(Richtwerte)**



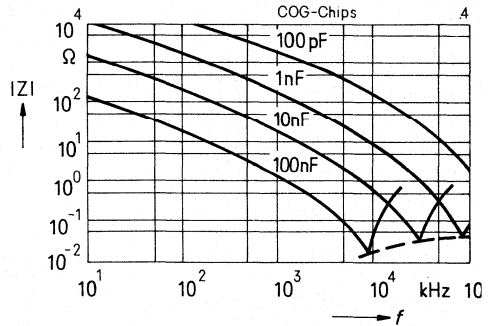
**Isolationswiderstand $R_{is} = f(\vartheta)$
in Abhängigkeit von der Temperatur
(Richtwerte)**



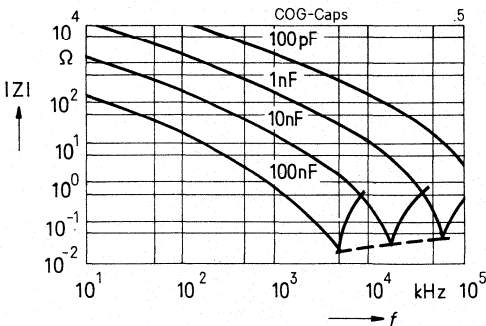
**Kapazitätsänderung $\Delta C/C_0 = f(f)$
in Abhängigkeit von der Frequenz
(Richtwerte)**



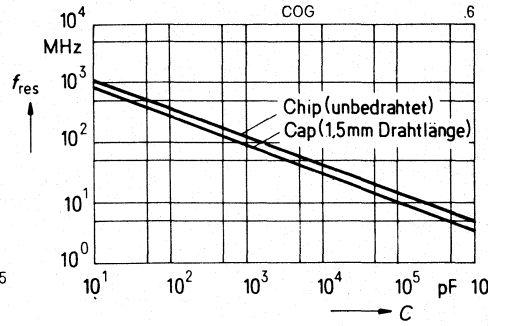
**Scheinwiderstand $|Z| = f(f)$
in Abhängigkeit von der Frequenz
für Chips (Richtwerte)**



**Scheinwiderstand $|Z| = f(f)$
in Abhängigkeit von der Frequenz
für Caps (Richtwerte)**



**Resonanzfrequenz $f_{res} = f(C)$
in Abhängigkeit von der Kapazität
für Chips und Caps (Richtwerte)**



1.4.2 SIBATIT® 50000-Kondensatoren

Allgemeines

Mit der Entwicklung einer speziellen Keramikmasse – SIBATIT® 50000 – ist es gelungen, Kondensatoren herzustellen, die gegenüber den üblichen einlagigen Oberflächen-sperrschicht-Keramikkondensatoren in mehrfacher Hinsicht verbessert wurden.

Die Kapazität wird durch innere dielektrischwirkende Sperrschichten auf der Oberfläche des halbleitenden Keramikmaterials gebildet.

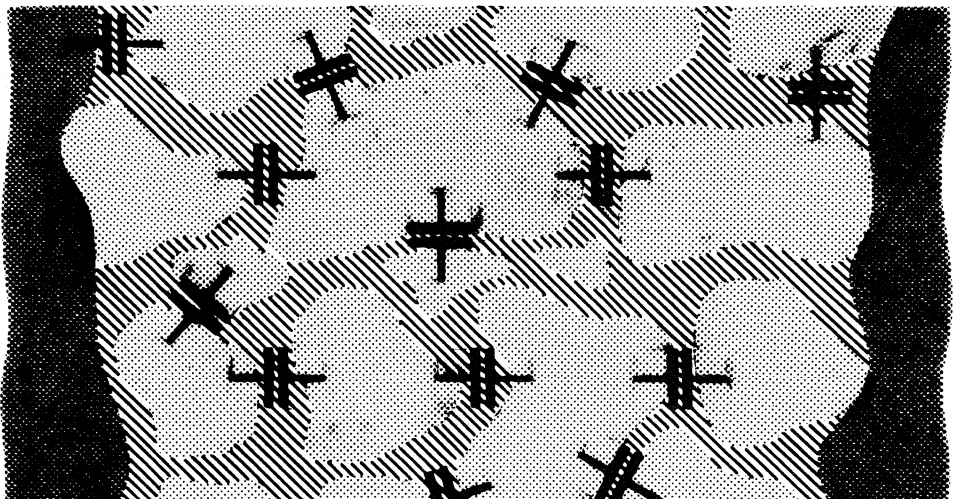
Bei den üblichen Einschichtkondensatoren werden diese Sperrschichten an den Außenflächen eines Keramikkörpers erzeugt. Da sie mechanisch hochempfindlich sind, brauchen sie eine stabile Schutzhülle. Außerdem sind diese Kondensatoren nur in Scheibenform herstellbar.

Kondensatoraufbau

SIBATIT® 50000-Kondensatoren werden aus einem Keramikrohr mit rechteckigem Querschnitt hergestellt. Diese Bauform erlaubt eine besonders günstige Ausnutzung der Fläche einer Schaltungsplatte bzw. des für eine Schaltung zur Verfügung stehenden Volumens.

Innerer Aufbau

Bei SIBATIT® 50000 werden die Sperrschichten in den Randzonen der einzelnen Bariumtitanatkörner, also innerhalb des Kondensatorkörpers, aufgebaut. So entsteht ein Material mit sehr dünnen Dielektrikumsschichten, mehrfach parallel und in serie geschaltet mit den leitenden Zonen der Keramikkörner – insgesamt ein Material mit der außergewöhnlichen Permittivität (Dielektrizitätskonstante) $\epsilon \approx 50000$.



■ Kontaktierung ■ Leitende Zonen ▨ Sperrschichten

Tabellarische Kurzdaten

| Bezeichnung | SIBATIT® 50 000 | Verlustarme Kondensatoren |
|--|-------------------------------|--|
| Dielektrika | Klasse 2 | Klasse 2 |
| Temperaturbereich | -40°C bis +85°C | -40°C bis +85°C |
| Spannungstest U_{Test} bei $2 \times U_N$; 1 s (max) | 130 V- (Belag/Belag) | 130 V- (Belag/Belag) |
| Verlustfaktor $\tan \delta$ bei $f_m = 1$ kHz; $U_m \leq 0,2$ V- bei $f_m = 100$ kHz; $U_m \leq 0,2$ V- | $\leq 60 \times 10^{-3}$ - | - $\leq 60 \times 10^{-3}$ |
| Isolationswiderstand R_{is} | - | ≥ 10 M Ω |
| Selbstentladezeitkonstante τ bei $t_m = 1$ min; $U_m = 10$ V- | ≥ 50 s | - |
| Scheinwiderstand $ Z $ bei $f_m = 10,7$ MHz | - - | ≤ 2 Ω ($C_N = 10$ nF) $\leq 0,9$ Ω ($C_N = 22$ nF) |
| Alterung Kapazitätsänderung je Zeitdekade | -2% (Richtwert) | -2% (Richtwert) |

Technische Erläuterungen

Die Polungsunabhängigkeit macht SIBATIT® 50000-Kondensatoren für Schaltungen mit Spannungsumkehr und für niederfrequente Wechselspannungen geeignet z. B. Kopplungs-, Sieb- und Funk-Entstörkondensatoren.

Besonders hoch ist auch die Langzeit-Kapazitätskonstanz von SIBATIT® 50000. Die Kapazitätsabnahme beträgt etwa 2% je Zeitdekade und liegt damit wesentlich unter den Werten, die bei vergleichbaren Kondensatoren üblich sind.

1.5 Elektrolyt-Kondensatoren

1.5.1 Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

Metalle, deren Oxide den Strom in einer Richtung sperren, in der anderen jedoch durchlassen, nennt man Ventilmetalle. Praktische Bedeutung haben die Metalle Aluminium und Tantal erlangt. Auf der Sperrwirkung ihrer Oxide basieren Elektrolyt-Kondensatoren.

Der Elektrolyt-Kondensator, im weiteren z.T. kurz „Elko“ genannt, nimmt unter den Kondensator-Arten eine Sonderstellung ein, da seine Wirkungsweise zum Teil auf elektrochemischen Vorgängen beruht. Zum Verständnis seiner Eigenschaften ist es notwendig, auch seinen Aufbau etwas näher zu betrachten. Behandelt wird im folgenden der Aluminium-Elektrolyt-Kondensator (Al-Elko).

Praktisch besteht jeder Kondensator aus zwei elektrisch leitenden Belägen mit einem dazwischen liegenden Dielektrikum. Auch der Al-Elko ist grundsätzlich aus diesen 3 Komponenten aufgebaut. Er unterscheidet sich jedoch von anderen Bauarten dadurch, daß die eine Elektrode (Kathode) nicht als Metallbelag dargestellt, sondern durch eine leitende Flüssigkeit, den Betriebselektrolyten, gebildet wird. Als Gegenelektrode (Anode) dient ein Al-Körper (bei der heute allgemein gebräuchlichen Wickelform eine Al-Folie), auf dessen Oberfläche durch elektrolytische Vorgänge eine Aluminiumoxidschicht erzeugt wird (Dielektrikum). Das nicht zur Oxidation verbrauchte Aluminium (Muttermetall) stellt den erforderlichen positiven Belag dar.

Die Vorzüge des Elektrolyt-Kondensators, die zu seiner weitverbreiteten Anwendung geführt haben, sind einmal seine hohe Volumenkapazität (große Kapazitätswerte bei geringem Raumbedarf), die die Herstellung von Kondensatoren bis herauf zu 1 Farad gestattet, zum anderen der im Verhältnis zur elektrischen Ladung geringe Preis.

Wie bei anderen Kondensatoren auch ist die Kapazität direkt proportional der wirksamen Oberfläche und der relativen Dielektrizitätskonstante ϵ , des Dielektrikums sowie umgekehrt proportional dem Abstand der beiden Beläge, der bei Elkos durch die Dicke der Oxidschicht gegeben ist. Das ϵ , des Aluminiumoxids liegt mit etwa 10 relativ hoch (Papierdielektrika haben etwa 5); außerdem hat Aluminiumoxid wegen seiner außergewöhnlich hohen zulässigen Betriebsfeldstärke von ca. 800 MV/m den besonderen Vorzug, daß es gegenüber anderen Dielektrika sehr viel dünner ausgebildet wird. Seine Dicke kann den Betriebsbedingungen des Kondensators genau angepaßt werden.

Die Aluminiumoxidschicht wird durch anodische Oxidation erzeugt (Formierung). Dabei wächst die Schichtdicke proportional der angelegten Formierspannung. Aus Gründen der Betriebssicherheit wird die Endformierspannung höher gewählt als die Nenn- bzw. Spitzenspannung.

Die Schichtdicke beträgt ca. 1,2 nm/V, d.h. selbst bei Kondensatoren hoher Spannung ist nur mit einem Abstand der beiden Beläge von ca. 0,7 μm zu rechnen, woraus sich schon ein Teil der hohen Raumkapazität erklärt. (Die Mindestdicke z. B. eines Papierdielektrikums beträgt 6 bis 8 μm .)

Ein weiterer Faktor ist die durch eine elektrochemische Ätzung (Aufrauhung) um ein Vielfaches vergrößerte Oberfläche der Elektroden (siehe Bild 1). Da der eine Belag des Elkos aus einer Flüssigkeit (Betriebselektrolyt) besteht, paßt sich dessen Oberfläche an die Anode an. Bei der Formierung der geätzten Folien wachsen die feinen Ätzporen z.T. zu, und zwar um so mehr, je höher die Formierspannung und damit die Schichtdicke ist. Durch verschiedenartige Ätzverfahren läßt sich die Porengröße der verlangten Spannung anpassen.

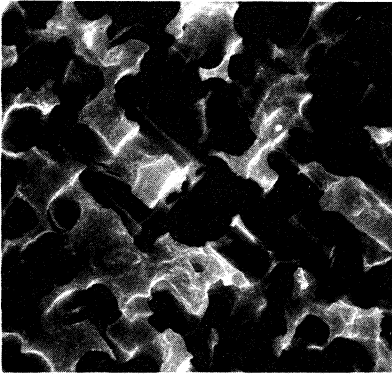


Bild 1
Aufgerauhte Al-Folie im Rasterelektronenmikroskop.
Vergrößerung 2500-fach.

Die Oxidschicht stellt einen spannungsabhängigen Widerstand dar, der mit zunehmender Spannung den Strom überproportional ansteigen läßt. Es ergibt sich eine Kurve nach Bild 2.

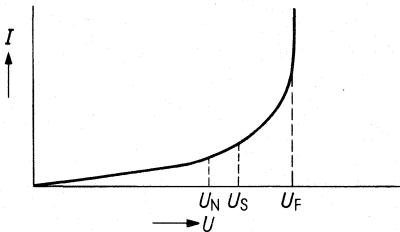


Bild 2
Spannungsabhängigkeit des Stromes beim Al-Elko.

Wenn die Formierspannung U_F erreicht ist, setzt eine Weiterformierung ein, verbunden mit einer starken Gas- und Wärmeentwicklung. Dies tritt, zwar in geringerem Maße, auch schon im stark gekrümmten Teil der Kurve auf. Um eine Zerstörung des Kondensators zu vermeiden, legt man die Nennspannung in den wenig gekrümmten Teil der Kurve. Die Differenz zwischen der Formierspannung und der Betriebsspannung, die sogenannte Überformierung, bestimmt also die Betriebssicherheit der Kondensatoren wesentlich mit. Hiermit hat man die Möglichkeit, durch eine hohe Überformierung besonders betriebssichere Kondensatoren, wie sie für erhöhte Anforderungen (long life grade „LL“ nach IEC 384-1 bzw. Typ I nach DIN 41240) benötigt werden, zu bauen.

Für Al-Elko ist heute, wie schon erwähnt, praktisch nur noch die Wickelform gebräuchlich. Der Wickel enthält außer der schon beschriebenen Anode eine zumindest gleich große zweite Al-Folie, die jedoch nicht formiert ist. Sie dient als großflächige Stromzuführung für den Elektrolyten und wird im Sprachgebrauch als „Kathode“ bezeichnet, obgleich die eigentliche Kathode von der Funktion her der Elektrolyt ist.

Beide Folien sind meistens durch mehrere Papierlagen voneinander getrennt. Das Papier hat verschiedene Aufgaben zu erfüllen. Es dient sowohl als Elektrolytträger – der Elektrolyt wird in den Poren des saugfähigen Papiers gespeichert – als auch als Abstandhalter zur Verhinderung von Kurzschlüssen und zum Erreichen der nötigen Spannungssicherheit, zwischen Anode und „Kathode“.

Begriffsbestimmungen, technische Werte, Erläuterungen

Gepolt und ungepolt

Der Elektrolyt-Kondensator nach dem bisher beschriebenen Aufbau, der also aus einer formierten Aluminiumfolie mit darauf befindlicher Dielektrikumschicht, einer zweiten Aluminiumfolie und dem zwischen beiden Folien befindlichen Elektrolyten besteht, funktioniert nur ordnungsgemäß, wenn an der formierten Al-Folie (Anode) der Pluspol und an der anderen Folie (Kathode) der Minuspol angeschlossen ist. Bei umgekehrter Polung würde ein elektrolytischer Prozeß ablaufen und auf der Kathodenfolie in gleicher Weise wie auf der Anode eine Dielektrikumschicht aufgebaut werden. Hierbei würden eine starke innere Erwärmung und Gasbildung auftreten, die unter Umständen den Kondensator zerstören können.

Daneben gibt es den **ungepolt**en (bipolaren) Elektrolyt-Kondensator. Bei ihm ist außer der Anodenfolie auch die 2. Folie bereits fertigungsmäßig formiert und zu einer weiteren Kapazität gleicher Größe wie die Anodenkapazität ausgebildet. Diese Kondensatoren werden nur mehr für Sonderanwendungen hergestellt.

Elektrolyt-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen „LL“ (früher Typ I) und für allgemeine Anforderungen „GP“ (früher Typ II)

Bei Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren werden meistens zwei grundsätzliche Zuverlässigkeitsstufen unterschieden: Kondensatoren für erhöhte Anforderungen und Kondensatoren für allgemeine Anforderungen. Diese Differenzierung hat auch Eingang in die einschlägigen Normen (z. B. IEC im internationalen Bereich oder DIN in der Bundesrepublik) gefunden.

Bei IEC werden Al-Elkos für erhöhte Anforderungen mit „long life grade“ (Abkürzung „LL“, früher „type 1“) bezeichnet, Al-Elkos für allgemeine Anforderungen „general purpose grade“ (Abkürzung „GP“, früher „type 2“) benannt.

Nennspannung U_N

Die Nennspannung U_N ist die Spannung, für die der Kondensator gebaut und nach der er benannt ist. Sie ist eine Gleichspannung. Die Abstufung beruht auf einer Reihe R5; zusätzlich sind die Spannungen 350 V und 450 V aufgenommen.

| U_N in Volt | Niedervolt-(NV-)Spannungen | | | | | | | Hochvolt-(HV-)Spannungen | | | | |
|---------------|----------------------------|----|----|----|----|----|-----|--------------------------|-----|-----|-----|-----|
| | 6,3 | 10 | 16 | 25 | 40 | 63 | 100 | 160 | 250 | 350 | 385 | 450 |
| | | | | | | | | | | | | |

Nicht in jeder Bauartnorm und nicht in jedem der Einzeldatenblätter sind alle Spannungen vertreten; hier wird der tatsächliche Bedarf berücksichtigt.

Betriebsspannung U_B

Bei der Festlegung der am Kondensator im Dauerbetrieb auftretenden Spannung, der Betriebsspannung U_B , die die Dauergrenzspannung nicht überschreiten darf, sind alle ungünstigen Betriebsverhältnisse (z. B. mögliche Netzüberspannungen, ungünstige Toleranzen des Übersetzungsverhältnisses des Netztransformators im Gerät, wiederkehrende Überspannung über 1 Minute beim Einschalten, hohe Umgebungstemperaturen usw.) zu berücksichtigen. Ein Betrieb unterhalb der Dauergrenzspannung ist zulässig und wirkt sich, insbesondere bei hohen Temperaturen, vorteilhaft auf die Beanspruchungsdauer aus.

Spitzenspannung U_s

Die Spitzenspannung U_s ist die höchste Spannung (Scheitelwert), die kurzzeitig, in einer Stunde höchstens 5mal bis zur Dauer von 1 Minute, am Kondensator anliegen und während dieser Zeit keinesfalls überschritten werden darf. Für betriebsmäßiges periodisches Laden und Entladen des Kondensators darf sie nicht in Anspruch genommen werden. Nach IEC 384-4 gilt:

$$\text{für } U_N \leq 315 \text{ V: } U_s = 1,15 \cdot U_N$$

$$\text{für } U_N > 315 \text{ V: } U_s = 1,1 \cdot U_N$$

Siemens-Al-Elkos können zum Teil mit erheblich höherer Spitzenspannung belastet werden. Einzelheiten sind dann den Bauform-Blättern zu entnehmen.

Bei Elkos, für die bei Umgebungstemperaturen $> 85^\circ\text{C}$ eine Spannungsminderung vorgeschrieben ist (siehe Einzelbauformen), ist statt U_N die reduzierte Betriebsspannung U_B einzusetzen.

Überlagerte Wechselspannung

Diese ist der Effektivwert der Wechselspannung, mit der der Kondensator zusätzlich zu einer Gleichspannung belastet werden darf. Der Scheitelwert der so entstandenen Wellenspannung darf die Nennspannung nicht überschreiten. Es darf keine Spannung umgekehrter Polarität auftreten, deren Scheitelwert $> 2 \text{ V}$ ist (Ausnahme: ungepolte Elkos).

Überlagerter Wechselstrom

Unter dem überlagerten Wechselstrom versteht man den Effektivwert des Wechselstroms, mit dem ein Kondensator belastet wird. Sein maximal zulässiger Wert hängt ab von der Umgebungstemperatur, der Kondensatoroberfläche (Abkühlfläche), dem Verlustfaktor $\tan \delta$ (bzw. dem äquivalenten Serienwiderstand R_{ESR}) und in einem gewissen Grad von der Wechselstromfrequenz.

Da die Lebensdauererwartung eines Al-Elkos sehr stark von seiner Temperaturbelastung abhängt, ist die Verlustwärme durch Wechselstrombelastung bei der Betrachtung der Brauchbarkeitsdauer von Belang. Auf den Einzeldatenblättern sind Diagramme für die Brauchbarkeitsdauer in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_U dargestellt. Ein Beispiel dieser Diagramme wird auf der nächsten Seite gezeigt.

Frequenzabhängigkeit der Wechselstromüberlagerung

Bei Al-Elkos ist der Verlustfaktor (bzw. der äquivalente Serienwiderstand) in gewissem Maß frequenzabhängig. Daraus ergibt sich ohne Einfluß auf die Temperaturverhältnisse eine Frequenzabhängigkeit des überlagerten Wechselstroms. Die Wechselstrombelastbarkeit der einzelnen Kondensatoren ist im allgemeinen auf die Frequenz 100 Hz, in einigen Fällen auf 20 kHz bezogen. Umrechnungsfaktoren auf andere Betriebsfrequenzen sind für jede einzelne Bauform angegeben.

Temperaturabhängigkeit der Wechselstrom-Überlagerung

In Übereinstimmung mit den Normen (IEC 384-1, DIN 41240) ist die zulässige Nennwechselstrombelastung bei der oberen Kategorietemperatur in der Regel so festgelegt, daß durch die im Kondensator entstehende Verlustwärme die Kondensatoroberfläche eine Übertemperatur von 3 K erfährt¹⁾. Der sich daraus ergebende Wechselstrom ist für jeden Kondensator bei den Einzeldatenblättern angegeben.

Wird der Elko bei niedrigerer Umgebungstemperatur betrieben, darf er mit höherem Wechselstrom belastet werden. Nach Normen-Empfehlung gelten folgende Richtwerte für Stromumrechnungsfaktoren:

| Umgebungs-temperatur ϑ_U (°C) | obere Kategorietemperatur erhöhte Anforderungen | | | | | | allg. Anforderungen 85 °C | |
|--|--|------|--------------------|------|--------------------|------|------------------------------|------|
| | 125 °C | | 105 °C | | 85 °C | | 85 °C | |
| | ϑ_o (°C) | F | ϑ_o (°C) | F | ϑ_o (°C) | F | ϑ_o (°C) | F |
| 40 | 55 | 2,24 | 55 | 2,24 | 50 | 1,83 | 55 | 2,24 |
| 45 | 59 | 2,18 | 59 | 2,15 | 55 | 1,75 | 59 | 2,13 |
| 50 | 64 | 2,13 | 63 | 2,10 | 59 | 1,68 | 63 | 2,03 |
| 55 | 68 | 2,07 | 67 | 2,00 | 63 | 1,60 | 67 | 1,91 |
| 60 | 72 | 2,01 | 71 | 1,95 | 67 | 1,52 | 70 | 1,80 |
| 65 | 76 | 1,96 | 75 | 1,85 | 71 | 1,43 | 74 | 1,67 |
| 70 | 81 | 1,89 | 79 | 1,80 | 75 | 1,33 | 77 | 1,53 |
| 75 | 85 | 1,83 | 84 | 1,70 | 80 | 1,23 | 81 | 1,37 |
| 80 | 89 | 1,77 | 88 | 1,60 | 84 | 1,12 | 84 | 1,2 |
| 85 | 94 | 1,70 | 92 | 1,50 | 88 | 1,0 | 88 | 1,0 |
| 90 | 98 | 1,63 | 96 | 1,40 | | 0,9 | | 0,9 |
| 95 | 102 | 1,55 | 100 | 1,25 | | 0,8 | | 0,8 |
| 100 | 106 | 1,48 | 104 | 1,15 | | 0,7 | | 0,7 |
| 105 | 111 | 1,39 | 108 | 1,0 | | 0,6 | | 0,6 |
| 110 | 115 | 1,33 | | | | | | |
| 115 | 119 | 1,21 | | | | | | |
| 120 | 124 | 1,11 | | | | | | |
| 125 | 128 | 1,0 | | | | | | |

ϑ_o : Kondensator-Oberflächentemperatur

F: Multiplikations-Faktor des Wechselstroms bei oberer Kategorietemperatur

Beispiel: Brauchbarkeitsdauer bei Betrieb mit Wechselstrom

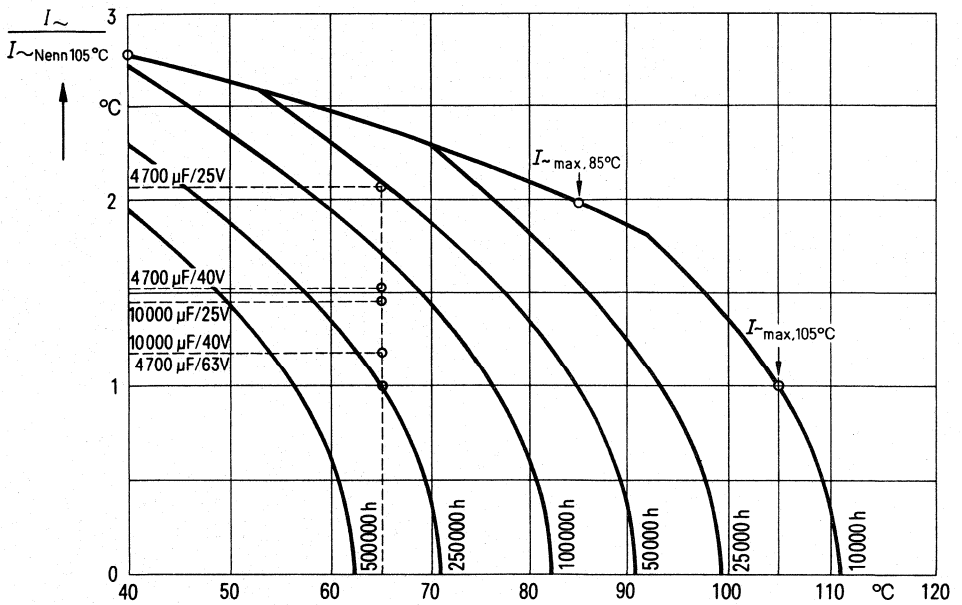


Bild 3 Bauform B 41 550, B 41 570, SIKOREL 105, kleine Durchmesser

→ ϑ_U

Spannungslose Lagerung

Bei spannungsloser Lagerung (besonders bei hoher Lagertemperatur) kann die Oxidschicht angegriffen werden. Da kein Reststrom fließt, der Sauerstoffionen an die Anode bringt, ist eine Regenerierung der Schicht nicht möglich. Dies hat zur Folge, daß nach Wiederanlegen einer Spannung nach einer Lagerzeit der Reststrom zunächst erhöht ist, dann jedoch mit fortschreitender Ausheilung der Oxidschicht auf seinen normalen Betrag zurückgeht.

Die Kondensatoren können mindestens 2 Jahre, bzw. die modernen SIKOREL®-BaufORMen mindestens 10 Jahre, ohne Minderung der Zuverlässigkeit spannungslos gelagert werden. Sie können danach unmittelbar mit der Nennspannung beansprucht werden (die Formierbehandlung ist also nicht Voraussetzung für den Betrieb der Kondensatoren). Dabei können die Stromwerte beim Einschalten innerhalb der ersten Minuten bis zu 100mal größer sein. Dies ist bei der Auslegung der Schaltung zu beachten.

Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazität eines Elektrolyt-Kondensators ist keine konstante Größe, die unter allen Betriebsbedingungen unverändert bleibt. Einen sehr großen Einfluß übt die Temperatur aus. Mit fallender Temperatur steigt die Viskosität des Elektrolyten an und seine Leitfähigkeit geht zurück. Es ergibt sich ein prinzipielles Verhalten wie es aus Bild 4 hervorgeht, worin die 20 °C-Kapazität gleich 1 gesetzt ist.

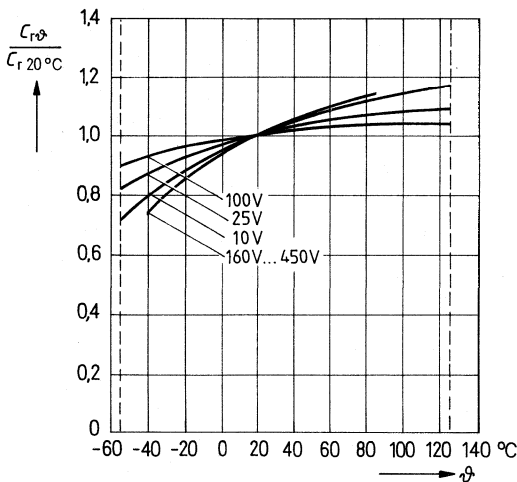


Bild 4
Serienkapazität C_s in Abhängigkeit von der Temperatur.
Typisches Verhalten.

Je kleiner die Nennspannung und je höher die Aufräumung bei sonst gleichen Voraussetzungen (Niedervolt bzw. Hochvolt) ist, desto steiler verlaufen die Kurven. Der in Bild 4 gezeigte günstige, flache Kurvenverlauf wird durch die Verwendung speziell entwickelter Elektrolyte erreicht, so daß die Kondensatoren auch noch bei Temperaturen weit unter dem Nullpunkt funktionsfähig bleiben. Der Kurvenverlauf ist stark unterschiedlich, je nachdem ob die Temperaturabhängigkeit der W- oder der G-Kapazität ermittelt wird. Bei der G-Kapazität ergibt sich ein günstigerer, also flacherer Verlauf der Kurven.

Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Außer von der Temperatur hängt die W-Kapazität auch noch von der Meßfrequenz ab. Sie nimmt mit steigender Frequenz ab. Soweit in den einzelnen Bauform-Blättern keine speziellen Angaben hierüber gemacht werden, können Richtwerte für die wirksame Kapazität aus dem Scheinwiderstandsverlauf nach der Beziehung

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z} \text{ gewonnen werden.}$$

Reststrom

Infolge der besonderen Eigenschaften der als Dielektrikum dienenden Aluminiumoxid-schicht fließt auch nach längerem Anliegen von Gleichspannung ein geringer Strom, der sogenannte Reststrom. Aus einem niedrigen Reststrom kann man auf ein gut ausgebildetes Dielektrikum schließen. Der Reststrom kann somit als ein Maß für die Güte des Kondensators angesehen werden. (Dabei ist zu berücksichtigen, daß bei ungepolten Kondensatoren aus physikalischen Gründen etwa die doppelten Restströme auftreten müssen.)

Nach Anlegen der Spannung ist der Reststrom zunächst hoch (Einschaltstrom), insbesondere nach vorausgegangener längerer spannungsloser Lagerung, klingt dann aber mit zunehmender Betriebsdauer rasch ab und erreicht schließlich einen nahezu konstanten Endwert (siehe Bild 5). Der Reststrom ist auch stark temperaturabhängig, wie Bild 6 zeigt.

Spannungsabhängigkeit des Reststroms

Die Spannungsabhängigkeit geht aus Bild 2 hervor. Hierbei ist eine konstante Temperatur vorausgesetzt.

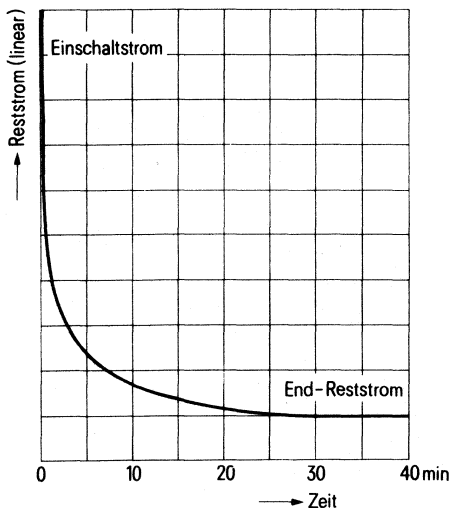


Bild 5

Abhängigkeit des Reststromes von der Einschaltzeit

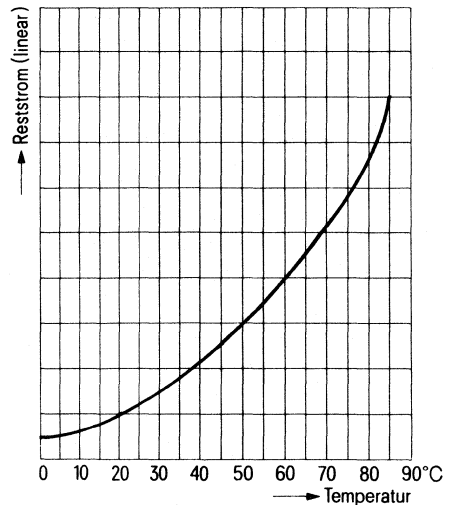


Bild 6

Abhängigkeit des Reststromes von der Temperatur

Scheinwiderstand Z

Der Scheinwiderstand eines Elektrolytkondensators ergibt sich in erster Linie aus der Reihenschaltung folgender Einzelwiderstände:

1. Blindwiderstand $1/\omega C$ der Kapazität C .
2. Ohmscher Widerstand des Elektrolyten und der Zuleitungen.
3. Blindwiderstand ωL der Induktivität des Wickels und der Zuleitungen.

Die beiden Blindwiderstände $1/\omega C$ und ωL sind im wesentlichen nur frequenzabhängig, der Elektrolytwiderstand dagegen hauptsächlich temperaturabhängig. Er nimmt mit fallender Temperatur stark zu.

Diese Charakteristiken der Einzelwiderstände bestimmen den Verlauf des Gesamtwiderstandes eines Elektrolytkondensators in Abhängigkeit von der Frequenz und der Betriebstemperatur. Als Beispiel diene die in Bild 7 dargestellte Kurvenschar. Man erkennt, daß bei tiefen Frequenzen der kapazitive Widerstand überwiegt. Er fällt mit zunehmender Frequenz mit ($X_C = 1/\omega C$) ab, bis er in die Größenordnung des Elektrolytwiderstandes kommt. Bei weiter steigender Frequenz und unveränderter Temperatur (siehe z. B. die 20 °C-Kurve) ist der verhältnismäßig konstant bleibende Elektrolytwiderstand bestimmend. Bei noch höheren Frequenzen bildet sich vor allem bei kleinen Kapazitätswerten und tiefen Temperaturen ein Resonanzminimum. Danach wird der induktive Widerstand des Wickels und der Zuleitung wirksam und hat einen Anstieg des Scheinwiderstandes ($X_L = \omega L$) zur Folge.

Der mit fallender Temperatur stark zunehmende Widerstand des Elektrolyten wirkt sich bei niedrigen Temperaturen durch eine Verschiebung der Scheinwiderstandskurven zu größeren Werten aus. Dieser Einfluß setzt, je niedriger die Temperatur ist, bereits bei tieferen Frequenzen ein.

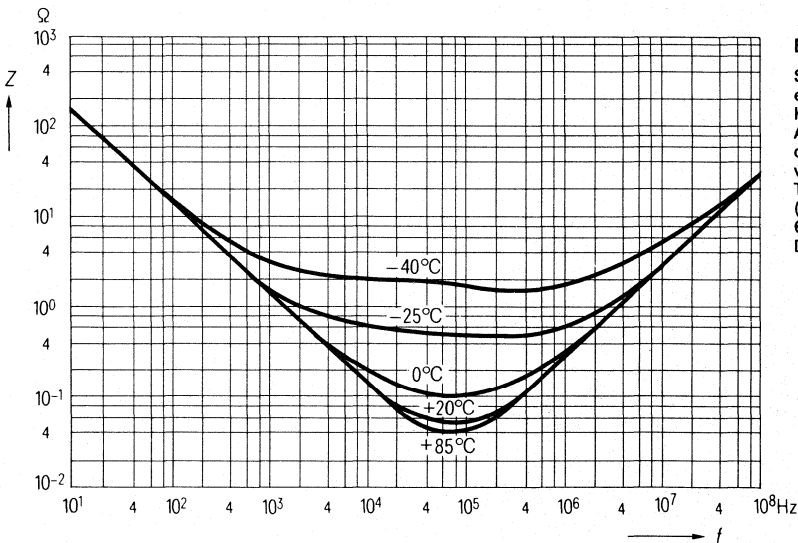
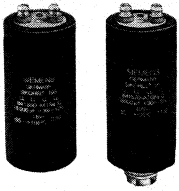

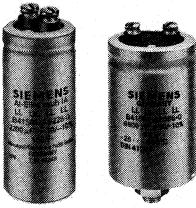
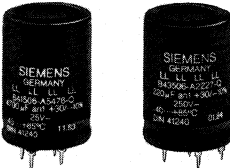
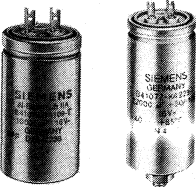


Bild 7
Scheinwiderstand eines Niedervolt-Kondensators in Anhängigkeit von der Frequenz und von der Temperatur (Beispiel 100 µF/ 63 V, vereinfachte Darstellung)


Al-Elektrolyt-Kondensatoren, Beispiele aus der Typenübersicht

| Bauform | Nennkapazität C_N μF | Nennspannung U_N V- | Abmessungen $d_{\text{max}} \times l_{\text{max}}$ mm | Temperaturbereich IEC-Prüfklasse |
|---|---|-----------------------------|---|---|
| SIKOREL®-Bauformen | | | | |
|  <p>SIKOREL 105</p> | <p>B 41 550 B 41 570</p> <p>1000 bis 150 000</p> | <p>16 bis 100</p> | <p>35,7 × 56,7 bis 76,9 × 145,6</p> | <p>– 55 bis + 105 55/105/56</p> |
|  <p>SIKOREL 125</p> | <p>B 41 590</p> <p>4,7 bis 4700</p> | <p>10 bis 100</p> | <p>7,2 × 19 bis 25,7 × 41,5</p> | <p>– 55 bis + 125 (+ 145) 55/125/56</p> |
| Rundbecher-Bauformen | | | | |
| erhöhte Anforderungen | | | | |
|  | <p>B 41 564 B 43 564 B 41 584 B 43 584</p> <p>100 bis 220 000</p> | <p>16 bis 350</p> | <p>31,5 × 46 bis 76,9 × 221,8</p> | <p>– 40 bis + 85 40/085/56</p> |
|  | <p>B 41 506 B 43 506</p> <p>100 bis 47 000</p> | <p>16 bis 385</p> | <p>25,5 × 36,5 bis 40,5 × 107</p> | <p>– 40 bis + 85 40/085/56</p> |
| allgemeine Anforderungen | | | | |
|  | <p>B 41 070 B 41 072</p> <p>470 bis 47 000</p> | <p>16 bis 100</p> | <p>25 × 45 bis 40 × 105</p> | <p>– 40 bis + 85 40/085/56</p> |

| Bauform | Nennkapazität C_N μF | Nennspannung U_N V- | Abmessungen $d_{\text{max}} \times l_{\text{max}}$ mm | Temperaturbereich IEC-Prüfklasse |
|---------|---|-----------------------------|---|-------------------------------------|
|---------|---|-----------------------------|---|-------------------------------------|



Rundbecher-Bauformen

allgemeine Anforderungen


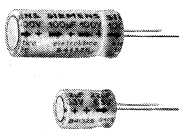
| | | | | | |
|---|----------------------|---------------------|------------|----------------------------------|------------------------------|
|  | B 41 306 B 43 306 | 100 bis 47000 | 16 bis 385 | 25,5 × 36,5 bis 40,5 × 107 | -40 bis +85 40/085/56 |
|---|----------------------|---------------------|------------|----------------------------------|------------------------------|

Kleinbauformen, axial und stehend

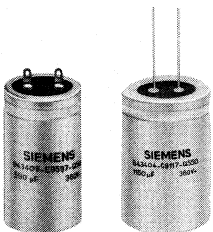
erhöhte Anforderungen

| | | | | | |
|---|----------------------|-------------------|------------|-------------------------------|------------------------------|
|  | B 41 588 B 43 588 | 1 bis 4700 | 10 bis 350 | 7 × 19 bis 25,7 × 41,5 | -40 bis +85 40/085/56 |
|  | B 41 593 B 43 593 | 10 bis 4700 | 10 bis 350 | 13,5 × 33 bis 26,5 × 42 | -40 bis +85 40/085/56 |

allgemeine Anforderungen

| | | | | | |
|--|--|---------------------|-------------|--------------------------------|------------------------------|
|  | B 41 283 B 41 010 B 43 283 B 43 050 | 1 bis 10000 | 6,3 bis 350 | 7 × 19 bis 25,7 × 41,5 | -40 bis +85 40/085/56 |
|  | B 41 326 B 43 326 | 0,47 bis 4700 | 6,3 bis 250 | 5,5 × 12 bis 18,5 × 32,5 | -40 bis +85 40/085/56 |

Bauformen für Blitzlichtanwendung

| | | | | | |
|---|--|-------------------|-------------------|------------------------------------|-------------|
|  | B 43 404 B 43 405 B 43 406 B 43 407 | 95 bis 2200 | 330 bis 360 | 18,5 × 30,5 bis 51,6 × 107,5 | -25 bis +70 |
|---|--|-------------------|-------------------|------------------------------------|-------------|

1.5.2 Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

Grundsätzlicher Aufbau

Die nachfolgenden Ausführungen beziehen sich auf Sinterkondensatoren mit festem (trockenem) und feuchtem (nassem) Elektrolyten für erhöhte Anforderungen.

| | Sinterkondensatoren fester Elektrolyt | Sinterkondensatoren feuchter Elektrolyt |
|------------------------------|---|--|
| 1. Belag (Anode) | ein Sinterkörper aus Tantalpulver | |
| Dielektrikum | eine Tantaloxidschicht, die elektrochemisch durch einen Oxidationsprozeß auf der Anode erzeugt wird | |
| 2. Belag (Kathode) | ein halbleitendes Metalloxid (Mangandioxid), das auf die anodische Oxidschicht aufgebracht wird | flüssiger Elektrolyt (hochleitende Säure), Abstandshalter aus Teflon |
| Kontaktierung der Kathode | eine Graphit- und Leitsilberschicht, die auf dem Halbleiterüberzug aufgetragen und mit dem Gehäuse oder Anschlußelement verlötet wird | Feinsilbergehäuse (innen vermohrt) |

Alle in den speziellen Bauformblättern aufgeführten Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren sind gepolte Kondensatoren. Bei gepolten Elektrolyt-Kondensatoren ist die Dielektrikumschicht so aufgebaut, daß der Strom nur in einer Richtung gesperrt wird. Bei der Anwendung der Kondensatoren ist daher die Polungsangabe (Pluspol an Anode, Minuspol an Kathode) zu beachten. Eine Falschpolung ist nur bedingt zulässig, da sonst der Kondensator explosionsartig zerstört werden kann.

Spitzenspannung U_S

Die Spitzenspannung U_S ist die höchste Spannung (Scheitelwert), die kurzzeitig, in einer Stunde höchstens 5mal bis zur Dauer von 1 Minute, am Kondensator anliegen darf. Für betriebsmäßiges periodisches Laden und Entladen des Kondensators darf sie nicht in Anspruch genommen werden.

Überlagerte Wechselspannungen

Die überlagerte Wechselspannung ist die effektive Wechselspannung, mit welcher der Kondensator zusätzlich zu einer Gleichspannung belastet werden darf. Die Summe aus Gleichspannung und Scheitelwert der überlagerten Wechselspannung darf die Dauergrenzspannung nicht überschreiten. Die überlagerte Wechselspannung muß so begrenzt sein, daß keine unzulässige Falschpolung auftritt. Angaben darüber sind den jeweiligen Blättern für Einzelbauformen zu entnehmen. Bei nassen Sinterkondensatoren darf keinesfalls eine Spannung umgekehrter Polarität, auch nicht kurzzeitig, anliegen.

Der durch den Kondensator fließende Wechselstrom bzw. die anliegende Wechselspannung darf für die jeweilige Bauform und Nennkapazität einen festgelegten Maximalwert nicht überschreiten, da der Kondensator sonst infolge von Überhitzung zerstört

bzw. seine Brauchbarkeitsdauer verringert werden kann. Die Höhe des zulässigen überlagerten Wechselstromes bzw. der Spannung in den Tabellen und Kurven entspricht der für die jeweilige Bauform zulässigen Eigenerwärmung des Kondensators.

Umpolspannung (Falschpolung)

Die in den Einzelblättern angegebenen zulässigen Umpolspannungen können auch ohne überlagerte Gleichspannung und im Dauerbetrieb auftreten, ohne eine verminderte Zuverlässigkeit oder Erhöhung der Inkonstanz zu verursachen.

Eine Falschpolung bei nassen Sinterkondensatoren muß unbedingt vermieden werden, da sonst eine Zerstörung des Bauelementes eintritt.

Gegenpolige Serienschaltung

Für Anwendungen, bei denen höhere Umpolspannungen auftreten, können zwei trockene Sinterkondensatoren gleicher Nennspannung und gleicher Nennkapazität in Reihe gegeneinander geschaltet werden (Back-to-back-Schaltung, z. B. Kathode an Kathode). Hierdurch wird eine Sperrung in jeder Polungsrichtung erreicht. Die ungepolte oder bipolare Ausführung (mit demzufolge halber Kapazität) kann mit Spannungen bis zur Nenngleichspannung beliebiger Polarität oder mit der doppelten überlagerten Wechselspannung des für den Einzelkondensator zulässigen Wertes betrieben werden. Die so gegeneinander geschalteten Kondensatoren können auch mit reiner Wechselspannung belastet werden. Die Oberflächentemperatur des Kondensators darf dabei um nicht mehr als max. 10 °C ansteigen, wobei die obere Grenztemperatur nicht überschritten werden darf.

Bei nassen Sinterkondensatoren ist eine Back-to-back-Schaltung nicht erlaubt, da an der Silberkathode (Gehäuse) des jeweils gerade in Durchlaßrichtung geschalteten Kondensators gasförmiger Sauerstoff entstehen kann, der zu Überdruck im Gehäuse führt.

Spannungslose Lagerung

Tantal und dessen Oxid sind gegen chemische Einflüsse sehr widerstandsfähig und werden nur von sehr aggressiven Chemikalien angegriffen. Gegenüber den verwendeten Betriebselektrolyten sind sie beständig, und es tritt daher kein Schichtabbau ein. Aus diesem Grunde vergrößert sich der Reststrom von nassen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren auch nach jahrelanger Lagerung im spannungslosen Zustand und bei erhöhter Lagertemperatur nicht wesentlich. Mehrjährige spannungslose Lagerung von trockenen Sinterkondensatoren bei ≤ 40 °C hat praktisch keinen Einfluß auf die Betriebsbrauchbarkeitsdauer. Auf den Reststrom hat eine spannungslose Lagerung bei Raumtemperatur keinen, bei höheren Lagertemperaturen nur einen geringen Einfluß.

Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazität eines Tantal-Elektrolyt-Kondensators ändert sich mit der Temperatur (positiver Temperaturkoeffizient) und ist zudem von der Kapazität und der Nennspannung abhängig. Niedere Spannungen und große Kapazitätswerte verursachen größere Änderungen als hohe Spannungen und kleine Kapazitätswerte.

Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Die Frequenzabhängigkeit der Kapazität eines Tantal-Elektrolyt-Kondensators ist aus seinem Scheinwiderstand Z zu ermitteln. Mit steigender Frequenz nimmt die wirksame Kapazität ab.

Schaltfestigkeit (Kapazitätsabnahme nach 10^8 Schaltungen)

Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen sind schaltfest aufgebaut. Die zulässige Kapazitätsabnahme nach 10^8 Schaltungen beträgt $\leq 3\%$. Diese irreversible Kapazitätsabnahme ist der zeitlichen Kapazitätsänderung (praktische Inkonstanz) hinzuzuzählen.

Scheinwiderstand (Absolutwert des Wechselstromwiderstandes)

Der Scheinwiderstand von Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren setzt sich in guter Annäherung aus der Reihenschaltung folgender Einzelwiderstände zusammen:

1. dem Blindwiderstand $1/\omega C$ der Kapazität C ,
2. den dielektrischen Verlusten und dem Ohmschen Widerstand des Elektrolyten bzw. der Halbleiterschicht (Ersatz-Serienwiderstand = R_{ESR}),
3. dem Blindwiderstand ωL der Induktivität der Elektroden und der Zuleitungen.

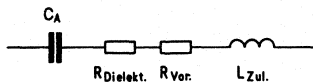


Bild 1
Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Elektrolytkondensators

Das Frequenz- und Temperaturverhalten dieser Widerstände bestimmen den Verlauf des Scheinwiderstandes. Der R_{ESR} setzt sich aus den Komponenten $R_{Dielekt} + R_{Vor}$ zusammen, deren erste die dielektrischen Verluste beschreibt und mit $1/\omega$ abnimmt, während die zweite, den Elektrolytvorwiderstand darstellende Komponente frequenzabhängig ist.

Die frequenzabhängige Komponente ist ab etwa 10 kHz vernachlässigbar. Bei niedrigen und höheren Frequenzen wird die Frequenzabhängigkeit des Scheinwiderstandes hauptsächlich durch die beiden Blindwiderstände verursacht. Die Temperaturabhängigkeit wird im wesentlichen durch den Elektrolytvorwiderstand bestimmt.

Infolge der Korrosionsfestigkeit von Tantal können für Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren Elektrolyte mit hoher Leitfähigkeit verwendet werden. Tantal-Elkos besitzen deswegen einen geringen Serienwiderstand. Eine besonders hohe Leitfähigkeit hat die beim trockenen Sintertyp anstelle des flüssigen Elektrolyten wirkende feste Halbleiterschicht. Dementsprechend besitzt dieser Kondensator den niedrigsten Serienwiderstand aller Elektrolytkondensatoren. Die Leitfähigkeit der Elektrolyte und der Halbleiterschicht ändert sich selbst bei niedrigen Temperaturen nur wenig, weswegen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren einen günstigen Frequenz- und Temperaturgang des Scheinwiderstandes aufweisen.

Die folgenden Bilder (2 und 3) veranschaulichen das typische Verhalten des Scheinwiderstandes von nassen und trockenen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren in Abhängigkeit von Frequenzen und Temperaturen.

Der Scheinwiderstandsabfall bei niedrigen Frequenzen bis zu einigen kHz wird von dem kapazitiven Blindwiderstand bestimmt, während der folgende fast waagerechte Kurvenverlauf im wesentlichen den Ohmschen Serienwiderstand wiedergibt. Oberhalb der Eigenresonanz wirkt zunehmend der induktive Blindwiderstand, so daß die Kurven schließlich in Geraden einmünden.

Reststrom

Bei angelegter Gleichspannung fließt bei allen Elektrolytkondensatoren ständig ein kleiner Strom. Dieser sogenannte Reststrom ist sowohl spannungs- als auch temperaturabhängig (Bild 4 und 5). Die Unreinheiten (nichtformierbare Fremdatome) im Trägermetall (Anode) bestimmen vor allen Dingen die Größe des Reststromes eines Elektrolytkondensators. Durch Verwendung von hochreinem Tantalpulver wird eine geringe Fehlstellendichte im Dielektrikum und damit ein niedriger Reststrom erreicht. Nasse Tantalsinterkondensatoren weisen den geringsten Reststrom aller Elektrolytkonden-

satoren auf. Bei Anlegen einer Spannung erhalten zudem die im Elektrolyten vorhandenen Sauerstoffionen die ständige Nachformierung des Dielektrikums aufrecht. Bei allen nassen Tantalkondensatoren tritt daher im Betrieb an Spannung noch eine Verringerung des Reststromes ein.

Der Betriebs-Reststrom von trockenen Sinterkondensatoren (mit Halbleiterkontaktierung anstelle des flüssigen Elektrolyten) liegt höher als bei nassen Typen, da die Nachformierfähigkeit der Mangandioxidschicht geringer ist. Aus diesem Grunde nimmt auch der Reststrom mit steigender Temperatur etwas stärker zu als bei den nassen Typen.

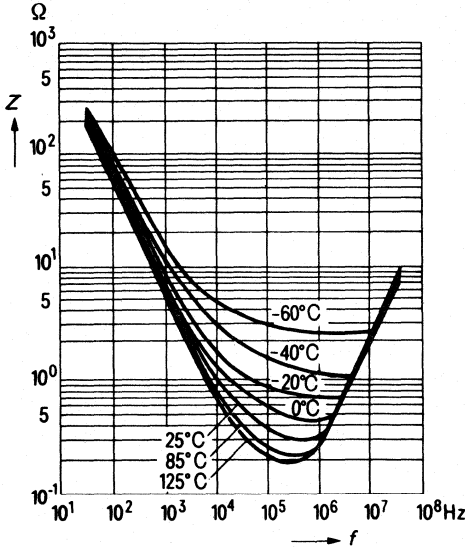


Bild 2 Scheinwiderstand eines nassen Sinterkondensators 20 $\mu\text{F}/60\text{ V}$

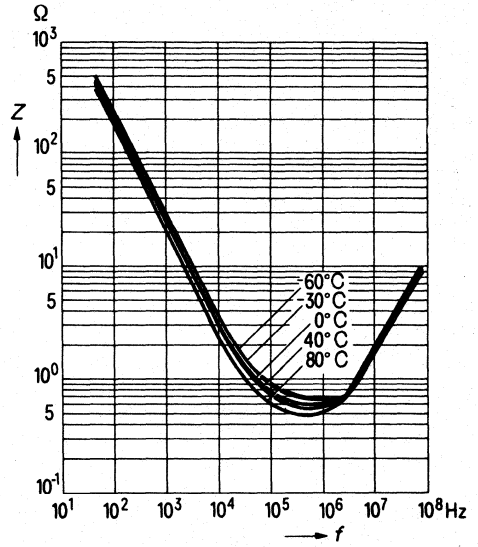


Bild 3 Scheinwiderstand eines trockenen Sinterkondensators 6,8 $\mu\text{F}/35\text{ V}$

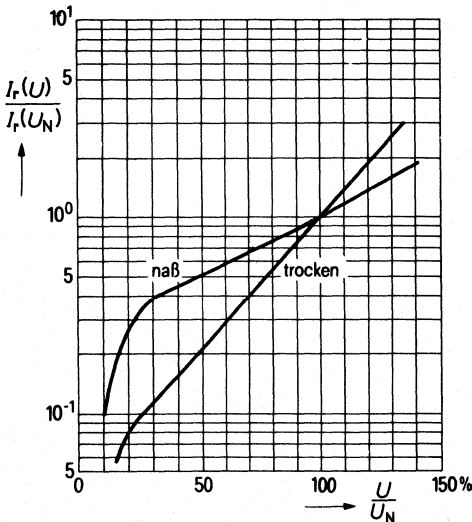


Bild 4 Spannungsabhängigkeit des Reststromes (Richtwerte)

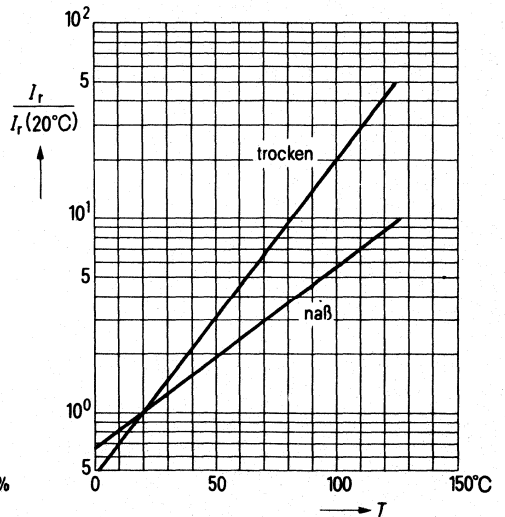

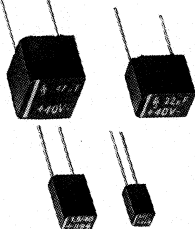
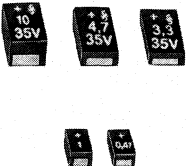


Bild 5 Temperaturabhängigkeit des Reststromes (Richtwerte)

Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren, Beispiele

Kondensatoren mit Sinteranode und festem Elektrolyten, gepolt

| Bauform | Nennspannung V- | Nennkapazität μF | Abmessungen $d \times l$ bzw. $b \times l \times h$ mm | Bauformnummer |
|---|--------------------|---|--|---------------|
|  <p>dicht eingebaut</p> | 6,3 bis 80 | 0,1 bis 6,8 1,0 bis 47 4,7 bis 150 15 bis 330 | 3,4 × 7,2 4,7 × 12,0 7,3 × 17,3 8,9 × 20,0 | B 45 170 |
|  <p>Epoxyharzummhüllung steckbar für hohe Packungsdichte</p> | 6,3 bis 50 | 0,1 bis 6,8 1,5 bis 47 6,8 bis 150 22 bis 330 | 4,2 × 4,7 × 7,3 4,8 × 7,3 × 10,0 7,3 × 12,3 × 10,0 12,3 × 12,3 × 10,5 | B 45 181 |
|  <p>Chip-Kondensatoren für Schichtschaltungen</p> | 6,3 bis 50 | 0,1 bis 3,3 0,33 bis 6,8 0,68 bis 22 2,2 bis 47 4,7 bis 100 | 2,55 × 4,57 × 1,77 2,55 × 4,57 × 2,57 4,55 × 8,13 × 1,77 4,55 × 8,13 × 2,57 4,55 × 8,13 × 4,97 | B 45 193 |
| <h2>Kondensatoren mit Sinteranode und feuchtem Elektrolyten, gepolt</h2> | | | | |

1.6 Kondensatoren für die Energie- bzw. Leistungselektronik

Allgemeines

Kondensatoren für die Energie-Elektronik sind alle Bedämpfungs-, Kommutierungs-, Stütz-, Koppel- und Filterkondensatoren, die in Halbleiterschaltungen zur Energie-Umformung und Energie-Steuerung benutzt werden.

Technisch zeichnen sich alle Kondensatoren der Energie-Elektronik dadurch aus, daß sie in der Lage sind, Spitzenströme zu führen, die weit über die Effektivströme hinausgehen. In der BRD wird für Kondensatoren der Energie-Elektronik eine Vorschrift VDE 0560, Teil 12, erstellt.

Starkstrom-Kondensatoren für die Leistungselektronik sind Kondensatoren in energiereichen Netzen oder Kondensatoren, deren Energieinhalt selbst eine Gefährdung darstellt. Für diese Kondensatoren gelten in der BRD die Vorschriften VDE 0560, Teil 2 bis 12.

Bauarten

MP-Gleichspannungs-Kondensatoren

Selbstheilende Kondensatoren mit Rundwickeln aus imprägniertem Papier als Dielektrikum mit aufgedampften, ausbrennfähigen Metallschichten als Beläge. Die Anschlüsse sind über metallgespritzte Wickelstirnseiten induktivitätsarm und kontaktsicher mit den Belägen verbunden. (Verlustfaktor: ca. $5 \cdot 10^{-3}$ bei U_N und 50 Hz). MP-Kondensatoren werden vorzugsweise bei Gleichspannungen oder bei Wechselspannungen von 50 Hz eingesetzt.

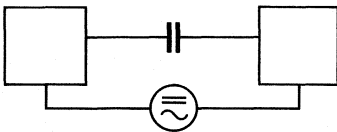
MKV-Wechselspannungs-Kondensatoren

Selbstheilende Kondensatoren mit Rundwickeln aus imprägnierten Kunststoff-Folien als Dielektrikum und mit auf Papier aufgedampften, ausbrennfähigen Metallschichten als Beläge. Das Papier liegt im feldfreien Raum. Die Anschlüsse sind über metallgespritzte Wickelstirnseiten induktivitätsarm und kontaktsicher mit den Belägen verbunden (Verlustfaktor: $0,5 \cdot 10^{-3}$ bei U_N und f_N). MKV-Kondensatoren sind für den Einsatz bei großen Blindleistungen, d.h. bei großen Kapazitäten oder grundsätzlich bei allen Anwendungen mit höheren Frequenzen geeignet.

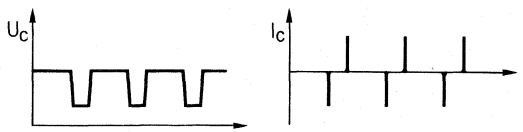
Wechselspannungs-Kondensatoren sind Kondensatoren, die für den Betrieb in Wechselspannungsnetzen geeignet und für die bei Wechselspannung auftretenden Verluste bemessen sind. Wechselspannungs-Kondensatoren dürfen auch an Gleichspannungen verwendet werden, deren Höhe den Effektivwert der Nennwechselspannung nicht übersteigt.

Einsatzarten

Kopplungs-Kondensatoren



Schaltbild



Spannungs- und Stromform

Kopplungs-Kondensatoren dienen z.B. dazu, die Informationen zwischen zwei auf unterschiedlichem Potential liegenden Geräteteilen zu übermitteln (z.B. Verbindungen zwischen Steuer- und Leistungselektronik).

Die Belastung von Kopplungs-Kondensatoren entsteht in erster Linie durch die Spannungsdifferenz (U_B) zwischen den beiden Geräteteilen. Die zu übertragenden Signalspannungen belasten den Kondensator meistens weit weniger.

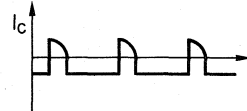
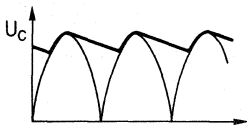
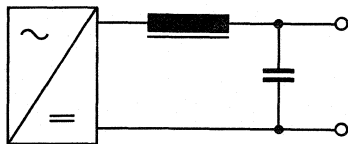
Zusätzlich zu der bestimmungsgemäßen Belastung muß der Kopplungs-Kondensator auch bei allen nicht bestimmungsgemäßen Zuständen des Gerätes den Stromübertritt zwischen den Geräteteilen verhindern.

Für Kopplungszwecke zwischen Ansteuer- und Energie-Elektronik ist die Baureihe B 25 839 geeignet.

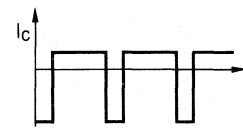
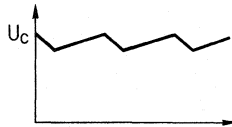
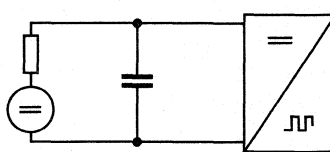
Haupteigenschaften: Überspannungsfestigkeit
großer Isolationswiderstand
hohe Zuverlässigkeit

Glättungs- und Stütz-Kondensatoren

Glättungs-Kondensatoren



Stütz-Kondensatoren



Schaltbild

Spannungsform

Stromform

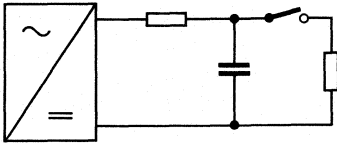
Glättungs-Kondensatoren nach VDE 0560-11 sind Kondensatoren zum Glätten pulsierender Gleichspannungen.

Stütz-Kondensatoren sind Gleichspannungs-Kondensatoren, die bei periodischem Spitzenstrombedarf kurzzeitig hohe Ströme abgeben können und so ein Gleichspannungsnetz unterstützen. Sie werden nach VDE 0560, Teil 12 (E), periodisch stoßartig auf- und entladen. Der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes ist wesentlich größer als der Effektivwert.

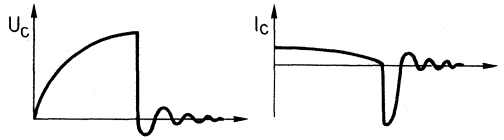
Stütz-Kondensatoren sind im wesentlichen Glättungs-Kondensatoren mit verstärkten Stromwegen, um die Spitzenstrombelastbarkeit zu gewährleisten. Außerdem werden günstige thermische Verhältnisse angestrebt, um die relativ hohen Blind- bzw. Verlustleistungen zu beherrschen.

Haupteigenschaften: große Kapazitäten
verstärkte Stromwege bei Stütz-Kondensatoren

Stoß-Kondensatoren



Schaltbild



Spannungs- und Stromform

Stoß-Kondensatoren sind Gleichspannungs-Kondensatoren und dienen der Aufnahme oder Abgabe eines starken Stromstoßes. Sie werden nach VDE 0560, Teil 12 (E), vereinzelt aufgeladen und betriebsmäßig im Verhältnis zur Ladezeit kurzzeitig entladen bzw. umgekehrt.

Stoß-Kondensatoren werden meistens sehr hoch ausgelastet, da sie möglichst viel Energie speichern und kurzzeitig abgeben sollen.

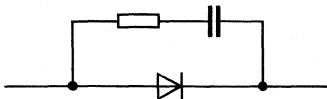
Die Belastung ist dreifach:

1. hohe Feldstärke entsprechend der geforderten hohen Energiedichte,
2. große Spitzenstromstärke durch die kurzzeitige Entladung, wodurch in großen Kondensatoren auch erhebliche mechanische Kräfte erzeugt werden, und
3. bei induktiven Lasten hohe Wechselspannungsbelastung infolge des Durchschwingens.

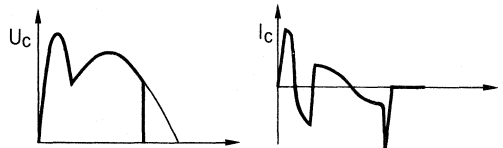
Die kurzzeitige Entladung erfordert außerdem geringe Eigeninduktivität (≤ 300 nH).

Haupteigenschaften: große Energie-Kapazität
große Spitzenstromfestigkeit
geringe Eigeninduktivität

Bedämpfungs-Kondensatoren



Schaltbild



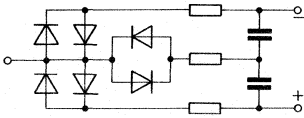
Spannungs- und Stromform

Bedämpfungs-Kondensatoren sind Wechselspannungs-Kondensatoren, die parallel zu Halbleiterbauelementen geschaltet, an diesen unerwünschte Spannungsspitzen unterdrücken oder dämpfen. Diese Kondensatoren werden periodisch stoßartig auf- und/oder entladen, wobei der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes wesentlich höher ist als der Effektivwert.

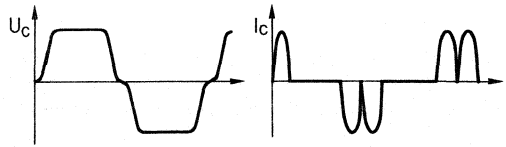
Bedämpfungs-Kondensatoren werden zusätzlich zu der Sinus-Halbwellenspannung durch periodische Spannungsspitzen aus dem Trägerstauereffekt und durch Oberwellenanteile bei Phasenanschnittsteuerungen belastet.

Haupteigenschaften: hohe Spannungsfestigkeit
große Spitzenstrombelastbarkeit
Zuverlässigkeit

Kommutierungs-Kondensatoren



Schaltbild



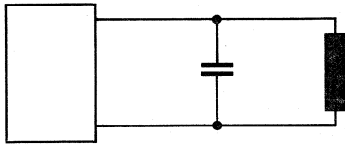
Spannungs- und Stromform

Kommutierungs-Kondensatoren sind Wechselspannungs-Kondensatoren, die zur Löschung des leitenden Zustandes in einem Halbleiterelement dienen. Diese Kondensatoren werden periodisch stoßartig aufge- und entladen, wobei der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes wesentlich höher ist als sein Effektivwert.

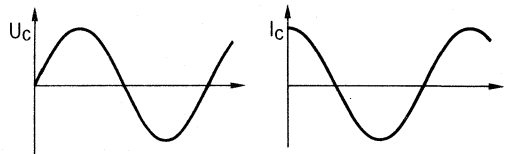
Kommutierungs-Kondensatoren werden in erster Linie durch große Blindleistungen und Spitzenströme belastet. Bestimmend dafür ist die Umschwingzeit. Bei hohen Umschwingfrequenzen (10 ... 100 kHz) muß der Kondensator noch reinen kapazitiven Blindwiderstand haben, d. h., er muß niederinduktiv gebaut sein.

Haupteigenschaften: thermische Stabilität bei großer Blindleistung
große Spitzenstromfestigkeit
niedrige Induktivität
große Zuverlässigkeit

Schwingkreis-Kondensatoren



Schaltbild



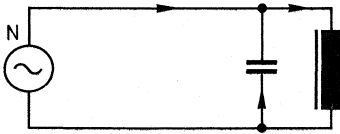
Spannungs- und Stromform

Schwingkreis-Kondensatoren sind Wechselspannungs-Kondensatoren, die mit einer Induktivität zu einem Schwingkreis bestimmter Eigenfrequenz ergänzt werden.

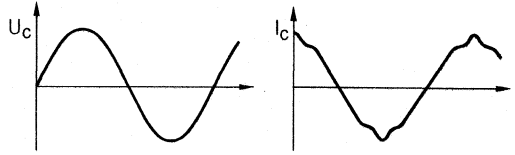
Schwingkreis-Kondensatoren in frequenzbestimmenden Kreisen werden wegen der Anforderungen an ihre Kapazitäts-Konstanz mit reduzierten Belastungen eingesetzt und zum Teil durch besondere Verfahren vorgealtert.

Haupteigenschaften: enge Toleranz bis $\pm 2\%$
festliegender Temperaturgang
geringe zeitliche Inkonstanz der Kapazität ($< 2\%$ bis $< 0,5\%$)
große Zuverlässigkeit

Leistungs-Kondensatoren



N = Netz
Schaltbild



Spannungs- und Stromform

Leistungs-Kondensatoren nach VDE 0560-4 sind Wechselspannungs-Parallel-Kondensatoren über 0,5 kvar zum Verbessern des Leistungsfaktors ($\cos\varphi$), die für Starkstromanlagen mit Nennfrequenzen von 16 $\frac{2}{3}$ bis 100 Hz nach VDE 0100 „Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen mit Nennspannungen unter 1000 V“ bestimmt sind.

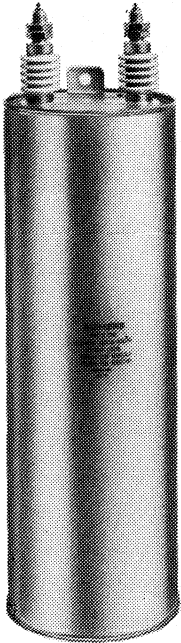
Leistungs-Kondensatoren sollen Blindstromanteile, die durch induktive Verbraucher erzeugt werden, von den Energieerzeugungs- und Energieübertragungs-Anlagen fernhalten. Die Spannungsbelastung ist nahezu sinusförmig. Durch Verbraucher mit nicht sinusförmiger Stromaufnahme können hohe Oberschwingungsanteile im Kondensatorstrom auftreten, da diese nicht sinusförmigen Anteile bestimmungsgemäß mit dem Kondensator kurzgeschlossen werden.

Zusätzlich muß der Leistungs-Kondensator die aus dem Netz kommenden Überspannungen aushalten, die durch Abschaltungen von Induktivitäten und durch Blitze entstehen.

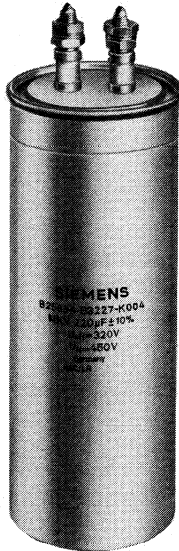
Haupteigenschaften: thermische Stabilität bei großen Blindleistungen
Überspannungsfestigkeit
Sicherheit

Typenübersicht (Beispiele)

| Bauform | Spannung V | Kapazität μF | DIN- Anw.-Klasse | Anwendung im Bereich |
|--|------------------|----------------------------|-------------------------------|---|
| MP-Gleichspannungskondensatoren | | | | |
| B 32 353 | 450 ... 2800 | 95 ... 4800 | GSC/LR (DB) | Glättung, Stützung, Stoß |
| B 32 355 | 450 ... 2800 | 32 ... 880 | GSC/LR bzw. GSF/LR (DB) | |
| MKV-Wechselspannungskondensatoren | | | | |
| B 25 832 | 640 | 1,0 ... 50 | HSF/MS | Allgemein, z. B. Kommutierung im unteren Frequenzbereich Magnetische Spannungskonstanthalter Bedämpfung, Kommutierung Bedämpfung, Kommutierung Bedämpfung/Beschaltung (TSE) Kommutierung |
| B 25 833 | 330 V ~, 660 V ~ | 1,5 ... 60 | HPF/MS | |
| B 25 834 | 450 ... 2100 | 0,1 ... 220 | HSC, HSF/LR | |
| B 25 844 | 320 | 10 ... 330 | HSC, HSF/LR | |
| B 25 835 | 850 ... 3000 | 0,1 ... 4,7 | HSC/LR | |
| B 25 838 | 560 ... 3000 | 0,15 ... 126 | HS, HY, HWC/LR bzw. JSC/LR | Kopplung, Bedämpfung/Beschaltung (TSE) |
| B 25 839 | 500 V ~ | 0,1 ... 1,0 | HSF/MS, HSC/KR | |



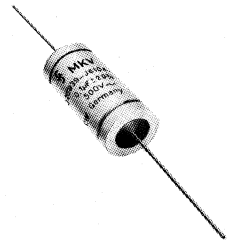
B 25 353



B 25 834



B 25 838



B 25 839

2 Widerstände

Einführung über lineare- und nichtlineare Widerstände

Widerstände sind die zahlreichsten Bauelemente in der Elektronik. Sie bestimmen vielfach infolge ihrer Anzahl die Zuverlässigkeit der gesamten Anlage. Der ideale Widerstand ist Träger eines rein reellen Leitwertes. Bei Anlegen einer Spannung tritt in ihm eine Umsetzung von elektrischer Energie in thermische Energie auf. Da viele seiner elektrischen Kenngrößen von der Temperatur abhängig sind, ist der Verlauf der Widerstands-Temperatur-Kennlinie für die Verwendungsmöglichkeit von ausschlaggebender Bedeutung.

Lineare Widerstände

Man spricht von linearen Widerständen oder auch ohmschen Widerständen, wenn ihr Spannungs-/Strom-Verhalten linear ist und dem Ohmschen Gesetz $R = U/I$ (mit R = Widerstand, U = Spannung, I = Strom) gehorcht. In der Regel ist der Widerstand temperaturabhängig: $R_T = R_{T_0} (1 + \alpha_R \Delta T)$. ΔT ist die Temperaturdifferenz, α_R der Temperaturkoeffizient. α_R wird möglichst klein und konstant gehalten, d. h. die Widerstands-Temperatur-Kennlinie soll linear sein. Nachfolgende Tabelle 1 zeigt Aufbau, einige Eigenschaften und Anwendungsgebiete typischer linearer Widerstände, wie z. B. Kohleschichtwiderstände, Metallschichtwiderstände, Drahtwiderstände u. dgl.

Nichtlineare Widerstände

Im Gegensatz zu den linearen Widerständen zeigen die nichtlinearen Widerstände keine lineare Strom-Spannungs-Abhängigkeit. Nach ihrer Abhängigkeit von äußeren Faktoren werden insbesondere Heißleiter, Kaltleiter und Varistoren unterschieden. Bei allen drei Gruppen handelt es sich um keramische Halbleiter.

Heißleiter

In der Regel nimmt der Widerstand bei Halbleiter – im Gegensatz zu Metallen – mit steigender Temperatur ab. Bei den Heißleitern ist die Temperaturabhängigkeit besonders stark ausgeprägt. Sie leiten in heißem Zustand am besten. Ihre negativen Temperaturkoeffizienten

$$\alpha_R = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} = - \frac{B}{T^2} \quad (B \text{ ist eine Materialkonstante des Heißleiters mit der Dimension } K)$$

können 3 bis 6%/K betragen, sind also weit größer als bei Metallen. Die Widerstandstemperaturabhängigkeit ist nicht linear, sie wird durch eine Exponentialfunktion beschrieben.

$$R_T = A \cdot e^{B/T} = R_N \cdot e^{B(1/T - 1/T_N)}$$

(A ist eine Konstante mit der Dimension Ω , R_N bezieht sich auf die Temperatur T_N in K = Kelvin)

Kaltleiter

Für Kaltleiter wird die von den HDK-Keramik-Kondensatoren bekannte Bariumtitanat-Keramik durch entsprechende Dotierung halbleitend gemacht. Der Temperaturgang des Widerstandes zeigt jedoch in einem Temperaturbereich, der sich über ein Intervall von ca. 50 bis 100 K erstreckt und durch die Zusammensetzung des Materials beeinflusst werden kann, eine Anomalie. Dort steigt der Widerstand mit zunehmender Temperatur

steil an (sehr hoher positiver Temperaturkoeffizient). Die prozentuale Widerstandsänderung ist hier mehr als 10mal so hoch wie bei Heißleitern. Das Verhältnis zwischen dem höchsten und dem niedrigsten Wert des Widerstandes kann bis zu 1 Million betragen. Der Temperaturkoeffizient α_R kann im Bereich des steilen Widerstandsanstiegs näherungsweise konstant angenommen werden.

Varistoren

Bei der dritten Gruppe, den Varistoren, handelt es sich um spannungsabhängige Widerstände. Der heute vorwiegend verwendete Werkstoff Zinkoxid hat das konventionelle Siliziumkarbid weitgehend verdrängt, da mit ersterem der Nichtlinearitätsexponent α auf Werte über 30 (gegenüber < 5) gesteigert werden konnte. Durch diesen Exponenten wird die Spannungsabhängigkeit des Bauelementes gemäß der Formel $I = K \cdot U^\alpha$ bzw. $R = (1/K) U^{1-\alpha}$ bestimmt. (I = Strom durch den Varistor, U = Spannung am Varistor, R = spannungsabhängiger Widerstand, K = von der Geometrie abhängige Elementkonstante.) ZnO-Varistoren sind also Widerstände mit extrem nichtlinearer Kennlinie, die als Spannungsbegrenzer eingesetzt werden können.

In der Tabelle 2 sind charakteristische Angaben und die wesentlichen Anwendungsmöglichkeiten nichtlinearer Widerstände zusammengestellt.

Tabelle 1 Lineare Widerstände (Aufbau, Eigenschaften, Anwendungen)

| Art und Charakteristik | Herstellverfahren | Temperaturkoeffizient | Zulässige Temperatur | Anwendung |
|--|---|---|--|---|
| Kohleschichtwiderstände (Karboid) – kleine Drift, kleine Ausfallrate | Thermischer Zerfall von Kohlenwasserstoffen | $(-200 \dots -1200) \cdot 10^{-6}/K$ | $-55 \dots 155 \text{ } ^\circ\text{C}$ | Vermittlungstechnik, Datentechnik, Weitverkehrstechnik |
| Metallschichtwiderstände (CrNi) – kleiner TK | Aufdampfen im Hochvakuum | $0 \pm 50 \cdot 10^{-6}/K$ | $-65 \dots +175 \text{ } ^\circ\text{C}$ | für extreme klimatische und elektr. Beanspruchung, Luft- und Raumfahrt, Meßgeräte, Seekabelverstärker |
| Edelmetallschichtwiderstände (Au/Pt) – Niederohmig, definierter TK, gutes Feuchteverhalten. Innen oder außen beschichtet | Reduktion von Edelmetallsalzen durch Einbrennen | $(+200 \dots +350) \cdot 10^{-6}/K$ | $-65 \dots +155 \text{ } ^\circ\text{C}$ | Temperaturkompensation in Transistorschaltungen. Hochlastwiderstände mit Sicherungswirkung bei der Bundespost |
| Drahtwiderstände Hochbelastbar (0,25 ... 200W) kleine Drift, kleiner TK; kleiner Wertebereich, Induktivität | Wickeltechnik | CrNi: $< 250 \cdot 10^{-6}/K$ Konstantan: $< 100 \cdot 10^{-6}/K$ | unkritisch | Nachrichten-, Meß- u. Starkstromtechnik, Regelwiderstände |

Tabelle 2 Nichtlineare Widerstände (Aufbau, Eigenschaften, Anwendungen)

| Art – Wirkung | Material | Formeln, Bemerkungen | Charakteristische Werte | Anwendung |
|--|--|--|---|--|
| <p>Heißleiter Widerstand sinkt mit zunehmender Temperatur</p> | <p>polykristalline Mischoxidkeramik</p> | <p>$R_T = R_N e^{B(1/T - 1/T_N)}$ B ist eine Materialkonstante mit der Dimension K</p> | <p>$B = 2920 \dots 3900$ K obere Grenztemperatur $100 \dots 350$ °C</p> | <p>Temperatur-Fühler und -Regler, Flüssigkeits-Niveaufühler, Spannungsstabilisierung, Anlaßheißleiter, Verzögerung von Relais, Messung der Strömungsgeschwindigkeit, Temperaturkompensation</p> |
| <p>Kaltleiter Widerstand steigt mit zunehmender Temperatur</p> | <p>ferroelektrische Keramik, z. B. BaTiO₃</p> | <p>(bei der Bezugstemperatur beginnt der steile R-Anstieg und endet bei der Endtemperatur)</p> | <p>Bezugstemperatur -30 ... 180 °C Endtemperatur +40 ... 220 °C</p> | <p>Temperaturfühler Thermostat, Flüssigkeits-Niveaufühler, Stromstabilisierung, Einphasen-Motorstart, Meß- und Regulative Überwachung von Grenztemperaturen (Überlastschutz), Bildröhren-Entmagnetisierung</p> |
| <p>Varistoren Widerstand sinkt mit zunehmender Betriebsspannung</p> | <p>heute meist Zinkoxid</p> | <p>$R = (1/K) U^{1-\alpha}$ ($K =$ Elementkonstante, $\alpha =$ Nichtlinearitätsexponent)</p> | <p>$\alpha > 30$ bei ZnO Betriebstemperatur -40 ... +85 °C Betriebsspannung 14 ... 1500 V Ansprechzeit < 50 ns</p> | <p>Spannungsstabilisierung, Stoßspannungsbegrenzung, Überspannungsschutz (äußere Überspannung wie Blitz- und induktive Beeinflussung, Schaltungen in Versorgungsanlagen sowie innere Überspannungen, z. B. Schalten von Induktivitäten, Überschlag usw.)</p> |

2.1 Lineare Widerstände

2.1.1 Schichtwiderstände (Kohleschicht, Metallschicht, Schichtgemisch)

Eigenschaften von Schichtwiderständen

Die auf den speziellen Eigenarten der Widerstandsschichten aus Kohle, Metall (Cr/Ni), Edelmetall (Au/Pt) oder Schichtgemisch (Ruß in Lack) beruhenden Eigenschaften von diskreten Siemens-Schichtwiderständen, vergleichend ergänzt um Metalloxid (SnO_2), sind in Tabelle 3, Seite 537, zusammengestellt.

Widerstandswert

Erhebliche Unterschiede weisen die Schichtmaterialien in ihrem spezifischen Widerstand auf, der von etwa $40 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}$ für Gold/Platin bis $10^2 \Omega \text{ cm}$ für Schichtgemisch-Schichten reicht. Die Schichtdicke ist nach unten begrenzt durch die Forderung nach einer zusammenhängenden Leiterschicht auf dem Substrat, nach oben durch die mit zunehmender Schichtdicke wachsenden Probleme der Haftfestigkeit der Widerstandsschicht auf dem Substrat, z.T. auch durch die aus der Beschichtungstechnologie resultierende Forderung, bestimmte Chargenzeiten für den Beschichtungsvorgang nicht zu überschreiten. Diese Forderungen und der vorgegebene spezifische Widerstand begrenzen die technisch und wirtschaftlich sinnvollen Bereiche der Flächenwiderstände, deren Extreme wiederum die Edelmetallschicht mit $R_{\square} \cong 0,5 \Omega$ und die Schichtgemisch-Schicht mit $R_{\square} \leq 10^7 \Omega$ bilden.

Änderungen des Widerstandswerts

Reversible Wertänderungen beim Betrieb der Widerstände resultieren vor allem aus der Abhängigkeit des spezifischen Widerstands von der Schichttemperatur T . Sie lassen sich aus den Temperaturkoeffizienten α_R errechnen:

$$\frac{\Delta R}{R} = \alpha_R \cdot \Delta T$$

Kohleschichtwiderstände liegen mit ihrem α_R zwischen $-200 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ bei niederohmigen Schichten und $-1200 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ bei hochohmigen Schichten.

Metallschichtwiderstände (Cr/Ni) werden mit Temperaturkoeffizienten bis $\alpha_R = \pm 15 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ geliefert.

Bei Kohle- und Metallschichtwiderständen ist α_R eine Funktion der Temperatur. Mit abnehmender Temperatur wird α_R negativer.

Edelmetallschichtwiderstände haben ein nahezu lineares, d.h. nicht temperaturabhängiges α_R von $+200 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ bis $+350 \cdot 10^{-6}/\text{K}$, wobei α_R eine Funktion des Flächenwiderstandes R_{\square} ist.

Kohlegemisch-Schichtwiderstände zeigen vom Flächenwiderstand abhängige Temperaturkoeffizienten zwischen $-1000 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ und $-3000 \cdot 10^{-6}/\text{K}$. Sie weisen weitere reversible Wertänderungen auf infolge der Abhängigkeit ihres Widerstandswerts von der relativen Luftfeuchte. Bei sehr hohen Widerstandswerten und Feuchteschwankungen zwischen 40% und 80% rel. Feuchte können die Wertänderungen einige Prozent betragen.

Irreversiblen Wertänderungen unterliegen Widerstände auf Grund chemisch-physikalischer Vorgänge wie Oxidation, Korrosion, Elektrolyse, Diffusion und Rekristallisation.

Die Oxidation führt z.B. bei den Metallschichtwiderständen (Cr/Ni) zu Schutzschichten, durch die der Sauerstoff mit temperaturabhängiger Geschwindigkeit hindurchdiffundiert, so daß die weitere Oxidation bei Temperaturen unter $300 \text{ }^\circ\text{C}$ irreversible Widerstandsänderungen bewirkt, näherungsweise gemäß:

$$\frac{\Delta R}{R} \sim \sqrt{t}$$

(t = Betriebsdauer), wobei sich der Temperaturkoeffizient nur unwesentlich ändert.

Tabelle 3 Eigenschaften von Siemens-Schichtwiderständen

| | Kohle C | Metall Cr/Ni | Edelmetall Au/Pt | Schichtgemisch C in Lack | Metalloxid SnO ₂ |
|--|--|---|---|--|--|
| spez. Widerstand Schichtdicke Flächenwiderstand Temperaturkoeffizient | $\Omega \cdot \text{cm}$ 10^{-9} m Ω ppm/K | $\approx 100 \cdot 10^{-6}$ 10...100 20...1000 ± 100 , ± 50 | $\approx 40 \cdot 10^{-6}$ 10...1000 0,5...100 +250...+350 | $10^{-2} \dots 10^{+2}$ 10000...30000 $10^3 \dots 10^7$ -1000...-3000 | $1000 \cdot 10^{-6}$ 20...1000 ± 300 |
| maximale Schichttemperatur $\vartheta_s \triangleq \vartheta_0$ für Langzeitbetrieb | $^{\circ}\text{C}$ | 175 | 155 | 90 | 155...250 ¹⁾ |
| Drift nach 10^4 h Lagerung bzw. bei Belastung auf $\vartheta_s = 125^{\circ}\text{C}$, $\Delta R/R$ am Beispiel 10 k Ω nach Norm zulässig Istwerte bei Siemens-Widerständen (Mittel) Ursache der Langzeitdriften | % % % | -0,5...+1 +0,2 ²⁾ Rekristallisation | -0,5 Rekristallisation | Oxidation, Ver- änderungen der Lack-Komponente | ± 2 Rekristallisation, Diffusion |
| relative Impulsbelastbarkeit kurzzeitig mit extremen Impulsenergien (bezogen auf Kohleschicht = 100) | % | 10...20 | 5...10 | hoch | 20...40 |
| Stromrauschen (abhängig von Widerstandswert und Baugröße) | klein | sehr klein | sehr klein | | niedrig |
| Nichtlinearität (abhängig von Widerstandswert und Baugröße) | klein | sehr klein | sehr klein | | klein |
| differenzielle Thermospannung bei thermisch unsymmetrischem Einbau | $\mu\text{V/K}$ | 3...5 | 10...15 | | 20...30 |
| DIN-Normen | 44052 44055 ⁵⁾ 44053 ³⁾ 39008 A ²⁾ | 44061 | | 44054 | 44063 |
| MIL-Vorschriften | | 10509 ⁴⁾ 55182 ⁴⁾ | | | |
| Siemens-Bauformen | B 51 xxx B 55 xxx | B 543 xx | B 544 xx B 54611 | B 53 xxx | (B 545 xx) |

- 1) Die maximale Betriebstemperatur ist hier insbesondere von der Umhüllung des Widerstandes abhängig
- 2) für die kappenlosen Siemens-Bauformen Größe 0207 und 0309
- 3) für Meßwiderstände (Karbowide)
- 4) für die umpreßten Ausführungen
- 5) für kappenlose Karbowide

Für die Rekristallisation der CrNi-Schichten bei Temperaturen oberhalb 500 °C ist dagegen charakteristisch eine Änderung der Temperaturkoeffizienten z.B. auf Werte größer $+500 \cdot 10^{-6}/K$ bei gleichzeitigen Widerstandserhöhungen.

Die irreversiblen Änderungen (Drift) werden i.a. mit steigender Schichttemperatur größer, d.h. mit zunehmender Belastung und mit höherer Umgebungstemperatur.

Im Interesse vertretbarer und kalkulierbarer Driftwerte begrenzt Siemens deshalb die maximalen Dauerbetriebstemperaturen für Kohleschichtwiderstände auf 155 °C, für Metallschichtwiderstände (Cr/Ni) auf 175 °C, für Edelmetallschichtwiderstände auf 320 °C und für Kohlegemisch-Schichtwiderstände auf 90 °C.

Eine Verringerung der Drift läßt sich durch Niederlastbetrieb von großen Bauformen erreichen aufgrund ihrer kleineren Wärmewiderstände. Der Wärmewiderstand R_{th} ist von den in die Wärmeabfuhr eingehenden Parametern wie Keramikmaterial, Körperabmessungen, Wärmedurchlässigkeit der Umhüllung usw. abhängig und deshalb als konstruktionsbedingte Bauformeigenschaft anzusehen.

Wegen

$$\vartheta_o = \vartheta_u + R_{th} \cdot P$$

wird die maximale Schichttemperatur ϑ_o bei vorgegebener Umgebungstemperatur ϑ_u und vorgegebener Last P mit kleinerem Wärmewiderstand der größeren Bauform geringer. Die niedrigere Drift wird auf diese Weise allerdings auf Kosten des Platzbedarfs erkauf.

Die kappenlosen Bauformen z.B. der Größe 0207 halten die nach DIN zulässigen Driftänderungen auch bei doppelter Belastung noch gut ein, siehe Tabelle 3.

Bei ihren gegenüber den bekappten Bauformen kleineren Wärmewiderständen bieten Sie deshalb bei Niederlastbetrieb den Vorteil der verringerten Drift ohne Inkaufnahme des vergrößerten Platzbedarfs.

Impulsbelastbarkeit

Bei der Belastung von Widerständen mit Spannungsimpulsen sind zwei Möglichkeiten zu betrachten:

- 1) Periodische Pulsfolgen, deren mittlere Last höchstens gleich der zulässigen Belastbarkeit ist, mit Spitzenspannungen bis zur 3,5-fachen maximalen Betriebsspannung und einer Spitzenlast bis zur 6-fachen zulässigen Belastbarkeit.
- 2) Sporadisch auftretende Einzelimpulse von kurzer Impulsdauer mit sehr hoher Spitzenleistung.

Ein Betrieb mit periodischer Pulsfolge nach 1) ist in den Widerstandsnormen berücksichtigt und darf zu einer gleich großen Drift führen, wie das für die Belastung an Gleich- oder Wechselspannung bereits angegeben wurde.

Die unter 2) genannten Beanspruchungen mit sehr energiereichen Einzelimpulsen sind sehr vielfältig und von den Normen bisher nicht erfaßt. Ihre Ursachen sind in erster Linie atmosphärische Entladungen oder elektrische Schaltvorgänge. Die Leistung der meist sehr kurzzeitigen Stöße (Impulsdauer einige Mikrosekunden) kann im kW-Bereich liegen.

Der typische Einzelimpuls wird durch die Anstiegszeit t_s , die Rückenhalbwertszeit t_R und die maximale Impulsspannung U_s beschrieben. Die beobachteten Anstiegszeiten liegen zwischen etwa 1 μs und einigen 100 μs , die Rückenhalbwertszeiten zwischen etwa 10 μs und einigen ms. Für Stoßspannungsprüfungen an Geräten wird der Normimpuls mit $t_s = 1,2 \mu s$ und $t_R = 50 \mu s$ empfohlen.

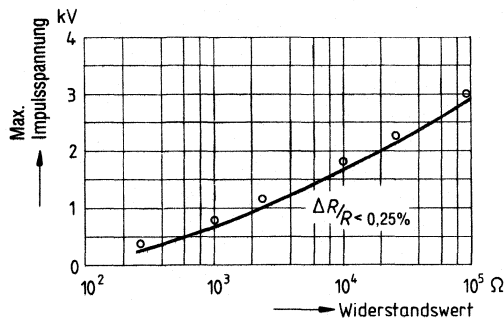
Die kappenlosen Widerstände zeigen auf Grund ihres Aufbaus und der sehr guten Wärmeleitfähigkeit der Trägerkeramik eine besonders hohe Einzelimpulsfestigkeit. Der Tabelle 3 ist die relative Impulsbelastbarkeit für die verschiedenen Widerstandsschichten und Technologien zu entnehmen.

Im Diagramm sind die maximal zulässigen Impulsspannungen für die kappenlosen Bauformen der DIN-Größe 0207 in Abhängigkeit vom Widerstandswert aufgetragen, bei denen die Wertänderungen nach 100 Normimpulsen unter 0,25% liegen. Der übliche Weg, die Zulässigkeit einer Belastung mit bestimmten Einzelimpulsen zu klären, ist ein Test unter den gewünschten Bedingungen.

Diagramm

Impulsbelastbarkeit von kappenlosen Widerständen B 51 276 und B 54 321

Maximale Impulsspannung in Abhängigkeit vom Widerstandswert
 Impulsform 1,2/50 ($\mu\text{s}/\mu\text{s}$), Impulsfolge 25 Imp/Min, 100 Impulse



Stromrauschen und Nichtlinearität

Stromrauschen entsteht durch statistische Leitfähigkeitsschwankungen in der Widerstandsschicht. Es ist proportional dem durch den Widerstand fließenden Strom. Die Messung erfolgt nach DIN 44049, Teil 1.

Nichtlinearität (Klirrdämpfung) ist die Abweichung des Verhaltens eines Festwiderstandes vom Ohmschen Gesetz. Sie äußert sich z.B. darin, daß bei einer Beanspruchung des Widerstandes mit einem rein sinusförmigen Strom Spannungen mit ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz auftreten. Die Messung erfolgt nach DIN 44049, Teil 2.

Die günstigsten Rausch- und Klirrwerte werden von CrNi-Metallschichtwiderständen erreicht. Grenzdaten siehe Bauformblätter.

Der Einsatz von Widerständen mit 100%ig überprüften Rausch- und Klirrwerten verringert die Wahrscheinlichkeit für Drift- und Totalausfälle, wie durch Dauerversuche nachgewiesen wurde.

Auswahl von Schichtwiderständen

Erstes Kriterium für die Auswahl eines Schichtwiderstandes ist die auftretende Belastung, durch die gemäß Wärmewiderstand und höchstzulässiger Betriebstemperatur entsprechende Minimalgrößen festgelegt sind.

Entsprechend den Anforderungen an Temperaturkoeffizient, Konstanz und sonstige elektrische Eigenschaften ist dann im Sinne der in Tabelle 4 angeführten Kriterien – meist unter Berücksichtigung des Preises – eine geeignete Schichtart auszuwählen:

Kohleschichtwiderstände zeigen die geringste Empfindlichkeit gegen extreme Impulsüberlastung, Metallschichtwiderstände entsprechen den Wünschen nach sehr hoher Langzeitkonstanz und geringer Temperaturabhängigkeit des Widerstandswertes, Edelmetallschichtwiderstände zeichnen sich durch Unempfindlichkeit gegenüber Feuchtebeanspruchung aus. Eingehende Kenntnisse der wesentlichen Eigenschaften der einzelnen Widerstandsschichten ermöglichen es dem Anwender, schon bei der Projektierung der Schaltung den richtigen Schichtwiderstand zu wählen und so ein optimales Funktionieren seines Gerätes zu gewährleisten.

Tabelle 4 Zur Auswahl von Widerstandsschichten

| | Kohle | Metall | Edelmetall | Schichtgemisch |
|--|-------|--------|------------|----------------|
| sehr hohe Langzeitkonstanz | | x | | |
| hohe Langzeitkonstanz | x | | x | |
| kleiner Temperaturkoeffizient | | x | | |
| sehr niedriges Stromrauschen, sehr niedrige Nichtlinearität | | x | x | |
| hohe Betriebstemperatur | | x | x | |
| Beanspruchung mit Hochleistungs-Einzelimpulsen | x | | | |
| Betrieb unter extremer Feuchte-Beanspruchung | | | x | |
| sehr hohe Betriebszuverlässigkeit | x | x | x | |
| extrem niedrige Widerstandswerte | | | x | |
| extrem hohe Widerstandswerte | | | | x |
| niedrige Thermospannung | x | x | | |

Beispiele zu Schichtwiderständen

Kohleschicht-Widerstände KARBOWID®

Hochlast-Kleinstwiderstände

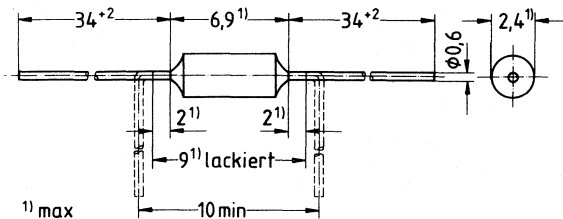
Kappenlose Ausführung, lackiert, Größe 0207
 nach DIN 44051 für allgemeine Anforderungen, Belastbarkeit 1 W
 nach DIN 44052, DIN 44055 für erhöhte Anforderungen mit kleiner Drift und kleinem
 Ausfallquotienten, Belastbarkeit 0,7 W.

Widerstand, bestehend aus einem Spezial-Keramikkörper hoher Wärmeleitfähigkeit als Träger
 einer schutzlackierten Glanzkohleschicht. Die Widerstandsenden sind metallisiert und durch
 hochschmelzendes Lot mit den Anschlußdrähten verbunden. Hierdurch wird eine einwand-
 freie elektrische Kontaktgabe bei guter mechanischer Festigkeit erreicht.

Gegen Umwelteinflüsse sind die Widerstände durch eine blaue Mehrfach-Einbrennlackierung
 geschützt.

Widerstandswert und Toleranz sind durch IEC-Farbcodierung¹⁾ gekennzeichnet.

Gegurtet nach IEC 286-1



| Bauform | Eigenschaften (Kennziffer) | Belastbarkeit $\vartheta_u \leq 40 \text{ °C}$ | Wertebereich | Widerstands- toleranz | Vorzugs- werte- reihe |
|-------------|----------------------------------|---|--------------------------------|--------------------------|-----------------------------|
| B 51 276-A2 | nach DIN 44051 | 1 W | 10 Ω bis 1,5 M Ω | $\pm 2\% \triangleq G$ | E 24 |
| | HF-Ausführung ungewendelt (1) | | 10 Ω bis 360 Ω | $\pm 2\% \triangleq G$ | |
| B 51 276-A2 | nach DIN 44052 und DIN 44055 | 0,7 W | 10 Ω bis 1,5 M Ω | $\pm 2\% \triangleq G$ | E 24 E 24 ²⁾ |
| | HF-Ausführung ungewendelt (1) | | 10 Ω bis 1,0 M Ω | $\pm 1\% \triangleq F$ | |
| | | | 10 Ω bis 360 Ω | $\pm 2\% \triangleq G$ | |

Bezeichnungsbeispiel, unverschlüsselt: B 51 276-A2; 33 k Ω $\pm 2\%$

Bezeichnungsbeispiel = Sachnummer: B 51 276-A2333-G

¹⁾ 4 Farbringe

²⁾ Zusätzlich auch nach Reihe E 96 lieferbar (5 Farbringe).

Kohleschicht-Widerstände KARBOWID®

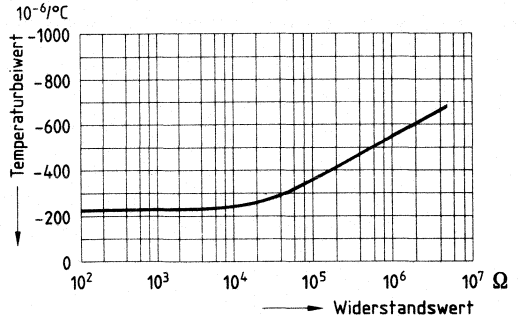
| | | | |
|---|---------------------------------|--|--|
| Eigenschaften | | nach DIN 44051 | nach DIN 44052 und DIN 44055 |
| Baugröße | | 0207 | |
| Max. Belastbarkeit¹⁾ | $\vartheta_u \leq 40\text{ °C}$ | 1 W | 0,7 W |
| | $\vartheta_u = 70\text{ °C}$ | 0,75 W | 0,46 W |
| Wärmewiderstand R_{th} bei $\vartheta_o\text{ max}$ | | 115 K/W | 120 K/W |
| Max. Oberflächentemperatur $\vartheta_o\text{ max}$ | | 155 °C | 125 °C |
| Betriebszuverlässigkeit bezogen auf $\vartheta_u \leq 40\text{ °C}$ und $\vartheta_o = 125\text{ °C}$ Betriebsbrauchbarkeitsdauer Ausfallquotient für Vollaussfall Werte $\leq 100\text{ k}\Omega$ Werte $> 100\text{ k}\Omega$ | | 220 000 h nach DIN 44 051 | 220 000 h $< 10^{-9}/h$ $< 10^{-8}/h$ |
| Höchstzulässige Dauerspannung Gleichspannung oder Effektivwert der Wechsellspannung | | 750 V | 350 V |
| Durchschlagsfestigkeit der Isolation²⁾ | | 700 V | |
| Zugfestigkeit der Anschlußdrähte in axialer Richtung | | $\geq 40\text{ N}$ | |
| Lötwärmebeständigkeit Prüfung Tb nach DIN IEC 68-2-20 $\left \frac{\Delta R}{R} \right \leq (0,25\% + 0,1\ \Omega)$ | | Temperatur des Lötbades Lötdauer Lötabstand vom Widerstandskörper | max. 260 °C max. 10 s min. 2 mm |
| Anwendungsklasse nach DIN 40040 Untere Grenztemperatur Obere Grenztemperatur Feuchtekategorie IEC-Prüfklasse | | FHF F -55 °C H +155 °C F | FKF F -55 °C K +125 °C F 55/155/56 |
| Nichtlinearität (Klirrdämpfung) 95% aller Widerstände dürfen diese Werte nicht unterschreiten. Die für 1 k Ω angegebenen Werte gelten auch für kleinere Widerstandswerte | | <p style="text-align: center;"> \uparrow Nichtlinearität \rightarrow Widerstandswert </p> | |

¹⁾ Gültig im Temperaturbereich zwischen 25 °C und 125 °C

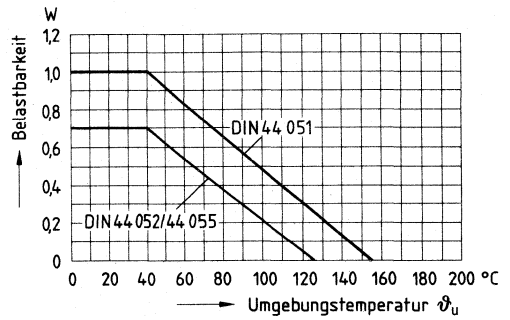
²⁾ bei unbeschädigter Lackschicht

Kohleschicht-Widerstände KARBOWID®

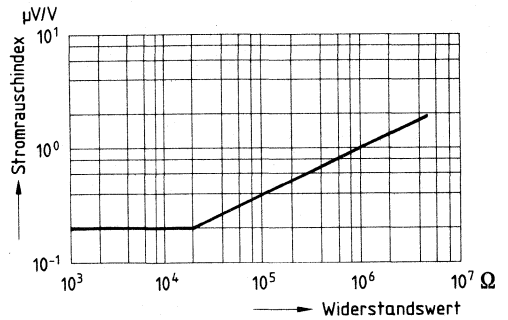
Temperatur-Koeffizient α_R
des Widerstandswertes



Belastbarkeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_u
bei Oberflächentemperatur ϑ_o



Stromrauschen
Größtwerte für 95% aller Widerstände
Prüfmethode nach DIN 44049



Metallschicht-Widerstände SIMEWID®

Präzisionswiderstände

lackiert, für erhöhte Anforderungen
mit kleinem Temperaturkoeffizienten
Größe 0207 nach DIN 44061

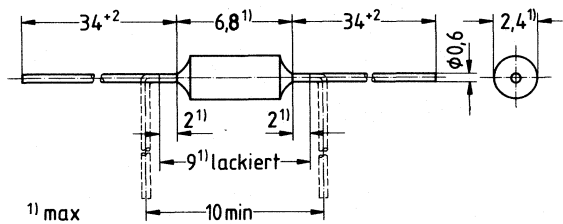
Kappenlose Metallschichtwiderstände für Anwendungen, bei denen hohe Stabilität und ein niedriger Temperaturkoeffizient benötigt werden.

Die Metallschicht ist im Hochvakuum auf Keramikkörper mit hoher Wärmeleitfähigkeit aufgebracht. Die Anschlußelemente sind stabil und kontaktsicher befestigt. Gegen Umwelteinflüsse sind die Widerstände durch eine hellblaue Mehrfach-Einbrennlackierung geschützt.

Diese Widerstände eignen sich für dieselbe Impulsbelastung wie Kohleschicht-Widerstände gleicher Baugröße. Sie sind trotz ihrer kleinen Abmessungen höher belastbar als DIN und MIL vorschreiben.

Widerstandswert und Toleranz sind durch IEC-Farbcodierung¹⁾ gekennzeichnet.

Gegurtet nach IEC 286-1



| Bauform | Belastbarkeit bei $\vartheta_u = 40^\circ\text{C}$ | Wertebereich | Temperaturkoeffizient α_R (Kennziffer) | Widerstandstoleranz | Vorzugswertereihe |
|-------------|--|--|---|--|----------------------------|
| B 54 321-B4 | 1,1 W | 4,7 Ω bis 1,5 M Ω 10 Ω bis 1 M Ω | $\pm 100 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ (1) $\pm 50 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ (2) | $\pm 2\% \triangleq \text{G}$ $\pm 1\% \triangleq \text{F}$ | E 24 E 96 ²⁾ |
| B 54 321-B9 | 0,7 W | 10 Ω bis 511 k Ω 49,9 Ω bis 249 k Ω | $\pm 25 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ (3) $\pm 25 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ (3) | $\pm 0,5\% \triangleq \text{D}$ $\pm 0,1\% \triangleq \text{B}$ | E 192 E 192 |

Bezeichnungsbeispiel, unverschlüsselt: B 54 321-B4; 24,9 k $\Omega \pm 1\%$; $\alpha_R = \pm 50 \cdot 10^{-6}/\text{K}$

Bezeichnungsbeispiel = Sachnummer: B 54 321-B4243-F902
Kleinerer Temperaturkoeffizient und engere Toleranz auf Anfrage.

¹⁾ 5 Farbringe

²⁾ Zusätzlich auch nach Reihe E24 lieferbar.

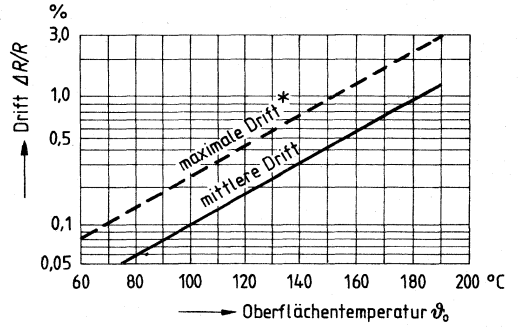
Metallschicht-Widerstände SIMEWID®

| | | |
|---|---|--|
| Bauform | B 54 321-B4 | B 54 321-B9 |
| Eigenschaften und Baugröße nach DIN 44061 ähnlich MIL-R-10509 F, Charakteristik D | 0207 | |
| Max. Belastbarkeit bei $\vartheta_u \leq 40^\circ\text{C}$ bei $\vartheta_u = 70^\circ\text{C}$ | 1,1 W 0,9 W | 0,7 W 0,45 W |
| Wärmewiderstand R_{th} | 120 K/W | |
| Max. Oberflächentemperatur $\vartheta_{o,max}$ | 175 °C | 125 °C |
| Betriebszuverlässigkeit bezogen auf $\vartheta_u \leq 40^\circ\text{C}$ und $\vartheta_o = 125^\circ\text{C}$ Betriebsbrauchbarkeitsdauer Ausfallquotient für Vollaussfall Werte $\leq 100\text{ k}\Omega$ Werte $> 100\text{ k}\Omega$ | 220 000 h $< 10^{-9}/\text{h}$ $< 10^{-8}/\text{h}$ | |
| Temperaturbeiwert α_R (Kennziffer = Stelle 15 der Sachnummer) | $\pm 100 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ Kennziffer: 1 $\pm 50 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ Kennziffer: 2 | $\pm 25 \cdot 10^{-6}/\text{K}^1$ Kennziffer: 3 |
| Max. Betriebsspannung | 350 = | |
| Durchschlagsfestigkeit der Isolation | 700 V- | |
| Isolationswiderstand ²⁾ | $> 10^{10}\ \Omega$ | |
| Zugfestigkeit der Anschlußdrähte in axialer Richtung | $\cong 40\text{ N}$ | |
| Lötwärmebeständigkeit Prüfung Tb nach DIN IEC 68-2-20 | Temperatur des Lötbad Löttdauer Lötstand vom Wider- standskörper | max. 260 °C max. 10 s min. 2 mm |
| $\left \frac{\Delta R}{R} \right \cong (0,25\% + 0,1\ \Omega)$ | | |
| Anwendungsklasse nach DIN 40040 Untere Grenztemperatur Obere Grenztemperatur Feuchteklasse IEC-Prüfklasse | EGF E -65 °C G + 175 °C F 65/175/56 | EKF E -65 °C K +125 °C F 65/125/56 |
| Gewicht | $\approx 0,27\text{ g}$ | |

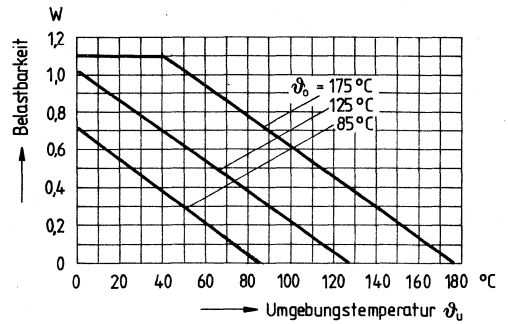
¹⁾ Gültig im Temperaturbereich zwischen 25 °C und 125 °C

²⁾ bei unbeschädigter Lackschicht

Abhängigkeit der Drift $\Delta R/R$ nach 10 000 h Betriebsdauer von der Oberflächentemperatur ϑ_0
 (gültig für den gesamten Fertigungsbereich)



Belastbarkeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_u
 bei der Oberflächentemperatur ϑ_0



* Gültig für 99% aller Widerstände

2.1.2 Drahtwiderstände

Eigenschaften von Drahtwiderständen

Bei Drahtwiderständen mit niedriger Belastbarkeit besteht der Trend, auf die preisgünstigeren und im Vergleich zu Kohlewiderständen höher belastbaren und stabileren Metallschichtwiderstände überzugehen. Die Substitution von Drahtwiderständen ist aber nur relativ selten möglich, da auf ihre spezifischen Eigenschaften wie

- hohe Belastbarkeit bei kleinem Raumbedarf
- geringste Drift
- höchste Impulsfestigkeit
- geringstes Rauschen und Klirren
- engste Toleranzen
- niederohmige Werte usw.

meistens nicht verzichtet werden kann.

Die **axialen und radialen Drahtwiderstände** basieren auf zylindrischen Keramikkörpern mit einlagigen Wicklungen, die kontaktsicher und mechanisch stabil an den Anschlußelementen befestigt sind, und zwar an Kappen mit angeschweißten Anschlußdrähten bei den axialen Typen und an Schellen bei den meist größeren radialen Ausführungen.

Widerstandsdrähte mit Durchmesser $\leq 0,1$ mm und Blankdrahtwicklungen werden durch Lackierung geschützt. Der Lack besitzt eine der Wicklungstemperatur angemessene Temperaturfestigkeit und dient als Korrosionsschutz und zur mechanischen Festlegung der Wicklung. Durchschlagfestigkeit und Isolierwiderstand der Lackierung sind normalerweise nicht spezifiziert und nur über teuren Mehraufwand zu erreichen.

Bei unlackierten Wicklungen werden nur Widerstandsdrähte mit Oxidationsschutzschicht verwendet. Die Durchschlagfestigkeit der Oxidationsschicht in Höhe von 10 bis 15 V ermöglicht eine Wicklung Windung-an-Wicklung und damit hochohmigere Widerstandswerte.

Bei mehrlagigen Wicklungen wird lackierter Widerstandsdraht eingesetzt.

Radiale Drahtwiderstände werden mit unterschiedlichen Anschlußschellen und mit einer oder mehreren Zwischenschellen, die fest oder verstellbar sind, gefertigt.

Induktivitätsarme Drahtwiderstände für Frequenzen über 10 kHz werden durch Bifilarwicklung oder durch gegenläufige Kammerwicklung erreicht. Es werden Toleranzen bis 0,1% geliefert.

Zündkerzenwiderstände dienen der Funkenstörung von Verbrennungsmotoren. Sie besitzen einen breitbandigen Scheinwiderstand im Bereich 30 bis 300 MHz.

Fernmeldegeräthewiderstände gibt es z.B. als Funkenlöschwiderstände zur gleichzeitigen Sicherung der Schaltmagnete von Fernsprengeräten bei Kurzschluß in Funkenlöschkreisen und als Lastwiderstände mit einseitigen Lötflächenanschlüssen.

Als **Vorschaltwiderstände** werden regelbare Draht-Spindel-Widerstände mit unterschiedlicher Spindelsteigung für Grob- und Feineinstellung eingesetzt.

Als **Potentiometerwiderstände** dienen regelbare Draht-Spindel-Widerstände in Potentiometerschaltung. In ihr Konstanzverhalten gehen neben den verwendeten Materialien die Übergangswiderstände an Spindel und Schleifer ein. Die Stabilität läßt sich erhöhen durch galvanische Verbindung des Schleifers mit den Anschlüssen und durch Einsatz von oxidationsfreien Edelmetalllegierungen für Schleifer und Widerstandsdraht.

Beispiel zu Drahtwiderständen

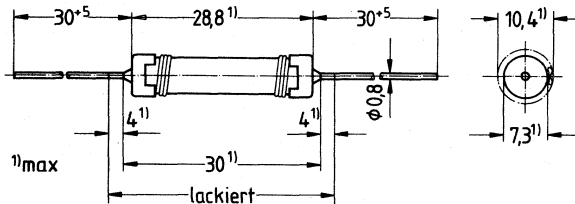
für erhöhte Anforderungen

Keramikkörper mit einlagiger Wicklung. Anschlußelemente aus Eisen verkupfert und verzinkt.
Elektrische Eigenschaften und allgemeine technische Angaben entsprechend DIN 44185.

Anwendungsklasse: FGF; -55 bis 170 °C, Feuchteklasse F, nach DIN 40040.

IEC-Prüfklasse: 55/170/21

Auch nach IEC 286-1 getupet als Bauform B 52 290-J9 bzw. B 52 290-J2 lieferbar.



Abmessungen
nach DIN 41099

| Bauform | Belastbarkeit $\vartheta_u = 40$ °C | Wertebereich | TK und Drift | Widerstands- toleranz | lackiert |
|-------------|--|--|---|---|-----------------|
| B 52 290-A9 | 2 W | – | $< 100 \cdot 10^{-6}/K$ | $\pm 10\% \triangle K$ | $> 12,5 \Omega$ |
| | | 1 Ω bis 1,2 k Ω 3,9 Ω bis 2,7 k Ω 27 Ω bis 2,7 k Ω | $\frac{\Delta R^*}{R} < 0,5\%$ Konstantendraht | $\pm 5\% \triangle J$ $\pm 2\% \triangle G$ $\pm 1\% \triangle F$ | $> 175 \Omega$ |
| B 52 290-A2 | 2 W | 1,2 k Ω bis 6,8 k Ω | $< 250 \cdot 10^{-6}/K$ | $\pm 10\% \triangle K$ | $> 12,5 \Omega$ |
| | | $> 1,2$ k Ω bis 6,8 k Ω $> 2,7$ k Ω bis 6,8 k Ω – | $\frac{\Delta R^*}{R} < 2\%$ Chromnickeldraht | $\pm 5\% \triangle J$ $\pm 2\% \triangle G$ $\pm 1\% \triangle F$ | $> 175 \Omega$ |

Bezeichnungsbeispiel, unverschlüsselt: B 52 290-A9; 220 $\Omega \pm 5\%$

Bezeichnungsbeispiel = Sachnummer: B 52 290-A9221-J

Vorzugswertreihe: E 12

*) Zu erwartende Änderungen des Widerstandswertes
nach 5000 h Lagerung, plus 5000 h mit Nennlast, bei $\vartheta_u = 20 \pm 5$ °C,
relative Feuchte $< 60\%$.

2.2 Nichtlineare Widerstände

2.2.1 Heißleiter

Allgemeine Angaben

Heißleiter (THERNEWID®, NTC-Thermistoren) sind nach DIN 44070 Halbleiterwiderstände, deren Widerstandswerte mit steigender Temperatur abnehmen. Ihre negativen Temperaturkoeffizienten des Widerstandswertes betragen 3 bis 6%/K, sind also etwa zehnmal größer als die der Metalle. Heißleiter bestehen aus polykristalliner Mischoxidkeramik. Der Leitungsmechanismus ist komplex, d. h. es kann Störstellenleitung oder Eigenleitung auftreten. Vielfach besitzen die Heißleiter Spinellstruktur und zeigen dann Valenzleitung.

Elektrische Eigenschaften

Verhalten des nicht belasteten Heißleiters

Widerstandswert – Temperaturkennlinie

Die Abhängigkeit des Widerstandswertes eines Heißleiters von der Temperatur lässt sich mit guter Näherung durch folgende Gleichung beschreiben:

$$R_T = A \cdot e^{B/T} \quad (1)$$

oder umgeformt

$$R_T = R_N \cdot e^{B(1/T - 1/T_N)} \quad (2)$$

Darin bedeuten

R_T den Widerstandswert eines Heißleiters bei der Temperatur T in K

R_N den Widerstandswert eines Heißleiters bei der Temperatur T_N in K

A eine Konstante mit der Dimension Ω

B eine Materialkonstante des Heißleiters mit der Dimension K, der „B-Wert“

Aus den Gleichungen (1) oder (2) ergibt sich der Temperaturkoeffizient eines Heißleiters

$$\alpha_R = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} = -\frac{B}{T^2} \quad (3)$$

Die in den Gleichungen (1) und (2) angegebene Näherung für die Widerstandswert-Temperaturkennlinie wird für die meisten Anwendungsfälle ausreichen.

Für genaue Messungen über einen großen Temperaturbereich kann man durch verschiedene Korrekturformeln verbesserte Annäherungen erhalten. Nach unserer Erfahrung bedeutet es den geringsten Rechenaufwand, wenn nur der B-Wert als temperaturabhängig angenommen wird in der Form

$$B(\vartheta) = B [1 + \beta(\vartheta - 100)] \quad (4)$$

$$\beta = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K für } \vartheta > 100 \text{ °C}$$

$$\beta = 5 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K für } \vartheta < 100 \text{ °C}$$

ϑ ist die Temperatur in °C, also $T = \vartheta + 273,15 \text{ K}$.

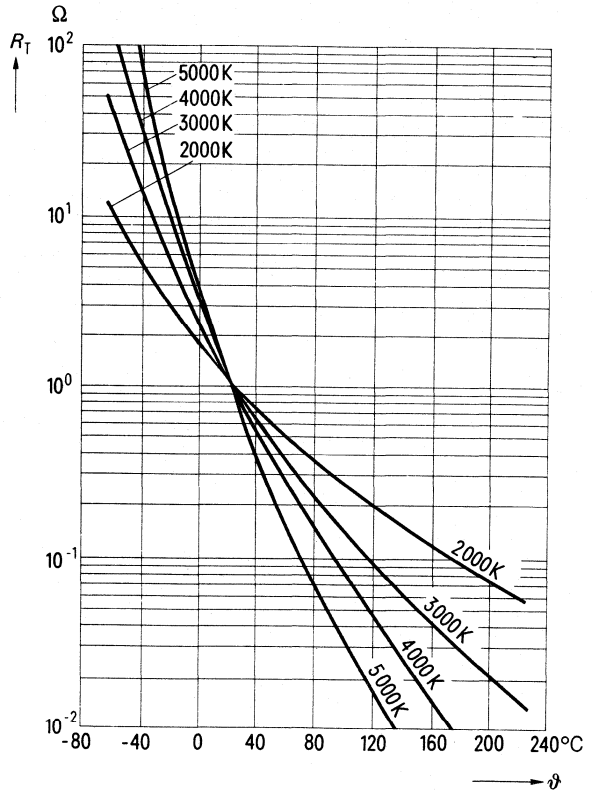


Bild 1
Widerstands-Temperatur-Kennlinien
(Parameter - B)

Verhalten des elektrisch belasteten Heißleiters

Allgemeines

Für die Erwärmung eines Heißleiters durch elektrische Belastung gilt allgemein

$$P = G_{th} (T - T_u) + C_{th} \cdot \frac{dT}{dt} \quad (5)$$

- P elektrische Belastung
- G_{th} Wärmeleitwert des Heißleiters
- T Temperatur des Heißleiters
- T_u Umgebungstemperatur
- C_{th} Wärmekapazität des Heißleiters
- $\frac{dT}{dt}$ Änderung der Temperatur mit der Zeit

Spannungs-Stromkennlinie

Führt man dem Heißleiter konstante elektrische Leistung zu, so wird sich zunächst seine Temperatur erheblich ändern, diese Änderung klingt jedoch ab. Nach einiger Zeit ist der stationäre Zustand erreicht, die zugeführte Leistung wird durch Wärmeleitung oder Wärmestrahlung an die Umgebung abgegeben.

In diesem Fall wird in Gl. (5) $\frac{dT}{dt} = 0$; damit erhält man

$$P = G_{th} (T - T_u) \quad (7)$$

$$I^2 \cdot R_T = G_{th} (T - T_u) \quad (7a)$$

$$\frac{U^2}{R_T} = G_{th} (T - T_u) \quad (7b)$$

wobei R_T der (temperaturabhängige) Widerstandswert des Heißeiters ist.

Trägt man die bei konstanter Temperatur gewonnenen Werte der Spannung als Funktion des Stromes auf, so erhält man die Spannungs-Stromkennlinie des Heißeiters. Die Gleichungen (7a) und (7b) sind die Parameterdarstellung dieser Kennlinie, mit ihrer Hilfe lassen sich die Spannungs-Stromkennlinien für verschiedene Umgebungstemperaturen berechnen oder in einem doppellogarithmischen Koordinatensystem grafisch konstruieren. [Hier werden ja die Kurven gleicher Leistung ($P = \text{const.}$) und die Kurven gleichen Widerstandswertes ($R_T = \text{const.}$) zu Geraden unter 45° .]

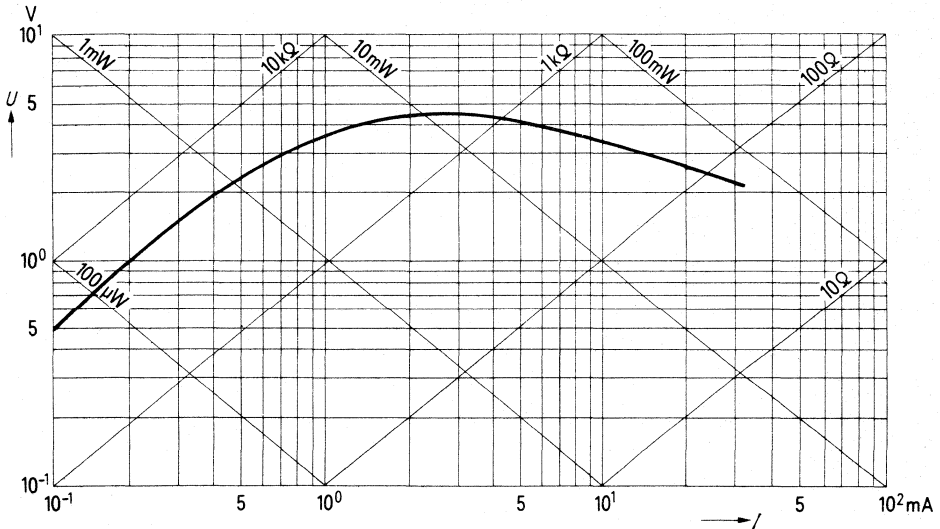


Bild 2 Spannungs-Stromkennlinie des Heißeiters A34-2/30

Die Spannungs-Stromkennlinie des Heißeiters hat drei verschiedene Bereiche:

1. den geradlinigen Anstiegsteil, in dem die zugeführte Leistung so gering ist, daß keine merkliche Eigenerwärmung stattfindet. Der Widerstandswert des Heißeiters ist hier nur von der Umgebungstemperatur bestimmt.
2. den verzögerten Anstieg bis zum Spannungsmaximum, in dem der Widerstandswert des Heißeiters bereits merklich abnimmt. Im Spannungsmaximum ist die relative Widerstandsabnahme $\Delta R/R$ durch die Erwärmung gleich der relativen Stromzunahme $\Delta I/I$.
3. den fallenden Teil, in dem die relative Widerstandsabnahme größer ist als die relative Stromzunahme.

Nach Gl. (7a) und (7b) geht in den Verlauf der Spannungs-Stromkennlinie neben dem Widerstandswert des Heißeiters R_T auch der Wärmeleitwert G_{th} des Heißeiters ein. Dieser ist nicht nur von der Größe und Form des Heißeiters und seinen Anschlußdrähten abhängig, sondern auch von dem den Heißeiter umgebenden Medium.

Die in den Datenblättern angegebenen Spannungs-Stromkennlinien gelten für ruhende Luft als umgebendes Medium. In strömender Luft oder auch in einer Flüssigkeit erhöht sich der Wärmeleitwert und die Spannungs-Stromkennlinie verschiebt sich zu größeren Spannungs- und Stromwerten. Das Umgekehrte gilt im Vakuum.

Aus der Lage der Spannungs-Stromkennlinie kann damit auf das umgebende Medium geschlossen werden. Daraus ergibt sich die Möglichkeit, Heißleiter als Fühler für Strömungsgeschwindigkeit von Gasen und Flüssigkeiten, zur Vakuummessung oder zur Gasanalyse einzusetzen.

Strom-Zeit-Kennlinie

Legt man einen Heißleiter über einen Vorwiderstand an eine Spannungsquelle und mißt den Strom unabhängig von der Zeit, so erhält man die Strom-Zeit-Kennlinie des Heißleiters.

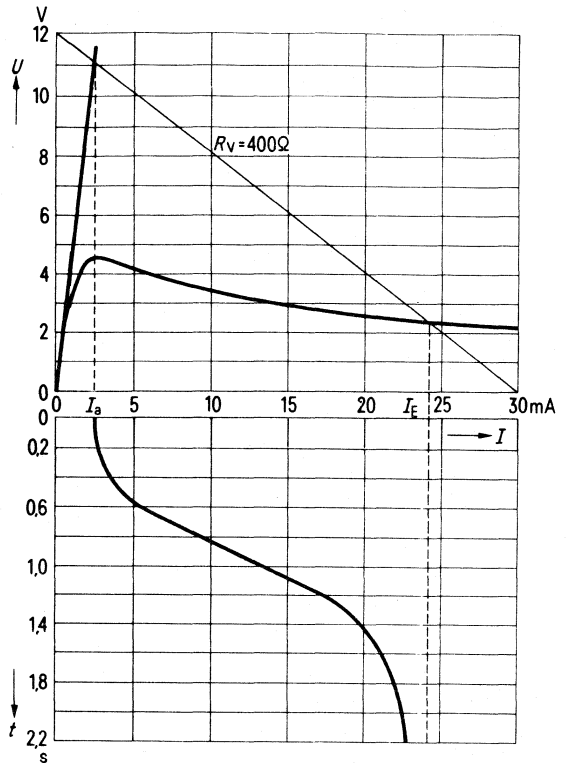


Bild 3
Strom-Zeit-Kennlinie des Heißleiters
A 34-2/30

Beim Anlegen der Spannung ist der Heißleiter kalt, also hochohmig, es fließt nur ein geringer Strom. Durch diesen Strom erwärmt sich der Heißleiter und die ihm zugeführte Leistung nimmt umso mehr zu, je mehr sich der Widerstandswert des Heißleiters dem des Vorwiderstandes nähert. Dadurch wird der Stromanstieg immer steiler, bis der Widerstandswert des Heißleiters gleich dem des Vorwiderstandes ist. Für weiter abnehmenden Widerstandswert des Heißleiters wird die zugeführte Leistung als Folge der wachsenden Fehlanpassung wieder geringer, der Strom strebt einem Endwert zu. Hier wird dann die ganze zugeführte Leistung dazu verbraucht, die Übertemperatur aufrechtzuerhalten.

Der Verlauf der Strom-Zeit-Kennlinie ist vor allem dann von Bedeutung, wenn der Heißleiter zur Relaisverzögerung oder zur Unterdrückung von Stromstößen eingesetzt wird. Nur bei Heißleitern, die speziell für diese Anwendungsfälle hergestellt werden, sind Strom-Zeit-Kennlinien in den Datenblättern angegeben.

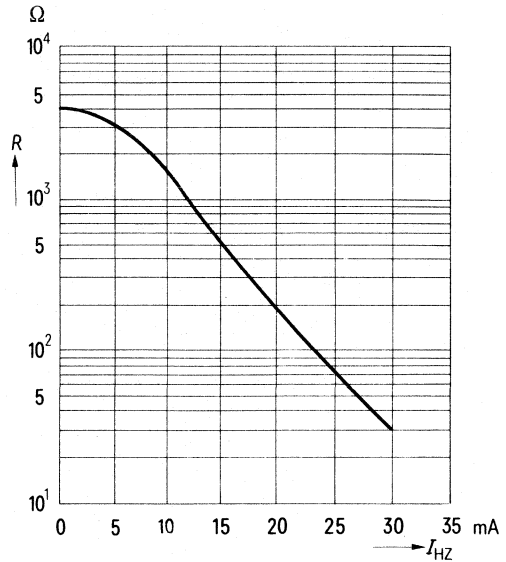


Bild 4
Widerstandswert-Heizerstrom-Kennlinie
des Heißleiters F75-34/14 u

Hinweise für die Anwendung

Anwendungsmöglichkeiten (Beispiele)

Auf Grund der angegebenen Eigenschaften von Kennlinien der Heißleiter ergibt sich eine Vielzahl von Anwendungsmöglichkeiten:

- **In der Unterhaltungselektronik**
Temperaturkompensation von HiFi-Endstufen mit SIPMOS-Transistoren, abstimmbare HF-Kreise mit Kapazitätsdioden, automatisch umschaltbare Netzteile für Fernsehgeräte
- **In der Industrieelektronik**
Temperaturstabilisierung von Laserdioden und Fotoelementen mit PELTIER-Kühler, Ladegerät für Solargeneratoren, Vergleichsstellenkompensation von Thermoelementen, Temperaturkompensation von Kupferspulen, Bremsstrombegrenzung bei Kettensägen, Begrenzung des Einschaltstroms bei Leuchtstoff, Projektions- und Halogenlampen
- **In der Kommunikationstechnik**
Schaltnetzteile für Kommunikations-Endgeräte, Personalcomputer, Monitore usw.

- In der Kfz-Elektronik
Temperaturwarngerät mit Außentemperaturmessung, Fahrgastraumtemperatursteuerung, elektronische Benzin- und Dieseleinspritzanlagen, Tankfüllstandsanzeige mit geheiztem NTC, Temperaturabschaltung des Turboladers, Temperaturmessung im Bremsystem und Zylinderkopf, Messung von Kühlwasser-, Motoröl- und Getriebeöltemperatur
- In der Heizungs- und Klimatechnik
Witterungsgeführte Heizungsanlagen, Heizkostenverteiler, Raumtemperaturüberwachung, Vorlauftemperaturmessung bei Heizungsanlagen, Abschaltregler bei Gasboilern und Warmwasserheizungen, Messung von Abgas- und Brennertemperaturen
- In der Medizin
Temperaturfühler für medizinische Elektrothermometer, Temperaturkontrolle bei Infusionen, insbesondere bei Herzkatheterisierung
- In Haushaltsgeräten
Drehzahlstabilisierung bei Küchenmaschinen und Handrührstäben, Heißlufttemperaturregler für Haartrockner, Staubsauger mit Temperatursicherung, Temperaturregelung für Waschmaschinen, Trockner und Gefriergeräte, Regelung der Bratofentemperatur und Topfbodentemperatur bei Kochplatten, Steuerung der Temperatur bei pyrolytischer Reinigung, Sanftanlauf für Staubsaugermotore

Dimensionierungshinweise

Temperaturmessung und -regelung

Gegenüber anderen handelsüblichen Temperaturfühlern besitzen Heißleiter bei vielen Anwendungsfällen erhebliche Vorteile:

- a) der hohe Widerstandswert macht den Einfluß von Zuleitungen vernachlässigbar. Wegen des breiten Spektrums an verschiedenen Widerstandswerten kann für jeden Anwendungsfall der bestmögliche Widerstandswert ausgewählt werden.
- b) der große Temperaturkoeffizient macht es möglich, Temperaturdifferenzen von 10^{-4} K oder weniger mit geringerem Aufwand zu messen.
- c) die geringen Baugrößen, die bei Heißleitern möglich sind, ermöglichen kleine Zeitkonstanten und damit sehr schnelles Ansprechen der Fühler. Der kleinste Meßheißleiter besitzt einen Durchmesser von nur 0,4 mm.

Die Toleranzen können, falls nötig, durch Vor- und Parallelwiderstände zum Heißleiter abgeglichen werden. Dadurch kann auch die Widerstands-Temperaturkennlinie nach Gleichung (2) linearisiert werden. Allerdings wird durch jede Beschaltung mit festen Widerständen die Steilheit der Kennlinie geringer.

Heißleiter, die zur Temperaturmessung eingesetzt werden, sollen elektrisch so schwach belastet sein, daß keine nennenswerte Erwärmung auftritt und der Widerstandswert des Heißleiters nur von der Umgebungstemperatur bestimmt wird.

Wird eine Übertemperatur ΔT durch die Eigenerwärmung zugelassen, so ist

$$I = \sqrt{\frac{G_{th} \cdot \Delta T}{R_T}} \quad \text{und} \quad U = \sqrt{G_{th} \cdot \Delta T \cdot R_T} \quad (8a), (8b)$$

Als Faustregel gilt, daß die Übertemperatur ΔT kleiner sein soll, als die gewünschte Meßgenauigkeit. Der Wärmeleitwert G_{th} ist im Datenblatt des Heißleiters meist für ruhende Luft als umgebendes Medium angegeben.

Bei Betrieb in Flüssigkeit oder bei Einbau in ein Gehäuse kann sich der Wärmeleitwert um den Faktor 2 bis 5 vergrößern, so daß dann höhere Belastung möglich ist.

Temperaturkompensation und Linearisierung

Auch hier soll die elektrische Belastung so gering sein, daß der Widerstandswert des Heißeiters nur von der Umgebungstemperatur bestimmt wird.

Bei Kompensationsanwendungen stört vielfach die sehr starke Nichtlinearität der Heißeiterkennlinie.

Durch Parallelschaltung eines festen Widerstandes kann man jedoch für einen Temperaturbereich von etwa 100 K eine weitgehende Linearisierung der Heißeiterkennlinie erreichen. Die Kombination Heißeiter – Parallelwiderstand besitzt abhängig von der Temperatur eine S-förmige Kennlinie mit einem Wendepunkt.

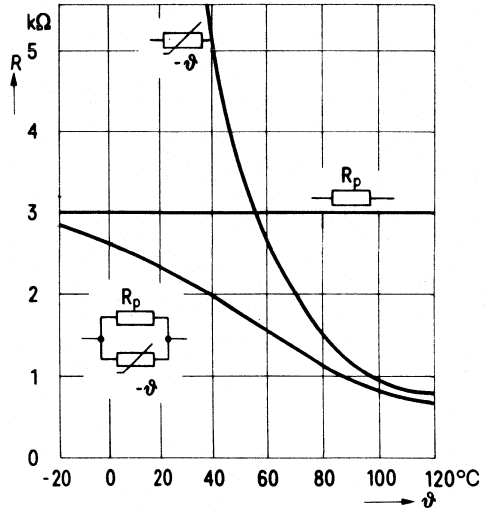


Bild 5
Linearisierung der Kennlinie
durch Parallelwiderstand; $R_p = 3 \text{ k}\Omega$ ($k_{11}/10 \text{ k}\Omega$)

Die beste Linearisierung erhält man, wenn man diesen Wendepunkt in die Mitte des Arbeitstemperaturbereichs legt. Der Widerstandswert des Parallelwiderstandes ist dann

$$R_p = R_{TM} \cdot \frac{B - 2T_M}{B + 2T_M} \quad (9)$$

R_{TM} Widerstandswert des Heißeiters bei der mittleren Temperatur T_M

B B-Wert des Heißeiters

Die Steilheit der Kennlinie der Kombination ist abhängig von der Temperatur

$$\frac{dR}{dT} = -\frac{B}{T_M^2} \cdot R_{TM} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{TM}}{R_p}\right)^2} \quad (10)$$

Setzt man den aus Gl. (9) erhaltenen Wert R_{TM}/R_p in Gl. (10) ein, so kann man für ein gegebenes dR/dT den geeigneten Heißeiter-Widerstandswert berechnen.

Spannungsregelung

Ähnlich wie Zenerdioden können auch Heißleiter zur Stabilisierung von Spannungen verwendet werden. Wird in Reihe zum Heißleiter ein Widerstand mit einem Wert von etwa 1% des Heißleiter-Kaltwiderstandes geschaltet, so läßt sich in einem Strombereich von 1:10 an Heißleiter und Vorwiderstand eine auf etwa 10% konstante Spannung abnehmen.

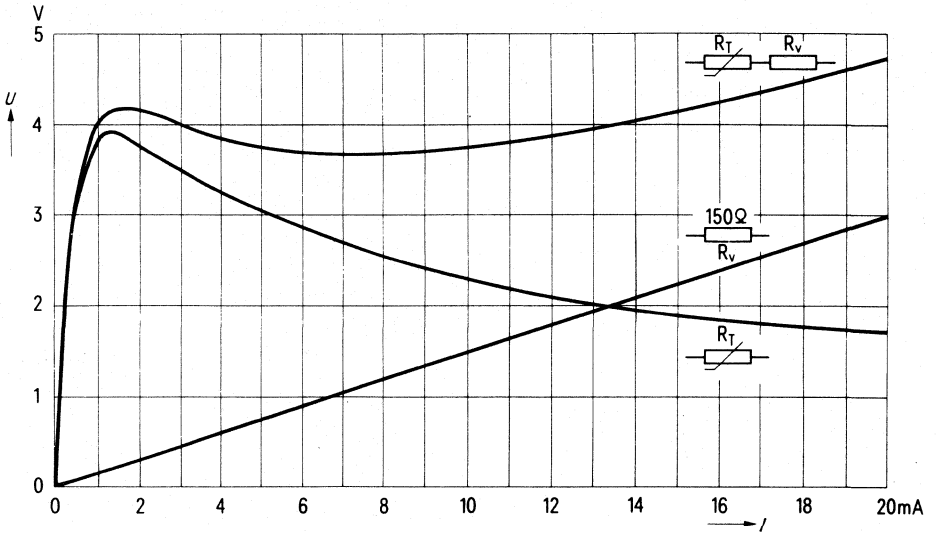
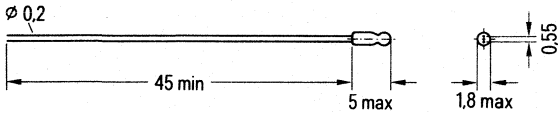


Bild 6 Spannungsregelung (R 51 -4/1/20)

Heißeiter mit 100 kΩ und 1 MΩ

- Anwendung** Temperaturmessungen bis 450°C
Ausführung Glasgehäuse, hermetisch dicht
Anschlüsse Anschlußdrähte aus einer Nickeleisen-Legierung
Kennzeichnung keine



Gewicht: ca. 40 mg

Anwendungsklasse FAF
nach DIN 40040

- Untere Grenztemperatur **F** – 55°C
 Obere Grenztemperatur **A** +450°C
 Feuchtekategorie **F** Mittlere relative Feuchte ≤ 75%
 95% an 30 Tage im Jahr andauernd
 85% an den übrigen Tagen gelegentlich
 keine Betauung zulässig

Lagertemperaturen

- Untere Grenztemperatur $\vartheta_{s (min)}$ –25°C
 Obere Grenztemperatur $\vartheta_{s (max)}$ +65°C

Kenndaten

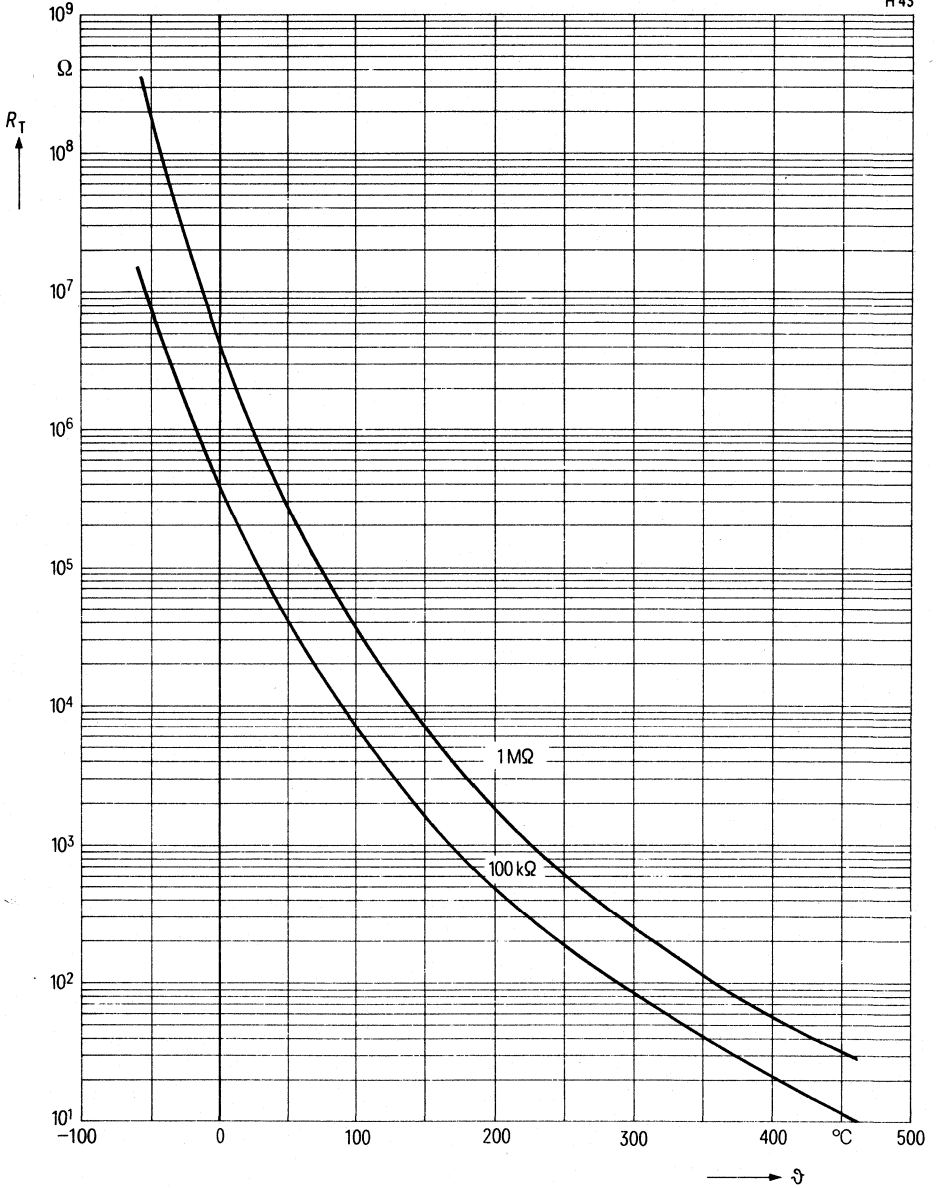
| Typ H 43/20% | | 100k | 1MΩ | Einheit |
|------------------------|-------------------|------|------|---------|
| Belastbarkeit bei 25°C | P_{25} | 290 | 290 | mW |
| | bei 60°C P_{60} | 270 | 270 | mW |
| Nenntemperatur | ϑ_N | 25 | 25 | °C |
| Nennwiderstand | R_N | 0,1 | 1 | MΩ |
| Toleranz ¹⁾ | ΔR_N | ±20 | ±20 | % |
| B-Wert | B | 4200 | 4800 | K |
| Toleranz ¹⁾ | ΔB | ± 5 | ± 5 | % |
| Wärmeleitwert in Luft | $G_{th u}$ | 0,7 | 0,7 | mW/K |
| Abkühlzeitkonstante | τ_{th} | 5 | 5 | s |
| Wärmekapazität | C_{th} | 3,5 | 3,5 | mJ/K |

| Typ | Nennwiderstand | Toleranz | B-Wert | Bestellbezeichnung |
|------------------------|----------------|----------|--------|--------------------|
| H 43/20%/100 kΩ | 100 kΩ | ±20% | 4200K | Q63043–H104–M |
| H 43/20%/1MΩ | 1 MΩ | ±20% | 4800K | Q63043–H105–M |

¹⁾ AQL = 0,65%

Heileiterwiderstand $R_T = f(\vartheta)$
als Funktion der Heileitertemperatur

H 43

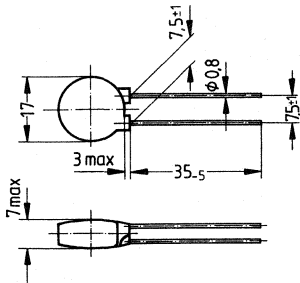


Widerstandswerte 4,7 Ω , 33 Ω

Anwendung Begrenzung von Einschaltstromstößen, z. B. in Schaltnetzteilen

Ausführung Heißleiterscheibe, mit Epoxidharz umhüllt, Widerstandswert aufgestempelt

Anschlüsse Anschlußdrähte, verzinkt



Gewicht: ca. 2,0 g

Anwendungsklasse HMF
nach DIN 40040

Untere Grenztemperatur **H** - 25°C

Obere Grenztemperatur **M** + 100°C

Feuchteklasse **F** Mittlere relative Feuchte $\leq 75\%$
95% an 30 Tagen im Jahr andauernd
85% an den übrigen Tagen gelegentlich
keine Betauung zulässig

Lagertemperaturen

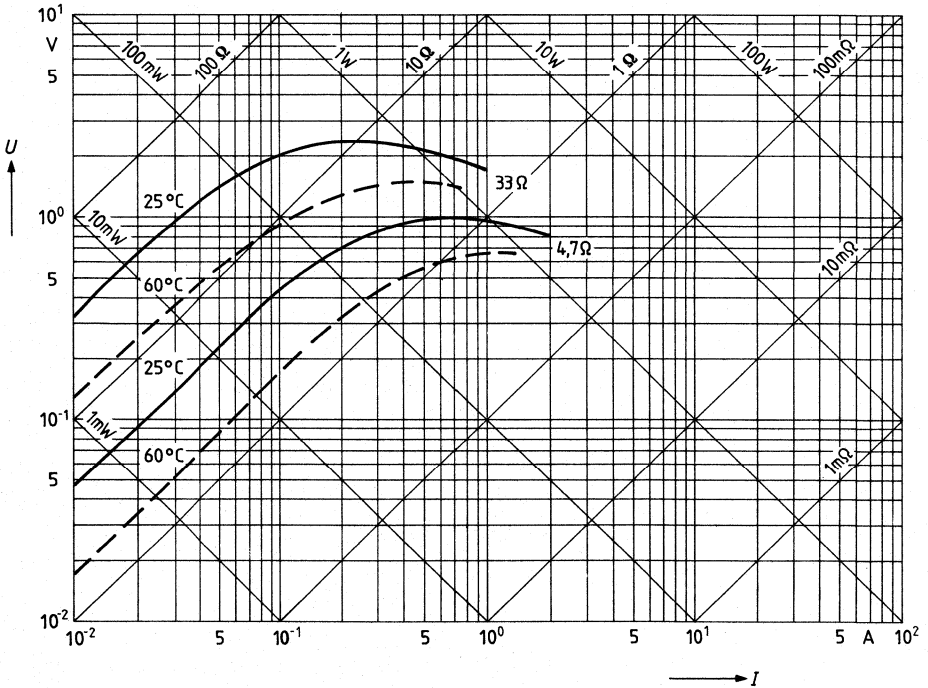
Untere Grenztemperatur ϑ_s (min) -25°C

Obere Grenztemperatur ϑ_s (max) +65°C

| Typ | Nennwiderstand | B-Wert | Bestellbezeichnung |
|------------------------|----------------|--------|--------------------|
| K 231/30%/4,7 Ω | 4,7 Ω | 2850 | Q63023-K1479-N |
| K 231/30%/33 Ω | 33 Ω | 3290 | Q63023-K1330-N |

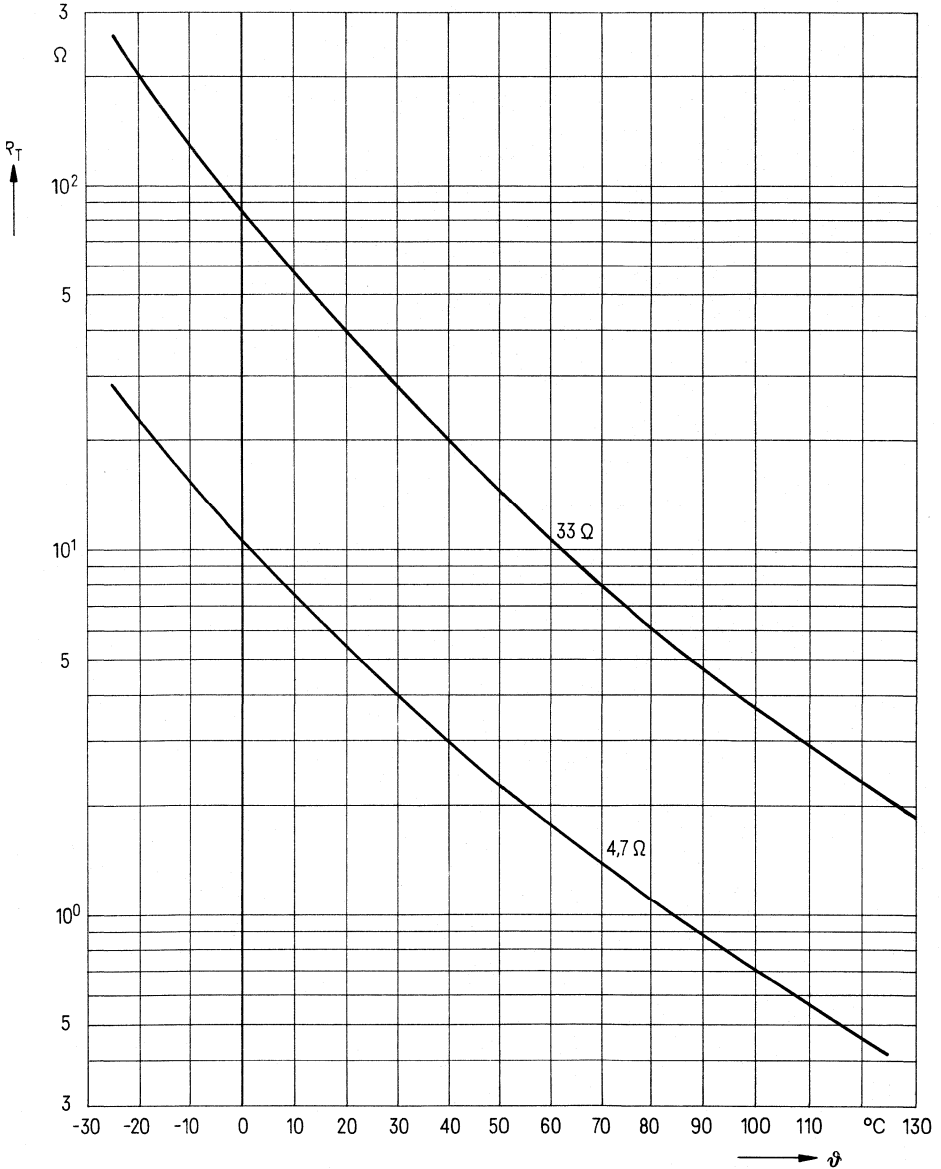
| Kenndaten | K 231 | 4,7 Ω | 33 Ω | Einheit |
|--------------------------|---------------|-------|------|---------|
| Belastbarkeit bei 25°C | P_{25} | 1,6 | 1,6 | W |
| bei 60°C | P_{60} | 1,0 | 1,0 | W |
| Nenntemperatur | ϑ_N | 25 | 25 | °C |
| Nennwiderstand | R_N | 4,7 | 33 | Ω |
| Toleranz 1) | ΔR_N | ± 30 | ± 30 | % |
| B-Wert | B | 2850 | 3290 | K |
| Toleranz 1) | ΔB | ± 10 | ± 10 | % |
| Wärmeleitwert in Luft | G_{thu} | 16 | 16 | mW/K |
| Abkühlzeitkonstante | τ_{th} | 55 | 55 | s |
| Wärmekapazität | C_{th} | 1000 | 1000 | mJ/K |
| Min. zul. Warmwiderstand | R_{min} | 0,4 | 2,0 | Ω |
| Max. Dauerstrom bei 25°C | I_N | 2,0 | 0,9 | A |
| bei 60°C | I_N | 1,5 | 0,4 | A |

Spannungs-Stromkennlinie $U = f(I)$

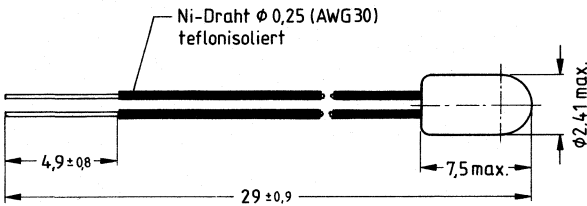


1) AQL = 0,65 %

Heibleiterwiderstand $R_T = f(\vartheta)$
als Funktion der Heibleitertemperatur



- Widerstandswert** 30 k Ω
Anwendung Miniatur-Heißleiter für genaue Temperaturmessung im Bereich von -40°C bis $+120^{\circ}\text{C}$
Ausführung Heißleiter mit Epoxidharz beschichtet
Anschlüsse Anschlußdrähte ϕ 0,25 mm, Nickeldraht mit Teflonummhüllung
Qualitätsmerkmale Hohe Stabilität durch spezielle Alterung, Spannungsfestigkeit: 200 V Gleichspannung



Gewicht ca. 0,1 g

- Anwendungsklasse** G K C
nach DIN 40 040
Untere Grenztemperatur G -40°C
Obere Grenztemperatur K $+125^{\circ}\text{C}$
Feuchteklasse C Mittlere relative Feuchte $\leq 95\%$
Höchstwert 100%, einschl. Betauung

- Lagertemperaturen**
Untere Grenztemperatur ϑ_s min. -25°C
Obere Grenztemperatur ϑ_s max. $+65^{\circ}\text{C}$

- Kenndaten**
Belastbarkeit bei 25°C P_{25} 140 mW
Nenntemperatur ϑ_N 25°C
Nennwiderstand R_N 30 k Ω
Toleranz ¹⁾ ΔR_N $\pm 5\%$
B-Wert B 3970 K
Wärmeleitwert in Luft G_{thu} 1,4 mW/K
Thermische Zeitkonstante τ_{th} < 20 s

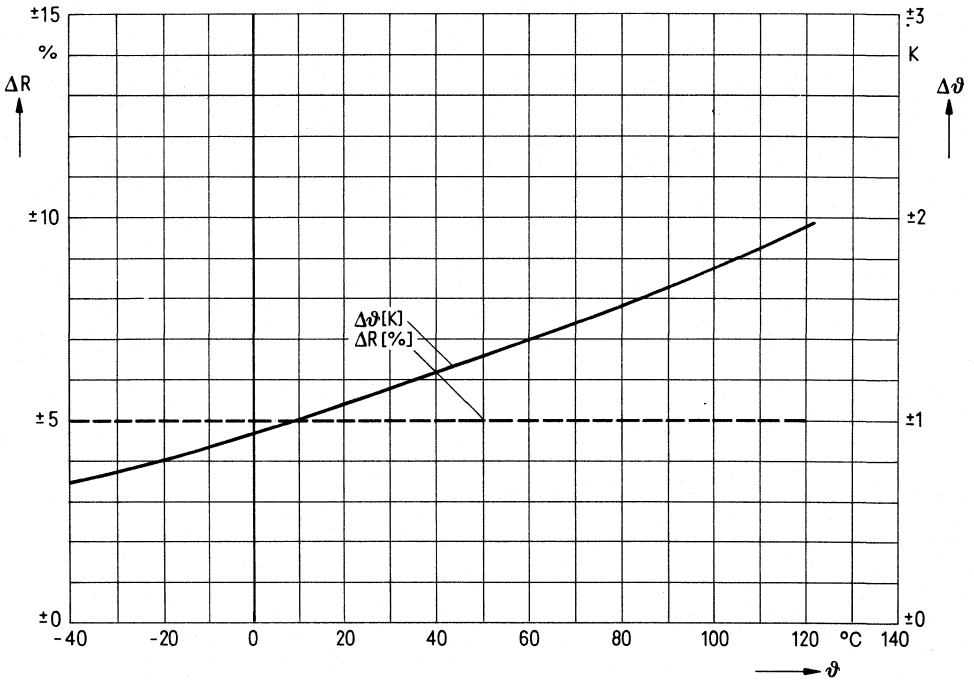
| Typ | Nennwiderstand | B-Wert | Bestellbezeichnung |
|-----------------------|----------------|--------|--------------------|
| M861/S1/30 k Ω | 30 k Ω | 3970 K | Q63086-M1303-S1 |

¹⁾ AQL = 0,65 %

Widerstands-Temperatur-Charakteristik

| Temperatur °C | Widerstand kΩ | Temperatur °C | Widerstand kΩ | Temperatur °C | Widerstand kΩ | Temperatur °C | Widerstand kΩ |
|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| -40 | 887,20 | 2 | 86,22 | 44 | 13,77 | 86 | 3,150 |
| -39 | 833,20 | 3 | 82,12 | 45 | 13,24 | 87 | 3,052 |
| -38 | 782,70 | 4 | 78,23 | 46 | 12,74 | 88 | 2,958 |
| -37 | 735,60 | 5 | 74,55 | 47 | 12,26 | 89 | 2,867 |
| -36 | 691,60 | 6 | 71,06 | 48 | 11,80 | | |
| -35 | 650,50 | 7 | 67,75 | 49 | 11,36 | 90 | 2,780 |
| -34 | 612,10 | 8 | 64,62 | | | 91 | 2,695 |
| -33 | 576,20 | 9 | 61,64 | 50 | 10,93 | 92 | 2,614 |
| -32 | 542,60 | | | 51 | 10,53 | 93 | 2,535 |
| -31 | 511,10 | 10 | 58,82 | 52 | 10,14 | 94 | 2,460 |
| | | 11 | 56,14 | 53 | 9,769 | 95 | 2,386 |
| -30 | 481,70 | 12 | 53,60 | 54 | 9,413 | 96 | 2,316 |
| -29 | 454,10 | 13 | 51,18 | 55 | 9,071 | 97 | 2,247 |
| -28 | 428,20 | 14 | 48,89 | 56 | 8,744 | 98 | 2,181 |
| -27 | 404,00 | 15 | 46,71 | 57 | 8,430 | 99 | 2,118 |
| -26 | 381,30 | 16 | 44,64 | 58 | 8,128 | | |
| -25 | 360,00 | 17 | 42,67 | 59 | 7,839 | 100 | 2,056 |
| -24 | 340,00 | 18 | 40,80 | | | 101 | 1,997 |
| -23 | 321,20 | 19 | 39,01 | 60 | 7,562 | 102 | 1,939 |
| -22 | 303,60 | | | 61 | 7,296 | 103 | 1,884 |
| -21 | 287,00 | 20 | 37,32 | 62 | 7,040 | 104 | 1,830 |
| | | 21 | 35,71 | 63 | 6,794 | 105 | 1,778 |
| -20 | 271,50 | 22 | 34,18 | 64 | 6,559 | 106 | 1,728 |
| -19 | 256,80 | 23 | 32,72 | 65 | 6,332 | 107 | 1,680 |
| -18 | 243,00 | 24 | 31,32 | 66 | 6,115 | 108 | 1,633 |
| -17 | 230,10 | 25 | 30,00 | 67 | 5,906 | 109 | 1,587 |
| -16 | 217,90 | 26 | 28,74 | 68 | 5,705 | | |
| -15 | 206,40 | 27 | 27,54 | 69 | 5,512 | 110 | 1,543 |
| -14 | 195,60 | 28 | 26,39 | | | 111 | 1,501 |
| -13 | 185,40 | 29 | 25,30 | 70 | 5,326 | 112 | 1,460 |
| -12 | 175,80 | | | 71 | 5,148 | 113 | 1,420 |
| -11 | 166,80 | 30 | 24,25 | 72 | 4,976 | 114 | 1,382 |
| | | 31 | 23,26 | 73 | 4,811 | 115 | 1,344 |
| -10 | 158,20 | 32 | 22,31 | 74 | 4,652 | 116 | 1,308 |
| -9 | 150,20 | 33 | 21,41 | 75 | 4,499 | 117 | 1,273 |
| -8 | 142,60 | 34 | 20,54 | 76 | 4,352 | 118 | 1,239 |
| -7 | 135,40 | 35 | 19,72 | 77 | 4,211 | 119 | 1,207 |
| -6 | 128,60 | 36 | 18,93 | 78 | 4,074 | 120 | 1,175 |
| -5 | 122,20 | 37 | 18,18 | 79 | 3,943 | | |
| -4 | 116,20 | 38 | 17,46 | | | | |
| -3 | 110,50 | 39 | 16,77 | 80 | 3,817 | | |
| -2 | 105,10 | | | 81 | 3,695 | | |
| -1 | 99,96 | 40 | 16,12 | 82 | 3,578 | | |
| | | 41 | 15,49 | 83 | 3,465 | | |
| 0 | 95,13 | 42 | 14,89 | 84 | 3,356 | | |
| 1 | 90,55 | 43 | 14,31 | 85 | 3,251 | | |

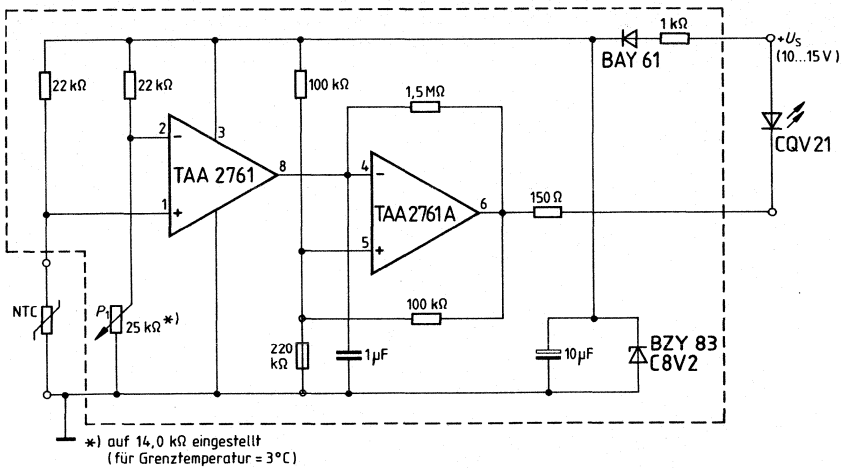
Widerstandstoleranz und Meßgenauigkeit



Anwendungsbeispiele

Temperatur-Warngerät

Die Schaltung besteht aus einem Komparator und einem astabilen Multivibrator. In dem Temperatur-Warngerät wird mit Hilfe des Heißleiters M 841 bzw. M 911 die Temperatur gemessen. Überschreitet die gemessene Temperatur die am Einsteller, P_1 vorgewählte Temperatur, führt der Ausgang des durch den ersten Operationsverstärker gebildeten Komparators (Anschluß 8) L-Pegel. Wird die zu überwachende Temperatur (z. B. $+3^{\circ}\text{C}$) unterschritten, wird der Ausgang des Komparators hochohmig (Open-Collector-Schaltung). Nunmehr kann der aus dem zweiten Operationsverstärker gebildete monostabile Multivibrator in Funktion treten, die LED-Anzeige blinkt. Unterschreitet die Spannung am invertierenden Eingang die augenblicklich am nichtinvertierenden Eingang liegende Spannung, kippt der Ausgang wieder um, und die LED verlöscht.



Kostengünstige Temperaturmessung mit NTC-Fühler M 861

Für Anwendungen, bei welchen ohne großen Aufwand in einem weiten Temperaturbereich gemessen und eine Meßgenauigkeit von $\pm 2^\circ\text{C}$ erreicht werden soll, ist der Heißleiter M861 in Verbindung mit dem Mikrocomputer SAB 80215 gut geeignet. An die Multiplex-Analogeingänge AN0, AN1, AN2 des Mikrocomputers wird der Temperatursensor M861 in Spannungsteilerschaltung angeschlossen. Die Vorwiderstände R_v dienen zur Linearisierung des Ausgangssignals U_T im jeweiligen Meßbereich.

Bild 1 Temperaturmessung mit Heißleiter M861 und SAB80215 (Prinzipschaltbild)

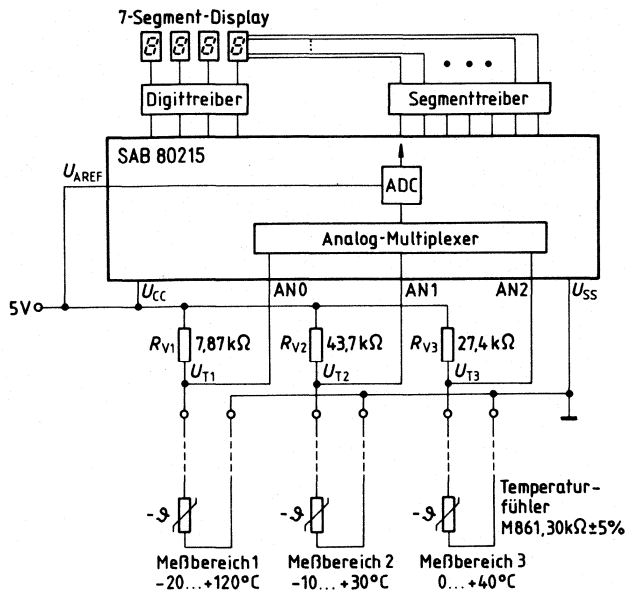


Bild 1

Bild 2 zeigt für den Temperaturbereich -10 bis $+30^{\circ}\text{C}$ den max. Meßfehler bei Linearisierung mit Vorwiderstand.

Die Grenzkurven berücksichtigen den maximalen Fehler, auch wenn ein Austausch der Fühler vorgenommen wird.

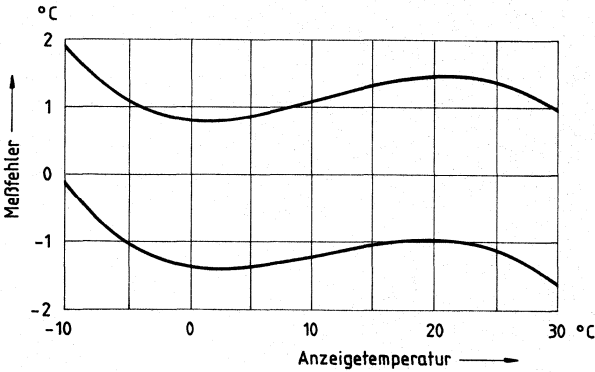


Bild 2
 Meßbereich von -10 bis 30°C ,
 Abgleich bei 10°C

Bild 3 zeigt den max. Temperaturmeßfehler ebenfalls unter Berücksichtigung des Austauschproblems.

Im Meßbereich von -20°C bis $+120^{\circ}\text{C}$ wird zur Berechnung der Temperatur eine Linearisierung per Software durchgeführt.

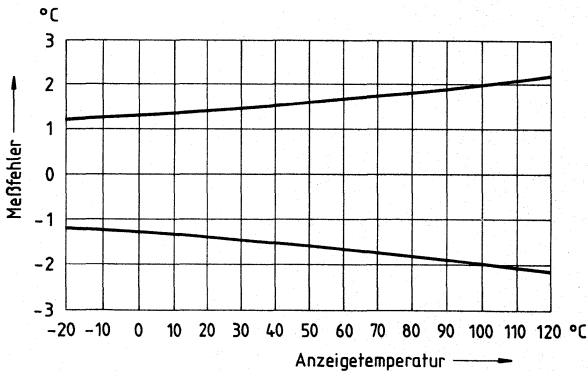


Bild 3
 Meßbereich von -20 bis 120°C ,
 Abgleich bei 50°C

2.2.2 Kaltleiter

Allgemeine technische Angaben

Kaltleiter (PTC¹)-Thermistoren) sind nach DIN 44080 Widerstände aus dotierter polykristalliner Titanatkeramik. Sie haben in einem bestimmten Temperaturbereich, der für den jeweiligen Kaltleitertyp charakteristisch ist, einen sehr hohen positiven Widerstands-Temperaturkoeffizienten (α_R) und einen Widerstandsanstieg von mehreren Zehnerpotenzen. Dieser steile Widerstandsanstieg beruht auf dem Zusammenwirken von Halbleitung und Ferroelektrizität der Titanatkeramik. Es bilden sich an den Korngrenzen der Einzelkristallite des Materials Sperrschichten aus, deren Potentialhöhe und damit auch deren Beitrag zum Gesamtwiderstand des Körpers stark von der Dielektrizitätskonstanten des umgebenden Materials abhängt. Unterhalb der Curietemperatur, d. h. im Bereich einer hohen Dielektrizitätskonstante, sind die Sperrschichten nur schwach ausgeprägt, und die Kaltleiter sind niederohmig. Oberhalb der Curietemperatur sinkt die Dielektrizitätskonstante nach der Curie-Weißschen Beziehung ab. Damit tritt eine zunehmende Aufbäumung der Sperrpotentiale ein, die den steilen Widerstandsanstieg hervorruft.

Die Wirkung dieses Mechanismus überdeckt die bei allen Halbleitern grundsätzlich vorliegende, durch „thermische Aktivierung“ der Ladungsträger gegebene schwache Widerstandsabnahme mit steigender Temperatur. Diese Erscheinung, die einen negativen Temperaturkoeffizienten verursacht, bleibt beim Kaltleiter außerhalb des Gebietes mit steilem Widerstandsanstieg erhalten.

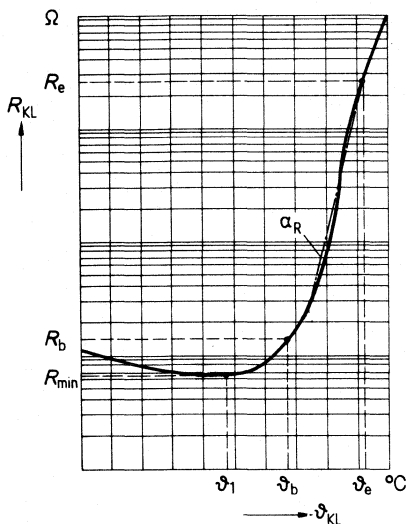
Herstellung

Mischungen von Bariumcarbonat, Strontium- und Titanoxyden und anderen Materialien, deren Zusammensetzung die gewünschten elektrischen Eigenschaften ergeben, werden gemahlen, gemischt und je nach Verwendung in Scheiben-, Stab-, oder Rohrform verpreßt.

Diese Rohkörper werden bei hohen Temperaturen (zwischen 1000 und 1400 °C) gesintert. Danach werden sie sorgfältig kontaktiert und mit Anschlußelementen versehen.

Widerstandstemperatur-Charakteristik

Der typische Widerstandsverlauf bei Nulllast als Funktion der Kaltleitertemperatur $R_{KL} = f(\vartheta_{KL})$ wird in folgender Kurve (Bild 1) dargestellt:



- ϑ_1 = Ausgangstemperatur (Beginn des positiven α_R)
- R_{min} = Widerstandswert bei ϑ_1 (Minimalwiderstand)
- ϑ_b = Bezugstemperatur (Beginn des steilen Widerstandsanstiegs)
- R_b = Bezugswiderstand
- ϑ_e = Endtemperatur (Ende des steilen Widerstandsanstiegs)
- R_e = Widerstandswert bei ϑ_e (Endwiderstand)

Bild 1
Typische
Widerstandstemperatur-Charakteristik
eines Kaltleiters

¹) PTC: Positive Temperature Coefficient

Minimalwiderstand R_{\min} , Anfangstemperatur ϑ_1

Der Beginn des Temperaturbereiches mit positiven Temperaturkoeffizienten wird durch die Temperatur ϑ_1 angegeben. Der Wert des Kaltleiterwiderstandes bei dieser Temperatur wird mit R_{\min} bezeichnet. Das ist der kleinste Widerstandswert, den der Kaltleiter annehmen kann.

Bezugswiderstand R_b , Bezugstemperatur ϑ_b

Für die Anwendung wichtig ist der Anfang des steilen Widerstandsanstiegs, gekennzeichnet durch die Bezugstemperatur ϑ_b , die ungefähr der ferroelektrischen Curietemperatur entspricht. Sie wird für den einzelnen Kaltleitertyp als diejenige Temperatur definiert, bei welcher der Widerstand den Wert $R_b = 2 \times R_{\min}$ annimmt. Sie ist üblicherweise mit $\pm 5^\circ\text{C}$ toleriert. Zur Zeit stehen Kaltleitertypen mit Nenntemperaturen zwischen -30 und 270°C zur Verfügung.

Endwiderstand R_e , Endtemperatur ϑ_e

Der Widerstandswert R_e ist der Nullast-Widerstandswert bei der Temperatur ϑ_e , für den ein Mindestwert angegeben ist.

Temperaturkoeffizient α_R

Der Temperaturkoeffizient α_R des Kaltleiterwiderstandes ist in jedem Punkt der Kennlinie durch die Beziehung:

$$\alpha_R(\vartheta) = \frac{1}{R} \frac{dR}{d\vartheta} = \frac{d}{d\vartheta} (\ln R)$$

definiert.

Im Bereich des steilen Widerstandsanstiegs kann α_R näherungsweise konstant angenommen werden. Es gilt dann bei $R_b \leq R_1$, $R_2 \leq R_e$

$$R_e = \alpha_R \approx \frac{\ln(R_2/R_1)}{\vartheta_2 - \vartheta_1}$$

Ebenso kann in diesem Temperaturbereich mit der umgekehrten Beziehung $R_2 \approx R_1 \cdot e^{\alpha_R(\vartheta_2 - \vartheta_1)}$ gerechnet werden.

Die Wertangaben von α_R für die einzelnen Typen beziehen sich nur auf den anwendungstechnisch hauptsächlich interessierenden Temperaturbereich des steilen Widerstandsanstiegs. Neben der Temperaturabhängigkeit des Widerstandes ist auch eine Feldstärkeabhängigkeit gegeben. Dieser „Varistoreffekt“ beruht auf der grundsätzlich vorliegenden Feldstärkeabhängigkeit des Widerstandes von Sperrschichten. Er tritt beim Kaltleiter vor allem im hochohmigen Zustand, wo die Sperrschichten voll ausgebildet sind, in Erscheinung. Der maximal erreichbare Widerstand und der Wert von α_R werden durch den Varistoreffekt herabgesetzt.

Die für die einzelnen Typen angegebenen Widerstands-Temperaturkennlinien gelten für Meßspannungen $U=1,5\text{V}$ um die Einflüsse von Varistoreffekt und Eigenerwärmung genügend klein zu halten. Arbeitet man mit Wechselspannung, so hat man zu beachten, daß der Kaltleiter von der Eigenart des Grundmaterials her kein rein ohmscher Widerstand ist, sondern auch kapazitiv wirkt. Demgemäß nimmt der mit Wechselspannung als Scheinwiderstand gemessene Wert für R_e mit steigender Frequenz ab (Bild 2).

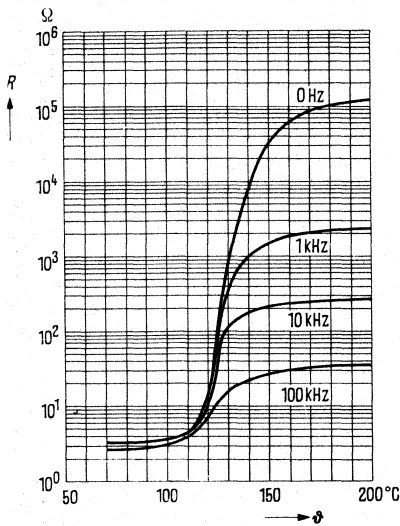


Bild 2 Kaltleiterwiderstand in Abhängigkeit von der Temperatur ϑ und der Frequenz f

Wärmeleitwert G_{th}

Der Wärmeleitwert ist ein Quotient, gebildet aus Belastung und zugeordneter Über-temperatur des Kaltleiters. Er wird in mW/K angegeben und ist ein Maß für die Belastung, die bei einer bestimmten Umgebungstemperatur die stationäre Temperatur des Kaltleiters um 1 K erhöht.

Thermische Abkühlzeitkonstante τ_{th}

Die thermische Abkühlzeitkonstante ist die Zeit, während der sich die mittlere Kaltleiter-Temperatur bei Nullast um ca. 63% der Differenz zwischen Anfangs- und Endtemperatur ändert.

Maximal zulässige Betriebstemperatur ϑ_{max}

Die max. zulässige Betriebstemperatur ist jene höchste Temperatur, die der Kaltleiter aufgrund seiner elektrischen und thermischen Belastung auf seiner Oberfläche annehmen darf.

Anwendungen

Die beschriebenen Eigenschaften des Kaltleiters erschließen eine Reihe von Anwendungsmöglichkeiten, deren Anforderungen durch entsprechende Bauformgestaltung Rechnung getragen wird.

Kaltleiter als Temperaturfühler

Der Kaltleiter wird mit einer Feldstärke der Größenordnung 1 V/mm betrieben. Hierbei ist sein Widerstand, wie in der Kennlinie dargestellt, eine Funktion der Umgebungstemperatur. Eigenerwärmung und Varistoreffekt können bei dieser Betriebsart vernachlässigt werden. Es besteht so eine eindeutige Beziehung zwischen Kaltleiterwiderstand und Temperatur. Unter diesen Bedingungen kann der Kaltleiter im Bereich des steilen Widerstandsanstiegs Meß- und Regelaufgaben übernehmen. Die wichtigste Anwendungsart ist hierbei der Schutz elektrischer Maschinen vor Übertemperatur. Für diesen Zweck ist ein Typenspektrum mit Arbeitstemperaturen von 60 bis $180 \text{ }^{\circ}\text{C}$, in Stufen von 10 K (siehe Beispiel), verfügbar.

Kaltleiter als selbstregelnder Thermostat

Wird ein Kaltleiter Feldstärken der Größenordnung 10 V/mm ausgesetzt, so heizt er sich auf eine Temperatur oberhalb seiner Bezugstemperatur auf. Die sich dabei einstellende Gleichgewichtstemperatur ist von der Umgebungstemperatur fast unabhängig. Durch seinen positiven Temperaturkoeffizienten erhöht der Kaltleiter bei fallender Temperatur seine Leistungsaufnahme, bei steigender Temperatur setzt er sie herab. Diese Thermostatenwirkung ergibt in einem von Kaltleitern umschlossenen Raum eine Temperaturstabilisierung mit Regelfaktoren ($\Delta\vartheta/\Delta\vartheta_A$) von 5 bis 10. Auch gegenüber Änderungen der Betriebsspannung ist ein Stabilisierungsmechanismus wirksam. Bei Erhöhung der Betriebsspannung nimmt der Kaltleiter zunächst entsprechend mehr Leistung auf, erhöht aber dabei seine Temperatur und regelt dadurch den Strom wieder herab. Die Leistung (und damit die Temperatur) im betrachteten Spannungsbereich ist infolgedessen nicht dem Quadrat der Spannung proportional, wie beim ohmschen Widerstand, sondern geht mit einer sehr viel kleineren Potenz, für die man etwa den Exponenten 0,1 ansetzen kann ($N \approx U^{0,1}$). Anders ausgedrückt: Die aufgenommene Leistung ist innerhalb eines weiten Spannungsbereiches praktisch nicht spannungsabhängig.

Kaltleiter als Flüssigkeits-Niveaufühler

Ein mit Feldstärken der Größenordnung 10 V/mm aufgeheizter Kaltleiter reagiert auf Änderungen der äußeren Abkühlbedingungen durch Änderung seiner Leistungsaufnahme. Bei gleichbleibender Spannung ist somit die Stromaufnahme ein Maß für die jeweils gegebene Wärmeleitung. Bei erhöhter Wärmeableitung – also stärkerer Abkühlung – erhöht sich durch den positiven Temperaturkoeffizienten, der Kaltleiterstrom. Besonders kraß ist die Stromänderung, wenn der in Luft aufgeheizte Kaltleiter in ein flüssiges Medium, wo die Wärmeableitung erheblich größer ist, gebracht wird.

Im Bild 3 sind die stationären Strom-Spannungs-Kennlinien eines Kaltleiters in Luft und in Öl dargestellt.

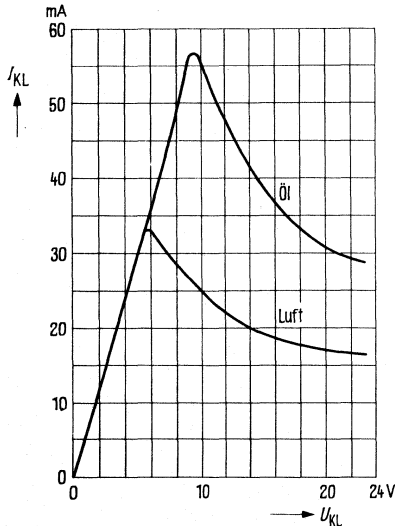


Bild 3 Stationäre Stromspannungs-Kennlinien eines Kaltleiters

Bei gleichbleibenden Umgebungsbedingungen ist die Strom-Spannungs-Kennlinie näherungsweise eine Hyperbel, da die aufgenommene Leistung zwischen etwa 6 und 30 V/mm fast spannungsunabhängig ist. Für verschiedene Umgebungsbedingungen gelten jeweils verschiedene „Hyperbeln gleicher Leistung“. Nach diesem Prinzip kann unterschieden werden, ob sich der Kaltleiter in Luft oder in Flüssigkeit befindet, oder ob das ihn umgebende Medium ruht oder strömt.

Kaltleiter als Verzögerungs-Schaltglied

Wird ein Kaltleiter an eine Spannung gelegt, die ihn über die Bezugstemperatur aufheizen kann, so hängt die Zeit bis zum Erreichen der Bezugstemperatur und des hochohmigen Zustandes von der gegebenen Anfangsleistung ab. Durch Wahl von Spannung, Vorwiderstand, Kaltleitergröße, Bezugstemperatur und Wärmekapazität kann man die „Schaltzeit“ in weiten Grenzen variieren. Es gilt näherungsweise:

$$t_s \approx \frac{c \cdot \delta \cdot V (\vartheta_b - \vartheta_o)}{p}$$

- t_s = Schaltzeit [s]
 c = spezifische Wärme des Kaltleitermaterials $\frac{W \cdot s}{K \cdot g}$
 δ = Dichte des Kaltleitermaterials [g/cm³]
 V = Kaltleitervolumen [cm³]
 ϑ_b = Bezugstemperatur des Kaltleiters [°C]
 ϑ_o = Kaltleitertemperatur vor Einschalten der Spannung [°C]
 p = Anfangs-Heizleistung des Kaltleiters [W]

Die im Kaltleiter bis zum Erreichen der Bezugstemperatur entwickelte Heizleistung ist näherungsweise gegeben durch:

$$p \approx \frac{U^2 \cdot R_o}{(R_v + R_o)^2}$$

U = Betriebsspannung [V]
 R_o = Größe des Widerstandes des Kaltleiters vor Einschalten der Spannung [Ω]
 R_v = Größe des Vorwiderstandes [Ω]

Das Produkt $c \cdot \delta$ beträgt bei unserem Kaltleitermaterial etwa $3W \cdot s/K \cdot cm^3$, so daß man erhält:

$$t_s \approx \frac{3 \cdot V \cdot (\vartheta_b - \vartheta_o) (R_v + R_o)^2}{U^2 \cdot R_o}$$

Nachdem die Zeit t_s ab Einschaltung der Spannung U verstrichen ist, hat das im kalten Zustand vergleichsweise niederohmige System aus Kaltleiter und Vorwiderstand den etwa 100fachen Widerstandswert angenommen, der Strom ist um den gleichen Faktor zurückgegangen.

Anwendungsbeispiele für derartige verzögerte Abschaltungen sind Entmagnetisierungsschaltungen in der Farbfernsehtchnik, Starts von Gasentladungslampen, Steuerung der Anlauf-Hilfsphase bei Wechselstrommotoren.

Beispiele für Kaltleiter

Kaltleiter für die Meß- und Regeltechnik

Nennansprech-Temperatur $\vartheta_{\text{NAT}} = 100^\circ\text{C}$

Anwendung

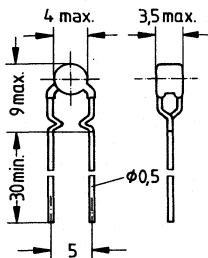
Die Kaltleiter eignen sich als Temperaturfühler zur Überwachung von Geräte- und Maschinentemperaturen. Die Ausführungen erlauben insbesondere die Abtastung kleiner Meßstellen.

Diese Bauformen können für die Temperaturüberwachung in Kombination mit den Siemens-Auslösegeräten 3UN6 bis 3UN9 eingesetzt werden. Die Nennansprechtemperatur ist nach DIN für thermischen Maschinenschutz spezifiziert.

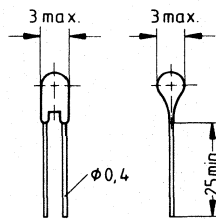
Ausführung

Kaltleiter mit radialen Anschlußdrähten und Kunststoffumhüllung.

Q63100-P371-C100



Q63100-P371-C8



Technische Daten

| Q63100-P371- | | -C100 | -C8 | Einheit |
|--|---|-------------|-------------|------------------|
| Max. Betriebsspannung | U_{max} | 30 | 25 | V |
| Nennansprechtemperatur | ϑ_{NAT} | 100 | 100 | $^\circ\text{C}$ |
| Toleranz von ϑ_{NAT} | T | ± 5 | ± 5 | K |
| Kaltleiterwiderstand R_{KL} bei: | | | | |
| $U_{\text{KL}} \leq 2,5\text{ V}; \vartheta_{\text{U}} = 25^\circ\text{C}$ | | ≤ 100 | ≤ 250 | Ω |
| $U_{\text{KL}} \leq 2,5\text{ V};$ Kaltleitertemperatur | $\vartheta_{\text{NAT}} - T$ | ≤ 550 | ≤ 550 | Ω |
| $U_{\text{KL}} \leq 2,5\text{ V};$ Kaltleitertemperatur | $\vartheta_{\text{NAT}} + T$ | ≥ 1330 | ≥ 1330 | Ω |
| $U_{\text{KL}} \leq 7,5\text{ V};$ Kaltleitertemperatur | $\vartheta_{\text{NAT}} + 15^\circ\text{C}$ | ≥ 4 | ≥ 4 | Ω |
| | | | | k Ω |
| Thermische Ansprechzeit | t_a | < 10 | < 5 | s |
| Betriebsabschaltzeit | t_{aB} | < 5 | < 3 | s |
| Max. Betriebstemperatur | $\vartheta_{\text{max.}}$ | 180 | 180 | $^\circ\text{C}$ |
| Obere Lagertemperatur | $\vartheta_{\text{L}}(\text{max.})$ | 125 | 125 | $^\circ\text{C}$ |
| Untere Lagertemperatur | $\vartheta_{\text{L}}(\text{min.})$ | -25 | -25 | $^\circ\text{C}$ |
| Masse (typ.) | G | 0,2 | 0,1 | g |

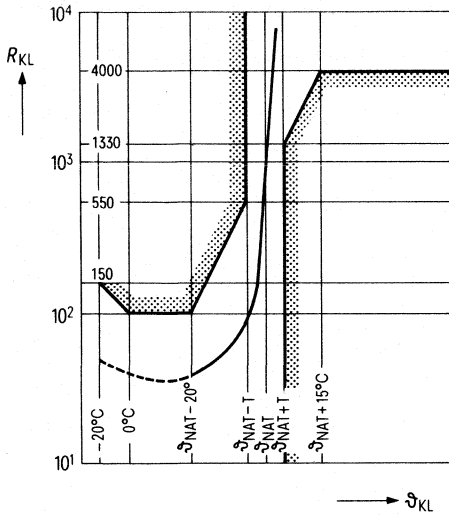
Kaltleiterwiderstand des Einzelfühlers

als Funktion der Kaltleitertemperatur

$R_{KL} = f(\vartheta_{KL})$ mit Toleranzfeld

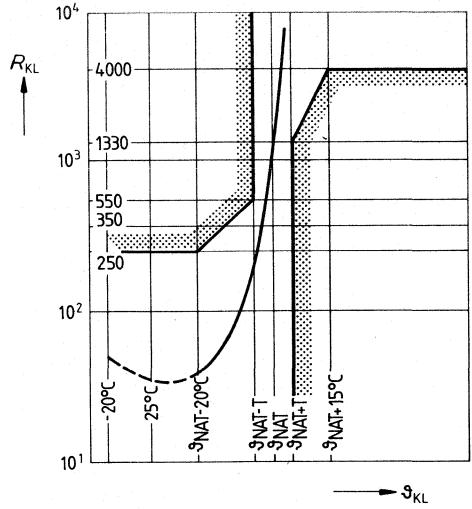
Ausführung ...-C100

ϑ_{NAT} 90 °C bis 180 °C



Ausführung ...-C8

ϑ_{NAT} 90 ... 180 °C

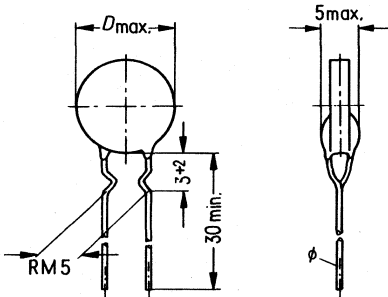


Anwendung

Die Kaltleiter eignen sich als automatischer Kurzschlußschutz bzw. als Überstromsicherung. Sie finden Verwendung in elektronischen Geräten, Modulen, Relaispulen und Stromkreisen sowie in Haushaltsgeräten. Bei Anwendung für Schaltverzögerung können die Richtwerte den folgenden Kurven entnommen werden.

Ausführung

Kaltleiter mit Kunststoffummhüllung und radialen Anschlußdrähten, gesickt, im Rastermaß 5 mm.

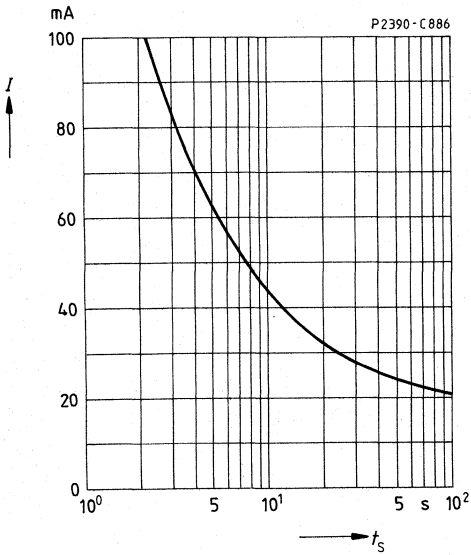
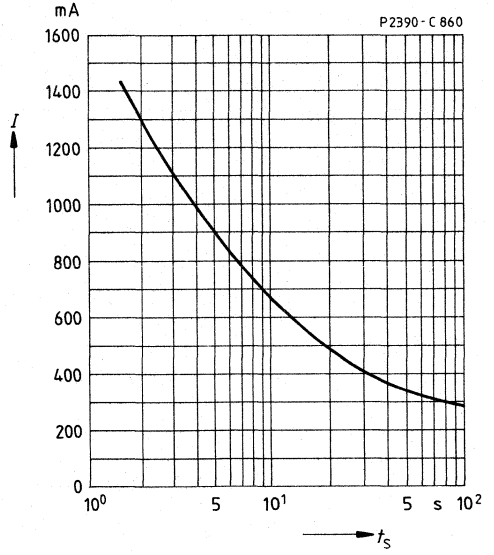
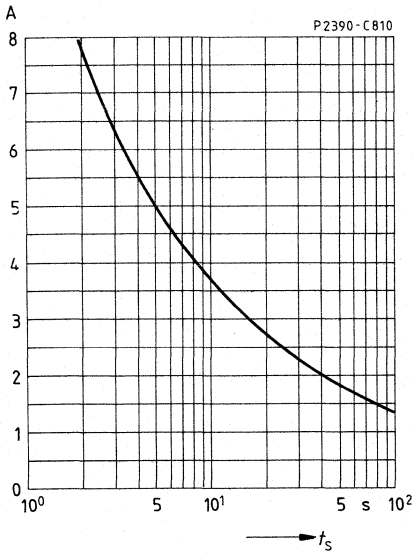


| Bestellnummer | Q63100-P2390- | -C810 | -C860 | -C886 | Einheit |
|--|-------------------------|----------------|---------------|---------------|------------------|
| Betriebsspannung bei $\vartheta_U = 25^\circ\text{C}$ | U_N | 220 | 220 | 500 | V |
| Max. Betriebsspannung bei $\vartheta_U = 25^\circ\text{C}$ | $U_{max. \text{ eff.}}$ | 265 | 265 | 550 | V |
| Widerstand bei $\vartheta_U = 25^\circ\text{C}$ | R_{25} | 2,6 | 15,0 | 1500 | Ω |
| Widerstandstoleranz | ΔP_{25} | ± 25 | ± 25 | ± 25 | % |
| Kleinster Vorwiderstand bei U_{max} | R_{Vmin} | 25 | 165 | 4000 | Ω |
| Nennstrom ¹⁾ | I_N | 650 | 140 | 10 | mA |
| Kippstrom | I_K | 945 | 205 | 14 | mA |
| Schaltstrom ²⁾ | I_S | 1300 | 280 | 19 | mA |
| Max. zulässiger Schaltstrom | I_{Smax} | 10,0 | 1,5 | 0,1 | A |
| Schaltzeit bei I_{Smax} | t_S | ≤ 10 | ≤ 10 | ≤ 10 | s |
| Reststrom bei U_{max} | I_R | 25 | 10 | 2 | mA |
| Bezugstemperatur | ϑ_b | 120 | 120 | 115 | $^\circ\text{C}$ |
| Temperaturkoeffizient (typ.) | α_R | 16 | 16 | 26 | %/K |
| Therm. Abkühlzeitkonstante (typ.) | τ_{th} | 135 | 50 | 25 | s |
| Wärmeleitwert (typ.) | G_{th} | 36 | 13 | 10 | mW/K |
| Wärmekapazität (typ.) | C_{th} | 4,9 | 0,65 | 0,25 | J/K |
| Abmessungen | D_{max} | 26,0 | 11,5 | 6,5 | mm |
| | d_{max} | 5,0 | 5,0 | 5,0 | mm |
| Anschlußdrähte | \varnothing | 0,8 | 0,6 | 0,6 | mm |
| Gewicht | | ≈ 8 | $\approx 1,5$ | $\approx 0,6$ | g |
| Lagertemperatur | ϑ_L | - 25 bis + 180 | | | $^\circ\text{C}$ |

¹⁾ Bei Strömen $\leq I_N$ bleibt der Kaltleiter mit Sicherheit niederohmig.

²⁾ Bei Strömen $\geq I_S$ wird der Kaltleiter mit Sicherheit hochohmig.

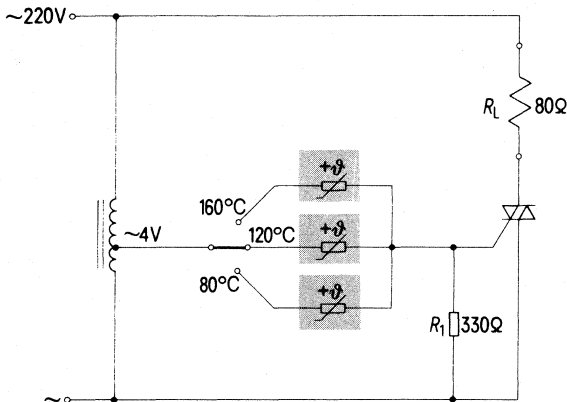
Schaltzeit in Abhängigkeit vom Strom (typische Werte)



Temperaturregler für elektrische Heizungen

Für die Heizungsregelung gibt es unterschiedliche Möglichkeiten. Die einfachste Methode ist das Einschalten der Heizung, wenn der gewünschte Temperaturwert unterschritten wird, und das Wiederausschalten nach Erreichen dieser Temperatur. Wegen der unvermeidlichen Trägheit der Heizelemente ergibt sich dabei – auch bei sehr genau arbeitenden Regelschaltungen – ein gewisses Schwanken der Temperatur.

Schaltung



Funktionsbeschreibung

An der Steuerelektrode des Triac liegt ein Spannungsteiler, der mit einer Wechselspannung von 4V gespeist wird. Er besteht aus einem Widerstand R_1 und einem Kaltleiter. Liegt die tatsächliche Temperatur niedriger als der eingestellte Wert, so ist der Kaltleiterwiderstand sehr klein, und die Steuerelektrode des Triac erhält eine Spannung für die dessen Durchsteuerung ausreicht. Über den Triac ist die Heizung eingeschaltet. Bei Erreichen der Curietemperatur des Kaltleiters steigt dessen Widerstand stark an, wodurch sich die Mittelpunktspannung des Spannungsteilers derart verschiebt, daß die Steuerspannung des Triac kleiner wird. Der Triac sperrt, und die Heizung wird abgeschaltet. Durch Umschaltung auf drei verschiedene Kaltleitertypen lassen sich in der Schaltung drei Temperaturen, nämlich 80, 120 und 160 °C einstellen. Die Schalttemperatur ist jeweils direkt abhängig von der Curietemperatur des als Fühler verwendeten Kaltleiters. Die Kaltleiter eignen sich aufgrund ihrer charakteristischen Strom-Spannungskennlinien besonders zur Überwachung und Sicherung der Öl- oder Kraftstoffabfüllung in Tanks. Sie entsprechen den Anforderungen des PTB-Pflichtenheftes für Tankabfüllsicherungen.

PTB = Physikalisch Technische Bundesanstalt

2.2.3 Metalloxid-Varistoren

SIOV®

SIEMENS METALLOXID-VARISTOR

- ein modernes Bauelement zum Überspannungsschutz -

Varistoren - auch als VDR-Widerstände (voltage dependent resistors) bekannt - sind spannungsabhängige Widerstände mit symmetrischer U/I -Kennlinie, deren Widerstandswert mit steigender Spannung abnimmt. Diese Spannungsabhängigkeit wird durch den Nichtlinearitätsexponenten α ausgedrückt, dessen Wert bei herkömmlichen Siliziumkarbid-Varistoren etwa 5 ist, während er bei den neuen Metalloxid-Varistoren auf Werte über 30 gesteigert werden konnte (Bild 1). SIOVs erreichen damit die Ansprechzeit von Z-Dioden, sind aber weitaus höher belastbar als diese.

Dies in Verbindung mit einer Ansprechzeit < 25 ns macht sie zum fast perfekten Schutzelement.

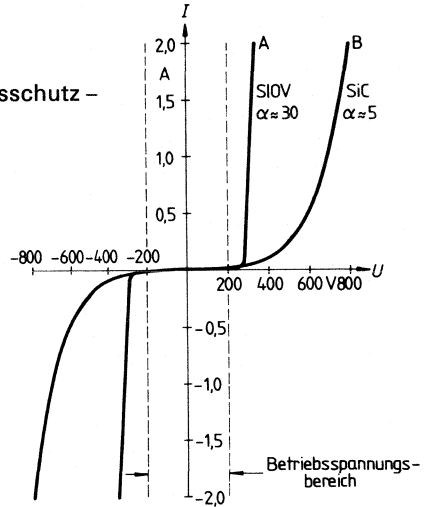


Bild 1

A: Moderner Metalloxid-Varistor (SIOV-S10K150)
B: Konventioneller Siliziumkarbid-Varistor

Mit dem Metalloxid-Varistor von Siemens steht ein preisgünstiges Bauelement zur Begrenzung von Stoßspannungen und -Strömen, zur Absorption von Energien und zur Spannungsstabilisierung zur Verfügung. SIOVs werden für Standardanforderungen als Scheibentypen (Bild 2, SIOV-S) und für schwerste Belastungen als Blocktypen (Bild 2, SIOV-B) angeboten.

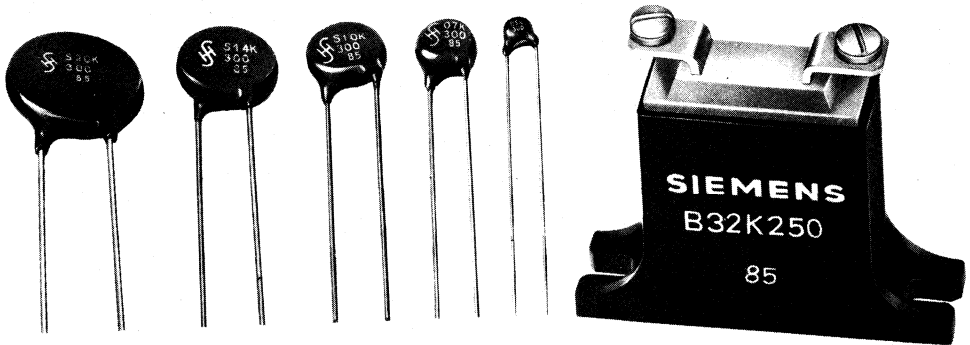


Bild 2
Siemens Metalloxid-Varistoren
Scheibentypen (SIOV-S) und Blocktyp (SIOV-B)

® = eingetragenes Warenzeichen

Definitionen und Darstellungsmöglichkeiten

Varistoren werden Widerstände genannt, deren U/I -Kennlinie dem folgenden Exponentialgesetz gehorcht (Bild 3 a):

$$I = K \cdot U^\alpha \quad \alpha > 1 \quad (\text{Gl. 1})$$

| | | |
|----------|--|-------------------------|
| I | Strom durch den Varistor | [A] |
| U | Spannung am Varistor | [V] |
| K | Elementkonstante (von der Geometrie abhängig) | [A] · [V] ⁻¹ |
| α | Nichtlinearitätsexponent | |

(Da die Definition keine symmetrischen Kennlinien verlangt, können auch Selen-Elemente, Z-Dioden usw. als Varistoren bezeichnet werden.)

Spannungsabhängiger Widerstand des Varistors (Bild 3 b):

$$R = \frac{U}{I} = \frac{U}{K \cdot U^\alpha} = \frac{1}{K} U^{1-\alpha} \quad (\text{Gl. 2})$$

Leistungsumsatz im Varistor (Bild 3 c):

$$P = U \cdot I = KU^{\alpha+1} \quad (\text{Gl. 3})$$

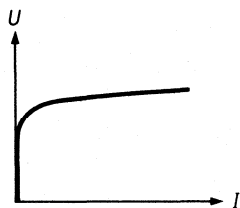


Bild 3 a

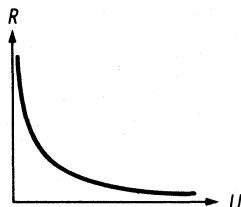


Bild 3 b

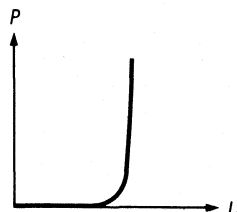


Bild 3 c

Besonders übersichtlich lassen sich die Gleichungen 1 bis 3 im doppelt logarithmischen Maßstab darstellen, weil Exponentialfunktionen dann als Geraden abgebildet werden:

$$\log I = \log K + \alpha \log U \quad (\text{Gl. 4})$$

$$\log R = \log (1/K) + (1 - \alpha) \log U \quad (\text{Gl. 5})$$

$$\log P = \log K + (\alpha + 1) \log U \quad (\text{Gl. 6})$$

Von dieser Darstellungsart wird bei Varistor-Kennlinien fast ausschließlich Gebrauch gemacht (Bild 4 a-c).

Ermittlung des Nichtlinearitätsexponenten α :

Aus der U/I -Kennlinie des Varistors werden 2 Spannung/Strom-Wertepaare (U_1/I_1 und U_2/I_2) entnommen und in die nach α aufgelöste Gleichung 4 eingesetzt:

$$\alpha = \frac{\log I_2 - \log I_1}{\log U_2 - \log U_1} \quad (\text{Gl. 4 a})$$

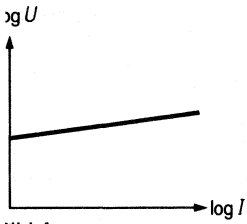


Bild 4 a

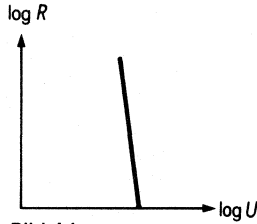


Bild 4 b

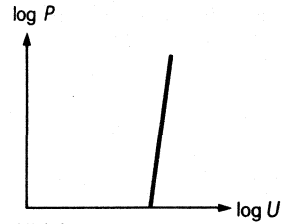


Bild 4 c

Im Vergleich von Bild 4 a mit den U/I -Kennlinienfeldern des SIOV zeigt, daß – wie bei allen anderen Varistoren auch – der Zusammenhang zwischen Spannung und Strom nicht ganz dem theoretischen Ansatz (Gl. 1) entspricht. Die Krümmungen der realen Kennlinien haben ihre Ursache in einer leichten Abhängigkeit des Nichtlinearexponenten α von der Stromdichte im Varistorelement.

Abschließend sollen die im Zusammenhang mit Varistoren immer wieder gebrauchten Begriffe „Knickspannung“, „Ansprechspannung“ und „Schutzpegel“ erläutert werden: Wie aus dem Vorangegangenen hervorgeht, ist die U/I -Kennlinie eines Varistors stetig, d. h. es tritt nirgends ein Sprung, Knick oder Ähnliches auf (Bild 5 zeigt, daß die „Knickspannung“ nur eine Frage des Darstellungsmaßstabes ist).

Im strengen Sinne kann also keine Ansprechspannung, Knickspannung oder Schutzpegel definiert sein, denn der Spannungsanstieg im varistorgeschützten Stromkreis hängt im erheblichen Maße vom Innenwiderstand des Kreises ab. Werden trotzdem die genannten Begriffe verwendet, so können sie nur als grobe Anhaltswerte für Spannungen gelten, die am Varistor bei Strömen im Bereich von 1 mA bis 10 A liegen.

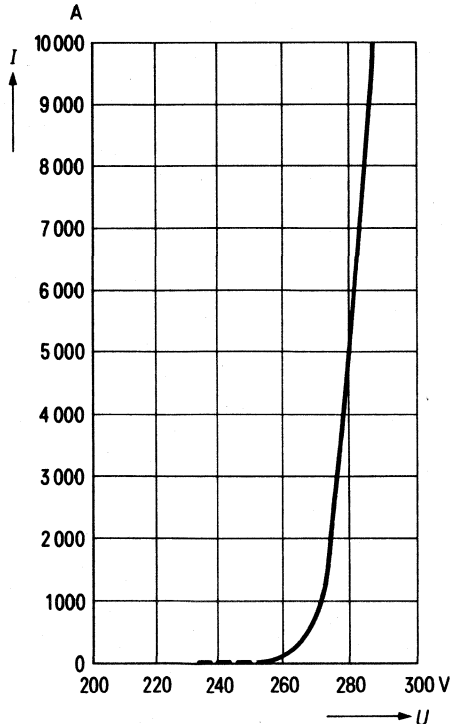
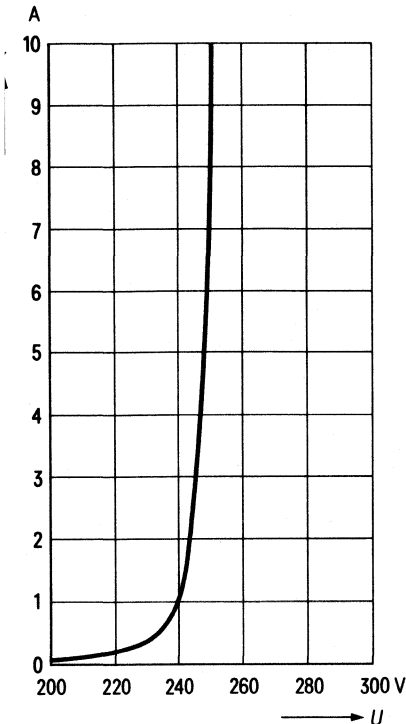


Bild 5

Aufbau

Bild 6 zeigt, daß der SIOV im Prinzip wie ein Plattenkondensator aufgebaut ist. Anstelle des Dielektrikums enthält er aber zusammengesintertertes Zinkoxid mit Beimengungen anderer Metalloxide. Aus diesem Grunde wird der Zinkoxid-Varistor häufig als Metalloxid-Varistor „MOV“ bezeichnet.

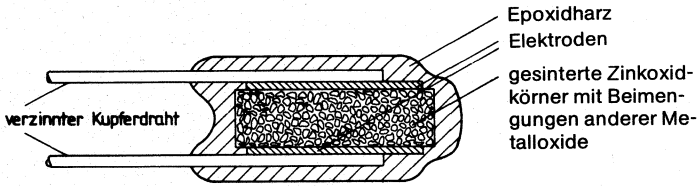


Bild 6 Prinzipieller Aufbau eines SIOV

Die ZnO-Keramik der SIOV wird in drei unterschiedlichen Korngrößen hergestellt, um Anspruchspegel und Höhe der Keramik in ein möglichst günstiges Verhältnis zueinander zu bringen:

| | | |
|---------------|-----------------------|-------------------------------|
| Korngröße I | ca. 100 μm | SIOV-S .. K14 bis S .. K40 |
| Korngröße II | ca. 30 μm | SIOV-S .. K50 bis S .. K300 |
| Korngröße III | ca. 20 μm | SIOV-S .. K385 bis S .. K1000 |

Der Übergang von Korngröße I nach II wird durch den erheblichen Unterschied in der Belastbarkeit der Varistoren (bei gleichem Durchmesser) deutlich, während sich der Übergang von II nach III nur am Rückgang der Keramikhöhe erkennen läßt

(z. B. $T_{S14K300} = 6,5 \text{ mm}$, $T_{S14K385} = 6,2 \text{ mm}$).

Zur Isolation, wie auch zum Schutz gegen chemische und mechanische Einflüsse werden SIOV-Scheibentypen mit einer etwa 1 mm starken Epoxidharzschicht überzogen. Im Gegensatz dazu ist die Varistor-Scheibe bei den Blocktypen in einem blockförmigen Gehäuse vergossen.

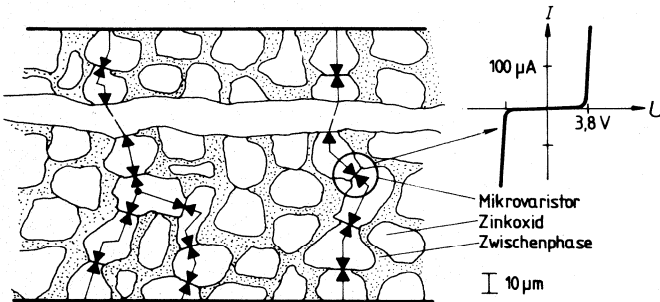


Bild 7 Leitungsmechanismus im Varistorelement

Ursache der extremen Spannungsabhängigkeit des SIOV-Widerstandes

Bild 7 zeigt vereinfacht den Leitungsmechanismus im Varistorelement. Die Zinkoxid-Körner selbst sind gut leitend (rein ohmsch, also $\alpha = 1$), während die aus anderen Oxiden gebildete Zwischenphase hochohmig ist. Nur dort, wo Zinkoxid-Körner direkt zusammenstoßen, bilden sich beim Sintern „Mikrovaristoren“, vergleichbar mit symmetrischen Z-Dioden (Ansprechspannung ca. 3,8 V). Das elektrische Verhalten des Metalloxid-Varistors ergibt sich – wie in Bild 7 angedeutet – aus der Reihen- und Parallelschaltung solcher Mikrovaristoren.

Der Ansprechpegel einer ZnO-Keramik ist also gleich der Summe der im Mittel in Reihe liegenden Mikrovaristoren und damit proportional der Höhe der Keramik:

Beispiel 1: SIOV-S..K14, Ansprechspannung 22 V.

Für einen Ansprechpegel von 22 V müssen im Mittel $22/3,8 \approx 6$ Mikrovaristoren in Reihe liegen. Dies erfordert sieben ZnO-Körner. Daraus ergibt sich bei einer Korngröße von 100 μm die erforderliche Keramikhöhe zu 0,7 mm.

Beispiel 2: SIOV-S..K1000, Ansprechspannung 1800 V.

Erforderliche Anzahl der in Reihe liegenden Mikrovaristoren: $1800/3,8 \approx 470$. Da die Keramik eine Höhe von etwa 10 mm hat, ergibt sich die Korngröße III zu 10 mm/470 $\approx 20 \mu\text{m}$. Der Maßstab in Bild 7 zeigt, daß dieser Darstellung eine Keramik etwa dieser Korngröße zugrundeliegt.

Bild 8 verdeutlicht die hohe Spannungsabhängigkeit des Varistorwiderstandes am Beispiel des SIOV-S14K50: Im Überspannungsfall kann sich der Widerstand um mehr als 6 Zehnerpotenzen auf Werte unter 1 Ω verringern.

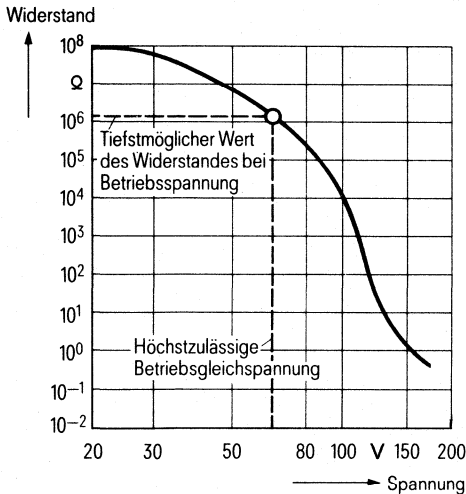


Bild 8
SIOV-Widerstand als Funktion der Spannung
Beispiel: SIOV-S14K50

Die Reihen- und Parallelschaltung der einzelnen Mikrovaristoren im Sinterkörper des SIOV erklärt auch seine hohe elektrische Belastbarkeit im Vergleich mit ähnlich ansprechsteilen Halbleitern: während bei diesen der Leistungsumsatz fast ausschließlich in der dünnen p-n-Übergangsschicht erfolgt, ist er beim SIOV auf alle Mikrovaristoren – d. h. gleichmäßig über das ganze Bauelementvolumen – verteilt. Dies ermöglicht große Energieabsorption und damit einen hohen Spitzenstrom.

3 Magnetische Materialien

FERRIT-Werkstoffe, Einführung

In der Elektrotechnik und Elektronik besteht ein großer Bedarf an magnetischen Materialien für Induktivitäten und Transformatoren aller Art.

Bei niedrigen Frequenzen dominieren wegen ihrer hohen Permeabilitäten und Sättigungsmagnetisierungen metallische Magnetmaterialien. Die oxidkeramischen Ferrite beherrschen dagegen die höheren Frequenzen vor allem aufgrund ihres hohen spezifischen Widerstandes von 1 bis $10^5 \Omega\text{m}$ (Halbleitercharakter). Dort haben sie im Gegensatz zu den Metallen (mit $10^{-7} \dots 10^{-5} \Omega\text{m}$) im magnetischen Wechselfeld vernachlässigbar geringe Wirbelstromverluste.

Die am meisten verbreiteten Ferrite sind Eisenoxid-Verbindungen mit der Kristallstruktur des Spinells (MgAl_2O_4). Sie lassen sich im allgemeinen mit der Formel $\text{Me}^{\text{II}}\text{Fe}_2^{\text{III}}\text{O}_4$ beschreiben, wo Me eines oder mehrere zweiwertige Metallionen mit einem dem Eisenoxid ähnlich großen Ionenradius, z. B. Mn, Zn, Ni, Co, Cu, Mg, Cd u. a. sind. Auf diese Weise können Mischkristalle der verschiedensten Art gebildet werden. Daneben gibt es Ferrite mit hexagonaler Struktur, die bei hartmagnetischen Stoffen, z. B. für Dauermagnete, vorteilhaft ist, sowie Ferrite mit Granat- oder Spinellstruktur für die Mikrowellentechnik.

Der Ferrimagnetismus ist wie der Ferromagnetismus eine strukturbedingte Erscheinung. Im Spinellgitter der Ferrite z. B. bilden sich aufgrund unterschiedlicher Zwischengitterplätze (Oktaeder- und Tetraederräume) zwei verschiedene Untergitter mit entgegengesetzter gerichteter Magnetisierung. Der Ferrimagnetismus entsteht bei nur teilweiser Kompensierung der beiden Untergitter, man spricht hier auch von „nicht kompensiertem Antiferromagnetismus“. Im ferrimagnetischen Material existiert analog zum Ferromagnetismus eine spontane Magnetisierung in kleinen Kristallbereichen. Beim Anlegen eines Feldes wächst die Ausrichtung der Domänen über den Mechanismus der Blochhanddynamik.

Herstellung von Ferriten

Die meist oxidischen Rohstoffe werden gemischt, eventuell vorgesintert und gemahlen. Die Formgebung des pulvrigen Materials erfolgt durch Pressen und Sintern bei ca. 1300°C . Um die gewünschte Maßhaltigkeit der Ferritteile zu garantieren, muß der nicht unerhebliche Schrumpf beim Sintern von ca. 15% (linear) berücksichtigt werden.

Werkstoffeigenschaften

Die unterschiedlichen Eigenschaften der zahlreichen Werkstoffe beruhen auf der Verschiedenheit der Zusammensetzungen, der Kristallstruktur, der Dotierungen, auf Abweichungen von der Stöchiometrie und auf unterschiedliche Herstellverfahren usw. Sie sind aufgrund der mannigfachen Anwendungsfälle entwickelt worden. Ihre charakteristischen Kenngrößen sind in der Werkstoff-Tabelle auf Seite 596 aufgeführt.

3.1 Weichmagnetisches SIFERRIT®-Material

Allgemeine Werkstoffangaben

Magnetische Ferrite sind Mischkristalle bzw. Verbindungen aus Eisenoxid (Fe_2O_3) und einem oder mehreren Oxiden zweiwertiger Metalle, z.B. NiO, MnO, ZnO, MgO, CuO, BaO, CoO u. a. Von den metallischen magnetischen Werkstoffen unterscheiden sie sich durch ihren hohen spezifischen Widerstand; dieser beträgt etwa 10^0 bis $10^5 \Omega\text{m}$ gegenüber 10^{-7} bis $10^{-6} \Omega\text{m}$ bei Metallen. Die meisten Ferrite haben daher – im Gegensatz zu den metallischen Kernen – im magnetischen Wechselfeld vernachlässigbar geringe Wirbelstromverluste.

Siemens-Ferritkerne haben unter dem Namen SIFERRIT® ein breites Anwendungsgebiet gefunden.

Allgemeine technische Daten

| | |
|---------------------------------|---|
| Zugfestigkeit | ca. 20 N/mm ² |
| Druckfestigkeit | ca. 100 N/mm ² |
| Vickershärte HV ₁₅ | ca. 8000 N/mm ² |
| Elastizitätsmodul | ca. 150000 N/mm ² |
| Wärmeleitfähigkeit | ca. 4 ... 7 · 10 ⁻³ J/mm · s · K |
| Linearer Ausdehnungskoeffizient | ca. 7 ... 10 · 10 ⁻⁶ /K |
| Spezifische Wärme | ca. 0,7 J/g · K |

Feuchtebeständigkeit

SIFERRIT ist beständig gegen Luftfeuchte, Süßwasser und Seewasser. Von verschiedenen Säuren höherer Konzentration wird es jedoch angegriffen.

Beständigkeit gegen Strahlung

SIFERRIT-Werkstoffe können ohne nennenswerte Veränderung ($\Delta L/L \leq 1\%$ bei Kernen ohne Luftspalt) folgender Strahlung ausgesetzt werden:

| | |
|-----------------------|---|
| Gamma-Quanten: | 10 ⁹ rad |
| Schnelle Neutronen: | 2 · 10 ²⁰ Neutronen/m ² |
| Thermische Neutronen: | 2 · 10 ²² Neutronen/m ² |

Schwund durch Sintern

SIFERRIT wird während der Herstellung gesintert. Dabei schwinden die Formkörper linear etwa um 15% und damit im Volumen um etwa 40%. Aus diesem Grunde muß für die Kerne, sofern man sie nach dem Brennen oder Sintern nicht mehr bearbeitet, häufig ein geringer Verzug in Kauf genommen werden. Die Toleranzen für die Abmessungen betragen für unbearbeitete Teile ± 2 bis $\pm 3\%$.

| Symbol | Bezeichnung | Einheit |
|---------------------|---|--------------------------|
| U | Effektivwert der elektrischen Spannung | V |
| \hat{U} | Scheitelwert der elektrischen Spannung | V |
| J | Polarisation | Vs/m ² |
| B | Effektivwert der magnetischen Induktion 10^{-4} Vs/m ² = (1 G) = 0,1 mT | Vs/m ² |
| \hat{B} | Scheitelwert der magnetischen Induktion | Vs/m ² |
| B_{-} | Gleichfeldinduktion | Vs/m ² |
| B_s | Sättigungsinduktion | Vs/m ² |
| I | Effektivwert des Stromes | A |
| I_{-} | Gleichstrom | A |
| \hat{I} | Scheitelwert des Stromes | A |
| H | Effektivwert der magnetischen Feldstärke | A/m |
| \hat{H} | Scheitelwert der magnetischen Feldstärke | A/m |
| H_{-} | Gleichfeldstärke | A/m |
| μ_r | (rel.) Permeabilität, Permeabilitätszahl | |
| μ_0 | magnetische Feldkonstante $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6}$ H/m | Vs/Am |
| μ_i | (rel.) Anfangspermeabilität | |
| μ_e | (rel.) effektive Permeabilität | |
| μ_a | (rel.) Amplitudenpermeabilität | |
| μ_{rev} | (rel.) reversible Permeabilität | |
| μ_{app} | (rel.) wirksame Permeabilität | |
| μ_{tot} | (rel.) totale Permeabilität abgeleitet aus der statischen Magnetisierungskurve | |
| $\bar{\mu}$ | (rel.) komplexe Permeabilität | |
| μ'_s | (rel.) Real- (Induktivitäts-) Anteil von $\bar{\mu}$ | } für Reihen- |
| μ''_s | (rel.) Imaginär- (Verlust-) Anteil von $\bar{\mu}$ | |
| μ'_p | (rel.) Real- (Induktivitäts-) Anteil von $\bar{\mu}$ | } für Parallel- |
| μ''_p | (rel.) Imaginär- (Verlust-) Anteil von $\bar{\mu}$ | |
| μ_p | (rel.) Pulspermeabilität | |
| L | Induktivität | H = Vs/A; nH = 10^{-9} |
| L_0 | Induktivität der Spule ohne Kern | H |
| L_s | Serieninduktivität | H |
| L_{rev} | reversible Induktivität | H |
| A_L | Induktivitätsfaktor; $A_L = L/N^2$ | nH |
| N | Windungszahl | |
| $\tan \delta$ | Verlustfaktor | |
| $\tan \delta_L$ | Verlustfaktor der Spule | |
| $\tan \delta_r$ | (Rest-) Verlustfaktor bei $H \rightarrow 0$ | |
| $\tan \delta_e$ | effektiver Verlustfaktor | |
| $\tan \delta_h$ | Hysteresere-Verlustfaktor | |
| $\tan \delta/\mu_i$ | bezogener Verlustfaktor des Werkstoffes bei $H \rightarrow 0$ | |
| Q | Gütefaktor ($Q = \omega L/R_s = 1/\tan \delta_L$) | |
| P_v | bezogene Kernverlustleistung | mW/g |
| ω | Kreisfrequenz; $\omega = 2 \pi f$ | s ⁻¹ |
| f | Frequenz | s ⁻¹ , Hz |

| Symbol | Bezeichnung | Einheit |
|----------------|---|--|
| h | Hysteresebeiwert des Werkstoffes | $\text{cm/MA} = 10^{-6} \text{ cm/A}$ |
| h/μ_i^2 | bezogener Hysteresebeiwert | $\text{cm/MA} = 10^{-6} \text{ cm/A}$ |
| η_B | Hysterese materialkonstante des Werkstoffes (nach IEC) | |
| | $\eta_B = \frac{1}{2 \pi \cdot \sqrt{2} \cdot \mu_0 \mu_i^2} h$; $h/\mu_i^2 = 2 \pi \cdot \sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot \eta_B$ | 1/mT |
| γ_i | Hysterese kernkonstante | $\text{A}^{-1} \text{H}^{-1/2}$ |
| ζ_u | Spannungsklirrfaktor | |
| ϑ | Temperatur | $^{\circ}\text{C}$ |
| α | Temperaturbeiwert (früher „TK“) | $1/^{\circ}\text{C}$; 1/K |
| α/μ_i | bezogener Temperaturbeiwert des Werkstoffes (früher $TK/\mu_i = \alpha_F$ nach IEC) | $1/^{\circ}\text{C}$; 1/K |
| α_e | Temperaturbeiwert der effektiven Permeabilität | $\alpha_e = \alpha \frac{\mu_e}{\mu_i}$ |
| t | Zeit | s, h |
| d | Desakkommodationsbeiwert | |
| DF | bezogener Desakkommodationsbeiwert $DF = d/\mu_i$ | |
| $\Sigma//A$ | magnetischer Formfaktor | mm^{-1} |
| $\Sigma//A^2$ | magnetischer Formfaktor | mm^{-3} |
| l_e | eff. magnetische Weglänge | mm |
| A_e | eff. magnetischer Querschnitt | mm^2 |
| V_e | eff. magnetisches Volumen | mm^3 |
| R | Widerstand | Ω |
| R_h | Hysterese-Verlustwiderstand eines Kernes | Ω |
| R_v | effektiver Verlustwiderstand einer Spule | Ω |
| R_s | Serien-Verlustwiderstand eines Kernes | Ω |
| R_p | Parallel-Verlustwiderstand eines Kernes | Ω |
| R_r | Rest- oder Nachwirkungs-Verlustwiderstand eines Kernes | Ω |
| R_{Cu} | Kupferwiderstand ($f = 0$) | Ω |
| τ_{Cu} | Gleichstromzeitkonstante $\tau_{Cu} = L/R_{Cu} = A_L/A_R$ | s |
| f_{Cu} | Kupferfüllfaktor | |
| ρ | spez. Gleichstromwiderstand | $\Omega \text{ mm}$; $\Omega \text{ m}$ |
| A_R | Widerstandsfaktor $A_R = R_{Cu}/N^2$ | $\mu\Omega = 10^{-6}$ |
| l_N | mittlere Windungslänge | mm |
| A_N | Wickelquerschnitt | mm^2 |
| ϵ_r | rel. Dielektrizitätskonstante | |
| λ_s | Magnetostriktion bei Sättigungsmagnetisierung | |
| s | Gesamtluftspalt | mm |
| Z | komplexer Scheinwiderstand | Ω |
| t_d | Impulsdauer | s |
| ΔB | Induktionshub | mT |
| S | Stromdichte | A/mm^2 |

} magn. Form-
kenngrößen

Begriffserläuterungen

Permeabilität

Die Flußdichte (Induktion) im Innern einer Spule mit Ferritkern setzt sich zusammen aus der magnetischen Flußdichte des Vakuums $\mu_0 H$ und der magnetischen Polarisation J des Ferrits:

$$B = \mu_0 H + J$$

μ_0 = magnetische Feldkonstante.

Hier führt man die sogenannte relative Permeabilität oder Permeabilitätszahl μ_r ein und definiert:

$$B = \mu_r \mu_0 H \text{ oder } \mu_r = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B}{H}$$

(Siehe auch IEC-Publikation 125, 205, 218, 219, 367).

Anfangspermeabilität μ_i

Das Verhältnis der Induktionsänderung ΔB zur Feldstärkeänderung ΔH bei sehr kleinen Wechselfeldern ($\Delta H \rightarrow 0$) bezeichnet man als Anfangspermeabilität. Sie wird an einem magnetisch geschlossenen Kern (Ringkern) gemessen. Wir empfehlen eine Meßinduktion $< 0,25$ mT.

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H} (\Delta H \rightarrow 0).$$

Effektive Permeabilität μ_e , magn. Formkenngrößen, Berechnung des Luftspalts

Bringt man in einem magnetisch geschlossenen Kern (z.B. Ringkern oder Schalenkern) einen Luftspalt an, so ermittelt man eine geringere Permeabilität als bei demselben Kern ohne Luftspalt; diese geringere Permeabilität wird durch den größeren magnetischen Widerstand im Luftspalt verursacht und als „effektive“ Permeabilität – früher auch als „gescherte“ Permeabilität – bezeichnet. Sie ist nicht nur vom Werkstoff, sondern auch von der Form und den Abmessungen des Magnetkerns abhängig.

$$\mu_e = \frac{1}{\mu_0} \frac{L}{N^2} \sum \frac{l}{A}$$

$\sum \frac{l}{A}$ und $\sum \frac{l}{A^2}$ heißen Formfaktoren, die Art der Summation ist in den IEC-Publikationen 205, 205 A und 205 B festgelegt. Aus diesen Formfaktoren können die magnetischen Formkenngrößen wie folgt berechnet werden:

$$\text{eff. magn. Weglänge} \quad l_e = (\sum \frac{l}{A})^2 / \sum \frac{l}{A^2}$$

$$\text{eff. magn. Querschnitt} \quad A_e = l_e / \sum \frac{l}{A}$$

$$\text{eff. magn. Volumen} \quad V_e = l_e \cdot A_e$$

Die magnetischen Formkenngrößen sind bei dem Beispiel für Schalenkerne $\varnothing 18 \times 11$ angegeben.

Hieraus berechnet sich z.B. die Induktivität

$$L = \mu_0 \mu_e N^2 / \sum \frac{l}{A}$$

Für Ringkerne ohne Luftspalt gilt

$$L = \frac{1}{2\pi} \mu_i \mu_0 N^2 h \ln \frac{d_a}{d_i}$$

(d_a und d_i sind Außen- und Innendurchmesser, h ist die Höhe des Ringkerns).

Für $s \ll l_e$ gilt näherungsweise

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \frac{s}{l_e} \mu_i}$$

Wirksame Permeabilität μ_{app}

Bezieht man die Induktivität L einer Spule mit magnetisierbarem Kern auf die Induktivität L_0 der gleichen Spule ohne Kern, so erhält man die wirksame Permeabilität

$$\mu_{app} = \frac{L}{L_0}$$

Diese Definition findet vorzugsweise für Spulen mit Zylinder-, Rohr- und Schraubkernen Anwendung, bei denen infolge der großen Streuinduktivitäten eine eindeutige Zuordnung zur Anfangs- bzw. effektiven Permeabilität nicht möglich ist.

Der Wert von μ_{app} ist bei gegebenem Kern-Werkstoff von der Form des magnetischen Kernes, von seiner räumlichen Anordnung zur Wicklung und von den Wickeldaten abhängig. Zum Vergleich der μ_{app} -Werte von Kernen verschiedener Werkstoffe müssen diese Bedingungen dieselben sein.

Die wirksame Permeabilität μ_{app} ist im allgemeinen kleiner als die effektive Permeabilität μ_e .

Reversible Permeabilität μ_{rev}

Magnetisiert man einen SIFERRIT-Kern mit einem Gleichfeld H_+ , dem ein schwaches Wechselfeld $H_~$ überlagert ist, so bewirkt das Wechselfeld eine kleine lanzettförmige Magnetisierungsschleife. Bei abnehmender Wechselfeldamplitude wird die Lanzette zur Geraden. Die Steilheit dieser Geraden wird als reversible Permeabilität bezeichnet.

$$\mu_{rev} = \frac{1}{\mu_0} \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \left[\frac{\Delta B}{\Delta H} \right]_{H_+}$$

Die reversible Permeabilität μ_{rev} ist von der Gleichstrom-Vormagnetisierung abhängig. Den größten Wert erreicht μ_{rev} im allgemeinen bei der Gleichfeldstärke $H_+ = 0$, bei Ringkernen ist sie mit der Anfangspermeabilität μ_i identisch (ohne Luftspalt).

Der Einfluß der Gleichstrom-Vormagnetisierung auf Ringkerne läßt sich nicht auf Kerne anderer Geometrien übertragen. Deshalb werden die Vormagnetisierungs-Kurven für spezielle Kernformen getrennt angegeben.

Bei Filterspulen hoher Güte ist aus Konstanzgründen eine Gleichfeldbelastung möglichst zu vermeiden oder aber durch einen Luftspalt hinreichend klein zu halten.

Induktivitätsfaktor A_L

Für die Berechnung der Induktivität bzw. für die Ermittlung der Windungszahlen von Spulen hat es sich als zweckmäßig erwiesen, den magnetischen Leitwert heranzuziehen. Man bezeichnet ihn mit Induktivitätsfaktor A_L oder kurz mit A_L -Wert. Der A_L -Wert ist die auf die Windungszahl $N = 1$ bezogene Induktivität L :

$$A_L = \frac{L}{N^2}; \quad A_L = \frac{\mu_e \cdot \mu_0}{\Sigma l/A}$$

Den A_L -Wert geben wir der Einfachheit halber in $\text{nH} = 10^{-9} \text{ H}$ an. Demzufolge erhält man bei der Berechnung der Induktivität L einer Spule aus den angegebenen A_L -Werten und der Windungszahl die Induktivität in nH .

Ab und zu wird noch der sogenannte Windungszahlfaktor c (auch mit K oder α bezeichnet) zur Berechnung der Windungszahlen herangezogen, entsprechend der Beziehung

$$N = c \sqrt{L}$$

und dabei L in mH eingesetzt. Wird demgemäß c auf $1/\sqrt{\text{mH}}$ und der A_L -Wert auf nH bezogen, so ist der Umrechnungsfaktor von A_L auf c :

$$c = \frac{10^3}{\sqrt{A_L}}$$

SIFERRIT-Schalenkerne mit Luftspalt werden nach A_L -Werten geschliffen; bei den angegebenen Luftspalt-Abmessungen handelt es sich um Richtwerte. Die in den Datenblättern angegebenen Werte für A_L und μ_e gelten für Standardspulen mit definierten Wickeldaten, bei Frequenzen bis 10 kHz, einer Induktion von $\hat{B} \leq 1 \text{ mT}$ sowie ohne Klebung und ohne Verguß.

Widerstandsfaktor A_R

Der Widerstandsfaktor A_R oder kurz der A_R -Wert ist, in Analogie zum A_L -Wert, der auf die Windungszahl $N = 1$ bezogene Gleichstromwiderstand R_{Cu} :

$$A_R = \frac{R_{\text{Cu}}}{N^2}$$

Sind A_R -Wert und Windungszahl N gegeben, so ist der Gleichstromwiderstand $R_{\text{Cu}} = A_R N^2$. Aus Wickeldaten usw. läßt sich der A_R -Wert errechnen:

$$A_R = \frac{\rho l_N}{f_{\text{Cu}} A_N}$$

Darin bedeuten:

ρ = spezifischer Widerstand (für Kupfer = $17,2 \mu\Omega \text{ mm}$), l_N = mittlere Windungslänge in mm , A_N = Wickelquerschnitt in mm^2 und f_{Cu} = Kupferfüllfaktor. Werden diese Einheiten benutzt, dann erhält man den A_R -Wert in $\mu\Omega = 10^{-6} \Omega$.

Bei den Spulenkörpern sind neben A_N und l_N auch die A_R -Werte für einen Kupferfüllfaktor $f_{\text{Cu}} = 0,5$ angegeben. Daraus läßt sich für einen beliebigen Füllfaktor f_{Cu} der A_R -Wert berechnen nach der Formel

$$A_R (f_{\text{Cu}}) = A_R (0,5) \frac{0,5}{f_{\text{Cu}}}$$

Magnetisierungskurven

Statische (Gleichfeld-) Magnetisierungskurven

Die statischen Magnetisierungskurven auf der Seite 601 sind ballistisch bei Zimmer-temperatur gemessen; von den Werkstoffen, die vielfach auch bei höheren Induktionen eingesetzt werden, ist der Verlauf bei 100°C ebenfalls angegeben.

Die relative totale Permeabilität $\mu_{\text{tot}} = \frac{B_-}{\mu_0 H_-}$ wurde aus der Kommutierungskurve (Neu-curve) ermittelt.

Dynamische (Wechselfeld-) Magnetisierungskurven

Aus den Diagrammen auf Seite 601 sind die dynamischen Magnetisierungskurven von SIFERRIT K 1 und M 33 bei verschiedenen Frequenzen zu ersehen. Nach der Beziehung

$i_a = \frac{\hat{B}}{\mu_0 \hat{H}}$, in der \hat{B} bzw. \hat{H} die Spitzenwerte der Induktion bzw. der sinusförmig vorausgesetzten Feldstärke sind, läßt sich die Amplitudenpermeabilität entnehmen.

Bei der Dimensionierung z.B. von Leistungsübertragern ist es häufig erforderlich, die Scheitelwerte der magnetischen Feldstärke und der magnetischen Induktion zu berechnen:

$$\hat{H} = \frac{I \cdot N \sqrt{2}}{l_e} \quad \text{und} \quad \hat{B} = \frac{\sqrt{2} U}{\omega N A_e} \quad \left[\frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} \text{ oder T} \right] \quad \text{wenn } U \text{ in V, } \omega \text{ in Hz, } A_e \text{ in m}^2$$

$$\text{und } \hat{B} = \frac{\sqrt{2} U \cdot 10^9}{\omega N A_e} = \frac{0,225 \cdot U \cdot 10^9}{f \cdot N \cdot A_e} [\text{mT}] \quad \text{wenn } A_e \text{ in mm}^2$$

Koerzitivfeldstärke H_c und Remanenz B_r

Stellt man die angesteuerte Magnetisierungsschleife in üblicher Weise dar, indem man die Induktion B als Ordinate und die Feldstärke H als Abszisse wählt, so ist H_c diejenige Feldstärke, bei der die Magnetisierungsschleife die Abszisse schneidet. Den Schnittpunkt der Magnetisierungsschleife mit der Ordinate bezeichnet man als Remanenz B_r .

Sättigungsinduktion B_s

Die Sättigungsinduktion B_s ist derjenige Wert, den die Induktion \hat{B} bei hoher Feldstärke erreicht. Die in der Werkstofftabelle auf den Seiten 596 und 597 angegebenen Induktionen liegen bereits in der Nähe der Sättigungsgrenze. Sie sind bei einer Feldstärke von 3000 A/m aufgenommen. Abweichungen von dieser Festlegung sind durch entsprechende Hinweise kenntlich gemacht.

Kernverluste

Der Kernverlustwiderstand R_s bei kleinen Feldern (bis ≈ 2 A/m) wird bei Ferriten im wesentlichen durch den Rest-Verlustwiderstand R_r , sowie durch den Hysterese-Verlustwiderstand R_h , verursacht. Die Wirbelströme spielen infolge der geringen Leitfähigkeit, besonders bei tiefen Frequenzen, eine untergeordnete Rolle.

Bezogener Verlustfaktor

Durch einen Luftspalt wird der Material-Verlustfaktor $\tan \delta$ der Spule um den Faktor μ_e/μ_i verkleinert. Daher wird in der Tabelle für die Werkstoffe (siehe Seite 596 und 597) sowie im Diagramm (Seite 598) der auf μ_i bezogene Verlustfaktor $\tan \delta/\mu_i$ angegeben. Für einen Kern mit Luftspalt gilt dann für den effektiven Verlustfaktor

$$\tan \delta_e = \frac{\tan \delta}{\mu_i} \mu_e.$$

Der Rest-Verlustwiderstand R_r kann berechnet werden nach der Beziehung

$$R_r = \omega L \tan \delta_e.$$

Günstigstes Frequenzgebiet

Der Verlauf des $\tan \delta/\mu_i$ über der Frequenz ist für unsere SIFERRIT-Werkstoffe auf der Seite 598 dargestellt. Diese Kurven sollen bei der Auswahl der SIFERRIT-Werkstoffe für Spulen hoher Güte einen guten Überblick bieten. Für die Anwendung bei Breitband-Übertragern und Dämpfungsteilen können die Kurven der Komponenten μ'_s und μ''_s der komplexen Permeabilität $\bar{\mu}$ auf Seite 599 vorteilhafter sein.

Oberste Frequenzgrenze f_{\max}

Als oberste Frequenzgrenze wurde diejenige Frequenz gewählt, bei der die Verlustfaktor-kurve noch nicht zu steil ansteigt. Angenähert ist das bei einer Ringkerngüte von etwa 50 bzw. einem $\tan \delta$ von etwa 0,02 der Fall. Bei Kernen mit Luftspalt oder unterhalb der Grenzfrequenz ist die Güte wesentlich größer.

Unterste Frequenzgrenze f_{\min}

Als unterste Frequenzgrenze wurde zweckmäßigerweise diejenige Frequenz gewählt, bei der es sich lohnt, wegen des geringeren Verlustfaktors zum nächst höherpermeablen Werkstoff überzugehen.

Hystereseverlustwiderstand R_h , Hysterese materialkonstante η_B und Hysterese kernkonstante η_i

Mißt man den Verlustwiderstand einer Spule mit Ferritkern bei verschiedenen Induktionen, so zeigt sich, daß er infolge der Hysterese mit wachsender Induktion zunimmt.

Da dieser Hystereseverlustwiderstand R_h in verschiedenen Induktionsbereichen und bei verschiedenen Frequenzen verschieden stark ansteigen kann, soll er nach einem IEC-Vorschlag z. B. für μ_i -Werte > 500 bei $\hat{B} = 1,5$ und 3 mT ($\Delta\hat{B} = 1,5$ mT) und bei $f = 10$ kHz gemessen werden.

Kann in der Meßbrücke nicht die Spannung, sondern nur der Strom eingeregelt werden, so erhält man z.B. für ein Ferritmaterial mit $\mu_i = 2000$ und einer effektiven Feldstärke von 0,85 A/m eine Induktion von 3 mT nach:

$$\hat{B} = \mu_i \mu_0 \hat{H} = 2000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 0,85 \cdot \sqrt{2} = 3 \text{ [mT]}$$

Die Hysteresematerialkonstante η_B kennzeichnet die Hystereseverluste. Sie ist im Gegensatz zum früher verwendeten Hysteresebewert h/μ_i^2 unabhängig vom Luftspalt.

$$\eta_B = \frac{\Delta \tan \delta_h}{\mu_e \Delta \hat{B}} = \frac{\Delta R_h}{\omega L \mu_e \Delta \hat{B}}$$

Der Hystereseverlustfaktor einer Spule kann nach $\Delta \tan \delta_h = \frac{\Delta R_h}{\omega L} \eta_B \Delta \hat{B} \mu_e$ bei konstantgehaltener Induktion durch (zusätzlichen) Luftspalt vermindert werden.

Die Werkstofftabelle auf Seite 596 enthält die Hysteresematerialkonstante, die an Ringkernen R 10 (10 mm ϕ) bei 10 kHz und dem oben angegebenen Induktionsintervall $\Delta \hat{B}$ gemessen ist.

Die in dieser Werkstofftabelle angegebenen magnetischen Kenngrößen gelten für den Rayleighbereich¹⁾. Der zulässige Aussteuerbereich ist umso größer, je niedriger die Anfangspermeabilität ist. Da bei Spulen häufig Strom, Induktivität und Frequenz, nicht aber Feldstärke und Induktion vorgegeben sind, wurde (nach IEC 125) eine „Hysteresekernkonstante“ η_i festgelegt:

$$\eta_i = \frac{\tan \delta_h}{\hat{i} \cdot \sqrt{L}} = \frac{R_h}{\hat{i} L^{3/2} \omega}, \text{ die zur}$$

Hysteresematerialkonstante η_B in folgender Beziehung steht:

$$\eta_i = \eta_B \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_e^3}{V_e}}$$

η_i schafft eine Beziehung zwischen Kerngrößen, effektiver Permeabilität und der Hysterese.

Häufig findet auch noch der früher übliche Hysteresebewert h/μ_i^2 Verwendung. Für die Umrechnung gelten:

$$\frac{h}{\mu_i^2} = 2\pi \cdot \sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot \eta_B; \quad \eta_B = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2} \cdot \mu_0} \cdot \frac{h}{\mu_i^2}$$

vereinfacht:

$$\eta_B = 0,896 \cdot \frac{h}{\mu_i^2} \left[\frac{1}{\text{mT}} \right]$$

$$\text{Beispiel mit } h/\mu_i^2 = 0,8 \cdot 10^{-6} [\text{cm/A}]: \quad \eta_B = 0,896 \cdot 0,8 \cdot 10^{-6} = 0,71 \cdot 10^{-6} \left[\frac{1}{\text{mT}} \right]$$

$$\eta_i = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{h}{\mu_i^2} \cdot \sqrt{\frac{\mu_e^3}{\mu_0 \cdot V_e}}$$

Weitere Informationen siehe IEC-Publikationen 205 und 401.

Der Klirrfaktor k ist dem Hystereseverlustfaktor $\tan \delta_h$ proportional (im Rayleighbereich).

Bei sinusförmigem Strom ist der Spannungsklirrfaktor $k_u \approx \frac{3}{5} \tan \delta_h$.

Verlustleistung P_v bei höheren Induktionen

Die Verlustleistung P_v von SIFERRIT-Werkstoffen, die auch bei höheren Induktionen eingesetzt werden, ist auf Seite 619 als Funktion der Frequenz mit einigen Induktionswerten als Parameter dargestellt (gemessen an Ringkernen R 10). Für die Werkstoffe N 27, N 41 und N 47, die besonders für Leistungsübertrager geeignet sind, sind auf Seite 618 die Gesamtverluste in Abhängigkeit von der Temperatur angegeben.

¹⁾ Rayleighbereich $\hat{=}$ Gebiet mit linearer Abhängigkeit zwischen Feldstärke und Induktion

Spulengüte Q bzw. Spulenverlustfaktor $\tan \delta_L$

Das Verhältnis des Blindwiderstandes zum Gesamtwirkwiderstand einer Spule bezeichnet man als Güte Q:

$$Q = \frac{\omega L}{R_v} = \frac{1}{\tan \delta_L} = \frac{\text{Blindwiderstand}}{\text{Gesamtwiderstand}}$$

wobei bedeuten:

R_v = Widerstand in Serie mit der Induktivität L,

$\tan \delta_L$ = Verlustfaktor der gesamten Spule.

Besonders bei Kernen mit Luftspalt ist eine Trennung der Verlustanteile (Verluste durch den Kern, Verluste durch die Wicklung) meßtechnisch nur ungenau durchzuführen. Daher sind für Schalenkerne Beispiele des Güteverlaufs über der Frequenz angegeben.

Aus diesen Gütekurven wurden für einige Kerntypen die sogenannten ISO-Q-Kurven ermittelt.

Temperatureinflüsse

Curietemperatur

Die Curietemperatur ist diejenige Temperatur, bei der die Ferrite ihre magnetischen Eigenschaften praktisch verlieren. Dieser Übergang erfolgt bei unseren Ferriten beinahe sprunghaft. Der Vorgang ist reversibel, d.h. bei Abkühlung unter die Curietemperatur wird das Material wieder magnetisch. Angaben über die Curietemperaturen unserer Werkstoffe siehe Werkstofftabelle.

Temperaturabhängigkeit der Anfangspermeabilität μ_i und des bezogenen Verlustfaktors $\tan \delta/\mu_i$

Der Verlauf beider Größen in Abhängigkeit von der Temperatur ist aus Seite 600 ersichtlich. Die Änderung des Verlustfaktors mit der Temperatur ist im Bereich +5 bis +55°C von untergeordneter Bedeutung; meist geht bei den Spulen die Änderung des Kupferwiderstandes stärker in die Güte ein.

Temperaturbeiwert α der Permeabilität

Der Temperaturbeiwert der Anfangspermeabilität ist definitionsgemäß

$$\alpha = \frac{\mu_{i2} - \mu_{i1}}{\mu_{i1}} \cdot \frac{1}{\vartheta_2 - \vartheta_1}$$

μ_{i1} = Anfangspermeabilität bei Temperatur ϑ_1 (20° C bis 25° C)

μ_{i2} = der zur Temperatur ϑ_2 gehörige Permeabilitätswert

In einem magnetischen Kreis mit Luftspalt und der effektiven Permeabilität μ_e wird der Temperaturbeiwert des Werkstoffes um den Faktor μ_e/μ_i verkleinert. Daher gilt für einen Kern mit Luftspalt

$$\alpha_e = \alpha \frac{\mu_e}{\mu_i} = \frac{\mu_{i2} - \mu_{i1}}{\mu_{i1}} \cdot \frac{1}{\vartheta_2 - \vartheta_1} \cdot \frac{\mu_e}{\mu_i}$$

Die Größe α/μ_i ist der „bezogene Temperaturbeiwert“. Er ist für die einzelnen Materialien in der Werkstofftabelle (S. 596 für den Bereich +55 °C bis -25 °C angegeben. Die zur Berechnung des Temperaturbeiwertes α_e des Kernes erforderliche effektive Permeabilität μ_e ist bei den speziellen Kerndaten aufgeführt.

Weitere Informationen siehe Buch „Ferritkerne“ Kampczyk/Röß, erschienen im Siemens-/erlag.

Spezifischer Widerstand

Die Werkstofftabelle auf den Seiten 596 und 597 enthält auch Angaben über den spezifischen Gleichstromwiderstand ρ , gemessen bei Raumtemperatur, geringer Stromdichte ($< 0,01 \text{ mA/mm}^2$) und Kontaktierung mit Indium-Gallium. Andere Kontaktierungen, z. B. mit Leitsilber, bringen in der Regel etwas höhere Werte.

Die Frequenzabhängigkeit des spezifischen Widerstandes wird im folgenden Beispiel an dem Werkstoff N 48 gezeigt:

| f | kHz | 10 | 100 | 500 |
|--------|------------------|-----|------|------|
| ρ | Ωm | 1,0 | 0,95 | 0,65 |

Die Frequenzabhängigkeit des spezifischen Widerstandes hochohmiger Ferrite, wie K 1, ist vernachlässigbar klein.

Dielektrizitätskonstante

Ferrite mit größerer Leitfähigkeit zeigen bei tiefen Frequenzen eine hohe Dielektrizitätskonstante (ϵ_r), die auf einem Schichteffekt infolge der dünnen Korngrenzen beruht. Bei hohen Frequenzen streben alle Ferrite der Dielektrizitätskonstanten der Ferritkristalle zu ($\epsilon \approx 10$ bis 20). Ferrite mit geringer Leitfähigkeit zeigen diese Werte schon bei tieferen Frequenzen, wie aus folgenden Angaben hervorgeht:

| SIFERRIT-Werkstoff | spezifischer Widerstand Ωm \approx | Dielektrizitäts-Konstante ϵ bei | | | | |
|--------------------|---|--|----------------------|--------------------|----------------------|----------------------|
| | | 10 kHz \approx | 100 kHz \approx | 1 MHz \approx | 100 MHz \approx | 300 MHz \approx |
| K 1 | 10^5 | 30 | 15 | 12 | 11 | 11 |
| N 48 | 1 | $140 \cdot 10^3$ | $50 \cdot 10^3$ | $30 \cdot 10^3$ | | |

Magnetostriktion

Unter linearer Magnetostriktion versteht man die relative Längenänderung eines magnetischen Kernes durch ein magnetisches Feld. Die größte relative Längenänderung $\lambda = \Delta l/l$ tritt bei der Sättigungsmagnetisierung auf.

Anwendungsgebiete

Anwendungstabelle

| Anwendung für | Frequenzbereich (MHz) | Induktion | |
|--|-----------------------|---------------------|------|
| | | klein ¹⁾ | groß |
| Spulen hoher Güte für Schwingkreise und Filter | ... 0,1 | x | |
| | 0,2 ... 1,6 | x | |
| | 1,5 ... 12 | x | |
| | 6 ... 30 | x | |
| Spulen hoher Güte für Schwingkreise und Filter (offen) | 0,2 ... 1,6 | x | |
| | 1,5 ... 12 | x | |
| | 6 ... 40 | x | |
| | 10 ... 300 | x | |
| Übertrager mit geringem Anstieg der Permeabilität | ... 0,3 | x | |
| Breitbandübertrager (z. B. Antennenübertrager für MW, KW, UKW, FS) und Impulsübertrager für elektronische Datenverarbeitung | ... 3 ²⁾ | x | |
| | ... 5 ²⁾ | x | |
| | ... 10 | x | |
| | ... 250 | x | |
| | ... 400 | x | |
| | ... 1000 | x | |
| Übertrager, Drosseln mit größerer Leistung (z. B. für Schaltnetzteile, Gleichspannungswandler, Impuls-Übertrager, Zeilentrafo für FS, Transduktoren, Zündspulen u. ä.) | ... 0,1 | | x |
| | ... 1 | | x |
| | ... 1,5 | x | x |
| Dämpfungszwecke (z. B. bewickelte Zylinderkerne, Drähte mit aufgeschobenem Rohrkern) | ... 500 | x | x |
| Magnetköpfe | 0,2 | | x |
| Induktive Näherungsschalter | ... 1 | x | |
| | ... 2 | x | |

¹⁾ Kleine Induktion bis ca. 10 mT (Rayleigh-Bereich)

²⁾ Obere Frequenzgrenze auch von Kern-Abmessungen abhängig (bei Schalenkernen für Filter auch von der Scherung)

³⁾ Auf Anfrage

| Merkstoff | Bauform |
|----------------------------|--|
| N 48 | Schalen-, RM-, TT-Kerne mit Luftspalt |
| M 33, N 58 | |
| K 1 | |
| K 12 | |
| M 33 | Zylinderkerne Rohrkerne Gewindekerne Antennenstäbe rund, geschlitzt |
| K 1 | Zylinderkerne Rohrkerne Gewindekerne |
| K 12 | |
| U 17 | |
| N 26, N30, T 35, T 38 | Schalen-, RM-, X-, Q-, EP-, E-Kerne |
| N 30 | Schalenkerne |
| N 30, T 35, T 38 | Ringkerne, EP-Kerne |
| N 26 | Schalenkerne E-Kerne |
| M 33 | Schalen-, RM-Kerne |
| K 1, K 12 | Schalenkerne Doppellochkerne |
| U 17 | Zylinderkerne Rohrkerne |
| U 60 ³⁾ | Doppellochkerne |
| N 27, N 41 | U-, Ring-, ER-, TT-Kerne Schalen-, PM-, RM-Kerne E-, EC-, CC-Kerne |
| N 47 | RM-Kerne |
| M 33 | Zylinderkerne |
| N 22 | Zylinderkerne, Dämpfungspierlen Rohrkerne Sechsllochkerne |
| T 8, T 9, N 22, T 56, T 57 | Magnetkopferkerne |
| N 22 | Schalenkerne |
| M 33 | |

SIFERRIT®-Werkstoffe

Werkstofftabelle

Die Werte sind an Ringkernen R10 ermittelt und, wenn nichts anderes vermerkt, auf Raumtemperatur bezogen.

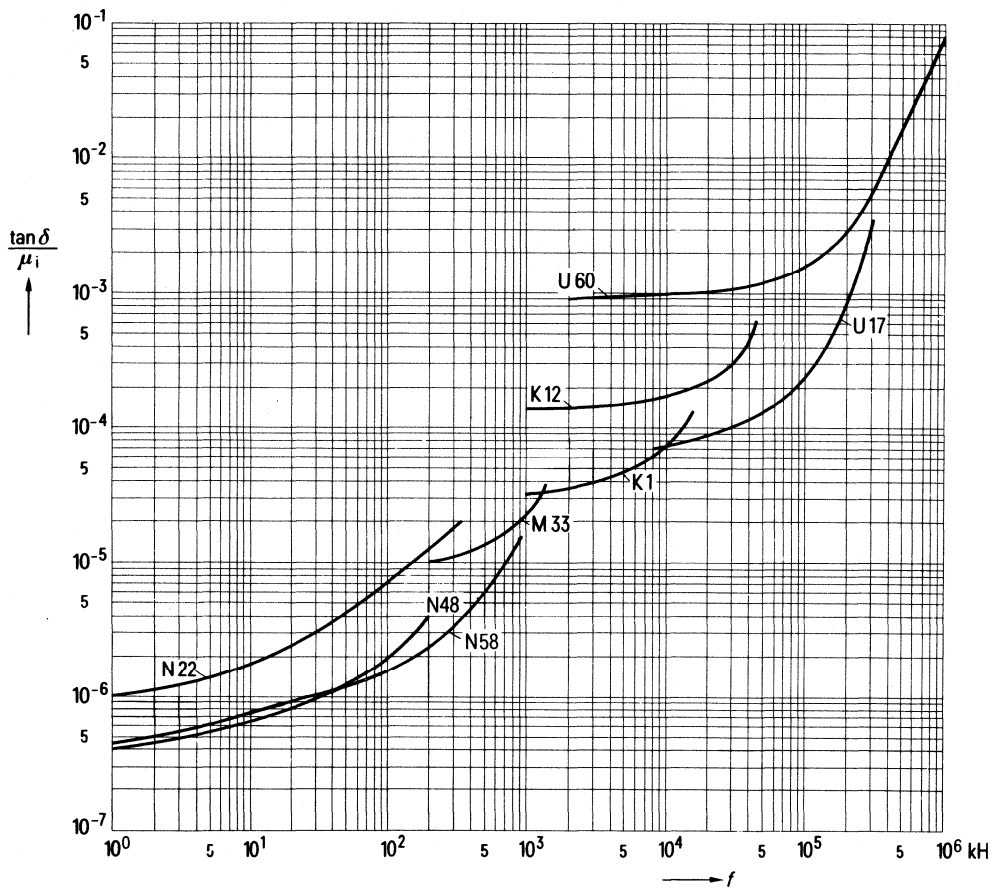
| | | | Standard- | | | | | |
|---|--|--|--|-----------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|--|
| Bevorzugte Anwendung Werkstoffe | | | Spulen für Resonanzkreise | | | | Breitbandübertrager | |
| | | | K 1 | M 33 | N 58 | N 48 | N 26 | N 30 |
| Kennfarbe | | | violett | weiß | – | – | – | – |
| Anfangspermeabilität μ_i | | | 80 ± 20 % | 750 ¹⁾ ± 20 % | 1300 ± 20 % | 2000 ± 20 % | 2300 ± 20 % | 4300 ± 20 % |
| günstigstes Frequenzgebiet | | | f_{\min} MHz f_{\max} MHz | 1,5 12 | 0,2 1,0 | 0,05 0,6 | 0,001 0,1 | – – |
| bezog. Verlustfaktor $\tan \delta/\mu_i$ | | | f_{\min} f_{\max} 10^{-6} | < 40 < 100 | < 12 < 20 | < 1,6 < 8 | < 0,5 < 2,5 | – < 5 – |
| Curietemperatur | | | °C | > 350 | > 200 | > 200 | > 150 | > 150 > 140 |
| Koerzitivfeldstärke | | | A/m | 500 | 100 | 45 | 20 | 20 13 |
| Induktion \vec{B} bei $\vec{H} = 3000$ A/m | | | mT | 360 | 450 | 420 | 390 | 390 380 |
| spezifischer Gleichstromwiderstand ρ | | | $\Omega \text{ m}$ | 10^5 | 5 | 3 | 1 | 1 0,5 |
| Hysterese materialkonstante η_B | | | $\frac{10^{-6}}{\text{mT}}$ | < 36 | < 1,8 | < 0,5 | < 0,4 | < 1,5 < 1,1 |
| bezogener Temperaturbeiwert a/μ_i bei 20... 55°C bei 20... 5°C bei 20...–25°C | | | $10^{-6}/\text{K}$ | 2...6 1...6 1...6 | 0,5...2,3 0,5...2,5 0,5...3,0 | 0,5...1,2 0,5...1,2 0,3...2,0 | 0,4...1,0 0,4...1,0 0,4...1,5 | 0...1,5 0...2 – |
| Schwerpunkt von a/μ_i bei 20 bis 55°C | | | $10^{-6}/\text{K}$ | 4 | 1,6 | 0,9 | 0,7 | – 1 |
| Desakkommodationsfaktor DF bei 60 °C bei 20 °C | | | 10^{-6} | < 35 20 | < 12 8 | < 6 – | < 4 2 | – – – |
| Dichte | | | kg/m ³ | 4400 | 4500 | 4500 | 4700 | 4700 4800 |
| Kernformen | | | Schalen, RM | | | | RM, EP Schalen Q, X | RM, EP Schalen Q, X, TT Ring Doppel- loch |
| | | | Zylinder Rohr Gewinde Ring | Doppel- loch | Anten- nenstäbe | X TT Q EP | | |

¹⁾ Für Zylinder-, Rohr- und Gewindekerne gilt $\mu_i = 600 \pm 20\%$

²⁾ Perminvarferrit; bei starken Feldern im Kern (etwa > 1500 A/m) treten irreversible Güte- und Permeabilitätsänderungen auf

| Werkstoffe | | | | | Sonder-Werkstoffe | | | |
|----------------|--------------------------------|---------------------|---|----------------|-----------------------|---|-----------------|--|
| T 35 | T 38 | Leistungsübertrager | | | Schwingkreisspulen | | | Näherungsschalter und Kleinteile N 22 |
| | | N 47 | N 27 | N 41 | Übertrager, U 60 | Drosseln U 17 ²⁾ | K 12 | |
| - | - | - | - | - | rosa | grau | gelb | rot |
| 6000 ± 20 % | 10000 ± 30 % | 1400 ± 20 % | 2000 ± 20 % | 3000 ± 20 % | 8 ± 20 % | 10 ± 20 % | 24 ± 20 % | 1800 ± 20 % |
| - | - | - | - | - | 100 | 10 | 3 | 0,001 |
| - | - | 1,0 | 0,2 | 0,2 | 1000 | 220 | 40 | 0,2 |
| - | - | - | - | - | < 2000 | < 100 < 1700 | < 150 < 600 | < 2 < 20 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| > 130 | > 130 | > 200 | > 200 | > 230 | > 250 | > 500 | > 400 | > 145 |
| 6 | 4 | 35 | 20 | 20 | 1000 | 1500 | 1200 | 30 |
| 380 | 380 | 430 | 510 | 510 | 110 | - | 145 | 390 |
| 0,2 | ≥ 0,1 | 3 | 1 | 1 | 10 ⁵ | 10 ⁵ | 10 ⁵ | 1 |
| < 1,4 | < 1,4 | < 0,8 | < 1,5 | < 1,4 | - | < 27 | < 45 | < 1,4 |
| - | - | - | - | - | - | - | 3 ...14 | 0,6...1,6 |
| - | - | - | - | - | - | - | -0,5...14 | 0,6...1,8 |
| - | - | - | - | - | - | - | -1 ...14 | 0,7...2,3 |
| 0,7 | 0,5 | 1 | 3 | 4 | 150 | 40 | 10 | 0,9 |
| - | - | - | - | - | - | - | < 50 | < 7 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | 4 |
| 4900 | 4900 | 4700 | 4800 | 4800 | 4800 | 4200 | 4300 | 4700 |
| RM, EP | RM, EP Schalen Q Ring | RM Ring | Schalen RM TT PM CC E U Ring | Schalen RM | nur auf Anfrage | Schalen Zylinder Rohr Gewinde Doppel- loch | Schalen | Nähe- rungs- schalter Rohr Mehr- loch |

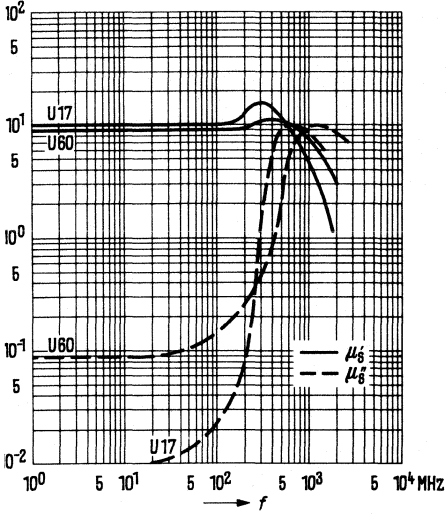
**Bezogener Verlustfaktor
in Abhängigkeit von der Frequenz**



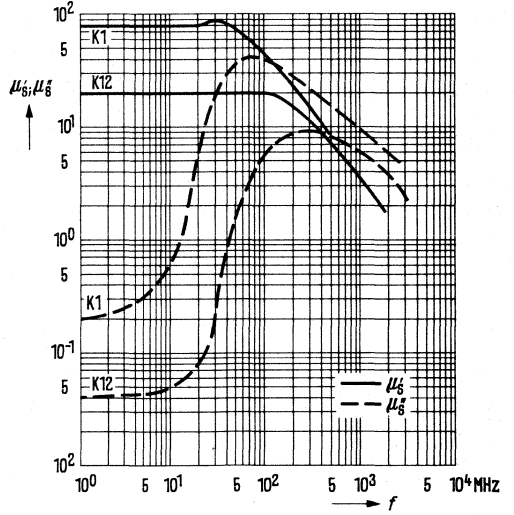
Gemessen an Ringkernen R 10
Meßinduktion $\beta \leq 0,1$ mT

**komplexe Permeabilität
in Abhängigkeit von der Frequenz**

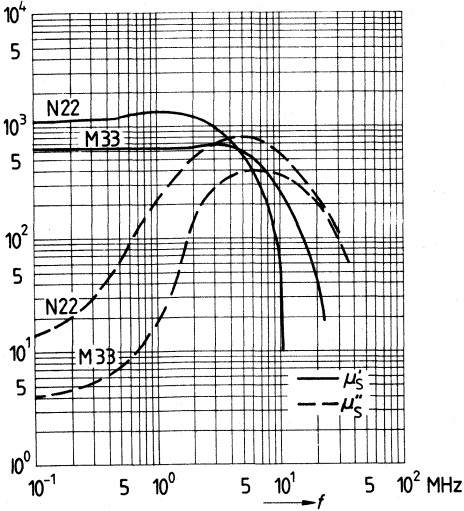
U 17, U 60



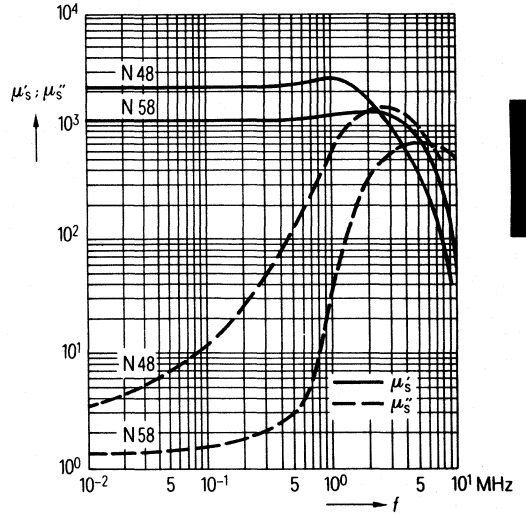
K 12, K 1



M 33, N 22



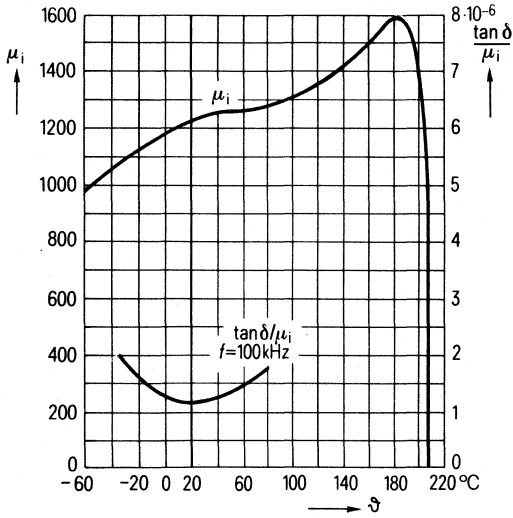
N 48, N 58



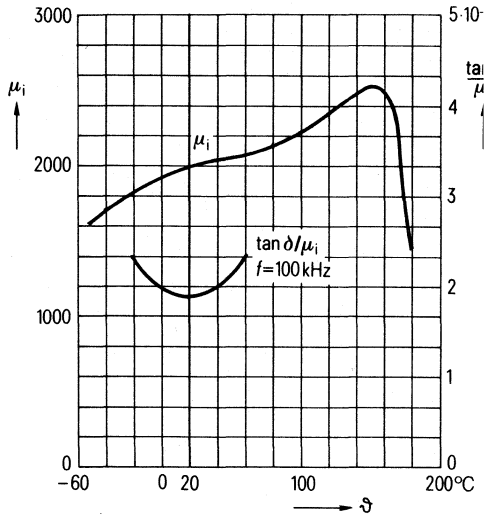
Gemessen an Ringkernen R 10
Meßinduktion $B \leq 0,1$ mT

**Anfangspermeabilität und bezogener Verlustfaktor
in Abhängigkeit von der Temperatur**

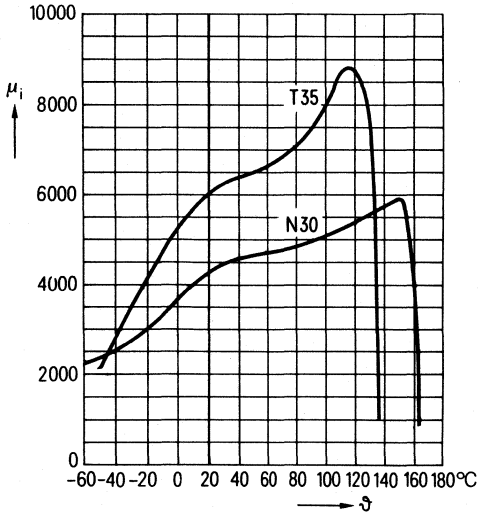
N 58



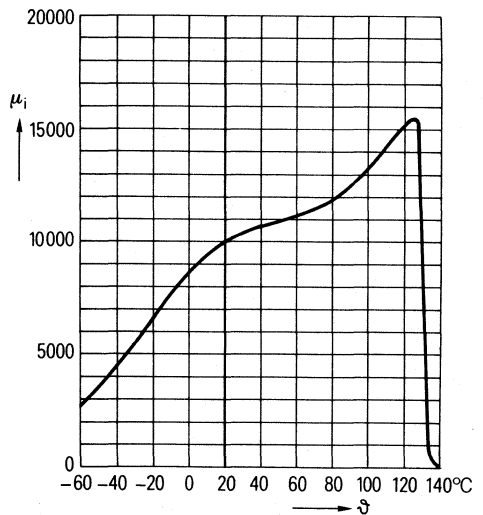
N 48



N 30, T 35

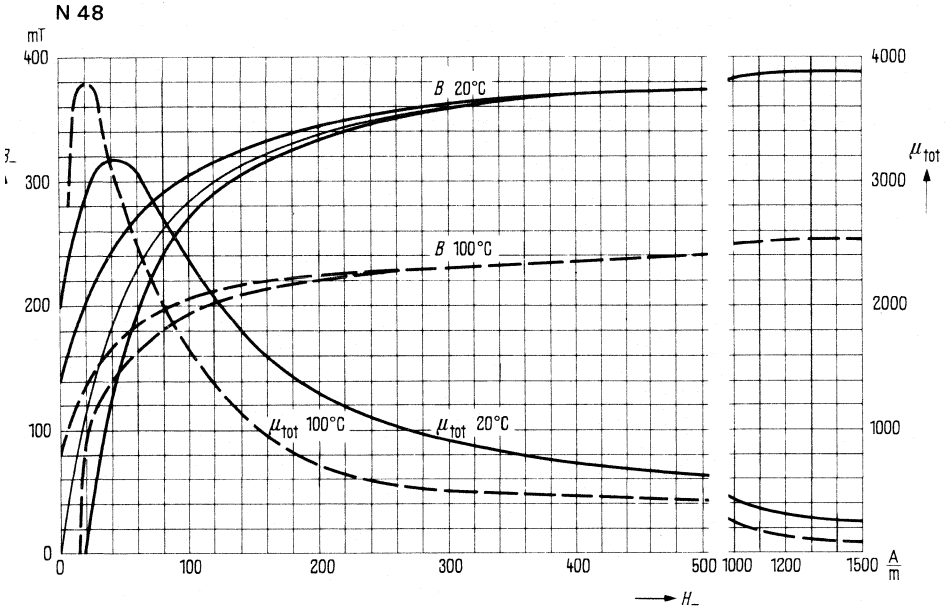


T 38

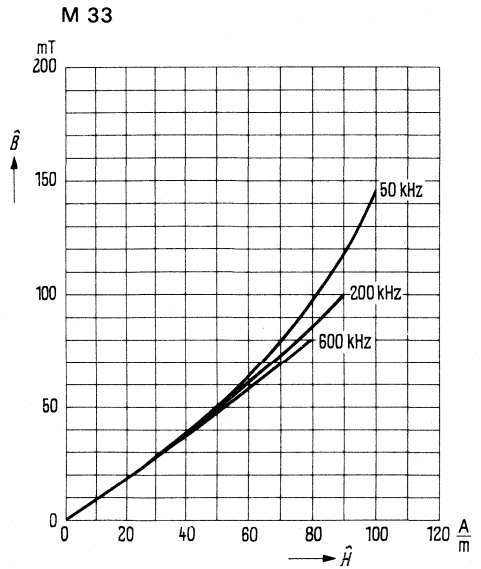
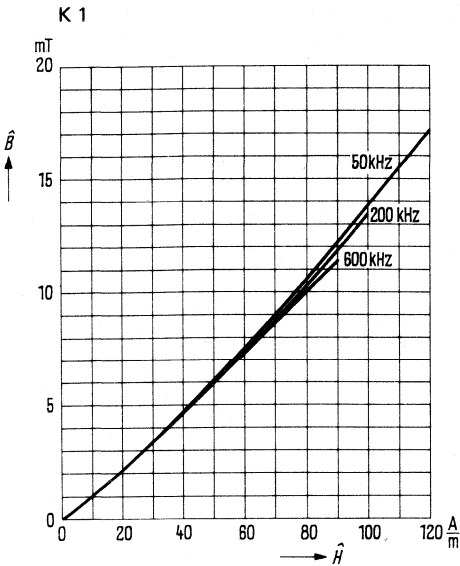


Meßinduktion $\hat{B} \leq 0,1 \text{ mT}$

Statische Magnetisierungskurven



Dynamische Magnetisierungskurven



3.1.1 Spulen-Projektierung

Gleichstrom-Vormagnetisierung von Schalen- und RM-Kernen

Begriffsbestimmungen

$$H_{-} = \frac{I_{-} \cdot N}{l_{e}}$$

H_{-} = Gleichfeldstärke (in A/m)

I_{-} = Gleichstrom (in A)

N = Windungszahl

l_{e} = effektive magnetische Weglänge (in m) ¹⁾

Erläuterungen zu den Diagrammen

Die Kurven $\mu_{\text{rev}} = f(H_{-})$ dienen zur überschlägigen Ermittlung der Änderung der Wechsel-feldpermeabilität (μ_{rev}) bzw. des A_{L} -Wertes durch eine Vormagnetisierung. Sie sind besonders für Anwendung von Schalenkernspulen als Übertrager von Interesse, da man bei Spulen mit hohen Konstanzanforderungen (bei Filterspulen und dergleichen) eine Vormagnetisierung möglichst vermeiden soll. Bei geometrisch ähnlichen Schalenkernen genügt für die Ermittlung der reversiblen Permeabilität eines Schalenkernwerkstoffes in guter Näherung nur die effektive Permeabilität des jeweiligen Schalenkernes unter Benützung der angegebenen Kurven.

Für die Ermittlung des Verlaufes der reversiblen Permeabilität in Abhängigkeit von der vormagnetisierenden Gleichfeldstärke H_{-} entnimmt man aus den Unterlagen des Schalenkernes die dort angegebene effektive Permeabilität μ_{e} für den gewünschten A_{L} -Wert. Falls der Verlauf $\mu_{\text{rev}} = f(H_{-})$ für die betreffende effektive Permeabilität nicht unmittelbar eingezeichnet ist, kann die Kurve durch Interpolation zwischen zwei angegebenen Kurven ermittelt werden. Die zugehörige Gleichfeldstärke H_{-} läßt sich gemäß angegebener Gleichung berechnen, wobei die effektive magnetische Weglänge l_{e} ebenfalls den Schalenkernunterlagen zu entnehmen ist.

Nachfolgende Kurven (gemessen bei 20°C und 10 kHz) gelten für Schalen- und RM-Kerne mit Mittelloch. Kerne ohne Mittelloch (RM 6, RM 8, RM 10, RM 12) sind mit einer um ca. 10% höheren Gleichfeldstärke belastbar.

Beispiel

Schalenkern $\varnothing 26 \times 16$, B65671

Werkstoff SIFERRIT N 48

$A_{\text{L}} = 400 \text{ nH}$;

$\mu_{e} = 127$;

$l_{e} = 37,2 \text{ mm}$

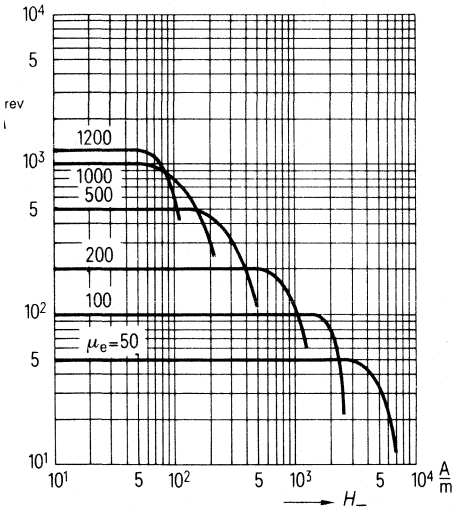
Der Abfall der Permeabilität durch Vormagnetisierung tritt ab einer Gleichfeldstärke von etwa 1000 A/m auf.

Dies entspricht einer Gleichstromdurchflutung von

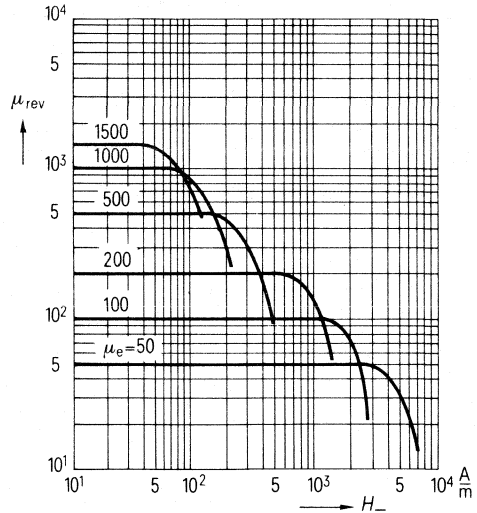
$$I_{-} \cdot N = H_{-} \cdot l_{e} = 1000 \cdot 37,2 \cdot 10^{-3} = 37,2 \text{ A}$$

¹⁾ In der Praxis wird l_{e} in mm angegeben.

N 22



N 48



Berechnungsbeispiel für eine Schwingkreisspule

Gefordert werde eine SIFERRIT-Schalenkernspule mit einer Induktivität von $640 \mu\text{H}$ und einer Mindestgüte von $Q = 400$ ($\tan \delta_L = \frac{1}{Q} = 2,5 \cdot 10^{-3}$) für eine Frequenz von 500 kHz . Der Temperaturbeiwert α_e dieser Spule soll im Bereich $+5$ bis $+55 \text{ }^\circ\text{C}$ bei $100 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ liegen.

1) Werkstoff-Auswahl

Nach der Werkstofftabelle auf den Seiten 596 u. 597 und den Kurven $\tan \delta/\mu_i$ (Seite 598) kommt für 500 kHz z.B. der Werkstoff M 33 in Frage.

2) Wahl des A_L -Wertes

Die Güte- und TK -Bedingungen erfordern einen Schalenkern mit Luftspalt. Der bezogene Temperaturbeiwert α/μ_i von SIFERRIT M 33 beträgt nach der Werkstofftabelle im Mittel etwa $1,6 \cdot 10^{-6}/\text{K}$. Nachdem der gewünschte α_e des Schalenkernes mit Luftspalt bei etwa $100 \cdot 10^{-6}/\text{K}$ liegen soll, folgt für die effektive Permeabilität

$$\frac{\alpha}{\mu_i} = \frac{\alpha_e}{\mu_e}, \quad \mu_e = \alpha_e \cdot \frac{\mu_i}{\alpha} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{\text{K}} \cdot \frac{1 \cdot \text{K}}{1,6 \cdot 10^{-6}} = 62,5$$

Beim Schalenkern $\varnothing 18 \times 11$ (B65651) ist $\mu_e = 47,9$ für $A_L = 100 \text{ nH}$.

Beim Schalenkern $\varnothing 22 \times 13$ (B65661) ist $\mu_e = 39,8$ für $A_L = 100 \text{ nH}$.

3) Wahl des Wickelmaterials

Für das Gebiet um 500 kHz hat sich die Hochfrequenzlitze $20 \times 0,05$ mit einfacher Naturseidenumspinnung sehr gut bewährt. Aus der Litzentabelle (entspr. DIN 46447, Teil 1) ergeben sich ein Litzen-Außendurchmesser einschließlich Isolation von $0,367 \text{ mm}$ und ein mittlerer Widerstandswert von $0,444 \Omega/\text{m}$. Es wird empfohlen, stets den wahren Litzen-Außendurchmesser der zur Verfügung stehenden Litze zu messen und der Berechnung zugrunde zu legen.

d) Ermittlung der Windungszahl und der Bauform

Für den A_L -Wert 100 nH ergibt sich aus dem Nomogramm auf Seite 606 für die Induktivität von 640 μH die Windungszahl 80. Aus dem Spulenkörper-Nomogramm (Seite 605) entnimmt man, daß für einen Drahtaußendurchmesser von 0,367 mm auf den zweikammerigen Spulenkörper des Schalenkerntyps $\varnothing 18 \times 11$ (B65651) 80 Windungen unterzubringen sind. Man kann also diesen Typ mit einem zweikammerigen Spulenkörper wählen.

e) Drahtbedarf und Gleichstromwiderstand

Die mittlere Windungslänge l_N beträgt für diesen Spulenkörper (Seite 609) 35,6 mm. Es werden also für die Wicklung $80 \cdot 35,6 = 2848$ mm HF-Litze zuzüglich beispielsweise $2 \cdot 10$ cm für die Endenlänge, also insgesamt 3,04 m benötigt. Nachdem der Widerstandswert dieser Litze im Mittel $0,444 \Omega/\text{m}$ beträgt, ergibt sich ein Gleichstromwiderstand R_{Cu} von $3,04 \text{ m} \cdot 0,444 \Omega/\text{m} \approx 1,35 \Omega$. Es sei hier eingefügt, daß die in der Tabelle angegebenen mittleren Windungslängen l_N sich stets auf die voll ausgewickelter Spulenkörper beziehen; im Bedarfsfalle ist eine dementsprechende Korrektur vorzunehmen.

f) Güteprüfung

Die rechnerische Ermittlung der Gesamtverluste, d.h. der Kernverluste und der Wicklungsverluste – bei der vorliegenden Frequenz von 500 kHz treten schon erhebliche dielektrische und Wirbelstromverluste in der Wicklung auf –, ist sehr mühsam und nur näherungsweise möglich. Man wird daher anhand einer nach den vorherigen Angaben gewickelter Musterspule die Güte überprüfen. Im vorliegenden Falle ergab sich z.B. eine Güte vor 550.

g) Überprüfung des Temperaturbeiwertes

Der Schalenkern $\varnothing 18 \times 11$ hat bei einem A_L -Wert von 100 nH eine effektive Permeabilität $\mu_e = 47,9$. SIFERRIT M 33 hat einen bezogenen Temperaturbeiwert $\alpha/\mu_i \approx 1,6 \cdot 10^{-6}/\text{K}$, demzufolge errechnet man einen

$$\alpha_e = \mu_e \cdot \alpha/\mu_i = 47,9 (1,6 \cdot 10^{-6}/\text{K}) = 76,5 \cdot 10^{-6}/\text{K};$$

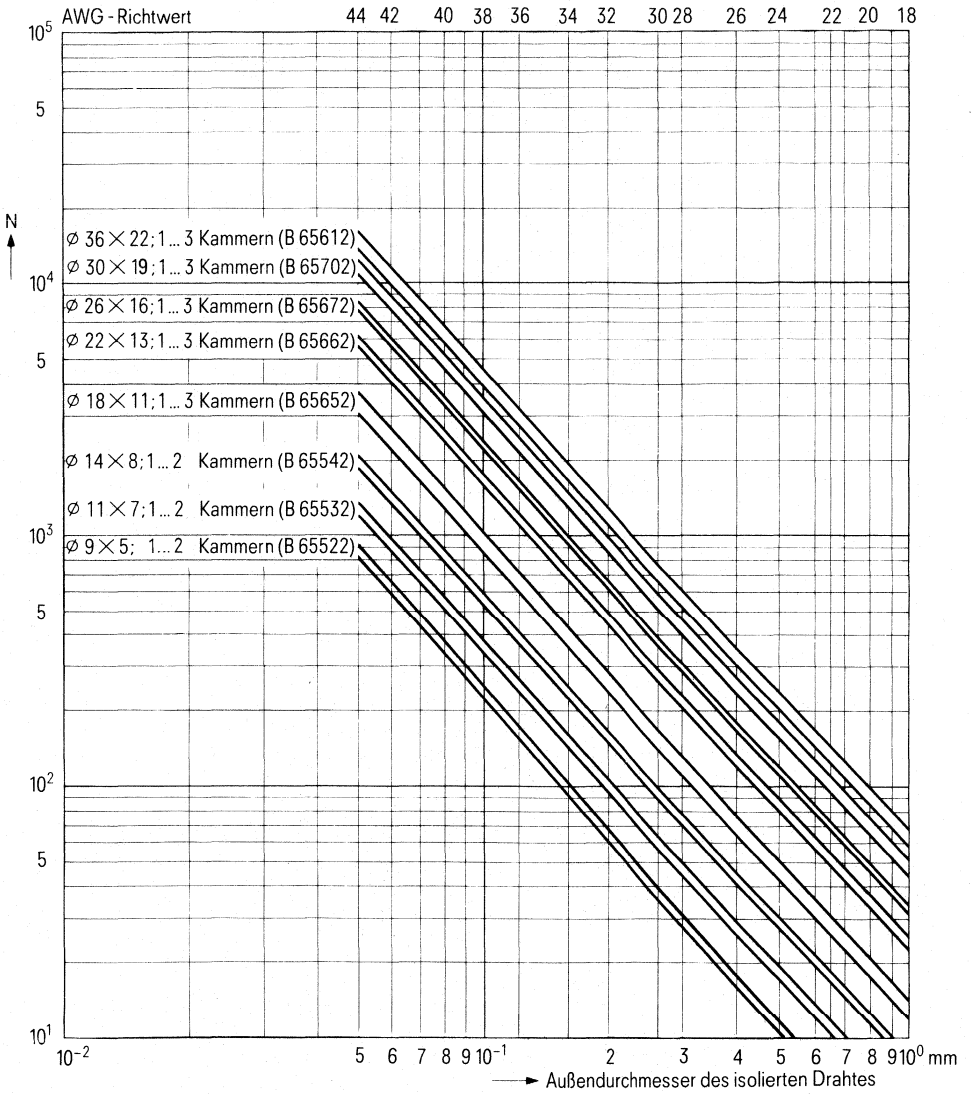
gemessen wurde z.B. $90 \cdot 10^{-6}/\text{K}$.

Es sei darauf hingewiesen, daß bei Schalenkernen, deren magnetischer Fluß fast nur im Kern verläuft, der TK der Leerspule nur sehr wenig eingeht.

Bei effektiven Permeabilitäten $\mu_e < 80$ muß jedoch durch den Einfluß der Wicklung ein zusätzlicher Temperaturbeiwert von ca. $(10 \dots 30) \cdot 10^{-6}/\text{K}$ in Rechnung gesetzt werden.

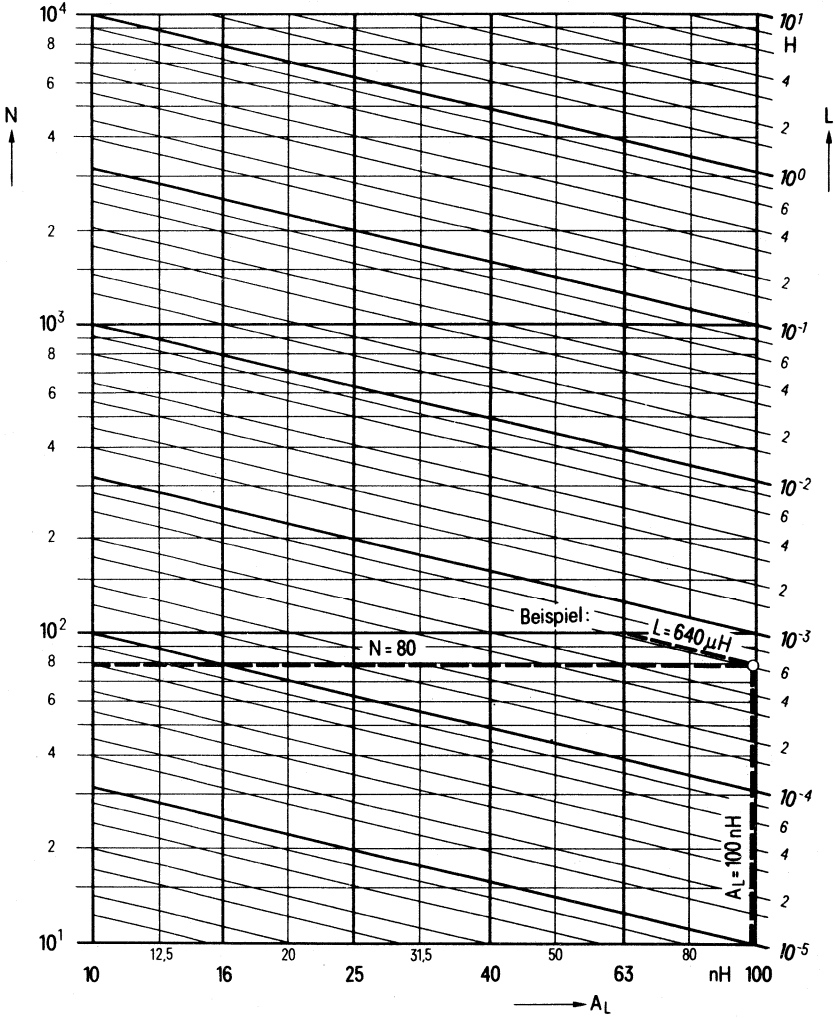
Genormte Schalenkerne

Maximale Windungszahlen N für Spulenkörper



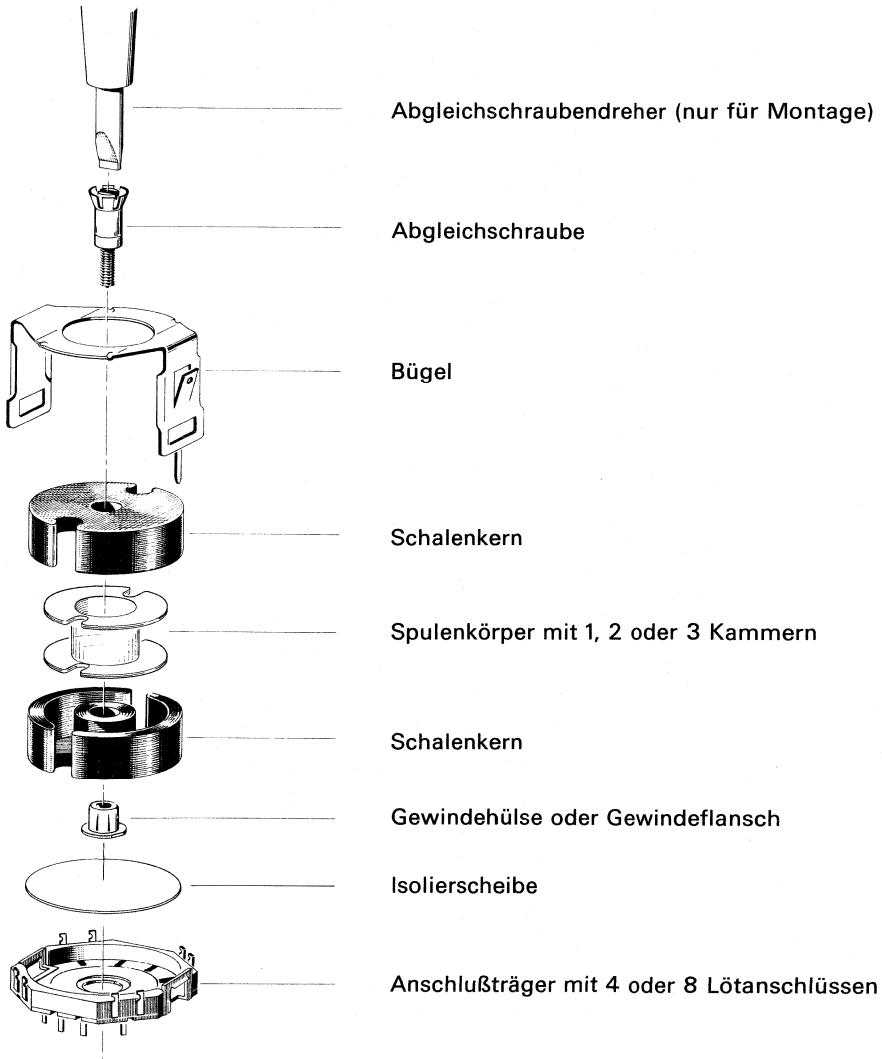
Projektierung von Spulen

Nomogramm zur Ermittlung der Windungszahl N aus Induktivität L und Induktivitätsfaktor A_L , für A_L -Werte 10 bis 100 nH

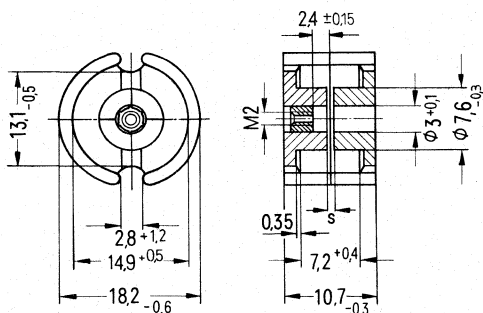


Bauform für geätzte Schaltungen

Einzelteile



Schalenkerne nach DIN 41293 bzw. IEC-Publikation 133



Magnetische Formkenngrößen

Magn. Formfaktor $\Sigma // A = 0,60$ mm
 Eff. magn. Weglänge $l_e = 25,9$ mm
 Eff. magn. Querschnitt $A_e = 43$ mm²
 Min. Kernquerschnitt¹⁾ $A_{\min} = 35$ mm²
 Eff. magn. Volumen $V_e = 1120$ mm³

Satzgewicht $\approx 6,0$ g

| Schalenkern | Bestellbezeichnung |
|---------------------------|--------------------|
| * ohne Gewindehülse | B65651-K..... |
| * mit Gewindehülse (Bild) | B65651-N..... |

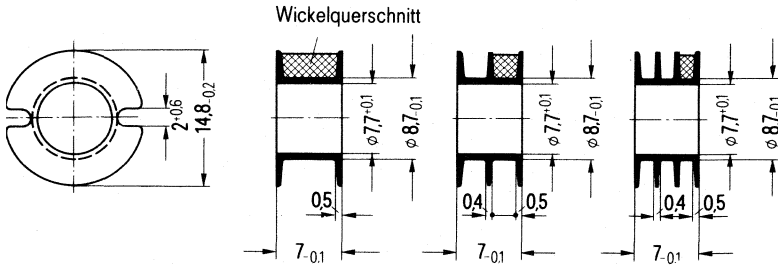
| A _L -Wert | | SIFERRIT-Werkstoff | Gesamtluftspalt s (≈) mm | effektive Permeabilität μ_e | Bestellbezeichnung (Verpackungseinheit 500 Satz) |
|-----------------------|------------------|--------------------|--------------------------|---------------------------------|--|
| nH | Toleranz | | | | |
| mit Luftspalt | | | | | |
| 25 | ±3% ≙ A | K 12 | 2,35 | 12 | B65651--0025-A012 |
| 40 | | K 1 | 1,6 | 19,2 | B65651--0040-A001 |
| 63 | | | 0,9 | 30,2 | B65651--0063-A001 |
| 63 | | M 33 | 1,1 | 30,2 | B65651--0063-A033 |
| 100 | | | 0,6 | 47,9 | B65651--0100-A033 |
| 160 | | | 0,25 | 77 | B65651--0160-A033 |
| 250 | | | N 58 | 0,18 | 120 |
| 315 | | 0,14 | | 151 | B65651--0315-A058 |
| 160 | | N 48 | 0,32 | 77 | B65651--0160-A048 |
| 250 | | | 0,2 | 120 | B65651--0250-A048 |
| 315 | | | 0,15 | 151 | B65651--0315-A048 |
| 400 | | | 0,1 | 192 | B65651--0400-A048 |
| 500 | | | 0,07 | 240 | B65651--0500-A048 |
| 630 | | | ±10% ≙ K | 0,05 | 302 |
| ohne Luftspalt | | | | | |
| 180 | +30% ≙ R -20% | K 1 | | 86 | B65651-K0000-R001 |
| 2800 | | N 48 | | 1340 | B65651-K0000-R048 |
| 3900 | | N 41 | | 1860 | B65651-K0000-R041 |
| 5600 | | N 30 | | 2670 | B65651-K0000-R030 |
| 12000 | +40% ≙ Y -30% | T 38 | | 5730 | B65651-K0000-Y038 |

¹⁾ Erforderlich zur Berechnung der max. Induktion

Spulenkörper und Isolierscheiben B 65 652

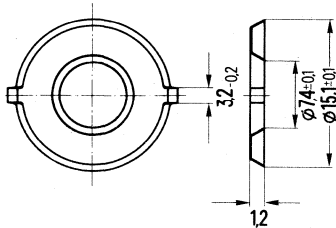
Spulenkörper nach DIN 41294 bzw. IEC-Publikation 133 aus glasfaserverstärktem Poly-
 erephthalat, schwer entflammbar nach UL 94 V-0, Kennfarbe schwarz.

Angaben zur Bewicklung siehe Seite 605.



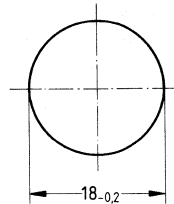
| Anzahl der Kammern | nutzbarer Wickelquerschnitt A_N | | mittlere Windungslänge l_N | A_R -Wert ¹⁾ | Gewicht \approx | Bestellbezeichnung (Verpackungseinheit 500) |
|--------------------|-----------------------------------|---------------------------|------------------------------|---------------------------|-------------------|---|
| | einer Kammer mm ² | insgesamt mm ² | | | | |
| 1 | 16 | 16 | 35,6 | 87 | 0,2 | B65652-B0000-T001 |
| 2 | 6,5 | 13 | | 94 | 0,3 | B65652-B0000-T002 |
| 3 | 4,0 | 12 | | 101 | 0,4 | B65652-B0000-T003 |

Federnde Isolierscheiben aus Makrofol 0,04 mm zur Isolation und zum Toleranzausgleich zwischen Spulenkörper und Schalenkern. Die Lieferung erfolgt in Streifen.



Bestellbezeichnung B65652-A5000-X000
 Verpackungseinheit 1000)

Isolierscheibe aus Teflon 0,05 mm zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit zwischen Kern und Anschlußträger.



Bestellbezeichnung B65652-A5002-X000
 (Verpackungseinheit 500)

¹⁾ $R_{Cu} = A_R \cdot N^2$
 Gleichstromwiderstand = $A_R \cdot$ Windungszahl²

Bügelhalterungen für geätzte Schaltungen B 65 655

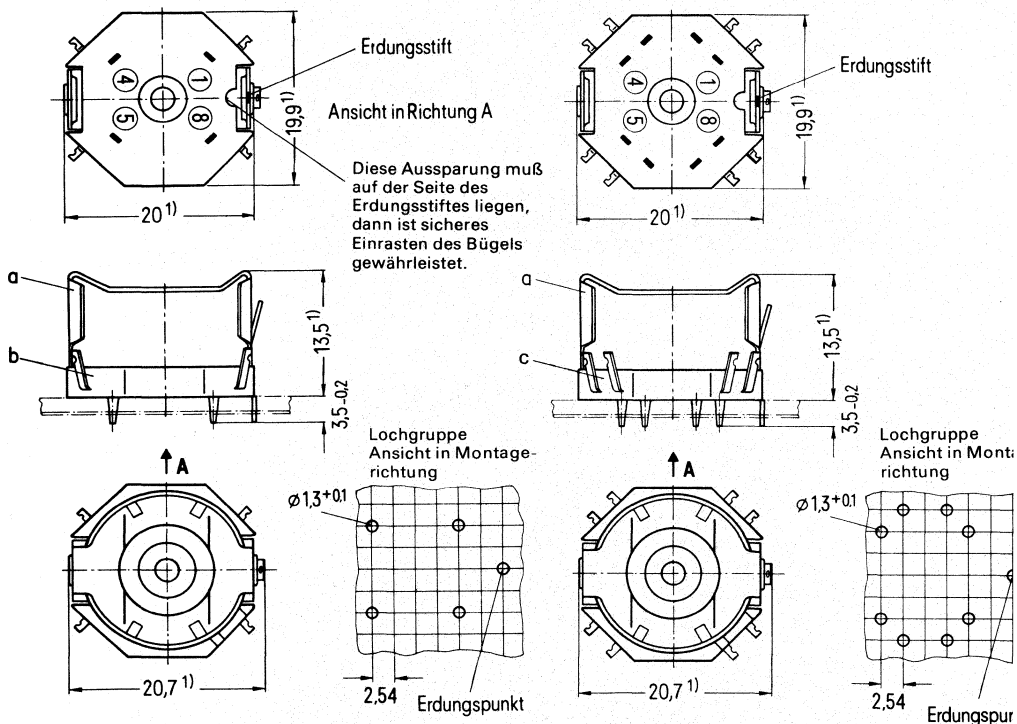
Bügelhalterungen mit Schnappverschluss. Anschlußträger aus glasfaserverstärktem Polyterephthalat, schwer entflammbar nach UL 94V-0. Zulässige Löttemperatur max. 400 °C, 2s.

Bügel federnd aus 0,3 mm starkem Neusilberblech.

Gewicht ≈ 2,4 g

B65655-B0009-X000
(mit 4 Lötanschlüssen)

B65655-B0010-X000
(mit 8 Lötanschlüssen)



Bestellbezeichnung B65655-B0009-X000
(Komplette Halterung mit 4 Lötanschlüssen)
(Verpackungseinheit 500 Satz)

Bestellbezeichnung B65655-B0010-X000
(Komplette Halterung mit 8 Lötanschlüssen)
(Verpackungseinheit 500 Satz)

| Teile der Halterung | Bestellbezeichnung | Teile der Halterung | Bestellbezeichnung | | |
|---------------------|--|---------------------|--------------------|--|----------------|
| a | 1 Bügel | C61035-A10-C40 | a | 1 Bügel | C61035-A10-C40 |
| b | 1 Anschlußträger (mit 4 Lötflächen) | C42035-A10-B5 | c | 1 Anschlußträger (mit 8 Lötflächen) | C42035-A10-B3 |

Es können Zeichnungsunterlagen zum Bau einer Montagevorrichtung geliefert werden.

Bestellbezeichnung C61407-A9-A1

¹⁾ Größtmaß

Abgleichelemente B 65 659

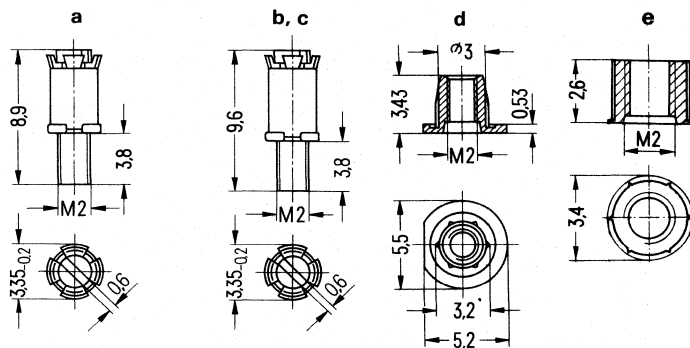
Abgleichschraube (a, b, c) B65659-E0***-X***, bestehend aus einem SIFERRIT- oder SIRUFER-Rohrkern mit angespritztem Kunststoffgewinde aus Polyterephthalat GV und einer federnden Krone, die als Kernbremse wirkt;

passend für

Gewindeflansch (d) B65659-J0002-X000 aus 11 Polyamid GV; Kennfarbe farblos

Gewindehülse (e) B65808-L3002-X000 aus 11 Polyamid GV;

Abgleichschraubendreher B63399-B0004-X000.

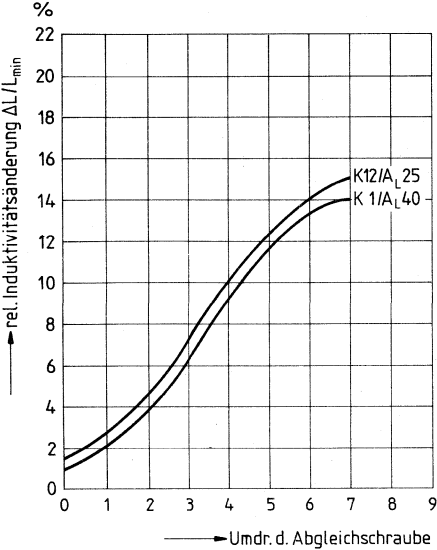


| Schalenkerne B65651 | | Abgleichschraube | | | | |
|---------------------|----------------------------|------------------|------------|-----------|----------------|--|
| Werkstoff | A _L -Wert nH | Teil | Rohrkern | | Kenn- farbe | Bestellbezeichnung (Verpackungseinheit 500) |
| | | | ∅ x Länge | Werkstoff | | |
| K 12 | 25 | a | 2,6 x 3,7 | Si 1 | weiß | B65659-E0001-X101 |
| | 40 | | | | | |
| K 1 | 63 | c | 2,82 x 4,4 | Si 1 | braun | B65659-E0004-X101 |
| | 63 | a | 2,6 x 3,7 | K 1 | grün | B65659-E0001-X001 |
| M 33 | 63 | a | 2,6 x 3,7 | Si 1 | weiß | B65659-E0001-X101 |
| | 100 | | | | | |
| M 33, N 48 | 100 | c | 2,82 x 4,4 | Si 1 | braun | B65659-E0004-X101 |
| | 160 | a | 2,6 x 3,7 | K 1 | grün | B65659-E0001-X001 |
| N 48 | 160 | c | 2,82 x 4,4 | Si 1 | braun | B65659-E0004-X101 |
| | 250 | a | 2,6 x 3,7 | N 22 | rot | B65659-E0001-X023 |
| N 58 | 250 | b | 2,75 x 4,4 | N 22 | schwarz | B65659-E0003 X023 |
| N 48, N 58 | 315 | | | | | |
| N 48 | 400 | c | 2,82 x 4,4 | N 22 | gelb | B65659-E0004-X023 |
| | 400 | | | | | |
| | 500 | | | | | |

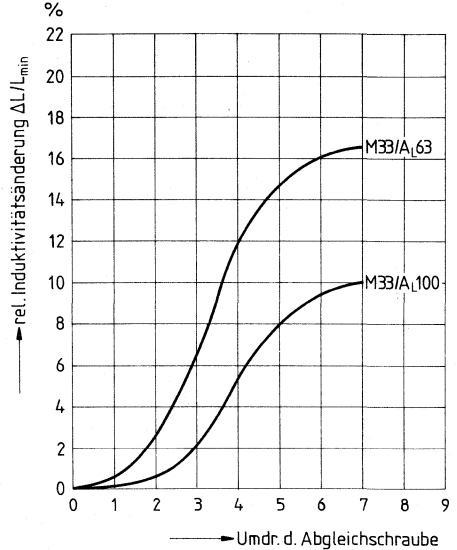
Induktivitäts-Abgleichkurven

Gemessen an Kernen mit eingeklebter Gewindehülse B65808-L3002-X000.

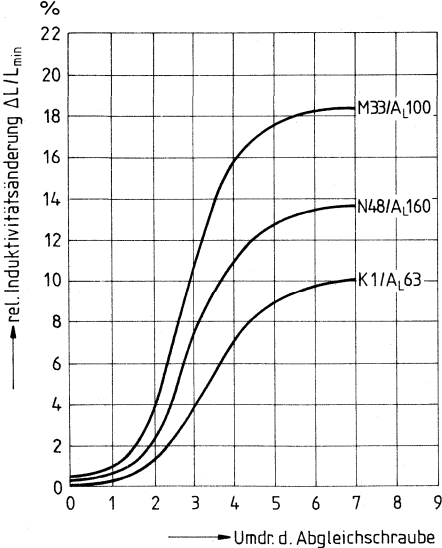
Abgleichschraube B65659-E0001-X101
Kennfarbe weiß



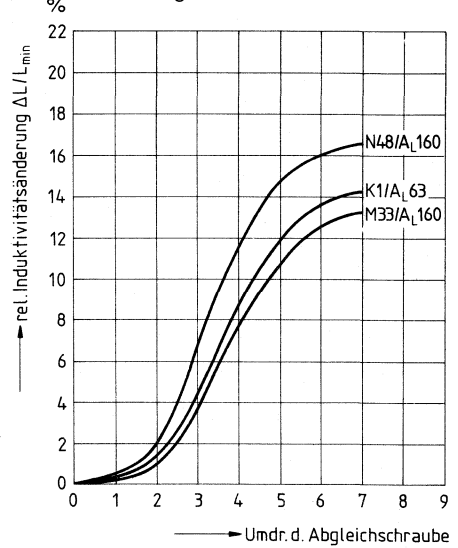
Abgleichschraube B65659-E0001-X101
Kennfarbe weiß



Abgleichschraube B65659-E0004-X101
Kennfarbe braun



Abgleichschraube B65659-E0001-X001
Kennfarbe grün



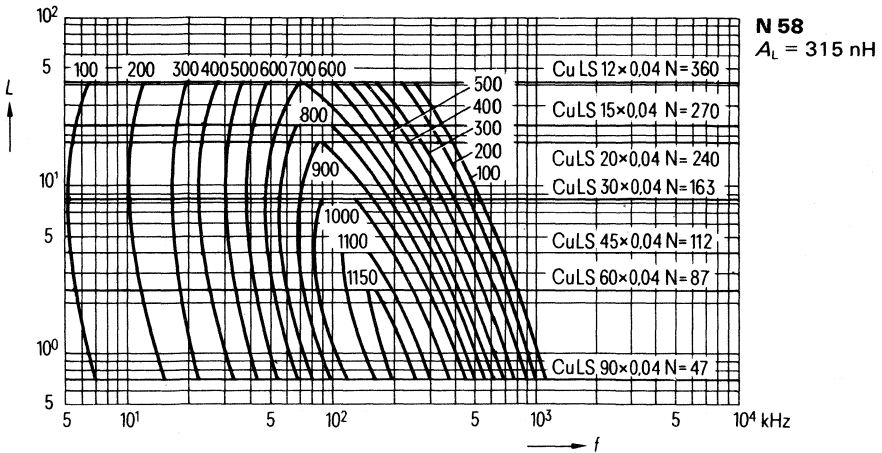
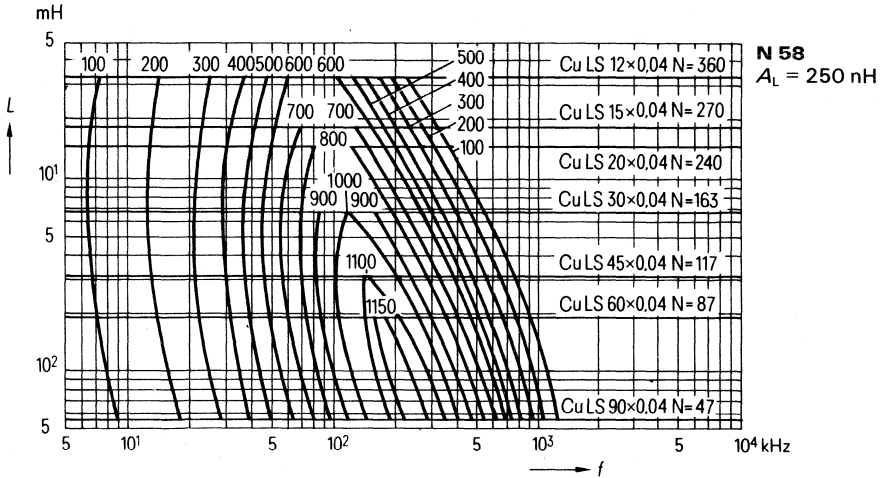
0 ≙ mindestens 1 Umdrehung im Eingriff

ISO-Q-Kurven

Werkstoff N 58

2-Kammerwicklung mit HF-Litze

Induktion im Kern $\hat{B} < 1$ mT



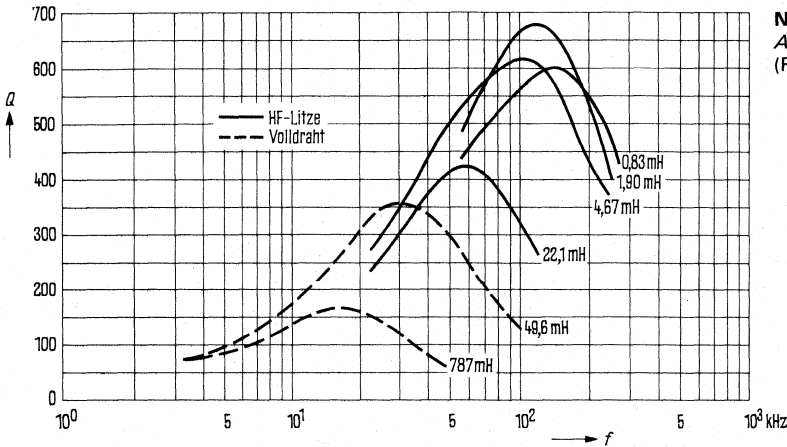
Gütekurven

Werkstoff N 48

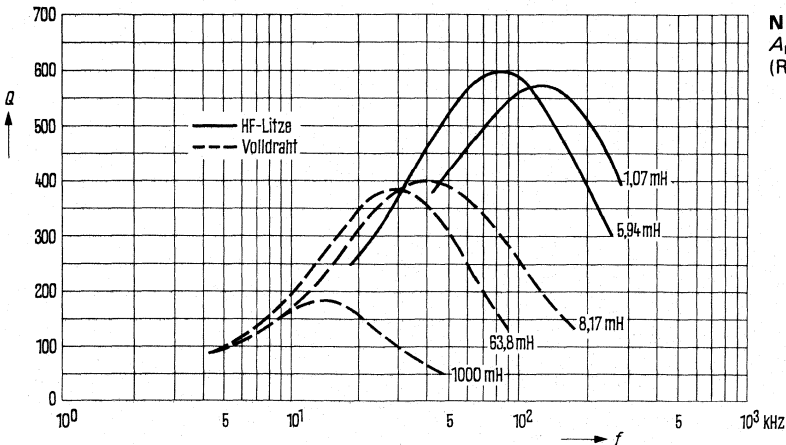
| L (mH) für | | Windungen | Draht; HF-Litze | Anzahl der Kammern |
|------------------------|------------------------|-----------|--------------------|--------------------|
| $A_L = 250 \text{ nH}$ | $A_L = 315 \text{ nH}$ | | | |
| 787 | 1000 | 1790 | 0,07 CuL | 1 |
| 49,6 | 63,8 | 450 | 0,15 CuL | 1 |
| 22,1 | - | 301 | 1 x 20 x 0,04 CuLS | 1 |
| - | 8,17 | 161 | 0,25 CuL | 1 |
| 4,67 | 5,94 | 138 | 1 x 20 x 0,05 CuLS | 1 |
| 1,90 | - | 87 | 1 x 45 x 0,04 CuLS | 1 |
| 0,83 | 1,07 | 58 | 1 x 45 x 0,05 CuLS | 1 |

Induktion im Kern
 $\hat{B} < 1,5 \text{ mT}$

N 48
 $A_L = 250 \text{ nH}$
(Richtwerte)



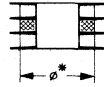
N 48
 $A_L = 315 \text{ nH}$
(Richtwerte)



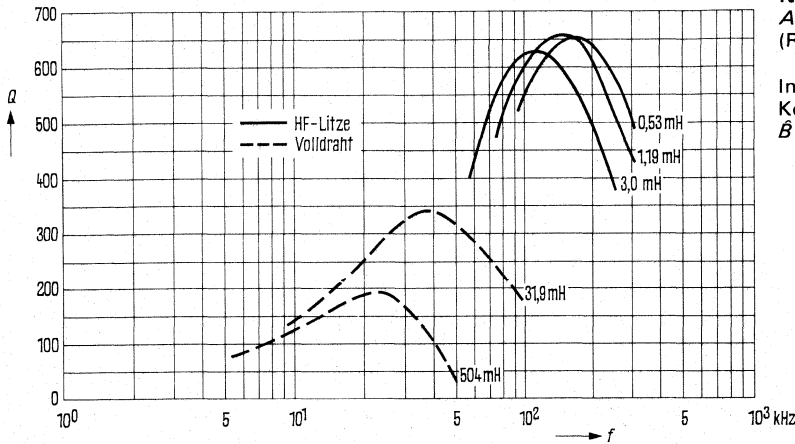
Gütekurven

Werkstoff N 28, M 33

| Werkstoff | L | Windungen | Draht; HF-Litze | Anzahl der Kammern | ϕ* mm |
|---------------------------------|---------|-------------|--------------------|--------------------|-------|
| N 28 A _L = 160 nH | 504 mH | 1790 | 0,07 CuL | 1 | — |
| | 31,9 mH | 450 | 0,15 CuL | 1 | — |
| | 3,0 mH | 138 | 1 x 20 x 0,05 CuLS | 1 | — |
| | 1,19 mH | 87 | 1 x 45 x 0,04 CuLS | 1 | — |
| | 0,53 mH | 58 | 1 x 45 x 0,05 CuLS | 1 | — |
| M 33 A _L = 40 nH | 900 μH | 150 | 1 x 30 x 0,04 CuLS | 1 | — |
| | 400 μH | 100 | 1 x 45 x 0,04 CuLS | 1 | — |
| | 256 μH | 40 + 40 | 1 x 45 x 0,04 CuLS | 2 | — |
| | 125 μH | 25 + 6 + 25 | 1 x 45 x 0,04 CuLS | 3 | 11,7 |
| | 46,3 μH | 15 + 4 + 15 | 1 x 45 x 0,04 CuLS | 3 | 10,8 |

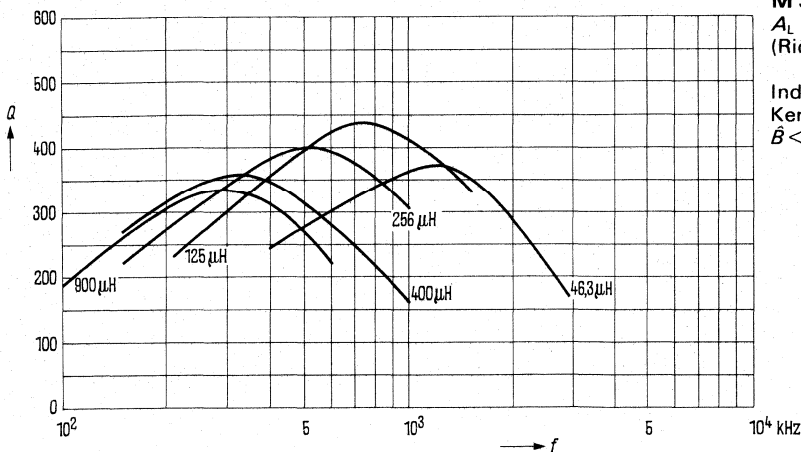


Bis zum Durchmesser* mit Styroflexband ausgewickelt



N 28
A_L = 160 nH
(Richtwerte)

Induktion im Kern
B̂ < 1,5 mT



M 33
A_L = 40 nH
(Richtwerte)

Induktion im Kern
B̂ < 1,6 mT

3.1.2 Kerne für höhere Leistungen

Werkstoffe

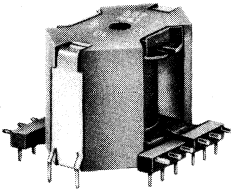
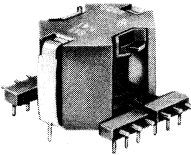
N 27, N 41: 10 kHz bis 100 kHz (200 kHz)

N 47: 200 kHz bis 1 MHz

Kernformen (Beispiele)

RM-Kerne

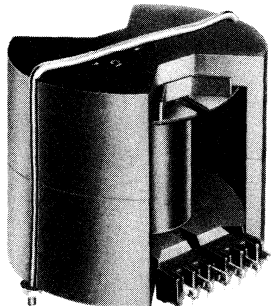
Die weltweit verwendeten RM-Kerne sind in der IEC-Publikation 431 A, B genormt. Für ihre Spulenkörper gibt es neuerdings automatische, programmgesteuerte Wickelmaschinen. Für RM 6, 8, 10, 12 und 14 bieten wir zusätzlich auch Spulenkörper mit größerem Stiftabstand an. Dies ist für den Anschluß dickerer Drähte oder auch von Litzen, wie sie bei höheren Frequenzen erforderlich sind, von Vorteil.



| Typ | Bestellbezeichnung | Anzahl der Anschlüsse |
|-------|--------------------|-----------------------|
| RM 5 | B65805-C0000-R047 | 6 |
| RM 6 | B65807-C0000-R047 | 8 |
| RM 8 | B65811-J0000-R047 | 12 |
| | B65811-J0000-R041 | 12 |
| RM 10 | B65813-J0000-R047 | 12 |
| | B65813-J0000-R027 | 12 |
| | B65813-J0000-R041 | 12 |
| RM 12 | B65815-J0000-R027 | 12 |
| | B65815-J0000-R041 | 12 |
| RM 14 | B65887-A0000-R027 | 12 |
| | B65887-A0000-R041 | 12 |

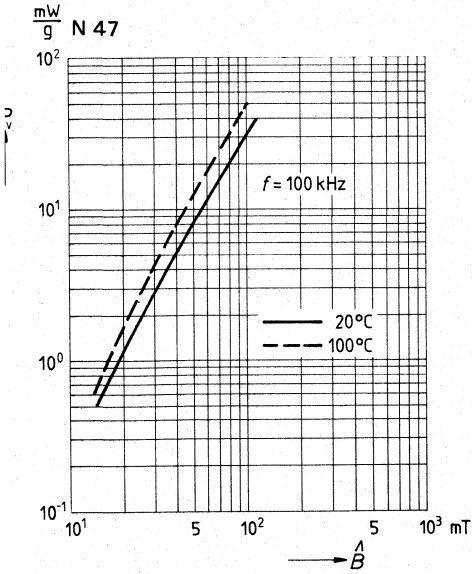
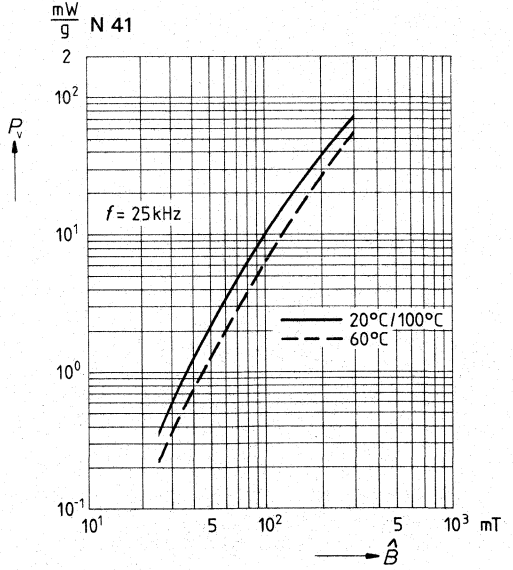
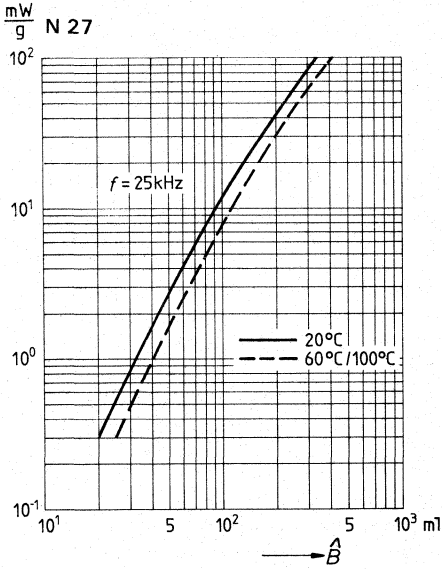
PM-Kerne

Mit diesen Kernen können Leistungen im Bereich von 250 W bis ca. 2 kW übertragen werden. Aufgrund ihres großen magnetischen Querschnittes benötigen sie entsprechend wenig Windungszahlen; Streuinduktivität und Eigenkapazität sind gering. Die kompakte Form bewirkt eine gute Abschirmung. Wenn wegen des Gewichtes ein Anschluß auf Leiterplatten an den Stiften nicht möglich ist, kann der Spulenkörper mit den Stiften nach oben montiert werden.

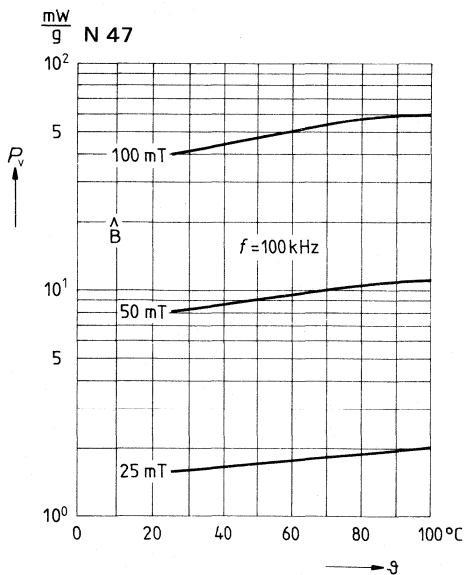
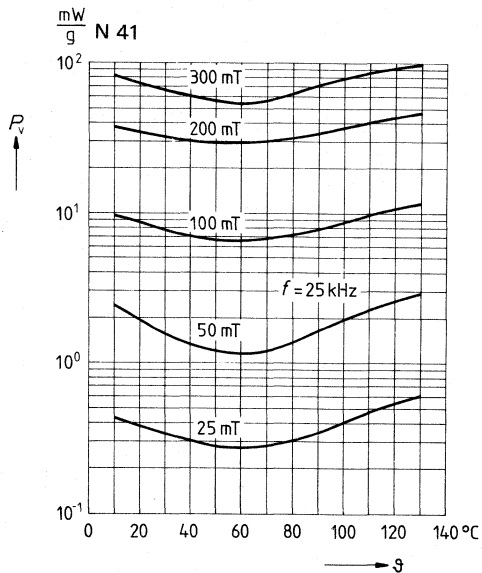
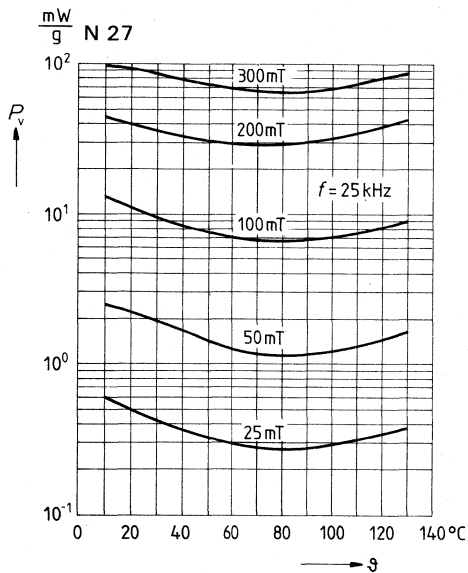


| Typ PM | Bestellbezeichnung | Anzahl der Anschlüsse |
|------------|--------------------|-----------------------|
| ∅ 50 x 39 | B65646-A0000-R027 | 14 |
| ∅ 62 x 49 | B65684-A0000-R027 | 16 |
| ∅ 74 x 59 | B65686-A0000-R027 | 18 |
| ∅ 87 x 70 | B65713-A0000-R027 | 20 |
| ∅ 114 x 93 | B65733-A0000-R027 | ohne |

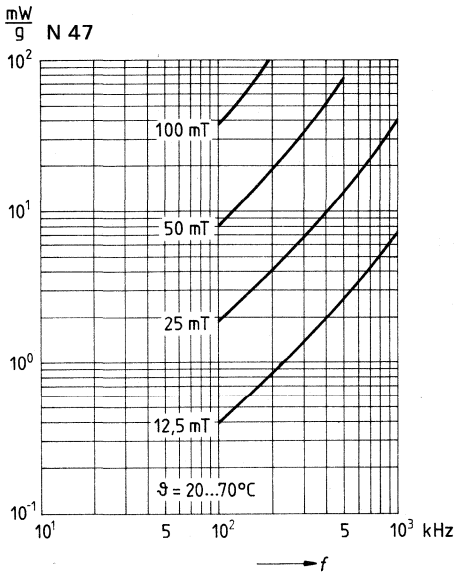
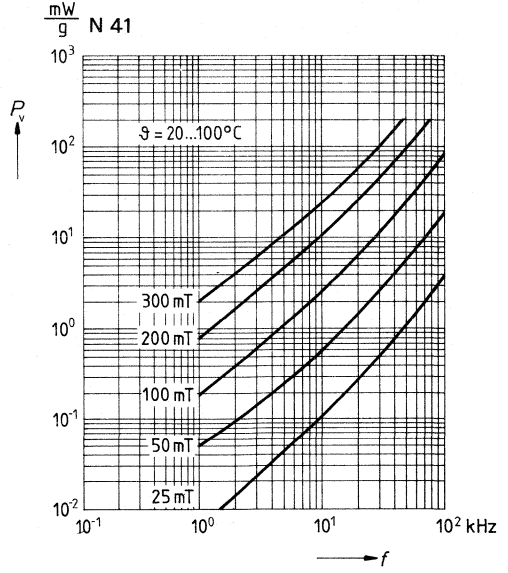
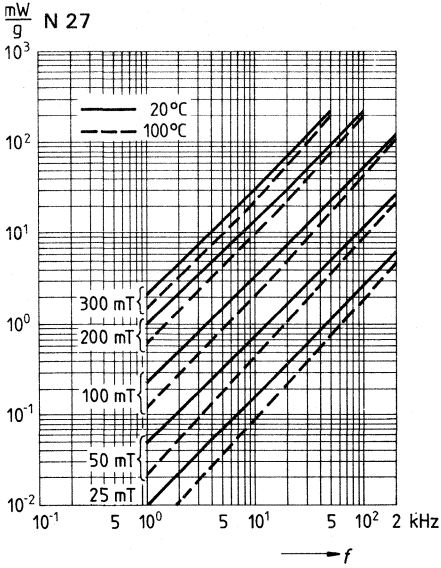
**Bezogene Kernverlustleistung
in Abhängigkeit von der Wechselfeldinduktion \hat{B}**
(gemessen an Ringkernen R 16)



**Bezogene Kernverlustleistung
in Abhängigkeit von der Temperatur**
(gemessen an Ringkernen R 16)

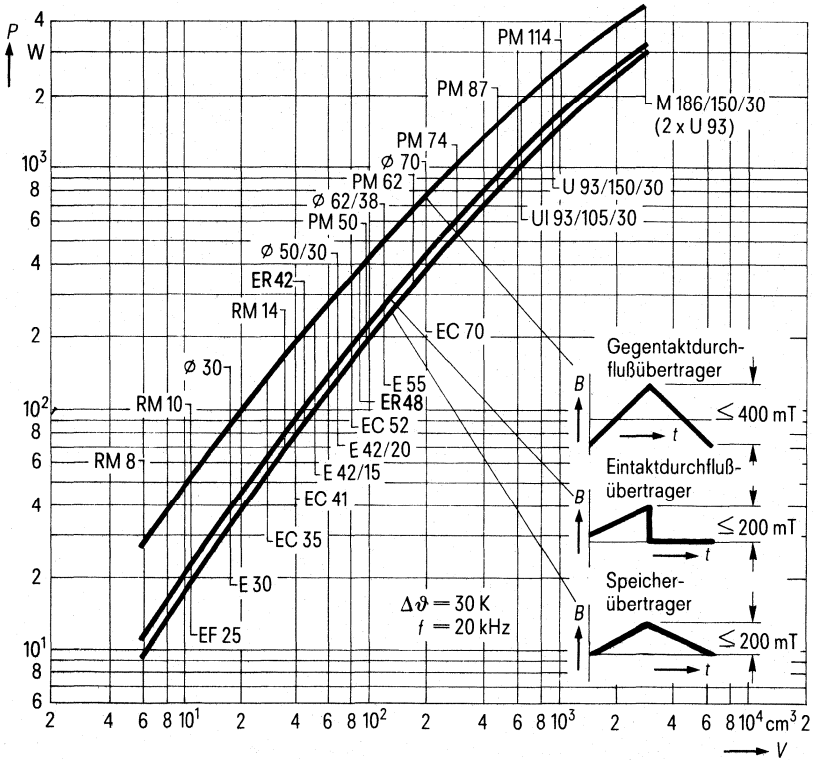


**Bezogene Kernverlustleistung
in Abhängigkeit von der Frequenz
gemessen an Ringkernen R 16)**



Richtwerte für die übertragbare Leistung

Für die in Schaltnetzteilen hauptsächlich verwendeten Betriebsarten Gegentaktdurchfluß-, Eintaktdurchfluß- und Speicherbetrieb sind die Leistungen P über dem Bauteilvolumen V (einschließlich Volumen des Wickels) aufgetragen. Die Abbildung gilt für einer Großteil der Bauformen mit SIFERRIT-Kernen N 27 und N 41 bei 20 kHz und einer Über-temperatur von $\Delta\theta = 30$ K.



Übertragbare Leistung P und Bauteilvolumen V von Übertragern mit SIFERRIT-Kernen aus N 27/N 41 (Richtwerte)

Bemessung von Leistungsübertragern

Die übertragbare Leistung P von Übertragern kann mit folgender Näherungsformel berechnet werden

$$P = C \cdot f \cdot \Delta B \cdot S \cdot f_{\text{Cu}} \cdot A_{\text{N}} \cdot A_{\text{e}} \quad (1)$$

Diese einfache Formel vernachlässigt die Spannungsabfälle an den Wicklungswiderständen, Streuinduktivitäten sowie den Magnetisierungsstrom von Durchflußübertragern. Die Konstante C berücksichtigt die Betriebsart, und zwar ist

$C = 1$ im Gegentaktdurchflußbetrieb,

$$C = \frac{1}{2 \sqrt{p}}; \text{ d. i. } C = 0,71 \text{ beim Schaltverhältnis} \\ p = t_1 \cdot f = 0,5 \text{ im Eintaktdurchflußbetrieb und}$$

$C = 0,61$ im (Eintakt-)Speicherbetrieb.

Weitere Größen in Gleichung (1) sind die Schaltfrequenz f , der Induktionshub ΔB , die Stromdichte S , der Kupferfüllfaktor f_{Cu} , der Wickelquerschnitt A_{N} und der effektive magnetische Querschnitt A_{e} .

Für den Induktionshub ΔB gibt es Begrenzungen durch die zulässige Erwärmung $\Delta \delta_{\text{Fe}}$ des Kerns infolge von Kernverlusten und durch materialbedingte Sättigungsercheinungen. Ferner ist zu beachten, daß in einem Kern mit ungleichen Querschnitten die Induktion nach dem kleinsten Querschnitt A_{min} bemessen werden muß, weil sie hier wegen der Flußzusammendrängung am höchsten ist. Es gilt dann

$$\Delta B = \Delta B_{\text{zul}} \frac{A_{\text{min}}}{A_{\text{e}}} \quad (2)$$

Der kleinste der nach den genannten Begrenzungen ermittelte Induktionshub ist der für Gleichung (1) gesuchte Induktionshub ΔB . Die Stromdichte S wird ihrerseits durch Erwärmung der Wicklung infolge von Kupferverlusten begrenzt.

Nach diesen Überlegungen sind die in den Abbildungen aufgetragenen Kurven berechnet. Genauere Angaben mit Bemessungsbeispielen sind dem Sonderdruck B/1967-101 (in englischer Sprache) zu entnehmen.

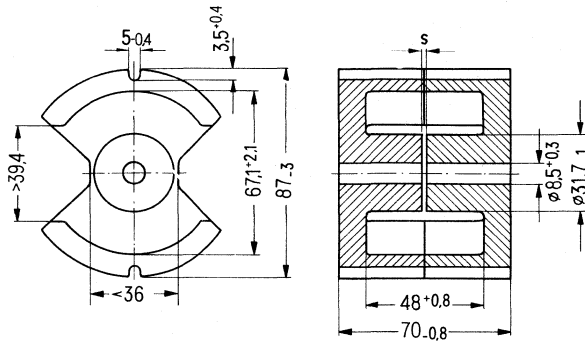
Bemerkungen zu A_{min}

Bei Kernen für Leistungsübertrager mit unterschiedlichen Querschnitten längs des magnetischen Weges geben wir neben dem effektiven Querschnitt A_{e} , der für die Dimensionierung bei kleinen Aussteuerungen verwendet wird, auch den kleinsten Kernquerschnitt A_{min} an (siehe entsprechende Kerndatenblätter).

Bei großen Aussteuerungen (etwa > 100 mT) ist die Induktion stets auf A_{min} zu beziehen, da der kleinste Kernquerschnitt für die magnetische Sättigung und die Kernerwärmung maßgebend ist. Entsprechend wurde das bei den Angaben für P_{v} und μ_{a} berücksichtigt.

PM-Kerne nach DIN 41 989 (z. Z. noch Entwurf)

Diese Kerne sind wegen ihrer großen Öffnungen für die Drahttherausführung besonders geeignet für Leistungsübertrager. Angaben zur Bemessung siehe Seite 621.



Satzgewicht ≈ 770 g

Magnetische Formkenngrößen

| | | | |
|------------------------------------|----------------|--------|------------------|
| Magn. Formfaktor | $\Sigma l/A =$ | 0,167 | mm ⁻¹ |
| Eff. magn. Weglänge | $l_e =$ | 153 | mm |
| Eff. magn. Querschnitt | $A_e =$ | 915 | mm ² |
| Min. Kernquerschnitt ¹⁾ | $A_{min} =$ | 700 | mm ² |
| Eff. magn. Volumen | $V_e =$ | 140000 | mm ³ |

Zubehör

Spulenkörper mit 20 Anschlüssen
Befestigungsbügel mit Grundplatte

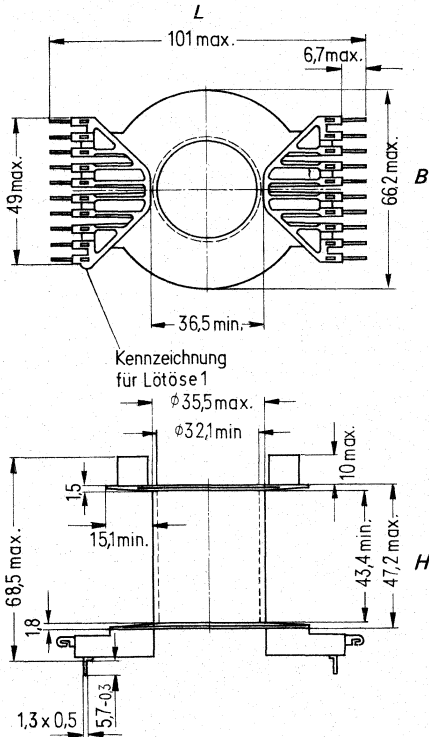
| A _L -Wert | | SIFERRIT- Werkstoff | Gesamt- luftspalt s (≈) mm | effektive Permeabilität μ _e | Bestellbezeichnung (Verpackungseinheit 10 Satz) |
|----------------------|------------------|------------------------|-------------------------------------|--|---|
| nH | Toleranz | | | | |
| mit Luftspalt | | | | | |
| 400 | ± 3 % ≙ A | N 27 | 3,5 | 53 | B65713-A0400-A027 |
| 5000 | ± 15 % ≙ L | | 0,14 | 664 | B65713-A5000-L027 |
| ohne Luftspalt | | | | | |
| 12000 | +30 -20 % ≙ R | N 27 | | 1590 | B65713-A0000-R027 |

¹⁾ Erforderlich zur Berechnung der max. Induktion

Spulenkörper B 65 714

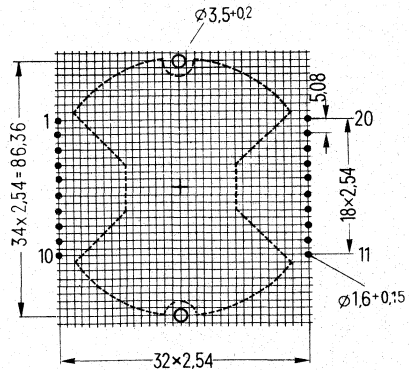
Spulenkörper aus glasfaserverstärktem Polyterephthalat, schwer entflammbar nach UL 94 V-0, mit 20 Anschlüssen¹⁾.

Zulässige Löttemperatur max. 400 °C, 2s.



Einbaumaße für den Übertrager:
 L = 103 mm
 B = 95 mm
 H = 76 mm

Lochgruppe
 Ansicht in Montage-
 richtung



| Anzahl der Kammern | nutzbarer Wickelquerschnitt A_N mm ² | mittlere Windungslänge l_N mm | A_R -Wert ²⁾ $\mu\Omega$ | Gewicht \approx g | Bestellbezeichnung (Verpackungseinheit 10) |
|--------------------|---|---------------------------------|---------------------------------------|---------------------|--|
| 1 | 657 | 158 | 8,27 | 31 | B65714-K1020-T001 |

¹⁾ Dieser Spulenkörper ist auch lieferbar mit 20 Flachsteckern (2,8 x 0,6 mm): Bestellbezeichnung B65714-J1120-T001 oder ohne Anschlüsse: Bestellbezeichnung B65714-J1000-T001

²⁾ $R_{Cu} = A_R \cdot N^2$
 Gleichstromwiderstand = $A_R \cdot \text{Windungszahl}^2$

4 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) Funkenstörung; Bauelemente, Filter

4.1 Allgemeine technische Angaben

Elektromagnetische Verträglichkeit

Einführung

So lange es elektronische Übertragungsmittel wie Radio, Fernsehen und Telefon gibt, so lange ist auch deren Beeinflussung durch andere elektronische Geräte bekannt. Schon seit 1928 gibt es gesetzliche Bestimmungen zur Funk-Entstörung, die durch eine Begrenzung der Störaussendung Übertragungswege und Empfangseinrichtungen schützen.

Mit dem immer dichter werdenden Einsatz von elektrischen und elektronischen Geräten sind nicht nur die Prinzipien der Funk-Entstörung zu beachten, vielmehr ist dafür Sorge zu tragen, daß im Sinne der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) alle Einrichtungen gleichzeitig arbeiten können. Definitionsgemäß ist die EMV die Fähigkeit elektrischer Einrichtungen, in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren und dabei diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, nicht unzulässig zu beeinflussen.

Der EMV-Begriff umfaßt die elektromagnetische Aussendung (EMA) und die elektromagnetische Beeinflußbarkeit (EMB) Bild 1.

Die von einer Störquelle ausgehenden elektromagnetischen Energien können leitungsgebunden oder strahlungsgebunden sein.

Dies gilt auch für die Ausbreitungswege und die elektromagnetische Beeinflussung einer Störsenke.

Für die Erarbeitung wirtschaftlicher Lösungen ist es notwendig, nicht nur einen Teilbereich, z.B. die leitungsgebundene Aussendung, sondern beide, Ausbreitungs- und Beeinflussungsmöglichkeiten, im gleichen Maße zu beachten.

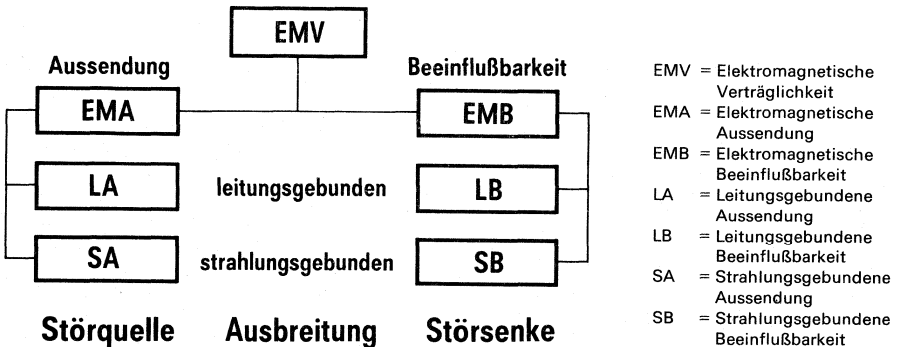


Bild 1 EMV-Begriffe

Um leitungsgebundene elektromagnetische Störungen auf die in einer EMV-Planung festgelegten Pegelwerte zu begrenzen oder unter die in den Funk-Entstörbestimmungen aufgeführten Grenzwerte abzusenken, werden Entstörbaulemente oder Entstörfilter eingesetzt. Diese können entweder der Störquelle oder der Störsenke zugeordnet sein (Bild 2).

Siemens Entstörmittel stehen dabei in ausgewogener Form sowohl für Netzleitungen wie auch für Signal- und Steuerleitungen zur Verfügung.

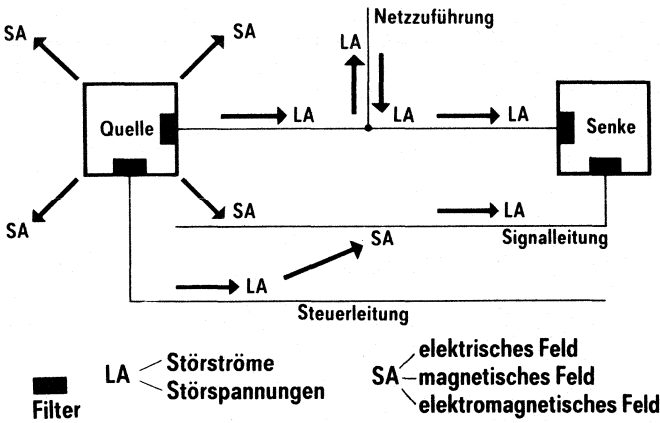


Bild 2 Beeinflussungsmodell und Filterung

Störquellen und Störsenken

Bei den **Störquellen** können zwei Hauptgruppen nach der Art des emittierten Frequenzspektrums unterschieden werden (Bild 3).

Störquellen mit diskreten Frequenzspektrums (z.B. Hochfrequenzgeneratoren und Mikroprozessorsysteme) geben die Störenergie konzentriert auf schmalen Frequenzbändern ab.

Schaltgeräte und Elektromotoren in Hausgeräten, z.B. verteilen ihre Störenergien auf breite Frequenzbänder und werden den Störquellen mit kontinuierlichem Frequenzspektrum zugeordnet.

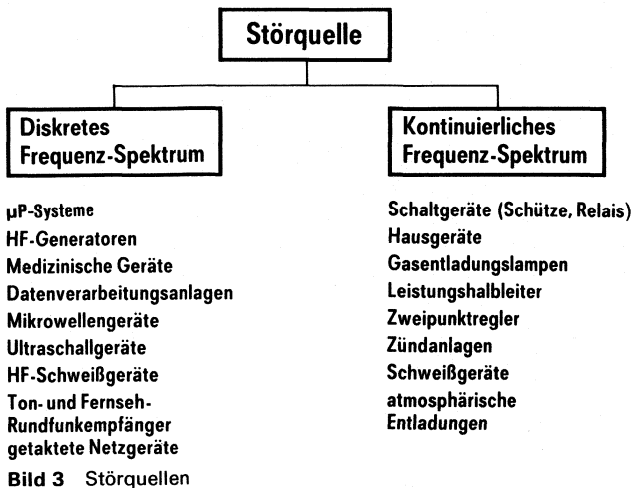


Bild 3 Störquellen

Elektrische Betriebsmittel oder Anlagen die Störungen ausgesetzt sind und von diesen beeinflusbar sind, werden als **Störsenken** bezeichnet.

In gleicher Weise wie die Störquellen lassen sich auch die Störsenken hinsichtlich der Frequenzcharakteristik katalogisieren. Man unterscheidet zwischen schmalbandiger und breitbandiger Beeinflussbarkeit (Bild 4).

Schmalbandsysteme sind z. B. Ton- und Fernsehgeräte, während Datenverarbeitungsanlagen meist den Breitbandsystemen zuzuordnen sind.

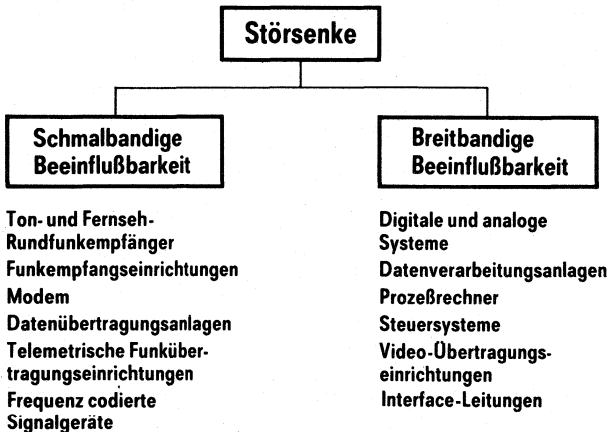


Bild 4 Störsenken

Ausbreitung von elektromagnetischen Störungen und EMV-Meßtechnik

Wie bereits erwähnt gehen von einer Störquelle leitungsgebundene und strahlungsgebundene elektromagnetische Störungen aus.

Die Ausbreitung über Leitungen kann durch die Messung des Störstromes und der Störspannung nachgewiesen werden (Bild 5).

Der Einfluß von Störfeldern auf die nächste Umgebung wird durch die Messung der magnetischen und elektrischen Feldkomponenten beurteilt. Diese Art von Ausbreitung wird vielfach auch als elektrische oder magnetische Kopplung bezeichnet.

Im höheren Frequenzbereich, gekennzeichnet dadurch, daß Gerätedimensionen in die Größenordnung der betrachteten Wellenlänge kommen, werden die Störenergien vorwiegend direkt abgestrahlt.

Meßtechnisch läßt sich diese Abstrahlung in der Beurteilung der elektrischen oder der magnetischen Komponente der elektromagnetischen Störstrahlungsdichte erfassen.

Um die Beeinflussbarkeit von Störsenken überprüfen zu können, sind ebenfalls leitungs- und strahlungsgebundene Wege zu beachten.

Als Störgeneratoren stehen dabei Quellen, sowohl mit sinusförmigen Dauerstörungen wie auch Impulsgeneratoren unterschiedlichster Pulsformen zur Verfügung.

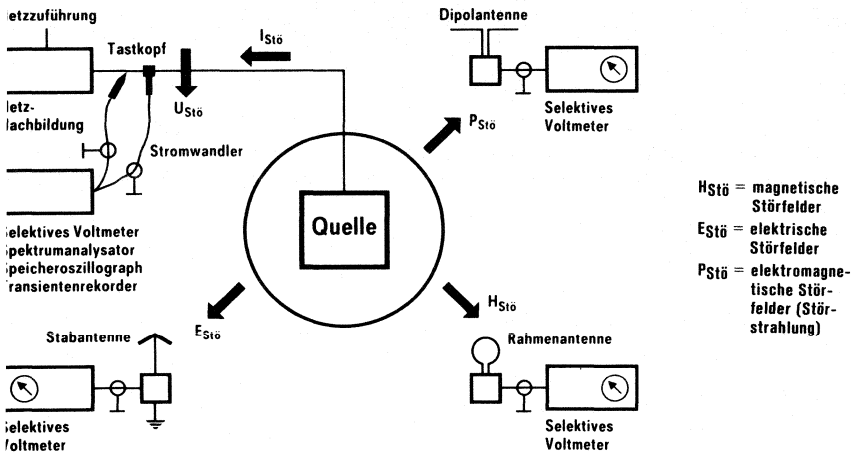


Bild 5 Ausbreitung elektromagnetischer Störungen und EMV-Meßtechnik

EMV-Bestimmungen und Vorschriften

Das gesamte Gebiet der elektromagnetischen Verträglichkeit wird heute im zivilen Bereich noch nicht umfassend durch Vorschriften oder Bestimmungen geregelt.

Hinsichtlich der Aussendung von Störungen existieren Bestimmungen für die Funk-Entstörung.

Zur Regelung der Beeinflussbarkeit von Störsenken sind zwar Anfänge in den entsprechenden Komitees der deutschen elektrotechnischen Kommission vorhanden, definierte Werte und Meßverfahren bedürfen aber immer noch der Absprache zwischen Hersteller und Kunden.

Weitgehend durch Vorschriften abgedeckt ist das Gebiet der elektromagnetischen Verträglichkeit im militärischen Bereich.

Ausbreitung von leitungsgebundenen Störungen

Zur richtigen Auswahl von Entstörbau-elementen und -Filtern ist es notwendig die Ausbreitungsverhältnisse der leitungsgebundenen Störungen zu kennen.

Von einer erdfreien Störquelle gehen zunächst nur Störungen aus, die sich längs der angeschlossenen Leitungen ausbreiten.

Wie der Netzstrom so fließt auch der Störstrom auf dem einen Leiter zur Störsenke hin und auf dem anderen Leiter zurück.

Die beiden Ströme befinden sich im Gegentakt.

Diese Störung wird deshalb als Gegentaktstörung (differential-mode) oder symmetrische Störung bezeichnet (Bild 6).

Parasitäre Kapazitäten in der Störquelle und Störsenke oder beabsichtigte Masseverbindungen rufen jedoch auch einen Störstrom im Erdkreis hervor. Dieser Störstrom fließt auf den beiden Anschlußleitungen zur Störsenke hin und über Erdleitungen zurück.

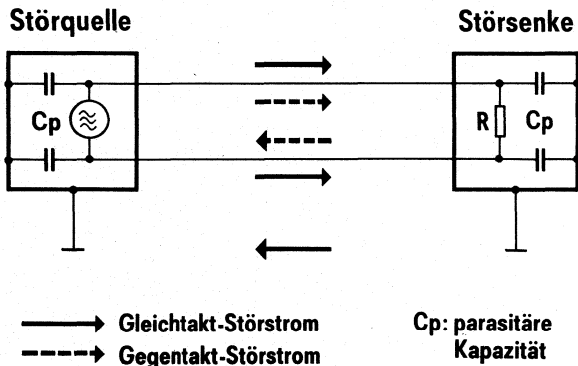


Bild 6 Gleichtakt- und Gegentaktstörung

Die beiden Ströme auf den Anschlußleitungen befinden sich im Gleichtakt. Die Störung wird deshalb Gleichtaktstörung (common-mode) oder asymmetrische Störung genannt.

Im europäischen Sprachgebrauch wird zusätzlich zu den beiden o. g. Komponenten noch die unsymmetrische Störung verwendet. Diese Komponente kennzeichnet die Störspannung zwischen einer Leitung und Bezugsmasse bzw. der zweiten Leitung und Bezugsmasse.

Zur Auswahl von geeigneten Siemens-Entstörfiltern sind bei den einzelnen Filterbauformen die charakteristischen Dämpfungswerte angegeben.

Filterschaltung und Leitungsimpedanz

Entstörfilter sind nahezu immer als reflektierende Tiefpaßfilter aufgebaut d. h., sie erreichen dann ihre höchste Sperrdämpfung, wenn sie einerseits an die Impedanz der Störquelle bzw. der Störsenke und andererseits an die Impedanz der Leitung fehlangepaßt sind. Mögliche Filterschaltungen bei verschiedenen Impedanzen der Leitung bzw. der Störquelle und Störsenke zeigt Bild 7.

Um Filterschaltungen optimal aufbauen zu können und wirtschaftliche Lösungen zu ermöglichen, ist also die Kenntnis der Innenimpedanzen notwendig.

Aus Berechnungen und umfangreichen Messungen sind die Innenimpedanzen der in betracht kommenden Leitungsnetze bekannt. Nicht bekannt oder nur unzureichend bekannt sind in den meisten Fällen die Impedanzen der Störquellen bzw. der Störsenken.

Zur Dimensionierung der geeigneten Filterschaltung ist daher stets die Meßtechnik notwendig.

Hier bietet die Fa. Siemens allen Kunden, die nicht selbst über ein EMV-Meßlabor verfügen, ihre Unterstützung im Applikationslabor an.

Applikationslabor

In Regensburg wurde die Zentralstelle für die Entwicklung und Fertigung von EMV- und Funkentstörmitteln – wie Kondensatoren, Drosseln, Filter und geschirmte Kabinen – aufgebaut. Für die Applikation ist ein umfangreich ausgestattetes Labor eingerichtet worden. Es hat die Aufgabe, für Geräte, Anlagen und Maschinen die wirtschaftlich günstigste Entstörbeschaltung so zu ermitteln, daß die gesetzlich geforderten bzw. empfohlenen Grenzwerte eingehalten werden können.

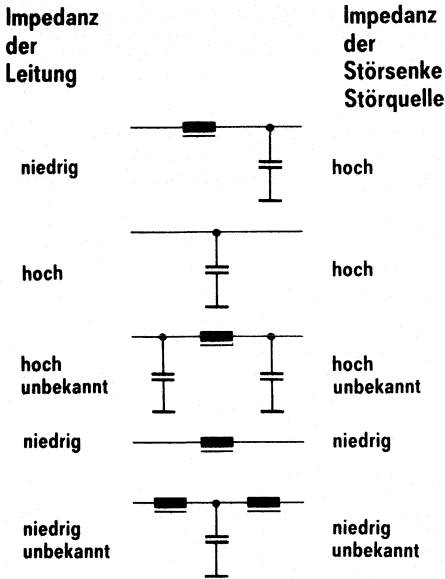


Bild 7 Filterschaltung und Impedanz

Für die Ermittlung der leitungsgebundenen Störungen, die über Netz-, Daten- und Verbindungsleitungen von den zu untersuchenden Geräten ausgehen, stehen geschirmte Kabinen mit Meßplätzen und den entsprechenden Meßgeräten zur Verfügung. Mit Hilfe eines speziell bei *Siemens* entwickelten, rechnergestützten Meßverfahrens können mehrere Meßplätze zentral gesteuert werden. Damit ist es möglich, innerhalb kurzer Zeit Störspannungswerte über entsprechende Befehle abzurufen, sie für Wiederholzwecke zu speichern und auf Sichtgeräten in Kurvenform darzustellen oder ausdrucken zu lassen. Durch schnellen Vergleich und Analyse der gemessenen Werte verschiedener Entstörbeschaltungen kann für die meisten Geräte das günstigste Bauelement bzw. die günstigste Bauelementengruppe in kurzer Zeit ermittelt werden. Im allgemeinen führt der Einsatz von Standardfiltern und -bauelementen zu den kostengünstigsten Lösungen.

Bei der Konstruktion der Geräte sollte bereits der Platzbedarf für die Entstörbeschaltung berücksichtigt werden. Erste Entstöruntersuchungen an einem Prototyp können hierbei nützlich sein. Außerdem liefern sie rechtzeitig wichtige Informationen über entstörtechnisch einwandfreie Leitungsführungen und Schirmungen. Sollte es sich als notwendig erweisen, können konstruktionsbedingte Änderungen in dieser Phase noch problemlos durchgeführt werden. Für die Untersuchung der Störstrahlung steht eine speziell entwickelte, mit Absorbieren ausgekleidete, geschirmte Halle zur Verfügung. Diese Halle hat einen reflektierenden Boden und erfüllt somit die Bedingungen des VDE-gemäßen Meßplatzes, der im Freien die direkte und die Bodenwelle zur Meßantenne führen soll.

Zur Ermittlung der Störfeldstärke im Frequenzbereich 10 kHz... 1 GHz ist diese Halle mit speziellen Störmeßempfängern, Spektrumanalysatoren sowie verschiedenen Antennen ausgestattet. Zur Bestimmung der Störleistung im Frequenzbereich 30 MHz... 300 MHz wurde ein Meßplatz mit einer absorbierenden Stromwandlerzange aufgebaut.

Spezielle Einrichtungen wie Wasserzu- und -abfluß, Absaugung schädlicher Gase, Temperaturregelung, 3×200 A elektrischer Anschlußwert und große Tore ermöglichen es, auch großvolumige oder leistungsstarke Geräte und Anlagen wie Groß-DV-Anlagen oder Kraft-

fahrzeuge mit Meßentfernungen bis ≤ 10 m zu untersuchen. Ferner ermöglicht die Raumschirmung Untersuchungen frei von Umweltstörungen und der Beeinflussung von örtlichen Nutzsignalen, wie TV und Radio oder privaten und staatlichen Funkdiensten, und nicht zuletzt ist man unabhängig von der Wetterlage.

Die entsprechenden nationalen und internationalen Empfehlungen und Vorschriften sind die Basis für alle Untersuchungen und Beratungen. Mit dem Fernmeldetechnischen Zentralamt (FTZ) werden Erfahrungen ausgetauscht, ebenso mit der VDE-Prüfstelle in Offenbach bei gemeinsamen VDE-Sitzungen.

Selbstverständlich werden alle Geräte und Informationen, die von den verschiedenen Kunden anvertraut werden, mit der nötigen Diskretion behandelt.

Im *Siemens*-Applikationslabor lassen sich Anlagen und Geräte im Frequenzbereich von 10 kHz bis 1 GHz im Sinne der Funk-Entstörung und der EMV untersuchen. Für nahezu alle Entstörfälle stehen die entsprechenden Anlagen und Meßgeräte zur Verfügung.

Damit lassen sich in kürzester Zeit die notwendige Entstörbeschaltung und erforderlichen Entstörmaßnahmen ermitteln.

Auswahlkriterien für Entstörmittel

Ausgehend von den derzeit bestehenden Technologien ist zur Gewährleistung der elektromagnetischen Verträglichkeit im Normalfall ein Frequenzbereich von 10 kHz bis 1000 MHz zu betrachten, sofern niederfrequente Netzurückwirkungen unberücksichtigt bleiben.

Entstörmittel müssen folglich Hochfrequenzeigenschaften aufweisen und meist eine extrem breitbandige Wirkung besitzen.

- Für Bauelemente dient als Kennzeichnung der Hochfrequenzeigenschaften die Angabe der Impedanz in Abhängigkeit von der Frequenz.
- Bei Entstörfiltern ist wie bereits aufgeführt die Einfügungsdämpfung das Auswahlkriterium. Die Einfügungsdämpfung ist definiert als das logarithmische Verhältnis der ohne und mit Filter an einem Abschlußwiderstand abgegebenen Leistung (Einzelheiten dazu sind eingangs beim Abschnitt Entstörfilter aufgeführt).

Wird der Prüfling beim Messen der Einfügungsdämpfung beidseitig mit einem realen Widerstand von z.B. 50 Ohm abgeschlossen, so spricht man von der 50-Ohm-Einfügungsdämpfung.

Je nach dem Einsatzfall muß bewertet werden, mit welchen Prioritäten die drei möglichen Dämpfungangaben

- asymmetrisch (Gleichtaktdämpfung, common mode)
- symmetrisch (Gegentaktdämpfung, differential mode) oder
- unsymmetrisch

zu betrachten sind.

Das Meßverfahren der 50-Ohm Einfügungsdämpfung ist der Nachrichtentechnik entlehnt und auch in den einschlägigen nationalen und internationalen Vorschriften genormt.

Es erlaubt zwar einen Vergleich zwischen unterschiedlichen Filtern, die Aussagekraft für die Wirkung des Filters im Anwendungsfall ist aber gering.

Der Grund liegt darin, wie bereits im vorangehenden Abschnitt aufgeführt, daß weder die Störquelle bzw. die Störsenke noch das angeschlossene Leitungssystem bei Frequenzen < 1 MHz einen realen Innenwiderstand von 50 Ohm aufweisen.

Die Dämpfung von Störimpulsen läßt sich ebenfalls unter Zugrundelegung der Einfügungsdämpfung nicht ohne weiteres ermitteln. Hier ist es notwendig das nichtlineare Verhalten der Entstördrosseln in den Filtern zu beachten.

Filterspezifische Werte können bei Angabe der Impulsformen auf Anfrage genannt werden.

Anordnung und Einbau von Filtern und Filterbauelementen

Werden Filterschaltungen aus Einzelbauteilen aufgebaut, sind folgende Grundregeln zu beachten:

- Zur Vermeidung von kapazitiven und induktiven Verkopplungen zwischen den Bauteilen und zwischen Filter- Ein- und -Ausgängen sind die Bauteile im Zuge der Leitung anzuordnen (siehe Beispiel auf Bild 8).

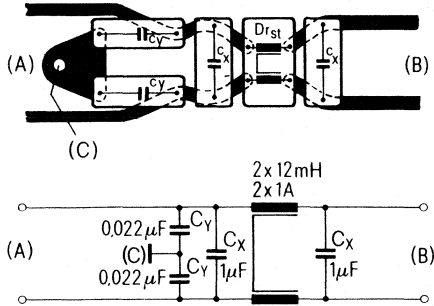


Bild 8 Richtige Anordnung von Filter-Bauelementen z. B. auf einer Leiterplatte

- Da die Dämpfung einer Filterschaltung im MHz-Bereich in erster Linie von den gegen Masse geschalteten Kondensatoren bestimmt wird, sind die Kondensator-Anschlußdrähte möglichst induktivitätsarm, also kurz, zu halten.
- Filterschaltungen, die in Geräten mit engen Platzverhältnissen untergebracht werden müssen, sind zu schirmen.

Bei fertigen Filtern sind die folgenden Regeln besonders zu beachten:

- das Herstellen einer elektrisch gut leitenden Verbindung zwischen dem Filtergehäuse bzw. der Filtermasse und dem metallischen Gehäuse der Störquelle bzw. Störsenke und
- die ausreichende hochfrequente Entkopplung, wenn nötig durch Schirmtrennwände, zwischen den Leitungen am Filtereingang (störende Leitung) und am Filterausgang (gefilterte Leitung).

Sicherheitsbestimmungen

Bei der Auswahl der Entstörmittel sind besonders bei Netzanwendung die Sicherheitsbestimmungen des betreffenden Gerätes zu beachten.

Besonders hingewiesen sei auf folgende Punkte:

Durch die Beschaltung der Netzleitungen mit Kondensatoren gegen Gerätemasse (Y-Kondensatoren) fließt im Fehlerfall (z. B. Unterbrechung des Schutzleiters) ein kapazitiver Ableitstrom bei Berührung der Gerätemasse zwischen Gerätemasse – Mensch – Erde. Dieser Strom muß begrenzt oder aber so abgeleitet werden, daß im Fehlerfalle keine gefährlichen Spannungen an berührbaren Metallteilen auftreten können. Eine Übersicht über zulässige Ableitströme beinhaltet die VDE-Bestimmungen 0875; maßgeblich aber sind die Angaben in den einzelnen Gerätebestimmungen.

Kondensatoren für Anwendungen, bei denen ihr Ausfall durch Kurzschluß nicht zu einem gefährdenden elektrischen Schlag führen kann (X-Kondensatoren) werden in zwei Unterklassen X1 und X2 eingeteilt, entsprechend den Spitzenspannungen denen sie zusätzlich zu der Netzspannung ausgesetzt sind. Die Auswahlrichtlinien dazu beinhaltet die VDE-Bestimmung 0565 Teil 1.

4.2 Beispiel: Netzleitungsfilter für 1-Phasen-Systeme

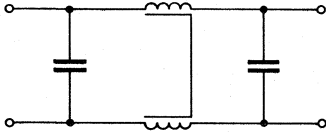
B84110-B

Filter für gedruckte Schaltungen

Nennspannung 250 V~
Nennstrom 1,4 A

Anwendung: Fernsehen, Schaltnetzteile bis 100 W,
Vorfilterung in der mittleren Datentechnik.

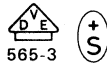
Schaltbild



Technische Daten

Nennspannung 250 V~, 50/60 Hz
Nennstrom bezogen auf 40°C Umgebungstemperatur
Prüfspannung 1100 V-, 2 s
Anwendungsklasse HPF (-25 bis +85°C, Feuchtekategorie F)

Prüfzeichen



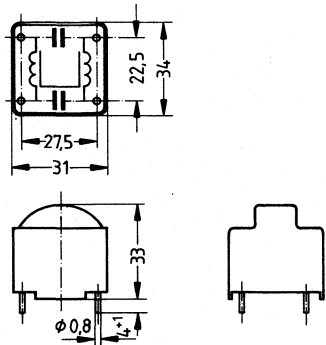
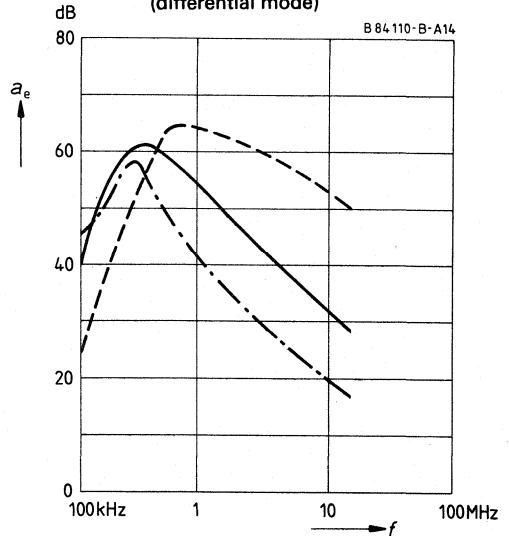
Prüfzeichen beantragt

SEMKO

| Nennstrom A | Gewicht ≈ g | Bestell-Nr. VE 125 |
|----------------|----------------|-----------------------|
| 1,4 | 47 | B84110-B-A14 |

Einfügungsdämpfung (Richtwerte bei $Z = 50 \Omega$)

- unsymmetrische Messung,
Abschluß des Nachbarzweiges
- - - - - asymmetrische Messung,
beide Zweige parallel (common mode)
- - - - - symmetrische Messung
(differential mode)



5 Oberflächenwellen-Filter LIOB®

5.1 Technische Angaben

1 Einleitung

Oberflächenwellenfilter (OFW-Filter) sind integrierte, passive Bauelemente mit Bandfiltercharakteristik. Die Funktion beruht auf Interferenz von mechanischen Oberflächenwellen. OFW-Filter bieten gegenüber Spulenfiltern eine Reihe von vorteilhaften Eigenschaften:

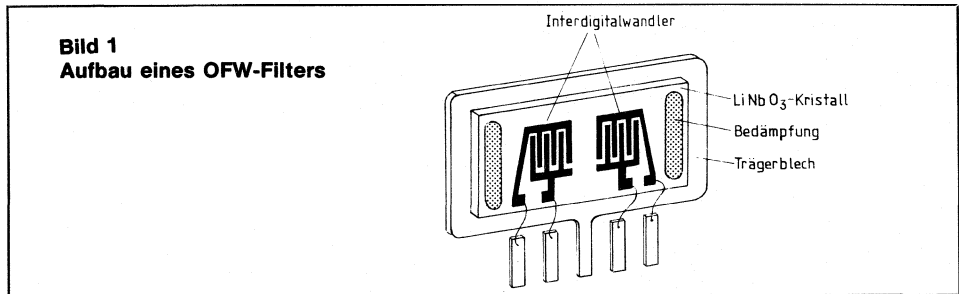
- Unverrückbar feste Filtercharakteristik
- Kein Abgleich notwendig
- Amplituden- und Phasengang unabhängig voneinander spezifizierbar
- Wichtige Daten eng toleriert
- Geringer Platzbedarf, vollständiges Bild-ZF-Filter auf 0,5 cm²

Mit einem OFW-Filter besitzt der Anwender ein Bauelement, das komplexe LC-Kombinationen, wie z. B. Fernseh-ZF-Filter voll ersetzt.

1.1 Aufbau

Auf ein einkristallines, piezoelektrisches Substrat (Lithiumniobat LiNbO_3) wird eine Metallschicht (Al) aufgedampft. Mit Hilfe der Fotoätztechnik arbeitet man feine, fingerartig ineinandergreifende Elektroden (Interdigitalwandler) heraus, die als piezoelektrische Ein- und Ausgangswandler dienen. Das Substrat wird dann auf ein Trägerblech aufgeklebt und über Bonddrähte mit den Anschlüssen verbunden.

Eine Bedämpfungsmasse verhindert, daß von den Substratkanten reflektierte Oberflächenwellenanteile zu Störsignalen führen. Zum Schutz gegen äußere Einflüsse wird das OFW-Filter gekapselt.



2 Wirkungsweise

2.1 Grundprinzip

Werden dem Eingangswandler elektrische Signale zugeführt, so sendet er mechanische („akustische“) Oberflächenwellen aus, die im Ausgangswandler wieder elektrische Signale erzeugen. Die Wandler wirken als Sende- bzw. Empfangs-„Antenne“ für Oberflächenwellen. Über die Wandlerstruktur lassen sich sehr unterschiedliche „Antennencharakteristiken“ erzielen. Dabei werden Mittenfrequenz, Durchlaßkurvenform und Gruppenlaufzeit durch Anzahl, Länge, Anordnung und Abstand der Wandlerfinger bestimmt. Die Überlagerung der „Antennencharakteristiken“ von Ein- und Ausgangswandler ergeben die Filtercharakteristik. Die Phasengeschwindigkeit von Oberflächenwellen ist ca. 1/100 000 der Lichtgeschwindigkeit; die damit verbundene geringe Wellenlänge (ca. 0,1 mm bei 40 MHz) führt zu entsprechend kleinen Wandlerkonfigurationen.

2.2 Phasengeschwindigkeit der Oberflächenwellen

Die Phasengeschwindigkeit von Oberflächenwellen ist frequenzunabhängig. Bei symmetrischer Wichtung der Wandler ergeben sich damit Filter mit konstanter Gruppenlaufzeit. Durch unsymmetrische Wandler-Wichtung läßt sich unabhängig vom Amplitudengang eine beliebige Gruppenlaufzeitkurve erzielen.

2.3 Substratfläche

Die benötigte Substratfläche hängt wesentlich von den gewünschten Filterdaten ab. Schmalbandigkeit, steile Flanken und starke Gruppenlaufzeitverzerrungen erfordern Wandler mit vielen Fingern und damit eine große Substratfläche.

3 Eigenschaften

OFW-Filter basieren auf Interferenz mechanischer Oberflächenwellen, also auf Laufzeiteffekten und nicht auf Resonanz. Daraus erklären sich einige vom Spulenfilter abweichende Eigenschaften.

3.1 Übersprechen

OFW-Filter haben eine Grundlaufzeit von ca. $1 \mu\text{s}$. Wenn die Beschaltung ungünstig gewählt ist, kann dadurch ein direktes elektrisches Übersprechen als Vorecho in Erscheinung treten. Es ist deshalb zweckmäßig, das Filter am Ausgang symmetrisch abzuschließen. Des weiteren sollte die Ein- und Ausgangsbeschaltung mit einem entsprechenden Abstand zueinander erfolgen; auch sind große Leiterschleifen der Filterzuleitungen zu vermeiden.

3.2 Triple-Transit-Echo (T-T-Echo)

Ein für OFW-Filter typisches Störsignal ist das Triple-Transit-Echo: die vom Eingangswandler kommende Oberflächenwelle wird vom Ausgangswandler reflektiert, läuft zurück zu dem Eingangswandler, wird dort wieder reflektiert und erscheint als Echosignal mit dreifacher Grundlaufzeit am Ausgang.

Dieses Signal ist im Prinzip immer vorhanden, jedoch ist seine Größe keine Filterkonstante, sondern steht im Zusammenhang mit der Betriebsdämpfung und ist also eine Funktion von interner Filterdämpfung und Beschaltung. Für die Praxis ist es wichtig, daß das Triple-Transit-Echo durch eine niederohmige Filteransteuerung quasi kurzgeschlossen wird.

3.3 Reflexionen

Ein Wandler strahlt nach beiden Seiten Oberflächenwellen ab. Dabei können die auf den Substratrand zulaufenden und dort reflektierten Wellen als Echosignale in Erscheinung treten. Deshalb werden die Substratränder mit einer Bedämpfungsmasse versehen, die Oberflächenwellen absorbiert. Mit dieser Maßnahme werden Reflexionen auf ein unkritisches Maß abgesenkt.

3.4 Pulsantwort

Die aufgeführten Störeffekte: Übersprechen, Triple-Transit-Echo sowie Reflexionen sind Echosignale und liegen also im Zeitbereich. Für die Beurteilung eines OFW-Filters ist es deshalb wichtig, das Zeitbereichs-Verhalten, die sogenannte Pulsantwort zu erfassen (siehe 4.3).

3.5 Frequenzgang

Der Frequenzgang entspricht der jeweiligen Norm und wird im Detail den Anwendernotwendigkeiten angepaßt, soweit es Technologie und Entwicklungsstand zulassen.

Aufgrund der endlichen Länge der Wandler ($\hat{=}$ zeitbegrenzte Pulsantwort) hat ein OFW-Filter prinzipiell einen welligen Frequenzgang, sowohl im Durchlaß- wie im Sperrbereich. Die von Echosignalen verursachte Rippel können sich dem noch überlagern. Damit erklärt sich der gegenüber einem Spulenfilter weniger glatte Amplitudengang.

3.6 Gruppenlaufzeit (GLZ)

Der mittlere GLZ-Verlauf charakterisiert der jeweiligen Norm und wird in den speziellen Datenblättern wie folgt charakterisiert:

Beispiel für Standard B/G

| | |
|---|------------------|
| Gruppenlaufzeit Bezugsfrequenz: 38,9 MHz | Typ. Werte |
| Max. Durchgang bei 36,60 MHz Anstieg bei 34,47 MHz | - 90 ns 30 ns |

Beispiel für Standard M

| | |
|---|--------------|
| Gruppenlaufzeit Bezugsfrequenz: 45,75 MHz | Typ. Wert |
| Gruppenlaufzeit konstant bis 42,17 MHz | ± 0 ns |

Auch die Gruppenlaufzeit weist eine prinzipbedingte Welligkeit auf, der sich echo-bedingte Rippel überlagern können.

Diese sind teilweise recht auffällig, da sie zu Amplitude und Laufzeit der Echos proportional sind. Des weiteren können sich mehrere, völlig unkritische Reflexionen von z. B. 50 dB zu einem auffälligen GLZ-Rippel von z. B. 50 ns addieren.

In den Datenblättern sind Spitze/Spitze-Werte für typische (40 ns) und maximale (80 ns) GLZ-Rippel angegeben. Da jedoch die OFW-typischen „kurzwelligen“ GLZ-Rippel praktisch keine Phasenschwankungen verursachen, ist die Aussagekraft dieser Werte gering. So ergibt ein sinusförmiges GLZ-Rippel mit 100 ns Spitze/Spitze und einer Periode von 0,7 MHz ($\hat{=}$ 1,4 μ s Echolaufzeit) eine vernachlässigbare Phasenschwankung von $\pm 2^\circ$.

3.7 Filterimpedanzen

Die Ein- bzw. Ausgangsimpedanz eines OFW-Filters setzt sich zusammen aus der Wandler-Grundkapazität, dem elektrischen Abbild der mechanischen Abstrahlung sowie dem Einfluß der „Rückstrahlung“ des jeweils anderen Wandlers. Daher sind die Wandlerimpedanzen stark frequenzabhängig.

Die Frequenzabhängigkeit hat auch zur Folge, daß Abschlußimpedanzen Einfluß auf die Filtereigenschaften nehmen können.

Bild 2
Eingangswandlerimpedanz
am Beispiel des OFW 361 S

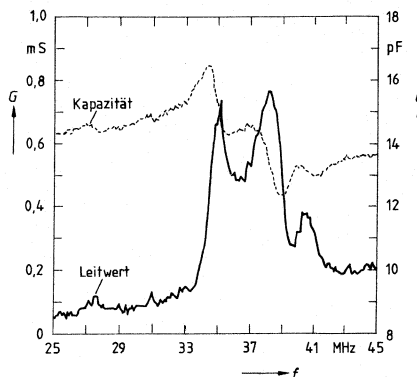
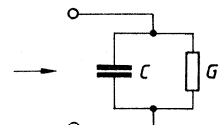


Bild 3
Ersatzschaltbild



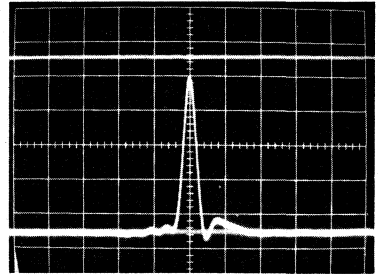
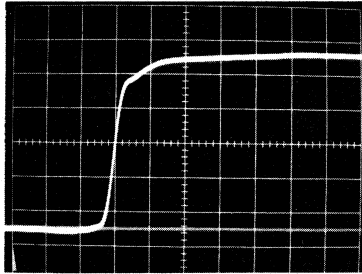
Filterausgang mit
2 k Ω || 3 pF
abgeschlossen

Nachstehend werden Auswirkungen unterschiedlicher Ansteuerimpedanzen (30Ω ... $1 \text{ k}\Omega$) auf das 2 T-Sprungverhalten (2 T-Signal) am Beispiel des OFW 361 S gezeigt.

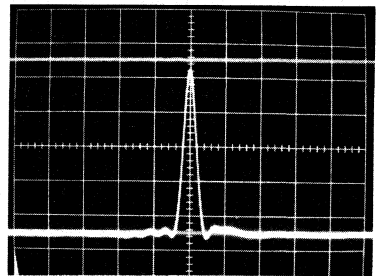
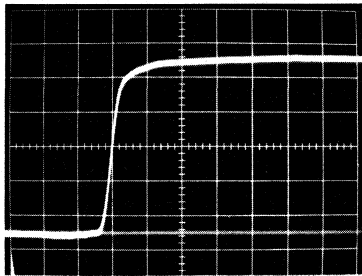
Bild 4 Sprungsignal

x-Achse :
 $0,5 \mu\text{s}/\text{Div.}$

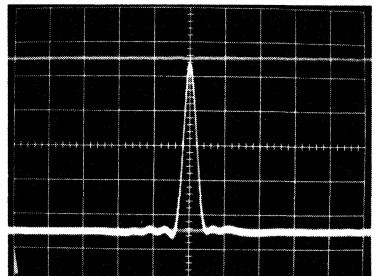
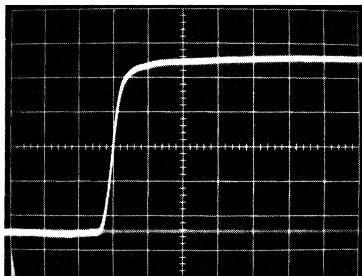
$1 \text{ k}\Omega$



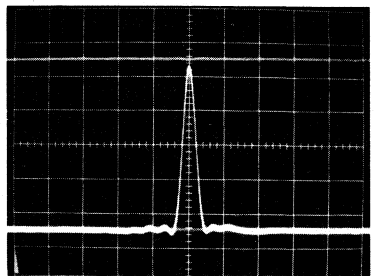
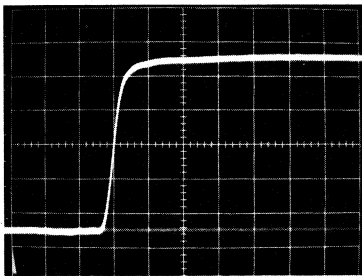
300Ω



100Ω



30Ω



3.8 Temperatur-Koeffizient der Frequenz

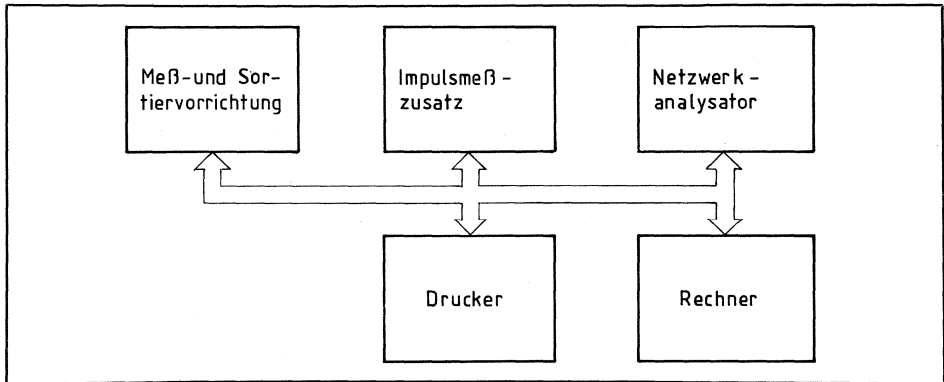
Der TK eines OFW-Filters ist durch das Substratmaterial bzw. den Kristallschnitt vorgegeben. Beim Lithiumniobat YZ-Schnitt („Normalschnitt“) beträgt er -94 ppm/K, beim rYX-Schnitt („gedrehter Schnitt“) -70 ppm/K. Der TK bewirkt eine Verschiebung der Filterkurve zu kleineren Frequenzen bei Temperaturerhöhung. Bei Betrieb eines TV-Gerätes wird sich daher eine Veränderung gegenüber der Raumtemperatur in der Größenordnung 50 kHz ergeben.

4 Prüfung

4.1 Endmessung

OFW-Filter durchlaufen in einem speziell entwickelten Meßautomaten eine 100%ige Endprüfung. Der HF-Teil dieses Automaten besteht aus einem Netzwerk-Analysator, der Meßaufnahme und einem Zusatzgerät; dadurch wird z. B. die Messung der Pulsantwort ermöglicht. Ein Prozessrechner übernimmt die Ablaufsteuerung sowie die Beurteilung und statistische Verarbeitung aller gemessenen Daten. In der Endprüfung werden u. a. auch solche Parameter abgesichert, die nicht direkt gemessen werden wie z. B. das 2 T-Sprungverhalten.

Bild 5 Rechnergesteuerter Prüfplatz



4.2 Meßwerte und Frequenzbereich (z. B. Standard B/G)

Betriebsdämpfung

Bezugspegel für die weiteren Werte 37,4 MHz

Dämpfungswerte

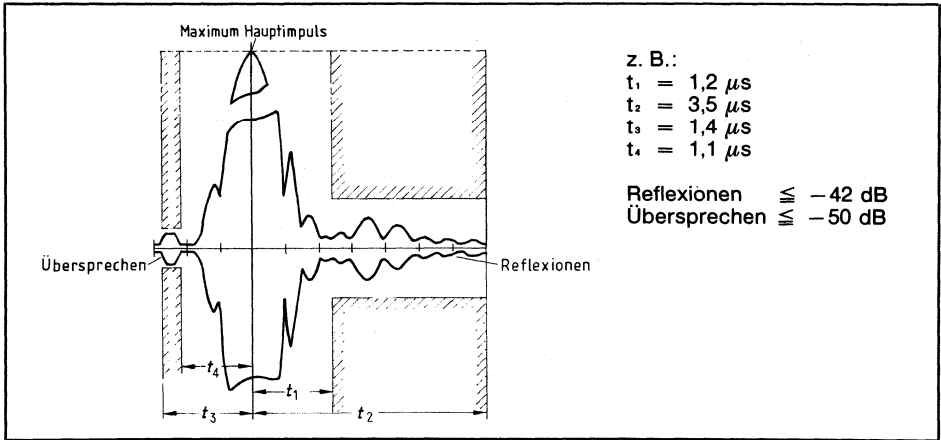
| | |
|-------------------------|-------------------|
| Bildträger | 38,9 MHz |
| Farbträger | 34,47 MHz |
| Tonträger | 33,4 MHz |
| Nachbildträger | 31,9 MHz |
| Nachbarton VHF | 40,4 MHz |
| Nachbarton UHF | 41,4 MHz |
| Unterer Wiederanstieg*) | 25,0 ... 31,9 MHz |
| Oberer Wiederanstieg*) | 40,4 ... 45,0 MHz |

*) Angegeben wird in diesem Bereich jeweils der Minimalwert der Dämpfung.

4.3 Pulsantwort (Messung im Zeitbereich)

Zur Messung der Pulsantwort wird ein geträgerter Impuls auf den Filtereingang gegeben und die Ausgangsspannung nach dem dargestellten Schema beurteilt. Die Abbildung zeigt die schematische Hüllkurve der HF-Ausgangsspannung (Oszillogrammbild).

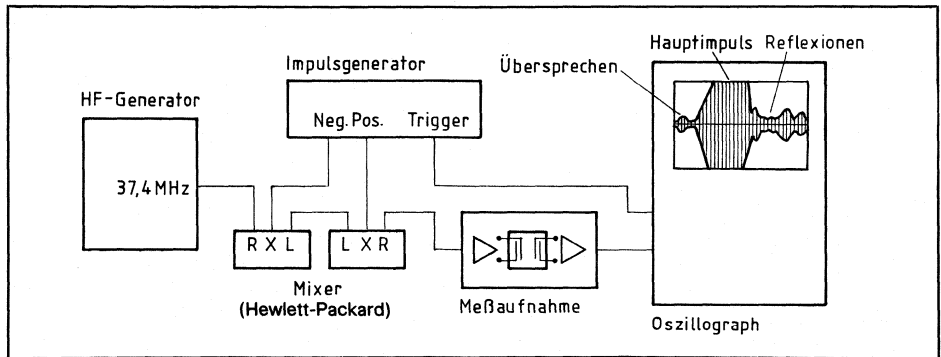
Bild 6 Hüllkurve der HF-Ausgangsspannung



4.3.1 Meßaufbau

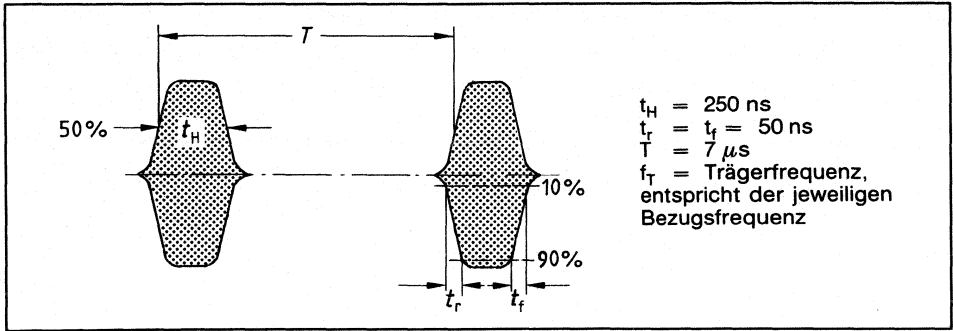
Eine Beurteilung der Pulsantwort erlaubt folgende Schaltung

Bild 7 Pulsmeßplatz



Um die erforderliche Dynamik von 70 dB ... 80 dB zu erreichen, besteht das Meßgerät aus zwei elektronischen Mischern. Nachstehende Abbildung zeigt den verwendeten Tastimpuls: Die Impulslänge $t_H = 250 \text{ ns}$ ist der Filterbandbreite angepaßt. Die genaue Flankensteilheit des Impulses ist dabei unkritisch.

Bild 8 Geträgerter Tastimpuls



4.4 Meßschaltungen

Zu den unter 4.1 erwähnten Meßautomaten wurden spezielle Meßschaltungen entwickelt, auf die sich auch alle Datenblattangaben beziehen. Für SIP 5- bzw. DIP 10-Filter verwendet man unterschiedliche Schaltungen (Bild 9 und 10). In beiden Fällen werden breitbandige Treiber mit einer Ausgangsimpedanz von 50Ω verwendet. Damit lassen sich Filter aller Normen ohne Umschalten oder Abgleich ansteuern. Nachverstärker sorgen für einen symmetrischen Filterabschluß. Die Meßaufnahmen haben eine Gleichtaktunterdrückung von $\geq 30 \text{ dB}$ bis 80 MHz ; der Frequenzgang ist vernachlässigbar, die Verstärkung auf 26 dB eingestellt; somit sind die Meßaufnahmen untereinander voll austauschbar.

Bild 9 Meßschaltung für SIP 5-Filter

Eingangsimpedanz des symmetrischen Nachverstärkers: $2 \text{ k}\Omega \parallel 3 \text{ pF}$

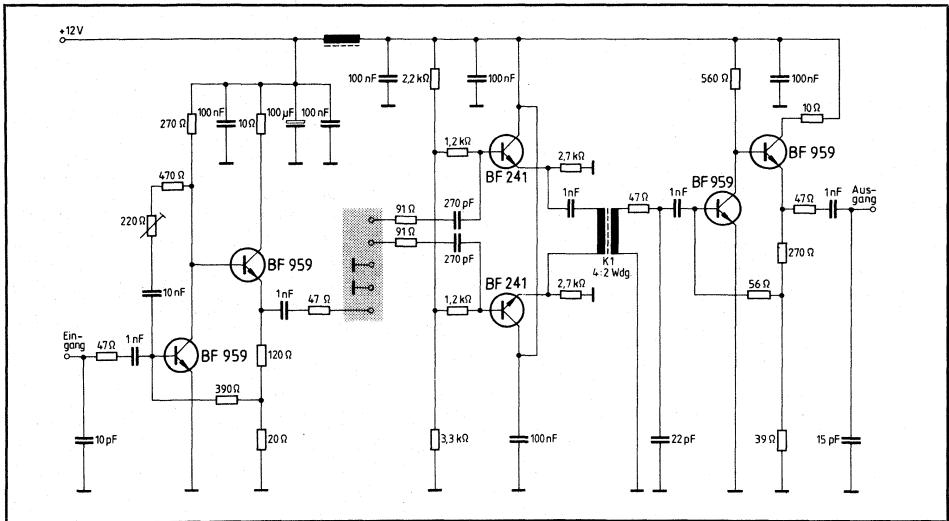
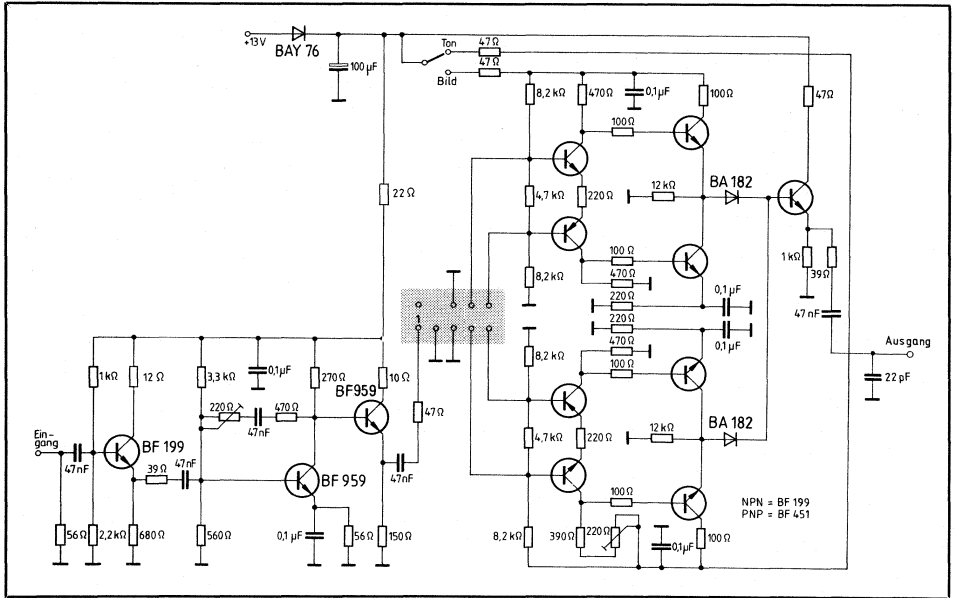


Bild 10 Meßschaltung für DIP 10-Filter

Eingangsimpedanz des symmetrischen Nachverstärkers: $2\text{ k}\Omega \parallel 5\text{ pF}$



5 Anwendungshinweise

5.1 Geänderte Betriebsbedingungen

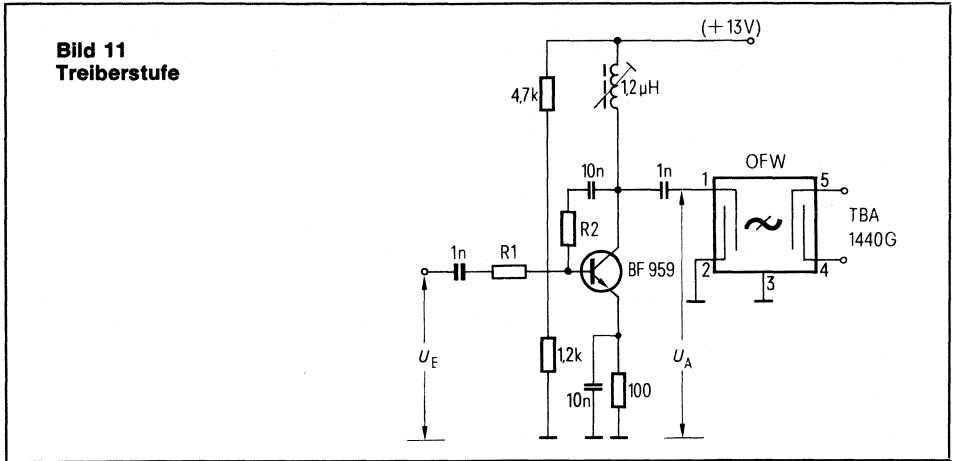
Alle in den Datenblättern angegebenen Filterdaten gelten für die vorhergenannten Meßbedingungen. Es ist möglich und gegebenenfalls auch notwendig unsere Filter unter anderen Bedingungen zu betreiben. Hier sollte überprüft und protokolliert werden, ob und in wieweit die Filter veränderte Eigenschaften aufweisen. Bei Fragen steht Ihnen unser Applikationslabor mit Rat und Tat zur Seite. Detaillierte Unterlagen z. B. zum T-T-Echo oder 2-T-Sprungsignal stellen wir auf Wunsch gerne zur Verfügung.

5.2 Treiberstufen

Zur Unterdrückung des Triple-Transit-Signals ist eine niederohmige Ansteuerung notwendig. Wir empfehlen deshalb die Verwendung einer Treiberstufe, bei der die Niederohmigkeit durch eine Kollektor-Basis-Gegenkopplung erzielt wird.

Für einen definierten Eingangswiderstand von $50\ \Omega$ sorgt der Basiswiderstand R_1 . Um eine möglichst große Aussteuerbarkeit zu erreichen wird der Transistor BF 959 eingesetzt und mit einem Kollektorstrom von ca. 20 mA betrieben. Die Verstärkung läßt sich in gewissen Grenzen durch R_2 einstellen. Die Eingangsspannung U_E (nur Nutzpegel) bezieht sich auf einen Intermodulationsabstand von 50 dB bei gleichem Nutz- und Störpegel. Die angegebene Aussteuerung am Kollektor ist der Summenwert von Nutz- und Störpegel.

Wegen der kräftigen Gegenkopplung kann nicht auf Maximum-HF-Pegel am Kollektor, sondern muß auf Minimum-HF-Pegel an der Basis abgeglichen werden. Abgriff z. B. mit 470Ω und 1nF . Damit ist die Filterkapazität kompensiert, d. h. die optimale Aussteuerbarkeit gesichert.

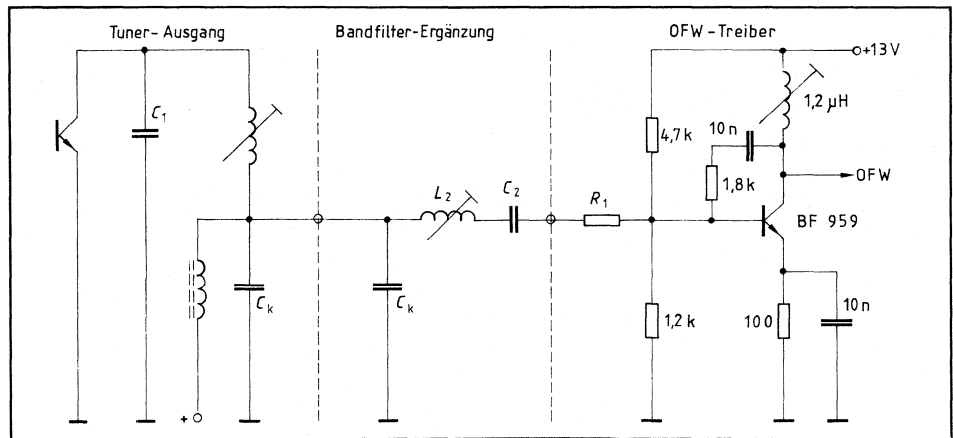


| R_1 | R_2 | Verstärkung U_A/U_E | Ausgangs- Widerstand | Max. Eingangs- spannung | Aussteuerung am Kollektor |
|-------------|-----------------------|--------------------------|-------------------------|----------------------------|------------------------------|
| 47Ω | $1,8 \text{ k}\Omega$ | 29 dB | Ca. 100Ω | ca. 80 mVeff | Ca. 13 Vss |

5.3 Tuner-ZF-Anpassung

Um die Filterdaten nicht zu verfälschen, empfehlen wir den Einbau einer Bandfilter-Ergänzung.

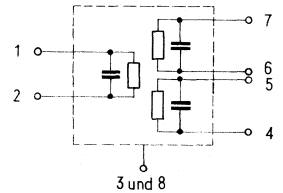
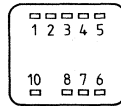
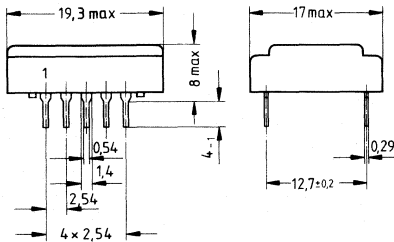
Bild 12 Tuner-ZF-Anpassungsschaltung



Die vorgeschlagene OFW-Treiberstufe ist für die Bandfilterergänzung gut geeignet, da ihr Eingangswiderstand wegen der Gegenkopplung praktisch unabhängig von den Transistorstreuungen ist.

5.2 Beispiel zu Oberflächenwellen-Filter OFW 731

| | |
|----------------------|---|
| Norm | Deutschland B/G |
| Anplikation | Fernseh-ZF-Filter für Parallelton (separater Bild- und Tonkanal), Bildkanal mit Nyquistflanke und Eigentonunterdrückung, z. B. für Stereo-Fernsehgeräte |
| Ausführung | Dual in line-Kunststoffgehäuse: DIP 10, Gewicht: ca. 2,5 g |
| Anschlüsse | Kupfer, verzinnt |
| Kennzeichnung | Typenbezeichnung und Markierung für Anschluß 1 sind aufgestempelt. |



- | | |
|---------------------|------------------------|
| 1 Eingang | 6 } Bild-Ausgang |
| 2 Eingang (Masse) | 7 } Bild-Ausgang |
| bei unsymmetrischer | 8 Masse |
| Ansteuerung | 9 frei |
| 3 Masse | 10 nicht angeschlossen |
| 4 } Ton-Ausgang | |
| 5 } Ton-Ausgang | |

Grenzdaten

Anwendungsklasse
nach DIN 40040

HPF

Untere Grenztemperatur **H** $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Obere Grenztemperatur **P** $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$

Feuchteklasse

F Mittlere relative Feuchte $\leq 75\%$
95% an 30 Tagen im Jahr andauernd,
85% an den übrigen Tagen gelegentlich,
keine Betauung zulässig.

Gleichspannung **U** (max) 18 V—

Wechselspannung **U** (max) 20 V~ (zwischen beliebigen Anschlüssen)

Lagertemperaturen

Untere Grenztemperatur ϑ_s (min) $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Obere Grenztemperatur ϑ_s (max) $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$

| Typ | Bestellnummer |
|-----|---------------|
|-----|---------------|

| | |
|---------|------------|
| OFW 731 | B 39973—A1 |
|---------|------------|

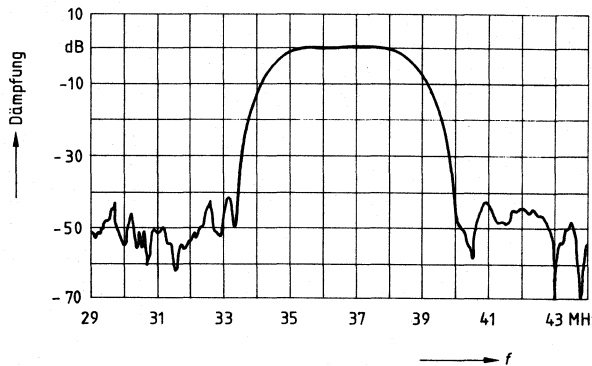
Bildkanal

Meßbedingungen:

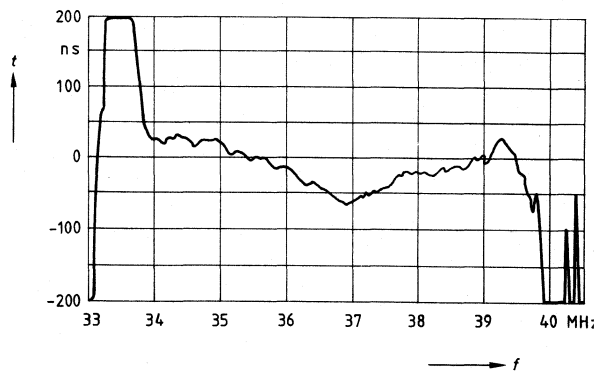
| | |
|---------------------|----------------|
| Umgebungstemperatur | 25 °C |
| Ansteuerimpedanz | 50 Ω |
| Lastimpedanz | 2 kΩ 5 pF |
| Meßschaltung | siehe Präambel |

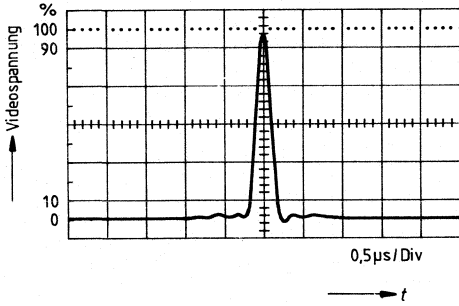
| Kenndaten | | min. | typ. | max. | Einheit | |
|------------------------------------|--------------------|--------------------------|------|------|---------|--|
| Betriebsdämpfung | 37,4 MHz | — | 23,0 | 25,5 | dB | |
| Bezugspegel für die weiteren Werte | | | | | | |
| Dämpfungswerte | | | | | | |
| Bildträger | 38,9 MHz | 4,6 | 5,6 | 6,6 | | |
| Farbträger | 34,47 MHz | 4,6 | 6,0 | 6,6 | | |
| Tonträger | 33,4 MHz | 34 | 46 | — | | |
| Nachbildträger | 31,9 MHz | 46 | 54 | — | | |
| Nachbarton VHF | 40,4 MHz | 44 | 53 | — | | |
| UHF | — | — | — | — | | |
| Wiederanstieg | 25,0 ... 31,90 MHz | 40 | 47 | — | | |
| | 40,4 ... 45,0 MHz | 36 | 42 | — | | |
| Reflexionsdämpfung | | | | | | |
| 1,2 μs ... 3,5 μs nach Hauptimpuls | | | | | | |
| Testimpuls: 250 ns, | | | | | | |
| Trägerfrequenz: 37,4 MHz | | | | | | |
| Übersprechdämpfung | | | | | | |
| 1,1 μs ... 1,4 μs vor Hauptimpuls | | | | | | |
| Testimpuls: 250 ns, | | | | | | |
| Trägerfrequenz: 37,4 MHz | | | | | | |
| Gruppenlaufzeit | | | | | ns | |
| Bezugsfrequenz 38,9 MHz | | | | | | |
| Max. Durchhang bei 36,9 MHz | | | | | | |
| Rippel | | — | —60 | — | | |
| Anstieg bei 34,47 MHz | | — | 40 | 80 | | |
| Temperaturkoeffizient | | — | —94 | — | ppm/K | |
| Impedanzen | | Eingang: 1,9 kΩ 8 pF | | | | |
| typische Werte bei 37,4 MHz | | Ausgang: 2,5 kΩ 12 pF | | | | |

Durchlaßkurve



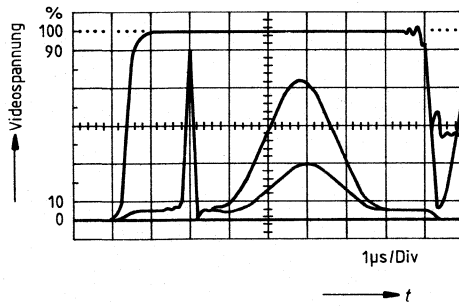
Gruppenlaufzeit



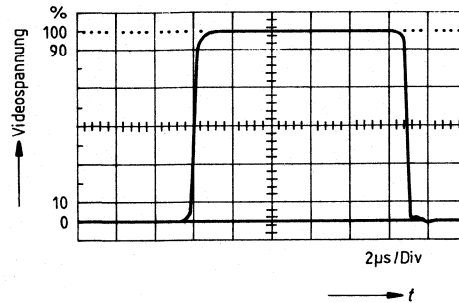


Impulsverhalten in der ZF-Platine

2T-Impuls



2T/20T Signal



Sprung-Signal

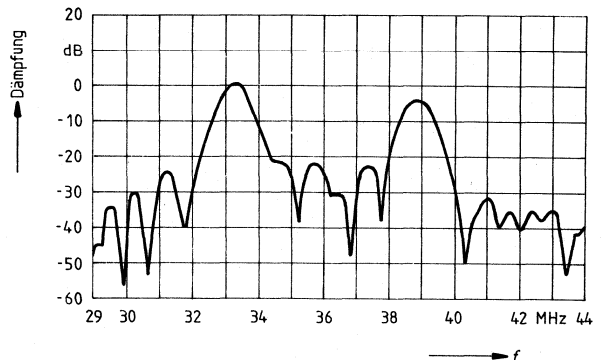
Tonkanal

Meßbedingungen

Umgebungstemperatur 25 °C
 Ansteuerimpedanz 50 Ω
 Lastimpedanz 2 kΩ || 5 pF
 Meßschaltung siehe Präambel

| Kenndaten | | min. | typ. | max. | Einheit | |
|--|-------------------|--------------------------|------|------|---------|--|
| Betriebsdämpfung | 33,4 MHz | — | 27 | 28,5 | dB | |
| Bezugspegel für die weiteren Werte | | | | | | |
| Dämpfungswerte | | | | | | |
| Bildträger | 38,9 MHz | 5,2 | 6,4 | 7,6 | | |
| Mittenabsenkung | 36,15 MHz | 20 | 30 | — | | |
| Nachbarbildträger | 31,9 MHz | 26 | 36 | — | | |
| Nachbarton VHF | 40,4 MHz | 23 | 40 | — | | |
| Wiederanstieg | 25,0 ... 31,9 MHz | 20 | 27 | — | | |
| | 40,4 ... 45,0 MHz | 24 | 33 | — | | |
| Temperaturkoeffizient | | — | -94 | — | ppm/K | |
| Impedanz typische Werte bei 33,4 MHz | | Ausgang: 1,4 kΩ 11 pF | | | | |

Durchlaßkurve



6 Schichtschaltungen – Hybridschaltungen

6.1 Allgemeines

Definition

Schichtschaltungen bzw. Hybridschaltungen sind Bausteine bzw. Subbaugruppen, die der kleinen Integrationstiefe zugeordnet werden können. Im Zuge der Miniaturisierung von Geräten und Systemen lösen sie teils die konventionelle Flachbaugruppenteknik ab, teils sind sie Bindeglied zwischen der Flachbaugruppenteknik und den monolithischen Integrationstechniken.

Schichtschaltungen und Hybridschaltungen werden stets nach Anwenderwünschen konzipiert und gefertigt. Standarderzeugnisse sind nicht lieferbar. Jedes Produkt ist eine Maßarbeit. In jedem Stadium der Entwicklung ist daher die genaue Abstimmung zwischen Schaltungsentwickler und Layouter erforderlich. Ständiger enger Kontakt zwischen beiden Partnern während der gesamten Entwicklungszeit ist unerlässlich.

Anstelle von fertigen Produkten werden im folgenden Parameter, Entwicklungsschritte und Verfahren zur Herstellung von Schichtschaltungen bzw. Hybridschaltungen beschrieben, anhand derer die Einsatzmöglichkeiten derartiger Schaltungen erkennbar wird.

Begriffsbestimmung

Schichtschaltungen sind Netzwerke aus Widerständen, Kreuzungen, Kondensatoren, Durchkontaktierungen und den sie verbindenden Leiterbahnen sowie den zugehörigen Außenanschlüssen.

Hybridschaltungen bestehen aus Schichtschaltungen, die zusätzlich mit passiven und/oder aktiven diskreten Bauelementen (z.B. Transistoren, Kondensatoren, IC's) bestückt sind.

Aufbau

In der Schichttechnik werden dünne Leiter-, Widerstands-, Dielektrikums- und Isolierschichten strukturiert auf Trägerplatten (Substrate) aufgebracht. Der Einbau der diskreten Bauelemente erfolgt in Löt-, Bond- und Klebetechnik. Offener Aufbau, Tauchlackierung, Verguß oder hermetischer Verschuß werden vom jeweiligen Anwendungsfall bestimmt.

Vorteile der Schichtschaltungstechnik

im Vergleich zur Flachbaugruppe

- hohe Schaltdichte
- geringes Volumen, Gewicht
- weniger Lötstellen
- höhere Zuverlässigkeit
- bessere Reproduzierbarkeit
- höhere Grenzfrequenz
- gute Wärmeleitfähigkeit
- besseres Tracking
- Funktionsabgleiche
- einfachere Prüfung
- kostengünstiger Service
- Verzicht auf Widerstands-Normwerte
- reduzierte Lagerhaltung

im Vergleich zu monolithischen Schaltungen

- wirtschaftlich bei kleinen Stückzahlen
- kurze Entwicklungszeit
- niedrigere Entwicklungskosten
- Flexibilität bei Änderungen
- extreme elektrische Eigenschaften
- Funktionsabgleich
- Kombination verschiedener Halbleitertechniken

Anwendung

Schicht- bzw. Hybridschaltungen finden Anwendung bei Konsumerprodukten, der Unterhaltungs-, Büro-, Industrie- und Kfz-Elektronik, in der Kommunikationstechnik, in Medizin, Luft- und Raumfahrt sowie auf dem militärischen Sektor. Schaltungsprobleme aus dem NF-, HF- und Mikrowellenbereich, für Analog- und Digitalanwendungen für Kleinsignale, Leistung und Hochspannung können mit ihnen gelöst werden.

Wirtschaftlichkeit

Die Frage nach dem Preis einer Schaltung stellt sich häufig schon zu einem Zeitpunkt, bevor feststeht, welchen Umfang sie haben soll. Wegen der Vielfalt der Möglichkeiten und damit der Faktoren, die kostenbestimmend sind, ist eine allgemeine Aussage meist unbefriedigend. Wesentlich ist jedoch, daß im Kostenvergleich zur Flachbaugruppe **alle** Vorteile (z. B. einfache Montage und Lagerhaltung, Zuverlässigkeitserhöhung) in Rechnung gesetzt werden und die Miniaturisierung ausdrücklich gewünscht wird. Bei Anwendungsfällen die nur durch die Schichttechnik eine Lösung finden, sind Kleinserien ab 2000 Stück durchaus interessant.

Zur Realisierung der kundenspezifischen Anwendungsfälle stehen zwei Technologiefamilien zur Verfügung.

6.2 Dickschichttechnik

Technologie

Mittels feinmaschiger Siebe, in denen die Strukturen der einzelnen Ebenen (Leitung, Widerstand, Isolation) eingearbeitet sind, wird das pastenförmige Leitungs-, Widerstands- und Isolationsmaterial auf Aluminiumoxidplatten (Al_2O_3 , 96%) nach Zwischentrocknung nacheinander aufgedrückt und bei Temperaturen zwischen 400°C und 800°C eingebrannt. Die etwa 15 bis 30 μm dicken Schichten bestehen bei Leiterbahnen aus lötfähigem Silber-Palladium (AgPd) oder Gold-Palladium (AuPd) oder dem bondfähigen Gold (Au).

Widerstände, für die eine halbdekadische Reihe von Pasten zur Verfügung steht, enthalten im wesentlichen Wismut und Ruthenium.

Das wechselweise Drucken von Leiterstrukturen und Isolationschichten läßt zur Zeit einen 4lagigen Aufbau zu, der vorzugsweise zur Verdrahtung ungehäuster Halbleiterschaltkreise eingesetzt wird (Chip and Wire).

Der Haftmechanismus aller Schichten zum Substrat und untereinander wird von beigemischten Glaspartikeln (Fritte) gewährleistet.

Die Seiten beidseitig beschichteter Substrate können mit lasergebohrten, metallisierten Durchkontaktierungen oder über den Anschlußkamm des Hybriden miteinander verbunden werden.

Alle Widerstände erhalten im Regelfall einen Abgleich mittels Laser. Die mit Rechnerprogrammen durchgeführte Widerstandsdimensionierung berücksichtigt nicht nur den Widerstandswert und die Toleranz, sondern auch Übertemperatur, Belastbarkeit, Drift, HF-Verhalten, Spannungs- und Impulsfestigkeit. Die zugehörigen Abgleichstrategien reichen vom einfachen Einstich (i-Cut) bis zum flächigen Abtragen der Widerstandsschicht (Hobeln). Vorauswahl, Abgleich, Endkontrolle und Ausschußmarkierung der Widerstände werden im Fertigungsprozeß automatisch durchgeführt. Wegen der geringen Flächenkapazität muß der Einsatz von Dickschichtkondensatoren sorgfältig geprüft werden. In vielen Fällen ist das Einlöten von diskreten Kondensatoren in Chip-Form wesentlich platzsparender. In der Fertigung werden Nutzen mit den Abmessungen $4'' \times 4''$ verwendet. Das Vereinzeln der Schaltungen erfolgt, sofern die Hybridierung nicht ebenfalls im Nutzen weitergeführt wird, durch

Ritzen mittels Laser und anschließendem gradlinigen Brechen. Mit leistungsstärkeren Lasern sind Formschnitte und Durchbrüche herstellbar.

Die Hybridierung, d.h. das Bestücken der Schichtschaltung mit diskreten Bauelementen geeigneter Bauform (SMD) und Anschlußkämmen kann – orientiert an der zugehörigen Verbindungstechnik – auf drei verschiedene Arten durchgeführt werden:

| | |
|---|----------------|
| Löten | → Löt hybrid |
| Kleben und bonden | → Bond hybrid |
| (Chip and Wire) Mischung beider Verfahren | → Misch hybrid |

Die in Frage kommende Methode wird im wesentlichen von der Art und Verfügbarkeit der Bauelemente und vom gewünschten Grad der Miniaturisierung bestimmt.

In diesem Aufbauzustand wird der gegebenenfalls gewünschte Funktionsabgleich mit dem Laser an speziell dafür dimensionierten Widerständen vorgenommen. Alle elektrischen Größen, sofern sie am Anschlußkamm greifbar sind, können als Regelkriterium herangezogen werden.

Offener Aufbau, Tauchlackierung, Verguß oder hermetischer Verschluß, gegebenenfalls burn in und die 100%ige Endprüfung nach Kundenvorgabe schließen die Arbeiten ab.

6.3 Dünnfilmtechnik

Technologie

Variante VC

Aluminiumoxidplatten (Al_2O_3 , 99,5%) werden ganzflächig mit Nickel-Chrom (NiCr) als Widerstandsmaterial und Gold als Leitermaterial im Vakuum bestäubt bzw. verdampft. Die Schichtdicken bewegen sich im μm -Bereich. Durch weitere Beschichtung mit Fotolacken, die ihrerseits mit den schaltungsspezifischen Strukturen über Masken belichtet werden, sind partielle galvanische Verstärkungen und darauffolgende selektive Ätzprozesse an der Erzeugung der Schichtschaltung beteiligt.

Da im Gegensatz zur Dickschichttechnik nur ein relativ niederohmiges Material ($100 \Omega/\square$) für die Widerstände zur Verfügung steht, können hochohmige Werte nur durch ein extremes Längen-Breitenverhältnis realisiert werden. Die höhere Filigranität und die durch die Fotolithografie bedingte bessere Genauigkeit kommen dieser Forderung entgegen. In Analogie zur Dickschichttechnik sind die Substrate der Varianten A und C mit Durchkontaktierungen und beidseitiger Leiterbahnbeschichtung ausführbar, Widerstände können jedoch nur auf der glatten Seite plziert werden.

Die Variante VA zeichnet sich durch besonders gute Leitfähigkeit der Leiterbahnen aus, was zur bevorzugten Anwendung bei kostengünstigen Mikrowellenschaltungen führt.

Die Variante VB verfügt über einen geringen Temperaturkoeffizienten, eine äußerst günstige Drift und der Möglichkeit der direkten Steckung.

Die Variante D ist für integrierte Kondensatoren im NF-Bereich geeignet, die mit den auf demselben Substrat gefertigten Widerständen temperaturkompensiert sind.

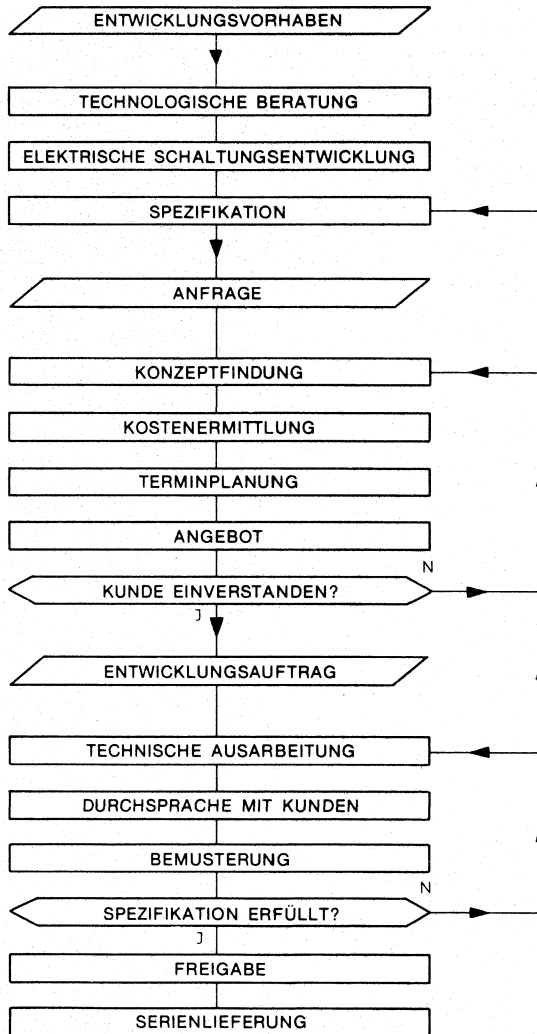
Die weiteren Verarbeitungsschritte verlaufen größtenteils analog zur Dickschichttechnik.

6.4 Technologieparameter

| Komponenten | Technologieeigenschaften | Dimension | Standard-Dickschicht | |
|-------------|---|--|---|---|
| Substrat | Material Formschnitt/Bohrung | | Al ₂ O ₃ 92% + | |
| Schicht | Leiterbahn | Flächenwiderstand R _F , unverstärkt | 10 ⁻³ Ω | AgPd 20 ... 30 AuPd 80 ... 100 Au 5 ... 10 |
| | | Flächenwiderstand R _F , verstärkt | 10 ⁻³ Ω | 5 ... 10 |
| | | Breite (LB unverzinkt) | μm | ≥ 400 |
| | | Breite (LB verzinkt) | μm | ≥ 400 |
| | | Abstand (LB unverzinkt) | μm | ≥ 400 |
| | | Abstand (LB verzinkt) | μm | ≥ 400 |
| | | Abstand LB-Widerstand | μm | ≥ 500 |
| | | Galvanische Verstärkung | - | - |
| | | Durchkontaktierungen | - | möglich; Ø ≥ 300 μm |
| | Überkreuzung | - | möglich | |
| | Dämpfungselag einer 50Ω-Leitung | bei 2 GHz bei 10 GHz | dB/cm dB/cm | - - |
| | Widerstand | Flächenwiderstand R _F Temperaturkoeffizient Drift: 70 Grad C über 15 Jahre 125 Grad C über 15 Jahre Widerstandspaste/-material Erreichbare Widerstandswerte R _N Ausfertoleranz: ohne Abgleich mit Abgleich R ≤ 10 Ω 10 Ω ≤ R ≤ 10 ² Ω 10 ² Ω ≤ R ≤ 10 ⁵ Ω Rauschen, gemessen nach DIN 44049 Bl. 1 Klirren, gemessen nach DIN 44049 Bl. 2 | Ohm 10 ⁻⁶ K ⁻¹ % % Ohm % % % % % dB dB | 10 ¹ ; 3 × 10 ¹ ; ... 3 × 10 ⁵ ; 10 ⁶ /0 ... 100/ ≤ /2/ ≤ /2/ Dupont, Birox 1600 2 ... 10 ⁷ 0,2 ≤ R _N /R _F ≤ 8 30 nach Absprache ± 2 ± 2 - 11 - |
| | | Kapazität | Kapazitätsbelag Temperaturkoeffizient Drift: 70 Grad C, 18 V, 1000 Stunden Erreichbare Kapazitätswerte Verlustfaktor: bei 1 KHz/bei 1 MHz Betriebsspannung | nF/cm ² 10 ⁻⁶ K ⁻¹ % pF 10 ⁻³ V |
| Hybrid | Bestückung Löten Legieren Kleben Bonden } Chip and Wire Funktionsabgleich Hermetischer Verschluss Betriebstemperaturbereich (abhängig von Bauelementespezifikation) | - - - - - - - - °C | beidseitig + - + + + + + - 55 ... + 125 | |
| | Anwendungsschwerpunkte | - | R-Netzwerke NF ... HF-Schaltungen (Mikrowellen-Schaltungen) Mehrlagen-Verdrahtungsebenen | |

| Dünnschicht | | | |
|---|--|--|--|
| CuAu auf Keramik (VA) | NiCr auf Glas (VB) | NiCr auf Keramik (VC) | Ta Al auf glasierter Keramik (VD) |
| Al ₂ O ₃ 99,5% + | Glas 7059 - | Al ₂ O ₃ 99,5% + | Al ₂ O ₃ glasiert - |
| CuAu ≤ 10 | Au 30 ... 50 | Au 120 ... 140 | Au 120 ... 140 |
| ≤ 10 | ≤ 10 | ≤ 10 | 6 ... 60 |
| ≥ 50 | ≥ 70 | ≥ 50 | ≥ 100 |
| ≥ 500 | ≥ 500 | ≥ 500 | ≥ 500 |
| ≥ 50 | ≥ 50 | ≥ 50 | ≥ 100 |
| ≥ 500 | ≥ 500 | ≥ 500 | ≥ 500 |
| - | ≥ 100 | ≥ 50 | ≥ 100 |
| üblich | - | möglich | - |
| möglich; Ø ≥ 300 µm | - | möglich; Ø ≥ 300 µm | - |
| - | - | - | - |
| 0,025 + 0,0049 0,064 | - | - | - |
| - | 100 ± 10 + (30 ± 20) ≤ + 0,1 ≤ + 1 Ni Cr 5 ... 10 ⁵ 15 nach Absprache ± 0,5 ± 0,1 ≤ 40 100 ... 130 | 100 ± 15 + (60 ± 20) ≤ + 0,1 ≤ + 1 Ni Cr 5 ... 10 ⁵ 15 nach Absprache ± 0,5 ± 0,1 ≤ - 40 100 ... 130 | 100 ± 10 - (110 ± 5) + 0,5 + 1 Ta Al 5 ... 10 ⁵ 15 nach Absprache ± 0,5 ± 0,1 - |
| - | - | - | 10 ± 1 + (100 ± 5) ≤ 0,1 10 ... 10 ⁴ ≤ 1/ ≤ 5 25 |
| einseitig + + + + + + - 55 ... + 125 | einseitig + - + - + + - 55 ... + 125 | einseitig + + + + + + - 55 bis + 125 | einseitig + - + - + + - 55 bis + 125 |
| Mikrowellen-Schaltungen, Verdrahtungsebenen | Präzisions- dämpfungsglieder | NF ... HF-Schaltungen, Mikrowellen-Schaltungen, Verdrahtungsebenen | R-C-Filter |

6.5 Ablauf einer Produktentwicklung



Weitere technische Informationen erhalten Sie von Siemens AG, Werk für Schichtschaltungen, Produktentwicklung Abt. WSM PE, Hofmannstraße 51, 8000 München 70, Tel. 089/7 22-44297

Elektrisch-mechanische Wandler-Bauteile



Elektrisch-mechanische Wandler-Bauteile

1 Piezoeffekt

Einführung

Das Wort „Piezo“ kommt vom griechischen piezo = ich drücke. Ein piezoelektrischer Körper, auf den mechanischer Druck ausgeübt wird, reagiert mit elektrischer Ladungsverschiebung. Grund hierfür ist, daß Druck- und Zugspannungen auf ein Piezomaterial (Kristall oder polarisierte Piezokeramik) ausgeübt werden, die diese Deformationen im polarisierten Kristallgitter bewirken. Dadurch ausgelöste Verschiebungen der molekularen Ladungen entstehen oder verschwinden, die dann als elektrische Spannungen abgegriffen werden können. Man nennt dies auch den direkten piezoelektrischen Effekt. Umgekehrt verursachen Ladungen auf den Elektroden eine Verzerrung des Gitters, und als Folge eine Deformation des piezoelektrischen Materials. Dies nennt man den inversen oder reziproken Piezoeffekt. Beide Effekte werden technisch ausgenützt.

Piezoelektrische Materialien

Die bekanntesten einkristallinen piezoelektrischen Materialien sind Seignettesalz, Quarz und neuerdings auch Lithium-Niobat und -Tantalat. Im Zusammenhang mit der Materialentwicklung für Kondensatoren wurde in den Dreißigerjahren das polykristalline und ferroelektrische Material Bariumtitanat und später für andere technische Entwicklungen (Filter, Mikrofone usw.) Blei-Zirkonat-Titanat untersucht. Wegen ihrer hohen Dielektrizitätskonstante ($\epsilon > 1000$) und ihres hohen Piezoeffektes (bei 50% Energieumwandlung), haben diese Materialien zunehmend technische Bedeutung erlangt.

1.1 Piezomikrofon

Technische Hinweise

Ein Beispiel für den direkten Piezoeffekt ist die Piezo-Transistor-Sprechkapsel für Fernsprengeräte (Telefon). Die durch den Schalldruck (p) erzeugten sehr kleinen Durchbiegungen der Trägerplatte (Bild 1) haben mechanische Spannungen (σ) mit Deformationen im polarisierten Kristallgitter zur Folge. Dadurch ausgelöste Verschiebungen der molekularen Ladungen bewirken an den Silberelektroden der Piezokeramik proportionale Spannungen, die in der nachfolgenden integrierten Schaltung (Bild 2) verstärkt werden.

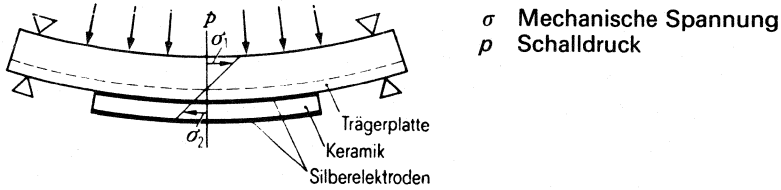


Bild 1 Piezo-Spannungs-Schall-Wandler; Drucktransformation σ/p

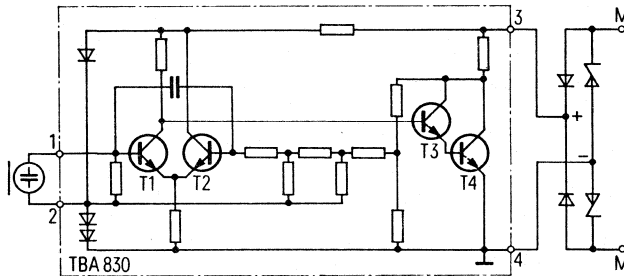


Bild 2 Piezomikrofon mit integriertem Verstärker TBA 830 und Gleichrichterbrücke mit Überspannungsschutz (Z-Dioden)

Das Piezomikrofon erfüllt alle Forderungen, die bislang an herkömmliche Kohle-Sprechkapseln gestellt wurden und bietet darüberhinaus erhebliche Vorteile hinsichtlich Lebensdauer, Reichweite, Rauschen und Klirrfaktor sowie engere und reproduzierbarere Toleranzen im Frequenzgang (siehe: Technische Daten mit Bild 3).

Technische Daten

| | |
|--|--|
| Mikrofonstrom I_M | 12,5–60 mA |
| Maximale Dauerlast | 150 mA/20 sec |
| Gleichstromwiderstand (Mittelwerte) | 260 Ω bei kurzen und mittleren Anschluß- leitungen (Mittlerer Mikrofonstrom) $I_M = 30$ mA |
| Sendebezugsdämpfung SBD | $-0,5 \pm 2$ dB für kurze und mittlere Leitungen |
| Messung am Objektiven | |
| Bezugsdämpfungsmeßplatz OBDM bei vorgeschriebener Meßanordnung | $-3,0 \pm 2$ dB für lange Leitungen |
| Speisestromabhängigkeit im Mikrofonbereich 50 bis 5 mA | Δ SBD ≤ 1 dB |
| Reichweite bei Speisesystem 60 V und $2 \times 500 \Omega$ und $I_M = 12$ mA | ca. 2,0 K Ω Schleifenwiderstand |
| Klirrfaktor K für Mikrofonströme ≥ 15 mA | $< 1\%$ |
| gemessen bei Schalldruck 10 μ bar und $f = 1$ KH | |
| Stoßspannungsfestigkeit am Fernsprecher nach Vorschrift der DBP | 2 kV |
| Frequenzgang Messung am OBDM nach Vorschrift der DBP | |

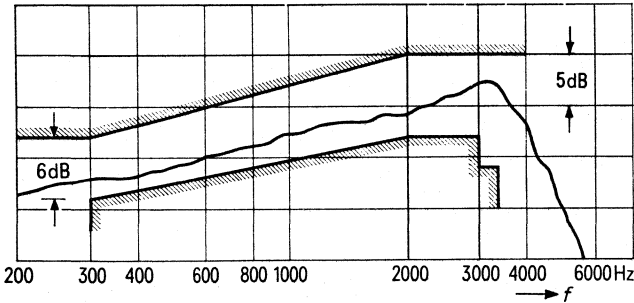


Bild 3 Frequenzgang eines Piezomikrofons

1.2 Piezotaste

Technische Hinweise

Seit langem besteht die Forderung, prellende und nicht zuverlässige Schalterkontakte durch kontaktlose Tasten zu ersetzen. Hierfür wurde u. a. die Piezotaste entwickelt, die aus einer Piezokeramik und einer angepaßten integrierten Schaltung (TCA 315W) besteht (Bild 1). Als Rückmeldung für eine hinreichende Berührung der Piezotaste ist eine Leuchtdiode (LD) eingebaut, die den gewünschten funktionellen Ablauf anzeigt.

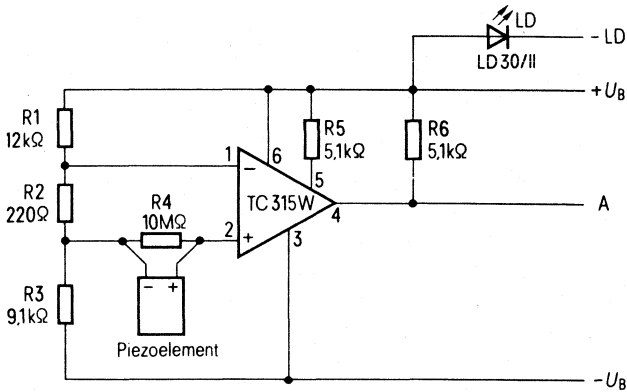


Bild 1 Schaltung der Piezotaste mit Piezoelement als Druckwandler

Als Druckwandler dient eine dünne Folie, die zu einem hochkant angeordneten, stirnseitig belastbaren und durch Stützkörper gegen Ausknicken geschützten Wandlerelement vergossen ist (Bild 2). Bei Betätigung durch Fingerdruck treten Ladungen auf, die aufgrund der extrem kleinen Querschnittsfläche des Piezokörpers (Folienform) besonders hoch sind und eine elektrische Spannung von ca. 1 Volt ergeben. Die benötigte Betätigungskraft beträgt 150 p. Bei einer Betätigungsgeschwindigkeit von 10 N/sec ist das Tastenelement in der Lage, einen Kurzschlußstrom von 0,1 μ A abzugeben. Diese Leistung des Wandlerelementes wird mit der Anpassungselektronik soweit verstärkt, daß die verschiedenen Anpassungsbedingungen für TTL, LSL wie auch C MOS mit N-Kanal oder P-Kanal erfüllt werden. Die Piezotaste kann an asymmetrische oder symmetrische Versorgungsspannungen angeschlossen werden. Um Fehlauflösungen durch Erschütterungen zu vermeiden, wurde in das Piezoelement ein RC-Tiefpaß integriert.

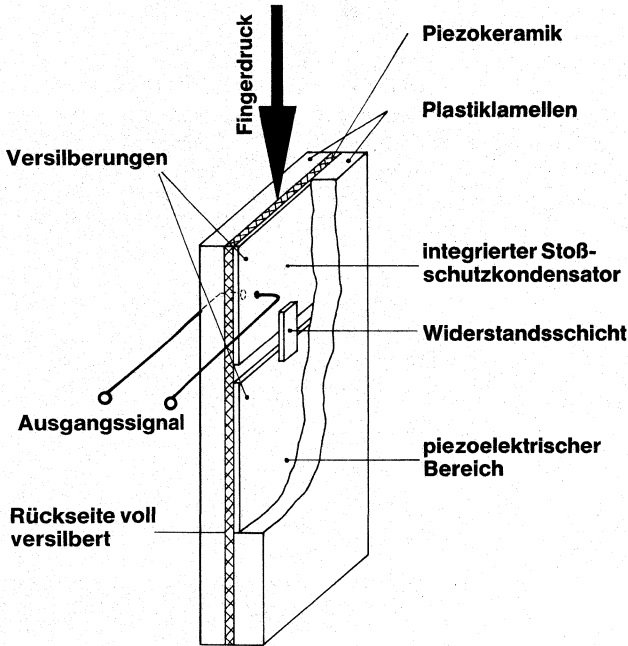


Bild 2 Aufbau des piezokeramischen Druckwandlers

Technische Daten der Piezotaste

Zulässige Betriebsspannung

symmetrisch

asymmetrisch ($-U_B$ liegt auf 0 V)

$\pm U_B = \pm 2 \text{ V bis } \pm 15 \text{ V}$

$+U_B = +4 \text{ V bis } +30 \text{ V}$

Ausgangsstrom

bis 60 mA

Ausgangssättigungsspannung

$U_{AO} < 350 \text{ mV}$

(Spannungsdifferenz zwischen Anschluß A und $-U_B$ im durchgeschalteten Zustand bei einem Ausgangsstrom $I_{AL} = 10 \text{ mA}$)

Ausgangswiderstand R_A

$5,1 \text{ k}\Omega \pm 5\%$

(Ruhezustand der Piezotaste)

Abfallzeit der Ausgangsspannung

$\geq 20 \mu\text{s/V}$

(bei $I_{AL} = 30 \text{ mA}$)

Leerlaufstromaufnahme ($U_B = 10 \text{ V}$, ohne LD)

1 mA

Mechanische Druckfestigkeit

100 N

Betätigungskraft

1,5 N (150 p)

Benötigte Geschwindigkeit der Betätigungskraft

etwa 10 N/s

Leuchtdiode Typ LD 30/II (rot)

$U_F = 1,6 (\pm 2) \text{ V}; I_F = 15 \text{ bis } 20 \text{ mA}$

Zulässige Umgebungstemperatur

$-25^\circ\text{C bis } +80^\circ\text{C}$

1.3 Schwingquarz

Technische Hinweise

Das klassische Material, das in Verbindung mit dem Piezoeffekt genannt wird, ist der Quarz. Er kann auch zu Schwingungen verschiedener Formen angeregt werden. Hierbei ist die Anwendung von Grund- und Oberschwingungen möglich. Als elektro-mechanischer Schwingkreis hoher Güte und Frequenzkonstanz hat er eine vielfältige Anwendung als Frequenznormal in Oszillator- und steilen Filtern in Siebkreisschaltungen. Der Aufbau eines Schwingquarzes mit NT-Biegeschwinger und AT-Dickenschwinger ist in Bild 1 dargestellt. Dünne Metallschichten auf den Quarzelementen, in Hochvakuum aufgedampft, bilden die Elektroden. Über Halterungsteile werden Quarzvibratoren elektrisch mit den Elektroden kontaktiert und mechanisch befestigt. Ein hermetisch verschlossenes Gehäuse schützt den Innenaufbau vor chemischen, klimatischen und mechanischen Einflüssen.

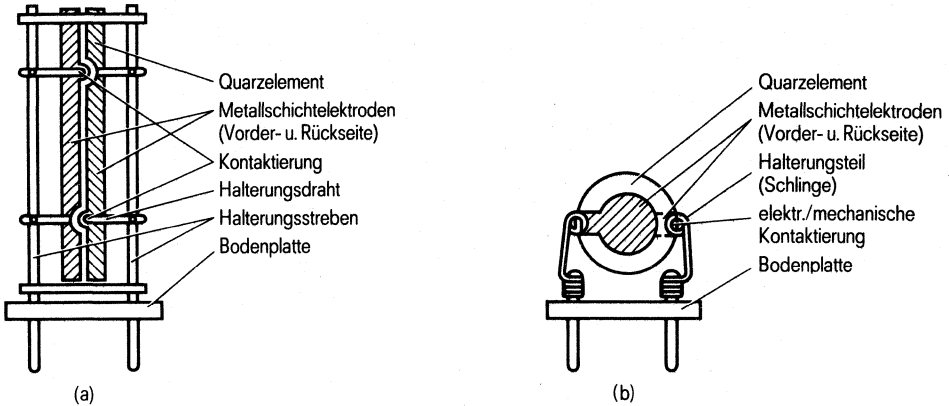


Bild 1 Schwingquarz mit NT-Biegeschwinger (a)
Schwingquarz mit AT-Dickenschwinger (b)

1.3.1 Der Schwingquarz in der Schaltung

Die Frequenzstabilität eines Quarzoszillators hängt hauptsächlich von den Eigenschaften des Schwingquarzes und nur in geringerem Maße von der Schaltung ab.

Für Grundschwingungs-Quarze verwendet man im allgemeinen unabgestimmte Oszillatorschaltungen. Oberschwingungs-Quarze erfordern eine Schaltung, die die Schwingung im gewünschten Oberton erzwingt. Toleranzen in der Resonanzfrequenz lassen sich größtenteils durch ein „Ziehglied“ herausstimmen. Als Ziehglied verwendet man vorzugsweise eine Kapazität (C_v), die ein Teil der Lastkapazität C_L (erchenbar aus C_a , C_b und C_v) ist (Bild 2). C_L ist die gesamte in einer Schaltung parallel oder in Serie zum Schwingquarz wirksame Lastkapazität, einschl. aller Schalt-, Fassungs- oder Transistor-Kapazitäten. Die dargestellte Parallelresonanz-Schaltung ist ein kapazitiver 3-Punkt-Oszillator (auch Colpitt genannt). Denkt man sich anstelle des Schwingquarzes eine Induktivität eingefügt, erkennt man den Schwingkreis und die Rückkopplung über die kapazitive Spannungsteilung C_a/C_b .

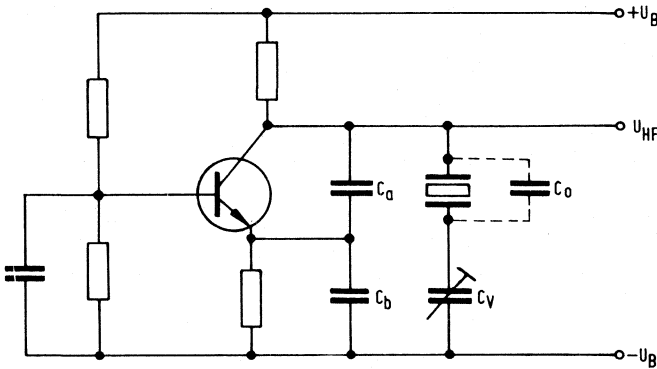


Bild 2 Quarzoszillator in Parallelresonanz $C_L \approx \frac{C_v \cdot C_p}{C_v + C_p}$ $C_p \approx \frac{C_a \cdot C_b}{C_a + C_b}$

1.3.2 Der Quarzoszillator mit Beispielen

Konventionell aufgebaute Quarzoszillatoren befriedigen nicht wegen des relativ großen Platzbedarfs und der nicht immer optimalen elektrischen Eigenschaften. Durch die Bereitstellung von Quarz-Oszillatorbausteinen, z.B. den integrierten Quarzoszillator, sind diese Nachteile weitgehend behoben. Beispiele für seine Anwendung sind Digitalsysteme (Groß- und Kleinrechner), Mikroprozessoren, Fernschreiber, Computerterminals und dgl. Die Oszillator-Grundschiung, beispielsweise eines symmetrischen, emittergekoppelten Quarzmultiplicators ist in Bild 3 dargestellt. Sie ist Bestandteil einer monolithisch integrierten Oszillatorschaltung in einem hermetisch verschlossenen Metallgehäuse.

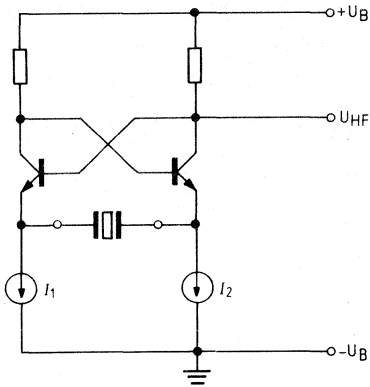


Bild 3 Symmetrischer, emittergekoppelter Quarzmultivibrator

Integrierter Quarzoszillator Q 052, 0,6 bis 40 MHz

Der integrierte Quarzoszillator ist für die Versorgung von TTL-Schaltungen mit stabilen Takt- bzw. Arbeitsfrequenzen geeignet. Wegen des geringen Gewichts und Platzbedarfs kann der Baustein direkt in die Leiterplatten eingelötet werden. Drei Schaltkreisvarianten bilden die Grundlage für ein flexibles und kostengünstiges Konzept.

Elektrische und mechanische Kennwerte

Ausführung 1 (mit 2 komplementären Ausgängen)

Frequenzbereich 5 MHz bis 40 MHz
Ausgang Q_B invers zu Ausgang Q_A
Leistungsaufnahme ≤ 200 mW

Ausführung 2 (mit Frequenzteilern)

Frequenzbereich 0,6 MHz bis 20 MHz
Ausgang Q_A Quarzfrequenz: 2
Ausgang Q_B Quarzfrequenz: 8 bzw. 4
Leistungsaufnahme ≤ 250 mW

Beiden Ausführungen gemeinsame Kennwerte

Betriebsspannung 5 V- ($\pm 10\%$)
Arbeitstemperaturbereich 0°C bis $+70^\circ\text{C}$
Temperaturbereich der Lagerfähigkeit -55°C bis $+100^\circ\text{C}$
Gesamtfrequenztoleranz $\leq \pm 50 \cdot 10^{-6}$
H-Ausgangsspannung $\geq +2,4$ V
L-Ausgangsspannung $\leq +0,5$ V
Anstiegszeit < 10 ns (von $+0,5$ V auf $+2,4$ V)
Abfallzeit < 10 ns (von $+2,4$ V auf $+0,5$ V)
Gewicht etwa 2,5 g
Einbaulage beliebig
Stoßfestigkeit 50 gn (11 ms Puls)
Schüttelfestigkeit 0,31 gn bis 10 gn (10 Hz bis 55 Hz)
10 gn (55 Hz bis 500 Hz)

Temperaturstabilisierter Quarzoszillator Q. OT 45, 1 bis 5 MHz

Die Entwicklung von Schwingquarz-Thermostaten führte auch zur Konstruktion von Quarzoszillatoren, bei denen nicht nur der Quarz, sondern die Oszillatorschaltung in den temperaturstabilisierten Raum einbezogen wird. Damit ist eine besonders große Frequenzstabilität erreicht, die z. B. für Grundgeneratoren in der Trägerfrequenztechnik oder in der Meßtechnik benötigt wird.

Elektrische und mechanische Kennwerte:

| | |
|--|---|
| Nennfrequenz zwischen | 1 bis 5 MHz |
| Ausgangsspannung | $\cong 40 \text{ mV}_{\text{SS}}$ |
| Lastwiderstand | $\cong 100 \Omega$ |
| Einlaufdauer | 10 bis 15 min |
| Frequenzänderung | $\leq \pm 30 \text{ bis } 50 \cdot 10^{-9}$ |
| Betriebsspannung | 12 oder 24 V – |
| Betriebsspannungstoleranz | $\pm 10\%$ |
| Leistungsaufnahme je nach Arbeitstemperaturbereich | 4,8 bis 10,5 W |
| Arbeitstemperaturbereich | – 40 bis + 85 °C |
| Einbaulage | beliebig |
| Schüttelfestigkeit | |
| bei 10 bis 55 Hz | 0,31–10 gn |
| bei 55 bis 500 Hz | 10 gn |
| Stoßfestigkeit | 50 gn |

1.4 Ultraschall

Technische Hinweise

Zur Erzeugung von Ultraschallenergie wird in der Technik auch der Piezoeffekt ausgenutzt. Hauptgrund hierfür ist, daß die Piezokeramik sich in beliebige Formen pressen läßt, sich sehr beständig gegen Umwelteinflüsse (chemische, klimatische) verhält und einen sehr hohen Wirkungsgrad (Umwandlung der elektrischen Eingangsleistung an der Piezokeramik zur akustisch abgestrahlten Schalleistung und umgekehrt), verglichen mit Quarzen und Seignettesalzen, aufweist.

Hohe Energiedichten benötigt man in der Technik z. B. für Mischvorgänge und Reinigungszwecke und in der Medizin zur Therapie. Die Möglichkeit, den direkten und inversen Piezoeffekt mit derselben Keramik ausnützen zu können, eröffnete weitere Anwendungen wie z. B. bei der zerstörungsfreien Materialprüfung, bei sonographischen Geräten (Schifffahrt, Fischerei) und in der medizinischen Diagnostik.

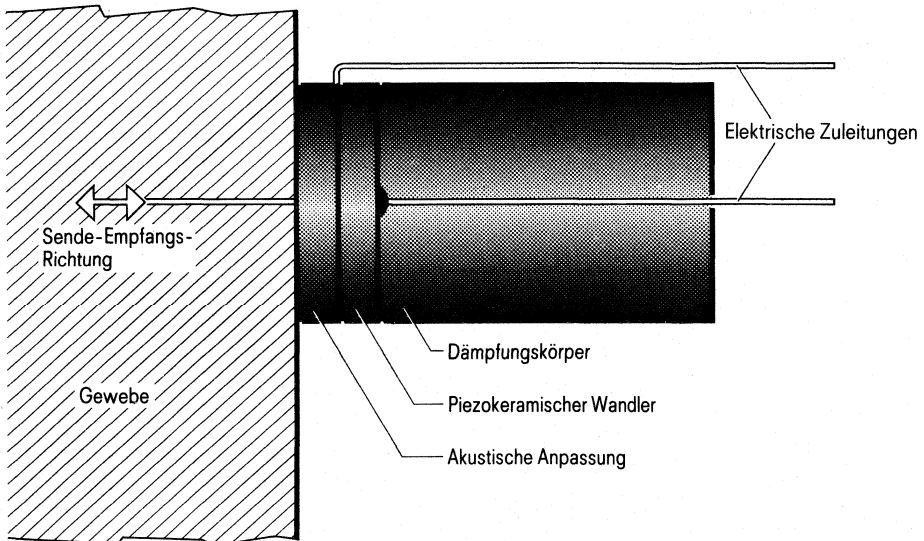


Bild 1 Aufbau eines Ultraschallwandlers für Echoverfahren

In Bild 1 ist ein typischer Ultraschallwandler (die Keramik besteht aus Bleizirkonat-Titanat) für diagnostische Zwecke dargestellt. Er ist in der Lage, sehr kurze Impulse auszusenden und die Reflexionen an akustischen Inhomogenitäten wieder zu empfangen. Es wird der Frequenzbereich von 1 MHz bis 20 MHz ausgenutzt. Die Pulsleistung, d. h. die elektrische Eingangsleistung an der Piezokeramik, kann bis zu 1 KW betragen. Die abgestrahlte Schallintensität erreicht jedoch nur Werte von einigen Milliwatt pro cm^2 . Zur Verbesserung des Wirkungsgrades wird zwischen der Keramik und dem biologischen Gewebe eine Schicht (Kunststoff) zur akustischen Anpassung zwischengeschaltet. Die reflektierten Echoimpulse (Bild 2) erfahren gegenüber der abgegebenen elektrischen Leistung bei harter Reflektion (z. B. an der Hautoberfläche) eine Dämpfung von ca. 40 dB.

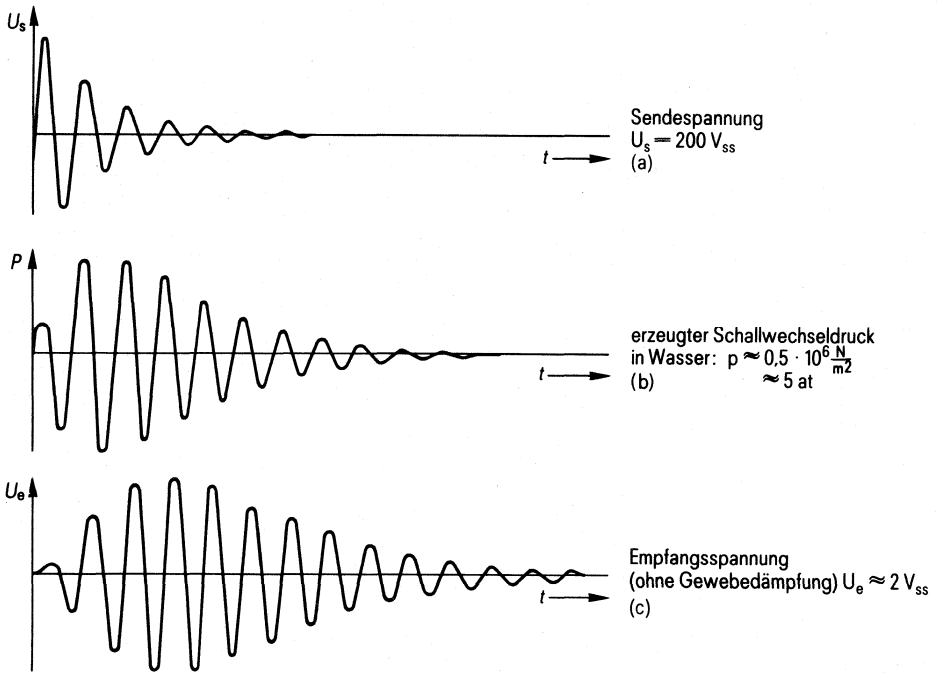


Bild 2 Piezoelektrische Wandlung eines Sendepulses (a) in einem mechanischen Wechseldruckimpuls (b) und Darstellung des reflektierten Anteils nach Rückwandlung in einen elektrischen Impuls (c).

Bei Reflektionen an Inhomogenitäten im Gewebe zusätzlich

- ca. 3 db pro cm Tiefe bei 1 MHz
- ca. 6 db pro cm Tiefe bei 2 MHz
- ca. 6 db bei 2 cm Tiefe und 1 MHz

Kenndaten eines gängigen Ultraschallwandlers mit Dickenschwingung:

| | |
|-----------------------|-----------------------|
| Erzeugte Pulslänge | ca. 1 μsec |
| Schwingungsablauf | s. Bild 2 |
| Ultraschallfrequenz | 2 MHz |
| Abmessung der Keramik | Durchmesser 15 mm |
| | Dicke 1 mm |

1.5 Elektromechanische Bandpässe

1.5.1 Physikalische Grundlagen

Mechanische Schwinger zeigen ein ähnliches Resonanzverhalten wie elektrische Schwingkreise. Ihre günstigen physikalischen Eigenschaften, z. B. Temperaturkoeffizient der Frequenz $< 5 \cdot 10^{-6}/K$ und mechanische Schwinggüte $Q > 1500^\circ$, bieten gute Voraussetzungen zum Bau mechanischer Bandpässe.

Das Bild 1 zeigt als Beispiel schematisch und vereinfacht einen mechanischen Bandpaß mit Biegeschwingern und Längskopplern. Die Schwingungsform der Schwinger ist gestrichelt angedeutet. Die Koppellemente sind in Schwingermitte angebracht und erfahren deshalb nur Zug-Druckkräfte. Die schraffierten Bereiche am Eingangs- und Ausgangsschwinger bedeuten elektromechanische Wandler aus Piezokeramik. Der Eingangswandler dehnt sich unter dem Einfluß einer angelegten Wechselspannung und erzeugt wegen der einseitigen Befestigung eine Biegung des Schwingers. Der Ausgangswandler arbeitet umgekehrt.

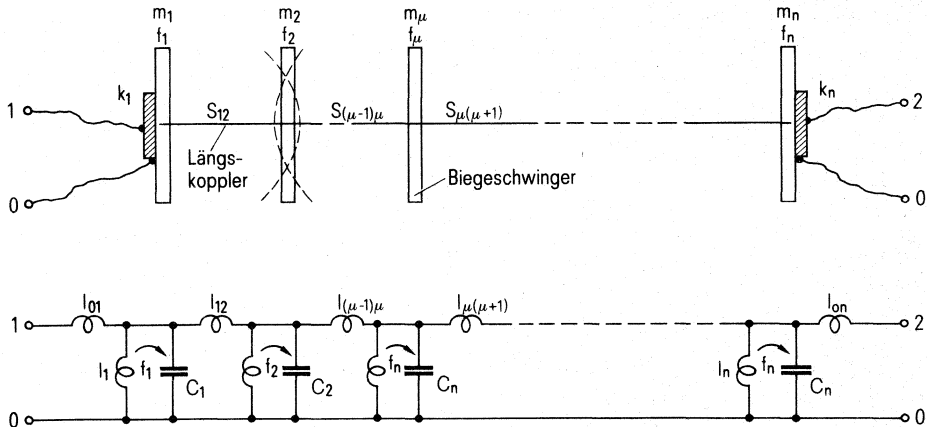
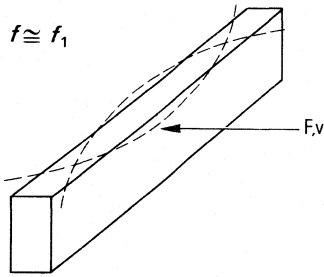


Bild 1 Beispiel eines elektromechanischen Bandpasses mit elektrischem Ersatzschaltbild

Die Biegeschwinger sind gekennzeichnet durch ihre Massen m und Frequenzen f , die Koppler durch ihre Steife s . Die Arbeitsweise des Filters ist erklärbar aus den elektromechanischen Analogiebeziehungen, hierbei ist:

| | | |
|--------------------------|-----------------|-----------------------------------|
| elektrische Spannung | $U \hat{=} V$ | mechanische Schnelle |
| elektrischer Strom | $I \hat{=} F$ | mechanische Kraft |
| elektrische Kapazität | $C \hat{=} m$ | mechanische Masse |
| elektrische Induktivität | $L \hat{=} 1/s$ | reziproke mechanische Federsteife |

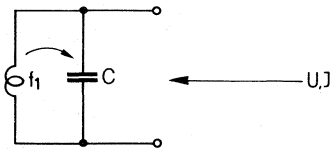
Ein mechanischer Leitwert $G_m = F/v$ läßt sich bilden. Für das Beispiel des skizzierten Biegeschwingers gilt näherungsweise und für die Filteranwendungen vor allem interessierende Resonanzfrequenz f_1 und deren Umgebung ($f \cong f_1$) mit $\eta = f/f_1$.



$$G_m \cong j \omega_1 1,35 \frac{m}{2} \frac{\eta^2 - 1}{\eta} \quad 1$$

$$f \cong f_1$$

Ein Parallelschwingkreis aus L und C hat den Leitwert



$$G_e = j \omega_1 C \frac{\eta^2 - 1}{\eta} \quad 2$$

Das Filterverhalten wird wesentlich durch die Anzahl der mechanischen Schwinger und deren gegenseitige Verkopplung bestimmt. Die Koppellemente wirken z. B. im Falle des „Kurzen Kopplers“, d. h. kurz gegen $1/4$ Wellenlänge als Federn und erscheinen in der elektrischen Ersatzschaltung im wesentlichen als Induktivität.

Für die Wandlerresonatoren müssen die äquivalenten Parallelkreise (Bild 1) noch mit einer Induktivität l_{o1} bzw. l_{on} versehen werden. Das Verhältnis der Induktivitäten l_1/l_{o1} bzw. l_n/l_{on} ist ein Maß für die elektromechanische Energieumwandlung. Der daraus ableitbare Kopplungsfaktor k hängt in erster Linie von der relativen Filterbandbreite ab.

1.5.2 Technische Angaben

Mechanische Bandpässe im Verhältnis zu anderen Filtern

Mechanische Bandpässe eignen sich insbesondere für den in Bild 2 hervorgehobenen Frequenz- und Bandbreitenbereich. Sie haben gegenüber LC-Filtern bei kleinerem Volumen eine geringere Temperaturabhängigkeit und Alterung und, wegen der sehr kleinen Verluste, auch sehr kleine Dämpfungsverzerrungen.

Die geometrisch einfachen Formen gestatten eine einfache und bei größeren Stückzahlen weitgehend automatisierte und damit wirtschaftliche Herstellung. Bei der Gestaltung des Betriebsverhaltens besteht eine etwas geringere Freizügigkeit gegenüber LC-Filtern.

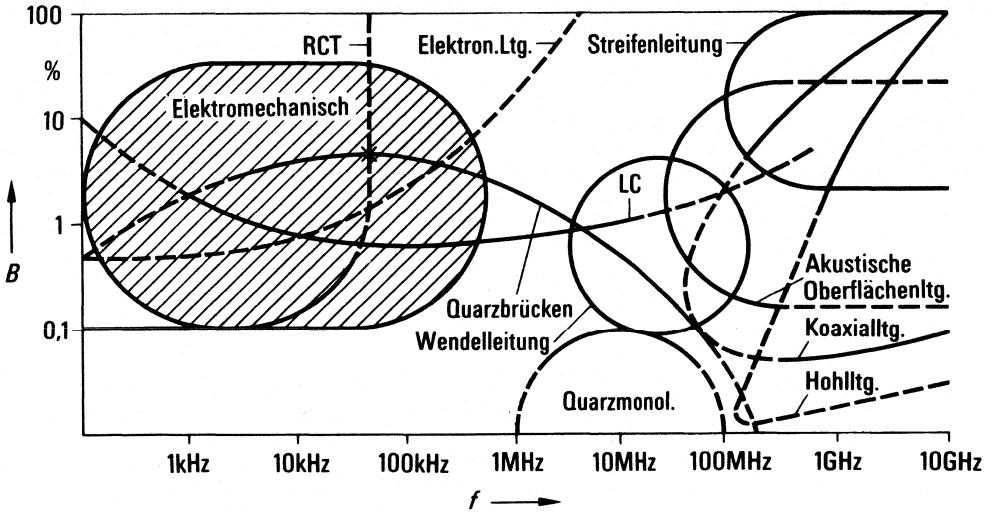


Bild 2 Lage der mechanischen Bandpässe im Frequenz- und Bandbreitebereich

Technische Ausführungsbeispiele

Das Bild 3 zeigt Ansichten und Dämpfungsverhalten je eines Kanal- und Signalfilters für ein modernes Trägerfrequenzsystem. Das Kanalfilter entspricht weitgehend dem in Bild 1 skizzierten Beispiel. Jedoch sind die Ersatz-Parallelkreise mit den weiteren Elementen c^* und i^* versehen, eine Verfeinerung zur genaueren Approximation der Biegeschwinger, mit welcher erst die gute Ebung des Filterverhaltens im Durchlaßbereich möglich war.

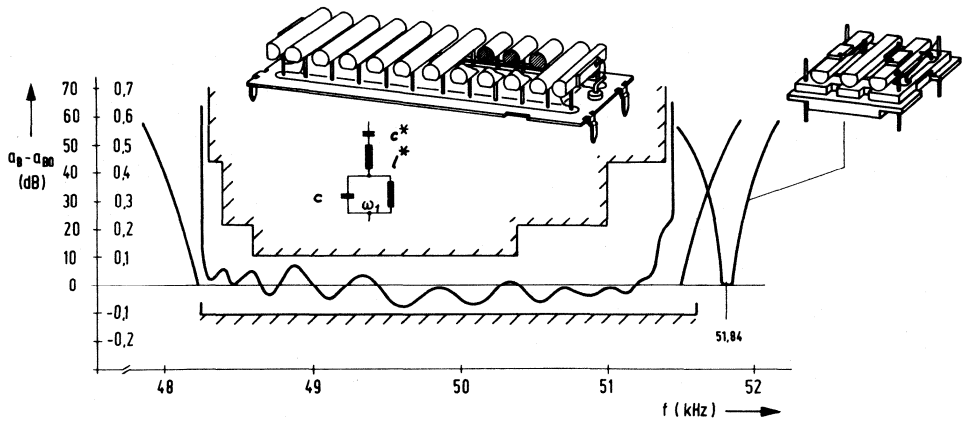


Bild 3 Dämpfungsverhalten eines Kanal- und Signalfilters für ein Trägerfrequenzsystem

Dimensionierung eines mechanischen Bandpasses

Zur Dimensionierung müssen die Werte des Ersatzschaltbildes mit Hilfe der Filtertheorie so bestimmt werden, daß ein vorgegebenes Filterverhalten, wie z. B. die Betriebsdämpfung, erreicht wird. Erwähnt sei, daß die Zahl n der Schwingkreise die relative Steilheit des Dämpfungsanstiegs und die Stärke der Kopplung die Bandbreite bestimmen. Praktisch verwendet man pro Schwingkreis einen Resonator mit der entsprechenden Frequenz f_1 . Die Massen der Resonatoren müssen aber im gleichen Verhältnis zueinander stehen wie die Kapazitäten der LC-Kreise der Filterschaltung. Mit der Querschnittsfläche A und der Länge l des Kopplers bringt man die Koppelfrequenzen jeweils eines Paares aus benachbarten Resonatoren in Übereinstimmung mit den entsprechenden Werten der elektrischen Filterschaltung. Das geforderte Verhältnis l_{o1}/l_1 bzw. l_{on}/l_n der Wandlerresonatoren wird durch entsprechende Größe und Anordnung des Wandlers in Bezug auf den Stahlschwinger eingestellt.

Hinweise zur Fertigungstechnik

Die Frequenztoleranz der Resonatoren beträgt einige Hz und kann nur durch Abgleich erreicht werden. Hierzu wird z. B. durch Laserbeschuß Material von den Schwingerenden entfernt und dadurch die Frequenz erhöht. Zur rückwirkungsarmen Halterung sind an den Schwingungsknoten Drähte angeschweißt, die ihrerseits mit einer Bodenplatte verbunden sind. Die Toleranzen der Resonatormasse sind bestimmt durch die Werkstoff- und Durchmesser-toleranzen.

Für die Toleranzen der mechanischen Kopplung sind, abhängig von der Welligkeit, wenige 10^{-3} bis etwa 10^{-2} zulässig. Sie setzen sich zusammen aus den Toleranzen der Resonatormassen m und jenen der Kopplersteifigkeit s , sie sind aber ganz wesentlich auch durch die Qualität der in der Regel geschweißten Verbindung Koppler-Resonator bestimmt.

1.5.3 Kenndaten gängiger Filter

| Nr. | Typ | Durchlaßbereich kHz Abschlußwid. kΩ | F ¹⁾ | n ²⁾ | Anwendung z. B. |
|-------------------|--------------------------|---|------------------------|-----------------|--|
| | V42312- | | | | |
| 1 | -B8-A4 | 27-29,7 0,6/0,6 | 1,36 | 8 | Einseitenbandfilter in KW-Empfängern |
| 2 | -B9-A2 | 30,3-33 0,6/0,6 | 1,36 | 8 | Einseitenbandfilter in KW-Empfängern |
| 3 | -B16-A3 | 26,6-29,7 0,6/0,6 | 1,21 | 12 | Einseitenbandfilter in KW-Empfängern |
| 4 | -B14-A3 | 30 ± 0,075 0,6/0,6 | 2,6 | 6 | Telegrafiefilter in KW-Empfängern |
| 5 | -B19-A3 | 30 ± 0,15 0,6/0,6 | 1,6 | 8 | Telegrafiefilter in KW-Empfängern |
| 6 | -B20-A2 | 30 ± 0,5 0,6/0,6 | 1,8 | 7 | Telegrafiefilter in KW-Empfängern |
| 7 | -B12- (-A15 bis -A26) | 48,3-51,4 | 1,29 | 2 | Kanalfilter im Kanalumsetzer |
| spulenlose Filter | | | | | |
| 8 | -B17-A3 | 51,84 ± 0,085 1,61 | 12,5 (50 dB/3 dB) 2 | 2 | Signalsendefilter im Kanalumsetzer |
| 9 | -B18-A3 | 51,84 ± 0,05 1,75 | 5,5 (50 dB/3 dB) 3 | 3 | Signalempfangsfilter im Kanalumsetzer |
| 10 | -B10-A3 | 12,08 ± 0,005 | 15 (50 dB/3 dB) 2 | 2 | Pilotfilter für TF-Systeme |
| 11 | -B22- (-A1 bis -A2) | 10,0 ± 0,003 24 | 16,8 (50 dB/3 dB) | | Meßfilter für Pegelmeßgerät |
| 12 | -B22-A3 | 10,0 ± 0,04 37 | 12,5 (40 dB/1,5 dB) | 2 | Meßfilter für Pegelmeßgerät |
| 13 | -B24- (-A5 bis -A7) | 128,3-131,4 7/4,8 | 1,21 | 10 | Kanalfilter im Kanalumsetzer |
| 14 | -B25- (-A2 bis -A3) | 131,84 ± 0,05 9,5 | 6,5 (47 dB/3 dB) | 2 | Signalfilter im Kanalumsetzer |

¹⁾ F Formfaktor = $\frac{60 \text{ dB-Bandbreite}}{3 \text{ dB-Bandbreite}}$ soweit nicht in der Tabelle anders angegeben

²⁾ n Anzahl der mech. Schwinger

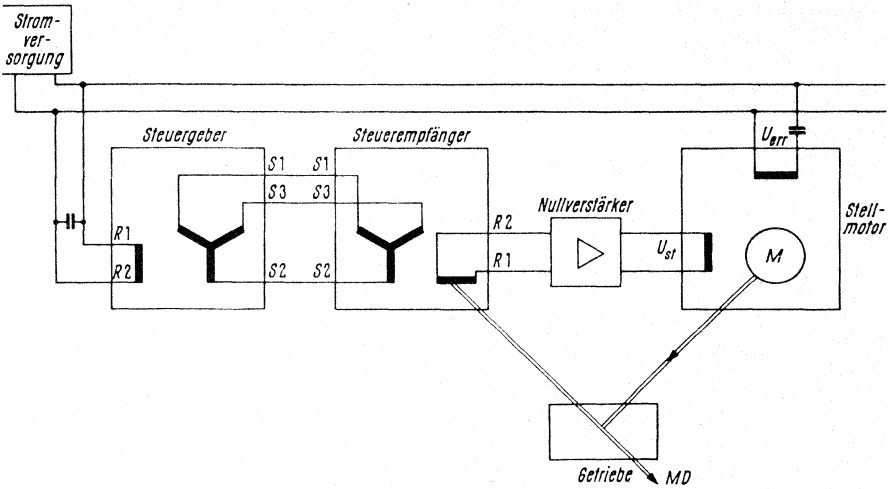


Bild 2 Steuerdrehmelder in einer Nachlaufregelung

Bei dieser Anordnung (Bild 2) wird der Sollwert (Meßwert) dem Rotor des Steuergebers und der Istwert (Regelgröße) dem Rotor des Steuerempfängers zugeführt. Im nichtabgeglichenen Zustand liegt am Verstärkereingang eine Rotorspannung an, diese wird phasengleich verstärkt und erregt die Steuerwicklung des Stellmotors. Zusammen mit der um 90° gedrehten Spannung für die Erregerwicklung des Stellmotors entsteht das zum Nachstellen erforderliche Ständerdrehfeld. Über die mechanische Verbindung zwischen Stellmotor und Steuerempfängerrotor, die den Nachlaufregelkreis schließt, wird der Rotor so gedreht, daß seine Spannung gegen Null geht und damit bleibt der Stellmotor stehen.

Die Stabilität des Regelkreises kann durch eine zusätzliche Rückführung verbessert werden (Bild 3). Hierzu treibt der Stellmotor einen Drehzahlgeber an, der eine drehzahlproportionale Spannung konstanter Frequenz liefert. Diese Spannung wird durch gegenphasiges Anschließen von der Rotorspannung subtrahiert. Der Steuerempfängerrotor wird somit ohne Pendeln aperiodisch an den Einstellpunkt herangeführt.

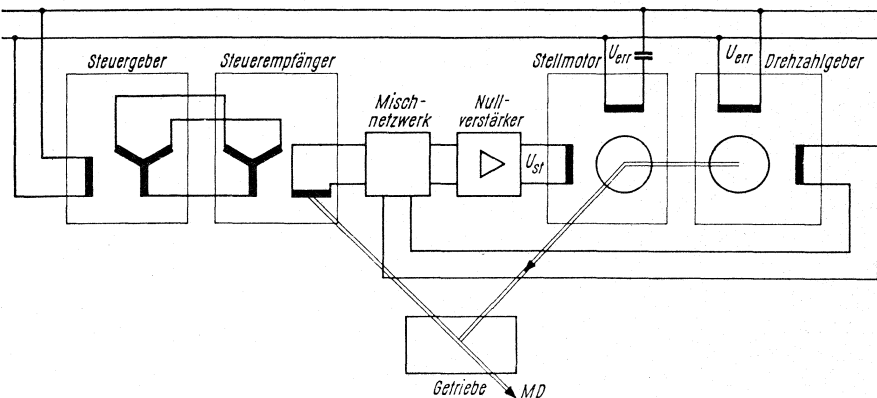


Bild 3 Nachlaufsteuerung mit geschwindigkeitsabhängiger Rückführung

Steuerdrehmelder werden z.B. bei der Übertragung von Tankständen in Ölraffinerien, bei der Fernsteuerung von Reaktorstäben in Kernreaktoren, oder bei der Steuerung von Kopiermaschinen eingesetzt.

Typische Kennwerte von Steuerdrehmeldern:

| | |
|---------------------|------------------------|
| Erregerleistung | 0,5 W (bzw. 4 VA) |
| Spannungskonstante | 1 V/Grad |
| Elektrischer Fehler | 3 ... 10 Winkelminuten |
| Durchmesser | 28 mm |
| Länge | 45 mm |

Funktionsdrehmelder

Sie unterscheiden sich von Steuerdrehmeldern dadurch, daß sie auf Rotor und Stator je 2 gleiche Wicklungen tragen, deren magnetische Achsen aufeinander senkrecht stehen. Da die Ausgangsspannung sinusförmig vom Drehwinkel abhängt, können somit analoge Rechenoperationen mit trigonometrischen Funktionen durchgeführt werden, wie sie beispielsweise bei Navigationsrechnern oder zur Koordinatenumwandlung notwendig werden. Auch für elektrische Wellen höchster Genauigkeit ($\pm 20''$) werden Funktionsdrehmelder verwendet.

Drehmelder sind im allgemeinen zur Stromzuführung mit Schleiffedern und Schleifringen ausgestattet. Für die Verwendung in Steuer- und Regelanlagen, die mit hohen Drehzahlen bzw. Verstellgeschwindigkeiten arbeiten, sind Ausführungen ohne Schleifringe lieferbar.

2.2 Winkelcodierer

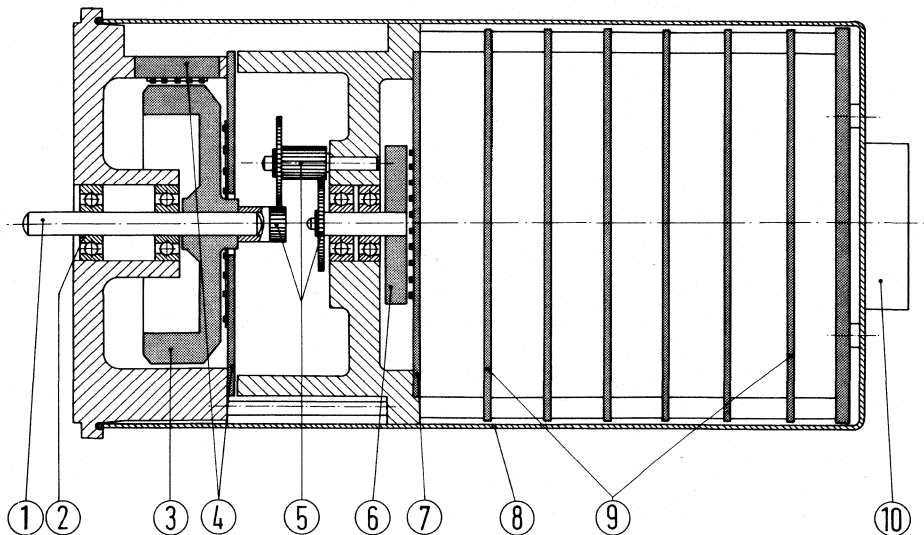
Winkelcodierer sind Analog-Digital-Wandler. Sie setzen eine mechanische Verdrehung ihrer Eingangswelle in digitale elektrische Signale um. Man unterscheidet zwischen digital-absoluten und digital-inkrementalen Winkelcodierern; letztere werden oft auch als Winkelschrittgeber bezeichnet.

Beim absoluten Winkelcodierer wird jeder diskrete Winkelschritt durch eine nur einmal vorkommende Kombination von binären Codeelementen mehrerer Spuren dargestellt. Beim Winkelschrittgeber entspricht jedem Winkelschritt eine Impulsflanke, d.h. die absolute Winkelgröße steht erst am Ausgang eines Impulzzählers als Zählerstand zur Verfügung.

Absolute Winkelcodierer haben demnach gegenüber Winkelschrittgebern den Vorteil, daß das Ausgangssignal auch nach Spannungsunterbrechungen während der Winkelverstellung bzw. nach Abklingen von Störimpulsen fehlerfrei ist.

Hallgenerator-Winkelcodierer

In Bild 4 ist der Aufbau dieses digital-absoluten Winkelcodierers in der mehrstufigen Ausführung schematisch dargestellt. Um mehrere Eingangsumdrehungen aufzulösen, sind weitere Codescheiben über Untersetzungsgetriebe angekoppelt.



- | | | | |
|---|--|---|--------------------|
| 1 Eingangswelle | 5 Getriebe | } nur bei mehrstufigen Ausführungen | 8 Abdeckkappe |
| 2 Präzisions-Kugellager | 6 Codescheibe | | 9 Auswertelogik |
| 3 Codescheibe | 7 Abtastscheibe mit Hallgeneratoren | | 10 Anschlußstecker |
| 4 Abtastscheiben mit Hallgeneratoren | | | |

Bild 4 Aufbau des Hallgenerator-Winkelcodierers

Typische Kennwerte des Hallgenerators-Winkelcodierers

| | |
|-------------------|---|
| Auflösung | 1000 Schritte pro Umdrehung (Absolut) bis 100000 Schritte pro 100 Umdrehungen |
| Leistungsaufnahme | 8 W |
| Durchmesser | 95 mm |
| Länge | 100 mm bis 220 mm |

Optischer Winkelschrittgeber

Bild 5 zeigt einen digital-inkrementalen Winkelschrittgeber. Die Grundauflösung kann bis zu 5000 Impulse pro Umdrehung betragen. Eine zweite Spur, die elektrisch um 90° zur ersten versetzt ist, kann zur Drehrichtungserkennung sowie zur Impulsverdoppelung und -vervierfachung verwendet werden. Eine dritte Spur, die einen triggerbaren Nullimpuls liefert, erlaubt das Zählen von Umdrehungen oder das Rücksetzen eines Impulzzählers.

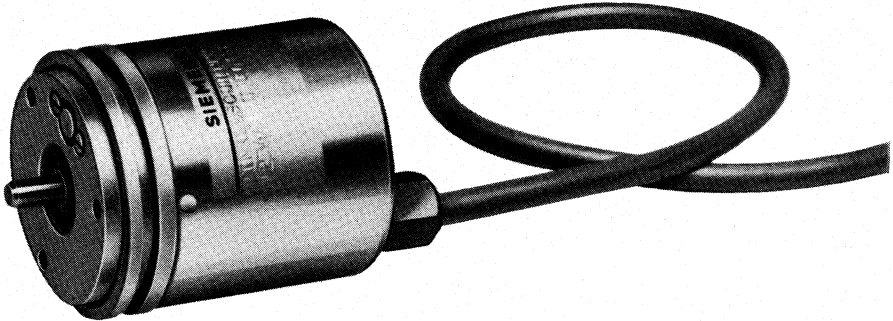


Bild 5 Winkelschrittgeber der Größe 23

Funktionsprinzip

Das Blockschaltbild (Bild 6) zeigt den prinzipiellen Aufbau des Winkelschrittgebers. Auf der linken Seite ist die Abtasteinheit, bestehend aus Glühlampe als Sender und Siliziumfotodioden in Gegentaktanordnung als Empfänger angeordnet. Der Sender liefert einen mechanisch justierbaren Lichtstrom, der die Schlitzscheibe durchleuchtet. Aus dem Hell-Dunkel-Signal werden durch die Siliziumfotodioden zwei 1:1-Signale gebildet, die auf Grund der Anordnung der Dioden um 90° verschoben sind. Außerdem wird ein drittes Signal, der Nullimpuls, geliefert. Diese Diodensignale werden dann zunächst verstärkt und anschließend in Rechteckimpulse umgeformt.

Die Endstufen bestehen aus Leitungstreiberbausteinen, die eine Übertragung der Ausgangssignale bis zu mehreren 100 m ohne zusätzlichen elektronischen Aufwand ermöglichen. Am Ende der Übertragungsstrecke ist lediglich ein Anpassungsbaustein vorzusehen.

In den Leitungstreibern für die A- und B-Signale erfolgt eine Invertierung der Impulse. Im Leitungstreiber für den Nullimpuls wird durch eine UND-Verknüpfung der Nullimpuls mit Hilfe der A- und B-Signale beschnitten, und das Signal wird auch hier invertiert. So stehen am Ausgang die Impulse A, \bar{A} , B, \bar{B} , Φ_H und $\bar{\Phi}_H$ zur Verfügung.

Aus dem Impulsdigramm (Bild 7) ist ersichtlich, wie aus dem normalen Nullimpuls Φ_L mit Hilfe der Signale A und B der kurze Nullimpuls Φ_H entsteht. Nach der UND-Verknüpfung ist der Nullimpuls einen halben A- bzw. B-Impuls lang. Bei Änderung der Drehrichtung wird der Nullimpuls um eine halbe Impulsbreite verschoben. Dies kommt dadurch zustande, daß bei Drehung im Uhrzeigersinn der Nullimpuls durch die steigende B-Flanke und die fallende A-Flanke beschnitten wird. Bei Drehung gegen den Uhrzeigersinn erfolgt die Beschneidung durch die steigende A- und die fallende B-Flanke.

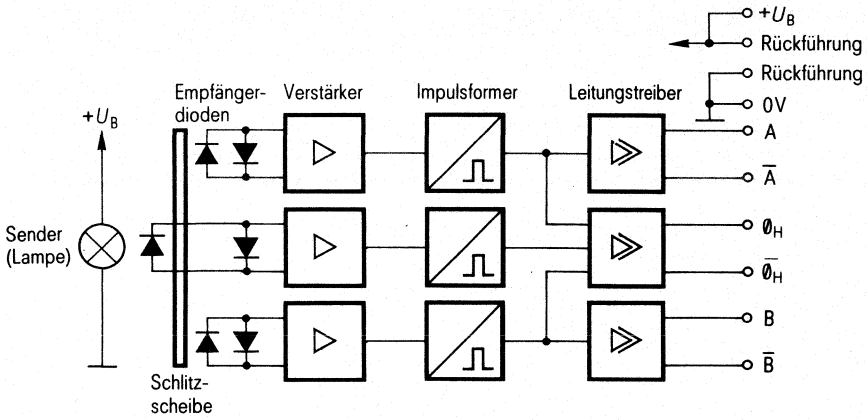


Bild 6 Blockschaltbild des Winkelschrittgebers mit der Abtasteinheit (links)

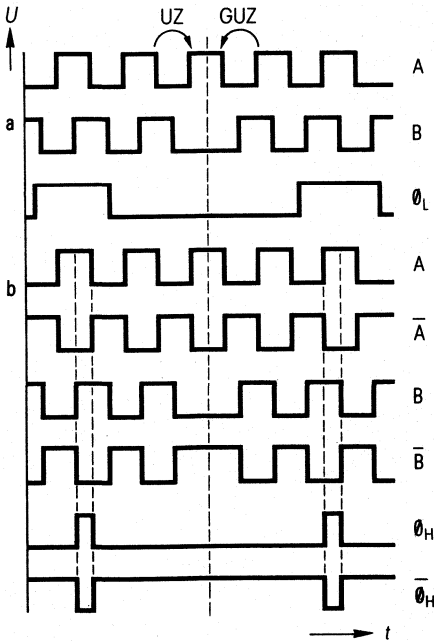


Bild 7 Impulsdigramm
a) vor dem Leitungstreiber
b) nach dem Leitungstreiber (Ausgangsimpulse)

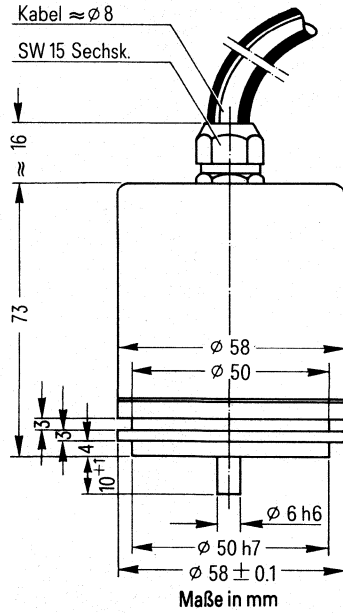


Bild 8 Maßbild des Winkelschrittgebers
Größe 23

3 Elektromagnetische Relais

3.1 Allgemeine technische Angaben

Das schnelle Vordringen der elektronischen Bauteile, insbesondere der integrierten Schaltkreise im letzten Jahrzehnt, führte nicht – wie vielfach vorausgesagt – zu einem Rückgang der Nachfrage nach Relais. Vielmehr ging der Trend dahin, die Vorzüge der scheinbar konkurrierenden Bauteile, Relais und Halbleiter, in Schaltungen optimal zu vereinen. Durch die Halbleitertechnik wurden in vielen Fällen Relais ersetzt, gleichzeitig ergaben sich mit dem Fortschreiten der Elektronik völlig neue Anwendungsmöglichkeiten, die sich auf die Relaisentwicklung mit auswirkten. Dies führt in erster Linie zu einer weiteren Miniaturisierung und zu Relais, deren Systeme gegen Umwelteinflüsse dicht abgeschlossen sind. Mit Rücksicht auf Umwelteinflüsse besteht auch Bedarf an dichten Relais und Relais mit gasgeschützten Kontakten, die durch ihren Aufbau eine höhere Operationsgeschwindigkeit zulassen.

Vorzüge von Relais

Das Relais zeichnet sich durch eine Reihe von Eigenschaften aus, die die Voraussetzung für eine universelle Verwendung in allen Bereichen der Elektrotechnik bieten.

Die Vorzüge von Relais vollständig zu beschreiben, würde im Rahmen dieses Kenndatenbuches zu weit führen, jedoch sollen die wesentlichsten erläutert werden:

Galvanische Trennung

Die galvanische Trennung besteht zwischen Eingangs- und Ausgangskreis (Spulen/Kontaktseite) und auf der Kontaktseite auch zwischen den verschiedenen Kontakteinheiten und den einzelnen Kontakten.

Ein Maß für die sichere galvanische Trennung sind der Isolationswiderstand und die Spannungsfestigkeit. Je nach Werkstoff und Klima sind Isolationswerte von etwa 10^7 bis $10^{15} \Omega$ erreichbar. Der Effektivwert der Durchschlagsspannung liegt meist zwischen 500 und 4000 V.

Einfache Anpassung an die Steuerquelle

Durch Wahl einer geeigneten Wicklung und Relaisart können Relais an jede Betriebsspannung (Gleich- oder Wechselspannung) von wenigen Volt bis zu einigen Hundert Volt angepaßt werden. Da darüber hinaus die Betriebsspannungen – abhängig von Umgebungstemperatur und Betriebsart (Dauer- oder Impulsbetrieb) – in weiten Grenzen schwanken können, ohne daß das Relais dadurch in seiner Funktionsfähigkeit beeinträchtigt wird, und auch Brummspannungen infolge Welligkeit der Stromversorgung praktisch belanglos sind, ist das Anpassen der Relais an die vorhandene Stromversorgung um so leichter möglich.

Hohe Überlastbarkeit von Eingang (Spulenseite) und Ausgang (Kontaktseite)

Die in den Herstellerlisten angegebenen Daten für die Belastbarkeit der Spule gelten in der Regel für den stationären Betrieb; kurzzeitig kann die Spule erheblich überlastet werden. Als Maß für die Überlastbarkeit ist in VDE 0435/9.62, § 5 der Nennkurzzeitstrom definiert. Es ist der Strom, den die Wicklung 1 s lang aushält, ohne durch zu starke Erwärmung Schaden zu leiden. Dieser kann um den Faktor 10 höher sein als der Nennstrom.

Man muß unterscheiden zwischen der Überlastung bei geschlossenen Kontakten und der Überlastung beim Schalten. Bei geschlossenen Kontakten handelt es sich vorwiegend um ein thermisches Problem. Je kürzer die Überstrombelastung ist, desto

höher die Belastbarkeit. Obwohl bei extrem hoher Belastung außer zu hohe Erwärmung auch Verschweißungen auftreten können, tritt das Problem der Verschweißung von Kontakten insbesondere beim Schließen der Kontakte unter hohen Stromspitzen auf, wie beim Einschalten von Lampen oder bei der Entladung eines Kondensators. Das Verschweißen der Kontakte ist ein statistisches Ereignis. Es läßt sich aber eine Belastungsgrenze angeben, unterhalb der mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit keine Verschweißung auftritt.

Dies ist abhängig vom Kontaktwerkstoff, der Spannung am offenen Kontakt, der Prellneigung der Kontakte und der Zeitkonstante, mit der der Spitzenstrom abklingt.

Schaltverhältnis der Relais

Die beiden Arbeitsstellungen eines Relaiskontaktes zeichnen sich durch eindeutige Kriterien aus. Im offenen Zustand ist der Sperrwiderstand 10^7 bis $10^{14} \Omega$ und im geschlossenen Zustand 10 bis $100 \text{ m}\Omega$; der Kontaktwiderstand des Relais liegt somit in der Größenordnung des Leitungswiderstandes der geätzten Bahnen (etwa $0,5 \Omega/\text{m}$). Beim Umschalten „kippt“ das Relais von einem Zustand in den anderen, auch wenn sich die Eingangsgröße stetig verändert; es gibt keine Zwischenwerte.

Wirtschaftlichkeit

Bei der Konzipierung von Schaltungen spielt neben den technischen und fertigungstechnischen Forderungen die Wirtschaftlichkeit eine entscheidende Rolle. Bei der Realisierung vieler Schaltfunktionen hat sich oft gezeigt, daß Relais die wirtschaftlichste Lösung darstellen. Bei den Gesamtkosten einer Schaltung ist nicht allein der Relaispreis ausschlaggebend; ein Netzteil kann unter Umständen mehr kosten, als die Schaltung, für die es benötigt wird.

Bei Realisierung von Schaltungen zeigt sich oft, daß Relais wirtschaftliche Bauelemente sind.

3.2 Gliederung nach Funktionen

Für welche Art von Relais sich der Anwender entscheidet, hängt von der jeweiligen Anwendung, insbesondere von der Art der Ansteuerung und der Aufgabe, die das Relais zu erfüllen hat, ab. Vom Relais her bieten sich viele Möglichkeiten an, wie aus einer Gliederung ähnlich nach DIN 41215 in der nachfolgenden Tabelle zu erkennen ist.

Elektromagnetische Relais

| monostabile neutrale Relais | monostabile Relais | | bistabile Relais | |
|---|----------------------------------|---|---|--------------------------|
| | monostabile gepolte Relais | Wechsel- strom- Relais | bistabile gepolte Relais | Rema- nenz- Relais |
| Beispiele | | | | |
| KAMM- RELAIS® Kartenrelais Kleinschalt- relais Kleinrelais W 11 | Kleinrelais D1/D2 | Schalt- relais KAMM- RELAIS® Industrirelais | Karten- relais KAMM- RELAIS® Kleinschalt- relais Kleinrelais D1/D2 | Karten- relais |

Erläuterungen zu den oben verwendeten Begriffen

Elektromagnetisches Relais

Ein Elektromagnetisches Relais ist ein Bauteil, bei dem eine elektromagnetisch erzeugte Kraft unmittelbar oder über Zwischenglieder Relaiskontakte betätigt. Es hat maximal drei Schaltstellungen und dient vorwiegend dazu, elektrische Informationen miteinander zu verknüpfen oder auszuwerten.

Monostabiles Relais

Relais, das nach dem Abschalten des Erregerstromes in die Ruhstellung zurückfällt.

Bistabiles Relais

Relais, das nach dem Abschalten des Erregerstromes in der zuletzt erreichten Schaltstellung verbleibt.

Neutrales Relais

Relais, bei dem der Übergang von der Ruhstellung in die Arbeitsstellung von der Richtung des Erregerstromes unabhängig ist.

Monostabiles neutrales Relais

Monostabiles Relais, das unabhängig von der Richtung des Erregerstromes arbeitet.

Bistabiles neutrales Relais

Bistabiles Relais, bei dem der Übergang von der Ruhestellung in die Arbeitsstellung von der Richtung des Erregerstromes unabhängig ist.

Anmerkung: Das Beibehalten der eingenommenen Schaltstellung kann durch mechanisches Mittel oder durch magnetische Effekte (Remanenz) bewirkt werden.

Gepoltes Relais

Relais, bei dem der Übergang von der Ruhestellung in die Arbeitsstellung von der Richtung des Erregerstromes abhängig ist.

Anmerkung: Es gibt gepolte Relais, bei denen eine Übererregung nicht zum Verlassen der eingenommenen Schaltstellung führt, und solche, bei denen eine Übererregung dazu führt, daß eine andere Schaltstellung, z. B. die Ruhestellung, eingenommen wird.

Monostabiles gepoltes Relais

Monostabiles Relais, das bei einem Erregerstrom bestimmter Richtung die Arbeitsstellung einnimmt.

Bistabiles gepoltes Relais

Bistabiles Relais, das bei einem Erregerstrom bestimmter Richtung die eine und bei einem Erregerstrom entgegengesetzter Richtung die andere Schaltstellung einnimmt.

3.3 Gliederung nach konstruktiven Merkmalen

Nach konstruktiven Merkmalen unterscheidet man hauptsächlich zwei Gattungen: Staubgeschützte Relais sind mit einer meist durchsichtigen Kappe zum Schutz gegen Beschädigung und Eindringen von Staub in das Relaisinnere versehen.

Waschdichte Relais sind solche, deren Relaisystem mit einer Kunststoffkappe geschützt und mit Gießharz abgedichtet ist.

Weiterführende Angaben zu den nachfolgend aufgeführten und einer Vielzahl weiterer Relais können dem Relais-Datenbuch 1983/84, Bestell-Nr. A23999-A311-A959-*-04 entnommen werden.

3.3.1 Beispiele für staubgeschützte Relais

Das KAMMRELAIS® bietet für Anwender eine Vielzahl Varianten (Bild 1).

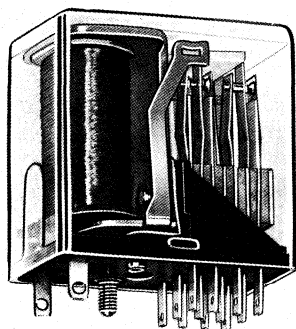


Bild 1 KAMMRELAIS®

Sie sind ausgelegt für die Ansteuerung mit Gleichspannung oder mit Wechselspannung, staubgeschützt oder hermetisch abgeschlossen, gepolt oder neutral, monostabil oder bistabil, für Impulsbetrieb oder für Dauerbetrieb, mit Kontaktfedersätzen für Schwachstrom- oder für Starkstromanwendung. Kurz, es ist ein Universalrelais.

Kennwerte für KAMMRELAIS N

| | |
|---------------------|--|
| Nennspannung | bis 220 V \cong |
| Kontaktbestückung | bis 6 Wechsler |
| Kontaktbelastung | Schwachstromkontakt/Starkstromkontakt |
| Schaltspannung max. | 100 V \sim 220 V \sim |
| Schaltstrom max. | 1 A 5 A |
| Schaltleistung max. | 50 VA 500 VA |
| Abmessungen | 30 \times 24 ... 30 \times 19 mm 30 \times 24 ... 30 \times 19 mm |

Kleinschaltrelais (Bild 2a, b und c) und das Kartenrelais E (Bild 2d) mit Starkstromkontakten dienen in erster Linie als elektrische Trennglieder zwischen Schwachstrom- und Starkstromkreisen.

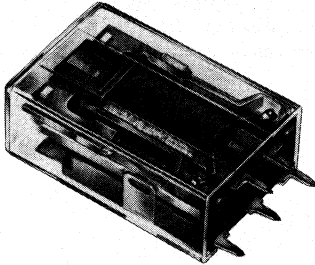


Bild 2a Kleinschaltrelais N

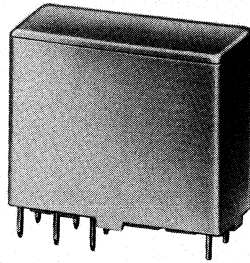


Bild 2b Kleinschaltrelais E1

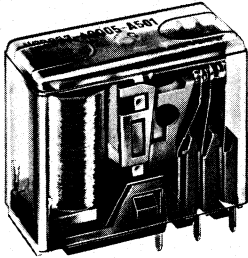


Bild 2c Kleinschaltrelais E2

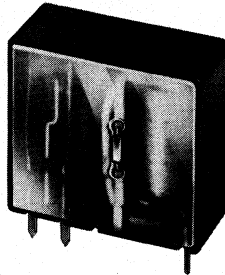


Bild 2d Kartenrelais E

Kenndaten für Kleinschaltrelais E und N

| | N | E1 | E2 |
|---------------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Nennspannung | bis 60 V– | bis 60 V– | bis 60 V– |
| Kontaktbestückung | 1 Wechsler | 1 Wechsler | 2 Wechsler |
| Kontaktbelastung: | | | |
| Schaltspannung max. | 250 V ~ | 250 V ~ | 250 V ~ |
| Schaltstrom max. | 15 A | 25 A | 10 A |
| Schaltleistung max. | 3700 VA | 4000 VA | 1250 VA |
| Abmessung | 31 × 20 × 13 mm | 29 × 25 × 13 mm | 29 × 25 × 13 mm |

Kenndaten für Kartenrelais E

| | |
|---------------------|-----------------|
| Nennspannung | bis 60 V– |
| Kontaktbestückung | 1 Wechsler |
| Kontaktbelastung: | |
| Schaltspannung max. | 250 V ~ |
| Schaltstrom max. | 15 A |
| Schaltleistung | 2200 VA |
| Abmessung | 28 × 25 × 11 mm |

Die Kartenrelais N und SN (Bild 3a und b) mit Schwachstromkontakten zeichnen sich trotz genereller Doppelkontakte durch eine hohe Kontaktbestückung bei kleinen Abmessungen aus und sind für den Einsatz in Flachbaugruppen sehr geeignet.

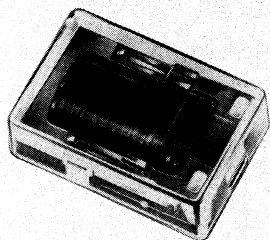


Bild 3a Kartenrelais N

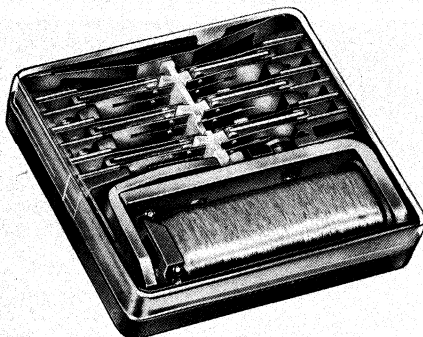


Bild 3b Kartenrelais SN

Kenndaten für Kartenrelais N und SN

| | N | SN |
|----------------------------|-----------------|-----------------------|
| Nennspannung | bis 60 V– | bis 60 V– |
| Kontaktbestückung | 2 Wechsler | bis 6 Wechsler |
| Kontaktbelastung | | |
| Schaltspannung max. | 250 V~ | 250 V~ |
| Schaltstrom max. | 2 A | 3 A |
| Schaltleistung max. | 30 VA | 100 VA |
| Abmessungen max. | 30 × 20 × 10 mm | 39,7 × 37,4 × 10,2 mm |

3.3.2 Beispiele waschdichter Relais

Mit den Kleinrelais wurde ein weiterer Schritt zur Miniaturisierung realisiert. Kleinrelais gibt es sowohl in gepolter als auch in neutraler Ausführung. Die wesentlich geringere Leistungsaufnahme gepolter Relais gegenüber neutralen ermöglicht eine optimale Anpassung an elektronische Steuerungen, z. B. TTL-Logik.

Die diffizilen Systeme der Kleinrelais D1 und D2 (Bild 4a und 4b) erfordern hohe fertigungstechnische Präzision. Die Justierung wird magnetisch bzw. mittels Laser vorgenommen. Der magnetische Abgleich erfolgt computergesteuert mit einer schrittweisen Abfrage der Soll-/Ist-Werte für die Ansprech- und Rückfallspannung. Zusätzlich sind im Kontaktbereich Getter vorgesehen, die eine schadgasfreie Atmosphäre gewährleisten.

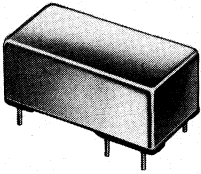


Bild 4a Kleinrelais D1

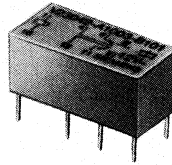


Bild 4b Kleinrelais D2

Kennwerte für Kleinrelais D1 und D2

| | D1 | D2 |
|---------------------|----------------|-----------------|
| Nennspannung | bis 48 V– | bis 48 V– |
| Kontaktbestückung | 1 Wechsler | 2 Wechsler |
| Kontaktbelastung | | |
| Schaltspannung max. | 125 V~ | 250 V~ |
| Schaltstrom max. | 2 A | 5 A |
| Schaltleistung | 60 VA | 250 VA |
| Abmessungen | 20 × 10 × 8 mm | 20 × 10 × 10 mm |

3.3.3 Beispiele für Relais mit gasgeschützten Kontakten

Bevor diese Relais näher vorgestellt werden, ist es zweckmäßig, einige Angaben zum Schutzgaskontakt allgemein zu geben. Es gibt Kontakte, die in einem mit Schutzgas gefüllten Glasrohr eingeschmolzen sind und Schutzgaskontakte in Metallgehäuse.

Schutzgaskontakte im Glasrohr (Reedkontakt)

Der einfache Schutzgaskontakt (Bild 5) besteht aus zwei Kontaktzungen (1 und 2), die in einem mit Schutzgas gefüllten Glasrohr (3) eingeschmolzen sind. Die Enden der freitragend angeordneten Kontaktzungen aus ferromagnetischem Material überlappen sich, stehen parallel zueinander und bilden einen Magnetspalt (6).

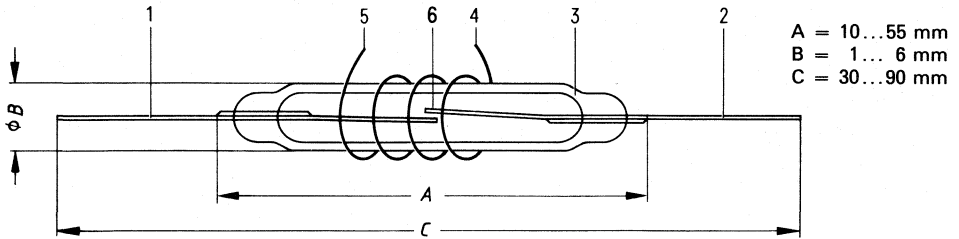


Bild 5 Reedkontakt

Unter Einfluß eines ausreichenden Magnetfeldes werden die Federkräfte der Kontaktzungen überwunden und der Kontakt geschlossen. Der Schutzgaskontakt läßt sich durch einen Dauermagneten, eine elektromagnetische Spule (4 und 5) oder auch durch eine Kombination aus beiden erregen. Die Kontaktzungen sind sowohl Teil des magnetischen Erregerkreises als auch Teil des elektrischen Schaltstromkreises.

An der Kontaktstelle sind die Kontaktzungen mit einer dünnen Edelmetallschicht überzogen, die teilweise eindiffundiert ist. Durch den geschilderten Aufbau ergeben sich folgende Eigenschaften für Schutzgaskontakte:

Sie sind unempfindlich gegen störende äußere Einflüsse, wie Staub, Feuchtigkeit, korrodierende Gase und explosive Atmosphäre. Sie haben eine hohe Kontaktsicherheit auch bei kleinen Spannungen und Strömen, lange Lebensdauer, kurze Schaltzeiten, hohen Isolationswiderstand bei geöffneten und niedrigen Übergangswiderstand bei geschlossenen Kontaktzungen.

Relais mit Schutzgaskontakten im Glasrohr

DLR-Relais, Reedrelais V6 und Miniatur-Schutzgasrelais

Reedkontakte mit kleinen Abmessungen ermöglichten kleine Relais, die weitere Anwendungsgebiete erschließen konnten. Die Bauformen sind für gedruckte Schaltungen ausgelegt und zum Schutze des gesamten Relaissystems meist hermetisch dicht abgeschlossen (Bild 6a und 6b).

Alle diese Relais sind geeignet zum Einsatz in der Steuer- und Regeltechnik, für Anwendungen in der Nachrichtentechnik, Meßtechnik, Unterhaltungstechnik u. dgl.

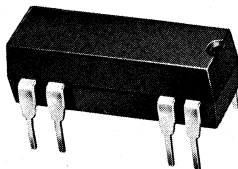


Bild 6a DLR-Relais

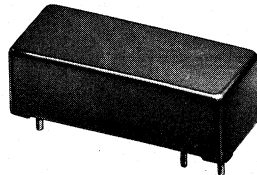


Bild 6b Miniatur-Schutzgaskontaktrelais

Schutzgaskontakt in Metallgehäuse (Bild 7)

Das Metallgehäuse des Schutzgaskontaktes besteht aus einer Grundplatte (6) und einem Deckel (1); es ist mit einem Schutzgas aus 97% Stickstoff und 3% Wasserstoff gefüllt und umschließt die Funktionsteile des Kontaktes. Zwei Ankerplättchen (2) von je 20 mg aus weichmagnetischem PERMENORM® sind auf einer Blattfeder (3) angebracht, die im Deckel befestigt ist. Der Gegenkontakt (5) ist über eine Druckglas-Einschmelzung (4) isoliert mit der Grundplatte verbunden. Die Kontaktstellen der beiden Ankerplättchen und des Gegenkontaktes tragen die für einen so weitgehend miniaturisierten Schutzgaskontakt außerordentlich dicke Kontaktschicht von 10 µm und arbeiten nach dem bewährten Doppelkontaktprinzip. Hierin liegen die wesentlichen Gründe für eine hohe Schaltzuverlässigkeit und lange Lebensdauer des Kontaktes.

Das Problem der Reed-Technologie, Metall und Glas miteinander zu verbinden, ist beim Schutzgaskontakt in Metallgehäuse besonders vorteilhaft gelöst: Der Metallring der Grundplatte preßt das Glas gegen den Stift des Gegenkontaktes, da sich das Metall nach dem Einschmelzen des Glasringes stärker zusammenzieht als das Glas. Dadurch entsteht eine absolut dichte, problemlose Verbindung, die sich z. B. bei der Herstellung von Transistoren und Quarzen millionenfach bewährt hat.

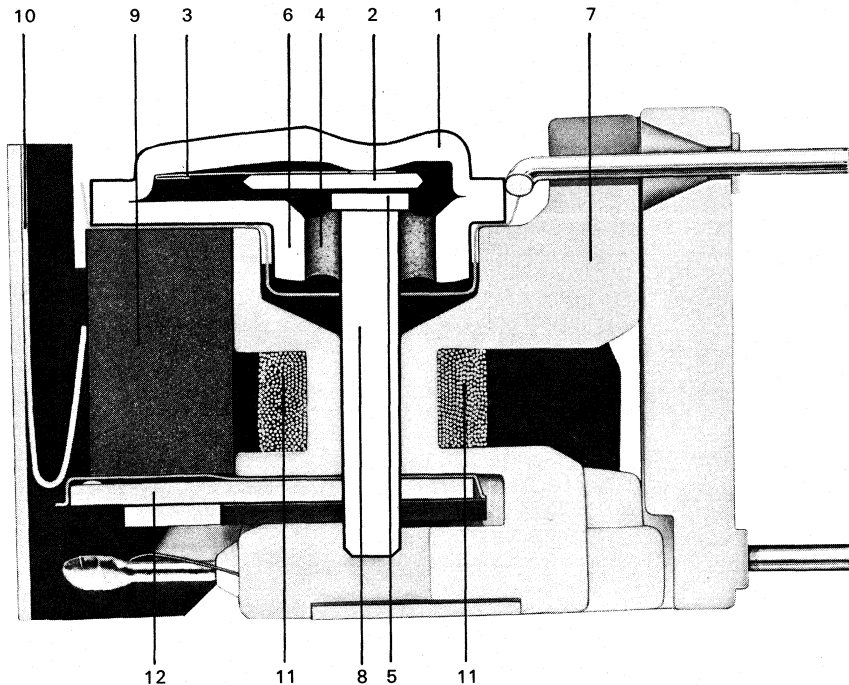


Bild 7 Bistabiles Relais mit Schutzgaskontakt in Metallgehäuse
(Kontaktanschlüsse links oben, Spulenanschluß – nur einer sichtbar – darunter)

Relais mit Schutzgaskontakten in Metallgehäuse

Das in Bild 7 dargestellte Relais ist ein bistabiles Koppelrelais, bestehend aus dem Schutzgaskontakt in Metallgehäuse (8), einem Spulenkörper (7) mit Erregerspule (11), einem Dauermagnet (9), einer Platte zur Temperaturkompensation, einem Nebenschlußbügel (10) und einer Fußplatte (12). Die bistabile Arbeitsweise wird durch Flußumsteuerung zwischen Arbeits- und Nebenschluß-Magnetkreis erreicht. Die geringe Wärmeentwicklung bei den bistabilen Relais ließ eine noch weitgehende Miniaturisierung (Volumen bis $3,1 \text{ cm}^3$) des Gesamtaufbaues zu. Zusätzlich konnten durch konstruktive Maßnahmen die Koppelkapazitäten sehr klein gehalten werden ($0,13 \mu\text{F}$), wodurch Übertragungen von 5 MHz (z. B. für Bildfernsprecher) ermöglicht werden. Wesentlicher Anwendungsbereich sind Koppelfelder, z. B. in Fernsprechvermittlungsanlagen. Das Relais ist für den Aufbau auf Leiterplatten vorgesehen.

Kenndaten für Relais mit Schutzgaskontakten

| | Schutzgasrelais mit Kontakt in Metallgehäuse | DLR-Relais | Reedrelais V6 | Miniatur-Schutzgaskontaktrelais |
|------------------------------------|--|----------------------|----------------------|---------------------------------|
| Nennspannung bis Kontaktbestückung | 12 V– 1–2 Schließer | 24 V– 1 Schließer | 24 V– 1 Schließer | 24 V– 4 Schließer |
| Kontaktbelastung | | | | |
| Schaltspannung | 75 V~ oder 100 V– | 100 V \cong | 100 V– | 200 V– |
| Schaltstrom | 0,3 A | 0,5 A | 0,5 A | 0,5 A |
| Schaltleistung | | 10 VA | 10 VA | 10 VA |

3.3.4 Beispiele für Vakuumrelais

Allgemeines

Die Anwendungsbreite von Vakuumrelais hat sich in den letzten Jahren wesentlich vergrößert, hervorgerufen durch unterschiedlichste Anforderungen bei neuen Anwendungen. Zu unterscheiden sind zwei Hauptanwendungsgebiete: Relais für Lastschaltungen und für HF-Schaltungen bei überwiegend lastfreiem Schalten.

Eigenschaften

Die besonderen Eigenschaften des Vakuumrelais beruhen weitgehend auf dem Einbau der Kontakte in ein Vakuumgefäß. Die hohe Durchschlagsfestigkeit von Vakuum ermöglicht bei kleinem Kontaktabstand sehr hohe Schaltspannungen. Der kurze Schaltweg erlaubt einen Schaltmechanismus geringer Masse, so daß hohe Schaltgeschwindigkeiten bei kleiner Ansprechleistung erreicht werden. Der kapazitätsarme Aufbau und ein niedriger HF-Durchgangswiderstand durch hochleitende nichtmagnetische Metalle im Kontaktkreis machen das Vakuumrelais für HF-Schaltkreise bis ca. 50 MHz hervorragend geeignet. Durch Änderung des Kontaktmaterials (Wolfram, Molybdän) können die Vakuumrelais auch für Lastschaltungen bei 5 kW ohmscher Last eingesetzt werden. Durch Vergießen mit Silikonkautschuk o. ä. kann bei einigen Vakuumrelaisstypen (z. B. VR 314) die Spannungsfestigkeit noch wesentlich erhöht werden.

Für mobilen Einsatz wurden, um die vorhandene Batterieleistung nicht mehr als notwendig zu belasten, Vakuumrelais mit bistabilem Antrieb entwickelt. Die Relais benötigen nur einen einmaligen Stromstoß zum Umschalten. Nach dem Schaltvorgang ist die Spule nicht mehr erregt. Hinzu kommt noch der völlige Schutz der Kontakte vor äußeren Einflüssen, der auch den Einsatz korrosiver und explosiver Atmosphäre sowie bei Über- und Unterdruck ermöglicht. Es lassen sich auch Signale mit niedrigem Pegel zuverlässig schalten, wobei der Kontaktwiderstand während der Lebensdauer konstant bleibt.

Aufbau

Bild 8 zeigt die schematische Darstellung eines Vakuumrelais. Der drehbar gelagerte Anker (10) mit Rückstellfeder (8), Schaltstab (11) aus Isoliermaterial und Schaltflügel (12) befinden sich im Vakuumraum. Der Magnettopf (5) mit Spule (7) und den Anschlüssen (4) bilden den Abschluß des Vakuumgefäßes. Der Anker (10) schließt bei Erregung den Magnetpalt (9) zwischen Spulenkern (6) und Magnettopf (5). Die zylindrischen Hochspannungsanschlüsse, gemeinsamer Kontakt (1), Arbeitskontakt (2) und Ruhekontakt (3), sind in das topfförmige Keramikgehäuse eingelötet.

Der technische Fortschritt hat auch die Bauform des Vakuumrelais gewandelt. Die Metall-Keramik-Technologie erlaubt äußerst kleine Abmessungen bei hoher Leistungsfähigkeit. So beträgt beispielsweise für eine Betriebsspannung von 2 kV und einen Dauerruhestrom von 8 A die Bauhöhe nur 52 mm bei einem Durchmesser von 17 mm ohne Anschlüsse (Bild 9).

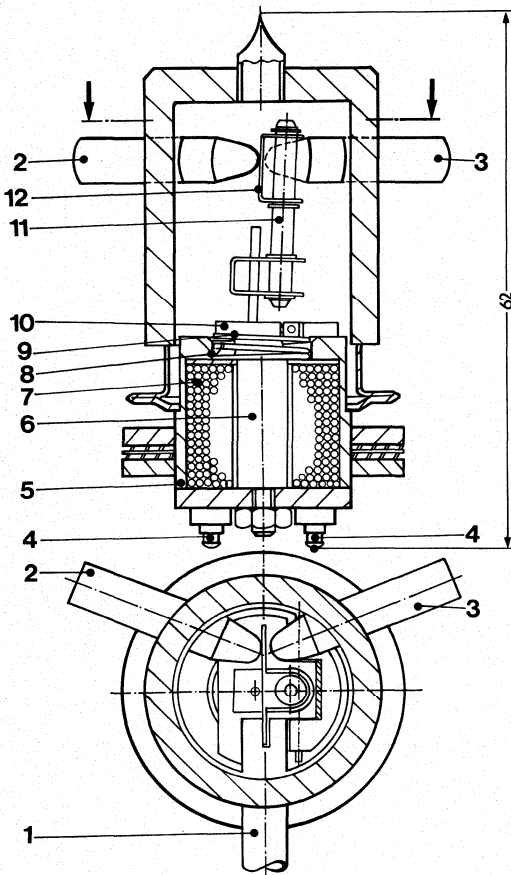


Bild 8 Schnittbild Vakuumrelais VR 412

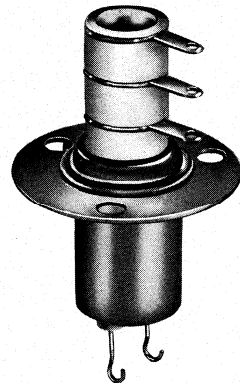


Bild 9 Ansicht Vakuumrelais VR 121

Anwendung

Der Anwendungsbereich des Vakuumrelais reicht von Hochspannungs- und Hochstromschaltungen bis zum Schalten kleinster Signale bei Gleichspannung und Wechselspannungen bis 50 MHz. Typische Einsatzgebiete sind Antennenanpaßgeräte bei Sende- und Empfangseinrichtungen, insbesondere im Kurzwellenfunkverkehr, Hochfrequenzgeneratoren, elektromedizinische Geräte wie Herzdefibrillatoren, Schutzschaltungen von Laufzeitröhren, Entladen von Kapazitäten sowie Hochspannungsstromversorgungen.

Technische Daten der Vakuumrelais

| Typ | | VR 111/ VR 121 | VR 311 | VR 312 | VR 411/ VR 421 | VR 412 | |
|------------------------------|--------------|-------------------|------------|--------|-------------------|--------|-------|
| Kontaktdaten | | | | | | | |
| Kontaktart | | 21 | 21 | 21 | 21 | 21 | |
| Schaltspitzen- spannung | = oder 50 Hz | max. kV | 2 | 3,5 | 3,5 | 12 | 12 |
| | 32 MHz | max. kV | 2 | 1,5 | 1,5 | 5 | 5 |
| Grenzdauerstrom | = oder 50 Hz | max. A | 8 | 18 | 18 | 50 | 50 |
| | 32 MHz | max. A | 2 | 7 | | 12 | |
| Schaltstrom | = oder 50 Hz | max. A | 0,5 | 0,5 | 5 | 0,5 | 15 |
| Schaltleistung | | max. kW | | | 2 | | 5 |
| Durchgangswiderstand | | max. Ω | 0,025 | 0,010 | 0,025 | 0,012 | 0,025 |
| Kapazität: Kontakt – Gehäuse | | pF | 2 | 2,5 | 2,5 | 1 | 1 |
| Erregerdaten | | | | | | | |
| Betriebsspannung | | V | 26,5 | 26,5 | 26,5 | 26,5 | 26,5 |
| Ansprechzeit | | ms | 10 | 8 | 8 | 18 | 18 |
| Rückfallzeit | | ms | 10 | 8 | 8 | 9 | 9 |
| Spulenwiderstand | | Ω | 920 | 335 | 335 | 270 | 270 |
| Abmessungen | | | | | | | |
| Gesamtlänge | | max. mm | 55 | 37 | 37 | 61,4 | 61,4 |
| Größtdurchmesser | | max. mm | 17,0/ 28,5 | 23,5 | 23,5 | 46,0 | 46,0 |

Elektronische Lastrelais (ELR)

Elektronische Lastrelais (ELR) sind Relais auf Halbleiterbasis mit galvanischer Trennung zwischen Steuerkreis und Schaltkreis.

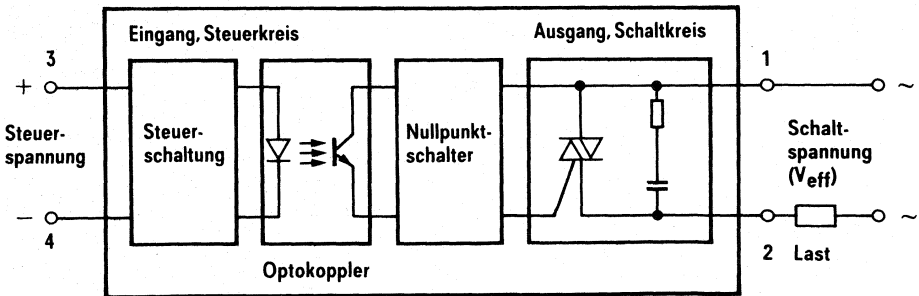
Der Steuerkreis besteht aus einem optoelektronischen Koppelglied, welches die galvanische Trennung bewirkt. Der Eingang ist TTL-kompatibel. Im Schaltkreis übernimmt ein Triac bzw. zwei antiparallele Thyristoren die Lastschaltung. Beim Anlegen der Steuerspannung wird der Triac bzw. die Thyristoren im Schaltkreis gezündet, d. h. es handelt sich um einen Schließer.

Die Relais eignen sich zum Schalten von ohmschen und induktiven Lasten. Ein eingebaute Nullpunktschalter bewirkt das Einschalten der Last bei Spannungsnulldurchgang. Alle Ausführungen schalten im Stromnulldurchgang ab.

Alle elektronischen Lastrelais sind im Ausgang mit einer RC-Kombination versehen. Bei erhöhtem du/dt ist ggf. ein zusätzliches RC-Glied, bei hohen Überspannungen in der Netzspannung ein Metalloxid-Varistor parallel zum Ausgang zu schalten.

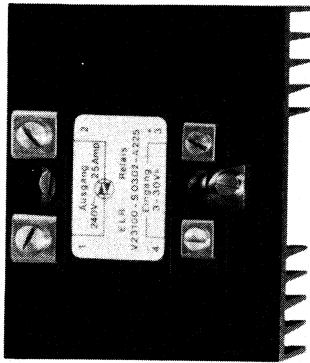
Die wichtigsten Merkmale der Elektronischen Lastrelais sind:

- Hohe Schaltzahlen und lange Lebensdauer
- Einschalten im Spannungsnulldurchgang, Abschalten im Stromnulldurchgang
- Prellfreies Schalten, da keine beweglichen Teile
- Keine mechanischen Schaltgeräusche
- Geringe Steuerleistung, TTL-kompatibel
- Unempfindlich gegen Schüttel- und Stoßbelastung
- Durch Kunststoffummantelung abgeschlossen gegen Umwelteinflüsse



Blockschaltbild des Elektronischen Lastrelais

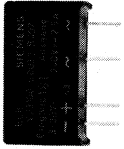
Typenreihe der Elektronischen Lastrelais (ELR)



Typ B1



Typ B3



Typ B4.1



Typ B4.2

Kenndaten für Elektronische Lastrelais

| Bestellbezeichnung | Typ B3 | | Typ B4.1 | | Typ B4.2 | | Typen B1 | | | Typen A2 | | |
|---------------------------------|-------------------|--------------|-------------------|--------------|-------------------|--------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|--|
| | V23100-S0232-B302 | 2 | V23100-S0032-B402 | 2,5 | V23100-S0132-B402 | 240 | V23100-S0032-B105 | V23100-S0033-B105 | V23100-S0302-A210 | V23100-S0302-A225 | V23100-S0302-A240 | |
| Schaltstrom (siehe Kennlinien) | A_{eff} | 2 | 240 | 2,5 | 240 | 240 | 240 | 5 | 10 | 25 | 40 | |
| Schaltspannung | V_{eff} | 240 | 240 | 240 | 240 | 240 | 380 | 240 | | | | |
| Schaltspannungsbereich | V_{eff} | 24 ... 280 | | 24 ... 280 | | 24 ... 280 | | 24 ... 280 | | 24 ... 280 | | |
| Höchste period. Spitzenspannung | V_s | 600 | | 600 | | 600 | | 1200 | | 600 | | |
| Steuerkreis | | | | | | | | | | | | |
| Steuerspannung | V_- | 3 ... 6 | | 3 ... 30 | | 3 ... 30 | | 3 ... 30 | | | | |
| Ansprechwert | V_- | ≤ 3 | | ≤ 3 | | ≤ 3 | | ≤ 3 | | | | |
| Abfallwert | V_- | > 1 | | > 1 | | > 1 | | > 1 | | | | |
| Abmessungen | mm | 42 x 27 x 12 | | 40 x 21 x 11 | | 50 x 31 x 14 | | 59 x 45 x 27 | | | | |

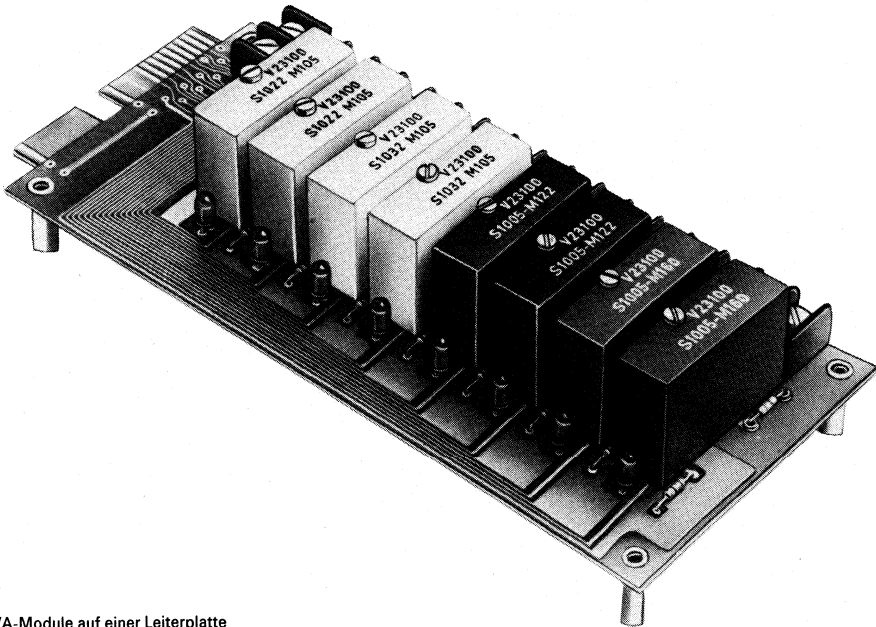
Weitere technische Details können dem Relais-Datenbuch, Bestell-Nr. A23999-A311-*-.04 entnommen werden.

E/A-Module

E/A-Module sind Schnittstellen-Bausteine auf Halbleiterbasis, mit deren Hilfe Leitungsglieder, z. B. Magnetventile, Motore, Schütze, Schaltrelais, Heizelemente oder Lampen galvanisch getrennt an Steuersysteme mit Mikrocomputern angekoppelt werden können. Die galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang wird durch Optokoppler erreicht. Störimpulse im Bereich der Leistungsstellglieder werden dadurch weitgehend von der zentralen Logik ferngehalten. Die Potentialtrennung ermöglicht eine problemlose Anpassung an jede beliebige externe Spannungsquelle.

Die Typen OAC (entsprechen in der Wirkungsweise dem ELR) und ODC sind zur Schaltung von Leistungsstellgliedern vorgesehen. Mit den Typen IAC und IDC werden Sensorbefehle aus der Peripherie galvanisch entkoppelt an die zentrale Steuerung weitergeleitet. Für Analogsignale wurden die Typen AD1 und DA2 entwickelt. Für kompakten Aufbau stehen Vielfachmodule zur Verfügung. Die Module sind in den Abmessungen, in der Lage der Steckanschlüsse, des Farbcodes, der Arretierschraube usw. standardisiert.

Für den Einbau der Module wurden Leiterplatten für 19"-Raster entwickelt, welche Einzelbuchsen zum Einstecken von 8 oder 16 Modulen, die dazugehörigen LED's zur Anzeige des Schaltzustands, Sicherungen, Pull-up-Widerstände, Schraubanschlüsse der Flachkabelstecker enthalten. Weitere technische Details können der Produktschrift „E/A-Module“, Bestell-Nr. A23999-A311-A851-*04 entnommen werden.



E/A-Module auf einer Leiterplatte

**Sonstige Bauteile
für elektronische Schaltungen**



1 Leiterplatten (Gedruckte Schaltungen)

1.1 Technische Hinweise

Leiterplatten tragen in oder auf einem isolierenden Trägermaterial leitende Strukturen, die zur Verdrahtung von Bauelementen, oft unter Erfüllung spezieller elektrischer Funktionen, dienen. Ihr Einsatz bietet folgende Vorteile:

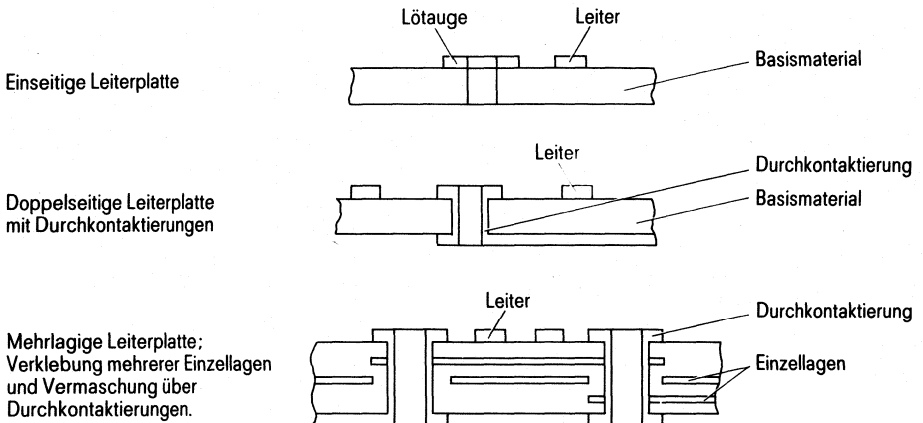
Hohe Verdrahtungsdichte bei geringem Volumen.

Reproduzierbare Erfüllung elektrischer Forderungen z. B. nach Übersprechverhalten, Wellenwiderstand usw.

Automatisierbare Bestückung und Lötung.

Leichte Austauschbarkeit bei Fehlersuche, Wartung oder Änderungen.

Ausführungsformen (Grundtypen)



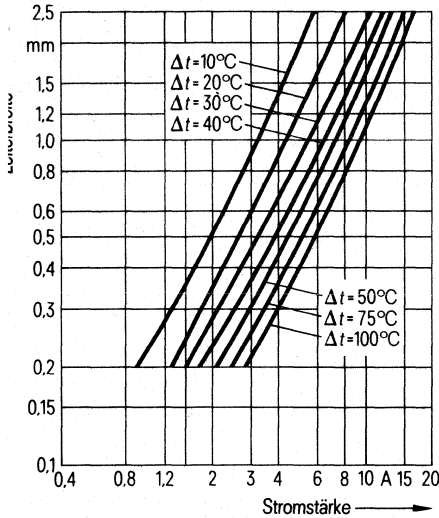
Flexible Leiterplatten in einseitiger oder doppelseitiger Form erhält man bei Verwendung sehr dünner und biegsamer Trägermaterialien.

Der Einsatzfall bestimmt die Art und Ausführung der Leiterplatte. Obwohl eine aktivierte und mit Kolophonium geschützte Kupferoberfläche in vielen Fällen ausreicht, ist zur Erhaltung der optimalen Lötbarkeit oft eine Zinn- oder Zinn/Blei-Schicht notwendig oder aber bei Platten mit Kontakten für direkte Steckung die Oberflächenkombination Nickel-Gold.

Entwurf

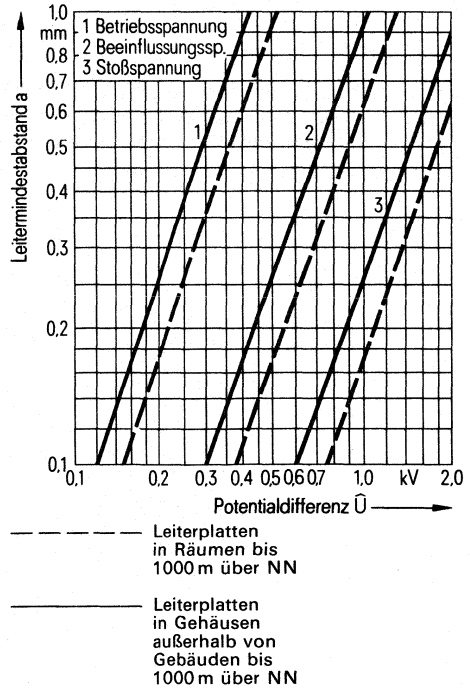
Der Entwurf von Leiterplatten geschieht nach allgemein gültigen Regeln der Technik (z. B. DIN-Normen). Leiterbreite und Leiterabstand in Abhängigkeit von der erwarteten Strom- und Spannungsbelastung, Lötungen- und Lochdurchmesser sowie Bauteilanschlussraster sind dabei nur einige Stichpunkte, die berücksichtigt werden müssen.

rombelastbarkeit von Leitern



d μ m Leiterdicke

Isolationsabstand von Leitern



Halbzeuge

Bei einseitigen und doppelseitigen Platten der Konsumelektronik dominieren die kostengünstigen Halbzeuge aus Phenol- und Epoxidhartpapier während hochwertige Schaltungen und Mehrlagenverdrahtungen meist aus Epoxidglashartgewebe hergestellt werden. Polyester, Polyimid und Teflon sind als Trägermaterialien für flexible Schaltungen zu nennen.

Die Halbzeuge sind ein- oder beidseitig mit Kupfer kaschiert, dessen Stärke üblicherweise 10, 35, 70 oder 105 μ m beträgt. Die Standardmaterialdicke für starre Leiterplatten liegt bei 1,6mm, daneben ermöglicht aber eine große Palette unterschiedlicher Materialdicken die Anpassung an jeden Anwendungsfall.

Die Eigenschaften einer Leiterplatte werden wesentlich durch das verwendete Basismaterial bestimmt. Einige Richtwerte seien für eine Leiterplatte aus Epoxidglashartgewebe für allgemeine Anwendungen aufgeführt:

| | | |
|---|-----------------------------------|-------------|
| Oberflächenwiderstand (je nach Vorbehandlung) | min. 10^9 bis $5 \cdot 10^{10}$ | Ω |
| spez. Durchgangswiderstand (je nach Vorbehandlung) | min. 10^{11} | Ω cm |
| Dielektrizitätszahl ϵ_r bei 1 MHz | max. 5,5 | |
| Dielektrischer Verlustfaktor $\tan \delta$ bei 1 MHz | max. 0,035 | |
| Haftvermögen der Cu-Kaschierung bezogen auf 1 mm Streifenbreite | min. 1,4 | N |
| Expositionszeit im Lötbad bei 260 °C ohne Schädigung des Materials | min. 20 | sek |

Weiterverarbeitung durch Löten

Man kann unterscheiden zwischen dem Auflöten von Bauteilen mit entsprechend abgewinkelten Anschlüssen auf die Oberfläche und dem Einlöten von Bauteilanschlüssen in die Löcher einer Leiterplatte. Üblich sind heute maschinelle Komplettlötverfahren wie Schwall-, Schlepp- oder Hubtauch-Löten, die eine gleichbleibende Qualität auch über große Stückzahlen gewährleisten. Die Einzellötung von Hand sollte wegen meist undefinierter Temperaturzufuhr und der Gefahr der Plattenschädigung auf Sonderfälle und Reparaturen beschränkt bleiben.

1.2 DIN-Normen für gedruckte Schaltungen

| | |
|-----------------------------|--|
| DIN 40801 Bl. 1, 2 | Gedruckte Schaltungen, Grundlagen. Leitfaden für die Gestaltung und Anwendung von Bauteilen, Löcher, Raster, Nennstärken |
| DIN 40802 Bl. 1, 2, 10 | Metallkaschierte Basismaterialien für gedruckte Schaltungen |
| DIN 40803 Bl. 1, 2 | Gedruckte Schaltungen, Leiterplatten, allgemeine Anforderungen, Prüfungen, Toleranztabellen, Unterlagen |
| DIN 40804 | Gedruckte Schaltungen, Begriffe |
| DIN 41612 41613 41617 | Steckverbinder für gedruckte Schaltungen |

! NF-Steckverbinder für gedruckte Schaltungen

Allgemeine Angaben

In der Elektrotechnik/Elektronik gibt es eine Vielzahl von Steckverbindern. Die im folgenden dargestellten Steckverbinderfamilien der NF-Technik sind für den Einsatz in gedruckten Schaltungen vorgesehen. Ihre Entwicklung ist zurückzuführen auf

- die stetige Verkleinerung von Bauelementen und Bauteilen,
- den Einsatz von Bausteinen, die ganze Schaltfunktionen umfassen,
- die weit fortgeschrittene Umstellung der freien Verdrahtung auf gedruckte Schaltungen.

Um elektrische Geräte verschiedener Hersteller und Baujahre von der konstruktiven Bauweise miteinander verwenden zu können, wurde unter der Norm DIN 41494 eine Richtlinie über die „Bauweise für elektronische Einrichtungen“ erstellt. Diese deutsche Norm entspricht der sogenannten 19-Zoll-Bauweise aus den USA (19 Zoll oder 482,6 mm ist die Breite der Frontplatte).

2.1 Messersteckverbinder PC 612 nach DIN 41612, VG 95324, BS 9525 und IEC-Publ. 603-2¹⁾

Die Steckverbinder, unter der Norm DIN 41612 für indirektes Stecken (d. h. Messer- und Federleisten werden zusammengesteckt) festgelegt, sind maximal 96polig. Das Grundrastermaß beträgt 2,54 mm (IEC-Publ. 97).

Alle Steckverbinder haben gleiche Einbaumerkmale; sie können bei Bedarf in einer Gerätebaugruppe gemischt eingesetzt werden.

Feste Steckverbinder (im Aufbaurahmen montiert) sind für Löttechniken und lötfreie Anschlußtechniken ausgelegt, so daß sowohl Rückwand-Leiterplatten als auch mechanisierte Verdrahtungstechniken verwendet werden können.

Anschlüsse der Messer- und Federleisten mit


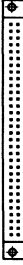
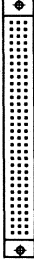
- Lötverbindung: für gedruckte Schaltungen oder für freie Verdrahtung
- lötfreie Verbindung: für Wickeltechnik oder für Einpreßtechnik

Sonderbauformen:

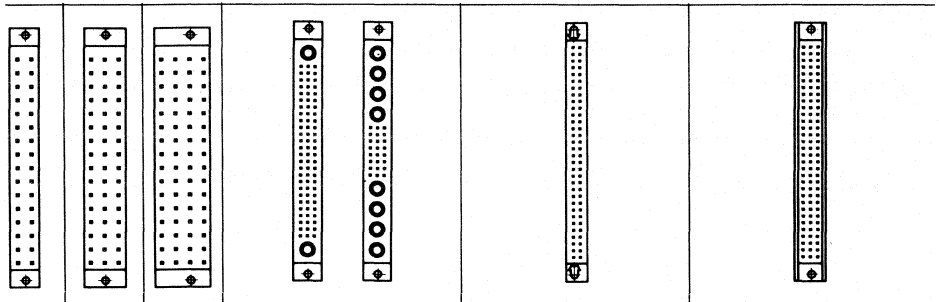
- Bauformen mit „voreilenden“ Kontaktmessern,
- Bauformen, deren Isolierkörper mit Messer- bzw. Federkontakten teilbestückt sind.

¹⁾ Weitere Informationen über die Messersteckverbinder PC 612 nach DIN 41612 im Datenbuch 1984/85 „Elektromechanische Bauteile für elektronische Geräte“ mit der Bestell-Nr. A23999-A310-A997--04.

Typenübersicht Messersteckverbinder PC 612 nach DIN 41612

| Steckverbinder |  |  |  | | | | |
|-------------------------------|---|---|---|-----|-----|-----|-----|
| Bauform/Kurzbauf orm | einreihig | B | B/2 | B/3 | C | C/2 | C/3 |
| Max. Polzahl | 32 | 64 | 32 | 20 | 96 | 48 | 30 |
| Leiste | M F | M F | M F | M F | M F | M F | M F |
| Anschlußart | | | | | | | |
| Lötstifte gerade | x x | x x | x x | x x | x x | x x | x x |
| abgewinkelt | x | x x | x x | x x | x x | x x | x x |
| Wickelstifte gerade | x x | x x | x x | x x | x x | x x | x x |
| abgewinkelt | | x | x | x | x | x | x |
| Lötösen | x x | x x | x x | x x | x x | x x | x x |
| Löthaken | | x | x | x | x | x | x |
| für Flachleitungen | | x') | x') | x') | | | |
| Leiste mit Befestigungswinkel | | | | | | | |
| Lötstifte abgewinkelt | | x | x | x | x | x | x |
| Leiste mit Zentrierflansch | | | | | | | |
| Lötstifte gerade | | | | | x | | |
| Wickelstifte gerade | | | | | x | | |
| Lötösen | | | | | x | | |
| Löthaken | | | | | x | | |
| Leiste für Einpreßtechnik | | | | | | | |
| Lötstifte gerade | | | | | | | |
| Wickelstifte gerade | | | | | | | |
| Sonderkontakte | | | | | | | |
| Codierung lose | x | x | x | x | x | x | x |
| integriert | | | | | | | |
| Zubehör | | | | | | | |
| Gehäuse | | x | | | x | | |
| Steckrahmen | | x | | | x | | |
| Schutzkappe | x | x | x | x | x | x | x |
| Einstellehre | | | | | | | |
| Ausdrückwerkzeug für SK | | | | | | | |
| Werkzeuge zum Einpressen | | | | | | | |
| Rastermaß in mm | 2,54 | | | | | | |

M = Messerleiste, F = Federleiste, SK = Sonderkontakte (Hochstrom-/Koaxial-/LWL-Kontakte)



| D | F | G | M | M/2 | M/3 | Q | Q/2 | Q/3 | R | R/2 | R/3 |
|-------------------|--------------------------------------|-------------------|--------------------------------------|--------------------------|--------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|---|-----------------|-----------------|
| 32 | 48 | 64 | 78+2SK 60+4SK 42+6SK 24+8SK | 30+2SK 12+4SK | 12+2SK | 64 | 32 | 20 | 96 | 48 | 30 |
| M F | M F | M F | M F | M F | M F | M F | M F | M F | M F | M F | M F |
| x x x x x x | x x x x x x x ¹⁾ | x x x x x x | x x x x x x x x | x x x x x x x x | x x x x x x x x | x x x x x x | x x x x x x | x x x x x x | x ²⁾ x ²⁾ x | x x x x x | x x x x x |
| | | | x | | | | | | | | |
| x x x | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | x x | x x | x x | x ²⁾ x ²⁾ | x x | x x |
| | | | x x | x x | x x | | | | | | |
| x | x | x | x | x | x | x | x | x | x x | x | x |
| x x x | x | x | x x x | x x | x x | x x x | x | x | x x x | x | x |
| | | | x x | x x | x x | x | x | x | x | x | x |
| 5,08 | 5,08 | | 2,54 | | | 2,54 | | | | | |

Typitel Schneidklemmverbinder für Flachleitungen ²⁾ auch mit integrierter Codierung

Werkstoffe

| | Bauform | | |
|--------------------|---|--------------------------------------|-----------------------------|
| | einreihig, B,C,M (Grundbauformen) | Q, R (invertierte Bau- formen) | D, F, G (Grundbauformen) |
| Isolierkörper: | Thermoplastischer Kunststoff, glasfaserverstärkt, kieselgrau (RAL 7032), Brennbarkeit nach UL 94 V-O bzw. UL 94 V-1 | | |
| Kontaktoberfläche: | Nickel und Palladium oder Nickel und Hartgold | Nickel und Palladium und Hartgold | Nickel und Hartgold |
| Hochstromkontakte: | Nickel und Hartgold | | |
| Koaxialkontakte: | Nickel und Hartgold | | |

Verarbeitbare Leiterplatten

für Anschlußführung Einpreßtechnik

LP-Dicke 1,6 ... 4 mm

LP-Loch Ø 1 ± 0,1 mm; Metallisierung: 5–10 µm Sn über 25–5+ µm Cu

Einbaubedingungen und -abmessungen, Grundraster 2,54 × 2,54 mm für die Anschlüsse entsprechend IEC-Publ. 97 und DIN 40801.

Zulassungen (Zertifikate)

VG 95324 – Bauformen B, C, C/2, D, F, G für Kontaktflächen

Freigabe durch DBP

– Hartgold

– Palladium und Hartgold

BS 9525-F0011

BS 9525-F0019.

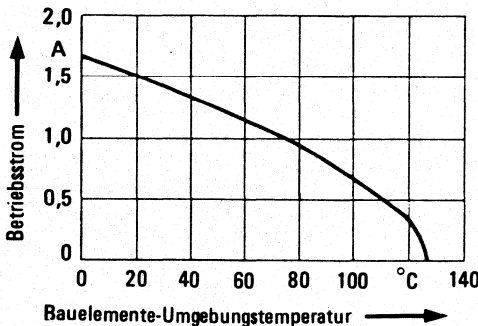
Technische Daten

Beanspruchungen, Meß- und Prüfverfahren nach IEC Publ. 68 und IEC Publ. 512, DIN 40046, DIN 41612-T5 und DIN 41640 sowie VG 95324

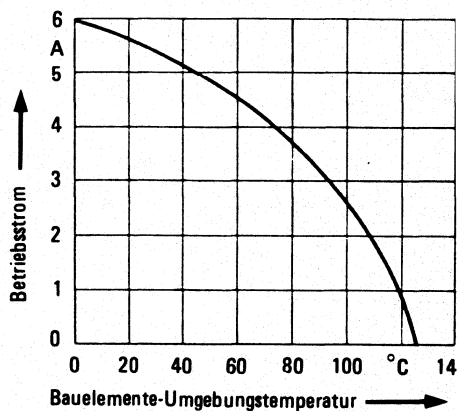
Elektrische Kennwerte

Betriebsstrom je Kontaktteil in Abhängigkeit von der Bauelemente-Umgebungstemperatur

Bauformen einreihig,
B, C, M (NF-Signalkontakte), Q und R



Bauformen D, F und G



| | | | | |
|--|-------------------------------------|---|---|------|
| | Bauform: einreihig B, C, Q, R | M | D | F, G |
|--|-------------------------------------|---|---|------|

Elektrische Kennwerte

| | | | |
|--|---|---------------------------|--|
| Durchgangswiderstand Steckverbinder Hochstromkontakte Koaxialkontakte Innenleiter Außenleiter | $\leq 20 \text{ m}\Omega$ $\leq 3 \text{ m}\Omega$ $\leq 6 \text{ m}\Omega$ $\leq 3 \text{ m}\Omega$ | $\leq 15 \text{ m}\Omega$ | |
| Übergangswiderstand Einpreßzone/ Leiterplatte | $\leq 2 \text{ m}\Omega$ | — | |

Mechanische und klimatische Kennwerte

| | | | |
|--|--|--|------------------------|
| Lebensdauer (in Steckzyklen) Anforderungsstufe 1 Anforderungsstufe 2 Anforderungsstufe 3 | > 500 und Industrieklima nach VG 95324 > 400 und Industrieklima nach DIN 41612, T5 > 400 | | |
| Brennbarkeit nach UL 94 V-0 bzw. UL 94 V-1 | selbstverlöschend nach $\leq 10 \text{ s}$ | | |
| Grenztemperatur- bereich | -55 bis +125 °C | | |
| Kraft zum Stecken/ Ziehen bei Einpreß- verbindung | 64 pol $\leq 60 \text{ N}$ | 60 pol $\leq 57 \text{ N}$ $\leq 40 \text{ N}$ gemäß DIN 41611, Teil 5 | 48 pol $\leq \text{N}$ |

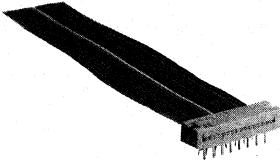
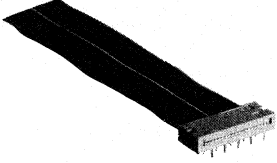
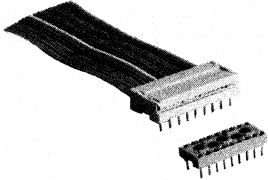
Schneidklemmverbinder für Flachleitungen und Einzeldrähte

Die Schneidklemmtechnik (auch Insulation-Displacement-Contact-IDC-Technik) ermöglicht es, Flachleitungen bis zu 64 Adern oder Einzeldrähte in einem Arbeitsgang zu kontaktieren. Sie ist besonders zuverlässig bei äußerst rationeller Verarbeitung.

Bei der isolationsverdrängenden Schneidklemmtechnik durchdringt ein U-förmiger Kontaktteil die Isolation des Leiters. Durch leichtes Verformen des Leiters und zusätzliches Neuorientieren der Einzeladern von Litzen entsteht eine gasdichte Verbindung hoher Festigkeit. Sie ist äußerst stabil gegen mechanische und thermische Belastungen, Schadgase usw.

Steckverbinder mit Isolationsverdrängenden Kontakten (Beispiele)

| | | | |
|----------------|--|---|--|
| | Codierverbinder CD-DIL 423 | Einzeldraht- Kontaktierung ED-KON 384 | Steckverbinder im Modulraster BK-MOD 421/422 |
| |  |  |  |
| Anwendung | In Verbindung mit Fassung BK-DIL 390. Polarisiert steckbar. Erstellung isolierter Kreuzungen möglich | Platz- und kostensparende Verbindungen zwischen und innerhalb den Leiterplatten und zu beweglichen Geräteteilen | Für End-/Busverbindungen |
| Polzahlen | 16polig | 1polig bis 18polig | 10-, 14-, 16-, 20-, 26-, 34-, 40-, 50-, 60-, 64polig |
| Kontaktflächen | Steckbar: Lötstifte vernickelt und hartvergoldet Lötbar: Lötstifte vernickelt und verzinkt | Lötstift vernickelt und verzinkt | vernickelt und hartvergoldet |
| Lebensdauer | ≥ 50 Steckzyklen bei vergoldeten Lötstielen in Verbindung mit BK-DIL 390 | – | ≥ 200 Steckzyklen |

| | | |
|---|---|--|
| Leiterplattenverbinder BK-LEV 413 | Leiterplattenverbinder BK-LEV 386 | Dual-in-line-Verbinder BK-DIL 368 Dual-in-line-Fassung BK-DIL 390 |
|  |  |  |
| Platzsparende feste Verbindung auf Leiterplatten zum Anschluß an bewegliche Teile mittels Flachbandleitung | Platzsparende feste Verbindung auf Leiterplatten zum Anschluß an bewegliche Teile mittels Flachbandleitung | Platzsparende Verbindung von Leiterplatte zu Leiterplatte oder zu beweglichen Teilen. Codiermöglichkeit |
| 10-, 14-, 16-, 20-, 26-, 32-, 34-, 40-, 50-, 60-, 64polig | 10-, 12-, 20-, 26-, 28-, 34-, 40-, 48-, 50-, 64polig | 14-, 16-, 18-, 24-, 40polig |
| Lötstifte vernickelt und verzinkt | Lötstifte vernickelt und verzinkt | Steckbar: Lötstifte vernickelt und hartvergoldet Lötbar: Lötstifte vernickelt und verzinkt |
| - | - | ≥ 50 Steckzyklen bei vergoldeten Lötstielen in Verbindung mit BK-DIL 390. |

3 HF-Steckverbinder (Koaxial-Steckverbinder)

Allgemeine elektrotechnische Hinweise

Der bestimmende Kennwert eines koaxialen Bauteils ist der Wellenwiderstand Z . Unter der Voraussetzung, daß es sich um ein homogenes, verlustfreies koaxiales System handelt, ergibt sich der Wellenwiderstand vereinfacht zu

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d}$$

durchmesser des Außenleiters, d = Außendurchmesser des Innenleiters, ϵ_r = relative Dielektrizitätskonstante). Die in der Nachrichtentechnik hauptsächlich verwendeten Wellenwiderstände sind $Z = 50 \text{ Ohm}$ (Dämpfungsminimum bei gegebenem Außendurchmesser bei Dielektrikum PTFE z. B. Teflon) und $Z = 75 \text{ Ohm}$ (Dämpfungsminimum bei Dielektrikum Luft).

Die qualitätsbestimmenden Merkmale eines koaxialen Systems sind u. a. der Reflexionsfaktor und der Kopplungswiderstand (Nebensprehdämpfung). Der Reflexionsfaktor ist ein Maß für die in der Praxis erreichte Anpassung des Wellenwiderstandes (mechanische Toleranzen, Stufensprünge usw.) an den Nennwellenwiderstand; er errechnet sich vereinfacht durch

$$|r| = \frac{Z_0 - Z_1}{Z_0 + Z_1}$$

(mit Z_0 = Nennwellenwiderstand, Z_1 = betrachteter Wellenwiderstand); je kleiner dieser Wert bei vergleichbarer Frequenz ist, um so besser ist das koaxiale System.

Der Kopplungswiderstand gibt Aufschluß über die Schirmwirkung des Außenleiters (Aus- und Einkopplung!); je kleiner dieser Wert bei vergleichbarer Frequenz ist, um so „HF-dichter“ ist das koaxiale System.

Die Dämpfung eines koaxialen Systems setzt sich zusammen aus den Längsverlusten (Leiterdämpfung, Skineffekt, ansteigend mit \sqrt{f}) und den Querverlusten (Ableitungsdämpfung, Polarisierungsarbeit, ansteigend mit f); Einheiten sind dB und Np.

Die weiteren elektrischen Eigenschaften eines koaxialen Systems, wie Spannungsfestigkeit und übertragbare Leistung, sind i. a. von untergeordneter Bedeutung.

3.1 Begriffe und konstruktive Merkmale

Die Bezeichnung „Steckverbinder“ wird hier als Oberbegriff für alle „Stecker“ und „Buchsen“ verwendet. Die Art des Innenleiters bestimmt die letzteren Bezeichnungen: Beim Stecker ist es ein zylindrischer Stift und bei der Buchse eine federnde, zylindrische, nach innen vorgespannte Hülse. Das „Verbindungssystem“ umfaßt das Kontaktsystem und die mechanischen Kupplungsmechanismen (Schraub-, Rast-, Bajonett-Verschluss, Einschubtechnik); es ist in „Anschlußmaßen“ festgelegt und genormt. In einer „Familie“ ist eine größere Anzahl Steckverbinder mit vorherrschend gleichen mechanischen und physikalischen Merkmalen zusammengefaßt, z. B. 1,0/2,3 (1,0 = Außendurchmesser des Innenleiters, 2,3 = Innendurchmesser des Außenleiters im Bereich des Verbindungssystems).

Bei der konstruktiven Auslegung der einzelnen Steckverbinder sind nur durch entsprechende Wahl der Kontaktsysteme, mechanischen Verbindungsarten, Isolier-, Kontakt- und Leiterwerkstoffen usw. die mannigfaltigen mechanischen und elektrischen Anforderungen zu erfüllen. Bei den im folgenden aufgeführten Familien 1,6/5,6, 1,8/5,6 und 1,0/2,3 erfolgen Innen- und Außenleiterkontaktgabe nach dem Stift-Buchse-Prinzip (Bild 1); bei der Familie 1,4/4,4 wird der Außenleiter über die Flanschflächen kontaktiert (Bild 2).

Die federnden Kontaktteile sind aus Kupferberyllium, das auch bei den sehr kleinen Abmessungen hohe Kontaktsicherheit gewährleistet; die Kontaktteile sind vernickelt und

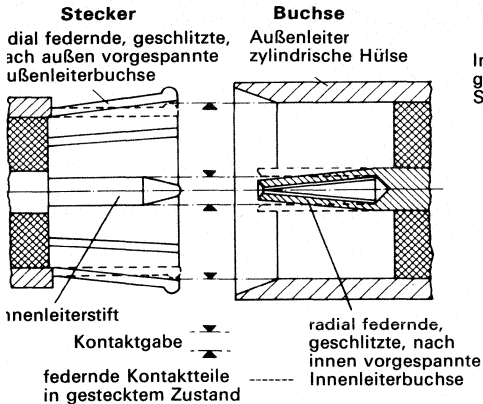


Bild 1 Schnitt durch Steckverbinder 1,6/5,6 usw.

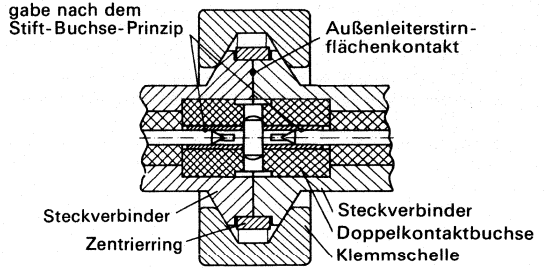


Bild 2 Schnitt durch Steckverbinder 1,4/4,4

ergoldet (bei 1,4/4,4 versilbert). Die Innenleiter der Steckverbinder sind dreh- und ziehsicher in Isolierteilen aus Polytetrafluoräthylen (PTFE) gelagert. Die mechanische Verbindung wird bei den Familien 1,6/5,6, 1,8/5,6 und 1,0/2,3 durch Steckschraub-, Steckrast- oder Einschubtechnik erreicht; bei 1,4/4,4 verbindet eine Klemmschelle die Steckverbinderflansche.

1.1 Beschreibung und Anwendung einiger Steckverbinderfamilien

Steckverbinder der Miniaturgröße 1,6/5,6 ($Z = 75 \text{ Ohm}$, $f < 1 \text{ GHz}$), 1,6/5,6 m ($Z = 75 \text{ Ohm}$, $f < 18 \text{ GHz}$) und 1,8/5,6 ($Z = 50 \text{ Ohm}$, $f < 10 \text{ GHz}$)

Die unterschiedlichen Einbau- und Bedienungsmöglichkeiten in neuzeitlichen elektronischen Geräten erfordern heute in zunehmendem Maße Steckverbinder, deren Steckbindungssysteme diese neuen Anforderungen erfüllen, wie z. B. Steckverbinder mit Steck-, Schraub- oder Steck-Rast-Verschlüssen oder Steckverbinder, die für Einschubtechnik geeignet sind. Von besonderem Vorteil ist es, wenn diese Steckverbinder trotz unterschiedlicher mechanischer Verbindungsarten für einfache Messungen, z. B. bei der Wartung der Geräte, beliebig miteinander steckbar sind. Die in dieser Familie enthaltenen Steckverbinder bieten diese Möglichkeiten durch sinnvolle Auslegung der mechanischen Verbindung und durch das einheitliche Kontaktsystem.

Die neue Serie 1,6/5,6 m ist durch den über die gültige Norm DIN 47275 hinausgehenden Betriebsfrequenzbereich von 18 GHz geeignet zum Einsatz in Kommunikationsgeräten mit der modernen PCM-Technik. Diese Steckverbinder haben für den Außenleiter statt der bisher üblichen Schraubklemmung eine Crimpverbindung.

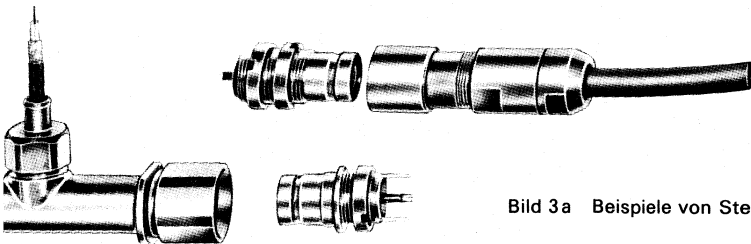


Bild 3a Beispiele von Steckverbindern 1,6/5,6

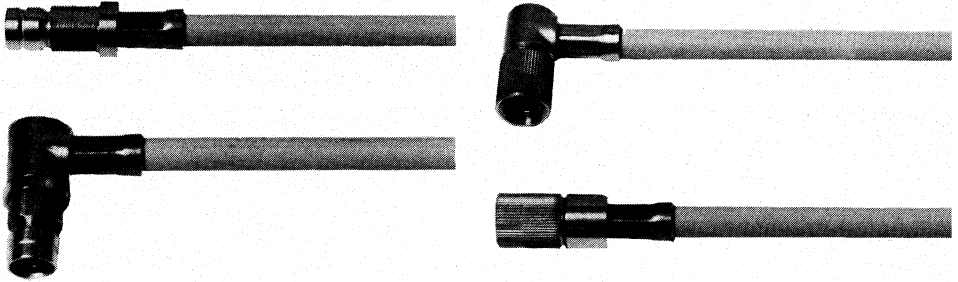


Bild 3b Beispiele von Steckverbindern 1,6/5,6

Steckverbinder der Subminiaturgröße 1,0/2,3 ($Z = 50 \text{ Ohm}$, $f < 8 \text{ GHz}$; $Z = 75 \text{ Ohm}$, $f < 0,3 \text{ GHz}$)

Diese Steckverbinder werden vorwiegend dort eingesetzt, wo durch die zunehmende Miniaturisierung der Baugruppen (gedruckte Schaltungen, Einschübe, MIC's) hohe Packungsdichten der Steckverbinder bei vergleichbaren Übertragungseigenschaften größerer Familien gefordert werden (Packungsdichte ca. 180 Steckverbindungen/dm² bei Einschüben!)

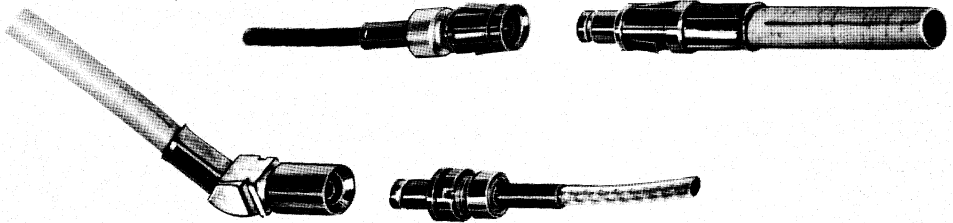


Bild 4 Beispiele von Steckverbindern 1,0/2,3

Steckverbinder der Miniaturgröße 1,4/4,4 ($Z = 50 \text{ Ohm}$, $f < 18 \text{ GHz}$)

Durch die in den letzten Jahren in den Geräten der Mikrowellentechnik zunehmende Aufteilung der elektrischen Funktionseinheiten in mechanische Bausteine bei gleichzeitiger Volumenreduzierung und die Nutzung immer höherer Frequenzen werden an die Steckverbinder höchste Anforderungen gestellt: Es müssen gleich gute Übertragungseigenschaften erzielt werden, wie sie von größeren Bauformen her bekannt sind; zum anderen müssen die Steckverbinder die sehr hohen mechanischen Beanspruchungen aufnehmen können, wie sie z. B. bei Baugruppenketten oder halbstarren (semi-rigid) Kabelverbindungen auftreten.



Bild 5 Beispiele von Steckverbindern 1,4/4,4

3.1.2 Kennwerte der beschriebenen Steckverbinderfamilien

| | 1,6/5,6 | | 1,8/5,6 | | 1,0/2,3 | | 1,4/4,4 | | 1,6/5,6 | |
|--|----------------------------------|---------------------|-----------------------|---------------------|----------------------------------|---------------------|--|-----------------------|-----------------------|---------------------|
| Mechanisch Steck- und Ziehkraft | > 2,2 N < 10 N | | | | < 15 N | | < 8 N | | > 2,2 N < 10 N | |
| Lebensdauer (Anzahl d. Steckg.) | ≥ 1000 | | | | ≥ 500 | | ≥ 500 | | ≥ 1000 | |
| zul. Belastung der Verbindungssysteme Biegemoment Drehmoment | - | | | | - | | 4,0 Nm 2,2 Nm | | - | |
| Klimatisch Prüfklasse (DIN 40045) | 55/155/21 | | | | 55/125/56 | | 55/125/56 | | 55/155/21 | |
| Elektrisch Wellenwiderstand | 75 Ω | 50 Ω | 75 Ω | 50 Ω | 75 Ω | 50 Ω | 50 Ω | 75 Ω | 75 Ω | 75 Ω |
| Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von Be- triebsfrequenz und Kabel | 0,02 bei ≤ 0,1 GHz | 0,03 bei ≤ 1 GHz | 0,04 bei ≤ 0,1 GHz | 0,05 bei ≤ 1 GHz | 0,04 bei ≤ 0,1 GHz | 0,05 bei ≤ 1 GHz | 0,04 bei ≤ 3 GHz | 0,02 bei ≤ 1,0 GHz | 0,04 bei ≤ 0,5 GHz | 0,06 bei ≤ 4 GHz |
| | 0,04 bei ≤ 0,5 GHz | 0,06 bei ≤ 4 GHz | 0,07 bei ≤ 0,2 GHz | 0,07 bei ≤ 4 GHz | 0,07 bei ≤ 0,2 GHz | 0,07 bei ≤ 4 GHz | 0,06 bei ≤ 12 GHz | 0,05 bei ≤ 2,0 GHz | 0,1 bei ≤ 1 GHz | 0,1 bei ≤ 10 GHz |
| | 0,1 bei ≤ 1 GHz | 0,1 bei ≤ 10 GHz | 0,1 bei ≤ 0,3 GHz | 0,1 bei ≤ 8 GHz | 0,1 bei ≤ 0,3 GHz | 0,1 bei ≤ 8 GHz | 0,1 bei ≤ 18 GHz | 0,08 bei ≤ 4 GHz | | |
| Wirksamkeit der Abschirmung | 100 dB | | | | 90 dB | | 115 dB | | 100 dB | |
| Zulässige Betriebsspannung (U_{eff} , 50 Hz) abhängig vom Kabel | ≤ 500 V | 330 V | | | 250 V | | 330 V | | ≤ 500 V | |
| Isolationswiderstand Normalklima feuchte Wärme | ≥ 10 ⁶ MΩ ≥ 200 MΩ | | | | ≥ 10 ⁶ MΩ ≥ 200 MΩ | | ≥ 10 ⁶ MΩ 10 ⁴ MΩ | | ≥ 10 ⁶ MΩ | |

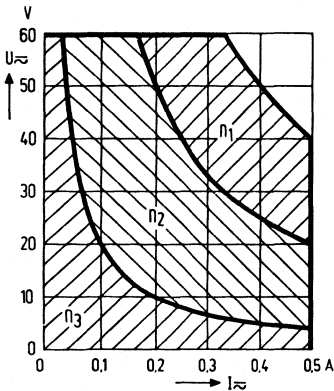
4 Schalter

Allgemeine technische Angaben

Die hier behandelten Schalter mit relativ großer Betriebsverantwortung werden vorwiegend für kommerzielle Geräte benötigt. In Anlehnung an den Verwendungszweck gibt es Schalter für freie Verdrahtung, das sind hauptsächlich Schalter, die an Gerätefrontplatten befestigt werden und relativ viele Schaltvorgänge erwarten lassen. Drehknopf oder Knebel sind leicht zu betätigen und so dimensioniert, daß die Anschlagfestigkeit nicht überschritten wird. Als Faustformel gilt, daß bei Handbedienung das normalerweise erreichbare Drehmoment in Ncm etwa das 6- bis 7fache des Knopfdurchmessers in mm beträgt. Die zweite große Gruppe umfaßt Schalter für gedruckte Schaltungen, die meist auf Leiterplatten eingeschwallt sind und im Gerät vorwiegend zur Einstellung von Betriebszuständen oder ähnlichem dienen. Die Bedienung erfolgt relativ selten.

Von einem Schalter verlangt man, daß er im Gerät Stromkreise schließt und/oder öffnet und dies über eine lange Lebensdauer bei häufiger oder seltener Betätigung möglichst ohne Verschleiß auch bei ungünstigen Umweltbedingungen. Im geschlossenen Zustand soll er Ströme und Spannungen möglichst verlustlos übertragen, sich also wie ein idealer Leiter verhalten, während er im geöffneten Zustand möglichst einen idealen Isolator darstellen sollte.

Als Richtwert für die Lebensdauer werden die erreichbaren Schaltzyklen über den vollen Drehbereich hin und zurück angegeben. Bei einer Drucktaste ist die manuelle Betätigung gegen die Feder und die Rückfederung unter dem Schaltzyklus zu verstehen. Die Lebensdauer ist abhängig von der Schaltleistung, vom Schaltstrom, von der Schaltspannung sowie von der Umgebungstemperatur. In Bild 1 ist das Diagramm eines Schalters für eine bestimmte Konstruktion und dem verwendeten Kontaktwerkstoff dargestellt.



| Umgebungstemperatur | 50 | 60 | 70 | 80 °C |
|---------------------|-----|-----|-----|-------|
| Faktor | 1,1 | 1,2 | 1,3 | 1,4 |

Bild 1 Erreichbare Schaltzyklen

Kennt der Anwender den Schaltstrom und die Schaltspannung, ist ein Punkt im Feld n_1 , n_2 oder n_3 fixiert und kann dann bei den Kennwerten des jeweiligen Schalters z. B. für $n_1 = 10^3$ Schaltzyklen, für $n_2 = 10^4$ Schaltzyklen und für $n_3 = 2 \cdot 10^4$ Schaltzyklen abgelesen werden. Die Umgebungstemperatur geht mit dem im Diagramm angegebenen Faktor in den Betriebsstrom als Multiplikator ein. Weitere Parameter und Kenndaten sind zu berücksichtigen. Dazu gehören die Lichtbogengrenzwerte der verschiedenen Kontaktwerkstoffe, der Durchgangswiderstand, die Stoß- und Schwingempfindlichkeit eines Schalters mit Doppelkontakten usw.

4.1 Schalter für freie Verdrahtung

Schalter für freie Verdrahtung werden als Stufendreh­schalter und als Druck­tas­ten haupt­­säch­lich für Nach­richt­en­gerä­te, Meß- und Regel­gerä­te verwen­det.

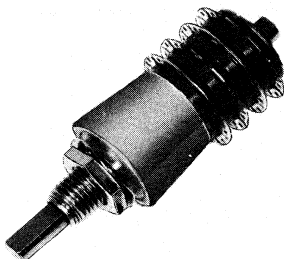


Bild 2 Stufendreh­schalter, $\varnothing 17$ mm

Für Stufen-Dreh­schalter gibt es je nach der Bau­form Schaltebenen aus Hart­papier, Keramik oder DIALLYLPHTALAT. Die Kon­taktelemente sind versilbert oder vergol­det und haben bis zu 26 Schalt­stellungen. In Bild 2 ist der Stufen­schalter $\varnothing 17$ mm ge­zeigt, dessen gün­stige Ab­messungen einen viel­sei­ti­gen über­sicht­lichen Aufbau, lange Lebens­dauer, hohe und gleich­bleibende Kon­takt­güte durch Doppel­kon­takte gewähr­leis­ten. Ferner ent­spricht er dem Trend zu wei­terer Verkleinerung.

Die zugehörigen Kenndaten sind in den nach­fol­gen­den Tabellen ver­zeich­net:

Stufendreh­schalter $\varnothing 17$ mm

Elektrische Kennwerte

| | |
|---|-----------------------------|
| Schaltspannung * | ≤ 100 V \approx |
| Schaltstrom * | $\leq 0,5$ A \approx |
| Schaltleistung * | ≤ 5 VA |
| Lebensdauer * | $\approx 10^5$ Schaltzyklen |
| Ruhestrom (nicht geschaltet) | ≤ 1 A \approx |
| Prüfspannung | 500 V, 50 Hz |
| Durchgangswiderstand | ≤ 30 m Ω |
| Isolationswiderstand | $\approx 10^5$ M Ω |
| Isolationswiderstand nach sechs Zyklen | |
| Feuchte – Wärme – Kurzprüfung | $\approx 10^3$ M Ω |
| Kapazität, Kontakt – Nachbarkontakt | $\approx 0,8$ pF |
| Kontakt – Schleifer | $\approx 1,5$ pF |
| geschlossener Kontakt – Masse | $\approx 4,0$ pF |
| geschlossener Kontakt – Nachbarkontakt | $\approx 1,5$ pF |
| Kriechstrecke, Kontakt – Nachbarkontakt | $\approx 0,5$ mm |
| Kontakt – Masse | $\approx 1,5$ mm |
| Luftstrecke, Kontakt – Nachbarkontakt | $\approx 0,5$ mm |
| Kontakt – Masse | $\approx 0,9$ mm |

* Schaltleistung bei ohmscher Belastung

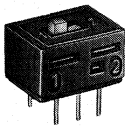
Mechanische Kennwerte

| | |
|---|---|
| Anzahl der Schaltebenen | max. 5 |
| Rastwinkel | 30°; 60° |
| Poligkeit je Schaltebene | 1, 2, 3 oder 4 |
| Poligkeit je Schalter | max. 15 |
| Betätigungsdrehmoment eines Schalters mit 15 Kontaktbrücken | etwa 0,2 Nm |
| Anschlagfestigkeit | ≥ 0,7 Nm |
| Umgebungstemperaturbereich | -55 °C bis +85 °C |
| Lagertemperaturbereich | -65 °C bis +100 °C |
| Schwingen, 20 gn bei 10 bis 2000 Hz | keine Unterbrechung ≥ 1 ms |
| Stößen, 50 gn, 7 ms | keine Unterbrechung ≥ 1 ms |
| Korrosionsfestigkeit | nach 50 h Salzsprühtest noch funktionsfähig |

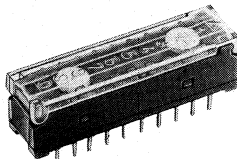
4.2 Schalter für gedruckte Schaltungen

Schalter für gedruckte Schaltungen werden als Drucktasten, Schiebeschalter, Drehschiebeschalter und Stufenschalter verwendet.

Schiebeschalter



Schiebeschalter
Dual-in-line-Schalter



DIP-FIX-Schaltelement

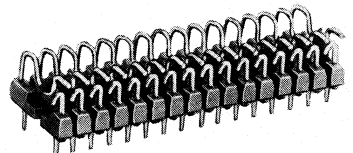


Bild 3 Schalter für gedruckte Schaltungen

Der Schiebeschalter mit 2 Umschaltkontakten hat eine Grundfläche von 0,73 cm². Der Dual-in-line-Schalter folgt dem Trend zur Miniaturisierung und ist in einem Gehäuse für integrierte Schaltungen eingebaut. Das DIP-FIX-Schaltelement, das als stark vereinfachter Dual-in-line-Schalter gelten kann, ist ein kostengünstiger Lötbrücken- oder Schalterersatz. Die Ein-/Aus- oder Umschalter eignen sich gut zur Programmierung, Adressierungs- und Codeänderung von Geräten und Baugruppen und überall dort, wo bisher Lötbrücken und Lötbrückenbausteine verwendet wurden.

Für alle oben dargestellten Schalter sind nachfolgend die elektrischen und mechanischen Kennwerte angegeben:

DIP-FIX-Schaltelement

Werkstoffe

| | | |
|-----------------------------|---------|-----------------|
| - Isolierwerkstoff | PBTP-GF | } whiskersicher |
| - Kontaktoberfläche | Sn Pb | |
| - Oberfläche der Anschlüsse | Sn Pb | |

Technische Daten

Beanspruchungen, Meß- und Prüfverfahren nach IEC Publ. 68 und IEC Publ. 512, DIN 40046 und DIN 41 640

| | | |
|---|-----------------------------------|--|
| Schaltspannung | 10 mV bis 60 V | } Verbindung nicht gelötet ¹⁾ |
| Schaltstrom | ≲ 0,5 A | |
| Schaltleistung | ≲ 5 VA | |
| Lebensdauer | 50 Schaltzyklen | |
| Durchgangswiderstand (Millivoltmethode) | ≲ 100 mΩ; Anfangswert | |
| Isolationswiderstand | ≲ 10 ⁵ MΩ; Anfangswert | |
| Kriechstrecken | ≳ 1 mm | |
| Luftstrecken | ≳ 0,5 mm | |
| Spannungsfestigkeit (Anschlußart A) | 500 V, 50 Hz | |
| Umgebungstemperaturbereich | - 40 °C bis + 85 °C | |

4.3 Schreibtasten für Tastaturen

In vielen Bereichen der Technik und des täglichen Arbeitsablaufes sind Tastaturen das wichtigste Kommunikationsmittel zwischen Mensch und Maschine.

Um optimale Arbeitsbedingungen für den Bediener zu erreichen, müssen alle Elemente solcher Tastaturen nach ergonomischen Gesichtspunkten gestaltet sein.

Der konstruktive Aufbau der von Siemens entwickelten und gebauten Taste STB11 sowie das zweckmäßige Design der dazu passenden Kappen schaffen hierzu die Voraussetzungen.

Folgende Merkmale sind ausschlaggebend:

- Tastaturhöhe – wichtig für die Körperhaltung – nach DIN E66234T6 < 30 mm (gemessen von der Tischoberfläche bis zur mittleren Tastaturreihe). Durch eine Tastenhöhe von nur 17,5 mm von Leiterplattenoberkante bis Kappenoberkante ist diese Forderung sicher erreichbar.
- Mittenabstand nach DIN 2112 und 2127 – wichtig für die Fingerbreite – 19 mm Teilung
- Betätigungskraft
- Tastenhub
- die taktile Rückmeldung, d. h. Druckpunkt bzw. Kraftsprung
- Form, Größe, Oberfläche und Farbe der Bedienflächen
- Minimale Reflexionen

¹⁾ Sicherung des eingeschalteten Zustandes bei Bedarf durch Handlöten möglich

Besondere Bedeutung kommt der Gestaltung der Tastenkappen zu. Zweckmäßige Wahl von Größe, Form, Farbe und Struktur der Oberfläche garantieren bei den Kap-
pen für die Taste STB 11 ermüdungsfreies Arbeiten.

Eine Vielzahl von Standard-Kappenausführungen ermöglicht die Anpassung an viel-
fältige Einsatzfälle.

Ergänzt wird das Tastenprogramm durch einen Schüsselschalter, der auf Grund sei-
ner Einbaumaße in das Tastenfeld integriert werden kann.

Technische Daten

| | |
|---|--|
| Kontaktbestückung: | 1 Schließer tastend oder rastend 1 Wechsler (unterbrechend) tastend oder rastend |
| Kontaktwerkstoff: | Feststehender Kontakt Ag Pd Beweglicher Kontakt vergoldet |
| Bauhöhe (Leiterplatten- bis Kappen-Oberkante): | 17,5 mm 16,0 mm |
| Betätigungsweg: | 4 mm 2,5 mm |
| Schaltpunkt: | 2 mm ± 0,4 mm 1,6 ± 0,4 mm |
| Betätigungs-Kraft am Anfang: | ~ 0,5 N |
| im Kraftsprung: | ~ 0,75 N oder 0,65 N |
| am Ende: | ~ 1,0 N |
| Schaltspannung (offener Kontakt): | 12 V- |
| Schaltstrom (Widerstandslast): | 50 mA- |
| Lebensdauer mit el. Last 5 V-, 2 mA (Widerstandslast): | Schließer tastend $\geq 10^7$ Betätigungen Wechsler tastend $\geq 10^6$ Betätigungen Varianten mit Rast $\geq 10^5$ Betätigungen |

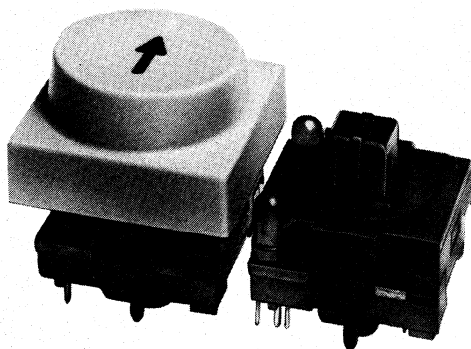


Bild 4 Schreibtaste STB 11 mit und ohne Kappe

4.4 Kontaktlose Schalter

Kontaktlose Schalter werden zunehmend eingesetzt, z. B. zur Bedienung von Fernseh-, Rechen-, Meß- und medizinischen Geräten. Hierfür werden Bauelemente wie z. B. Piezokeramik, Hallsonde, Opto-Koppler, Feldplatten, induktive Fühlerelemente und dgl. benutzt.

Ihre Vorteile gegenüber mechanischen Schaltern sind: Wartungsfreiheit, sehr lange Lebensdauer, hohe Schaltungsfrequenz, prellfreies Schalten und geringer Schaltweg. Als Nachteil muß ein erhöhter Aufwand durch ein zusätzliches Relais, oder das nicht ideale Schalterverhalten elektronischer Schaltelemente (endliche Durchlaßspannung, endlicher Sperrstrom) in Kauf genommen werden.

Für einen berührungsfreien Schalter soll als Beispiel der induktive Näherungsschalter erwähnt werden. Das Prinzip (Bild 4) beruht auf der Dämpfung eines Schwingkreises durch Wirbelstromverluste in Metallen, die sich im magnetischen Streufeld der Fühler- spule befinden. Die durchgeführte Schaltfunktion kann z.B. durch LED's angezeigt werden. Anwendungen ergeben sich besonders im industriellen Bereich, z. B. für Maschinensteuerungen, Zählereinrichtungen, Endabschaltungen, Drehzahlmessungen. Ein weiteres Beispiel für kontaktlose Schalter wird unter „Piezotaste“ näher ausgeführt.

Funktionsprinzip

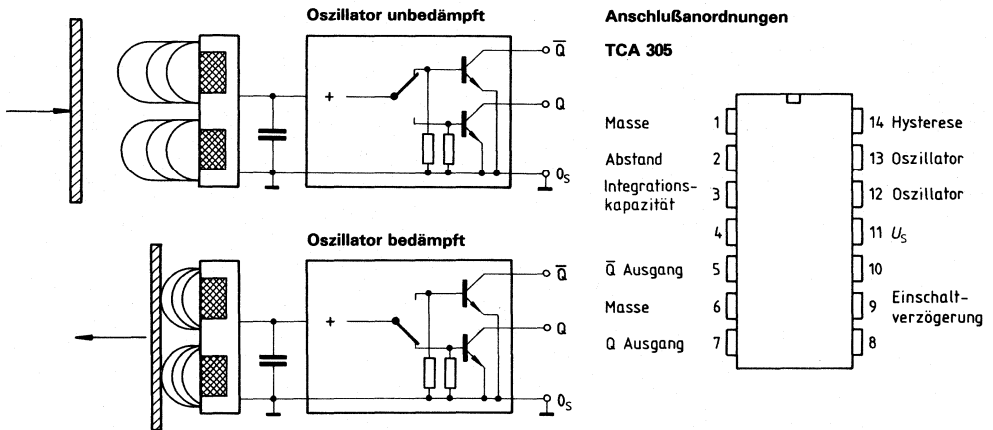


Bild 4 Aufbau eines induktiven Näherungsschalters mit der integrierten Schaltung TCA 305 und LED-Anzeige

Logische Funktion:

| Oszillator | Ausgänge | |
|------------|----------|-----------|
| | Q | \bar{Q} |
| unbedämpft | H | L |
| bedämpft | L | H |

Kenndaten für induktiven Näherungsschalter

Spule 1 mH
 Kapazität 100 pF

Nachgeschaltete Funktionseinheit TCA 305 siehe:

Weitere Informationen



Weitere Informationen

Das Ihnen vorliegende Buch ist aus Siemens-Datenbüchern unter Zuhilfenahme von Artikeln der Siemens-Fachzeitschriften, der Bücher unseres Siemens-Verlages, der Produktschriften der Unternehmensbereiche und vieler wissenschaftlicher Sonderdrucke entstanden.

Wenn Sie weitere technische Informationen wünschen, wenden Sie sich bitte an

**Siemens Aktiengesellschaft
Hauptabteilung Technische Bildung
Koppstraße 6
8000 München 70**

Bei genauer definierten und begrenzten Wünschen sind wir vielfach in der Lage, Ihnen kostenlos zu helfen. Beachten Sie aber bitte, daß die meisten Fachinformationen in den Bibliotheken Ihrer Technischen Universität, Fachhochschule oder Technikerschule bereits vorhanden sind.

Sie können von uns auf Anfrage auch die neuesten Listen über Datenbücher, Fachbücher, Fachzeitschriften, Lehrmedien usw. erhalten, aus denen Sie alle notwendigen Angaben zur Anforderung weiterer Literatur entnehmen können.

Sollten Sie nach München kommen, empfehlen wir Ihnen einen Besuch im **Werner-von-Siemens-Institut für Geschichte des Hauses Siemens**. An Originalgeräten, Modellen und Schautafeln erleben Sie die Entwicklung der Elektrotechnik von den Anfängen bis in die Gegenwart.

Prannerstraße 10 Mo.–Fr. 9–16 Uhr
8000 München 2 Sa. u. So. 10–14 Uhr
Telefon: Feiertags geschlossen.
(089) 234–2660 Eintritt frei.

Folgende Druckschriften geben Ihnen einen allgemeinen Überblick über das Unternehmen Siemens:

„Information für Ingenieure, Informatiker und Naturwissenschaftler“

Aufgaben und Entwicklungsmöglichkeiten für Hochschul- und Fachhochschulabsolventen, von allgemeinen Unternehmensdaten über technische Arbeitsgebiete und Produkte der Siemens AG bis hin zu berufsspezifischen Informationen.

„siemens aktuell“

Jährlich erscheinende, tabellarische Zusammenfassung der wichtigsten Daten und Fakten über das Unternehmen Siemens. Sie erhalten die Druckschriften kostenlos auf Anfrage bei der o. a. Anschrift in München

oder bei dem Referenten für Technische Bildung (RTB) in den Zweigniederlassungen der Siemens AG.

„das ist Siemens“

Informationen über die technisch-wirtschaftliche Leistungsfähigkeit, das Leistungsangebot und die organisatorischen Zusammenhänge der Siemens AG.

„Impulse“

Informationen über Projekte aus unseren Forschungs- und Entwicklungslaboratorien.

„Geschäftsbericht“

Jahresbericht über die wirtschaftliche und technische Entwicklung des Unternehmens.

**Anschriften der Referenten für Technische Bildung (RTB)
in den Zweigniederlassungen:**

Siemens Aktiengesellschaft
Salzufer 6-8
1000 Berlin 10
Telefon (030) 3939-1
Telex 1 810278

Siemens Aktiengesellschaft
Rödelheimer Landstr. 5-9
6000 Frankfurt am Main 1
Telefon (069) 797-0
Telex 4 14131-0

Siemens Aktiengesellschaft
Richard-Strauß-Straße 76
8000 München 80
Telefon (089) 9221-1
Telex 5 29421-01

Siemens Aktiengesellschaft
Contrescarpe 72
2800 Bremen 1
Telefon (0421) 364-0
Telex 2 45451

Siemens Aktiengesellschaft
Lindenplatz 2
2000 Hamburg 1
Telefon (040) 282-1
Telex 2 15584-0

Siemens Aktiengesellschaft
Von-der-Tann-Straße 30
8500 Nürnberg 70
Telefon (0911) 654-1
Telex 6 22251

Siemens Aktiengesellschaft
Märkische Straße 8-14
4600 Dortmund 1
Telefon (0231) 5490-1
Telex 8 22312

Siemens Aktiengesellschaft
Am Maschpark 1
3000 Hannover 1
Telefon (0511) 129-0
Telex 9 22333

Siemens Aktiengesellschaft
Martin-Luther-Straße 25
6600 Saarbrücken 3
Telefon (0681) 3008-1
Telex 4 421431

Siemens Aktiengesellschaft
Lahnweg 10
4000 Düsseldorf 1
Telefon (0211) 399-0
Telex 8 581301

Siemens Aktiengesellschaft
Franz-Geuer-Straße 10
5000 Köln 30
Telefon (0221) 576-1
Telex 8 881005

Siemens Aktiengesellschaft
Geschwister-Scholl-Straße 24
7000 Stuttgart 1
Telefon (0711) 2076-1
Telex 7 23941-0

Siemens Aktiengesellschaft
Kruppstraße 16
4300 Essen 1
Telefon (0201) 2013-1
Telex 8 57437-0

Siemens Aktiengesellschaft
N 7. 18 (Siemenshaus)
6800 Mannheim 1
Telefon (0621) 296-1
Telex 4 62261-0

Einzelhalbleiter

Integrierte Halbleiterschaltungen

Microcomputer und Speicher

Optoelektronische Bauelemente

Elektronenröhren und Laser

Passive Bauelemente

Elektrisch-mechanische Wandler-Bauteile

Sonstige Bauteile für elektronische Schaltungen

Weitere Informationen
