

**FACHSCHUL-
FERNSTUDIUM**

FSL Dipl.-Ing. Walter Dierke

**GRUNDLAGEN DER
ELEKTRONIK**

1

Elektronische Bauelemente

Herausgeber:

**Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“
Velten-Hohenschöpping**

03 1129 01 0

Dieser Lehrbrief wurde verfaßt von:

FSL Dipl.-Ing. Walter D i e r k e
Fachsullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik „Hanno Günther“ in Velten-
Hohenschöpping

lektoriert von:

FSL Dipl.-Ing. Werner A u s b o r n
Fachsullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik Berlin-Lichtenberg
FSL Fachlehrerin Eva B e r g e
Fachsullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik „Hanno Günther“ in Velten-
Hohenschöpping

Redaktionsschluß: 30. September 1977

Inhaltsverzeichnis

Seite

0.	Einleitung	5
1.	Passive Bauelemente	6
1.1.	Ohmsche Widerstände	6
1.2.	Kondensatoren	7
1.3.	Induktivitäten	9
1.4.	Spezielle Widerstände	10
2.	Dioden	13
2.1.	Leitungsmechanismus im Halbleiter	13
2.2.	Verhältnisse am pn-Übergang	14
2.3.	Dioden, technische Ausführung	16
2.3.1.	Allgemeine Grundlagen	16
2.3.2.	Spezielle Dioden	18
3.	Aktive Bauelemente	20
3.1.	Bipolare Transistoren	20
3.1.1.	Aufbau und Wirkungsweise der bipolaren Transistoren	20
3.1.2.	Bipolartransistor in Emitterschaltung	25
3.2.	Unipolare Transistoren	34
3.2.1.	Sperrschicht-Feldeffekttransistoren	35
3.2.2.	MOS-Feldeffekttransistoren	36
	Lösungen der Aufgaben	41
	Literaturverzeichnis	44
	Sachwörterverzeichnis	45

0. Einleitung

Die technischen Fortschritte, die auf allen Gebieten der Volkswirtschaft in den letzten Jahren erreicht wurden, sind ohne den Einfluß der Elektronik undenkbar. Dies trifft für alle Bereiche der Automatisierung, der elektronischen Datenverarbeitung und nicht zuletzt der Konsumgüterelektronik, mit ihrem umfangreichsten Zweig, der Unterhaltungselektronik, zu.

Der Entwicklung der Elektronik wurde und wird daher von Partei und Regierung unseres Staates die größte Beachtung geschenkt. Unter Elektronik wird dabei die Ausnutzung des Transportes elektrischer Ladungsträger in Gasen, Flüssigkeiten und Festkörpern verstanden. Durch die Entwicklung der Halbleiterelektronik, d. h. im wesentlichen durch das Aufkommen des Transistors in seinen verschiedenen Ausführungen, ist die klassische Röhrentechnik stark in den Hintergrund gedrängt worden.

Der ständig wachsende Umfang elektronischer Einrichtungen bedingt eine Erhöhung der Zuverlässigkeit und damit die Miniaturisierung von Bauelementen und Baugruppen. Eine neue Phase der Entwicklung der Elektronik, die sog. Mikroelektronik, hat vor einigen Jahren begonnen. Die Halbleitertechnik schaffte die Voraussetzungen, eine Integration ganzer Baugruppen und Geräte-teile auf kleinstem Raum vorzunehmen.

Dieser Übergang zum integrierten Schaltkreis bewirkt ökonomische Effekte sowohl in der Elektronik selbst, als auch durch seinen Einsatz auf den entsprechenden Anwendungsgebieten in der Volkswirtschaft.

Durch diesen Integrationsprozeß werden bereits bei der Bauelementefertigung Arbeitszeit und Material gespart. Weiterhin tritt durch die Reduzierung der Zahl von Lötstellen eine nicht zu unterschätzende Erhöhung der Zuverlässigkeit der elektronischen Geräte durch den Einsatz der mikroelektronischen Bauelemente ein. Der Wegfall der Heizung bei Halbleiterbauelementen und ihre Funktion bei relativ niedrigen Versorgungsspannungen ermöglichen eine Einsparung von Elektroenergie.

Weiterhin erfordert die zunehmende Arbeitsgeschwindigkeit der Maschinen den Einsatz von Techniken, Geräten und Anlagen, die diesen Anforderungen gewachsen sind. Als Lösung für die ständig steigenden Anforderungen an die Informationsübertragung und -verarbeitung bietet sich die Anwendung elektronischer Bauelemente an. Ein Bauelement der Mikroelektronik, der sogenannte Mikroprozessor, wird in den nächsten Jahren tiefgreifende Veränderungen auf allen Gebieten der Technik, Wirtschaft und Konsumgüterindustrie hervorrufen. Der Mikroprozessor ist ein hochintegrierter Schaltkreis, der sowohl Rechen- als auch Leitfunktionen ausführen kann. Er ist daher mit der zentralen Verarbeitungseinheit einer elektronischen Datenverarbeitungsanlage vergleichbar. Die Kombination dieses Mikroprozessors als Kernstück mit weiteren Schaltkreisen gestattet den Aufbau von Mikrocomputern bzw. Mikrorechnern. Derartige Geräte sind dann nicht nur in der Rechentechnik einsetzbar, sie ermöglichen auch die Realisierung vieler anderer logischer Steuerungsaufgaben, wie beispielsweise die Leistungsverteilung in Kraftwerken, die Steuerung von Geschossen in der Militärtechnik, den Ablauf von Waschprogrammen, die Einstellung optimaler Zündungsverhältnisse bei Kraftfahrzeugen usw.

Alle diese angestellten Betrachtungen dienen letztendlich dem Ziel der Erfüllung der Hauptaufgabe, wie sie auf dem VIII. und IX. Parteitag der SED klar herausgearbeitet wurde.

Durch den Einsatz elektronischer Bauelemente wird die Intensivierung der Volkswirtschaft verbessert, werden der Bevölkerung hochwertige Konsumgüter mit guter Qualität und Zuverlässigkeit und hohem Gebrauchswert angeboten. Die Erfüllung dieser Vorhaben stellt natürlich an die elektronische Industrie unserer Republik höchste Anforderungen. Deshalb erfordert die stürmische Entwicklung besonders in der Mikroelektronik, die Zusammenarbeit unserer Republik mit

der Sowjetunion und den anderen sozialistischen Ländern im Rahmen der sozialistischen ökonomischen Integration weiter zu vertiefen.

Das Lehrgebiet „Grundlagen der Elektronik“ nimmt daher eine wichtige Stellung im Rahmen der Lehrgebiete der technisch-technologischen Grundlagenwissenschaften ein. Es soll die Studenten mit den allgemeinen Grundlagen der Entwicklung auf den Gebieten der Elektronik vertraut machen. Dabei soll ein Überblick über das grundsätzliche Verhalten der einzelnen Bauelemente sowie deren Schaltungen und Anwendungen gegeben werden. Die Studenten sollen damit in die Lage versetzt werden, elektronische Schaltungen lesen und aufbauen zu können und ihre Funktion verstehen zu lernen. Dem künftigen Wartungsingenieur sollen damit beispielsweise Voraussetzungen zur Störungsbeseitigung in elektronischen Geräteteilen und Anlagen vermittelt werden.

Ziel der Lehrbriefreihe „Grundlagen der Elektronik“ soll dabei sein, das Studium und hierbei vor allem das Selbststudium auf dem Gebiet der Informationselektronik zu unterstützen. Eine Weiterführung stellt die Lehrbriefreihe Leistungselektronik dar, wobei streng genommen eine Trennung zwischen Informations- und Leistungselektronik nicht möglich ist.

Bei einem elektronischen Antriebsregler kann zum Beispiel eine enge Verzahnung zwischen Informations- und Leistungsteil sowohl aufbau- als auch funktionsmäßig festgestellt werden.

Die in diesen Lehrbriefen enthaltenen Fakten stellen die wichtigsten Grundlagen auf den entsprechenden Gebieten dar. Sie können jedoch nicht davon entbinden, nicht zuletzt durch das rasche Tempo der weiteren Entwicklung bedingt, zusätzliche Literatur für das Studium heranzuziehen.

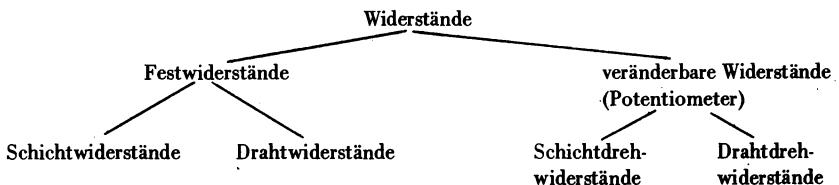
1. Passive Bauelemente

Derartige Bauelemente verringern die Signalenergie und ändern dabei häufig auch die Form des Signals, sie bewirken also keine Verstärkung. Es handelt sich hierbei schlechthin um Bauelemente der Elektrotechnik, wie beispielsweise ohmsche Widerstände, Kapazitäten, Induktivitäten usw.

In den nachfolgenden Ausführungen sollen diese Bauelemente nur kurz behandelt werden, da sie als bekannt vorausgesetzt werden können. Spezielle Probleme über derartige Bauelemente können in einschlägiger Literatur (z. B. [1]) nachgelesen werden.

1.1. Ohmsche Widerstände

Eine Einteilung dieser Widerstände kann nach dem folgenden Schema erfolgen.



Schichtwiderstände bestehen aus einem Keramikkörper, auf den eine Kohle- oder Metallschicht aufgebracht ist. Durch das Einschleifen einer Wendel wird der Widerstand auf den endgültigen Wert abgeglichen. Nachteilig ist, daß durch diese Technologie die Widerstände mit einem induktiven Widerstandsanteil behaftet sind. Für die Anwendung in der Höchsthfrequenztechnik werden daher meist Metallschichtwiderstände ohne Wendelschliff eingesetzt.

Drahtwiderstände tragen eine Wicklung aus Widerstandsdraht auf einem keramischen Voll- oder Hohlkörper. Zum Schutz gegen äußere Einflüsse kann die Wicklung dieser Widerstände durch Lackieren, Glasieren oder Zementieren geschützt werden.

Der kleinste Wert der Belastbarkeit von Schichtwiderständen liegt bei 0,05 W, Höchstwerte in der Regel bei 2 W. Größere Werte der Belastbarkeit werden fast ausnahmslos als Drahtwiderstände ausgeführt. Abstufungen der Belastbarkeit und Darstellung im Schaltsymbol sind aus der TGL 16 008, Blatt 2, ersichtlich.

Veränderbare Widerstände werden als Schiebe- oder Drehpotentiometer gefertigt. Schichtdrehwiderstände können weiterhin als Einfach-, Doppel- oder Tandem-Schichtdrehwiderstand ausgeführt sein. Für die Abhängigkeit der Widerstandsänderung vom Drehwinkel existieren verschiedene Kurvenformen, wie z. B. linear, exponentiell steigend oder exponentiell fallend. Außerdem können Schichtdrehwiderstände noch mit Anzapfungen versehen sein.

Drahtdrehwiderstände werden mit linearer Widerstandscharakteristik für Widerstandswerte bis 25 k Ω und einer maximalen Belastbarkeit bis 250 W hergestellt.



Bild 1: Schaltsymbole für Widerstände nach TGL 16 008, Blatt 1

1.2. Kondensatoren

Eine Unterteilung läßt sich prinzipiell in Festkondensatoren und veränderbare Kondensatoren durchführen. Festkondensatoren lassen sich weiterhin nach der Art der Dielektrika sowie in gepolte und ungepolte Kondensatoren unterscheiden.

Zu den ungepolten Festkondensatoren zählen solche mit keramischem Dielektrikum sowie Dielektrikum auf Lackfilmbasis, Glimmer, Kunststoffolie, Papier und Metallpapierkondensatoren.

Gepolte Kondensatoren sind Elektrolytkondensatoren (Abk. Elko), die auf Aluminium- bzw. Tantalbasis hergestellt werden.

Keramische Kondensatoren, in Röhren- oder Scheibenausführung, können mit niedriger Dielektrizitätskonstante (NDK-Kondensatoren) oder mit hoher (HDK-Kondensatoren) gefertigt werden. Zeichnen sich erstgenannte durch hohe Kapazitätsstabilität, geringe Verluste, hohen Isolationswiderstand und Spannungsunabhängigkeit aus, so ist bei letztgenannten eine Abhängigkeit der genannten Faktoren durch bestimmte Einflüsse festzustellen, wie beispielsweise eine nichtlineare Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur und der anliegenden Spannung. Ihr Vorteil liegt bei großen Kapazitätswerten im Verhältnis zu geringen baulichen Abmessungen.

Festkondensatoren als Metallpapierkondensatoren bzw. mit Dielektrikum aus Papier oder Kunststoffolie sind Wickelkondensatoren. Sie werden in dicht verlöteten Metallbechern bis zu etwa 10 μ F oder in Röhren bis ca. 0,5 μ F untergebracht.

Die Papierkondensatoren werden durch Aufwickeln von Reinaluminiumfolie-Bändern von wenigen μm Dicke (etwa $5 \dots 12 \mu\text{m}$) mit dem Papierdielektrikum hergestellt. Zur Verbesserung der elektrischen Kennwerte des Dielektrikums erfolgt eine Imprägnierung mit Wachs, Vaseline oder Öl. Eine Ausführung des Papierkondensators, bei dem der Wickel in einem Porzellanrohr untergebracht ist, wird als dämpfungsarm („d“) bezeichnet. Die Dämpfungs- oder Induktivitätsarmut wird durch eine seitliche Versetzung der Belagfolien bei ganzflächiger Verlötlung der dabei entstehenden Folienüberstände erreicht. Eine andere ähnliche Ausführung mit guter Kontaktierung der Alufolie durch aufgeschweißte Kupferanschlüsse wird kontaktsicher („k“) bezeichnet.

Der Metallpapierkondensator (Abk. MP-Kondensator) zeichnet sich durch geringen Raumbedarf und die „Selbstaushilung“ aus. Zur Herstellung dieser Kondensatorenart wird das spezielle Kondensatorpapier lackiert und ein etwa $0,1 \mu\text{m}$ dicker Zinkbelag unter Vakuum aufgedampft. Dieses Papier mit Metallschicht wird anschließend aufgewickelt. Die Einsparung des Metallvolumens gegenüber dem oben geschilderten Papierkondensator ergibt den kleineren Raumbedarf. Bei Spannungsdurchschlag verdampft die dünne Metallschicht und es erfolgt eine Ausheilung oder Regeneration des Kondensators, da die Fehlerstelle im Dielektrikum wieder einwandfrei isoliert wird. Die dazu erforderliche Leistung ist derartig gering, daß dies ohne Gefahr für den Kondensator und andere Bauelemente vorgeht.

Es darf nicht unberücksichtigt bleiben, daß bei Verwendung in Wechselstromkreisen beachtet werden muß, daß die dünne Metallschicht die Stromwärme aus dem Inneren des Wickels nicht abführen kann.

Zur Erreichung hoher Güte in Schaltungen, speziell in Schwingkreisen, werden wegen des geringen Verlustfaktors $\tan \delta$ Kunststofffoliekondensatoren (Styroflex- bzw. Polystyrolkondensatoren) verwendet. In Schwingkreisen zeichnen sie sich zusätzlich noch durch den negativen Temperaturkoeffizienten aus, der den positiven der Induktivität kompensieren kann.

In Meßanordnungen, die hohe Konstanz von Kapazitätswert und Verlustfaktor über einen größeren Temperatur-, Zeit- und Frequenzbereich verlangen, wurden vielfach Glimmerkondensatoren eingesetzt. Da sich mit diesen Kondensatoren nur geringe Kapazitätswerte realisieren lassen, werden sie heute kaum noch verwendet.

Lackfilmkondensatoren sind im Aufbau dem MP-Kondensator ähnlich. Statt des Papiers wird eine bis $6 \mu\text{m}$ dicke Plastfolie verwendet. Da diese Kondensatoren ein noch geringeres Volumen als MP-Kondensatoren haben, eignen sie sich für den Einsatz in gedruckten Schaltungen.

Elektrolytkondensatoren haben den Vorteil der großen Kapazitätswerte im Verhältnis zur Baugröße, aber verschiedene Nachteile, die beim Einsatz unbedingt zu beachten sind. Als Dielektrikum dient beim Al_u-Elko eine Aluminiumoxidschicht, die durch einen elektrochemischen Formierungsprozeß erzeugt wird. Zwischen zwei Alufolien wird ein mit Elektrolyt getränktes Fließpapier gelegt, die Anordnung aufgewickelt und in einem Aluminiumbecher untergebracht. Eine angelegte Gleichspannung bewirkt die elektrochemische Formierung, wobei durch die Oxidbildung auf der Anode (Dielektrikum) der durch die Anordnung fließende Strom so weit zurückgeht, bis nur noch ein Reststrom fließt.

Durch diesen technologischen Prozeß ergibt sich ein gepolter Kondensator, der nur mit Gleichspannung bei geringem Wechselanteil betrieben werden darf. Da sich die als Dielektrikum wirkende Oxidschicht bei längerer Lagerung abbaut, macht sich vor der Inbetriebnahme ein erneuter Formierungsprozess erforderlich.

Durch Aufrauen der Alufolie vor der Formierung kann eine Kapazitätsvergrößerung erreicht werden.

Günstigere Eigenschaften, wie geringerer Reststrom und ein besseres Temperaturverhalten, sind mit Tantal-Elektrolytkondensatoren zu erreichen.

Unter veränderbaren Kondensatoren werden verstellbare (Drehkondensatoren) und einstellbare (Trimmer) verstanden.

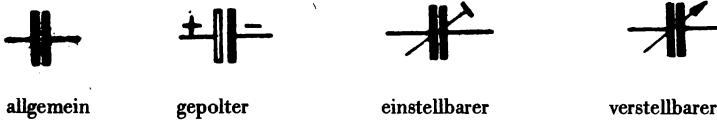


Bild 2: Schaltsymbole für Kondensatoren nach TGL 16 009

1.3. Induktivitäten

Als Induktivitäten werden in der Elektronik Trafos, Drosseln mit und ohne Eisenkern, sowie Schwingkreis- und Erregerspulen eingesetzt. Drosseln ohne Eisenkern werden auf Grund ihrer geringen Induktivität nur in den seltensten Fällen verwendet. Der Vorteil ist der Wegfall der evtl. störenden Eisenverluste.

Drosseln mit Eisenkern sind mit Mantelkern, E-I-Blechschnitt und Schnittbandkernen gebräuchlich. Mantelkerndrosseln haben dabei durch konstanten Luftspalt eine bestimmte Induktivität, während sich bei E-I-Kernen durch veränderlichen Luftspalt die Induktivität variieren lässt. Die Induktivität ist bei Verwendung von Eisenkernen stromabhängig, da μ_r von der magnetischen Feldstärke abhängig ist. Mit Schnittbandkernen aus speziellen Kernmaterialien (z. B. hochprozentigen Nickel-Eisenlegierungen) ergeben sich besondere Eigenschaften und Kennlinien. Bei mechanischer Beanspruchung verändern diese Materialien ihre magnetischen Werte. Durch die Herstellung von Schnittbandkernen wird dieser Einfluss ausgeschaltet.

Für Induktivitäten mit geringen L-Werten werden auch Kerne aus HF-Eisen (Carbonyleisen) verwendet, die allgemein als Massekerne bezeichnet werden. Für den gleichen Zweck werden auch Ferrite verwendet. Es handelt sich dabei um weichmagnetische Werkstoffe, die nach dem Sinterverfahren hergestellt werden.

Zu erwähnen sind hier noch Drosseln, die durch Vormagnetisierung in ihrem Induktivitätswert verändert werden können. Spezielle Anordnungen dieser Art sind als Transduktoren oder magnetische Verstärker bekannt.

Schwingkreisspulen sind Bauelemente, die zur Erreichung von höchsten Güten in derartigen Kreisen besonderen Anforderungen genügen müssen. Größter Wert wird daher hier auf verminderte Verluste gelegt. Aus diesem Grunde werden Eisenkerne aus dem bereits erwähnten HF-Eisen verwendet. Bekannteste Vertreter dieser Gruppe sind die sogenannten Bandfilter, die als Koppellemente in HF-Verstärkern Verwendung finden. Erregerspulen sind hauptsächlich in Relais zu finden.

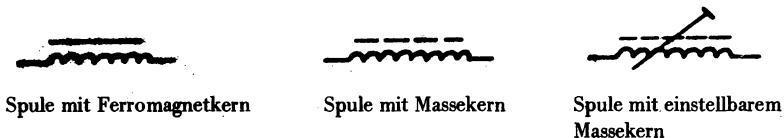
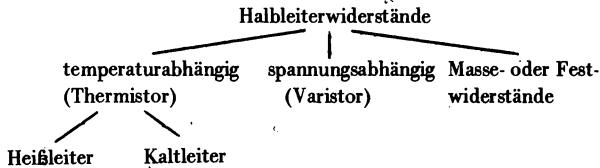


Bild 3: Schaltsymbole für Induktivitäten nach TGL 16 010

1.4. Spezielle Widerstände

Unter speziellen Widerständen sind vorwiegend die Halbleiterwiderstände zu verstehen. Sie werden meist als nichtlineare Widerstände ausgeführt, d. h., zwischen Spannung und Strom am Bauelement hat das Ohmsche Gesetz keine Gültigkeit.



Die nachfolgenden Angaben und Kennlinien wurden [2] entnommen: Heißeleiter vergrößern ihre Leitfähigkeit, d. h. verringern ihren Widerstand mit steigender Temperatur.

Für den Widerstand R in Ω eines Heißeleiters bei der Temperatur T in K gilt die Beziehung:

$$R = a \cdot e^{\frac{b}{T}} \quad (1.1.)$$

mit $a =$ „Mengenkonstante“ in Ω , $b =$ „Energiekonstante“ in K und $e =$ Basis der natürlichen Logarithmen.

Eine Temperaturänderung kann dabei durch Eigenerwärmung oder Fremderwärmung erfolgen. Aus der Typenbezeichnung TN ist der negative Temperaturkoeffizient (N) ersichtlich. Ein dritter Buchstabe gibt Aufschluß über die Anwendungsmöglichkeit.

TNA = Anlaßwiderstand	(z. B. in Röhrenheizkreisen)
TNK = Kompensationswiderstand	(z. B. in Transistorschaltungen)
TNM = Meßwiderstand	(z. B. Meßfühler)
TNR = Regelwiderstand	(z. B. Spannungskonstanthaltung)
TNS = Spezialwiderstand	(z. B. Mikroheißleiter zur Temperaturmessung)

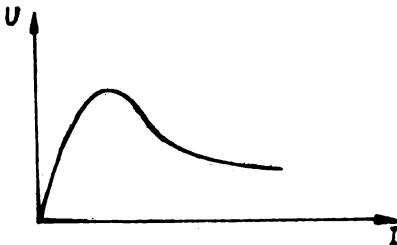


Bild 4a:
Prinzipielle Strom-Spannungskennlinie eines Thermistors

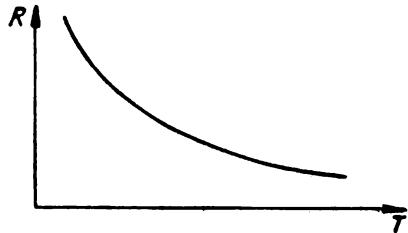


Bild 4b:
Prinzipielles Temperatur-Widerstands-Verhalten eines Heißeleiters

Die Widerstandsabhängigkeit eines Kaltleiters, der einen positiven Temperaturkoeffizienten aufweist, ist mathematisch nicht darstellbar. Bis zur Sprungtemperatur T_S verhält sich ein Kaltleiter wie ein Widerstand mit geringem negativem Temperaturkoeffizienten. Durch die Eigenerwärmung steigt der Widerstand bei weiterer Spannungserhöhung an, wobei ein Sinken des Stromes eintritt. Eine lawinenartige Stromzunahme und damit Zerstörung des Kaltleiters tritt ein, wenn das Widerstandsmaximum des Bildes 5 a überschritten wird, da das Bauelement dann Heißleiterverhalten mit abnehmendem Widerstand zeigt.

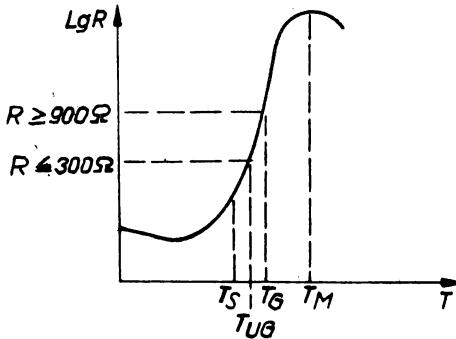


Bild 5a: Prinzipieller Verlauf der Temperaturabhängigkeit des Widerstandes bei einem Kaltleiter

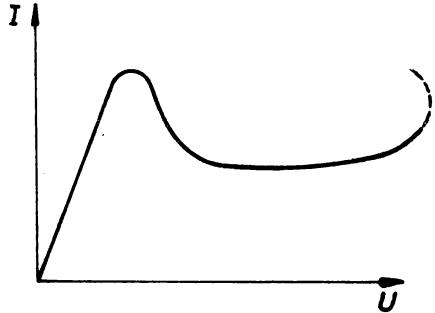


Bild 5b: Strom-Spannungskennlinie eines Kaltleiters

Die Abkürzungen in Bild 5 a bedeuten:

- T_S = Sprungtemperatur, der Widerstand ist auf $(1,5...5) R_{20}$ angestiegen
- T_M = Maximaltemperatur, höchste zulässige Temperaturbelastung
- T_{UC} = untere Schaltgrenztemperatur, der Widerstandswert des Kaltleiters beträgt maximal 300Ω
- T_G = Schaltgrenztemperatur, der Widerstandswert ist größer als 900Ω

Spannungsabhängige Widerstände (VDR-Widerstände = voltage dependant resistor) oder Varistoren bestehen aus Siliziumkarbid, das einem anschließenden Sintervorgang unterworfen wurde.

Zwischen Spannung und Strom besteht die Beziehung:

$$U = C \cdot I^\beta \quad (1.2.)$$

β = Nichtlinearitätskoeffizient, er liegt zwischen $0,15...0,30$

C = von der Bauform abhängige Konstante; sie gibt die Spannung an, die am Varistor anliegen müßte, damit ein Strom von 1 A fließen würde

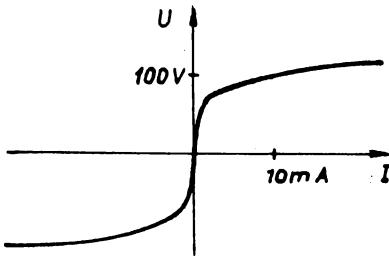


Bild 6: Strom-Spannungs-Kennlinie eines Varistors

Diese Angaben treffen für Betrieb mit Gleichspannung zu. Bei Wechselspannung wirken Varistoren wie verlustbehaftete Kapazitäten und zeigen Hystereseerscheinungen im Strom-Spannungs-Oszillogramm. Hinweise der Hersteller sind daher zu beachten.

Festwiderstände werden für Sonderanwendungen in der Elektrotechnik eingesetzt. Es handelt sich dabei um halbleitende Volumenwiderstände auf oxidkeramischer Basis, die als Dämpfungswiderstände oder Zündwiderstände für Quecksilber-Hochdrucklampen benutzt werden.



Heißleiter



Kaltleiter



Varistor

Bild 7: Schaltsymbole für Heißleiter nach TGL 16 008

Zusammenfassung der Abschnitte 1.1. bis 1.4.

Als passive Bauelemente werden solche bezeichnet, die keine Verstärkung bewirken. Es werden ohmsche, kapazitive, induktive und spezielle Widerstände unterschieden. Ohmsche Widerstände werden in Schicht- und Drahtwiderstände sowie in Festwiderstände und veränderbare Widerstände eingeteilt. Beachtenswert sind Belastbarkeit und Temperaturkoeffizient.

Kondensatoren werden in feste und veränderbare unterschieden. Die Festkondensatoren können nach Art des Dielektrikums in keramische, Papier-, Metallpapier- und Kunststoffoliekondensatoren unterteilt werden. Bei der Anforderung größter Kapazitätswerte werden Elektrolytkondensatoren eingesetzt. Werden geringe Restströme gefordert, werden Elektrolyt-Tantal-Kondensatoren benutzt.

Induktivitäten werden in Drosseln mit und ohne Eisenkern, Schwingkreis- und Erregerspulen unterteilt. Drosseln mit Eisenkern werden mit Mantel- und E-I-Kern ausgeführt. Für spezielle Zwecke werden Sonderwerkstoffe für Kerne verwendet, die dann als Schnittbandkerne ausgeführt sein können. Beachtenswert ist die Abhängigkeit des Induktivitätswertes vom Strom bei Spulen mit Eisenkern.

Schwingkreisspulen werden zum Erreichen entsprechender Güte mit HF-Eisenkernen ausgeführt.

Unter speziellen Widerständen sind vorwiegend temperatur- und spannungsabhängige Widerstände zu verstehen. Temperaturabhängige Widerstände werden in Heiß- und Kaltleiter unterteilt. Beim Heißleiter oder Thermistor kann die Widerstandsänderung durch Eigen- oder Fremderwärmung erreicht werden.

Aufgaben

- A1 Was verstehen Sie unter dem Begriff passives Bauelement?
- A2 Warum eignen sich Kohleschichtwiderstände nicht zum Einsatz in der Höchstfrequenztechnik?
- A3 Was verstehen Sie unter einem MP-Kondensator und einem Elko und durch welche Eigenschaften zeichnen sich beide Kondensatorarten aus?
- A4 Welche Kernmaterialien werden bei Induktivitäten verwendet, die in der Elektronik eingesetzt werden?
- A5 Was verstehen Sie unter einem Thermistor und einem Varistor?

2. Dioden

2.1. Leitungsmechanismus im Halbleiter

Die Zusammenhänge des Leitungsmechanismus im Halbleiter wurden bereits ausführlich im Lehrgebiet Physik behandelt. Außerdem können diese Verhältnisse in einschlägiger Literatur, wie z. B. in [3], nachgelesen werden. Die grundsätzlichen Zusammenhänge sollen anschließend kurz wiederholt werden.

Es existieren zwei Formen des Leitungsmechanismus: die thermische Eigenhalbleitung oder Eigenleitung (i-Leitung von i = intrinsic) und die Störstellenleitung.

Bei der Betrachtung der Eigenleitung wird von einem störungsfreien Kristallaufbau ausgegangen. Durch äußeren Einfluß, wie Wärme oder Lichtanregung, können sich einzelne Elektronen aus der Atombindung losreißen (Generation oder Paarbildung) und als freie Elektronen im Kristallgitter bewegen. Das zurückbleibende Loch weist ebenfalls eine Ladung auf und wird als Defektelektron bezeichnet. Beim Zurückfallen des Elektrons in ein Loch (Rekombination) ist dessen Bewegung beendet.

Für die Inversions- oder Eigenleitungsdichte n_i gilt das Massenwirkungsgesetz:

$$p \cdot n = n_i^2 \quad (2.1.)$$

wobei p = Defektelektronendichte und n = Elektronendichte bedeuten. Für die Eigenleitung sind beide Trägerdichten gleich groß. Die Störstellenleitung entsteht dadurch, daß in die sehr rein hergestellten Halbleiterwerkstoffe (Reinheitsgrad 10^{-9} , d. h. auf 10^9 Eigenatome des Halbleiterwerkstoffes darf ein Störatom entfallen) aus Germanium oder Silizium, welche der 4. Gruppe des periodischen Systems der Elemente angehören, Fremdatome eingebaut (dotiert) werden, die in der Wertigkeit den Nachbargruppen angehören.

Geschieht die Dotierung mit Fremdatomen der 3. Gruppe (z. B. Indium oder Aluminium), so entsteht eine Defektelektronenleitung, auch als p- oder Mangleitung bezeichnet, da die Fremdatome Elektronen des Halbleitermaterials annehmen. Fremdatome mit derartigen Eigenschaften sind Akzeptoren.

Werden fünfwertige Fremdatome (z. B. Arsen oder Antimon) zugesetzt, so sind diese in der Lage, Elektronen abzugeben. Es entsteht die n- oder Überschuleitung. Elektronenspender werden als Donatoren bezeichnet.

Durch thermische Eigenleitung des Grundmaterials sind jedoch immer beide Ladungsträgerarten gleichzeitig vorhanden. Die in der Überzahl vorhandenen werden als Majoritätsträger angesprochen, sie bestimmen den Leitungstyp des Kristalls.

Die in der Minderheit vorhandenen Ladungsträger werden als Minoritätsträger bezeichnet. Bemerkenswert ist weiterhin, daß die zur Zeit gefertigten Halbleiterbauelemente vorwiegend auf Silizium aufgebaut sind, da sich hier günstigere elektrische Werte und höhere zulässige Temperaturen ergeben.

2.2. Verhältnisse am pn-Übergang

Der pn-Übergang ist der funktionsbestimmende Abschnitt eines Halbleiterbauelementes. Er entsteht dadurch, daß in einem Kristall zwei halbleitende Gebiete unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps räumlich aneinanderstoßen.

Technologisch lassen sich derartige pn-Übergänge durch die Legierungs- oder Diffusionstechnik erreichen.

Die grundsätzliche Betrachtung soll zunächst am stromlosen pn-Übergang erfolgen, d. h. an den Kristall wird keine äußere Spannung angelegt. Voraussetzung dafür ist weiterhin die gleiche Dotierungsdichte in beiden Gebieten.

Durch die unterschiedliche Ladungsträgerkonzentration an der Grenzschicht diffundieren Ladungsträger in das jeweils anders polarisierte Gebiet. Der so entstehende Diffusionsstrom ist von der Temperatur abhängig. Der Vorgang wird allgemein als Wärmediffusion bezeichnet.

Durch das Abdiffundieren von Ladungen bilden sich in der Grenzschicht Raumladungen. Aus dem p-Gebiet sind Defektelektronen abgewandert und durch die zurückbleibenden ortsfesten Akzeptoren, die negativ ionisiert sind, ergibt sich dort eine negative Raumladung. Im n-Gebiet verbleiben nach dem Abwandern der Elektronen positive Donatoren, so daß sich an dieser Stelle eine positive Raumladung ausbildet.

Die Raumladungen bewirken ein elektrisches Feld, welches eine Potentialdifferenz hervorruft, die als Diffusionsspannung U_D bezeichnet wird.

$$U_D = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \frac{p_p}{p_n} \quad (2.2)$$

In dieser Beziehung bedeuten: k = Boltzmannkonstante, T = absolute Temperatur, e = Elementarladung, p_p = Defektelektronenkonzentration im p-Gebiet und p_n = Defektelektronenkonzentration im n-Gebiet.

Als Temperaturspannung wird bezeichnet:

$$U_T = \frac{k \cdot T}{e} \quad (2.3)$$

Sie beträgt bei Raumtemperatur $U_T = 26$ mV.

Durch das elektrische Feld wird ein Feldstrom hervorgerufen. Für den Fall, daß keine äußere Spannung anliegt, halten sich Feld- und Diffusionsstrom die Waage. Es bildet sich ein thermodynamisches Gleichgewicht aus, und der Übergang ist nach außen hin elektrisch neutral. Zwischen den beiden Raumladungen bildet sich eine ladungsträgerfreie Zwischenschicht der Breite d_s aus.

Wird an den Übergang eine äußere Spannung gelegt, so tritt eine Störung des Gleichgewichtszustandes im Inneren auf. Erfolgt das Anlegen der Spannung mit der Polarität, daß der Pluspol am p-Gebiet und der Minuspol am n-Gebiet liegen, so ergibt sich die Durchlaßrichtung der Anordnung. Durch die äußere Spannung U_F (Durchlaßrichtung Index F = forward = vorwärts) erfolgt ein Abbau der Potentialschwelle U_D , der Feldstrom sinkt, und der Diffusionsstrom nimmt zu.

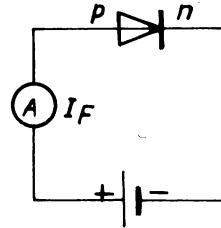
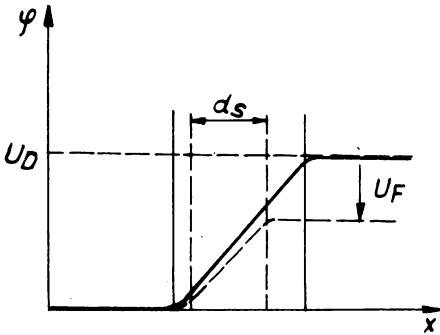


Bild 8: In Durchlaßrichtung gepolter pn-Übergang nach [4]

Die Grenzschicht wird mit weiteren Elektronen aus dem n-Gebiet und Defektelektronen aus dem p-Gebiet zugeschwemmt. Die Sperrschichtbreite d_s nimmt ab und der Übergangswiderstand sinkt. (Bild 8)

Beim Umpolen der äußeren Spannung wird die Potentialschwelle angehoben, der Feldstrom nimmt zu, und die Ladungsträger wandern aus der Grenzschicht in ihre jeweiligen Gebiete zurück. Der pn-Übergang befindet sich in Sperrichtung, da die Sperrschichtbreite zunimmt und der Übergangswiderstand steigt. Die äußere Spannung wird in der Sperrichtung mit Index R versehen, der von revers = zurück abgeleitet ist (Bild 9).

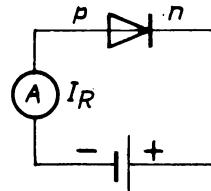
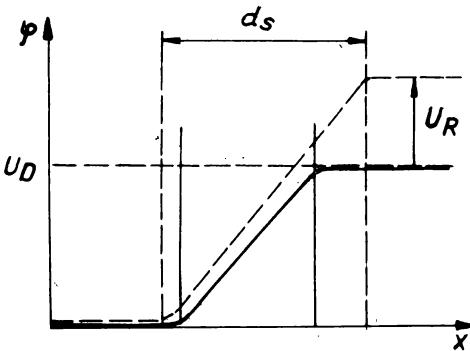


Bild 9: pn-Übergang in Sperrichtung gepolt nach[4]

Die in der Grenzschicht durch thermische Eigenleitung entstehenden Minoritätsträger passieren den Übergang und bilden einen Sperrstrom, der stark von der Temperatur abhängig ist und bereits bei geringen Sperrspannungen Sättigungscharakter zeigt. Eine Temperaturerhöhung um 10 Grad bewirkt eine Verdoppelung des Reststromes. Wird die Sperrspannung stark erhöht, so tritt beim Überschreiten eines bestimmten Wertes ein starkes Ansteigen des Reststromes auf. Wird dieser Strom nicht auf einen zulässigen Wert begrenzt, so tritt eine Zerstörung des Überganges durch thermische Überlastung ein.

Dieser Stromanstieg ist auf zwei Effekte zurückzuführen: den Zenereffekt und den Lawinen- oder Avalancheeffekt.

Der Zener-Effekt beruht darauf, daß bei hohen Feldstärken durch elektrostatische Kraftwirkung Ladungsträger aus ihren Atombindungen herausgerissen werden. Der Temperaturkoeffizient dieses Effektes ist negativ.

Der Lawineneffekt ist auf Stoßionisation zurückzuführen, d. h., freibewegliche Elektronen werden durch die Feldstärke so beschleunigt, daß sie in der Lage sind, aus neutralen Atomen Ladungsträger herauszuschlagen. Diese werden ebenfalls wieder beschleunigt, wodurch sie in die Lage versetzt werden, weitere Ladungsträger aus neutralen Atomen freizusetzen. Es ergibt sich somit ein lawinenartiges Anwachsen des Sperrstromes.

Zusammenfassung zu 2.2.

Ein durch Legierungs- oder Diffusionstechnik gefertigter pn-Übergang wird zunächst ohne angelegte äußere Spannung betrachtet. Durch Wärmeeinwirkung diffundieren Elektronen aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet und Defektelektronen aus dem p-Gebiet in das n-Gebiet. Die zurückbleibenden ionisierten Fremdatome bilden eine Raumladung. Durch das dabei erzeugte elektrische Feld entsteht eine Potentialdifferenz, die Diffusionsspannung U_D . Die Potentialbildung ruft weiterhin einen Feldstrom hervor, der dem Diffusionsstrom entgegengerichtet ist und zu einem thermodynamischen Gleichgewicht führt. Der pn-Übergang ist nach außen hin elektrisch neutral.

Wenn an die Anordnung eine äußere Spannung mit dem Pluspol an das p-Gebiet und mit dem Minuspol an das n-Gebiet gelegt wird, dann herrscht Durchlaßrichtung, der Diffusionsstrom überwiegt, und der pn-Übergang wird mit Ladungsträgern zugeschwemmt.

Beim Umpolen der äußeren Spannung, also Minuspol am p-Gebiet, liegt Sperrichtung vor. Der Feldstrom überwiegt, und die Ladungsträger werden in ihre Gebiete zurückgedrängt, so daß sich die Sperrschicht verbreitert. Durch Minoritätsträger, die durch thermische Eigenleitung entstehen, fließt ein geringer Sperrstrom. Wird die Sperrspannung über einen bestimmten Wert erhöht, so ist eine starke Zunahme des Sperrstromes durch Zener- oder Lawineneffekt zu verzeichnen, die bei ungenügender Strombegrenzung zur thermischen Zerstörung der Anordnung führt.

Aufgaben:

A 6 Erläutern Sie kurz die Begriffe thermische Eigenleitung oder Eigenhalbleitung, Störstellenleitung, Majoritätsträger und Minoritätsträger.

A 7 Erklären Sie die Funktion eines pn-Überganges in den Zuständen:

- a) ohne äußere Spannung
- b) mit äußerer Spannung in Durchlaßrichtung
- c) mit äußerer Spannung in Sperrichtung

2.3. Dioden, technische Ausführung

2.3.1. Allgemeine Grundlagen

Im Rahmen dieses Abschnitts sollen die Probleme der Kleinleistungsdioden behandelt werden, die in der Informationselektronik zum Gleichrichten, Begrenzen, Stabilisieren und Schalten eingesetzt werden. Angaben über Dioden der Leistungselektronik können der Lehrbriefreihe „Leistungselektronik“ entnommen werden.

Kleinleistungsdioden werden meist als Flächendioden, vorwiegend auf Siliziumbasis, hergestellt. Da diese wegen der großflächigen Ausführung und der damit verbundenen Kapazität schlechte

HF-Eigenschaften aufweisen, werden für Anwendungen im HF-Bereich Spitzendioden mit Germanium- oder Siliziumhalbleiterwerkstoff eingesetzt. Auf den Halbleiterwerkstoff wird eine sehr dünne Spitze aufgesetzt, die meist aus sehr dünnem Wolframdraht besteht. Durch einen Formierungsprozeß, der aus einem kurzen Stromstoß besteht, wird der eigentliche pn-Übergang geschaffen.

Die Strom-Spannungskennlinie einer Diode ist im Bild 10 dargestellt.

Für ihren Verlauf gilt die Beziehung:

$$I = I_{RS} \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right) \quad (2.4.)$$

mit I_{RS} = Sperrsättigungsstrom, U_T = Temperaturspannung und U = anliegende Spannung, die in Durchlaßrichtung positiv gezählt wird.

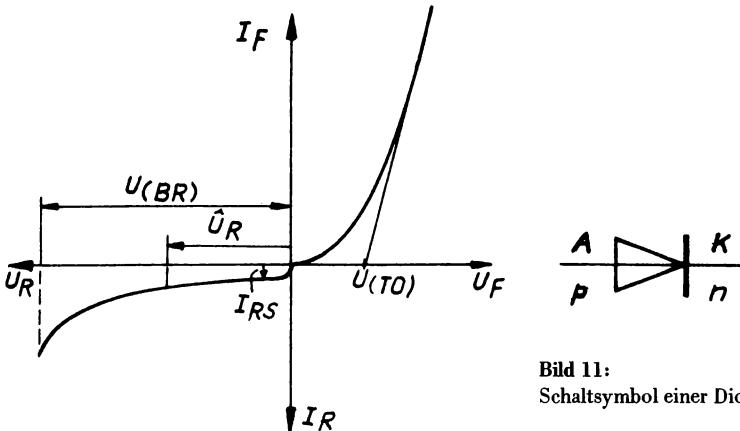


Bild 11:
Schaltsymbol einer Diode

Bild 10: Strom-Spannungskennlinie einer Diode

Beim idealisiert betrachteten pn-Übergang wird der Sperrsättigungsstrom über einen weiten Bereich als spannungsunabhängig betrachtet.

Vorwiegend durch Oberflächeneffekte ergibt sich der im Bild 10 dargestellte Kennlinienverlauf im Sperrgebiet. Die maximale Sperrspannung, bei der die Zerstörung der Diode eintritt, wird als Durchbruchspannung $U_{(BR)}$ bezeichnet. Aus Sicherheitsgründen wird die höchstzulässige Scheitelsperrspannung \hat{U}_R , die in den meisten Fällen auch der Sperrgleichspannung U_R entspricht, zu 50 % der Durchbruchspannung angegeben.

Die Sperrströme liegen bei Kleinleistungsdioden aus Germanium im μA -Bereich, bei Siliziumdioden betragen sie einige nA.

Eine Diode ist in Durchlaßrichtung gepolt, wenn die Anode positiver als die Katode ist, wenn also der Pluspol am p-Gebiet liegt. Ein Stromfluß setzt jedoch erst ein, wenn der Wert der Diffusionsspannung überschritten wird, der hier als Schleusenspannung $U_{(T0)}$ bezeichnet wird. Die Größe der Schleusenspannung liegt bei Germaniumdioden bei 350 mV, bei Siliziumdioden beträgt sie 700 mV. Die Neigung der Kennlinie zur I_F -Achse im Durchlaßbereich ist auf das Vorhandensein des Bahnwiderstandes r_B zurückzuführen. Der Bahnwiderstand wird durch die Kristallgebiete

gebildet, die sich zu beiden Seiten an die Grenzschicht anschließen. Bei kleinen Durchlaßströmen fällt die Durchlaßspannung U_F im wesentlichen über der Grenzschicht ab. Die Spannungsabfälle über den Bahngebieten sind dem Durchlaßstrom proportional. Beim Einsatz einer Si-Diode im Schalterbetrieb wird in vielen praktischen Fällen mit einer idealisierten Diodenkennlinie gearbeitet. Der Reststrom wird wegen seines geringen Wertes vernachlässigt und für den Durchlaßspannungsabfall wird ein konstanter Wert von $U_F = 0,8 \text{ V}$ gesetzt. (Bild 12)

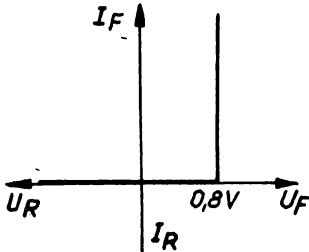
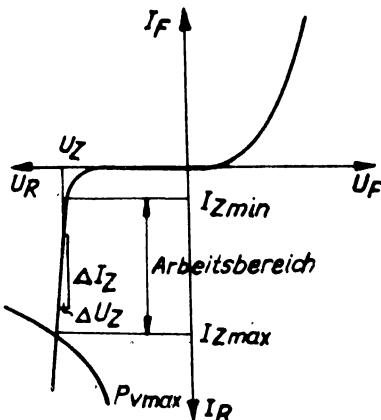


Bild 12:
Idealisierte Diodenkennlinie nach [5]

Für die Durchlaßrichtung werden von den Herstellern als weitere Kennwerte der Durchlaßgleichstrom I_F und der periodische Spitzendurchlaßstrom I_{FRM} in Datenblättern angegeben. Diese Werte sind meist absolute Grenzwerte.

Bei Betrieb mit Wechselspannung ist das dynamische Verhalten einer Diode zu beachten. Durch auftretende Speichereffekte im pn-Übergang ist der Diode eine Sperrschichtkapazität zuzuordnen. Beim Umschalten des Überganges vom Durchlaß- in den Sperrzustand muß die Anhäufung von Ladungsträgern in der Grenzschicht abgebaut werden, bevor der eigentliche Sperrzustand einsetzt. Die hierzu erforderliche Zeit wird als Sperrerholungszeit t_{rr} bezeichnet. Sie liegt bei Schaltdioden im Bereich einiger Nanosekunden.

2.3.2. Spezielle Dioden



Z-Dioden sind spezielle Siliziumdioden, die zum Begrenzen und Stabilisieren von Spannungen und für weitere Anwendungen, wie beispielsweise Spreizung der Meßbereiche bei Meßgeräten, verwendet werden.

Es handelt sich hierbei um eine Diodenart, die im Durchbruchgebiet betrieben wird. Die Dotierung ist so ausgeführt, daß die gesamte Fläche des pn-Überganges gleichmäßig am Ladungsträgertransport beteiligt ist. Der Durchbruch ist daher reversibel und eine Zerstörung der Diode tritt erst ein, wenn die maximal zulässige Verlustleistung P_{Vmax} überschritten wurde.

Der Durchbruch kann dabei auf den Zenereffekt ($U_Z \leq 5,7 \text{ V}$) mit negativem Temperaturkoeffizienten oder den Lawineneffekt ($U_Z \geq 5,7 \text{ V}$) mit positivem Temperaturkoeffizienten zurückgeführt werden.

Im Arbeitsbereich kann der differentielle oder Z-Widerstand r_Z definiert werden:

$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} \quad (2.5.)$$

Er stellt den Wechselstrominnenwiderstand der Diode dar. Für eine gute Stabilisierung muß r_Z möglichst klein sein. Die stabilisierende Wirkung ergibt sich dadurch, daß bei großen Stromänderungen nur eine kleine Spannungsänderung erfolgt.

Z-Dioden werden für kleine Leistungen ($\approx 250 \text{ mW}$) zum Liefern einer Bezugsspannung und für größere Leistungen ($I_{Z \text{ max}} \approx 1,5 \text{ A}$ mit Kühlblech) zur Stabilisierung von Speisespannungen gefertigt. Da der Zenereffekt erst ab etwa 5 V wirksam wird, wird ein Diodentyp mit $U_Z \approx 0,75 \text{ V}$ in Durchlaßrichtung betrieben. Die Stabilisierung von Spannungswerten zwischen $1,5 \text{ V}$ und 5 V kann durch Reihenschaltung mehrerer Z-Dioden mit $U_Z = 0,75 \text{ V}$ erfolgen.

Die maximale Z-Spannung, der von der Halbleiterindustrie der DDR gefertigten Z-Dioden, liegt bei $U_Z = 22 \text{ V}$.

Wird zur Erzeugung einer Bezugsspannung ein nahezu temperaturunabhängiges Bauelement benötigt, so werden hierfür Referenzelemente eingesetzt. Es handelt sich dabei um die Reihenschaltung einer Z-Diode mit einer oder mehreren gewöhnlichen Si-Dioden zur Kompensation des Temperaturganges.

Zur Stabilisierung oder Begrenzung von Wechselspannungen werden zwei Z-Dioden gleichen Typs gegeneinander in Reihe geschaltet.

Kapazitätsdioden, auch als Varicaps bezeichnet, werden anstelle von Drehkondensatoren zur elektronischen Abstimmung in Schwingkreisen eingesetzt. Bei dieser Diodenart wird die Abhängigkeit der Sperrschichtbreite von der Höhe der angelegten Sperrgleichspannung ausgenutzt.

Die **Tunneldiode**, auch als Esakidiode bezeichnet, zeigt kein Sperrverhalten. Durch den Tunnel-effekt, der die Fähigkeit von Elektronen darstellt, einen Potentialwall zu durchtunneln, ergibt sich im Durchlaßbereich ein Abschnitt der Strom-Spannungskennlinie mit fallendem Charakter. Der negative differentielle Widerstand ermöglicht den Einsatz des Bauelementes zur Verstärkung bzw. zur Erzeugung von Schwingungen. Diese Dioden lassen sich im Tunnelgebiet bis zu höchsten Frequenzen im Gigahertzbereich anwenden (parametrische Verstärker bzw. Tunneldiodensender in drahtlosen Mikrofonen).

Eine **Vierschichtdiode** oder Diac kann als Trigger, z. B. zur Ansteuerung von Thyristoren, verwendet werden. Durch die Anordnung der vier Halbleiterschichten sperrt die Diode prinzipiell in beiden Richtungen der angelegten Spannung. Wird in Durchlaßrichtung (positives Potential an der Anode) ein bestimmter Spannungswert erreicht, der als Schaltspannung U_S bezeichnet wird, so geht das Bauelement schlagartig in den leitenden Zustand über. Die Wirkungsweise ist identisch mit der eines Thyristors, der durch Überschreiten der Nullkippspannung gezündet wird.

Fotodiode und **Lumineszenzdiode** werden im Lehrbrief 2 (Wandler und elektronische Verstärker) behandelt.

Backward-Dioden (Rückwärtsdioden) arbeiten ähnlich wie Tunneldioden, wobei die Bezeichnung durch Vertauschung des Kennlinienverlaufes von Durchlaß- und Sperrichtung entstand. Anwendung finden sie als Schalter oder Gleichrichter im Millivoltbereich.



Z-Diode



Kapazitätsdiode



Tunnelodiode



Vierschichtdiode

Bild 14: Schaltsymbole spezieller Dioden nach TGL 16 016

Zusammenfassung zu 2.3.

Kleinleistungsdioden, die in der Informationselektronik zum Gleichrichten, Schalten, Begrenzen und Stabilisieren eingesetzt werden, können als Flächen- oder Spitzendiode ausgeführt sein. Als Halbleitermaterial wird meist Silizium verwandt.

Für den Betrieb interessierende statische Kennwerte in Sperrichtung sind Scheitelsperrspannung \hat{U}_R oder Sperrgleichspannung U_R . Die meist vernachlässigbaren Sperrströme liegen bei Germaniumdioden im μA -Bereich, bei Siliziumdioden im nA-Bereich.

In Durchlaßrichtung interessieren Schleusenspannung $U_{(T0)}$, Durchlaßgleichspannung U_F , Durchlaßgleichstrom I_F und Spitzendurchlaßstrom I_{FRM} . In vielen Fällen wird mit einer idealisierten Diodenkennlinie gearbeitet, wobei der Sperrstrom vernachlässigt und mit einer belastungs-unabhängigen Durchlaßspannung U_F gearbeitet wird. Für das dynamische Verhalten ist die Sperr-erholungszeit t_{rr} von Bedeutung.

Bei der Betrachtung spezieller Dioden nimmt die Z-Diode einen dominierenden Platz ein. Es handelt sich dabei um eine im Durchbruchgebiet arbeitende Siliziumdiode, die auf Grund ihrer Stromspannungskennlinie zum Stabilisieren und Begrenzen von Spannungen geeignet ist.

Aufgaben:

- A 8 Skizzieren Sie die Strom-Spannungs-Kennlinie einer Kleinleistungsdiode und tragen Sie die wichtigsten Kennwerte ein.
- A 9 Was verstehen Sie unter einer Z-Diode und für welche Aufgaben wird sie eingesetzt?

3. Aktive Bauelemente

3.1. Bipolare Transistoren

Die Bezeichnung dieser Art von Transistoren ist entstanden, da sie zu ihrer Funktion zwei Arten von Ladungsträgern benötigen, Elektronen und Defektelektronen oder Majoritäts- und Minoritätsträger.

Das Gegenstück sind unipolare Transistoren, die lediglich mit Majoritätsträgern arbeiten. Sie sind unter der Bezeichnung Feldeffekttransistoren (FET) bekanntgeworden und zeigen gegenüber bipolaren Transistoren den Vorteil, daß sie keine Steuerleistung benötigen. Dadurch wird ihr Verhalten dem einer Elektronenröhre ähnlich.

3.1.1. Aufbau und Wirkungsweise der bipolaren Transistoren

Die historisch erste Form des Transistors war der Spitzentransistor, der durch zwei auf das Halbleitermaterial aufgesetzte Metallspitzen mit anschließender Formierung realisiert wurde.

Wegen der geringen Leistung und der starken Streuung der Kennwerte hatte sich jedoch diese Bauart schnell überlebt.

Die heute gefertigten Transistoren weisen flächige pn-Übergänge auf, die nach verschiedenen Technologien hergestellt werden können. Ein Transistor besteht aus zwei pn-Übergängen, die die Zonenfolge pnp oder npn aufweisen können. Die beiden äußeren Schichten sind stärker mit Fremdatomen dotiert als die mittlere dünne Zone, so daß in dieser nur geringfügige Rekombinationen stattfinden.

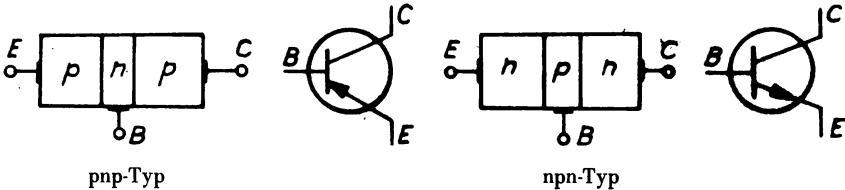


Bild 15: Prinzipieller Aufbau und Schaltsymbole eines Transistors

Die Elektroden werden als Emitter E (Aussender), Basis B und Kollektor C (Sammler) bezeichnet.

Als Halbleitermaterial wurde für Flächentransistoren längere Zeit Germanium wegen seiner einfachen Herstellung verwendet. Die Transistoren wurden nach dem Legierungsverfahren mit homogener Basisdotierung hergestellt, es handelte sich dabei um pnp-Transistoren. Durch die homogene Basisdotierung ergibt sich eine relativ langsame Ladungsträgerbewegung, die im wesentlichen durch thermische Diffusion erfolgt. Dadurch ergibt sich eine Beschränkung der Anwendung dieser Transistoren auf das Niederfrequenzgebiet (NF). Wegen ungünstiger Eigenschaften, wie höherer Restströme und geringe Sperrschichttemperaturen, werden moderne Transistoren meist als Siliziumplanartransistoren mit npn-Zonenfolge gefertigt. In den nachfolgenden Ausführungen sollen kurze Bemerkungen über die Fertigung der bipolaren Transistoren gemacht werden.

Beim Siliziumplanartransistor wird die Wirkung des Siliziumdioxids (SiO_2), die Kristalloberfläche gegen äußere Einflüsse zu schützen, ausgenutzt. Nachteilig wirkt bei dieser Technologie die hohe Restspannung, die bei einem durchgesteuerten Transistor im Schalterbetrieb auftritt.

Durch die Anwendung einer Epitaxieschicht können jedoch derartige Nachteile vermieden werden.

Die einzelnen Fertigungsphasen der Technologie eines Silizium-Epitaxial-Planartransistors sind aus Bild 16 ersichtlich. Derartige Transistoren werden mit inhomogener Basisdotierung gefertigt, so daß sich eine Raumladungsausbildung im Basisraum ergibt. Das dadurch auftretende elektrische Feld bewirkt eine Beschleunigung der Ladungsträger, was zu deren Driften führt. Bei extrem dünner Ausführung der Basiszone ($1 \mu\text{m}$) lassen sich solche Drifttransistoren bis in das GHz-Gebiet verwenden.

Eine polierte Substratplatte, die aus einem etwa $200 \mu\text{m}$ dicken niederohmigen n-leitenden Silizium besteht, bildet die Grundlage des Transistors. Auf dieser ist eine etwa $10 \dots 15 \mu\text{m}$ dicke hochohmige Schicht epitaktisch, d. h. unter Beibehaltung des einkristallinen Gefügeaufbaues, z. B. aus einer Gasphase, gewachsen.

Die darauf befindliche SiO_2 -Schicht ist etwa $1 \mu\text{m}$ dick (Bild 16a).

In diese Anordnung wird anschließend ein Fenster freigeätzt, in das die p-leitende Basis eindiffundiert wird (Bild 16b).

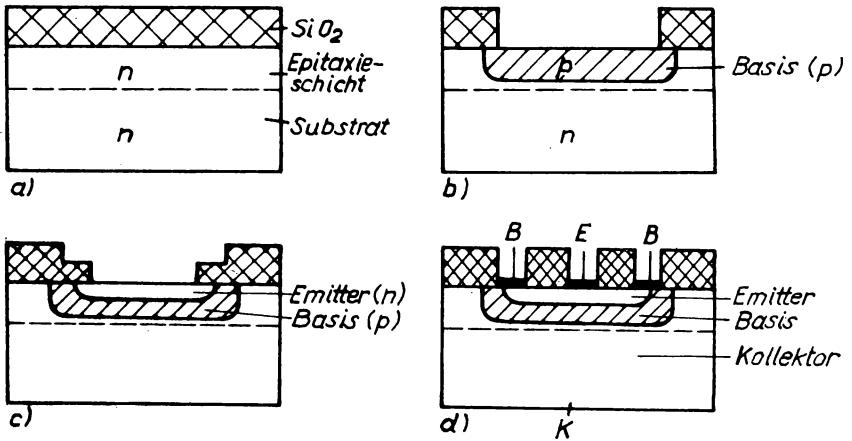


Bild 16: Fertigungsphasen eines Epitaxial-Planar-Transistors nach [3]

In weiteren Fertigungsphasen wird die Basis wieder mit einer SiO_2 -Schicht überzogen, in die wieder ein Fenster zur Diffusion des n-leitenden Emitters geätzt wird (Bild 16c).

Der letzte Arbeitsgang ist schließlich das Kontaktieren der drei Anschlüsse (Bild 16d). Das kontaktierte Halbleiterelement wird schließlich in einem Metallgehäuse untergebracht oder in einem Kunststoff gegossen (Miniplastransistor).

Die positive Stromrichtung der Transistorströme wurde so festgelegt, daß die zum Kristall hinfließenden Ströme (entsprechend der technischen Stromrichtung) positiv gezählt, wegfließende negativ gezählt werden (Bild 17).

Der Transistor kann als Knotenpunkt aufgefaßt werden, und es gilt prinzipiell die Beziehung:

$$I_E + I_B + I_C = 0 \quad (3.1.)$$

wobei $I_B \ll I_C$

Die Spannungen werden entsprechend der Potentialrichtung positiv gezählt. In der Regel trifft dies in Richtung der Bezugs Elektrode zu, die für Ausgang und Eingang gemeinsam vorhanden ist und wechselstrommäßig auf Nullpotential (Masse) liegt. Die Reihenfolge der Indizes ist so zu deuten, daß sich das Vorzeichen der Spannung auf den ersten Index bezieht. Es wäre also prinzipiell gleichwertig, ob $+U_{CE}$ oder $-U_{EC}$ geschrieben wird, da Kollektor positives und Emitter negatives Potential aufweisen. Durchgesetzt hat sich aber die Bezeichnung U_{CE} beim npn- und $-U_{CE}$ beim pnp-Transistor.

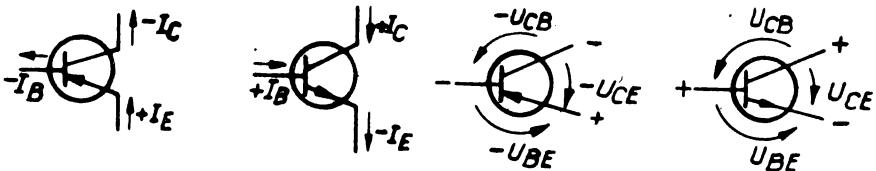


Bild 17: Strom- und Spannungsrichtungen beim Transistor

Zur Erklärung der Funktion wird der Transistor zunächst nur mit Kollektor C und Basis B mit der in Bild 18 eingezeichneten Polarität angeschlossen. Die zwischen Basis und Kollektor befindliche Grenzschicht, die prinzipiell als Diode aufgefaßt werden kann, wird dadurch in Sperrichtung vorgespannt und es fließt nur der von der Diode her bekannte Sperrstrom, der auf thermische Eigenleitung zurückzuführen ist.

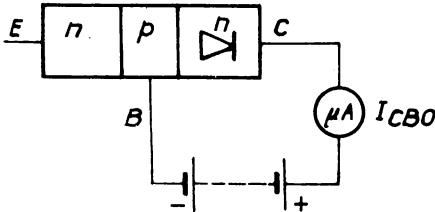


Bild 18:
Reststrommessung

Er wird hier als Kollektorreststrom I_{CBO} bezeichnet. Die Null im Index gibt Aufschluß über den Schaltzustand der dritten Elektrode, das bedeutet, daß in diesem Fall der Emmitter nicht angeschlossen ist. Bei Si-Transistoren liegt der Kollektorreststrom im Bereich einiger nA, bei Ge-Transistoren beträgt er einige μA . Wird nach Austausch des Meßgerätes eine zweite Spannungsquelle mit Vorwiderstand an den Emmitter angeschlossen, so ist festzustellen, daß sich der Kollektorstrom wesentlich erhöht hat.

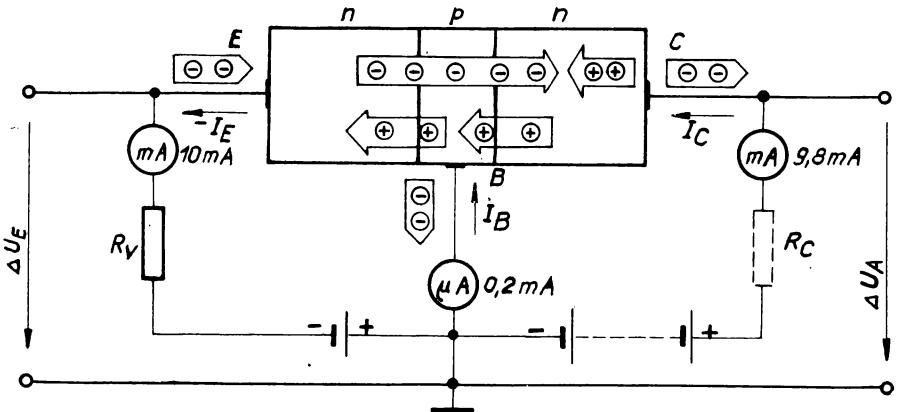


Bild 19: Wirkungsweise eines npn-Transistors

Diese Erscheinung ist darauf zurückzuführen, daß vom Emmitter Ladungsträger (Elektronen) in die Basis injiziert werden (Effekt der Trägerinjektion), die hier als Minoritätsträger auftauchen. Da die Basiszone sehr dünn und außerdem noch schwächer als Emmitter und Kollektor dotiert ist,

finden in ihr nur wenige Rekombinationen statt. Der größte Teil der Elektronen diffundiert durch die Sperrschicht in den Kollektor hinein. Im Kollektor finden Rekombinationen mit Defektelektronen statt. Diese entstehen, indem die Kollektorspannungsquelle Elektronen über den äußeren Stromkreis abzieht. Der Leitungsmechanismus außerhalb der Halbleiteranordnung ist also völlig anders geartet als im Halbleiter selbst.

Die minimalen Rekombinationen in der Basis sind der Grund für den geringen Basisstrom I_B . Die in Bild 19 eingezeichneten Werte der einzelnen Ströme geben beispielhaft die Relationen der Ströme zueinander an.

Es ist weiterhin ersichtlich, daß beide Arten von Ladungsträgern am Leitungsmechanismus beteiligt sind, wodurch sich die Bezeichnung Bipolartransistor ergibt.

Bei der Anwendung des Transistors als Verstärker sind die Verhältnisse immer so anzutreffen, daß die Grenzschicht zwischen Emitter und Basis, auch als Basis-Emitter-Diode bezeichnet, in Durchlaßrichtung vorgespannt ist. Die Grenzschicht zwischen Basis und Kollektor (Basis-Kollektor-Diode) wird hingegen in Sperrichtung betrieben.

Die in Bild 19 skizzierte Schaltung wird als Basisschaltung bezeichnet, da die Basis die gemeinsame Bezugs- oder Nullpotential darstellt, also in Eingang und Ausgang gemeinsam vorhanden ist und auf Masse- oder Nullpotential liegt.

Zur Demonstration des Verstärkungsvorganges wird eine Eingangsspannungsänderung ΔU_E angelegt. Die dadurch hervorgerufene Änderung des Emitterstromes ΔI_E überträgt sich fast vollständig in eine Kollektorstromänderung ΔI_C . Ist der gestrichelt eingezeichnete Kollektorwiderstand R_C vorhanden, so werden durch ihn die Stromänderungen in die Spannungsänderungen ΔU_A umgesetzt.

Anschließend werden noch einige Betrachtungen über Kennwerte der Verstärkung angestellt. Wird beispielsweise bei einer Elektronenröhre von Verstärkung gesprochen, so ist darunter immer die Spannungsverstärkung zu verstehen, da im Eingangskreis einer Röhre (Gitter) systembedingt kein Strom zum Fließen kommt. Es ergibt sich daher eine leistungslose Steuerung.

Bipolare Transistoren verhalten sich dagegen anders. Sie lassen sich nicht leistungslos steuern, es fließt im Eingangskreis ständig ein Strom. Daher ist zwischen Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung zu unterscheiden. Da die Verstärkung als Quotient der Änderung der Ausgangsgröße zur Eingangsgröße definiert ist, gilt für die Stromverstärkung in Basisschaltung:

$$V_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} < 1 \quad (3.2.)$$

Dieser Wert wird immer kleiner als 1 sein, da durch Abzweigen des Basisstromes der Kollektorstrom ein Teil des Emitterstromes darstellt. Diese Tatsache läßt sich auch mit den Werten des Bildes 19 beweisen. Für den Fall, daß kein Kollektorwiderstand R_C vorhanden ist, erreicht die Stromverstärkung ihren Maximalwert, der als Stromverstärkungsfaktor oder Kurzschlußstromverstärkung h_{21b} bezeichnet wird. In älterer Literatur ist hierfür auch der Faktor α zu finden.

$$V_{i \max} \Big|_{R_C = 0} = h_{21b} \quad (= \alpha) \quad (3.3.)$$

Die Bezeichnung h stammt von Hybrid und bedeutet Mischling.

Eine genauere Erläuterung der h -Parameter erfolgt im gleichen Abschnitt.

Für die Spannungsverstärkung gilt analog:

$$V_u = \frac{\Delta u_A}{\Delta u_E} \quad (3.4.)$$

Zur weiteren Diskussion dieser Beziehung werden die Widerstände der Grenzschichten eingeführt. Der Widerstand r_{BE} ist der in Durchlaßrichtung vorgespannten Basis-Emitterdiode zugeordnet und der Widerstand r_{BC} der hochohmigen in Sperrichtung betriebenen Basis-Kollektor-Diode. Die Kleinschreibung ist durch die Arbeitspunktabhängigkeit dieser Widerstände begründet.

Es kann dann geschrieben werden:

$$V_u = \frac{\Delta I_C \cdot r_{BC}}{\Delta I_E \cdot r_{BE}}$$

Da der Basisstrom in den meisten Fällen vernachlässigbar klein ist, wird gesetzt:

$$\Delta I_C \approx \Delta I_E$$

Damit folgt:

$$V_u \approx \frac{\Delta I_C \cdot r_{BC}}{\Delta I_C \cdot r_{BE}} \approx \frac{r_{BC}}{r_{BE}} \quad (3.5.)$$

Der Wert von r_{BC} kann zu etwa $10^5 \Omega$, der von r_{BE} zu ungefähr $10^2 \Omega$ angenommen werden, so daß sich V_u zu etwa 10^3 ergibt.

Aus der Beziehung (3.5.) ist auch die Bezeichnung Transistor abgeleitet, sie setzt sich zusammen aus transfer + resistor, also Übersetzer + Widerstand = Übersetzerwiderstand oder Widerstandsübersetzer. Die Leistungsverstärkung ergibt sich aus dem Produkt von Strom- und Spannungsverstärkung:

$$V_p = V_i \cdot V_u \quad (3.6.)$$

Für die Verstärkertechnik hat die Basisschaltung eine untergeordnete Bedeutung, die weniger darauf zurückzuführen ist, daß die Stromverstärkung < 1 ist, als daß die Niederohmigkeit des Eingangswiderstandes zu einer unzumutbaren Belastung der fast immer hochohmigen Signalquelle und damit zu einer Verstärkungsminderung führen würde. Das Anwendungsgebiet der Basisschaltung liegt fast ausnahmslos in der Höchstfrequenztechnik, da sich durch die auf Massepotential liegende Basis eine gute Entkopplung zwischen Ausgangs- und Eingangskreis ergibt.

3.1.2. Bipolartransistor in Emitterschaltung

Diese Grundschaltung wird hauptsächlich sowohl in der Verstärkertechnik als auch bei der Anwendung des Transistors als Schalter eingesetzt. Der Emitter stellt dabei die an Masse liegende Bezugschleife dar. Eingangselektrode ist die Basis, Ausgangselektrode der Kollektor.

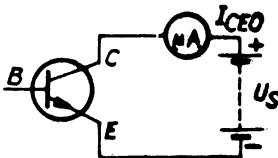


Bild 20: Reststrommessung in Emitterschaltung

Werden nach Bild 20 nur Kollektor und Emitter angeschlossen, so fließt wieder nur ein geringer Kollektorreststrom, der jetzt mit I_{CEO} bezeichnet wird.

Betragsmäßig liegt dieser Reststrom höher als in Basisschaltung:

$$I_{CEO} > I_{CBO}$$

Die Ursache liegt darin begründet, daß der Stromfluß über die in Sperrichtung arbeitende Basis-Kollektordiode und die in Durchlaßrichtung vorgespannte Basis-Emitter-Grenzschicht erfolgt. Grundträger dieses Reststromes ist die bereits von der Basisschaltung her bekannte Komponente I_{CBO} , die bekanntlich durch Eigenleitung entsteht. Durchwandern die Ladungsträger den Emitter, so können sie durch Lawineneffekt bzw. Stoßionisation dort weitere Ladungsträger herauslösen, so daß für den Kollektorreststrom in Emitterschaltung geschrieben werden kann:

$$|I_{CEO}| = |I_{CBO}| + \beta |I_{CBO}| \quad (3.7.)$$

B stellt in dieser Beziehung einen Ausbeutefaktor dar, der sowohl von der absoluten Temperatur T, als auch von der Dotierungsdichte n der Majoritätsträger abhängig ist. Wie spätere Erläuterungen ergeben, ist B der Stromverstärkungsfaktor der Gleichstromverstärkung. Die Betragstriche sollen andeuten, daß diese Beziehung auch für pnp-Transistoren Gültigkeit hat.

Wird die Basis über einen Vorwiderstand mit dem positiven Pol der Speisespannung U_S verbunden, so ist eine wesentliche Kollektorstromzunahme zu verzeichnen. Durch das positive Basispotential werden die in der Basis rekombinierten Ladungsträger abgezogen, die vorher einen stärkeren Stromfluß verhinderten, und im Basiskreis fließt der geringe Basisstrom I_B .

Für die Stromverstärkung ergibt sich jetzt die Beziehung:

$$V_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \gg 1 \quad (3.8.)$$

Für den Fall $R_C = 0$ geht (3.8.) über in:

$$V_{imax} \Big|_{R_C=0} = h_{21e} \quad (= \beta) \quad (3.9.)$$

Das eingeklammerte Symbol β stellt die ältere Bezeichnung dar. Die Stromverstärkungsgruppe, der ein einzelner Transistor angehört, ist aus der Typenbezeichnung ersichtlich. Bei Kleinsignalverstärkung wird der Bezeichnung ein kleiner Buchstabe, bei Großsignalverstärkung ein großer Buchstabe angehängt. Nach [6] gelten für Si-Transistoren der Gruppe b die Werte von 28 ... 71, Gruppe c von 56 ... 140 und Gruppe d von 112 ... 280 für die Kurzschlußstromverstärkung h_{21e} .

Für die Spannungsverstärkung ergeben sich ähnliche Verhältnisse wie in der Basisschaltung.

Der Eingangswiderstand liegt etwa eine Zehnerpotenz höher als in Basisschaltung.

Für den Einsatz eines Transistors sind zulässige Grenzwerte und bestimmte Kennwerte zu beachten.

Die Grenzwerte werden meist in Abhängigkeit von der Umgebungs- bzw. Betriebstemperatur angegeben. Diese Grenzwerte resultieren daraus, daß in keinem Betriebsfall die maximal zulässige Sperrschichttemperatur T_{jmax} (j = junction = Sperrschicht) überschritten wird, da sonst das Bauelement durch thermische Überlastung zerstört wird. T_{jmax} ist abhängig von der Bauform des Transistors und wird bei Ge-Transistoren im Mittel zu 75 °C, bei Si-Transistoren im Mittel zu 150 °C angegeben.

Grenzwerte sind maximale Kollektor-Emitterspannung U_{CEmax} , maximaler Kollektorstrom I_{Cmax} und maximale Kollektorverlustleistung P_{Cmax} .

Als statische Kennwerte eines Transistors, besonders für die Anwendung im NF-Bereich, werden die sogenannten h-Parameter angegeben, die Vierpolkennwerte darstellen. Die Bezeichnung Hybrid oder Mischling ergibt sich, weil verschiedene Dimensionen auftreten.

Die h-Parameter stellen streng genommen komplexe Größen dar. Für die Anwendung im NF-Bereich werden jedoch meist die Blindanteile vernachlässigt. Für HF-Transistoren werden y-Parameter, sogenannte Scheinleitwertparameter, angegeben, die jedoch im Rahmen dieser Lehrbriefreihe nicht behandelt werden.

Die Vierpolkennwerte können Transistor-Kenndatenblättern entnommen werden, sie lassen sich jedoch auch durch unmittelbare Messung bestimmen bzw. können aus dem Kennlinienfeld als Steigung der Kennlinien in den einzelnen Quadranten entnommen werden.

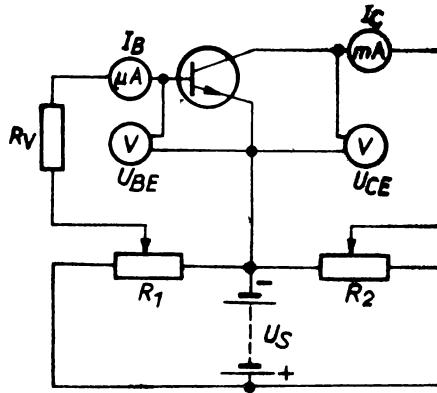


Bild 21: Meßschaltung zur Aufnahme des Kennlinienfeldes in Emitterschaltung

Zur Darstellung der Abhängigkeit der vier Größen I_C , I_B , U_{CE} und U_{BE} sind prinzipiell vier Quadranten erforderlich.

Die meßtechnische Aufnahme der vier Kennlinien ist mit der Meßschaltung nach Bild 21 möglich. Zu beachten ist dabei die Problematik der strom- bzw. spannungsrichtigen Meßschaltung. Werden für die beiden Spannungsmesser Vielmessgeräten mit einem Innenwiderstand von $100\text{ k}\Omega/\text{V}$ verwendet, so ist ihr Eigenverbrauch zu vernachlässigen und keine nachträgliche Korrektur der Meßwerte erforderlich.

R_V ist ein Schutzwiderstand zur Strombegrenzung im Basiskreis, da sich die Basis-Emitter-Diode in Durchlaßrichtung befindet. Bild 22 stellt das komplette Kennlinienfeld eines Si-npn-Transistors dar. In den Datenblättern der volkseigenen Halbleiterindustrie der DDR wird der IV. Quadrant meist nicht ausgedruckt und die Darstellung so gewählt, daß jeder Quadrant als Kennlinienfeld für sich abgebildet wird.

Der I. Quadrant stellt das Ausgangskennlinienfeld dar. Der Kollektorstrom ist als Funktion der Kollektor-Emitter-Spannung mit dem Basisstrom als Parameter aufgetragen. Weiterhin ist die maximale Kollektorverlustleistung $P_{C_{max}}$ in Form der Verlustleistungshyperbel eingetragen. Soll der Transistor für die Kleinsignalverstärkung eingesetzt werden, so muß der Arbeitspunkt unterhalb dieser Verlustleistungshyperbel liegen. Als Kleinsignalverstärkung wird die Betriebsart bezeichnet, bei der die Amplituden der zu verstärkenden Signale so gering sind, daß sich die Kennlinienkrümmung nicht bemerkbar macht.

Der Kennlinienverlauf im Ausgangskennlinienfeld ist so zu erklären, daß der Kollektorstrom bereits bei geringen Kollektorspannungen Sättigungsverhalten zeigt, da alle Ladungsträger vom Kollektor abgezogen werden. Durch die Verbreiterung der in Sperrichtung vorgespannten Basis-Kollektor-Diode ist mit steigender Kollektorspannung nur eine geringfügige Zunahme des Kollektorstromes zu verzeichnen.

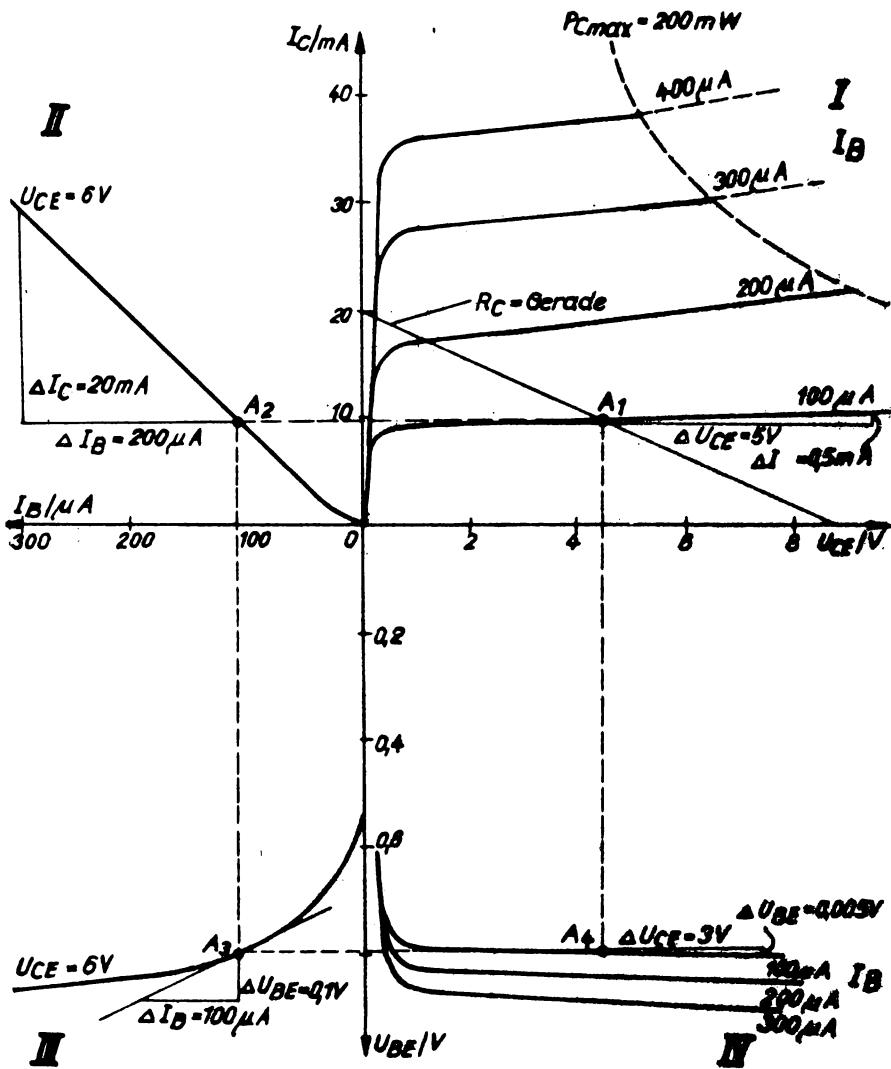


Bild 22: Vollständiges Kennlinienfeld eines Si-npn-Transistors für Niederfrequenz-Verstärkung

Im I. Quadranten ist der Arbeitspunkt A_1 eingetragen. Er liegt auf der Lastwiderstandsgeraden für $R_C = 450 \Omega$. A_1 wird so angenommen, daß etwa die halbe Speisespannung U_S als Kollektor-Emitter-Spannung über dem Transistor abfällt. (Die Begründung hierfür erfolgt im Abschnitt 5.1. über die Erklärung der Verstärkerwirkung anhand des Kennlinienfeldes.) Die meßtechnische Aufnahme des Kennlinienfeldes erfolgt ohne Kollektorwiderstand R_C . Beim Einsatz eines Transistors als Verstärker ist dieser Widerstand jedoch unentbehrlich. Die Einzeichnung der R_C -Geraden kann so erfolgen, daß sie einmal durch den Wert der Speisespannung geht, der bei $I_C = 0$, also auf der Abszissenachse, aufgetragen ist. Ohne Kollektorstrom, also bei gesperrtem Transistor, würde $U_{CE} = U_S$ sein. Der zweite Punkt ist dann der Arbeitspunkt A_1 .

Im I. Quadranten kann durch Ermittlung der Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt A_1 ein statischer Transistorkennwert, der Ausgangsleitwert h_{22e} , ermittelt werden:

$$h_{22e} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \right|_{I_B = \text{konst.}} \quad (3.10.)$$

Die Kennlinie für $I_B = 0$, also der Kollektorreststrom, wurde wegen der vernachlässigbaren Werte nicht eingezeichnet.

Der II. Quadrant wird als Stromverstärkungs- oder Übertragungskennlinienfeld bezeichnet. Der Kollektorstrom I_C ist in Abhängigkeit des Basisstromes I_B , also der Ausgangsstrom in Abhängigkeit des Eingangsstromes, dargestellt.

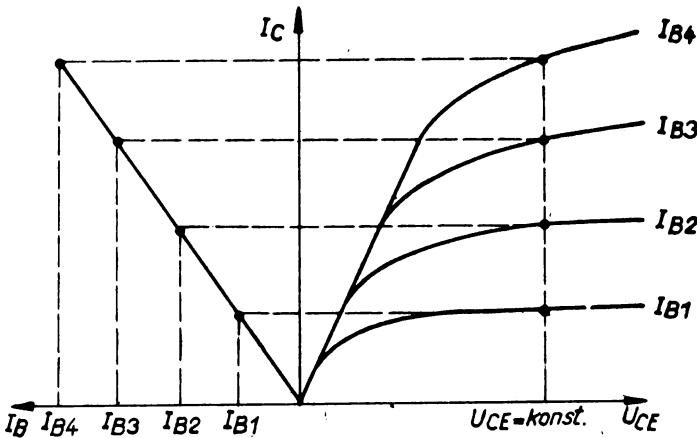


Bild 23: Konstruktive Ermittlung des Übertragungskennlinienfeldes aus dem Ausgangskennlinienfeld

Parameter ist die Kollektorspannung U_{CE} . Da sie den Kennlinienverlauf nur geringfügig beeinflusst, wird in den Datenblättern meist nur eine Kennlinie angegeben.

Das Übertragungskennlinienfeld läßt sich auch konstruktiv aus dem Ausgangskennlinienfeld ermitteln, wie in Bild 23 dargestellt ist.

Die Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt A_2 stellt die Stromverstärkung des Transistors dar:

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{U_{CE} = \text{konst.}} \quad (3.11.)$$

Verschiedentlich wird in Datenblättern auch ein Übertragungskennlinienfeld ausgedrückt, welches die Abhängigkeit $I_C = f(U_{BE})$ nach Bild 24 darstellt. Diese Darstellung wird auch als Steilheitskennlinienfeld bezeichnet. Wie in der Röhrentechnik drückt das Verhältnis Ausgangsstrom zu Eingangsspannung die Steilheit aus.

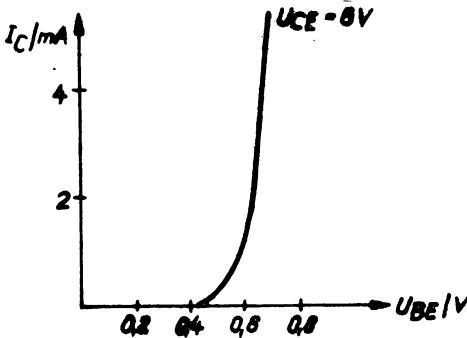


Bild 24: Steilheitskennlinienfeld eines Si-npn-Transistors

Im III. Quadranten wird das Eingangskennlinienfeld abgebildet, da hier die Eingangsspannung U_{BE} in Abhängigkeit vom Eingangsstrom I_B mit der Kollektorspannung U_{CE} als Parameter aufgetragen ist. Der exponentielle Kennlinienverlauf ergibt sich aus der in Durchlaßrichtung betriebenen Basis-Emitter-Diode. Wegen des geringfügigen Einflusses der Kollektorspannung ist wieder wie im II. Quadranten nur eine Kennlinie gezeichnet.

Für den Arbeitspunkt A_3 läßt sich der Eingangswiderstand bestimmen. Da die Kennlinie im interessierenden Bereich meist eine Krümmung zeigt, ist die Steigung der Tangente im Arbeitspunkt A_3 zu bestimmen.

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \Big|_{U_{CE} = \text{konst.}} \quad (3.12.)$$

Wie bereits erwähnt, wird der IV. Quadrant in den meisten Datenblättern nicht ausgedrückt. Er stellt das Rückwirkungskennlinienfeld dar. Für den Arbeitspunkt A_4 läßt sich die Spannungsrückwirkung ermitteln:

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \Big|_{I_B = \text{konst.}} \quad (3.13.)$$

Um einen Überblick über praktische Werte eines Si-NF-Transistors zu geben, sollen aus dem Kennlinienfeld Bild 22 die Vierpolwerte ermittelt werden.

- | | |
|--|--|
| I. Quadrant Arbeitspunkt A_1
Ausgangsleitwert | $h_{22e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} = \frac{0,5 \text{ mA}}{5 \text{ V}} = 0,1 \text{ mS} = \underline{100 \mu\text{S}}$ |
| II. Quadrant Arbeitspunkt A_2
Stromverstärkungsfaktor | $h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{20 \text{ mA}}{0,2 \text{ mA}} = \underline{100}$ |
| III. Quadrant Arbeitspunkt A_3
Eingangswiderstand | $h_{11e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0,1 \text{ V}}{0,1 \text{ mA}} = \underline{1,0 \text{ k}\Omega}$ |

IV. Quadrant Arbeitspunkt A_4
 Spannungsrückwirkung

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} = \frac{0,005 \text{ V}}{3 \text{ V}} = 0,0017 = \underline{1,7 \cdot 10^{-3}}$$

Durch diese Vierpolparameter kann das Verhalten des Transistors mathematisch erfaßt werden. Es wird nochmals darauf hingewiesen, daß diese Parameter vom jeweils gewählten Arbeitspunkt abhängig sind. Sie haben nur Gültigkeit bei kleinen Aussteuerungen um diesen Arbeitspunkt, also Kleinsignalverstärkung. Liegt große Aussteuerung vor, also Großsignalverstärkung, so muß das Kennlinienfeld zu Hilfe genommen werden.

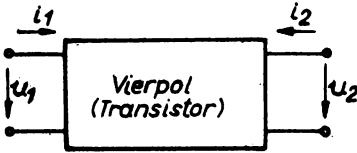


Bild 25: Vierpol schematisch

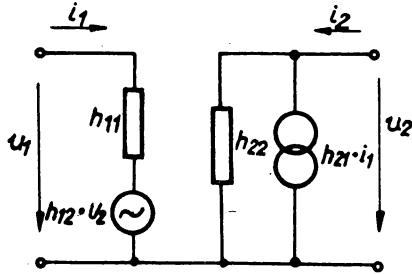


Bild 26: h-Vierpolersatzschaltbild des Transistors

Bei der Betrachtung des Transistors als Vierpol wird dieser als linearer aktiver Vierpol aufgefaßt. Linear deswegen, weil lineare Beziehungen Spannungen und Ströme miteinander verknüpfen und aktiv, weil die Ausgangsleistung gleich oder größer als die Eingangsleistung ist. Im Bild 25 sind die üblichen Richtungen der Spannungen und Ströme bei der Vierpoldarstellung eingezeichnet. Die Kleinschreibung der Größen läßt erkennen, daß es sich um Wechselgrößen (Momentanwerte) handelt.

Alle Ausgangsgrößen erhalten den Index 2, Eingangsgrößen den Index 1 zugeordnet. Nach dem Ersatzschaltbild lassen sich zwei Vierpolgleichungen aufstellen, die später im Abschnitt Verstärkertechnik auch als innere Vierpolgleichungen bezeichnet werden.

$$u_1 = i_1 \cdot h_{11} + h_{12} \cdot u_2 \quad (3.14.)$$

$$i_2 = i_1 \cdot h_{21} + h_{22} \cdot u_2 \quad (3.15.)$$

Diese Vierpolgleichungen gelten unabhängig von der jeweiligen Grundschtaltung. Der Eingangskreis wird als Reihenschaltung aufgefaßt, d. h., die Spannung u_1 ergibt sich aus dem Spannungsabfall über dem Eingangswiderstand h_{11} und der Spannungsrückwirkung $h_{12} \cdot u_2$. Der Ausgangskreis stellt eine Parallelschaltung des Ausgangsleitwertes h_{22} mit der Konstantstromquelle $h_{21} \cdot i_1$ dar.

Die Anordnung der einzelnen h-Parameter in den beiden Gleichungen erfolgt so, daß sie prinzipiell die gleiche Stellung wie in der sogenannten h-Matrix einnehmen. Die Indizes sind dabei der Stellung des jeweiligen Elementes nach Zeile und Spalte zugeordnet. Sie können aber auch so interpretiert werden, daß beispielsweise Index 21 bedeutet, daß eine Ausgangsgröße 2 durch eine Eingangsgröße 1 zu dividieren ist, um den betreffenden Parameter zu erhalten.

Entsprechend der Grundschtaltung wird ein kleiner Buchstabe hinzugefügt: e = Emitterschtaltung, b = Basisschtaltung und c = Kollektorschtaltung.

Aus den Gleichungen lassen sich die einzelnen Parameter genauer definieren. Die Gleichungen werden auf diese Weise nach dem interessierenden Parameter umgestellt, nachdem das übrige störende Produkt eliminiert wird.

Soll beispielsweise der Eingangswiderstand h_{11} ermittelt werden, so wird das Produkt $h_{12} \cdot u_2$ der Gleichung (3.14.) Null gesetzt. Meßtechnisch läßt sich dies durch wechselstrommäßiges Kurzschließen des Ausgangs erreichen, wodurch die Ausgangsspannung $u_2 = 0$ wird. Die Größe h_{11} wird daher als Kurzschluß-Eingangswiderstand bezeichnet. Auf analoge Weise lassen sich die anderen Parameter ermitteln.

Es gilt:

$$\text{Kurzschluß-Eingangswiderstand} \quad h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \quad \left| \quad u_2 = 0 \quad (3.16.)$$

$$\text{Leerlauf-Spannungsrückwirkung} \quad h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \quad \left| \quad i_1 = 0 \quad (3.17.)$$

$$\text{Kurzschluß-Stromverstärkung} \quad h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \quad \left| \quad u_2 = 0 \quad (3.18.)$$

$$\text{Leerlauf-Ausgangsleitwert} \quad h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \quad \left| \quad i_1 = 0 \quad (3.19.)$$

Die Bedingung $i_1 = 0$ ist durch offenen Eingang zu erreichen.

Abschließend zu diesem Kapitel noch einige Betrachtungen zum Begriff der Grenzfrequenz, die eine Beurteilung des Frequenzverhaltens eines Transistors gestattet. Durch Laufzeiteffekte der Ladungsträger, vor allem in der Basiszone, lassen sich Transistoren abhängig von der Basiszonenbreite, und damit von der Technologie, nur für einen bestimmten Frequenzbereich einsetzen, der nach oben hin begrenzt ist. Als Kennwerte in dieser Beziehung gelten die verschiedenen Werte der Grenzfrequenz. Es werden unterschieden:

$f_{h_{21b}}$ ($= f_\alpha$) stellt den Frequenzwert dar, bei dem die Stromverstärkung in Basisschaltung h_{21b} auf den $1/\sqrt{2}$ -fachen Wert gegenüber dem bei niedrigen Frequenzen abgefallen ist. Diese Definition ist dadurch entstanden, daß bei logarithmischer Angabe der Verstärkung im Pegelmaß dB ein 3-dB-Abfall vom menschlichen Ohr noch nicht als Verstärkungsabfall empfunden wird. Die Umrechnung des Wertes 3 dB ergibt $1/\sqrt{2}$. Der Wert $f_{h_{21b}}$ wird in Datenblättern für Transistoren angegeben, obwohl sich alle anderen statischen Kennwerte und Grenzwerte auf die Emitterschaltung beziehen.

Weiterhin gibt $f_{h_{21e}}$ ($= f_\beta$) den Frequenzwert an, bei dem die Stromverstärkung h_{21e} in Emitterschaltung auf den $1/\sqrt{2}$ -fachen Wert gegenüber dem bei niedrigen Frequenzen abgesunken ist. Sie läßt sich aus dem Wert $f_{h_{21b}}$ durch die Näherungsbeziehung errechnen:

$$f_{h_{21e}} \approx \frac{f_{h_{21b}}}{h_{21e}} \quad (3.20.)$$

Die Größe f_T wird als Transitfrequenz oder Übergangsfrequenz bezeichnet. Das ist die Frequenz, die sich aus dem Produkt von Meßfrequenz und dem Betrag der Stromverstärkung in Emitterschaltung ergibt. Sie wird auch als Verstärkungs-Bandbreite-Produkt bezeichnet. Die Messung muß dabei in dem Frequenzgebiet erfolgen, in dem der Abfall der Kurzschlußstromverstärkung h_{21e} 6 dB/Oktave beträgt.

Bei weiterer Frequenzsteigerung wird der Wert f_1 erreicht. Die f_1 -Grenzfrequenz stellt den Frequenzwert dar, bei dem die Kurzschlußstromverstärkung h_{21e} in Emitterschaltung auf den Wert 1 abgefallen ist.

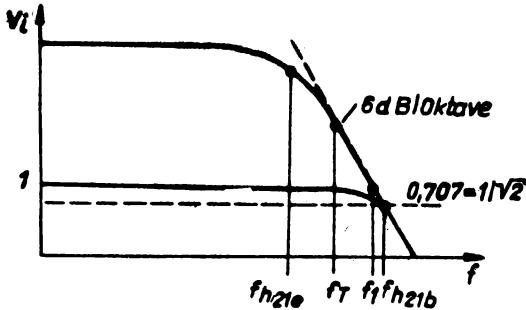


Bild 27: Definition von Transistorgrenzfrequenzen

In Datenblättern wird vielfach auch der Wert f_{max} als maximale Schwingfrequenz angegeben. Die Leistungsverstärkung des Transistors hat den Wert 1 erreicht, und eine Schwingungserzeugung ist noch möglich.

Zusammenfassung zu Abschnitt 3.1.

Als Bipolartransistor wird eine aus zwei pn-Übergängen bestehende Anordnung bezeichnet, die Majoritätsträger und Minoritätsträger zu ihrer Funktion ausnutzt. Es ist die Zonenfolge pnp oder npn möglich. Zur Herstellung dieser Transistoren sind verschiedene Fertigungsverfahren möglich. Sehr gebräuchlich ist der Silizium-Planartransistor.

Die Stromrichtungen des Transistors sind so definiert, daß die Ströme positiv gezählt werden, die zum Kristall hinfließen. Die Spannungen werden positiv in Richtung der Bezugsselektrode gezählt, bei umgekehrter Richtung erhalten sie negatives Vorzeichen. Die Elektrode wird als Bezugsselektrode bezeichnet, die in Ausgangs- und Eingangskreis gemeinsam vorhanden ist und wechselstrommäßig auf Nullpotential oder Masse liegt.

Beim Einsatz eines Transistors als Verstärker arbeitet die Grenzschicht zwischen Basis und Emitter, die Basis-Emitter-Diode, in Durchlaßrichtung. Die Basis-Kollektor-Grenzschicht wird in Sperrichtung betrieben.

Die Basiserschaltung ergibt eine Stromverstärkung < 1 und weist einen niederohmigen Eingangswiderstand auf. Sie wird hauptsächlich in der Höchstfrequenztechnik angewandt.

Die wichtigste Grundschialtung für niederfrequente Verstärkeranwendungen und Schalterbetrieb stellt die Emitterschaltung dar.

Beim Einsatz von Transistoren sind zulässige Grenzwerte zu beachten, wie maximale Kollektorspannung U_{CEmax} , maximaler Kollektorstrom I_{Cmax} und maximale Kollektorverlustleistung P_{Cmax} .

Als statische Kennwerte werden Vierpolkennwerte angegeben. Im Niederfrequenzbereich wird mit h-Parametern, im Hochfrequenzbereich mit y-Parametern gearbeitet.

Die h-Parameter können Transistor-Kenndatenblättern entnommen werden. Sie lassen sich unmittelbar messen; sie können aber auch aus dem Kennlinienfeld ermittelt werden.

Da mit Bipolartransistoren keine leistungslose Steuerung möglich ist, muß die kennlinienmäßige Beschreibung des Transistors in vier Quadranten erfolgen.

Aus dem Kennlinienfeld in Emitterschaltung können entnommen werden:

- I. Quadrant: Leerlauf-Ausgangsleitwert h_{22e}
- II. Quadrant: Kurzschluß-Stromverstärkung h_{21e}
- III. Quadrant: Kurzschluß-Eingangswiderstand h_{11e}
- IV. Quadrant: Leerlauf-Spannungsrückwirkung h_{12e}

Für den Betrieb des Transistors bei höherfrequenten Anwendungen ist die Kenntnis der Grenzfrequenz wichtig.

Es werden die nachfolgenden Werte unterschieden:

$f_{h_{21b}}$ und $f_{h_{21e}}$	Grenzfrequenzen in Basis- und Emitterschaltung. Sie sind als 3 dB Abfall-Grenzfrequenzen definiert. Die Stromverstärkung ist auf das $1/\sqrt{2}$ -fache des Wertes bei niedrigen Frequenzen abgesunken.
f_T	Transitfrequenz
f_1	Grenzfrequenz, bei der die Stromverstärkung in Emitterschaltung gleich eins beträgt.
f_{max}	maximale Schwingfrequenz

Aufgaben:

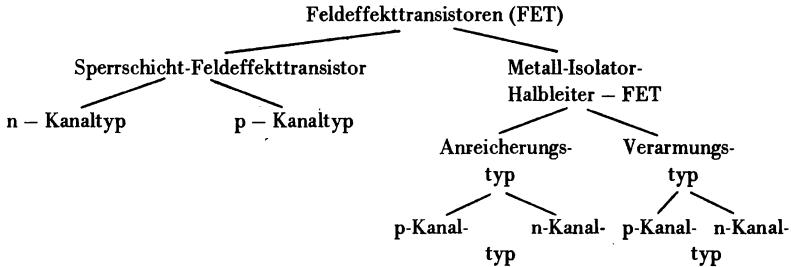
- A 10 Was verstehen Sie unter dem Begriff Bipolartransistor?
- A 11 Wie ist die positive Stromrichtung bei Transistoren definiert?
- A 12 Was verstehen Sie unter dem Begriff Basisschaltung und wann wird eine Elektrode als Bezugs elektrode angesprochen?
- A 13 Erklären Sie die physikalische Funktion des Transistors in der Basisschaltung.
- A 14 Warum ist die Stromverstärkung in der Basisschaltung < 1 ?
- A 15 Was verstehen Sie unter Kollektorreststrom bei Bipolartransistoren und was ist die Ursache für das Zustandekommen? Warum ist der Reststrom in Emitterschaltung größer als in Basisschaltung?
- A 16 Skizzieren Sie eine Meßschaltung zur Aufnahme des Kennlinienfeldes eines Bipolartransistors in Emitterschaltung.
- A 17 Die Kennwerte eines Transistors werden als h-Parameter bezeichnet. Was bedeutet diese Bezeichnung und wie können diese Werte ermittelt werden?

3.2. Unipolare Transistoren

Im Gegensatz zu bipolaren Transistoren, die einen geringen Eingangswiderstand haben und stromgesteuert betrieben werden, weisen Feldeffekttransistoren (FET) einen hohen Eingangswiderstand auf und arbeiten als spannungsgesteuertes Bauelement. Es wird nur eine Ladungsträgerart (Majoritätsträger) zum Leitungsmechanismus herangezogen. Neben Sonderformen von Feldeffekttransistoren, die in der Praxis noch nicht wirksam geworden sind, sind die zwei wesentlichsten Arten der Sperrschicht-Feldeffekttransistor (SFET oder pn-FET) und der Feldeffekttransistor mit isolierter Steuerelektrode, der als MISFET (Metal-Insulator-Semiconductor-FET) bezeichnet wird. Bekanntester Vertreter der letzten Gruppe ist der MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-FET).

Im Gegensatz zu bipolaren Transistoren sind bei Feldeffekttransistoren folgende Elektrodenbezeichnungen gebräuchlich:

- D = Drain (Senke, Abfluß)
- S = Source (Quelle)
- G = Gate (Tor)
- B = Bulk (Substrat)



3.2.1. Sperrschicht-Feldeffekttransistoren

Bei diesem Typ liegt zwischen Kanal und Steuerelektrode ein pn-Übergang, der in Sperrichtung betrieben wird. Den schematischen Aufbau eines solchen Bauelementes zeigt Bild 28.

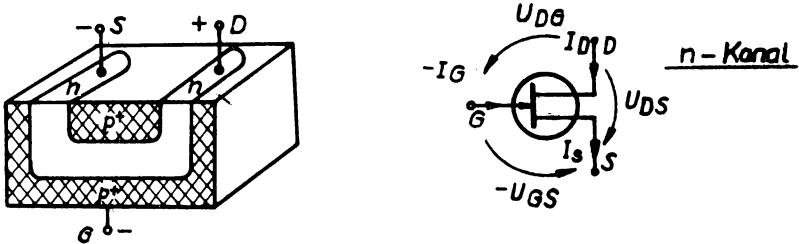


Bild 28: Schematischer Aufbau und Schaltsymbol eines Sperrschicht-FET mit Strom- und Spannungsrichtungen

Die Wirkungsweise ist so zu erklären, daß bei positiv angelegter Source-Drain-Spannung U_{DS} ein Majoritätsträgerstrom (Elektronen) über den schwächer dotierten n-Kanal fließt, wobei die Stromstärke vom Kanalwiderstand bestimmt wird. Die Polarität der Gateelektrode, die aus hochdotierten p^+ -Zonen besteht, ist immer negativ, so daß der Gatestrom I_G nur durch den geringfügigen Sperrstrom gebildet wird. Durch Erhöhung der negativen Gatespannung wird die Sperrschicht verbreitert, und der Kanalquerschnitt nimmt ab. Damit tritt eine Verringerung des Drainstromes I_D ein, die bis $I_D = 0$ führen kann. Dann ist eine völlige Abschneürung des Kanals eingetreten. Die Abhängigkeit $I_D = f(U_{GS})$ ist in Bild 29 dargestellt, wobei zu bemerken ist, daß die

Höhe des Drainstromes auch von der Drain-Source-Spannung U_{DS} abhängig ist. Die Gate-Spannung U_{GS} , bei der $I_D = 0$ ist, wird als Abschnürspannung U_P (pinch off voltage) bezeichnet.

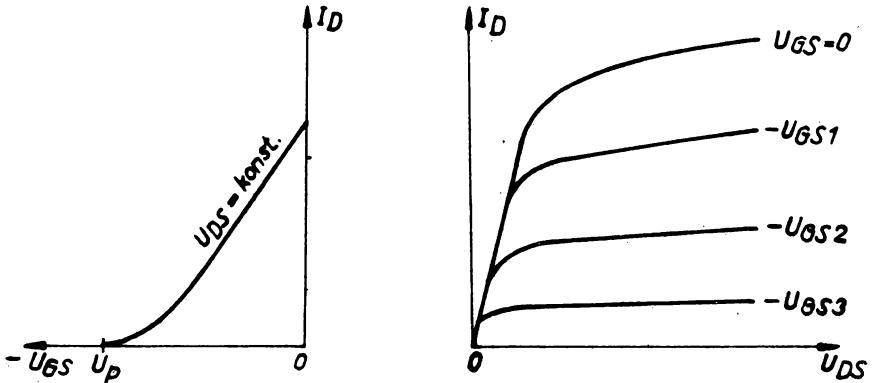


Bild 29: Kennlinienfeld eines Sperrschicht-FET

3.2.2. MOS-Feldeffekttransistoren

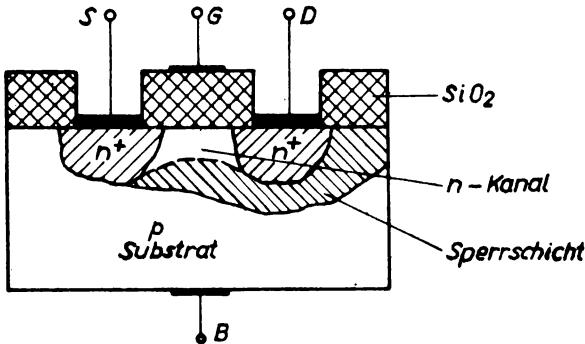


Bild 30:
Schematischer Aufbau eines MOSFET
vom n-Kanalverarmungstyp

Aufbau und Wirkungsweise der MOS-Feldeffekttransistoren sollen zunächst am Beispiel eines n-Kanal-Verarmungstyps betrachtet werden. In einem schwach dotierten p-Si-Substrat sind zwei hochdotierte n^+ -Zonen eindiffundiert, die durch einen dünnen Kanal miteinander verbunden sind. Die n^+ -Zonen, die Source und Drain darstellen, sind durch metallische Kontaktierung, die meist aus aufgedampftem Aluminium besteht, mit den äußeren Anschlüssen verbunden.

Über dieser Anordnung befindet sich eine etwa $0,1 \mu\text{m}$ dicke SiO_2 -Schicht. Auf diese SiO_2 -Schicht ist über dem Kanal eine weitere Alu-Schicht aufgedampft, die die Gateelektrode bildet. Das Substrat ergibt mit dem entgegengesetzten Leitfähigkeitstyp des Kanals eine pn-Sperrschicht, wobei die Substrat- oder Bulkelektrode ebenfalls zur Steuerung herangezogen werden kann. In den meisten Fällen ist dieser Anschluß bereits innerhalb des Bauelementes mit Source elektrisch verbunden.

Durch die schützende Wirkung des SiO_2 kann das Bauelement in Plaste eingebettet werden, so daß sich die äußere Form des Miniplasttransistors ergibt.

Wird an einen solchen Feldeffekttransistor bei der Gatespannung $U_{GS} = 0$ zwischen Drain und Source eine positive Spannung U_{DS} angelegt, so fließt bereits ein Drainstrom I_D , da der leitende Kanal zwischen Source und Drain bereits besteht. Dieser Typ wird daher auch als selbstleitender Typ (depletion type) bezeichnet.

Wird jetzt eine negative Gatespannung angelegt, so werden die Elektronen nach der Gesetzmäßigkeit, daß sich gleichnamige Ladungen abstoßen, aus dem Kanal verdrängt, und der Drainstrom nimmt ab. Wird die negative Gatespannung weiter erhöht, so vergrößert sich die Verarmungszone, bis schließlich keine freien Ladungsträger mehr zur Verfügung stehen und $I_D = 0$ ist. Die Gatespannung, bei der ein definiert schwacher Drainstrom fließt (meist $I_D = 10 \mu\text{A}$), wird als Schwellenspannung U_T (threshold voltage) bezeichnet. Die SiO_2 -Schicht zwischen Gate und Kanal ist hochisolierend, so daß nur geringfügige Leckströme im Bereich von pA zum Fließen kommen. Der Gleichstrom-Eingangswiderstand liegt daher im Bereich von $10^{14} \Omega$. Die Gatespannung kann auch in positiver Richtung verändert werden, wobei durch Elektronenanreicherung im Kanal eine Drainstromzunahme zu verzeichnen ist, ohne daß das Bauelement seinen hochohmigen Eingangswiderstand verliert. Da im Eingangskreis kein Strom fließt, ist der MOSFET ein Bauelement, bei dem es möglich ist, ähnlich wie bei Elektronenröhren, eine leistungslose Steuerung durchzuführen.

Wird die Gatespannung konstant gehalten und die Drainspannung vergrößert, so ist eine Zunahme des Drainstromes festzustellen, bis die Drainspannung den Wert $U_{GS} - U_T$ erreicht. Bei höheren Spannungswerten tritt eine Einschnürung des Kanals vom drainseitigen Ende auf. Durch die Verarmung an freien Ladungsträgern ergibt sich eine Strombegrenzung, so daß bei steigender Drainspannung nur eine geringfügige Stromzunahme zu verzeichnen ist. Dieser Kennlinienbereich wird daher als Sättigungs- oder Einschnürbereich bezeichnet. Wird die Spannung U_{DS} über den Wert der Durchbruchspannung $U_{(BR)DS}$ gesteigert, so tritt in der Sperrschicht zwischen Drain und Substrat ein Lawinendurchbruch auf, wenn Source und Substrat miteinander verbunden sind. Wird der Strom durch einen äußeren Widerstand auf einen zulässigen Wert begrenzt, so ist dieser Durchbruch reversibel.

Der p-Kanal-Anreicherungstyp ist grundsätzlich wie in Bild 30 aufgebaut. Anstelle des p-Substrates wird jedoch jetzt ein schwach n-dotierter Werkstoff verwandt, in den zwei hochdotierte p^+ -Zonen eindiffundiert sind.

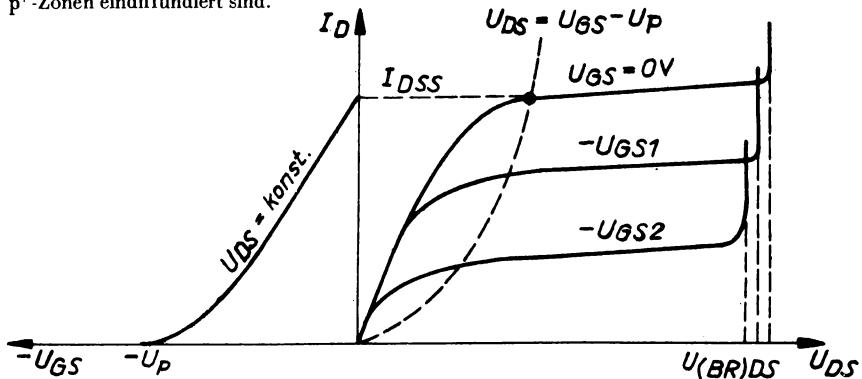


Bild 31: Übertragungs- und Ausgangskennlinienfeld eines MOSFET vom n-Kanal-Verarmungstyp

Als wesentlichstes Unterscheidungsmerkmal, welches diesem Typ den Namen gegeben hat, ist anzusehen, daß dieses Bauelement ohne Gatespannung keine Leitfähigkeit aufweist. Zwischen Source und Drain befindet sich nur das n-leitende Substrat. Erst durch Anlegen einer negativen Gatespannung werden Ladungsträger im Kanal angereichert. Durch Influenz steigt die Dichte der positiven Ladungsträger im Kanal unter der Oxidschicht an. Durch die Feldstärke werden Elektronen aus dem Kanalgebiet verdrängt und positive Ladungsträger in den Kanal gezogen. Die n-Leitung geht damit im Kanal auf eine p-Leitung über. Durch die negative Drainspannung wandern positive Ladungsträger von der Source- nach der Drainelektrode. Es fließt ein Drainstrom I_D , und das Bauelement befindet sich im leitenden Zustand. Diese Art von Bauelementen wird daher auch als selbstsperrender Typ (enhancement type) bezeichnet.

Diese Wirkungsweise drückt sich auch im Schaltsymbol aus. Ist beim Verarmungstyp der Kanal mittels eines durchgehenden Striches dargestellt, so ist er beim Anreicherungstyp unterbrochen. Das statische Verhalten der Feldeffekttransistoren kann dem Kennlinienfeld entnommen werden. Da bei diesen Bauelementen leistungslose Steuerung vorliegt, genügen zur Beschreibung des Verhaltens zwei Quadranten. Das statische Verhalten läßt sich aus Ausgangs- und Übertragungskennlinienfeld ersehen.

Das Ausgangskennlinienfeld kann in die beiden wichtigen Bereiche linearer oder ungesättigter Bereich und Sättigungs- oder Abschnürbereich unterteilt werden. Beide werden durch die parabelförmig verlaufende Abschnürgrenzkurve $U_{GS} - U_T$ abgetrennt. Der ungesättigte Bereich wird für den Schalterbetrieb, der gesättigte Bereich für Verstärkerzwecke ausgenutzt.

MOSFET Typ	n-Kanal Verarmung	p-Kanal Verarmung	n-Kanal Anreicherung	p-Kanal Anreicherung	
Schaltsymbol					
Polarität der wichtigsten Größen	U_{DS}	positiv	negativ	positiv	negativ
	U_{GS}	negativ (positiv)	positiv (negativ)	positiv	negativ
	I_D	positiv	negativ	positiv	negativ
Übertragungskennlinie					

Bild 32: Zusammenstellung der vier MOSFET-Typen hinsichtlich Schaltsymbol, Polarität der wichtigsten Betriebsgrößen und Übertragungskennlinie

Ohne Ableitung sollen für beide Bereiche die Nährungsbeziehungen für den Drainstrom I_D nach [3] angegeben werden.

Linearer Bereich:

$$I_D = \frac{2 I_{DSS}}{U_T^2} [(U_{GS} - U_T) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2] \quad (3.21.)$$

mit I_{DSS} als Drain-Kurzschlußstrom bei $U_{GS} = 0$.

Abschnürbereich:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right)^2 \quad (3.22.)$$

Durch partielle Differentiation von Gleichung (3.21.) können die für das NF-Gebiet interessierenden Kennwerte Steilheit, Ausgangsleitwert oder Innenwiderstand und Durchgriff ermittelt werden, wobei die Schreibweise der y -Parameter üblich ist.

Die Steilheit $y_{21} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right)_{U_{DS} = \text{konst.}}$

ergibt sich daraus zu:

$$y_{21} = \frac{2 I_{DSS}}{U_T^2} U_{DS} \quad (3.23.)$$

Für den Ausgangsleitwert gilt:

$$g_{22} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right)_{U_{GS} = \text{konst.}}$$

$$g_{22} = \frac{2 I_{DSS}}{U_T^2} (U_{GS} - U_T - U_{DS}) \quad (3.24.)$$

Entsprechend erhält man für den Durchgriff:

$$d = \left(\frac{\partial U_{GS}}{\partial U_{DS}} \right)_{I_D = \text{konst.}}$$

$$d = 1 + \frac{U_T - U_{GS}}{U_{DS}} \quad (3.25.)$$

Werden die Beträge der für drei für den linearen Bereich ermittelten Parameter miteinander multipliziert, so ergibt sich in Analogie zur Barkhausenschen Röhrengleichung $R_i \cdot S \cdot D = 1$ der Wert 1:

$$|y_{21}| \cdot \left| \frac{1}{g_{22}} \right| \cdot |d| = 1 \quad (3.26.)$$

Da die Barkhausengleichung für Trioden Gültigkeit hat, wird der lineare Bereich im MOSFET-Ausgangskennlinienfeld vielfach auch als Triodenbereich bezeichnet.

Unter der Annahme, daß der Drainstrom I_D im Abschnürbereich konstant bleibt, gehen Ausgangsleitwert und Durchgriff in diesem Bereich gegen Null.

Die Steilheit ergibt sich durch partielle Differentiation von Gleichung (3.22.) zu:

$$y_{21} = \frac{2I_{DSS}}{U_T^2} (U_{GS} - U_T) \quad (3.27.)$$

Als Abschluß zu diesem Kapitel noch einige praktische Hinweise zum Einsatz von MOSFETs: Die hauchdünne SiO_2 -Schicht zwischen Gate und Kanal ist sehr empfindlich gegen Überspannungen, die zum Durchschlagen derselben und damit zur Zerstörung des Bauelementes führen können. Diese Überspannungen können bereits durch Reibungselektrizität, statische Aufladungen und dgl. entstehen. MOSFETs wurden daher früher mit durch Draht kurzgeschlossenen Elektroden transportiert und gehandelt. Anstelle des Drahtes wird heute Leitgummi verwendet, der erst nach Einbau des Elementes in die Schaltung entfernt werden darf. Beim schaltungsmäßigen Einsatz ist eine Gatespannungsbegrenzung durch Dioden oder Z-Dioden vorzusehen. Es ist weiterhin darauf zu achten, daß der Gateanschluß nie unbeschaltet bleibt. Sofern kein KleinspannungslötKolben zur Verfügung steht, ist der LötKolben vom Netz abzutrennen, auch wenn Schutzleiteranschluß vorliegt.

Zusammenfassung zu Abschnitt 3.2.

Unipolare Transistoren nutzen zu ihrer Funktion nur Majoritätsträger. Ihr Vorteil gegenüber bipolaren Transistoren liegt im sehr hohen Eingangswiderstand und der damit möglichen leistungslosen Steuerung. Die Elektroden werden mit Source, Drain, Gate und Bulk bezeichnet, wobei letztgenannte meist im Bauelement bereits mit Source verbunden ist. Die wesentlichsten zwei Hauptgruppen sind der Sperrschicht-FET und der Metall-Isolator-Halbleiter-FET (MISFET). Bei ersterem liegt zwischen Kanal und Steuerelektrode ein in Sperrichtung betriebener pn-Übergang. Durch Erhöhung der Gatespannung tritt eine Verbreiterung der Sperrschicht und damit Reduzierung des Kanalquerschnittes ein. Auf diese Art ist eine Steuerung des Drainstromes möglich.

Der wichtigste Vertreter in der Gruppe der MISFET ist der MOSFET. Es existieren zwei Funktionsprinzipien: Verarmungstyp und Anreicherungstyp. Beide Varianten können noch mit n- oder p-Kanal ausgeführt sein.

Der Verarmungstyp, auch als selbstleitender Typ bezeichnet, zeigt bereits Leitfähigkeit auch ohne anliegende Gatespannung. Wird eine Gatespannung angelegt, die die gleiche Polarität wie die Kanalleitfähigkeit aufweist, so werden freie Ladungsträger aus dem Kanal verdrängt, und der Drainstrom sinkt. Es ist jedoch auch möglich, die Gatespannung in entgegengesetzter Richtung von Null aus zu verändern, wobei der Drainstrom zunimmt, ohne daß das Bauelement den hochohmigen Eingangswiderstand verliert.

Der Anreicherungstyp oder selbstsperrende Typ läßt einen Drainstromfluß erst zu, wenn an die Gateelektrode eine Spannung mit der umgekehrten Polarität der Kanalleitfähigkeit gelegt wird. Der Leitungsmechanismus entsteht dadurch, daß in den Kanal unter der Oxidschicht durch Influenz freie Ladungsträger herangezogen werden. Da leistungslose Steuerung vorliegt, also kein Eingangsstrom fließt, kann das statische Verhalten des Bauelementes mit Übertragungs- und Ausgangskennlinienfeld, also nur mit zwei Quadranten erfolgen. Das Ausgangskennlinienfeld wird in zwei Bereiche unterteilt, den ungesättigten, linearen oder Triodenbereich, der für Schalteranwendung herangezogen wird und den Sättigungsbereich, der für Verstärkerzwecke genutzt wird.

Die Kennwerte werden in Analogie zur Röhrentechnik mit Steilheit, Durchgriff und Ausgangsleitwert oder Innenwiderstand bezeichnet.

Beim Einsatz von MOSFETs ist unbedingt zu beachten, daß die Gateelektrode gegen unzulässige Überspannungen geschützt wird, die beispielsweise durch statische Aufladungen entstehen können.

Aufgaben

- A 18 Beschreiben Sie Aufbau und Wirkungsweise eines MOSFET-Transistors vom n-Kanal-Verarmungstyp.
- A 19 Wodurch unterscheiden sich Verarmungs- und Anreicherungstyp hinsichtlich ihrer prinzipiellen Wirkungsweise? (Speziell Verhalten beider Typen bei $U_{GS} = 0$)
- A 20 Welchen Vorteil hat der Unipolartransistor gegenüber dem Bipolartransistor?
- A 21 Was ist beim Einsatz von MOSFETs unbedingt zu beachten?

Lösungen der Aufgaben

- A 1 Ein passives Bauelement kann keine Verstärkung des Signals bewirken. Durch passive Bauelemente wird das Signal abgeschwächt und häufig auch in der Form verändert.
- A 2 Durch das Einschleifen der Wendel zum Erreichen des endgültigen Widerstandswertes weisen Kohleschichtwiderstände einen induktiven Widerstandsanteil auf. Für Anwendungen in der Höchsthochfrequenztechnik werden Metallschichtwiderstände ohne eingeschliffene Wendel benutzt.
- A 3 Ein MP-Kondensator ist ein Metallpapierkondensator, bei dem auf einem Papierdielektrikum eine dünne Metallschicht (Zink) unter Vakuum aufgedampft ist. Dieser Kondensator zeigt neben geringem Raumbedarf den Vorteil der Selbstausheilung. Bei Spannungsdurchschlag verdampft durch Lichtbogenbildung die dünne Metallschicht und es erfolgt eine Regeneration des Kondensators, da die Fehlerstelle im Dielektrikum wieder einwandfrei isoliert wird.
Als Elko wird der Elektrolytkondensator bezeichnet, bei dem das Dielektrikum durch einen elektrochemischen Formierungsprozess an der Anode (positiver Metallbelag) hervorgerufen wird. Diese Technologie bedingt jedoch die Anwendung des Kondensators bei Gleichspannung mit geringem Wechselanteil. Vorteilhaft zeichnet sich seine Baugröße im Verhältnis zum Kapazitätswert aus.
- A 4 Kernmaterialien für Induktivitäten sind lamellierte Dynamobleche sowie Masse- oder Ferritkerne.
Kerne aus Dynamoblechen werden beispielsweise für Netztransformatoren, Netzdrosseln und Transduktoren verwandt. Für höherfrequente Anwendungen, wie Schwingkreisspulen, Bandfilter oder Kerne für Zeilentransformatoren in Fernsehempfängern, werden Kerne aus Sintermaterialien eingesetzt.
- A 5 Der Thermistor ist ein Heißleiter, d. h. ein Widerstand aus einem Halbleitermaterial, der bei höheren Temperaturen eine bessere Leitfähigkeit aufweist.
Der Varistor ist ein spannungsabhängiger Widerstand, der mit steigender Spannung seinen Widerstandswert verringert.
- A 6 Unter thermischer Eigenleitung oder Eigenhalbleitung ist ein Leitungsmechanismus zu verstehen, der einen störungsfreien Kristallaufbau voraussetzt. Durch äußeren Einfluß, wie Wärme oder Lichtanregung, können sich einzelne Elektronen aus der Atombindung lösen und als freie Elektronen im Kristallgitter bewegen. Die zurückbleibenden Löcher stellen die Defektelektronen dar. Störstellenleitung liegt bei Dotierung des Grundmaterials mit Fremdatomen vor. Werden Fremdatome der 3. Gruppe des periodischen Systems dotiert, entsteht p-Leitung. Bei Dotierung mit fünfwertigen Fremdatomen liegt n-Leitung vor.

Als Majoritätsträger werden die Ladungsträger bezeichnet, die in der Überzahl vorhanden sind und den Leitungstyp bestimmen. Minoritätsträger sind die in der Minderheit auftretenden Ladungsträger. Bei p-leitendem Halbleitermaterial sind also Defektelektronen Majoritätsträger und Elektronen Minoritätsträger.

- A 7 a) Wird ein pn-Übergang technologisch gefertigt und ohne äußere Spannung betrieben, so ist zunächst die Wärmediffusion festzustellen, d. h. Ladungsträger wandern in die entgegengesetzt polarisierten Gebiete ab und in der Grenzschicht bilden sich Raumladungen aus. So entsteht im p-Gebiet eine negative Raumladung durch die zurückbleibenden ortsfesten Akzeptoren und im n-Gebiet eine positive Raumladung durch die zurückbleibenden Donatoren. Die Raumladungen bewirken ein elektrisches Feld, welches eine Potentialdifferenz oder Diffusionsspannung hervorruft. Der dadurch entstehende Feldstrom ist dem Diffusionsstrom entgegengesetzt und ohne äußere Spannung halten sich beide die Waage, so daß sich ein thermodynamisches Gleichgewicht ausbildet.
- b) Wird eine äußere Spannung so an den pn-Übergang angelegt, daß der Pluspol an das p-Gebiet und der Minuspol an das n-Gebiet kommen, so befindet sich die Anordnung in Durchlaßrichtung. Durch den Abbau der Potentialschwelle sinkt der Feldstrom und der Diffusionsstrom nimmt zu, so daß die Grenzschicht mit Ladungsträgern zugeschwemmt und niederohmig wird.
- c) Bei Umkehrung der äußeren Spannung, also Minuspol am p-Gebiet und Pluspol am n-Gebiet, sperrt die Anordnung. Durch diese Polarität wird die Potentialschwelle angehoben, wodurch der Feldstrom zunimmt und die Ladungsträger in ihre jeweiligen Gebiete zurückgezogen werden. Durch die Ladungsträgerverarmung wird der Widerstand der Anordnung hochohmig und es fließt nur noch ein geringer Sperrstrom, der auf Minoritätsträger zurückzuführen ist, die durch thermische Eigenleitung in der Grenzschicht entstehen.
- A 8 Die Lösung dieser Aufgabe muß mit Bild 10 übereinstimmen.
- A 9 Eine Z-Diode ist eine speziell dotierte Siliziumdiode, die im Durchbruchgebiet ihrer Strom-Spannungskennlinie arbeitet. Durch die geringe Spannungsänderung im Arbeitsbereich ist sie zur Stabilisierung von Speisespannungen in Netzteilen geeignet. Sie kann weiterhin zur Lieferung einer Bezugsspannung und für Begrenzerzwecke eingesetzt werden.
- A 10 Als Bipolartransistor wird ein aktives Bauelement bezeichnet, welches zwei Ladungsträgerarten zu seiner physikalischen Funktion ausnutzt, also Majoritätsträger und Minoritätsträger.
- A 11 Die positive Stromrichtung ist bei Transistoren so festgelegt, daß die Ströme positiv gezählt werden, die zum Kristall hinfließen.
- A 12 Eine Elektrode wird dann als Bezugselektrode angesprochen, wenn sie im Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsam vorhanden ist und wechselstrommäßig mit Masse oder dem Nullpotential verbunden ist. Bei der Basisschaltung treffen diese Fakten für die Basiselktrode des Transistors zu.
- A 13 Werden nur Kollektor und Basis an eine Spannungsquelle angeschlossen (bei npn-Transistoren Kollektor an Pluspotential und Basis an Minuspotential), so fließt ein geringer Kollektorreststrom, da die Basis-Kollektor-Diode in Sperrichtung gepolt ist. Wird der Emitter an negatives Potential gelegt (beispielsweise mittels einer zweiten Spannungsquelle und Vorwiderstand), so ist ein erheblicher Anstieg des Kollektorstromes zu verzeichnen. Diese Tatsache ist darauf zurückzuführen, daß vom Emitter Ladungsträger in die Basis injiziert werden. Da die Basiszone sehr dünn und außerdem schwach dotiert ist, finden in ihr nur wenige Rekombinationen statt. Der größte Teil der Ladungsträger diffundiert durch die Grenzschicht in den Kollektor hinein, wo Rekombinationen stattfinden.

- A 14 Die Verstärkung ist prinzipiell als Quotient der Änderung von Ausgangsgröße zur Eingangsgröße definiert. Soll die Stromverstärkung in der Basisschaltung ermittelt werden, so ist der Quotient von Kollektorstromänderung zur Emittterstromänderung zu bilden. Da der Kollektorstrom durch Stromverzweigung nur einen Teil des Emittterstromes darstellt, muß dieser Quotient immer < 1 sein.
- A 15 Bei Bipolartransistoren wird der Strom als Kollektorreststrom bezeichnet, der dann fließt, wenn lediglich Kollektor und nur eine weitere Elektrode angeschlossen sind. Das grundsätzliche Zustandekommen des Reststromes ist wie bei der Diode auf Minoritätsträger zurückzuführen, die durch thermische Eigenleitung in der Grenzschicht entstehen. In der Emitterschaltung müssen die durch Eigenleitung entstandenen Ladungsträger noch über den Emittter fließen, wobei durch Lawineneffekt bzw. Stoßionisation dort weitere Ladungsträger herausgelöst werden (siehe auch Gl. 3.7.). Aus diesem Grunde ist der Kollektorreststrom in Emitterschaltung immer größer als in Basisschaltung.
- A 16 Die Lösung der Aufgabe muß prinzipiell mit Bild 21 übereinstimmen.
- A 17 Unter h-Parametern werden bei Bipolartransistoren die Hybrid- oder Vierpolparameter verstanden. Der Name Hybrid, der so viel wie Mischling bedeutet, ist dadurch entstanden, weil die einzelnen Kennwerte mit unterschiedlichen Dimensionen behaftet sind.
Die h-Parameter können bei NF-Transistoren dem Kennlinienfeld entnommen werden, sie lassen sich meßtechnisch unter Beachtung entsprechender Bedingungen ermitteln, sie können auch den Datenblättern der Hersteller entnommen werden.
- A 18 Ein Feldeffekttransistor vom n-Kanal-Verarmungstyp ist so aufgebaut, daß in ein schwach dotiertes p-Substrat zwei hochdotierte n-Zonen eindiffundiert sind, die Source- und Drainelektrode darstellen. Zwischen beiden Elektroden befindet sich ein dünner Kanal aus leitendem Material. Über dem Kanal, durch eine hochisolierende extrem dünne SiO_2 -Schicht von diesem getrennt, befindet sich die Gateelektrode.
Die Anordnung leitet bereits ohne Gatespannung, wenn an die Drainelektrode positives und an die Sourceelektrode negatives Potential angeschlossen wird. Wird eine positive Gatespannung angeschlossen, so nimmt der Drainstrom zu, da im Kanal eine Elektronenanreicherung stattfindet. Bei negativer Gatespannung werden die Elektronen aus dem Kanal verdrängt und der Drainstrom nimmt ab. Es ergibt sich also eine Steuerwirkung durch Feldeinfluß.
- A 19 Der Verarmungstyp leitet bei angelegter Drainspannung U_{DS} bereits ohne Gatespannung. Bei positiver Gatespannung ist eine Drainstromzunahme, bei negativer Gatespannung eine Drainstromabnahme zu verzeichnen.
Der Anreicherungstyp zeigt ohne Gatespannung keine Leitfähigkeit. Erst durch eine entsprechend gepolte Gatespannung (beim p-Kanaltyp durch negative Gatespannung) tritt ein Stromfluß über die Drainelektrode ein.
- A 20 Die Steuerung der Unipolartransistoren erfolgt ähnlich wie bei der Elektronenröhre durch Feldeinfluß, d. h. es fließt kein Eingangsstrom. Durch diese leistungslose Steuerung wird die meist hochohmige Signalquelle nicht belastet.
- A 21 Die Gateelektrode der MOSFETs verträgt keinerlei Überspannungen, die beispielsweise durch statische Aufladungen entstehen können. Diese Bauelemente müssen daher stets im kurzgeschlossenen Zustand gelagert, transportiert und montiert werden. Erst nach dem Einbau in die Schaltung darf die Überbrückung entfernt werden. Zum Einlöten sollte ein Kleinspannungslötcolben verwendet werden.

Literaturverzeichnis

- [1] *Ausborn, W.*: Elektronik-Bauelemente. Berlin: VEB Verlag Technik 1973.
- [2] Firmenschrift: Keramische Halbleiterwiderstände. Hermsdorf: VEB Keramische Werke 1970.
- [3] *Rumpf, K.-H.; Pulvers, M.*: Transistor-Elektronik. 5. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1973.
- [4] *Baumann, P.*: Halbleiterpraxis. Berlin: VEB Verlag Technik 1976.
- [5] *Eckhart, D.; Groß, W.*: Grundlagen der digitalen Schaltungstechnik. 2. Auflage. Berlin: Militärverlag der DDR 1975.
- [6] Firmenschrift: Siliziumtransistoren. Frankfurt/Oder: VEB Kombinat Halbleiterwerk. Ausgabe 1972/73.

Sachwörterverzeichnis

- Akzeptoren 13
Avalanche Effekt 15
Ausgangswert 29, 39
Backward Diode 19
Bahnwiderstand 17
Basis-Emitter-Diode 24
Basis Kollektor-Diode 24
Bauelemente, passive 6
Belastbarkeit von Widerständen 7
Basisschaltung 24
Defektelektron 13
Diac 19
Diffusionsstrom 14
Diffusionsspannung 14
Diodenkennlinie 17
– idealisierte 18
Donator 13
Dotierung 13
Drahtwiderstand 7
Drainelektrode 35
Durchbruchspannung 17, 37
Drifttransistor 21
Durchgriff 39
Durchlaßgleichstrom 18
Durchlaßspannung 18
Eigenhalbleitung 13
Eigenleitungsichte 13
Eingangswiderstand 30, 34, 37
Einschnürbereich 37
Elektrolytkondensator 8
Emitterschaltung 25
Feldeffekttransistor 20, 34
Feldstrom 14
Flächendiode 16
Formierungsprozeß 8, 17
 f_1 -Grenzfrequenz 32
Gateelektrode 35
Generation 13
Grenzfrequenz 32
Großsignalverstärkung 31
Heißeiter 10
Hybrid-Parameter 24, 26
Kaltleiter 10, 11
Kapazitätsdioden 19
Kleinleistungsdioden 16
Kleinsignalverstärkung 27, 31
Kollektorreststrom 23, 25
Kondensatoren, allg. 7
– keramische 7
– Metallpapier 8
Induktivitäten 9
Lawinen-Effekt 15, 19
Leistungsverstärkung 24
Majoritätsträger 13, 34
Massenwirkungsgesetz 13
Metallschichtwiderstand 7
Minoritätsträger 14
MOSFET 34
n-Kanal-Verarmungstyp 35, 36
Oberflächeneffekte bei Dioden 17
p-Kanal-Anreicherungstyp 37
pn-Übergang 14
Potentiometer 6
Raumladung 14
Referenzelement 19
Schichtwiderstand 7
Schleusenspannung 17
Schwellenspannung 37
Schwingfrequenz, maximale 33
Spannungsrückwirkung 30
Speisespannung 29
Sperrholungszeit 18
Sperr sättigungsstrom 17
Sperrstrom 15
Spitzendiode 17
Spitzendurchlaßstrom 18
Spitzen transistor 20
Stabilisierung 19
Steilheitskennlinienfeld 30
Steilheit 30, 39
Substrat 21, 35
Sourceelektrode 35

Tandempotentiometer 7
 Temperaturspannung 14
 Thermistor 10
 Transistor, bipolarer 20

- Elektrodenbezeichnungen 21
- Epitaxial-Planar- 21
- Kennlinienfeld in Emitterschaltung 27
- Sperrschichttemperatur 26
- Stromverstärkung 24, 25
- Wirkungsweise 23
- Zonenfolge 21

 Transitfrequenz 32
 Tunneldiode 19
 Übertragungskennlinienfeld 29
 Unipolartransistoren 20, 34

- Elektrodenbezeichnung 35
- MOS-Transistoren 36
- Sperrschicht-FET 35

Varicap 19
 Varistor 10, 11
 Vierpolersatzschaltbild 31
 Vierpolgleichungen 31
 Vierschichtdiode 19
 Widerstände, ohmsche 6
 Zener-Effekt 15, 19
 Z-Diode 18

- Verlustleistung 18
- Z-Widerstand 19

Als Manuskript gedruckt - Alle Rechte vorbehalten

Veröffentlicht:

INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK

Karl-Marx-Stadt

Druck:

POLYGRAFISCHER BEREICH DES WISSENSCHAFTLICHEN
INFORMATIONSZENTRUMS DER BERGAKADEMIE FREIBERG

Ag 613/444/84/800

1. Ausgabe

4. Auflage

Vorzugsschutzgebühr: 1,50 M

**FACHSCHUL-
FERNSTUDIUM**

FSL Dipl.-Ing. Walter Dierke

**GRUNDLAGEN DER
ELEKTRONIK**

2

**Wandler und
elektronische Verstärker I**

**Herausgeber:
Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“
Velten-Hohenschöpping**

03 1129 02 0

Dieser Lehrbrief wurde
verfaßt von:

FSL Dipl.-Ing. Walter Dierke
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“ in
Velten-Hohenschöpping

lektoriert von:

FSL Dipl.-Ing. Werner Ausborn
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für
Elektrotechnik Berlin-Lichtenberg

FSL Fachlehrerin Eva Berge
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“ in
Velten-Hohenschöpping

bearbeitet von:

FSD Dipl.-Ing. Hans Guhl
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“ in
Velten-Hohenschöpping

Redaktionsschluß: 1. März 1978

Als Manuskript gedruckt • Alle Rechte vorbehalten

Veröffentlicht:

**INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
Karl-Marx-Stadt**

Druck und buchbinderische Verarbeitung:

**ZENTRALSTELLE FÜR LEHR- UND ORGANISATIONSMITTEL DES
MINISTERIUMS FÜR HOCH- UND FACHSCHULWESEN, ZWICKAU**

Ag 613/193/85/600

1. Ausgabe

5. Auflage

Vorzugschutzgebühr: 2,00 M

Inhaltsverzeichnis

Seite

1.	Wandler	5
1.1.	Thermoelektrische Wandler	5
1.2.	Optoelektronische Wandler	7
1.3.	Magnetoelektronische Wandler	10
1.4.	Piezoelektronische Wandler	12
2.	Verstärkertechnik I	13
2.1.	Grundlagen der Verstärkertechnik	13
2.2.	Klassifizierung von Verstärkern	18
2.2.1.	Selektivverstärker	20
2.2.2.	Breitbandverstärker	21
2.3.	Arbeitspunkteinstellung und -stabilisierung bei Transistoren	23
2.4.	Bemessung eines RC-Verstärkers	30
2.5.	Gegengekoppelte Verstärker	36
	Lösungen der Aufgaben und Übungen	42
	Formelzusammenstellung	47
	Literaturverzeichnis	50
	Sachwörterverzeichnis	51

Fehlerberichtigung

<u>Seite</u>	<u>Zeile/Bild</u>	<u>richtig</u>
6	Bild 1	R_1 mit einem <u>Heißeleiter</u> R
6	Bild 2	R_2 mit einem <u>Heißeleiter</u> R
19	11.Z.v.u.	... Oberwellen zu dem <u>Effektivwert des Gesamtspannungsgemisches</u> ergibt.
23	5.Z.v.u.	... zu verändern ist,

1. Wandler

Unter Wandlern sollen Bauelemente verstanden werden, die es ermöglichen, nichtelektrische Informationen in elektrische umzuwandeln und umgekehrt. Die Bauelemente können dabei sowohl aktiv als auch passiv arbeiten. Aktive Wandler setzen das nichtelektrische Signal unmittelbar in elektrische Energie um, wie beispielsweise das Fotoelement. Passive Wandler benötigen zu ihrer Funktion eine Hilfsenergie. Das nichtelektrische Signal steuert dann diese Hilfsenergie, z. B. durch Widerstandsänderung wie beim Fotowiderstand.

An die Wandler werden die Forderungen der verzerrungsfreien Signalübertragung, der geringen Trägheit und der hohen Empfindlichkeit gestellt, die allgemein von elektronischen Bauelementen erfüllt werden.

In diesem Abschnitt werden nur die wichtigsten Wandler behandelt, die für die Elektronik Bedeutung haben. Auf weitere Bauelemente, die in diese Kategorie gehören, wird hingewiesen.

1.1. Thermoelektrische Wandler

Es handelt sich dabei um Bauelemente, die Temperaturänderungen in elektrische Größen umwandeln können. Dies kann sowohl zum Zwecke der Temperaturmessung als auch zur Kompensation des Temperatureinflusses in elektronischen Schaltungen erforderlich sein. Letztgenannte Anwendung wird beispielsweise in Verstärkerschaltungen mit Transistoren zur Stabilisierung des Arbeitspunktes gegen thermische Einflüsse genutzt.

Als aktiver Wandler ist das Thermoelement zu nennen. Passive Wandler sind die im Lehrbrief 1 (Elektronische Bauelemente) bereits ausführlich behandelten Thermistoren.

Es soll an dieser Stelle lediglich auf die Korrektur von Thermistorkennlinien eingegangen werden, für die /1/ die entsprechenden Diagramme und Beziehungen angibt.

Ist zur Kompensation des Temperaturganges eines Halbleiterbauelementes eine bestimmte Thermistorcharakteristik erforderlich, so ist diese meist nicht mit einem Einzelelement zu erreichen.

Durch Reihen- bzw. Parallelschaltung eines temperaturunabhängigen Widerstandes mit einem Thermistor kann die gewünschte Charakteristik erreicht bzw. genähert werden.

Bei Reihenschaltung eines Thermistors R mit einem temperaturunabhängigen Widerstand R_1 ergibt sich kennlinienmäßig die Parallelverschiebung der Widerstandscharakteristik des Thermistors zu größeren Widerstandswerten.

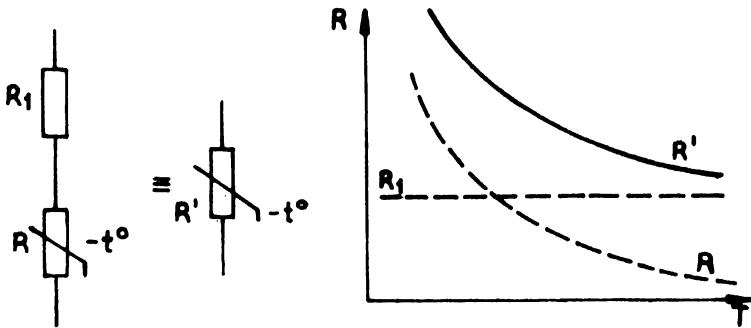
Für den Ersatzwiderstand gilt:

$$R' = R_1 + R_{20} (1 + \alpha \Delta T) = R'_{20} (1 + \alpha' \Delta T) \quad (1.1.)$$

mit dem Ersatzkaltwiderstand $R'_{20} = R_1 + R_{20}$

und dem Temperaturkoeffizienten $\alpha' = \frac{R_{20}}{R_1 + R_{20}} \alpha$

Bild 1: Reihenschaltung eines temperaturunabhängigen Widerstandes R_1 mit einem Thermistor R



Bei Parallelschaltung eines temperaturunabhängigen Widerstandes R_2 mit einem Thermistor R wird dessen Kennlinienverlauf verflacht und zu kleineren Werten hin verschoben.

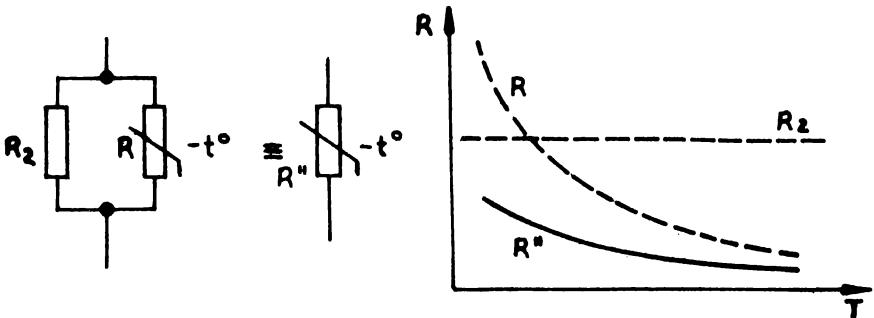


Bild 2: Parallelschaltung eines konstanten Widerstandes R_2 mit einem Thermistor

Für den Ersatzwiderstand gilt jetzt:

$$R'' = \frac{R_2 \cdot R_{20} (1 + \alpha \Delta T)}{R_2 + R_{20} (1 + \alpha \Delta T)} \approx R''_{20} (1 + \alpha'' \Delta T) \quad (1.2.)$$

mit $R''_{20} = \frac{R_2 \cdot R_{20}}{R_2 + R_{20}}$

und $\alpha'' \approx \frac{R_2}{R_2 + R_{20}} \alpha$

1.2. Optoelektronische Wandler

Diese Bauelemente nutzen physikalische Prozesse zur Wandlung optischer Signale in optische, optischer Signale in elektrische und/oder elektrische Signale in optische Signale oder bewirken auch eine mehrfache Wandlung.

Zur Übersicht über die Möglichkeiten der Realisierung von optoelektronischen Signalwandlungen dient die nachfolgende tabellarische Zusammenstellung (nach /2/).

Wandlerfunktion	Realisierung
optisch-optisch	Fotolumineszenz (Leuchtstoff)
optisch-elektrisch	Fotozelle Fotoelement Fotowiderstand Fotodiode/Fototransistor Sekundärelektronenvervielfacher Bildaufnahmeröhre
elektrisch-optisch	Lichtemitterdiode Ziffernanzeigebaulemente Bildwiedergaberöhre
optisch-elektrisch-optisch	Bildwandler Bildverstärker

elektrisch-optisch-elektrisch	Optoelektronische Koppler Lichtleiterübertragung
elektrisch-optisch-optisch	Lumineszenzdioden mit Konversions- phosphoren

Für die praktische Anwendung sind dabei die informationsanzeigenden Bauelemente von besonderer Bedeutung, die also die Signalwandlung elektrisch-optisch bewirken, da sie zur Signal-, Ziffer- und Symboldarstellung benutzt werden. Als besondere Forderung ist zu nennen, daß sie zu den Bauelementen der Si-Mikroelektronik kompatibel sein müssen.

Im Rahmen dieses Abschnittes sollen nur die wichtigsten Wandler der Funktion optisch-elektrisch und elektrisch-optisch behandelt werden.

Die Fotozelle, die in gasgefüllter und evakuierter Form existiert, hat an Bedeutung verloren, da sie zu ihrer Funktion Hilfsspannung über 100 V benötigt und eine geringe Empfindlichkeit aufweist, so daß ein nachfolgender (Röhren-) Verstärker erforderlich wird.

Fotowiderstände sind sperrschichtlose Halbleiter und bestehen aus einem polikristallinen Halbleiterwerkstoff, wobei vorwiegend Kadmiumsulfid (CdS) und Kadmiumselenid (CdSe) verwendet werden. Der Widerstand ist von der Beleuchtungsstärke abhängig, d. h. bei Belichtung verringert sich der Widerstand eines solchen Bauelementes um mehrere Zehnerpotenzen. Dunkelwiderstände derartiger Bauelemente werden in der Größenordnung von $10^6 \dots 10^8 \Omega$ angegeben. Ihre spektrale Empfindlichkeit liegt im Bereich des sichtbaren Lichtes, etwa bei $0,5 \mu\text{m}$, die Grenzfrequenz liegt bei $f_{gr} < 10 \text{ Hz}$. Beim Einsatz sind maximale Verlustleistung und seine Temperaturabhängigkeit, besonders bei kleinen Beleuchtungsstärken, zu berücksichtigen. Da die Widerstandsänderung stromrichtungsunabhängig ist, lassen sie sich auch mit Wechselspannung betreiben.

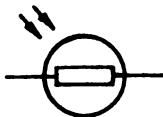


Bild 3: Schaltsymbol eines Fotowiderstandes



Bild 4: Schaltsymbol einer Fotodiode

Zur Wandlung optischer in elektrische Signale werden in letzter Zeit vorwiegend Fotodioden und Fototransistoren verwendet. Fotodioden gewährleisten eine Arbeitsgeschwindigkeit, die bis in das GHz-Gebiet reicht. Da sie unempfindlicher als Fotowiderstände sind, macht sich eine zusätzliche Verstärkung erforderlich. Die allgemeine Erscheinung, daß der Sperrstrom einer Diode durch Belichtung zunimmt, wird bei Fotodioden ausgenutzt. Durch die Anregung mit Lichtenergie werden im pn-Übergang Ladungsträger freigesetzt. Fotodioden können als passive und aktive Wandler betrieben werden. Bei passiver Funktion, der bevorzugten Einsatzart, wird die Diode durch eine negative Anodenspannung in Sperrrichtung betrieben.

Die spektrale Empfindlichkeit liegt bei Ge-Fotodioden zwischen $0,5 \dots 1,7 \mu\text{m}$, mit einem Maximum bei $\lambda = 1,5 \mu\text{m}$. Bei Si-Fotodioden liegt dieser Bereich zwischen $0,6 \dots 1,0 \mu\text{m}$, mit einem Maximum bei $\lambda = 0,8 \mu\text{m}$. Bei der Anwendung dieser Bauelemente ist besonders bei Ge-Fotodioden der stark temperaturabhängige Dunkelstrom zu beachten. Zu aktiver Wandlerfunktion wird die Fotodiode ohne Vorspannung betrieben, sie arbeitet als Fotoelement. Die abgegebene Leistung wird von der Beleuchtungsstärke beeinflusst. Spezielle Fotoelemente werden meist auf Selenbasis hergestellt, sie weisen dann aber eine geringere Empfindlichkeit auf.



Bild 5: Schaltsymbol eines Fototransistors

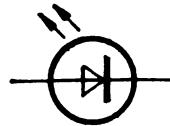


Bild 6: Schaltsymbol einer Lumineszenzdiode

Fototransistoren existieren mit und ohne herausgeführten Basisanschluß. Diese Basis-Emitter-Diode reagiert auf Lichteinfall.

Durch die Verstärkerwirkung der Anordnung ergibt sich ein um den Gleichstromverstärkungsfaktor größerer Kollektorstrom gegenüber der allein betriebenen lichtempfindlichen Basis-Emitter-Diode. Auch beim Fototransistor ist ein Dunkelstrom zu verzeichnen, der bei herausgeführtem Basisanschluß durch einen außen angeschalteten Widerstand zwischen Basis und Emitter reduziert werden kann. Durch diese Schaltungsmaßnahme ist jedoch eine geringere Empfindlichkeit zu verzeichnen.

Bei **Lumineszenzdioden**, **Leuchtdioden** oder **Lichtemitterdioden** wird die Erscheinung ausgenutzt, daß ein in Durchlaßrichtung betriebener pn-Übergang Lichtquanten aussendet. Diese Bauelemente ermöglichen die Wandlerfunktion elektrisch-optisch. Der Spektralbereich des ausgesandten Lichtes hängt vom verwendeten Grundmaterial ab. Gallium-Arsenid (GaAs) sendet infrarotes Licht, Gallium-Arsenid-Phosphid (GaAsP) rot bis gelb und Gallium-Phosphid (GaP) grünes Licht aus. Durch die erforderlichen Ströme von einigen mA und Durchlaßspannungen bis etwa 2,5 V eignen sich diese Bauelemente sehr gut zur Signalanzeige in Halbleiterschaltungen. Die praktische Ausführung kann dabei sowohl als Einzeldiode als auch als Mehrsegment-Anzeigeeinheit erfolgen. Letzgenannte sind in Taschenrechnern zu finden.

Durch die auf Halbleiterbasis arbeitenden Anzeigeelemente haben die **Ziffern-** bzw. **Symbolanzeigeröhren** etwas an Bedeutung verloren. Sie nutzen die bereits von der Glimmlampe her bekannte elektrische Gasentladung zur Anzeige aus. Hinter einer Anode aus Drahtgeflecht befinden sich die meist aus Draht gebogenen Katoden, die die Ziffern 0...9 darstellen. Bei Ansteuerung der jeweiligen Katode mit negativem Potential leuchtet die betreffende Ziffer auf. Nachteilig ist die relativ hohe Betriebsspannung von etwa 100 V.

Die Kombination einer Leuchtdiode mit einem Fotoempfänger, also Fotodiode oder Fototransistor, wird als **Optokoppler** bezeichnet. Sie werden hauptsächlich dann eingesetzt, wenn zwei Systeme mit verschiedenen Bezugspotentialen miteinander zu verbinden sind.

Optokoppler lassen sich zur analogen und digitalen Signalübertragung einsetzen. Die Eigenschaften derartiger Bauelemente werden durch das Empfängerelement bestimmt, was sich beispielsweise in der Grenzfrequenz ausdrückt. Fotodioden mit relativ hoher Grenzfrequenz erfordern auf jeden Fall eine nachfolgende Verstärkung.

Fototransistoren eignen sich durch ihre Trägheit ohne zusätzliche Beschaltung für Frequenzen bis 50 kHz. Durch schnelle Schaltverstärker und Trigger, mit denen der Fototransistor beschaltet wird, lassen sich Übertragungsfrequenzen bis etwa 1 MHz erreichen.

1.3. Magnetoelektronische Wandler

Der einfachste magnetoelektronische Wandler ist die Induktionsspule, die meist mit Eisenkern ausgeführt ist. Kontaktlose Schalter für Aufzüge, Endschalter und dgl. lassen sich auf dieser Basis realisieren. Ein auf dem Gegenstück angebrachter Permanentmagnet induziert beim Vorbeilaufen in der Spule einen Impuls, der in der nachfolgenden Schaltung weiter verarbeitet wird.

Absolute Werte magnetischer Größen und Informationen lassen sich mit diesen Induktionsspulen jedoch nicht erfassen. Für diesen Zweck werden Bauelemente eingesetzt, die den Hall-Effekt ausnutzen. Der Hall-Effekt stellt die Ablenk-
wirkung von Magnetfeldern auf bewegte elektrische Ladungsträger dar. Praktische Ausführungen dieser Bauelemente sind Feldplatte und Hallgenerator.

Die aus Halbleiterwerkstoff, meist Indium-Arsenid (InAs), bestehenden Feldplatten sind so aufgebaut, daß in ihnen nadelförmig Einschlüsse enthalten sind, die eine wesentlich höhere magnetische Leitfähigkeit als der Grundwerkstoff haben. Wird an das Bauelement eine Spannung ohne Magnetfeld angelegt, so verlaufen die Strombahnen geradlinig, als wären keine Nadeln vorhanden. Durch die Einwirkung des Magnetfeldes erfolgt eine Drehung der Nadeln und damit eine Verlängerung der Strombahnen mit Halbleiter, wodurch eine induktionsabhängige Widerstandserhöhung eintritt.

Der Hallgenerator benötigt zu seiner Funktion einen Steuerstrom der in die zwei kontaktierten Stirnflächen des Halbleiterplättchens von etwa 1 mm^2 aktiver Fläche bei einer Dicke von $\approx 100\ \mu\text{m}$ eingespeist wird. Die Hallspannung wird an den zwei weiteren Anschlüssen abgenommen, die sich in der Mitte der anderen beiden Seiten befinden. Ihre Entstehung ist so zu erklären, daß durch den Einfluß eines Magnetfeldes die Ladungsträger des Steuerstromes einseitig zusammengedrängt werden. Die Polarität der Hallspannung wird durch die Richtungen von Magnetfeldern und Steuerstrom festgelegt.

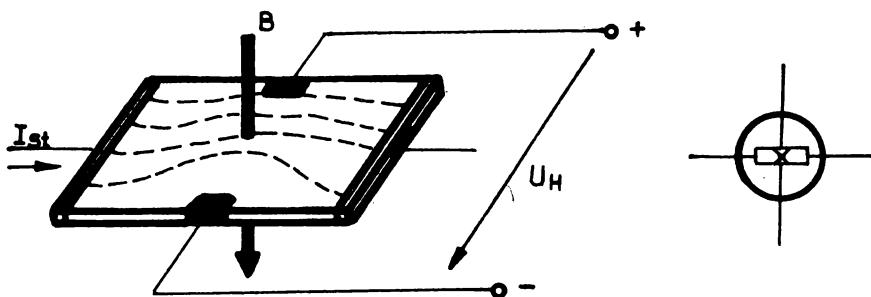


Bild 7: Schematischer Aufbau und Schaltsymbol eines Hall-Generators

1.4. Piezoelektronische Wandler

Derartige Wandler dienen vorwiegend dazu, nichtelektrische Größen, meist mechanische Schwingungen, in elektrische Signale umzuwandeln.

Unter dem piezoelektrischen Effekt ist die Erscheinung zu verstehen, daß an den Grenzflächen bestimmter Kristalle, wie Quarz, Turmalin, Seignettesalz und dgl., elektrische Ladungen auftreten, wenn diese mechanisch auf Zug oder Druck beansprucht werden. Die dabei auftretende Piezoquellenspannung ist der Kraftwirkung proportional.

Auch die Umkehrung des Effektes ist möglich, d. h., ein Kristall, der mit einer elektrischen Spannung beansprucht wird, erfährt durch die Verschiebung elektrischer Dipole im Inneren des Kristalls elastische Verformungen.

Die praktische Ausführung derartiger Wandler sind der Piezogeber und der Schwingquarz. Schwingquarze werden zur Konstanthaltung der Frequenz in Schwingkreisen benutzt, da die Eigenschwingung des Quarzes von seinen mechanischen Abmessungen bestimmt wird. Der Quarz stellt einen Schwingkreis hoher Güte dar, die wesentlich über der normaler LC-Kreise liegt.

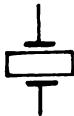


Bild 8:
Schaltsymbol eines
Schwingquarzes

Zusammenfassung zu Abschnitt 1.

Wandler sind Bauelemente, die nichtelektrische Signale in elektrische umwandeln und umgekehrt. Aktive Wandler erzeugen dabei die elektrische Quellenspannung unmittelbar aus der nichtelektrischen Größe, während passive Wandler eine elektrische Hilfsenergie benötigen, die durch die Information gesteuert wird, beispielsweise durch Widerstandsänderung.

Als thermoelektrische Wandler können Thermoelemente und Thermistoren aufgefaßt werden. Thermistoren können sowohl zur Temperaturmessung als auch zur Kompensation des Temperatureinflusses in Transistorschaltungen, d. h. zur thermischen Stabilisierung des Arbeitspunktes, eingesetzt werden. Da sich der entsprechende Temperaturgang mit einem Thermistor meist nicht realisieren läßt, werden diese mit temperaturunabhängigen Widerständen in Reihen- oder Parallelschaltung kombiniert.

Optoelektronische Wandler reagieren auf Lichteinflüsse, bzw. wandeln elektrische Signale in Lichtinformationen um. Verbreitete Anwendung finden zur Zeit Fotowiderstand, Fotodiode und Fototransistor, da sie mit geringen Betriebs-

spannungen arbeiten und zu Halbleiterschaltungen kompatibel sind. Als Wandler von elektrischen Signalen in optische Informationen werden Lumineszenzdioden und Ziffern- bzw. Symbolanzeigeeinheiten eingesetzt. Zur Verbindung von Informationssystemen mit unterschiedlichen Bezugspotentialen werden Optokoppler verwendet, die eine Kombination von Lumineszenzdioden mit Fotodioden oder -transistoren darstellen. Magnetoelektronische Wandler, die magnetische Größen in elektrische umwandeln, sind Feldplatten oder Hall-Generatoren, die auf der Anwendung des Halleffektes beruhen.

Als piezoelektronische Wandler dienen Piezogeber und Schwingquarze, die mechanische Kräfte in elektrische Signale umwandeln bzw. zur Frequenzkonstanzhaltung in Schwingkreisen eingesetzt werden.

Aufgaben

- A 1 Was verstehen Sie unter einem elektronischen Wandler, und was bezeichnen die Begriffe aktiver und passiver Wandler?
- A 2 Zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit von Halbleiterbauelementen werden temperaturabhängige und temperaturunabhängige Widerstände in Reihe und parallel geschaltet. Welche Ergebnisse werden mit beiden Schaltungsvarianten erreicht?
- A 3 Nennen Sie optoelektronische Wandlerfunktionen, die häufig in der Elektronik angewandt werden, und geben Sie Bauelemente an, die diese Funktionen realisieren!

2. Verstärkertechnik I

2.1. Grundlagen der Verstärkertechnik

Funktionseinheiten, die einem Signalträger beim Durchlaufen einen Energiezuwachs übermitteln, werden als Verstärker bezeichnet. Bei diesem Vorgang besteht in den meisten Fällen die Randbedingung, daß der Informationsinhalt nicht verändert werden darf.

Diese Aufgabe wird durch den Verstärker so gelöst, daß durch das Eingangssignal eine Hilfsenergie gesteuert wird, die das Ausgangssignal hervorruft. Verstärker, die als Eingangs- und Ausgangssignal elektrische Größen aufweisen (Spannung oder Strom) und mit elektrischer Hilfsenergie arbeiten, werden als elektronische Verstärker bezeichnet.

Läßt die Funktion des Verstärkers für das Ausgangssignal nur zwei oder mehrere diskrete Werte zu, so wird von unstetiger Verstärkung gesprochen. Praktische Beispiele hierfür sind Relais und Thyristor sowie aktive digitale Schaltkreise.

Kann das Ausgangssignal innerhalb eines bestimmten Bereiches wegen der Beeinflussung durch das Eingangssignal jeden beliebigen Wert annehmen, so wird dieser Verstärker als stetiger und analoger Verstärker bezeichnet. Diese Verstärker arbeiten fast ausnahmslos mit stetig steuerbaren elektronischen Bauelementen, wobei heute vorwiegend unipolare oder bipolare Transistoren verwendet werden.

Der Anwendungsbereich der elektronischen Verstärker beschränkt sich dabei nicht nur auf die Gebiete der Unterhaltungselektronik wie Rundfunk, Fernsehen und Fonotechnik, auch in der Meßtechnik und der Automatisierungstechnik sind alle Varianten elektronischer Verstärker zu finden. Die technische Realisierung derartiger Verstärker hat sich in letzter Zeit durch das Aufkommen der integrierten Schaltkreise stark vereinfacht, da derartige Schaltkreise, die meist mehrere Verstärkerstufen enthalten, nur nach dem jeweiligen Anwendungszweck mit einigen äußeren passiven Bauelementen beschaltet werden. Hier zeichnet sich besonders der Operationsverstärker wegen seiner universellen Anwendbarkeit aus.

Vor der Betrachtung der technischen Realisierung der einzelnen Verstärkervarianten soll zunächst am Beispiel eines bipolaren Transistors die Fähigkeit eines aktiven Bauelementes, eine Verstärkerwirkung zu erzeugen, demonstriert werden.

Nach Aufgabe der Verstärkerstufe wird zwischen Kleinsignal- und Großsignalverstärkung unterschieden. Bei der zu betrachtenden Kleinsignalverstärkung wird die Kennlinie des Bauelementes bei der Aussteuerung durch kleine Signalamplituden nur in der Nähe des Arbeitspunktes genutzt, so daß auch nichtlineare Kennlinien im Arbeitsbereich durch Geradenabschnitte genähert werden können. Bei dieser Betriebsart muß der Arbeitspunkt im I. Quadranten des Kennlinienfeldes unterhalb der Verlustleistungshyperbel liegen. Zur Erklärung der Verstärkerwirkung wird die vorwiegend verwendete Emitterschaltung genutzt (Bild 9).

Werden zunächst nur Kollektor und Emitter des Transistors mit der Speisepannung U_S verbunden, so fließt im Kollektorkreis nur der Reststrom I_{CEO} . Bei eingestelltem Arbeitspunkt, durch ein entsprechendes Basispotential zu erreichen, fließt im Kollektorkreis der Kollektorruhestrom I_C unter der Voraussetzung, daß noch keine Eingangswchselfspannung u_e angelegt ist. Durch die Eingangswchselfspannung wird ein Eingangswchselfstrom hervorgerufen, da die Basis-Emitter-Diode in Durchlaßrichtung vorgespannt ist. Über die Basis des

Transistors fließen dann sowohl der zur Arbeitspunkteinstellung notwendige Gleichstrom I_B als auch die durch das Signal hervorgerufene Wechselkomponente i_b . Letztere bewirkt eine Modulation des Kollektorstromes, so daß neben dem Gleichstrom I_C auch hier eine Wechselkomponente i_c zu verzeichnen ist. Durch den Kollektorwiderstand R_C wird i_c in die Ausgangswechselspannung u_a umgewandelt, die am Ausgang A abgenommen werden kann. Durch den fließenden Eingangswechselstrom ist keine leistungslose Steuerung wie bei der Elektronenröhre und dem Unipolartransistor möglich.

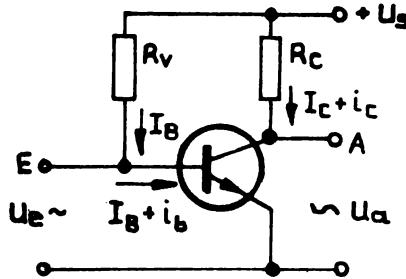


Bild 9: Prinzipschaltung eines Verstärkers in Emitterschaltung

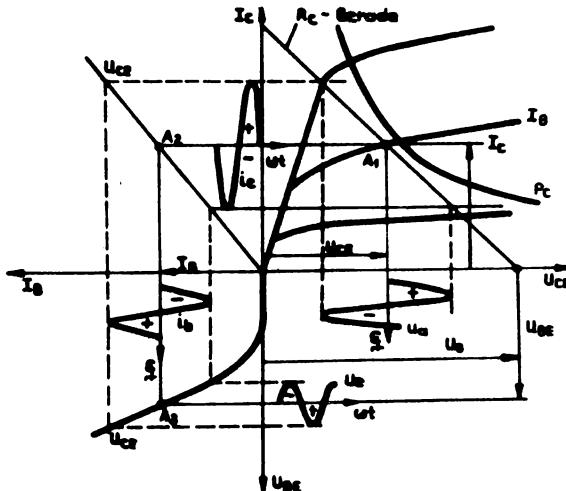


Bild 10: Erläuterung der Verstärkerwirkung eines bipolaren Transistors anhand des Kennlinienfeldes

Bild 10 verdeutlicht die gleichen Zusammenhänge anhand des Kennlinienfeldes. Aus der Darstellung sind neben den Wechselgrößen auch die Gleichstromhilfsgrößen ersichtlich. Die Basisvorspannung U_{BE} des III. Quadranten wird mit der Eingangs- oder Signalwechselspannung u_e überlagert, wobei im zeitlichen Ablauf mit der negativen Halbwelle begonnen wird. Der Basiswechselstrom i_b ergibt sich konstruktiv durch Projektion der Scheitelwerte von u_e auf die U_{BE}/I_B -Kennlinie. In der gleichen Art wird der Kollektorwechselstrom i_c ermittelt. Die Ausgangswechselspannung u_a wird durch die Projektion von i_c auf die R_C -Gerade gewonnen. Beachtenswert ist, daß die Ausgangswechselspannung im zeitlichen Ablauf mit der positiven Halbwelle beginnt. Zwischen Ausgangs- und Eingangswechselspannung besteht also Gegenphasigkeit. Bei formelmäßigen Abhandlungen der Verstärkung wird diese Tatsache durch ein negatives Vorzeichen berücksichtigt.

Aus Bild 10 ist weiterhin ersichtlich, daß als optimale Lage des Arbeitspunktes A_1 im I. Quadranten die bei $U_{CE} = U_S/2$ anzusehen ist. Bei voller Aussteuerung steht für negative und positive Halbwelle jeweils der gleiche größtmögliche Scheitelwert zur Verfügung. Der Wert $U_{CE} = U_S/2$ ergibt sich weiterhin aus einer Temperatur-Leistungsbetrachtung, da bei dieser Lage der Arbeitspunkt auch ohne besondere Maßnahmen temperaturstabil ist, weil im Transistor die größte Leistung umgesetzt wird. Bei Vorstufen ist diese Tatsache jedoch häufig gar nicht erwünscht.

Die rechnerische Behandlung der Verstärkungsverhältnisse bei Kleinsignalverstärkung erfolgt vorwiegend mittels Vierpoltheorie und deren Grundgleichungen, unter Benützung der h-Parameter, die bereits im Lehrbrief 1 Abschnitt 3.1.2. erläutert wurden.

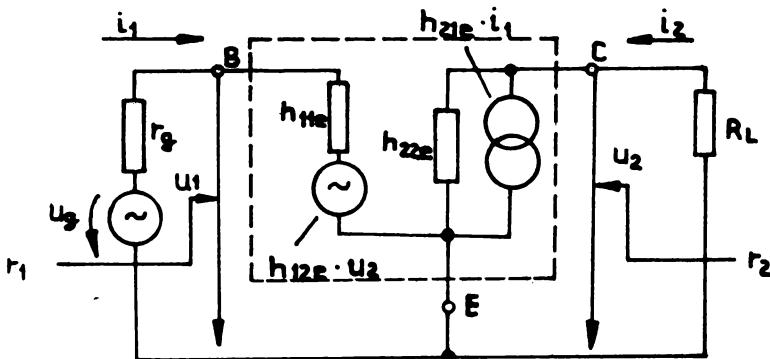


Bild 11: Vierpolersatzschaltung einer Transistorstufe in Emitterschaltung

Zur Aufstellung der Vierpolgleichungen wird die Vierpolersatzschaltung des Transistors benutzt, die nach Bild 11 ausgangsseitig mit dem Lastwiderstand R_L abgeschlossen ist.

R_L stellt dabei die Kombination aus dem Kollektorwiderstand R_C und dem Eingangswiderstand einer evtl. nachgeschalteten weiteren Verstärkerstufe dar. Am Eingang des Transistors ist eine Signalquelle (Generator) angeschlossen, die die Signal- oder Generatorspannung u_g liefert und mit dem Innenwiderstand r_g behaftet ist. Die Kleinschreibung von r_g soll auf einen dynamischen, also arbeitspunktabhängigen Widerstand hinweisen, während R_L als reel und konstant angenommen werden soll, was in der Praxis nicht immer zutrifft.

Nach Bild 11 kann das folgende Gleichungssystem aufgestellt werden:

$$u_1 = i_1 \cdot h_{11e} + h_{12e} \cdot u_2 \quad (2.1.)$$

$$i_2 = i_1 \cdot h_{21e} + h_{22e} \cdot u_2 \quad (2.2.)$$

$$u_1 = u_g - i_1 \cdot r_g \quad (2.3.)$$

$$u_2 = -i_2 \cdot R_L \quad (2.4.)$$

Die Gleichungen (2.1.) und (2.2.) sind identisch mit den bereits im Lehrbrief 1 Abschnitt 3.1.2. behandelten, wobei lediglich der Index e für Emitterschaltung angefügt wurde. Bei Veränderung der Indizes könnte das Gleichungssystem für Basis- und Kollektorschaltung in gleicher Art aufgestellt werden.

Die Gleichungen (2.1.) und (2.2.) werden auch als innere Gleichungen des Vierpols bezeichnet, (2.3.) und (2.4.) als äußere. Aus diesen Gleichungen können für die Schaltungsbemessung interessierende Größen, wie Stromverstärkung, Spannungs- und Leistungsverstärkung, sowie Eingangs- und Ausgangswiderstand abgeleitet werden.

Für die Beziehung der Stromverstärkung soll diese Ableitung demonstriert werden.

Gleichung (2.4.) wird für u_2 in (2.2.) eingesetzt:

$$i_2 = i_1 \cdot h_{21e} - h_{22e} \cdot i_2 \cdot R_L$$

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

$$i_2 (1 + h_{22e} \cdot R_L) = i_1 \cdot h_{21e}$$

$$V_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} \cdot R_L} \quad (2.5.)$$

Die weiteren Beziehungen werden ohne Ableitung angegeben.

Spannungsverstärkung:

$$V_u = \frac{u_2}{u_1} = - \frac{R_L \cdot h_{21e}}{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e} \quad (2.6.)$$

mit Δh_e als Koeffizientendeterminante des Gleichungssystems:

$$\Delta h_e = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e} \quad (2.7.)$$

Leistungsverstärkung:

$$V_p = V_u \cdot V_i = \frac{h_{21e}^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22e} \cdot R_L)(h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e)} \quad (2.8.)$$

Eingangswiderstand:

$$r_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e}{1 + R_L \cdot h_{22e}} = - \frac{V_i}{V_u} R_L \quad (2.9.)$$

Ausgangswiderstand:

$$r_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11e} + r_g}{\Delta h_e + h_{22e} \cdot r_g} \quad (2.10.)$$

Die Widerstände r_1 und r_2 stellen den dynamischen Eingangs- bzw. Ausgangswiderstand dar. Diese Widerstände könnten meßtechnisch ermittelt werden, wenn Eingangs- bzw. Ausgangskreis abgetrennt und der Vierpol mit dem gegenüberliegenden Außenkreis belastet ist. (Bild 11)

2.2. Klassifizierung von Verstärkern

Eine Unterteilung von analogen Verstärkern kann nach den an sie gestellten Anforderungen durchgeführt werden:

- nach der zu erzielenden Ausgangsleistung
- nach der Art der zu übertragenden Signalform
- nach dem zu verstärkenden Frequenzbereich.

Entsprechend der Ausgangsleistung wird zwischen Vor- und Endverstärkern unterschieden. Vorverstärker haben die Aufgabe, Signale hinsichtlich ihrer Spannungsamplitude zu verstärken, sie werden daher auch als Spannungsverstärker bezeichnet.

Endverstärker sollen in der Regel eine erhöhte Ausgangswechsellleistung abgeben, so daß beispielsweise ein oder mehrere Lautsprecher von ihnen gespeist werden können. Derartige Verstärker werden daher auch als Leistungsverstärker bezeichnet.

Vor- und Endverstärker lassen sich in Schaltungen an der Art des eingesetzten Transistors und nach Art und Größe des Kollektorwiderstandes erkennen. Endverstärker erfordern einen oder zwei Leistungstransistoren, wobei der Kollektorwiderstand durch einen Ausgangsübertrager oder niederohmigen ohmschen Widerstand gebildet wird.

Bei der Dimensionierung von Vorverstärkern wird Wert auf hohe Verstärkung gelegt, während der Wirkungsgrad wegen der geringen Leistungen meist weniger interessiert. Durch die geringe Signalamplitude arbeiten Vorverstärker nahezu verzerrungsfrei. Der Schwerpunkt der Funktion von Endverstärkern liegt in der Erreichung einer größtmöglichen verzerrungsfreien Ausgangswechsellleistung, während die Verstärkung eine untergeordnete Rolle spielt. Ein guter Wirkungsgrad ist besonders bei batteriebetriebenen Leistungsverstärkern, also bei Endstufen von tragbaren Geräten, wichtig. Als Maß der nichtlinearen Verzerrungen dient der Klirrfaktor k , der sich aus dem Verhältnis des Effektivwertes aller Oberwellen zu dem aller Harmonischen ergibt.

Eine Klassifizierung nach der Art der zu übertragenden Signalform kann in Impulsverstärker und in solche für harmonische Schwingungen erfolgen.

Die Unterteilung von Verstärkern nach dem Frequenzbereich geschieht entsprechend ihrem Frequenzgang in Schmalband- oder Selektivverstärker und in Breitbandverstärker. Unter dem Begriff Frequenzgang wird die Abhängigkeit der Verstärkung und der Phasenlage zwischen Ausgangs- und Eingangssignalwechselspannung von der zu übertragenden Frequenz verstanden. Der Frequenzgang wird durch zwei Diagramme dargestellt, den Amplitudengang $V/V_{\max} = f(f)$ und den Phasengang $\varphi = f(f)$ (Bild 12). Für die meisten praktischen Fälle genügt die Kenntnis des Amplitudenganges.

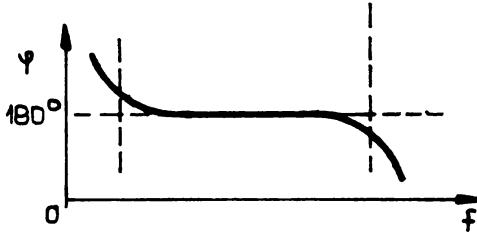
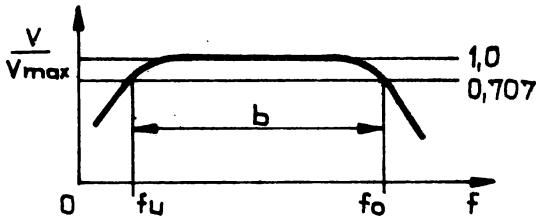


Bild 12: Amplituden- und Phasengang eines Breitbandverstärkers

Die Differenz zwischen oberer und unterer Grenzfrequenz wird als Bandbreite b bezeichnet:

$$b = f_o - f_u \quad (2.11.)$$

Die Bandbreite wird vorwiegend vom verwendeten Koppellement bestimmt. Darunter ist das in der Regel passive Bauelement zu verstehen, welches zwei Verstärkerstufen signalmäßig miteinander verbindet, wobei gleichzeitig die Gleichstromhilfsgrößen getrennt werden.

2.2.1. Selektivverstärker

Selektivverstärker haben die Aufgabe, ein schmales Frequenzband zu verstärken. Derartige Verstärker sind vorwiegend Hochfrequenzverstärker, z. B. als Zwischenfrequenzverstärker (ZF-Verstärker) in Rundfunk- und Fernsehgeräten. Als Koppellemente werden Schwingkreise bzw. Bandfilter benutzt. Bild 13 zeigt einen Selektivverstärker mit Schwingkreiskopplung im Eingang und Bandfilterkopplung im Ausgang. Im Bild 14 ist der Amplitudengang eines Selektivverstärkers mit Bandfilterkopplung dargestellt, wobei der Kurvenverlauf a für sehr lose oder unterkritische Kopplung gilt, b für mittlere oder kritische Kopplung, c für feste oder überkritische Kopplung der beiden Bandfilterkreise.

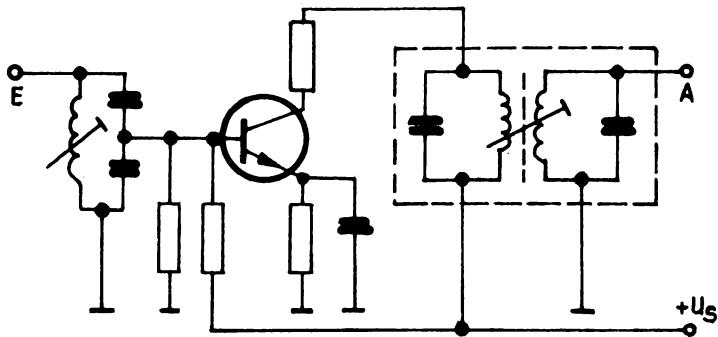


Bild 13: Selektivverstärker

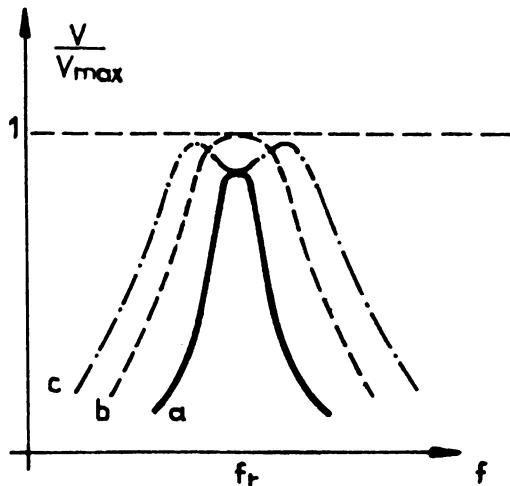


Bild 14: Amplitudengang eines bandfiltergekoppelten Selektivverstärkers

2.2.2. Breitbandverstärker

Breitbandverstärker, mit einem Frequenzgang nach Bild 12, deren hauptsächliches Anwendungsgebiet die Niederfrequenztechnik (NF) ist, können als RC-Verstärker, LC-Verstärker, trafogekoppelter oder galvanisch gekoppelter (Gleichspannungs-)Verstärker aufgebaut sein. Die Bandbreite derartiger Verstärker beträgt bei Anwendung in der Unterhaltungselektronik als NF-Verstärker etwa 20 kHz. Von einem Meßverstärker in einem Elektronenstrahloszilloskop wird jedoch eine Bandbreite > 1 MHz gefordert, was sowohl an die Dimensionierung der Schaltung als auch an deren Aufbau höchste Anforderungen stellt. Die Bezeichnung der Verstärker, z. B. RC-Verstärker, ist dabei auf den Koppelvierpol

zwischen den beiden Verstärkerstufen zurückzuführen. Bild 15 zeigt einen Ausschnitt aus einer solchen Schaltung. Der Koppelkondensator C_K überträgt das Wechselsignal vom Ausgang der Vorstufe auf den Eingang der Folgestufe und beeinflusst durch seine signalmäßige Reihenschaltung wesentlich die untere Grenzfrequenz. Sein Kapazitätswert wird daher nach der niedrigsten zu verstärkenden Frequenz bemessen. Die beiden gestrichelt eingezeichneten Kapazitäten C_{p1} und C_{p2} werden als parasitäre oder Schaltkapazitäten bezeichnet. Sie sind nicht als konzentrierte Kondensatoren in der Schaltung enthalten, sie werden durch die inneren Kapazitäten der Transistoren und die Schaltungskapazitäten zwischen den Verbindungsleitungen gebildet. Sie bewirken den Verstärkungsabfall im Bereich der oberen Grenzfrequenz. Ihr Wert liegt je nach Art der Transistoren und dem Aufbau der Schaltung zwischen 10 pF und 100 pF.

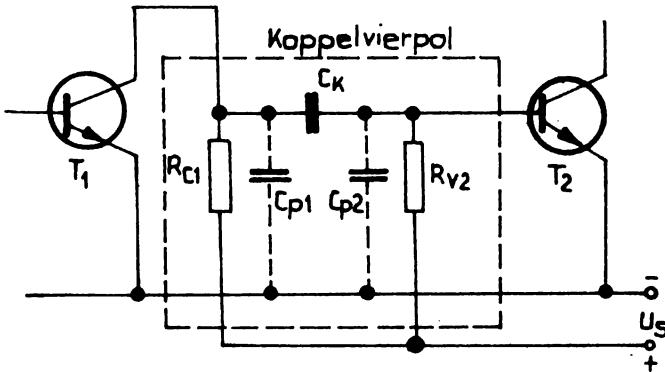


Bild 15: RC-Kopplung zwischen zwei Transistoren

Der RC-Verstärker ist wegen seines einfachen Aufbaues als Wechselspannungsverstärker weit verbreitet. Im Abschnitt 2.4. wird eine derartige Schaltung berechnet.

Der LG- oder drosselgekoppelte Verstärker hatte in der Röhrentechnik Bedeutung. Durch das Aufkommen der Halbleitertechnik hat sich dieser Verstärkertyp überlebt.

Der trafogekoppelte Verstärker, bei dem als Koppelvierpol zwischen zwei Verstärkerstufen ein Transformator oder Übertrager geschaltet ist, wird ebenfalls nur noch selten eingesetzt. Der Grund ist vor allem darin zu sehen, daß er kein sehr breites Frequenzband übertragen kann und außerdem Resonanzüberhöhungen im Amplitudengang aufweist. Die Anwendung lag in der Vergangenheit vor allem in der Widerstandsanpassung am Ausgang von Leistungsverstärkern. Hier

wird heute vorwiegend die eisenlose Endstufe angewandt. Die galvanisch gekoppelten Verstärker haben in jüngster Zeit große Verbreitung als Operationsverstärker in der Ausführung als integrierter Schaltkreis gefunden. Ihr Einsatzgebiet liegt außer der Unterhaltungselektronik auf den Gebieten der Meßtechnik und der Automatisierungstechnik. Da sie im Abschnitt 2.6. gesondert behandelt werden, soll an dieser Stelle auf weitere Ausführungen verzichtet werden.

2.3. Arbeitspunkteinstellung und -stabilisierung bei Transistoren

Eine wichtige Voraussetzung für die einwandfreie Funktion eines Verstärkers ist die richtige und stabile Lage des Arbeitspunktes des Verstärkerelementes. Sie ist sowohl abhängig von den Kennlinien des aktiven Bauelementes als auch von der äußeren Beschaltung. Abweichungen von der vorgegebenen Lage, die entweder durch Fertigungstoleranzen oder auf thermische Einflüsse zurückzuführen sind, können nicht nur eine Veränderung der dynamischen Kennwerte (z. B. Verstärkungsfaktor) hervorrufen, sie können im Extremfall auch zur Zerstörung des aktiven Bauelementes führen.

Der Reststrom I_{CBO} eines Transistors ist stark temperaturabhängig. Nach /3/ wird bei Germaniumtransistoren eine Verdoppelung des Reststromes bei einer Temperaturerhöhung von etwa 8 ... 10 K angegeben, bei Siliziumtransistoren tritt die Verdoppelung des Reststromes bereits bei 5 ... 6 K auf. Auch die Basis-Emitterspannung U_{BE} ist temperaturabhängig. Für Germaniumtransistoren, die mit $U_{BE} \approx 0,2 \text{ V} \dots 0,4 \text{ V}$ betrieben werden, wird in /3/ ein Temperaturdurchgriff angegeben:

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \approx -2,5 \text{ mV/K}$$

und bei Siliziumtransistoren, bei denen die Basisvorspannung $U_{BE} \approx 0,4 \text{ V} \dots 0,7 \text{ V}$ beträgt:

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \approx -4 \text{ mV/K.}$$

Der Temperaturdurchgriff gibt an, um welchen Spannungswert in mV die Basis-Emitterspannung bei 1 K Temperaturänderung zu verändert ist, so daß der Kollektorstrom konstant bleibt. Die Lage des Arbeitspunktes eines Verstärkerelementes wird durch die entsprechenden Gleichgrößen an seinem Ausgang und Eingang festgelegt. Nach Wahl des Arbeitspunktes im Ausgangsfeld ist der Arbeitspunkt im Eingangsfeld fixiert. Die Basis-Emitterspannung muß bei bipo-

laren Transistoren so gerichtet sein, daß die Basis-Emitter-Diode in Durchlaßrichtung vorgespannt ist. Die Erzeugung dieser Basisvorspannung kann über Vorwiderstand oder Spannungsteiler aus der Speisespannung erfolgen.

Bild 16 stellt eine Schaltung mit Vorspannungserzeugung durch Vorwiderstand dar. Mit Hilfe des Maschensatzes ergibt sich:

$$- U_S + U_{BE} + I_B \cdot R_1 = 0$$

$$I_B \cdot R_1 = U_S - U_{BE}$$

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE}}{I_B} \quad (2.12.)$$

Unter der Voraussetzung, daß $U_S \gg U_{BE}$ ist, kann (2.12.) auch geschrieben werden:

$$R_1 \approx \frac{U_S}{I_B}$$

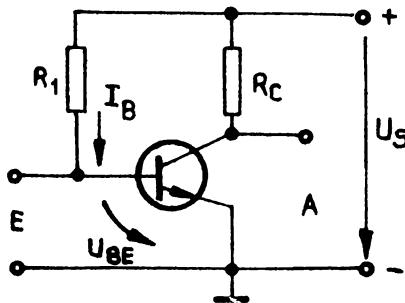


Bild 16: Basisvorspannungserzeugung mit Vorwiderstand

Die Werte für U_{BE} und I_B sind dabei dem Kennlinienfeld des jeweiligen Transistors zu entnehmen.

Der Temperatureinfluß auf den Basisstrom ist bei dieser Schaltungsvariante sehr gering, da der Vorwiderstand R_1 viel größer ist als der temperaturabhängige Widerstand der Basis-Emitter-Diode. Günstig wirkt sich weiterhin der hohe Eingangswiderstand der Schaltung aus. Als Nachteil dieser Schaltung ist anzusehen, daß die Arbeitspunkteinstellung durch den Stromverstärkungsfaktor des Transistors beeinflusst wird. Da die Transistorkennlinien mittlere Werte darstellen, wirken sich Exemplarstreuungen stark aus.

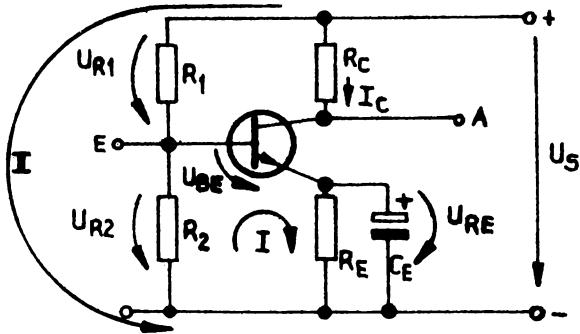


Bild 17: Erzeugung der Basisvorspannung durch Spannungsteiler und Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichstromgegenkopplung

Eine sehr verbreitete Variante, die sich durch gute Arbeitspunktstabilität auszeichnet, stellt Bild 17 dar. Die Basisvorspannung wird durch den Basisvorspannungsteiler R_1 und R_2 erzeugt, die Arbeitspunktstabilität durch den Emittterwiderstand R_E .

Im Basiskreis kann die Maschengleichung I aufgestellt werden:

$$- U_{R2} + U_{BE} + U_{RE} = 0$$

$$U_{BE} = U_{R2} - U_{RE} = U_{R2} - (I_B + I_C) R_E \quad (2.13.)$$

Die Basisvorspannung ergibt sich aus der Differenz der Spannungsabfälle über den Widerständen R_2 und R_E . Tritt eine temperaturbedingte Zunahme von Basis- und Kollektorstrom auf, so erhöht sich U_{RE} , und die Basisvorspannung wird geringer, da U_{R2} etwa konstant bleibt. Durch die Absenkung von U_{BE} wird einer ausgangsseitigen Zunahme des Kollektorstromes vom Eingang her entgegen gewirkt, so daß sich nahezu der alte Arbeitspunkt wieder einstellt. Diese Funktion wird auch als statische Gegenkopplung oder Gleichstromgegenkopplung bezeichnet.

Da über R_E neben dem Gleichspannungsabfall bei Signaleinspeisung auch ein Wechselspannungsabfall auftritt, der durch dynamische oder Wechselspannungsgegenkopplung eine Verstärkungsminderung bewirkt (siehe auch Abschnitt 2.5.), wird R_E mit dem Emittterkondensator C_E wechselstrommäßig überbrückt. Dadurch werden Wechselstromgegenkopplung und Verstärkungsminderung unterbunden. C_E ist nach der tiefsten zu verstärkenden Frequenz zu dimensionieren.

R_E wird so bemessen, daß zum Zwecke einer guten Arbeitspunktstabilisierung etwa 10 % der Speisespannung über ihm abfallen.

Die Auslegung des Basisspannungsteilers geschieht so, daß der Querstrom $I_2 \approx 2 \dots 5 I_B$ beträgt. Nach der Umstellung von (2.13.) ergibt sich für R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_2} = \frac{U_{BE} + (I_B + I_C) R_E}{I_2} \quad (2.14.)$$

Bei der Festlegung von R_2 ist zu beachten, daß dieser nicht zu niederohmig gewählt wird, da der Querstrom einmal die Speisespannungsquelle belastet und andererseits den Eingangswiderstand der Schaltung herabsetzt.

Der Widerstand R_1 ergibt sich aus dem Ansatz der Maschengleichung II:

$$0 = U_{R1} + U_{R2} - U_S = I_1 \cdot R_1 + U_{R2} - U_S$$

$$R_1 = \frac{U_S - U_{R2}}{I_1} = \frac{U_S - U_{BE} - (I_B + I_C) R_E}{I_1}$$

Mit $I_1 = I_2 + I_B$ folgt:

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE} - (I_B + I_C) R_E}{I_B + I_2} \quad (2.15.)$$

Die beschriebene Schaltungsvariante der Arbeitspunkteinstellung mittels Spannungsteiler und Stabilisierung durch den Emitterwiderstand R_E ist bei Vorverstärkern weit verbreitet. Für Leistungsverstärker, also Endstufen, ist diese Schaltung wegen des hohen Spannungsabfalls weniger geeignet.

Bei Leistungsverstärkern wird auf den Emitterwiderstand verzichtet, und R_2 wird als temperaturabhängiger Widerstand (Heißleiter), meist als Kombination mit temperaturunabhängigen Widerständen, ausgeführt (Bild 18). Dimensionierungshinweise können Abschnitt 1.1. oder /4/ entnommen werden.

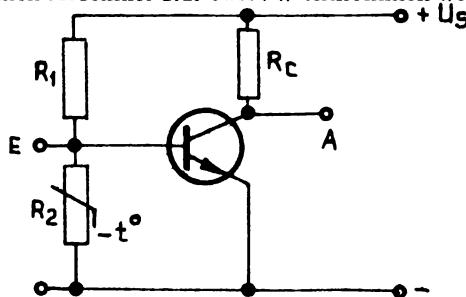


Bild 18: Arbeitspunktstabilisierung durch Heißleiter

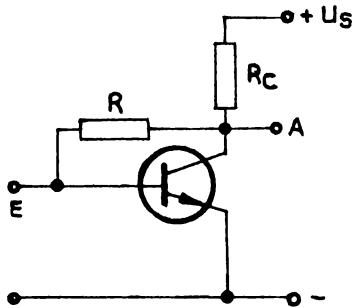


Bild 19: Arbeitspunkteinstellung durch Vorwiderstand zwischen Kollektor und Basis

Bei Vorverstärkern wird auch oft von der Arbeitspunkteinstellung mittels Vorwiderstand und Spannungsgegenkopplung Gebrauch gemacht. Nach Bild 19 ist der Vorwiderstand zwischen Basis und Kollektor eingeschaltet. Eine thermisch bedingte Zunahme des Kollektorstromes bedingt einen höheren Spannungsabfall über R_C , wodurch die Basisvorspannung U_{BE} sinkt und der Kollektorstrom nahezu wieder auf den ursprünglichen Wert zurückgeht. Diese Schaltungsvariante ist zwar sehr einfach, hat aber den großen Nachteil, daß neben der Gleichspannungsgegenkopplung eine Wechsellspannungsgegenkopplung auftritt, da ein Teil der gegenphasigen Ausgangsspannung über R_1 auf den Eingang zurückgeführt wird. Durch diese Maßnahme tritt eine Verstärkungsminderung ein, und der dynamische Eingangswiderstand der Schaltung wird verringert. Diese dynamische Gegenkopplung ist meist unerwünscht, läßt sich aber schaltungsmäßig nicht beseitigen.

Da bei Feldeffekttransistoren kein Eingangs- bzw. Gatestrom fließt, läßt sich eine Arbeitspunkteinstellung mittels Vorwiderstand nicht realisieren. Zur Einstellung des Arbeitspunktes kann die Schaltungsvariante mit Gatespannungsteiler und Sourcewiderstand zur Stabilisierung verwendet werden. Die Schaltung ist prinzipiell nach Bild 17 aufgebaut. Liegt die Größenordnung der Widerstände R_1 und R_2 bei bipolaren Transistoren im $k\Omega$ -Bereich, so werden bei Feldeffekttransistoren Widerstände im $M\Omega$ -Bereich eingesetzt, dabei liegt der dynamische Eingangswiderstand der Schaltung bei etwa $1 M\Omega$.

Zur Einstellung des Arbeitspunktes kann auch die von der Röhrentechnik her bekannte Variante der Gittervorspannungserzeugung durch den Katodenwiderstand verwendet werden. Nach Bild 20 wird das Sourcepotential durch R_S

entsprechend der geforderten Gatespannung angehoben. Der Überbrückungskondensator C_S soll wieder die dynamische Gegenkopplung verhindern.

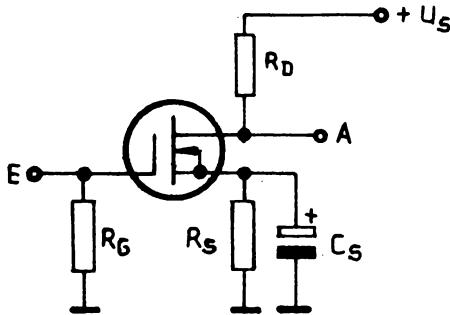


Bild 20: Arbeitspunkteinstellung durch Sourcewiderstand

Zusammenfassung der Abschnitte 2.1. bis 2.3.

Ein Verstärker ist eine Funktionseinheit, die einem Signalträger beim Durchlaufen einen Energiezuwachs übermitteln. Diese Aufgabe wird so gelöst, daß durch das Eingangssignal eine Hilfsenergie gesteuert wird, die das Ausgangssignal hervorruft.

Bei elektronischen Verstärkern wird diese Hilfsenergie von den Gleichgrößen (in der Endkonsequenz von der Gleichstromversorgung) geliefert, die beim bipolaren Transistor Basisvorspannung und Basisstrom, ebenso Kollektorstrom und Kollektorspannung darstellen.

Die Verstärkerwirkung eines aktiven Bauelementes (z. B. Bipolartransistor) ist so zu erklären, daß bei eingestelltem Arbeitspunkt die einzelnen Gleichgrößen auftreten. Ein angelegtes Eingangssignal ruft einen Eingangswechselstrom hervor, der sich dem Basisgleichstrom überlagert. Die Wechselkomponente moduliert den Kollektorstrom, so daß auch hier eine Wechselstromkomponente auftritt. Dieser Kollektorwechselstrom wird über den Kollektorwiderstand in die Ausgangswechselspannung umgewandelt. Wird zur Verstärkung eine Emitterschaltung benutzt, so tritt neben dem Amplitudenzuwachs eine Phasendrehung zwischen Ausgangs- und Eingangssignal auf. Der Verstärkungsvorgang benötigt beim Bipolartransistor eine Steuerleistung. Bei Elektronenröhre und Unipolartransistor verläuft er leistungslos, da kein Eingangsstrom fließt. Die Verstärkerhältnisse lassen sich rechnerisch bei Kleinsignalverstärkung mittels h-Parameter und Vierpoltheorie erfassen.

Eine Einteilung der elektronischen Verstärker kann nach der zu erzielenden Ausgangsleistung, nach der zu verstärkenden Signalform und nach dem Frequenzgang erfolgen.

Entsprechend der Ausgangsleistung wird zwischen Vor- und Spannungsverstärkern und End- oder Leistungsverstärkern unterschieden.

Nach der Art der zu übertragenden Signalform kann eine Unterteilung in Impulsverstärker und solche für die Verstärkung harmonischer Schwingungen, also Wechselspannungsverstärker, erfolgen.

Hinsichtlich des Frequenzganges werden Selektiv- und Breitbandverstärker unterschieden. Der unterschiedliche Frequenzgang wird durch die Art des Koppel-elementes verursacht.

Koppelemente haben die signalmäßige Übertragung zwischen den einzelnen Verstärkerstufen zu gewährleisten, wobei eine gleichzeitige Trennung der Gleichgrößen erreicht wird.

Selektivverstärker, die vorwiegend als Hochfrequenzverstärker eingesetzt werden, besitzen als Koppelemente Schwingkreise oder Bandfilter. Die wichtigsten Breitbandverstärker arbeiten mit RC-Kopplung oder sind galvanisch gekoppelt. Eine wichtige Voraussetzung zur richtigen Funktion von elektronischen Verstärkern ist die richtige und stabile Lage des Arbeitspunktes. Die Einstellung des Arbeitspunktes geschieht generell über das Basis- bzw. Gatepotential. Die erforderliche Vorspannung wird über Vorwiderstand (beim Feldeffekttransistor nicht anwendbar) oder Spannungsteiler aus der Speisespannung abgeleitet. Die Dimensionierung dieser Bauelemente geschieht mit Hilfe der bekannten Grundgesetze der Elektrotechnik, wobei die Kenngrößen der aktiven Bauelemente deren Kennlinienfeldern entnommen werden. Eine Stabilisierung des Arbeitspunktes, vor allem gegen äußere thermische Einflüsse, kann durch temperaturabhängige Widerstände oder Gleichstromgegenkopplung erfolgen. Bekannteste Varianten der Gegenkopplung sind der Emitterwiderstand und der mit dem Kollektor verbundene Basisvorwiderstand. Beachtenswert ist, daß neben der Gleichstromgegenkopplung auch eine verstärkungsmindernde Wechselstromgegenkopplung auftritt, die durch geeignete Schaltungsmaßnahmen (Emitterkondensator) aufgehoben werden kann.

Aufgaben und Übungen

- A 4 Erläutern Sie die Verstärkerwirkung eines aktiven Verstärkerelementes!
- A 5 Was verstehen Sie unter den Begriffen Schmalband- und Breitbandverstärker, und woran sind derartige Verstärker in praktisch ausgeführten Schaltungen zu erkennen?

- A 6 Nennen Sie Möglichkeiten der Stabilisierung des Arbeitspunktes bei RC-Verstärkern, und erläutern Sie deren prinzipielle Funktion!
- A 7 Skizzieren Sie die Schaltung eines RC-Verstärkers mit Basisspannungsteiler und Arbeitspunktstabilisierung durch Emitterwiderstand, und geben Sie die Aufgabe der Bauelemente an!
- A 8 Wodurch werden untere und obere Grenzfrequenz eines RC-Verstärkers wesentlich bestimmt?
- Ü 1 Für den rauscharmen Si-npn-Vorstufentransistor SC 239 werden für einen bestimmten Arbeitspunkt folgende Vierpolparameter in Emitterschaltung angegeben:

$$h_{11e} = 5,8 \text{ k}\Omega; h_{12e} = 6 \cdot 10^{-4}; h_{21e} = 200; h_{22e} = 26 \text{ }\mu\text{S}$$

Welche Werte nehmen Stromverstärkung, Spannungsverstärkung, Leistungsverstärkung und dynamischer Eingangswiderstand an, wenn der Lastwiderstand zu $R_L = 0\Omega$, $2,2 \text{ k}\Omega$ und $10 \text{ k}\Omega$ gewählt wird?

Der Einfluß des Lastwiderstandes auf die dynamischen Größen ist zu diskutieren.

2.4. Bemessung eines RC-Verstärkers

Wie bereits erwähnt, ist der RC-Verstärker als Wechselspannungsverstärker weit verbreitet. Es ist allerdings zu beachten, daß auch hier durch die Anwendung der integrierten Schaltkreise in den nächsten Jahren eine rückläufige Tendenz zu verzeichnen sein wird. Diese Entwicklung wird um so stärker zu beobachten sein, wenn entsprechende integrierte Schaltkreise in ausreichender Stückzahl und preisgünstig zur Verfügung stehen.

Die Bemessung einer elektronischen Schaltung wird prinzipiell so vorgenommen, daß zunächst eine Vorausberechnung mit den Kennwerten der aktiven Bauelemente vorgenommen wird. Da diese Kennwerte meist mittlere Werte darstellen und die Exemplarstreuung der aktiven Bauelemente berücksichtigt werden muß, macht sich in den meisten Fällen ein Versuchsaufbau der Schaltung mit anschließender Korrektur bestimmter Bauelemente, wie z. B. Basisspannungsteiler, erforderlich. Aus diesem Grunde wird in der Serienfertigung entweder durch eine Wareneingangskontrolle ein Aussortieren der Bauelemente nach bestimmten Parametern vorgenommen, oder in der Schaltung werden Korrektorelemente (meist Potentiometer) vorgesehen, so daß im Prüffeld in der Endkontrolle eine Einstellung der zu erreichenden dynamischen Werte vorgenommen werden kann.

Das nachfolgende Beispiel soll mit Kommentierung der einzelnen Schritte die Bemessung eines RC-Verstärkers demonstrieren.

Als Berechnungsbeispiel wird ein Vorverstärker in Emitterschaltung mit dem aus der Übung Ü 1 bekannten Si-Miniplast-Transistor SC 239 gewählt. Als Vierpolparameter sollen die bereits bekannten benutzt werden:

$$h_{11e} = 5,8 \text{ k}\Omega; h_{12e} = 6 \cdot 10^{-4}; h_{21e} = 200; h_{22e} = 26 \text{ }\mu\text{S}$$

Aus dem Datenblatt des Transistors /5/ können weiterhin die Grenzwerte entnommen werden:

$$U_{CE0} = 20 \text{ V}; I_C = 100 \text{ mA}; P_C = 200 \text{ mW bei } t_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$$

Die Betriebsspannung U_S soll 12 V betragen. Die Arbeitspunkteinstellung ist durch Basisspannungsteiler, die Arbeitspunktstabilisierung durch Emitterwiderstand zu realisieren. Die untere Grenzfrequenz kann zu 50 Hz angenommen werden.

Die passiven Bauelemente, wie Kollektorwiderstand, Basisspannungsteiler, Emitterkombination ($R_E \parallel C_E$) und die Koppelkondensatoren sind zu bemessen. Die erreichte Verstärkung ist nachzurechnen (V_u).

Die Höhe der Speise- oder Betriebsspannung U_S eines Verstärkers wird hauptsächlich von der zu erreichenden Ausgangswechsellleistung beeinflusst. Diese Größe spielt jedoch für einen Vorverstärker, der im Bereich der Kleinsignalverstärkung arbeitet, eine untergeordnete Rolle. Der Arbeitspunkt A_1 im Ausgangsfeld wird daher unter der Verlustleistungshyperbel bei $U_{CE} = U_S/2$ angenommen. Der fließende Kollektorstrom muß über dem Reststrom liegen, soll in der Regel jedoch 10 mA nicht überschreiten. Es wird daher ein Kollektorruhestrom von 2 mA gewählt, wodurch der Arbeitspunkt A_1 endgültig festgelegt ist.

Für die ohmschen Widerstände im Kollektorkreis ergibt sich nach Bild 17 somit:

$$R_C + R_E = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C} = \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = \underline{3 \text{ k}\Omega}$$

Unter der Voraussetzung, daß an R_E zur Stabilisierung des Arbeitspunktes etwa 10 % der Speisespannung abfallen sollen, ergibt sich dieser zu:

$$R_E = \frac{0,1 \cdot U_S}{I_C} = \frac{1,2 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = \underline{0,6 \text{ k}\Omega}$$

Bei dieser Berechnung wurde der zunächst noch unbekannt geringe Basisstrom vernachlässigt.

Nach genormter Widerstandsreihe werden gewählt:

$$\underline{R_C = 2,2 \text{ k}\Omega \text{ und } R_E = 680 \text{ }\Omega}$$

Die Belastbarkeit dieser Widerstände ergibt sich zu:

$$R_C: P_V = I_C^2 \cdot R_C = (2 \cdot 10^{-3} \text{ A})^2 \cdot 2,2 \cdot 10^3 \text{ }\Omega = \underline{8,8 \cdot 10^{-3} \text{ W}}$$

$$R_E: P_V = I_C^2 \cdot R_E = (2 \cdot 10^{-3} \text{ A})^2 \cdot 680 \text{ }\Omega = \underline{2,72 \cdot 10^{-3} \text{ W}}$$

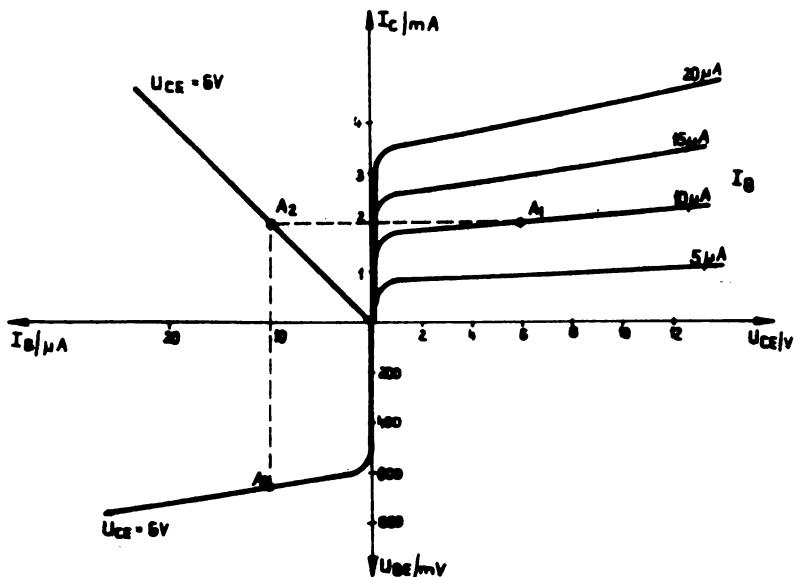


Bild 21: Ausschnitt aus dem Kennlinienfeld eines Si-npn-Transistors SC 239

Beide Widerstände werden mit einer Belastbarkeit von 0,125 W ausgeführt. Zur Dimensionierung des Basisspannungsteilers wird der Arbeitspunkt A_1 in das Kennlinienfeld Bild 21 eingezeichnet. Mit der Projektion des Arbeitspunktes in den II. und schließlich in den III. Quadranten, ergeben sich die erforderlichen Werte von Basisvorspannung und Basisstrom, die durch den Arbeitspunkt A_3 den Arbeitspunkt A_1 einstellen:

$$U_{BE} = 650 \text{ mV und } I_B = 10 \mu\text{A}$$

Nach Gl. (2.14.) ergibt sich für R_2 , wenn $I_2 = 5 I_B$ gesetzt wird:

$$R_2 = \frac{U_{BE} + (I_B + I_C) \cdot R_E}{I_2} = \frac{0,65 \text{ V} + (0,01 \text{ mA} + 2 \text{ mA}) \cdot 0,68 \text{ k}\Omega}{0,05 \text{ mA}} =$$

$$= \underline{40,2 \text{ k}\Omega}$$

In gleicher Weise wird nach Gl. (2.15.) R_1 ermittelt:

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE} - (I_B + I_C) \cdot R_E}{I_B + I_2} =$$

$$= \frac{12 \text{ V} - 0,65 \text{ V} - (0,01 \text{ mA} + 2 \text{ mA}) \cdot 0,68 \text{ k}\Omega}{0,01 \text{ mA} + 0,05 \text{ mA}} = 166 \text{ k}\Omega$$

Praktisch ausgeführt werden:

$$\underline{R_2 = 39 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}}$$

$$\underline{R_1 = 150 \text{ k}\Omega / 0,125 \text{ W}}$$

Für die Bemessung von Koppel- und Emitterkondensatoren werden in der Literatur unterschiedliche Beziehungen angegeben. Nach /6/ wird ausgeführt:

$$C_K = \frac{1}{\omega_u \cdot (r_a + r_e)} \quad (2.16.)$$

In dieser Beziehung für den Koppelkondensator bedeuten ω_u die untere Grenzfrequenz, r_a und r_e die resultierenden dynamischen Ausgangs- bzw. Eingangswiderstände:

$$r_a = r_2 \parallel R_C \quad (2.17.)$$

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_1 \quad (2.18.)$$

Diese Gleichungen, die sich aus der Parallelschaltung mehrerer Widerstände ergeben, sind dadurch entstanden, daß durch den niedrigen Wechselstrom-Innenwiderstand der Speisespannungsquelle oder durch einen meist vorhandenen Siebkondensator die Plus- und die Minusleitung der Gleichstromversorgung wechselstrommäßig das gleiche Potential führen.

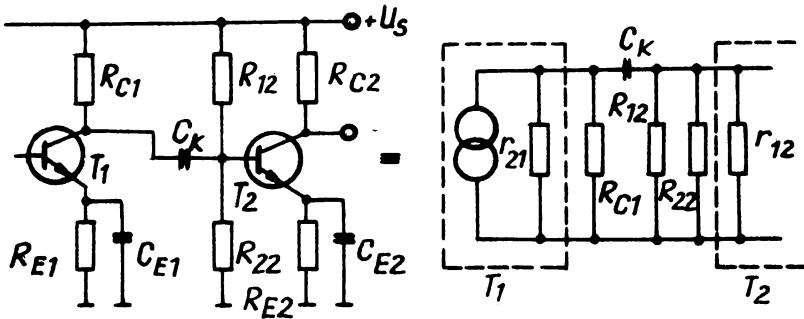


Bild 22: Ausschnitt aus einem zweistufigen RC-Verstärker und die sich ergebende Ersatzschaltung

In Gl. (2.17) stellt r_a den resultierenden dynamischen Ausgangswiderstand der Verstärkerstufe dar, so daß zu setzen sind: $r_2 = r_{21}$ und $R_C = R_{C1}$. Handelt es sich bei der zu berechnenden Stufe um die erste Stufe eines Verstärkers, so ist an dieser Stelle der Innenwiderstand r_g des Signalgenerators zu setzen. In Gl. (2.18) ist r_e der resultierende dynamische Eingangswiderstand der berechneten Stufe. Für die Dimensionierung des Emitterkondensators C_E gibt /6/ an:

$$C_E \approx \frac{1 + h_{21e}}{\omega_u (r_a^* + h_{11e})} \quad (2.19.)$$

mit $r_a^* = r_2 \parallel R_C \parallel R_1 \parallel R_2 \quad (2.20.)$

Gl. (2.19.) ist prinzipiell aus dem Ersatzschaltbild nach Bild 22 entstanden, wenn C_k durch eine Kurzschlußbrücke ersetzt wird. Es sind zu setzen: $r_2 = r_{21}$; $R_C = R_{C1}$; $R_1 = R_{12}$ und $R_2 = R_{22}$.

Diese Beziehungen erfordern einen größeren Rechenaufwand, wobei in den meisten Fällen der Generatorinnenwiderstand r_g unbekannt ist. In der Praxis wird daher oft mit Näherungsbeziehungen gearbeitet, die bei nicht zu knapper Dimensionierung der Kapazitätswerte den gestellten Anforderungen entsprechen. Derartige Näherungsbeziehungen für C_K und C_E werden in // angegeben zu:

$$X_{CK} \approx 0,2 \cdot r_{BE} \quad (2.21.)$$

mit
$$r_{BE} = \frac{U_{BE}}{I_B} \quad (2.22.)$$

als Widerstand der Basis-Emitter-Diode im Arbeitspunkt und

$$X_{CE} \approx 0,1 \cdot R_E \quad (2.23.)$$

Diese Beziehungen haben Gültigkeit für eine untere Grenzfrequenz von 50 Hz, die für normale Verstärker als ausreichend angesehen werden kann.

Die Berechnung von Koppel- und Emitterkondensator des Beispiels soll mit diesen Näherungsgleichungen erfolgen.

$$r_{BE} = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{0,65 \text{ V}}{0,01 \text{ mA}} = 65 \text{ k}\Omega$$

$$C_K \approx \frac{1}{0,2 r_{BE} \cdot \omega u} \approx \frac{1}{0,2 \cdot 65 \cdot 10^3 \Omega \cdot 314 \text{ s}^{-1}}$$

$$\approx \underline{\underline{0,245 \mu\text{F}}}$$

$$C_E \approx \frac{1}{0,1 \cdot R_E \cdot \omega u} = \frac{1}{0,1 \cdot 680 \Omega \cdot 314 \text{ s}^{-1}}$$

$$\approx \underline{\underline{47 \mu\text{F}}}$$

Praktisch ausgeführt werden:

$$\underline{C_K = 1 \mu\text{F}}$$

$$\underline{C_E = 100 \mu\text{F}}$$

Für beide Kondensatoren werden Elektrolytkondensatoren mit 15 V Betriebsspannung verwendet.

Die Spannungsverstärkung der Schaltung soll bei unbelastetem Ausgang berechnet werden, so daß $R_L = R_C$ gesetzt werden kann, da der parallele Ausgangswiderstand wegen $r_2 \gg R_C$ meist vernachlässigt werden kann. Würde an diese Schaltung eine weitere Stufe angeschlossen, so reduzierte sich der wirksame Lastwiderstand R_L durch die Parallelschaltung des Einganges der Folgestufe zu:

$$R_L = R_{C1} \parallel R_{12} \parallel R_{22} \parallel r_{12} \quad (2.24.)$$

Für die Spannungsverstärkung ergibt sich nach Gl. (2.6.):

$$\begin{aligned} V_u &= - \frac{R_L \cdot h_{21e}}{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e} = \frac{2,2 \text{ k}\Omega \cdot 200}{5,8 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega \cdot 3,1 \cdot 10^{-2}} \\ &= \underline{\underline{- 75}} \end{aligned}$$

mit Δh_e nach Gl. (5.7.):

$$\begin{aligned} \Delta h_e &= h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e} = 5,8 \cdot 10^3 \Omega \cdot 26 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} - \dots \\ &\dots - 6 \cdot 10^{-4} \cdot 200 = 3,1 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

Das Minuszeichen gibt die bereits erwähnte Gegenphasigkeit zwischen Ausgangs- und Eingangswechselspannung an.

Mit den im Beispiel errechneten Werten wurde eine Versuchsschaltung aufgebaut, die sowohl eine gute Übereinstimmung der Gleichstromgrößen als auch der Spannungsverstärkung zeigte.

Übungsaufgabe

Ü 2 Berechnen Sie die Spannungsverstärkung der im Abschnitt 2.4. dimensionierten Schaltung im Bandmittbereich (C_K kurzgeschlossen), wenn eine gleichartige Stufe nachgeschaltet ist! (Hinweis: Benutzen Sie für $r_1 = r_{12}$ den im Übungsbeispiel Ü 1 berechneten Wert für $R_C = R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$!)

2.5. Gegengekoppelte Verstärker

Die Gegenkopplung stellt eine Variante der Rückkopplung dar. Mit Rückkopplung wird allgemein die Rückführung eines Teiles der verstärkten Ausgangsgröße zum Verstärkereingang bezeichnet, wobei ebenfalls die Phasenlage zwischen rückgeführter und Eingangsgröße zu berücksichtigen ist. Bei Mitkopplung oder

positiver Rückkopplung, die auch schlechthin als Rückkopplung allgemein bezeichnet wird, haben rückgeführte und ursprüngliche Eingangsgrößen gleiche Phasenlage, so daß sich beide Anteile addieren. Diese Art wird vorwiegend zur Erzeugung harmonischer Schwingungen benutzt. Bei negativer Rückkopplung, allgemein als Gegenkopplung bezeichnet, haben ursprüngliche Eingangsgröße und rückgeführte Größe entgegengesetzte Phasenlage. Da sich Gegenkopplungsmaßnahmen in der Verstärkertechnik vorteilhaft auswirken, werden sie häufig schaltungsmäßig realisiert. Ein Vorteil gegengekoppelter Verstärker ist beispielsweise die Minderung nichtlinearer Verzerrungen, die sich durch die Linearisierung der Steuerkennlinie des aktiven Verstärkerelementes ergibt. Diese Eigenschaft ist besonders bei Endverstärkern wichtig. Alterungs- und Fertigungstoleranzen aktiver Bauelemente können sich ebenso wie Schwankungen von Temperatur und Speisespannung nur noch geringfügig auf die Funktion von Verstärkern auswirken. Weiterhin ist bei Niederfrequenzverstärkern eine Linearisierung des Frequenzganges möglich.

Beachtenswert ist jedoch, daß sich durch Gegenkopplungsmaßnahmen Ein- und Ausgangswiderstand der Verstärkerschaltung verändern. Außerdem ist jede Gegenkopplung mit einer Verstärkungsminderung verbunden.

Das Prinzip der Gegenkopplung ist in Bild 23 dargestellt.

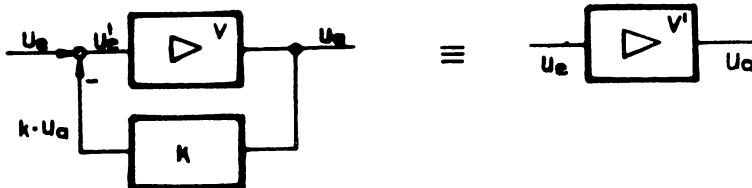


Bild 23: Prinzip der Gegenkopplung

Die Schaltung besteht aus dem Verstärker mit der Verstärkung V und dem Gegenkopplungsnetzwerk mit dem Rückkopplungsfaktor k . Die rückgeführte Größe kann aus dem Ausgangsstrom oder aus der Ausgangsspannung abgeleitet sein. Deshalb sind die Begriffe Strom- und Spannungsgegenkopplung üblich. Schaltungsmäßig ist die Spannungsgegenkopplung durch ein parallel zum Ausgang liegendes Gegenkopplungsnetzwerk gekennzeichnet, während bei der Stromgegenkopplung das Gegenkopplungsnetzwerk in Reihe zum Ausgang liegt.

Für die Verstärkung V , die bei bipolaren Transistoren vorwiegend als Spannungsverstärkung V_u zu sehen ist, gilt für einen gegengekoppelten Verstärker die

nachfolgende Ableitung. Gegengekoppelte Größen werden durch einen Strich gekennzeichnet (z. B. V').

Ohne Gegenkopplung gilt allgemein:

$$U_a = V \cdot U_e$$

$$\begin{aligned} \text{Mit Gegenkopplung wird: } U_a &= V \cdot U'_e = V(U_e - k \cdot U_a) \\ &= V \cdot U_e - k \cdot V \cdot U_a \end{aligned}$$

$$U_a + k \cdot V \cdot U_a = V \cdot U_e$$

$$U_a = \frac{V}{1 + k \cdot V} \cdot U_e$$

$$\text{oder } V' = \frac{V}{1 + k \cdot V} \quad (2.25.)$$

Der Ausdruck $1 + k \cdot V$ wird als Gegenkopplungsgrad bezeichnet. Da die rückgeführte Größe parallel und in Reihe zum Verstärkereingang geschaltet werden kann, sind prinzipiell vier Varianten der dynamischen Gegenkopplung möglich. Nachfolgend sollen die in der praktischen Schaltungstechnik am häufigsten angewandten Ausführungen, die Reihen-Strom-Gegenkopplung und die Parallel-Spannungs-Gegenkopplung, behandelt werden. Die Reihen-Strom-Gegenkopplung ergibt sich nach Bild 24 bei nicht überbrücktem Emittterwiderstand.

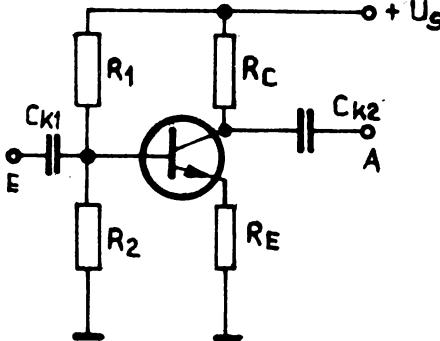


Bild 24: Reihen-Strom-Gegenkopplung durch nicht überbrückten Emittterwiderstand

Die Spannungsverstärkung V'_u kann prinzipiell nach Gl. (2.25.) ermittelt werden.

$$V'_u = \frac{V_u}{1 + k \cdot V_u} = \frac{1}{\frac{1}{V_u} + k}$$

Nach Gl. (2.6.) gilt für V_u mit $R_L = R_C$:

$$V_u = - \frac{h_{21e} \cdot R_C}{h_{11e} + R_C \cdot \Delta h_e}$$

Zur Vereinfachung der Beziehungen werden für die Praxis zulässige Vereinfachungen getroffen. In Gl. (2.6.) wird der Term $R_C \cdot \Delta h_e$ vernachlässigt. Mit

dem Rückkopplungsfaktor dieser Schaltung: $k = \frac{R_E}{R_C}$ (2.26.)

und der vereinfachten Beziehung für V_u ergibt sich:

$$V'_u \approx - \frac{1}{\frac{h_{11e}}{h_{21e} \cdot R_C} + \frac{R_E}{R_C}} \approx - \frac{1}{\frac{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E}{h_{21e} \cdot R_C}}$$

$$V'_u \approx - \frac{h_{21e} \cdot R_C}{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E} \quad (2.27.)$$

In den meisten praktischen Fällen ist zutreffend, daß $h_{11e} \ll h_{21e} \cdot R_E$ ist, so daß h_{11e} vernachlässigt werden kann. Gl. (2.27.) kann somit in vereinfachter Form geschrieben werden:

$$V'_u \approx - \frac{R_C}{R_E} \quad (2.28.)$$

Die Genauigkeit dieser Näherungsbeziehung ist um so besser, je mehr sich $R_E \rightarrow R_C$ angleicht.

Die nachfolgenden Beziehungen für Stromverstärkung, Eingangs- und Ausgangswiderstand wurden /8/ entnommen, wobei für die Ableitung dem gegengekoppelten Transistor veränderte Vierpolparameter h'_{11e} , h'_{12e} usw. zugeordnet werden.

$$V'_i \approx V_i \quad (2.29.)$$

$$r'_1 \approx \frac{h_{11e} + R_C \cdot \Delta h_e + R_E (h_{21e} + R_C \cdot h_{22e})}{1 + R_C \cdot h_{22e}} \quad (2.30.)$$

Werden bereits angegebene Vereinfachungen eingeführt, so kann Gl. (2.30.) geschrieben werden:

$$r'_1 \approx R_E \cdot h_{21e} \quad (2.31.)$$

$$r'_2 \approx \frac{h_{11e} + r_g + R_E (h_{21e} + r_g \cdot h_{22e})}{\Delta h_e + h_{22e} (R_E + r_g)} \quad (2.32.)$$

oder vereinfacht:

$$r'_2 \approx R_C \quad (2.33.)$$

Eine Zusammenfassung der Auswirkung der dynamischen Gegenkopplung bei der Reihen-Strom-Gegenkopplung auf die Verstärkerkennwerte zeigt, daß die Spannungsverstärkung gegenüber dem Fall ohne Gegenkopplung geringer geworden ist, es tritt aber durch die Gegenkopplung eine stabilisierende Wirkung ein. Die Verstärkung hängt nicht mehr von den Transistorparametern ab, sondern wird von den passiven Bauelementen der Schaltung bestimmt. Die Stromverstärkung wird durch die Gegenkopplung nicht beeinflusst. Eingangs- und Ausgangswiderstand erhöhen sich gegenüber der Schaltung ohne Gegenkopplung.

Bei der Parallel-Spannungs-Gegenkopplung nach Bild 25 wird durch die Spannungsteilung über R_1 ein Teil der Ausgangswchelspannung gegenphasig und parallel auf die Basis des Transistors und damit zum Verstärkereingang rückgeführt.

Ohne Ableitung werden die interessierenden Beziehungen angegeben.

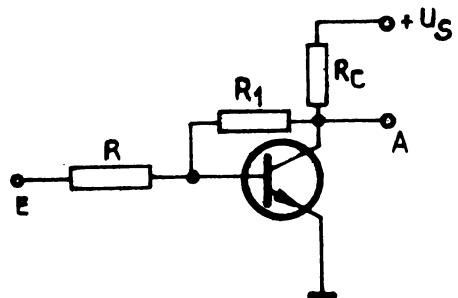


Bild 25:
Parallel-Spannungs-Gegenkopplung

Die Spannungsverstärkung V'_u entspricht dem Wert ohne Gegenkopplung, solange $R_1 \cdot \Delta h_e \gg h_{11e}$ ist. Tritt der Fall ein, daß $R_1 \rightarrow R_C$, so wird V'_u geringer und nach /9/ wird mit der Naherungsbeziehung gerechnet:

$$\frac{1}{V'_u} \approx \frac{1}{V_u} + \frac{R}{R_1} \quad (2.34.)$$

$$\text{mit } V_u \approx h_{21e} \frac{R_C \parallel R_1 \parallel \frac{1}{h_{22e}}}{r_{BE} + R} \quad (2.35.)$$

Für Stromverstärkung, Eingangs- und Ausgangswiderstand werden in /8/ bzw. /9/ angegeben:

$$V'_i \approx \frac{R_1 \cdot h_{21e}}{R_C \cdot h_{21e} + R_1 (1 + h_{22e} \cdot R_C)} \quad (2.36.)$$

bzw. wenn $R_1 \rightarrow R_C$:

$$V'_i \approx \frac{R_1}{R_C} \quad (2.37.)$$

$$r'_1 \approx R + (r_{BE} \parallel \frac{R_1}{V_u}) \approx R \quad (2.38.)$$

$$r'_2 \approx \frac{R_C \parallel R_1 \parallel \frac{1}{h_{22e}}}{\frac{V_u}{V'_u}} \quad (2.39.)$$

Bei dieser Schaltungsvariante wird die Stromverstärkung durch die Gegenkopplungsmaßnahme verringert und dadurch stabilisiert. Eingangs- und Ausgangswiderstand werden durch die Gegenkopplung gegenüber den Werten der nicht-gegengekoppelten Stufe verringert.

Zusammenfassung des Abschnittes 2.5.

Unter dynamischer Gegenkopplung wird die Rückführung eines Teils der verstärkten Ausgangswechselspannung zum Verstärkereingang verstanden, wobei rückgeführte Größe und ursprüngliche Eingangswechselspannung entgegengesetzte Phasenlage haben. Derartige Gegenkopplungen werden in der Verstärkertechnik zur Linearisierung des Frequenzganges bei NF-Verstärkern und zur Vermeidung von nichtlinearen Verzerrungen eingesetzt, was besonders für

Endstufen wichtig ist. Nicht zuletzt ist die Ausschaltung der Alterungs- und Fertigungstoleranzen der aktiven Bauelemente zu nennen, so daß die Verstärkung einer gegengekoppelten Stufe ausschließlich von den passiven Bauelementen der Schaltung und nicht von den Parametern des aktiven Bauelementes bestimmt wird.

Die Ausführung der Gegenkopplung wird nach der Art der Gewinnung der Rückgeführten Größe (aus Spannung oder Strom) und ihrer Schaltung zum Verstärkereingang unterschieden.

Die in der Praxis hauptsächlich vorkommenden Varianten sind die Reihen-Strom-Gegenkopplung durch nichtüberbrückten Emitterwiderstand und die Parallel-Spannungs-Gegenkopplung durch Vorwiderstand zwischen Basis und Kollektor.

Jede Gegenkopplung ist mit einer Verstärkungsminderung verbunden, wobei jedoch eine Stabilisierung der Verstärkung erreicht wird. Die Gegenkopplung beeinflusst weiterhin die Werte von Ein- und Ausgangswiderstand der Verstärkerschaltung.

Aufgaben

- A 9 Was verstehen Sie unter den Begriffen Rückkopplung und Gegenkopplung?
- A 10 Wodurch unterscheiden sich statische und dynamische Gegenkopplung?
- A 11 Nennen Sie Gründe, die zur Einführung von Gegenkopplungen in der Verstärkertechnik führen, und zeigen Sie Vor- und Nachteile auf, die durch diese Schaltungsmaßnahme entstehen!
- A 12 Erklären Sie physikalisch die Wirkungsweise der Reihen-Strom-Gegenkopplung bei nichtüberbrücktem Emitterwiderstand!

Lösungen der Aufgaben und Übungen

- A 1 Elektronische Wandler sind Bauelemente, mit denen nichtelektrische Informationen in elektrische und umgekehrt gewandelt werden können. Aktive Wandler setzen das nichtelektrische Signal unmittelbar in elektrische Energie um, passive Wandler benötigen zu ihrer Funktion eine Hilfsenergie.
- A 2 Werden ein Thermistor und ein temperaturabhängiger Widerstand in Reihe geschaltet, so erfolgt eine Parallelverschiebung der Widerstandscharakteristik des Thermistors zu größeren Widerstandswerten hin (siehe auch Bild 1).

Die Parallelschaltung eines Thermistors und eines temperaturunabhängigen Widerstandes verflacht den Kennlinienverlauf des Thermistors und verschiebt diesen zu kleineren Werten hin (siehe auch Bild 2).

- A 3 In der Elektronik häufig vorkommende optoelektronische Wandlerfunktionen sind a) optisch-elektrisch, b) elektrisch-optisch und c) elektrisch-optisch-elektrisch. Bauelemente, die die Wandlerfunktion a) realisieren, sind Fotowiderstand, Fotodiode und Fototransistor. Die Wandlerfunktion b) kann mittels Lumineszenzdioden als Einzeldiode oder Mehrsegment-Anzeigeeinheit ermöglicht werden. Für die Wandlerfunktion c) werden meist Optokoppler eingesetzt, die eine Kombination von Leuchtdiode und Fotoempfänger darstellen.
- A 4 Bei eingestelltem Arbeitspunkt, beim Bipolartransistor durch eine entsprechende Basisvorspannung erfüllt, fließen im Basis- und Kollektorkreis Gleichströme, wobei letzterer vielfach als Kollektorruhestrom bezeichnet wird, wenn kein Eingangssignal angelegt ist. Eine Eingangsspannung ruft einen Eingangswechselstrom hervor, der sich dem Basisgleichstrom überlagert. Dieser Basiswechselstrom moduliert den Kollektorstrom, so daß auch hier eine Wechselkomponente auftritt. Durch den Kollektorwiderstand R_C wird der Kollektorwechselstrom in die Ausgangsspannung umgewandelt. Eine Erklärung der Verstärkerwirkung, d. h. der gleiche Sachverhalt, kann auch über das Kennlinienfeld Bild 10 erfolgen.
- A 5 Schmalband- oder Selektivverstärker besitzen nur eine geringe Bandbreite d. h., sie verstärken nur ein schmales Frequenzband, wie z. B. beim Zwischenfrequenzverstärker. Breitbandverstärker weisen in der Regel eine Mindestbandbreite von 20 kHz auf, sie werden häufig in der Niederfrequenztechnik eingesetzt. Sie sind aber auch weiterhin als Meßverstärker in Oszillographen und als Antennenverstärker zu finden, wobei im letztgenannten Falle die Bandbreite den gesamten UHF-Bereich (300 MHz!) umfassen kann. Der jeweilige Verstärkertyp ist in praktisch ausgeführten Schaltungen an der Art des Koppel-elementes zu erkennen. Schmalbandverstärker erfordern ein stark frequenzabhängiges Koppel-element, wie es ein Schwingkreis darstellt. Die praktische Ausführung kann als Schwingkreis oder Bandfilter erfolgen. Die Frequenzabhängigkeit des Koppel-elementes darf beim Breitbandverstärker nicht so stark ausgeprägt sein, weshalb hier hauptsächlich Kondensatoren verwendet werden.
- A 6 Die Stabilisierung des Arbeitspunktes bei RC-Verstärkern erfolgt hauptsächlich gegen äußere thermische Einflüsse. Die vorwiegend ausgeführten

Schaltungsvarianten sind der Emitterwiderstand, die Ausführung des Spannungsteilerwiderstandes R_2 als temperaturabhängiger Widerstand und Basisvorspannungserzeugung durch Vorwiderstand zwischen Basis und Kollektor.

Durch den Emitterwiderstand wird die Basisvorspannung über eine statische oder Gleichspannungsgegenkopplung erzeugt, wobei sich U_{BE} aus der Differenz der Spannungsabfälle über den Widerständen R_2 und R_E ergibt. Eine thermisch bedingte Zunahme des Kollektorstromes und damit des Emitterstromes erhöht U_{RE} , U_{BE} sinkt, wodurch sich nahezu der alte Arbeitspunkt durch Rückgang des Kollektorstromes wieder einstellt (siehe dazu Bild 17). Bei Endstufen ist der Spannungsabfall über R_E wegen des zu erreichenden Wirkungsgrades unvertretbar hoch. Der Widerstand R_2 wird daher als Thermistor ausgeführt und auf einen Emitterwiderstand verzichtet. Bei steigender Umgebungstemperatur verringern sich Thermistorwiderstand und damit Basisvorspannung (siehe dazu Bild 18).

Den gleichen Effekt bewirkt der Vorwiderstand zwischen Kollektor und Basis, da bei Kollektorstromzunahme der Spannungsabfall über R_C größer und damit die Basisvorspannung verringert werden (siehe dazu Bild 19).

Beachtenswert ist jedoch, daß bei erst- und letztgenannter Variante auch eine dynamische oder Wechselspannungsgegenkopplung auftritt, die eine Verstärkungsminderung bewirkt.

A 7 Die skizzierte Schaltung müßte prinzipiell mit Bild 17 übereinstimmen, wobei vor Eingang und Ausgang noch ein Koppelkondensator zu schalten ist (siehe auch Bild 22). Der Kollektorwiderstand R_C soll den Kollektorwechselstrom i_c in die Ausgangswechselspannung u_a umwandeln. Die Widerstände R_1 und R_2 bilden den Basisspannungsteiler zur Erzeugung der Basisvorspannung und damit zur Einstellung des Arbeitspunktes. Die Koppelkondensatoren C_{K1} und C_{K2} dienen der signalmäßigen Kopplung der Stufen, wobei die unterschiedlichen Gleichpotentiale getrennt werden. Die Emitterkombination $R_E \parallel C_E$ dient der thermischen Stabilisierung des Arbeitspunktes. R_E bewirkt die eigentliche Stabilisierung durch Gleichspannungsgegenkopplung, während C_E die Wechselstromkomponente an R_E vorbeileitet, und damit die verstärkungsmindernde dynamische Gegenkopplung aufhebt.

A 8 Die untere Grenzfrequenz eines RC-Verstärkers wird durch die Größe der Koppelkondensatoren bestimmt, da diese durch ihre Reihenschaltung mit den zugehörigen Widerständen einen frequenzabhängigen Spannungsteiler bilden. Eine Beeinflussung der unteren Grenzfrequenz kann auch durch den Emitterkondensator erfolgen, wenn dieser zu knapp bemessen ist.

Die obere Grenzfrequenz wird hauptsächlich von den parasitären oder Schaltkapazitäten, also von der technologischen Ausführung der Schaltung, bestimmt. Eine zusätzliche Beeinflussung kann durch zu niedrige obere Grenzfrequenz des aktiven Bauelementes erfolgen.

- A 9 Unter Rückkopplung allgemein wird die Rückführung eines Teiles der verstärkenden Ausgangsgröße zum Verstärkereingang verstanden, wobei weiterhin die Phasenlage zwischen rückgeführter und Eingangsgröße zu beachten ist. bei Gegenkopplung liegen rückgeführte und Eingangsgröße in Gegenphase.
- A 10 Eine statische Gegenkopplung ergibt sich bei gegeneinander wirkenden Gleichgrößen, wobei die praktische Anwendung in der Stabilisierung des Arbeitspunktes liegt.
Die dynamische Gegenkopplung ergibt sich mit gegenphasigen Wechselgrößen.
- A 11 Dynamische Gegenkopplungen bewirken bei Verstärkern eine Stabilisierung der Funktion und Linearisierung des Frequenzganges. Parameter der aktiven Bauelemente verlieren ihren Einfluß auf die Verstärkung, so daß diese Größe nur von den Werten der passiven Bauelemente bestimmt wird. Dadurch werden Einflüsse durch Fertigungstoleranzen bzw. Alterungserscheinungen der aktiven Bauelemente auf die Funktion der Schaltung eliminiert. Diese Fakten können gleichzeitig als Vorteile der dynamischen Gegenkopplung angesehen werden. Nachteilig ist, daß jede dynamische Gegenkopplung mit einer Verstärkungsminderung verbunden ist.
- A 12 Das die Basis ansteuernde Wechselsignal ergibt sich bei der Reihen-Strom-Gegenkopplung aus der Differenz der Eingangswechselspannung und dem Wechselspannungsabfall über R_E , so daß Gl. (2.13.) geschrieben werden kann:

$$u_{be} = u_{R2} - u_{RE} = u_e - u_{RE}$$

wenn im Bandmittenbereich der Koppelkondensator vernachlässigt wird. Die positive Halbwellen einer Eingangwechselspannung steuert daher einen npn-Transistor stärker auf, der Kollektorwechselstrom nimmt zu, über R_E tritt eine größere Wechselspannung auf, und die steuernde Spannung u_{be} verringert sich.

- Ü 1 Zur Lösung der Aufgabe werden die Beziehungen (2.5.) . . . (2.9.) herangezogen. Mit $\Delta h_e = 0,031$ ergeben sich für die einzelnen Größen in Abhängigkeit von Last- bzw. Kollektorwiderstand:

$R_L/k\Omega$	0	2,2	10
V_i	$= h_{21e} = 200$	189	159
V_u	0	- 75	- 327
V_p	0	14200	52000
$r_1/k\Omega$	$= h_{11e} = 5,8$	5,55	4,86

Die Stromverstärkung hat ihren größten Wert beim Lastwiderstand Null, mit größer werdendem Lastwiderstand verkleinern sich die Werte. Beim Lastwiderstand $R_L = \infty$ würde $V_i = 0$ werden. Die Spannungsverstärkung steigt mit größer werdendem Lastwiderstand, sie würde ihren größten Wert bei $R_L = \infty$ erreichen. Die Leistungsverstärkung steigt vom Wert Null bis zu einem Maximum und würde bei $R_L = \infty$ wieder zu Null werden, da $V_i = 0$. Der größte Eingangswiderstand wird beim Lastwiderstand $R_L = 0$ erreicht.

Ü 2 Zur Berechnung wird Gl. (2.6.) benutzt, wobei sich der Lastwiderstand aus der Parallelschaltung von Kollektorwiderstand der Vorstufe und dem resultierenden Eingangswiderstand der Folgestufe ergibt.

$$R_L = R_{C1} \parallel R_{12} \parallel R_{22} \parallel r_{12} = 1,51 \text{ k}\Omega$$

$$V_u = \frac{1,51 \text{ k}\Omega \cdot 200}{5,8 \text{ k}\Omega + 1,51 \text{ k}\Omega \cdot 0,031} = \underline{\underline{- 51,7}}$$

Die Verstärkung verringert sich durch die aufzubringende Steuerleistung und den damit kleineren Lastwiderstand gegenüber der unbelasteten Stufe.

Formelzusammenstellung

Reihenschaltung von Thermistor
und temperaturunabhängigem
Widerstand

$$R' = R'_{20} (1 + \alpha' \cdot \Delta T) \quad (1.1.)$$

Parallelschaltung von Thermistor
und temperaturunabhängigem
Widerstand

$$R = R''_{20} (1 + \alpha'' \cdot \Delta T) \quad (1.2.)$$

Vierpolgleichungen für
Transistorersatzschaltung

$$u_1 = i_1 \cdot h_{11e} + h_{12e} \cdot u_2 \quad (2.1.)$$

$$i_2 = i_1 \cdot h_{21e} + h_{22e} \cdot u_2 \quad (2.2.)$$

$$u_1 = u_g - i_1 \cdot r_g \quad (2.3.)$$

$$u_2 = -i_2 \cdot R_L \quad (2.4.)$$

Stromverstärkung

$$V_i = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} \cdot R_L} \quad (2.5.)$$

Spannungsverstärkung

$$V_u = \frac{R_L \cdot h_{21e}}{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e} \quad (2.6.)$$

Koeffizientendeterminante

$$\Delta h_e = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{21e} \cdot h_{12e} \quad (2.7.)$$

Leistungsverstärkung

$$V_p = \frac{h_{21e}^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22e} \cdot R_L)(h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e)} \quad (2.8.)$$

Eingangswiderstand

$$r_1 = \frac{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e}{1 + R_L \cdot h_{22e}} = - \frac{V_i}{V_u} \cdot R_L \quad (2.9.)$$

Ausgangswiderstand

$$r_2 = \frac{h_{11e} + r_g}{\Delta h_e + h_{22e} \cdot r_g} \quad (2.10.)$$

Bandbreite

$$b = f_0 - f_u \quad (2.11.)$$

Basisvorwiderstand

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE}}{I_B} \quad (2.12.)$$

Basisvorspannung bei Einsatz eines Emitterwiderstandes

$$U_{BE} = U_{R2} - (I_B + I_C) R_E \quad (2.13.)$$

Dimensionierung des Basisspannungsteilers

$$R_2 = \frac{U_{BE} + (I_B + I_C) R_E}{I_2} \quad (2.14.)$$

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE} - (I_B + I_C) R_E}{I_B + I_2} \quad (2.15.)$$

Koppelkondensator

$$C_K = \frac{1}{\omega_u \cdot (r_a + r_e)} \quad (2.16.)$$

Dynamischer Ausgangswiderstand

$$r_a = r_2 \parallel R_C \quad (2.17.)$$

Dynamischer Eingangswiderstand

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_1 \quad (2.18.)$$

Emitterkondensator

$$C_E \approx \frac{1 + h_{21e}}{\omega_u (r_a^* + h_{11e})} \quad (2.19.)$$

Resultierender Ausgangswiderstand

$$r_a^* = r_2 \parallel R_C \parallel R_1 \parallel R_2 \quad (2.20.)$$

Näherungsbeziehung für Koppelkondensator

$$X_{CK} \approx 0,2 \cdot r_{BE} \quad (2.21.)$$

Widerstand der Basis-Emitter-Diode im Arbeitspunkt

$$r_{BE} = \frac{U_{BE}}{I_B} \quad (2.22.)$$

Näherungsbeziehung für Emitterkondensator

$$X_{CE} \approx 0,1 \cdot R_E \quad (2.23.)$$

Reduzierter Lastwiderstand

$$R_L = R_{C1} \parallel R_{12} \parallel R_{22} \parallel r_{12} \quad (2.24.)$$

Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers

$$V' = \frac{V}{1 + k \cdot V} \quad (2.25.)$$

Rückkopplungsfaktor bei nichtüberbrücktem Emitterwiderstand

$$k = \frac{R_E}{R_C} \quad (2.26.)$$

Spannungsverstärkung bei Reihen-Strom-Gegenkopplung	$V'_u \approx - \frac{h_{21e} \cdot R_C}{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E} \quad (2.27.)$
Näherungsbeziehung für V'_u wenn $h_{11e} \ll h_{21e} \cdot R_E$	$V'_u \approx - \frac{R_C}{R_E} \quad (2.28.)$
Stromverstärkung bei Reihen-Strom-Gegenkopplung	$V'_i \approx V_i \quad (2.29.)$
Eingangswiderstand bei Reihen-Strom-Gegenkopplung	$r'_1 \approx \frac{h_{11e} + R_C \cdot \Delta h_e + R_E (h_{21e} + R_C \cdot h_{22e})}{1 + R_C \cdot h_{22e}} \quad (2.30.)$
Näherungsbeziehung für den Eingangswiderstand	$r'_1 \approx R_E \cdot h_{21e} \quad (2.31.)$
Ausgangswiderstand bei Reihen-Strom-Gegenkopplung	$r'_2 \approx \frac{h_{11e} + r_g + R_E (h_{21e} + r_g \cdot h_{22e})}{\Delta h_e + h_{22e} \cdot (R_E + r_g)} \quad (2.32.)$
Näherungsbeziehung für den Ausgangswiderstand	$r'_2 \approx R_C \quad (2.33.)$
Spannungsverstärkung bei Parallel-Spannungs- Gegenkopplung	$\frac{1}{V'_u} \approx \frac{1}{V_u} + \frac{R}{R_1} \quad (2.34.)$
Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung	$V_u \approx h_{21e} \frac{R_C \parallel R_1 \parallel \frac{1}{h_{22e}}}{r_{BE} + R} \quad (2.35.)$
Stromverstärkung bei Parallel-Spannungs- Gegenkopplung	$V'_i \approx \frac{R_1 \cdot h_{21e}}{R_C \cdot h_{21e} + R_1 (1 + h_{22e} \cdot R_C)} \quad (2.36.)$
Näherungsbeziehung für die Stromverstärkung	$V'_i \approx \frac{R_1}{R_C} \quad (2.37.)$
Eingangswiderstand bei Parallel-Spannungs- Gegenkopplung	$r'_1 \approx R + (r_{BE} \parallel \frac{R_1}{V_u}) \approx R \quad (2.38.)$

Ausgangswiderstand bei
Parallel-Spannungs-
Gegenkopplung

$$r'_2 \approx \frac{R_C \parallel R_1 \parallel \frac{1}{h_{22e}}}{\frac{V_u}{V'_u}} \quad (2.39.)$$

Literaturverzeichnis

- /1/ Reusch, K.; Hoschke, G.; Scholz, J.: Lehrbuch Elektrischer Systeme. Berlin: VEB Verlag Technik 1972. Band 3 S. 82 . . . 83
- /2/ Thiessen, K.: Stand und Entwicklungstendenzen von optoelektronischen Bauelementen. Arbeitsmaterial zur Fachschullehrerweiterbildung 1975.
- /3/ Kurz, G.: Arbeitspunktstabilisierung bei Transistorverstärkern. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 23 (1974) H. 1 S. 11 . . . 14
- /4/ Banik, A.: Dimensionierung von Heißeiter-Widerstandskombinationen. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 10 (1961) H. 10 S. 306 . . . 307
- /5/ Firmenschrift: Kenndatenblatt Siliziumtransistoren SC 236 . . . 239. VEB Röhrenwerk „Anna Seghers“ Neuhaus
- /6/ Kurz, G.: Berechnung des Frequenzverhaltens beim Transistor-RC-Verstärker. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 18 (1969) H. 24 S. 775 . . . 778
- /7/ König, L.: Rundfunk und Fernsehen selbst erlebt. Leipzig/Jena/Berlin: Urania Verlag 1970. S. 85 . . . 88
- /8/ Schiller, H.-J.: Die Berechnung gegengekoppelter Transistorverstärker. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 12 (1963) H. 1 S. 22 . . . 25
- /9/ Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik. Berlin/Heidelberg/New York: Springer Verlag 1974.

Sachwörterverzeichnis

Amplitudengang 19, 20, 21, 22
Arbeitspunkt 15, 16, 23, 31, 33
Arbeitspunkteinstellung 15, 23, 26, 27, 31
Ausgangswiderstand 18, 34, 36, 39
Bandbreite 20
Bandfilterkopplung 20, 21
Basis-Emitter-Diode 9, 14, 24, 35
Basisspannungsteiler 25, 26, 30, 31, 33
Basisvorspannung 16, 23, 24, 27, 33
Basisvorwiderstand 24
Basiswechselstrom 16
Breitbandverstärker 21
Eingangswiderstand 18, 24, 39
Einflüsse, thermische 23, 24, 25
Emitterkondensator 25, 34, 35
Emitterwiderstand 25, 26
Endverstärker 19
Ersatzschaltung 16, 17, 34
Feldeffekttransistor 27
Feldplatte 11
Fertigungstoleranzen 23
Fotodiode 8, 9
Fototransistor 9
Fotowiderstand 8, 9
Fotozelle 8
Frequenzbereich 19
Gegenkopplung, dynamische 25, 36, 37, 38, 40
Gegenkopplungsgrad 38
Gegenkopplungsnetzwerk 37
Gegenphasigkeit 16, 36
Gleichspannungsverstärker 23
Gleichstromgegenkopplung 25, 27
Grenzfrequenz 20
Hallgenerator 11
h-Parameter 16, 17, 30, 31

Impulsverstärker 19
Induktionsspule 10
Kapazitäten, parasitäre 22
Kleinsignalverstärkung 14, 16, 31
Klirrfaktor 19
Kollektorreststrom 14, 23, 31
Kollektorruhestrom 14, 31
Kollektorwechselstrom 16
Kollektorwiderstand 15, 17
Koppelement 20
Koppelvierpol 22
Lastwiderstand 17
Leistungsverstärker 19, 22, 26
Leistungsverstärkung 18
Lumineszenzdiode 9
Operationsverstärker 14, 23
Optokoppler 10
Phasengang 20
Querstrom 26
RC-Kopplung 22
RC-Verstärker 21, 22, 30
Rückkopplung 36
Rückkopplungsfaktor 37, 39
Schaltkapazität 22
Schaltkreise, integrierte 14, 30
Schwingkreiskopplung 20
Schwingquarz 12
Selektivverstärker 20, 21
Sourcepotential 27
Spannungsverstärker 19
Spannungsverstärkung 18, 36, 38, 40
Stromgegenkopplung 37
Stromverstärkung 17, 39, 41
Temperaturdurchgriff 23
Temperaturkoeffizient 6
Thermistor 5
Thermoelement 5

Unipolartransistor 15
Übertrager 22
Verstärker, Definition 13
– gegengekoppelter 36
– wirkung 14, 15
Verzerrungen, nichtlineare 37
Vierpolgleichungen 17, 18
Vorverstärker 19
Wandler, magnetoelektronische 10
– optoelektronische 7
– piezoelektronische 12
– thermoelektrische 5
Ziffernanzeigeröhre 10
Zwischenfrequenzverstärker 20

**FACHSCHUL –
FERNSTUDIUM**

FSL Dipl.-Ing. Walter Dierke

**GRUNDLAGEN DER
ELEKTRONIK**

3

Verstärker II und harmonische Oszillatoren

**Herausgeber:
Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“
Velten-Hohenschöpping**

03 1129 03 0

Dieser Lehrbrief wurde

verfaßt von:

FSL Dipl.-Ing. Walter D i e r k e
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“ in
Velten-Hohenschöpping

lektoriert von:

FSL Dipl.-Ing. Werner A u s b o r n
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für
Elektrotechnik Berlin-Lichtenberg

FSL Fachlehrerin Eva B e r g e
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“ in
Velten-Hohenschöpping

bearbeitet von:

Ing. Barbara S c h u l z
Laborassistent an der Ingenieurschule für Elektrotechnik „Hanno
Günther“ in Velten-Hohenschöpping

Redaktionsschluß: Februar 1979

Als Manuskript gedruckt · Alle Rechte vorbehalten

Veröffentlicht:

INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
Karl-Marx-Stadt

Druck und buchbinderische Verarbeitung:

ZENTRALSTELLE FÜR LEHR- UND ORGANISATIONSMITTEL DES
MINISTERIUMS FÜR HOCH- UND FACHSCHULWESEN, ZWICKAU
Ag 613/442/84/800 1. Ausgabe 4. Auflage
Vorzugschutzgebühr: 1,00 M

Inhaltsverzeichnis

Seite

1.	Galvanisch gekoppelte Verstärker oder Gleichspannungsverstärker	5
2.	Leistungs- oder Endverstärker	14
3.	Spezielle Verstärkerschaltungen	17
4.	Harmonische Oszillatoren	18
4.1.	Grundlagen der Schwingungserzeugung	19
4.2.	Meißnersche Rückkopplungsschaltung	20
4.3.	RC-Oszillator	21
	Lösungen der Aufgaben	23
	Formelzusammenstellung	25
	Literaturverzeichnis	27
	Sachwörterverzeichnis	28

1. Galvanisch gekoppelte Verstärker oder Gleichspannungsverstärker

Gleichspannungsverstärker müssen in der Lage sein, Gleichspannungen und Wechselspannungen sehr niedriger Frequenzen zu verstärken. Aus diesem Grunde dürfen zur Kopplung der einzelnen Verstärkerstufen keine Kondensatoren verwendet werden. Es muß eine galvanische also leitende Verbindung zwischen den einzelnen Stufen vorgenommen werden. Die untere Grenzfrequenz dieser Verstärker ist Null, werden sie zur Verstärkung von Wechselsignalen benutzt, ergibt sich der Amplitudengang nach Bild 1.

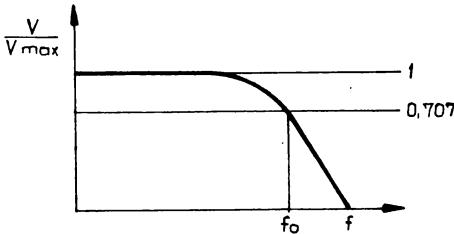


Bild 1: Amplitudengang eines galvanisch gekoppelten Verstärkers

Durch die galvanische Verbindung der einzelnen Verstärkerstufen ist eine Trennung der Betriebsspannungen oder Gleichpotentiale wie beim Wechselspannungsverstärker nicht möglich. Die Verstärkung der Signale geschieht beim galvanisch gekoppelten Verstärker durch Verschiebung der Arbeitspunkte der Verstärkerstufen, also durch Änderung der Gleichspannungen bzw. -ströme.

Ungewollte Änderungen der Versorgungsspannungen nehmen daher Signalcharakter an. Diese signaläquivalenten Störungen stellen ein Hauptproblem der Gleichspannungsverstärkertechnik dar. Besonders anfällig gegen derartige Einflüsse ist die Eingangsstufe eines Verstärkers. Ohne Einwirkung eines Eingangssignals können derartige Störeinflüsse eine Veränderung der eingestellten Arbeitspunkte und damit ein Abwandern des Nullpunktes hervorrufen. Diese Nullpunktdrift entspricht ebenfalls dem Charakter eines Signals. Weiterhin können äußere Einflüsse, wie z. B. die Änderung der Umgebungstemperatur, die Funktion der Bauelemente verändern.

Aus diesen angeführten Gründen wurde vor dem Aufkommen der sog. Operationsverstärker verschiedentlich die Anwendung der galvanisch gekoppelten Verstärker umgangen, indem das Gleichspannungssignal durch Zerhacker in eine Rechteck- bzw. Wechselspannung umgewandelt wurde. Diese Umwandlung kann mittels elektronischer Zerhacker, sog. Chopper, erfolgen.

Weiterhin läßt sich das Gleichspannungssignal mit Hilfe eines Modulators in ein höheres Frequenzband transponieren. Das Wechselsignal kann anschließend über Wechselspannungsverstärker verstärkt und am Ausgang phasenabhängig gleichgerichtet werden, so daß am Ende die verstärkte Gleichgröße zur Verfügung steht.

Beim Einsatz von direktgekoppelten Gleichspannungsverstärkern tritt ein erheblicher Aufwand an Kompensationsmitteln, wie z. B. temperaturabhängigen Widerständen oder Dioden, auf. Meßverstärker mit hohen Anforderungen an die Konstanz der eingestellten Arbeitspunkte werden mit einem gesonderten Kompensationsverstärker ausgerüstet, der lediglich der Stabilisierung der Arbeitspunkte dient und im schaltungsmäßigen Volumen etwa dem Hauptverstärker entspricht.

Bild 2 zeigt einen zweistufigen Transistorverstärker mit galvanischer Kopplung ohne besondere Kompensation gegen thermische Einflüsse. Die Anordnung eines Emittierwiderstandes zur Stabilisierung des Arbeitspunktes ist bei diesem Verstärker nicht möglich, da sich der ohne Ein-

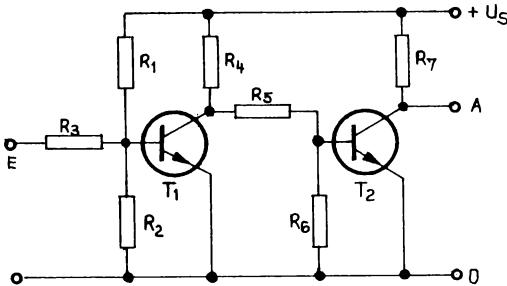


Bild 2: Direkt gekoppelter Verstärker

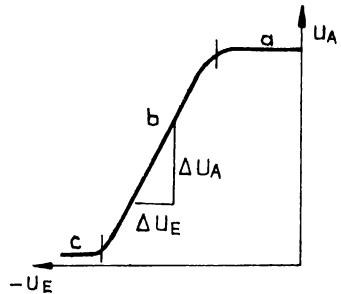


Bild 3: Steuerkennlinie des Verstärkers nach Bild 2

gangssignal eingestellte Kollektorstrom der einzelnen Transistoren bei der Aussteuerung verändern muß. Die Arbeitspunkteinstellung beider Transistoren geschieht hauptsächlich durch den Widerstand R_1 . Diese Einstellung kann ohne Eingangssignal durch eine entsprechende Basisvorspannung so extrem erfolgen, daß Transistor T_1 voll durchgesteuert, also leitend, ist. Das Kollektorpotential ist dadurch fast Null, so daß Transistor T_2 keine Vorspannung erhält und gesperrt ist. Wird der Ausgang A im Leerlauf betrieben, so findet über R_7 kein Spannungsabfall statt und an A kann die Speisespannung U_S gemessen werden.

Wird an den Eingang E eine ansteigende negative Spannung gelegt, so wird T_1 allmählich gesperrt. Ist dieser Zustand erreicht, erhält T_2 über den Spannungsteiler R_4, R_5, R_6 positives Basispotential und steuert durch, so daß die Ausgangsspannung Null wird. Dieser Zusammenhang ist in der Steuerkennlinie oder Übertragungsfunktion Bild 3 dargestellt. Da die Spannungsverstärkung als Quotient der Ausgangsspannungsänderung zur Eingangsspannungsänderung definiert ist, ergibt sich in den Bereichen a und c keine Verstärkung. Eine solche ist nur im Bereich b festzustellen.

Bei der praktischen Ausführung derartiger Verstärker wird die Vorspannung von T_1 meist so eingestellt, daß der Arbeitspunkt AP in der Mitte des Bereiches b liegt, so daß der Verstärker mit positiver und negativer Eingangsspannung angesteuert werden kann.

Da bei dieser Schaltung keine Kompensation der thermischen Einflüsse vorgesehen ist, verbessert eine Erwärmung des Transistors T_1 dessen Leitfähigkeit. I_{C1} nimmt zu, T_2 erhält eine geringere Vorspannung, verringert seine Leitfähigkeit und der Arbeitspunkt AP wandert in den oberen Teil der Kennlinie. Ein umgekehrtes Abwandern des Arbeitspunktes mit geringerer Verschiebung ergibt sich bei Erwärmung von T_2 .

Diese Nachteile werden beim Differenzverstärker nach Bild 4 vermieden.

Beide Transistoren werden nach Pärchenbedingungen ausgesucht d. h., die Stromverstärkungswerte müssen übereinstimmen. Weiterhin werden beide Transistoren so montiert, daß sie dem gleichen thermischen Einfluß unterliegen. Dies kann durch Befestigung auf gemeinsamen Kühlkörper oder bei Miniplastransistoren durch Zusammenpressen mit einer Kupferschelle erfolgen. Die Stromversorgung dieses Verstärkers geschieht aus zwei Spannungsquellen bzw. einem Doppelnetzteil, so daß das Ausgangssignal positive und negative Werte annehmen kann. Die Signalspannung wird gegenüber Masse betrachtet, die mit der elektrischen Mitte der Speisespannungsquelle verbunden ist. Werden die Eingänge mit den Spannungen u_{e1} und u_{e2} belegt, so werden diese gleichartig verstärkt, und an den Kollektoren lassen sich die Ausgangsspannungen u_{a1} und u_{a2} abnehmen. Wird die Ausgangsspannung u_a zwischen den beiden Aus-

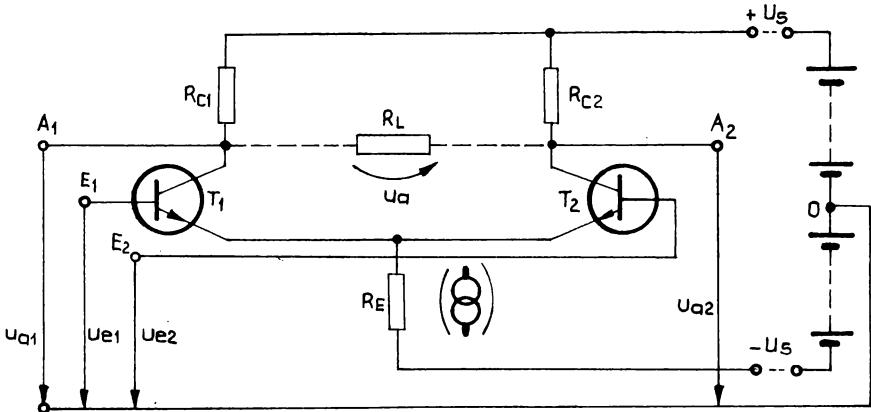


Bild 4: Differenzverstärker

gängen abgegriffen, so ergibt sich die Differenz der beiden Ausgangsspannungen u_{a1} und u_{a2} . Eine Differenzspannung kann hier nur auftreten, wenn an den Eingängen unterschiedliche Eingangsspannungen anliegen. Diese Art der Ansteuerung wird als Gegentakt- oder Differenzansteuerung (differential mode) bezeichnet. Die praktische Ausführung geschieht meist so, daß ein Eingang mit Masse verbunden wird, während an dem anderen das zu verstärkende Signal liegt. Tritt an beiden Eingängen die gleiche Signalspannung auf, so wird von Gleichtaktansteuerung (common mode) gesprochen. Diese Gleichtaktanteile werden um so besser unterdrückt, je symmetrischer beide Transistorstufen aufgebaut sind. Eine gute Gleichtaktunterdrückung (common mode rejection ratio) wird durch große Gegenkopplung über den gemeinsamen Emittorwiderstand R_E erreicht. In vielen Fällen wird R_E durch einen weiteren Transistor ersetzt, der als Konstantstromquelle arbeitet. Durch die Exemplarstreuung der Bauelemente tritt jedoch eine Gleichtaktkomponente auf, die ohne Eingangssignal bereits eine geringe Ausgangsspannungsdifferenz ergibt. Diese Erscheinung wird als Offset bezeichnet [1]. Für die entsprechenden Größen gelten nach [2] die nachfolgenden Beziehungen.

$$\text{Gleichtaktspannung:} \quad U_{G1} = \frac{U_{e1} + U_{e2}}{2} \quad (1.1.)$$

$$\text{Differenzspannung:} \quad U_d = U_{e1} - U_{e2} \quad (1.2.)$$

$$\text{Gleichtaktverstärkung:} \quad V_{G1} = \frac{2 \cdot U_a}{U_{e1} + U_{e2}} \quad (1.3.)$$

$$\text{Differenzverstärkung:} \quad V = \frac{U_a}{U_{e1} - U_{e2}} \quad (1.4.)$$

$$\text{Gleichtaktunterdrückung:} \quad G = \frac{V}{V_{G1}} \quad (1.5.)$$

(CMRR)

$$\text{oder CMR in dB:} \quad \text{CMR}_{/dB} = 20 \lg \frac{V}{V_{G1}} \quad (1.6.)$$

Kombinationen derartiger Differenzverstärker werden als Operationsverstärker (OV) bezeichnet. Die Bezeichnung entstammt dem ursprünglichen Anwendungszweck dieses Bausteins, der für die Rechentechnik konzipiert war. Durch seine ausgezeichneten Eigenschaften, wie hohe Verstärkung, geringe Drift, hochohmiger Eingangswiderstand, niederohmiger Ausgangswiderstand und große Bandbreite, beginnend bei $f_u = 0$, hat sich dieser Verstärkertyp ein breites Anwendungsgebiet geschaffen. Sein Einsatz erfolgt in der Analog-Rechentechnik, der Automatisierungstechnik, der Messtechnik sowie auf den Gebieten der Unterhaltungselektronik. Dabei lassen sich Schaltungen als Gleich- und Wechselspannungsverstärker, Komparatoren, Analog-Digital-Wandler, Oszillatoren und phasenabhängige Gleichrichter aufbauen.

Bild 5 zeigt einen Operationsverstärker in konventioneller Technik. Da derartige Verstärker heute fast ausnahmslos in integrierter Technik gefertigt werden, wobei die Innenschaltungen immer kompliziertere Strukturen annehmen, wird allgemein das Symbol nach Bild 6 verwendet, welches die beiden Eingänge und den Ausgang andeutet. Die Anschlüsse der Speisepannung (die Stromversorgung ist wieder als Doppelnetzteil ausgebildet) werden in diesem Symbol meist weggelassen.

Eine Gegenüberstellung der Kennwerte eines realen und idealen Operationsverstärkers zeigt Tafel 1.

Die Funktion des Operationsverstärkers soll am Schaltungsbeispiel Bild 5 erläutert werden.

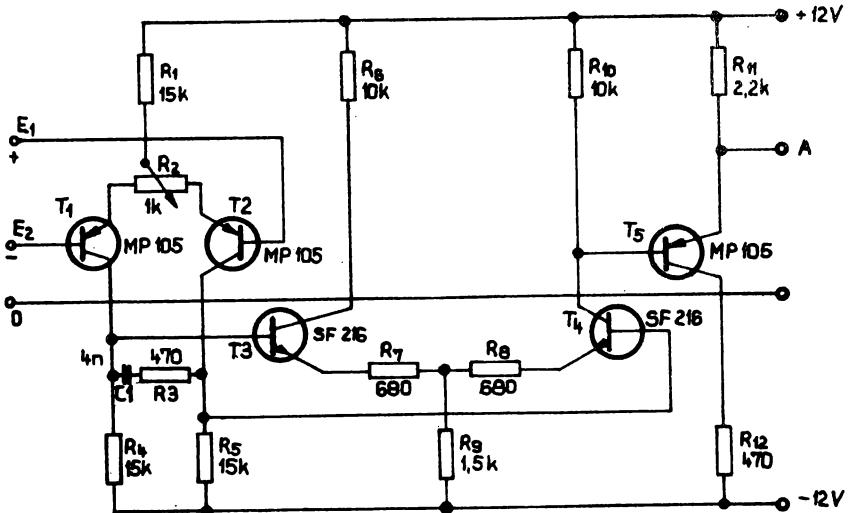


Bild 5: Stromlaufplan eines einfachen Operationsverstärkers in konventioneller Technik [4]

Tafel 1: Vergleich zwischen realem und idealem OV /3/

Größe	Real	Ideal
Differenz-Einganswiderstand R_D	400 k Ω	∞
Gleichtakt-Einganswiderstand R_{G1}	30 M Ω	∞
Leerlaufverstärkung V_o	$5 \cdot 10^4$	∞
Ausgangswiderstand R_A	150 Ω	0

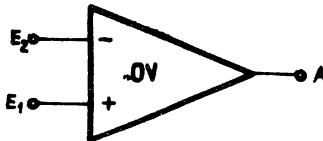


Bild 6: Symbol eines Operationsverstärkers

Eingang E_2 wird zunächst mit Masse verbunden und Eingang E_1 mit einer positiven Spannung belegt. Beim Transistor T_2 wird sich durch Abnahme des Kollektorstromes ein negatives Kollektorpotential einstellen. Transistor T_1 wird durch die Emitterkopplung gegensinnig angesteuert, so daß sein Kollektorpotential steigt, also positiver wird. Durch die Verbindung zur Basis von T_3 wird dieser stärker

aufgesteuert und T_4 mehr gesperrt (npn-Transistor), wodurch T_5 mit positiverer Basisspannung über R_{10} angesteuert wird. Da T_5 als pnp-Transistor ausgeführt ist, wird dieser zugesteuert, sperrt also stärker. Über R_{11} tritt ein geringerer Spannungsabfall auf, so daß die Ausgangsspannung zwischen A und O (Masse) positiver wird. Beim Einspeisen einer negativen Eingangsspannung an E_1 wird das Ausgangssignal negativer. Da neben der Verstärkung der Eingangsspannung keine Phasendrehung bzw. Umpolung der Ausgangsspannung erfolgt, wird der Eingang E_1 als nichtinvertierender Eingang bezeichnet und mit dem Plus-Symbol versehen.

Wird der Eingang E_1 mit Masse verbunden und E_2 mit positiver Spannung belegt, so wird T_1 mehr zugesteuert, T_2 aufgesteuert, T_4 erhält positiveres Basispotential und steuert mehr auf, sein Kollektorpotential sinkt, T_5 erhält negativeres Basispotential und steuert mehr durch. Das Kollektorpotential von T_5 und damit die Ausgangsspannung verschieben sich zu negativeren Werten. Da eine positive Eingangsspannung an E_2 eine negative Ausgangsspannung zur Folge hat, wird dieser Eingang E_2 als invertierender Eingang bezeichnet und mit einem Minus-Symbol versehen.

Das Potentiometer R_2 dient zum Einstellen der Ausgangsspannung auf den Wert Null, wenn kein Eingangssignal anliegt, also zur Offsetkompensation. Die Kombination C_1 und R_3 soll unerwünschte Schwingungen verhindern, besonders wenn der Verstärkerausgang kapazitiv belastet ist.

Besonders günstige Werte hinsichtlich Drift, Offset und Leerlaufverstärkung ergeben sich, wenn der Operationsverstärker in integrierter Technik gefertigt wurde. Alle Bauelemente, wie Transistoren, Widerstände und Dioden, sind auf einem Halbleiterplättchen (Chip) von etwa 2 mm Kantenlänge untergebracht, so daß alle Bauelemente dem gleichen Temperatureinfluß unterliegen. Für den von der volkreisigen Halbleiterindustrie gefertigten integrierten Schaltkreis A 109 wird beispielsweise eine Leerlaufverstärkung oder offene Schleifenverstärkung V_o (open loop gain) von etwa $3 \cdot 10^4$ angegeben [5]. Unter der offenen Schleifenverstärkung wird ein Differenzverstärkungswert verstanden, der sich beim Betrieb des Verstärkers ohne Gegenkopplung ergibt, wenn Ausgangsspannung und Differenzspannung zwischen den beiden Eingän-

gen gemessen werden. Sie ergibt sich aus der Steigung der Übertragungsfunktion nach Bild 7 und Gl. (1.7).

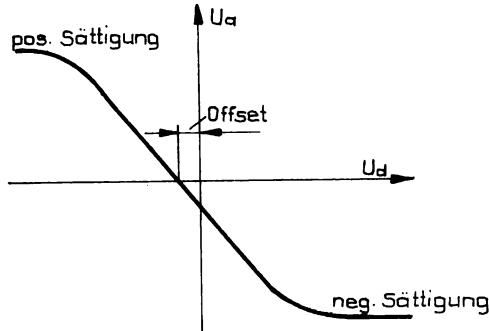


Bild 7: Übertragungsfunktion eines ÖV

Da von einem Operationsverstärker gute Stabilität, Linearität, Genauigkeit und geringe Drift erwartet werden, wird dieser Verstärkertyp ausnahmslos mit Gegenkopplung betrieben. Die wichtigsten Grundschaltungen sind der nichtinvertierende und der invertierende Verstärker (Bild 8 und 9).

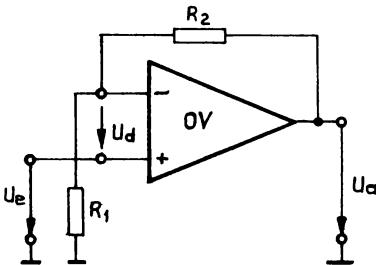


Bild 8: Nichtinvertierender Verstärker

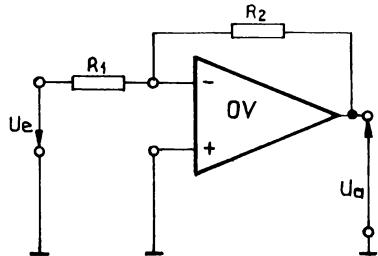


Bild 9: Invertierender Verstärker

Für die Verstärkung V der gegengekoppelten Stufe kann prinzipiell die bereits bekannte nachfolgende Gleichung verwendet werden:

$$V = \frac{V_o}{1 + k \cdot V_o}$$

mit V_o als Leerlaufverstärkung ohne Gegenkopplung:

$$V_o = \frac{U_a}{U_d} \tag{1.7}$$

und dem Rückkopplungsfaktor k :

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.8.)$$

Für den idealen Operationsverstärker mit $V_o \rightarrow \infty$ ergibt sich als Grenzwert:

$$V_{V_o \rightarrow \infty} = \frac{V_o}{1 + k \cdot V_o} = \frac{1}{k} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1.9.)$$

Für die Anwendung integrierter Operationsverstärker liefert diese Beziehung für die Praxis ausreichende Werte.

Für Eingangs- und Ausgangswiderstand der Schaltung gelten:

$$r_1 = V_o \frac{R_i}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (1.10.)$$

$$r_2 = R_A \frac{R_1 \cdot R_2 + R_1 (R_1 + R_2)}{V_o \cdot R_i \cdot R_1} \quad (1.11.)$$

mit R_i als Eingangs- bzw. Innenwiderstand und R_A als Ausgangswiderstand des OV. Für den invertierenden Verstärker nach Bild 9 ergibt sich auf gleiche Weise mit:

$$k = \frac{R_1}{R_2} \quad (1.12.)$$

$$V_{V_o \rightarrow \infty} = \frac{V_o}{1 + k \cdot V_o} = -\frac{1}{k} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.13.)$$

Für Eingangs- und Ausgangswiderstand gelten:

$$r_1 = R_1 \quad (\text{wenn } V_o \rightarrow \infty) \quad (1.14.)$$

$$r_2 = R_A \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{V_o} \quad (\text{wenn } R_i \gg R_2) \quad (1.15.)$$

Abschließend ist noch zu bemerken, daß die offene Schleifenverstärkung oder Leerlaufverstärkung V_o eines Operationsverstärkers frequenzabhängig ist. Durch immer vorhandene parasitäre Kapazitäten entsteht der Amplitudengang nach Bild 10, wobei die jeweiligen Knickfrequenzen

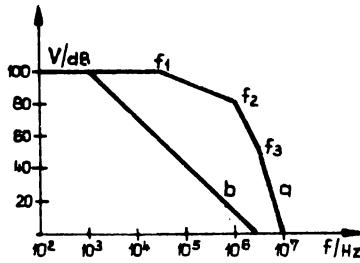


Bild 10: Amplitudengang eines OV, a) unkompensiert, b) kompensiert /5/

von der Art des OV abhängen. Durch starke Phasendrehungen an der Grenze des Übertragungsbereiches treten bei nicht kompensiertem Frequenzgang Instabilitäten bzw. Schwingneigung auf. Ein stabiler Betrieb des Verstärkers bei allen Gegenkopplungen erfordert eine Beschneidung des Frequenzganges mit einem Abfall von 20 dB/Dekade. Werte der Kompensationsnetzwerke werden vom Hersteller angegeben [6].

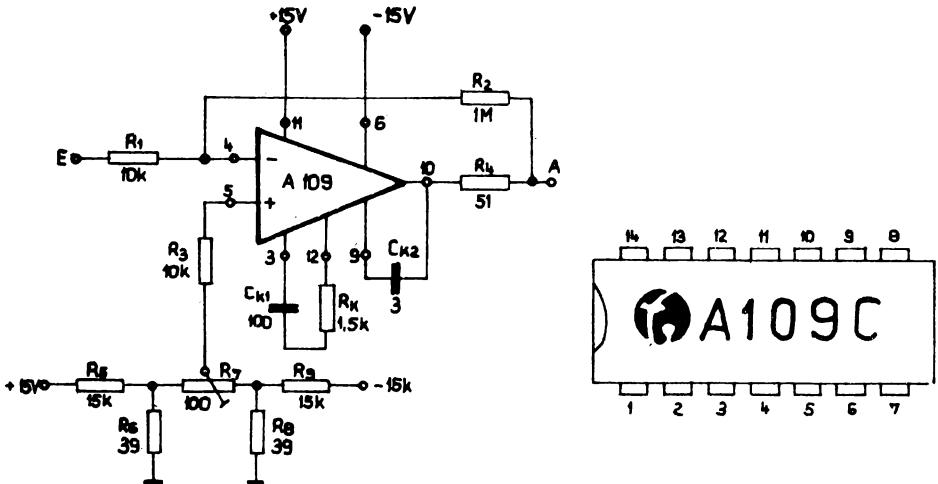


Bild 11: Dimensionierte Schaltung eines invertierenden Verstärkers mit Frequenz- und Offsetkompensation und Anschlußschema des OV A 109 C [7]

Bild 11 zeigt eine Schaltung des Operationsverstärkers A 109 C, wobei an den Kontakten 3 und 12 die Elemente C_{K1} und R_K der Eingangsfrequenzkompensation und an den Kontakten 9 und 10 der Kondensator C_{K2} der Ausgangsfrequenzkompensation angeschlossen sind. Die Elemente $R_5 \dots R_9$ dienen der Offsetkompensation.

Zusammenfassung des Abschnittes 1.

Galvanisch gekoppelte Verstärker oder Gleichspannungsverstärker müssen Gleichspannungen und niedrige Frequenzen verstärken können. Da ihre untere Grenzfrequenz Null sein muß, dürfen keine Koppelkondensatoren zwischen den Verstärkerstufen angeordnet werden. Durch die galvanische Kopplung tritt die Problematik der signaläquivalenten Störungen auf, da keine Trennung zwischen Signalgrößen und Hilfsgrößen der Stromversorgung mehr möglich ist. Besonders anfällig gegen Störeinflüsse ist die Eingangsstufe eines derartigen Verstärkers, da Arbeitspunktveränderungen dieser Stufe in den nachfolgenden weiter verstärkt werden.

Vor dem Bekanntwerden der Operationsverstärker wurde die Problematik der Gleichspannungsverstärkung dadurch gelöst, daß eine Arbeitspunktstabilisierung der einzelnen Stufen durch temperaturabhängige Widerstände und Kompensationsverstärker erfolgte. Weiterhin wurde die Verstärkung der Gleichsignalgröße dadurch umgangen, daß diese mittels Zerhacker in ein Wechselsignal umgewandelt oder durch Modulation in einen höheren Frequenzbereich transponiert wurde. Die Verstärkung erfolgte mittels Wechselspannungsverstärkern, und am Ausgang wurde das verstärkte Wechselsignal durch Gleichrichtung in die Gleichgröße zurückverwandelt.

Nachteilige Einflüsse, wie das Driften der eingestellten Arbeitspunkte durch Veränderungen der Speisespannung oder der Umgebungstemperatur, werden durch den Differenzverstärker weitgehend ausgeschaltet, wenn beide Transistorstufen symmetrisch aufgebaut und die Transistoren nach Pärchenbedingungen ausgewählt wurden. Gleiche Signale an beiden Eingängen ergeben kein Ausgangssignal, wenn dieses zwischen den beiden Kollektoren abgenommen wird (Gleichtaktansteuerung). Erst die Differenzansteuerung, bei der ein Eingang mit Masse verbunden ist, führt zu einem Ausgangssignal.

Kombinationen von Differenzverstärkern werden als Operationsverstärker bezeichnet, da sie zunächst zur Realisierung von Rechenoperationen herangezogen wurden.

Diese Verstärker, die vorwiegend als integrierte Schaltkreise ausgeführt werden, zeichnen sich durch hohe Leerlaufverstärkung, hohen Eingangswiderstand, niedrigen Ausgangswiderstand und geringe Drift aus. Zur Ausnutzung der günstigen Eigenschaften, wie gute Stabilität, Linearität, Genauigkeit und geringe Drift, werden derartige Verstärker ausnahmslos mit dynamischer Gegenkopplung betrieben. Grundsaltungen sind der nichtinvertierende und der invertierende Verstärker. Die Gegenkopplungen können Phasendrehungen an der Grenze des Übertragungsbereiches und dadurch Instabilitäten und Schwingneigung zur Folge haben. Diese Erscheinungen machen eine externe Beschaltung zur Korrektur des Frequenzganges bzw. zur Frequenzkompensation erforderlich. Da ohne Eingangssignal die Ausgangsspannung nicht vollständig zu Null wird (Offset), ist bei der Verstärkung von Spannungen im Millivoltbereich eine Offsetkompensation vorzusehen, wobei an einen Eingang eine geringe Kompensationsspannung angelegt wird.

Aufgaben

- A 1 Welche besonderen Probleme treten bei galvanisch gekoppelten Verstärkern auf?
- A 2 Erklären Sie die Wirkungsweise eines Differenzverstärkers, wobei Sie die Begriffe Gleichtaktunterdrückung, Differenzansteuerung und Offset erläutern!
- A 3 Wieso ist bei integrierten Operationsverstärkern bei Betrieb mit Gegenkopplung eine externe Beschaltung zur Frequenzkompensation erforderlich?

2. Leistungs- oder Endverstärker

Diese Verstärker sollen eine möglichst große Wechselleistung bei minimalen Verzerrungen an einen äußeren Lastwiderstand (häufig Lautsprecher) abgeben. Sie arbeiten im Bereich der Großsignalverstärkung. Die dabei auftretenden Aussteuerungen sind so groß, daß sowohl die Krümmungen der Kennlinien als auch die Grenzen des Aussteuerungsbereiches zu berücksichtigen sind. Da ein großer Teil der elektrischen Energie im aktiven Bauelement in Wärme umgesetzt wird, ist eine ausreichende Kühlung eine wichtige Voraussetzung für die einwandfreie Funktion dieser Verstärkerelemente.

Eine Unterscheidung der Leistungsverstärker kann nach Aufbau der Schaltung (Eintakt- und Gegentaktverstärker) und der Lage des Arbeitspunktes auf der Steuerkennlinie (A-, B-, C- oder D-Verstärker) erfolgen.

Beim A-Verstärker liegt der Arbeitspunkt etwa in der Mitte der Steuerkennlinie, und es erfolgt eine symmetrische Aussteuerung um den Arbeitspunkt.

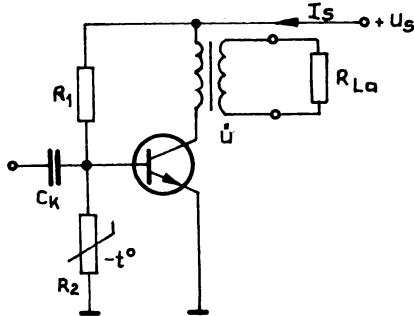


Bild 12: Eintakt-A-Endstufe

Bild 12 zeigt die Schaltung eines Eintakt-A-Verstärkers, wobei der äußere Lastwiderstand $R_{L,a}$ mittels eines Ausgangsübertragers \dot{U} widerstandsmäßig an die Verstärkerschaltung angepaßt ist.

Ohne Eingangsspannung fließt bereits ein relativ hoher Kollektorruhestrom, so daß der Wirkungsgrad der Schaltung

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{U_S \cdot I_S} \quad (2.1)$$

nur Werte von 25 % . . . 50 % erreichen kann. Diese Schaltungsvariante wird daher nur für Ausgangswechsellleistungen $P_{\sim} < 1 \text{ W}$ verwendet und ist für batteriebetriebene Geräte nicht geeignet. Günstigere Verhältnisse hinsichtlich der abgegebenen Wechselleistung ermöglicht der B-Verstärker, der vorwiegend als Gegentaktverstärker aufgebaut ist (Bild 13). Die Gleichstromarbeitspunkte liegen bei geringem Kollektorruhestrom. Der Kollektorgleichstrom mit Aussteuerung ergibt sich aus dem Mittelwert der Halbwellenflächen, so daß sich ein Energieverbrauch etwa proportional zur Aussteuerung, also entsprechend der Lautstärke, ergibt. Die Wirkungsgrade, die mit derartigen Schaltungen erzielt werden können, betragen bis 75 %.

Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist so, daß die beiden Transistoren durch den Eingangsübertrager \dot{U}_1 gegenphasig angesteuert werden. Jeder Transistor verstärkt nur eine Halbwelle, wobei der Ausgangsübertrager \dot{U}_2 beide Halbwellen wieder zusammenführt.

Der Schaltungsaufbau ist sehr einfach. Die beiden Transistoren müssen in ihren wesentlichsten Kennwerten übereinstimmen, also nach Pärchenbedingung ausgesucht sein. Nachteilig wirken sich die beiden Übertrager aus, da sie einerseits teuer sind (sie müssen kapazitäts- und streuarm aufgebaut sein) und andererseits den Frequenzgang ungünstig beeinflussen.

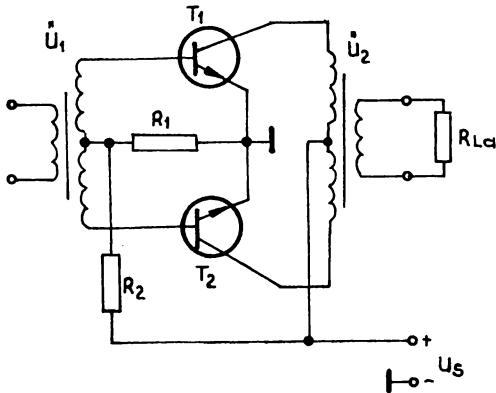


Bild 13: Gegentakt-B-Endverstärker mit Übertragern

Aus diesen Gründen werden Leistungsverstärker meist als transformatorlose oder eisenlose Endstufe ausgeführt, wofür mehrere Schaltungsvarianten existieren. Bild 14 zeigt eine Schaltung mit komplementären Transistoren, d. h. mit entgegengesetzter Zonenfolge, die bis zu einer Wechselleistung von etwa 5 W eingesetzt wird. Durch den komplementären Aufbau der beiden Transistoren kann eine gleichphasige Ansteuerung erfolgen. Eine Halbwellen des Eingangssignals steuert den pnp-Transistor und die andere den npn-Transistor an.

Eine Einschränkung des Bauelementeaufwandes wird auch bei Leistungsverstärkern durch die Anwendung integrierter Schaltkreise erreicht. Im Fertigungsprogramm der volkseigenen Halbleiterindustrie der DDR sind als 5W-Verstärker der Schaltkreis A 205 K und als 1W-Verstärker der Schaltkreis A 211 D enthalten. Zur Ausführung der Verlustwärme ist auf den 5W-Verstärker ein Alu-Kühlkörper aufgesetzt, während beim 1W-Verstärker 6 der 14 Anschlüsse als Kühlfahne mit der Leiterplatte verlötet werden. Bild 15 zeigt eine Schaltung des A 211 D als Endverstärker.

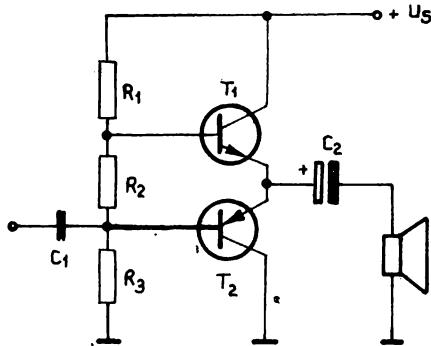


Bild 14: Prinzipschaltung eines Gegentaktverstärkers mit komplementären Transistoren

Beim C-Verstärker wird der Arbeitspunkt so weit in den unteren Teil der Steuerkennlinie gelegt, daß bei der Aussteuerung nur kurze Impulse des Kollektorstromes auftreten. Diese Verstärker werden in Sendeendstufen eingesetzt, wobei der Wirkungsgrad über 95 % liegen kann.

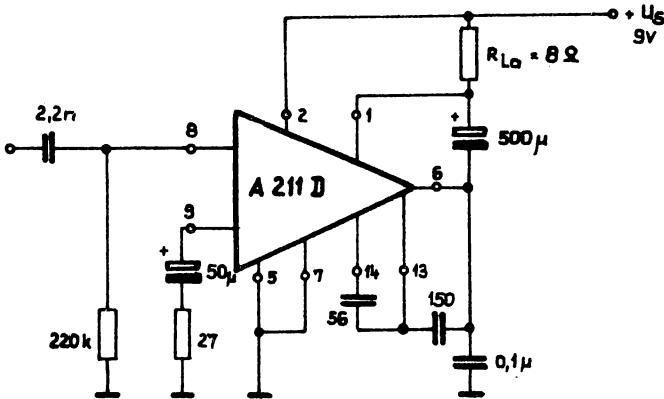


Bild 15: Schaltung des Schaltkreises A 211 D als 1W-Verstärker nach [8]

Als D-Verstärker wird ein Schaltverstärker bezeichnet, der das in Impulse umgeformte Signal verstärkt. Ein anschließender Tiefpaß filtert das Ursprungssignal wieder aus.

Zusammenfassung zu Abschnitt 2.

Ein Leistungs- oder Endverstärker hat die Aufgabe, das vom Vorverstärker gelieferte Signal so zu verstärken, daß damit ein Lautsprecher angesteuert werden kann.

Eine Unterscheidung dieser Verstärker kann nach der Funktion in Eintakt- oder Gegentaktverstärker oder nach der Lage des Arbeitspunktes in A-, B-, C- oder D-Verstärker erfolgen.

Beim Eintakt-A-Verstärker wird der Arbeitspunkt im Ausgangskennlinienfeld bzw. auf der Steuerkennlinie so eingestellt, daß ein verhältnismäßig hoher Kollektorruhestrom fließt. Der relativ niedrige Wirkungsgrad macht die Schaltung ungeeignet für tragbare Batteriegeräte. Bei dieser Geräteklasse wird daher vorwiegend der Gegentakt-B-Verstärker als Endverstärker eingesetzt. Die Lage des Arbeitspunktes ist so, daß ohne Aussteuerung nur ein ganz geringer Kollektorruhestrom fließt. Der Energieverbrauch dieser Schaltung wird durch die Aussteuerung, also durch die Lautstärke, bestimmt. Die praktische Ausführung erfolgt in den letzten Jahren meist als trafo- oder eisenlose Endstufe, wobei Transistoren mit komplementärer Zonenfolge verwendet werden. In modernen Geräten der Unterhaltungselektronik finden auch zunehmend integrierte Schaltkreise als Endverstärker Anwendung.

Der C-Verstärker wird als Sendeendverstärker benutzt, da ein Kollektorstromfluß nur in kurzen Impulsen erfolgt.

Der D-Verstärker ist ein Schaltverstärker mit anschließendem Tiefpaß.

3. Spezielle Verstärkerschaltungen

In diesem Abschnitt soll zunächst eine Verstärkervariante behandelt werden, die es ermöglicht, eine hochohmige Signalquelle (z. B. Kristallmikrofon) an einen niederohmigen Verstärkereingang anzupassen. Diese Schaltung wird als Kollektorschaltung bezeichnet, da der Kollektor die Bezugselektrode darstellt, also in Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsam vorhanden ist und wechselstrommäßig mit Masse verbunden ist. Das Prinzip dieser Schaltung zeigt Bild 16. Die Schaltung kann als voll stromgegekoppelte Emitterschaltung angesehen werden. (Im Lehrbrief 2 wurden bereits die Auswirkungen der Gegenkopplung behandelt.)

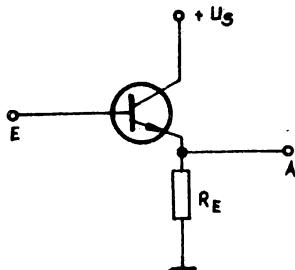


Bild 16: Prinzip der Kollektorschaltung

Die Spannungsverstärkung wird stark verringert, es ergibt sich der Wert $V_u \approx 1$, wobei die Schaltung noch eine ausreichende Leistungsverstärkung liefert. Durch die hohe Gegenkopplung werden die Verzerrungen gering gehalten. Es tritt eine wesentliche Erhöhung des Eingangswiderstandes auf. Da das Ausgangssignal über dem niederohmigen Emitterwiderstand R_E abgenommen wird, ergibt sich ein niederohmiger Ausgangswiderstand. Die Schaltung kann daher als Impedanzwandler (Impedanz = Scheinwiderstand) benutzt werden.

Liegt eine Eingangsspannung U_e an dieser Schaltung, die größer als die Schleienspannung U_{BEF}

der Basis-Emitter-Diode des Transistors ist, so wird diese leitend. Durch den fließenden Emitterstrom tritt über R_E ein entsprechender Spannungsabfall, die Ausgangsspannung U_a auf.

Für die Ausgangsspannung gilt:

$$U_a = U_e - U_{BEF} \quad (3.1.)$$

Durch eine Vergrößerung von U_e tritt eine Erhöhung des Kollektorstromes und damit des Spannungsabfalls über R_E also der Ausgangsspannung U_a ein. Da die Spannung über der Basis-Emitter-Diode entsprechend der Diodenkennlinie nur geringfügig vom fließenden Strom abhängt, steigt also die Ausgangsspannung im gleichen Verhältnis wie die Eingangsspannung, so daß sich eine Spannungsverstärkung $V_u \approx 1$ ergibt.

Da das Emitterpotential dem Basispotential folgt, wird diese Schaltungsvariante vielfach als Emitterfolger bezeichnet. Für den Eingangswiderstand r_1 der Kollektorschaltung gibt [9] die Beziehung an:

$$r_1 = \frac{h_{11c} + R_L \cdot \Delta h_c}{1 + h_{22c} \cdot R_L} \quad (3.2.)$$

In dieser Beziehung ergibt sich der Lastwiderstand R_L aus der Parallelschaltung von R_E und dem Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe. Für die meisten praktischen Fälle genügt jedoch die Näherungsbeziehung für den Eingangswiderstand:

$$r_1 \approx R_L (1 + h_{21e}) \quad (3.3.)$$

Die Basisschaltung nach Bild 17 weist etwa die gleiche Spannungsverstärkung wie die Emitterschaltung auf. Zwischen Ausgangs- und Eingangswechselspannung tritt jedoch keine Phasenverschiebung auf, was auch für die Kollektorschaltung oder den Emitterfolger zutrifft. Durch die geringe kapazitive Belastung des Einganges gegenüber der Emitterschaltung ergibt sich hier eine höhere obere Grenzfrequenz. Das Anwendungsgebiet dieser Schaltungsvariante liegt vorwiegend in der Hoch- und Höchstfrequenztechnik. Der Eingangswiderstand ist wesentlich niedriger als in der Emitterschaltung, da die Signalquelle mit dem Emitterstrom belastet wird. Für den dynamischen Eingangswiderstand r_1 gibt [10] die Näherungsbeziehung an:

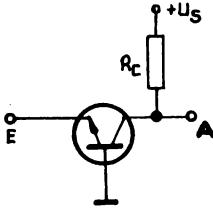


Bild 17: Prinzip der Basisschaltung

$$r_1 \approx \frac{r_{BE}}{h_{21e}} \quad (3.4.)$$

mit r_{BE} als arbeitspunktabhängigen Widerstand der Basis-Emitter-Diode.

Für den Ausgangswiderstand r_2 gelten die gleichen Verhältnisse wie in der Emitterschaltung.

Zusammenfassung zu Abschnitt 3.

Die Kollektorschaltung stellt eine Verstärkerschaltung dar, die bei einer Spannungsverstärkung $V_u \approx 1$ eine Widerstandsanpassung ermöglicht. Der Eingangswiderstand der Schaltung ist wesentlich höher als der Ausgangswiderstand, der in dieser Variante im wesentlichen durch den Emitterwiderstand gebildet wird. Da das Emitterpotential dem Basispotential folgt, wird diese Schaltung auch als Emitterfolger bezeichnet.

Eine vorwiegend in der Hochfrequenztechnik angewandte Schaltungsvariante ist die Basisschaltung. Entsprechen die Verhältnisse von Spannungsverstärkung und Ausgangswiderstand etwa der Emitterschaltung, so ist der Eingangswiderstand der Basisschaltung wesentlich niedriger. Kollektor- und Basisschaltung zeigen keine Phasendrehung zwischen Ausgangs- und Eingangswechselspannung.

4. Harmonische Oszillatoren

Unter harmonischen Oszillatoren werden elektronische Schaltungen verstanden, die ungedämpfte sinusförmige Schwingungen erzeugen. Diese Schwingungen werden als Informationsträger in der Funktechnik und als Testsignale zur Untersuchung von Verstärkern benutzt. Außerdem können sinusförmige Schwingungen in der Digitaltechnik zur Steuerung von Zählern benutzt werden, da mit harmonischen Oszillatoren durch die Anordnung eines Schwingquarzes in der Schaltung eine hohe Frequenzkonstanz erreicht werden kann. Die Erzeugung harmonischer Schwingungen kann prinzipiell durch eine Anordnung mit passiven und aktiven Bauelementen oder durch Elemente mit teilweise fallender Strom-Spannungs-Kennlinie, also negativem differentiellem Widerstand, erfolgen. Schaltungen mit letztgenannten Elementen, wie es beispielsweise die Tunnel diode darstellt, sollen im Rahmen dieses Abschnittes nicht behandelt werden. Von den vielen existierenden Schaltungsvarianten sollen die Meißner-sche Rückkopplungsschaltung und der RC-Oszillator näher betrachtet werden.

4.1. Grundlagen der Schwingungserzeugung

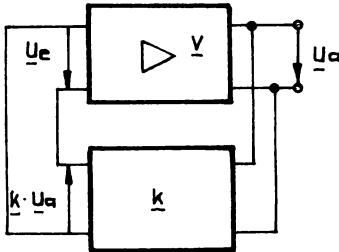


Bild 18: Prinzip der Rückkopplung

wechselspannung \underline{U}_e , die durch Multiplikation mit \underline{V} \underline{U}_a ergibt.

Es muß also sein:

und

Daraus folgt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_e &= \underline{k} \cdot \underline{U}_a \\ \underline{U}_a &= \underline{V} \cdot \underline{U}_e = \underline{V} \cdot \underline{k} \cdot \underline{U}_a \\ \underline{V} \cdot \underline{k} &= 1 \end{aligned} \quad (4.1)$$

Diese Beziehung wird auch als Barkhausensche Selbsterregungsbedingung bezeichnet. Sie kann nach den Regeln der komplexen Rechnung auch in der Exponentialform geschrieben werden:

$$V \cdot e^{j\varphi_V} \cdot k e^{j\varphi_k} = 1 \cdot e^{j0} \quad (4.2)$$

Diese Gleichung kann in die Beziehungen der Beträge und der Phasenwinkel aufgespalten werden:

$$\begin{aligned} V \cdot k &= 1 & (4.3) \\ \varphi_V + \varphi_k &= 0 \\ \text{oder} \quad \varphi_V &= -\varphi_k & (4.4) \end{aligned}$$

Die Gl. (4.3.) wird als Amplitudenbedingung und die Gl. (4.4.) als Phasenbedingung bezeichnet, wobei die Amplitudenbedingung für den eingeschwungenen Zustand, also für konstante Ausgangsspannung des Oszillators, gilt.

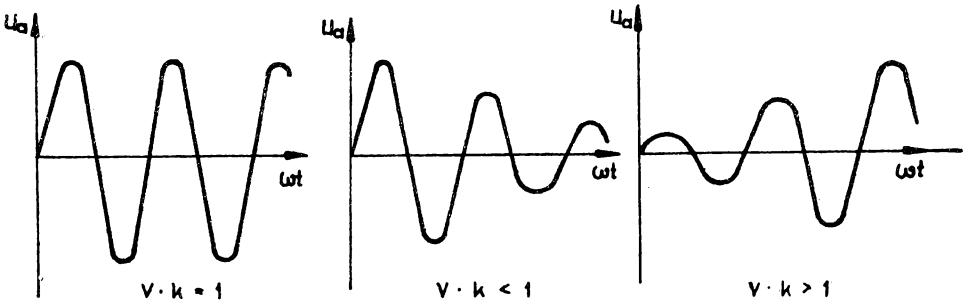


Bild 19: Varianten der Amplitudenbedingung (nach [11])

Für den Anschwingvorgang des Oszillators erfordert dieser den Zustand $V \cdot k > 1$. Die physikalische Entstehung des Anschwingvorganges kann auf statistische Schwankungen der Ladungsträgerdichte und -bewegung und auf Änderungen der Speisespannung, wie sie beispielsweise beim Einschalten entstehen, zurückgeführt werden. Da der stationäre Zustand des Oszillators die Bedingung $V \cdot k = 1$ erfordert, macht sich eine Amplitudenbegrenzung notwendig.

Diese Amplitudenbegrenzung kann sowohl im Verstärker (aktives Bauelement) als auch im Rückkopplungsvierpol erfolgen. Die Amplitudenbegrenzung durch das aktive Bauelement wird vorwiegend durch die Abnahme des Eingangswiderstandes des Transistors bei zunehmender Amplitude der Eingangswechselspannung bewirkt. Eine Amplitudenbegrenzung im Rückkopplungsvierpol kann durch nichtlineare Widerstände erfolgen.

Die Phasenbedingung Gl. (4.4.) besagt, daß der Rückkopplungsvierpol die Phasendrehung, die durch den Verstärker erfolgt, wieder aufheben muß. Der Rückkopplungsvierpol übernimmt damit gleichzeitig die Aufgabe der Frequenzselektion, da die Gl. (4.4.) nur für ein ganz bestimmtes Netzwerk und damit einen Frequenzwert erfüllt ist.

4.2. Meißnersche Rückkopplungsschaltung

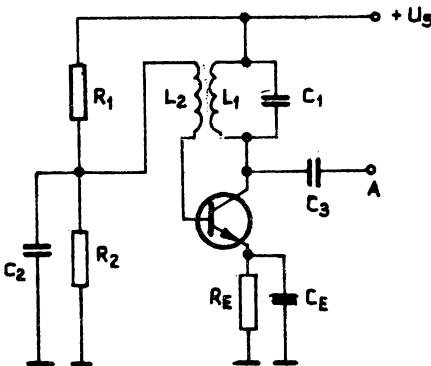


Bild 20: Praktisch ausgeführte Schaltung eines Meißner-Oszillators

Bei dieser Schaltungsvariante, vorwiegend im Nieder- und Mittelfrequenzgebiet angewandt, wird der Rückkopplungsvierpol durch einen Schwingkreis gebildet, wobei die Ankopplung transformatorisch durch eine zweite Wicklung (Rückkopplungsspule) bewirkt wird. Die Phasendrehung des Rückkopplungsvierpols kann durch den entsprechenden Wicklungssinn bzw. die Polung von Rückkopplungs- und Schwingkreisspule erreicht werden. Bild 20 zeigt die ausgeführte Schaltung eines Meißner-Oszillators. Der frequenzbestimmende Schwingkreis

kann dabei sowohl im Kollektorkreis als auch im Basiskreis angeordnet werden. Die Widerstände R_1 und R_2 stellen den Basisspannungsteiler dar, wobei C_2 das Ende von L_2 wechselstrommäßig mit Masse verbinden soll. Die Emitterkombination $R_E \parallel C_E$ dient zur Kollektorstromstabilisierung und C_3 wirkt als Koppelkondensator zum potentialfreien Auskoppeln der Sinusspannung. Soll die Belastung niederohmig angekoppelt werden, wie es beispielsweise im Löschgenerator eines Tonbandgerätes vielfach üblich ist, wird in den Schwingkreis eine dritte Koppelwicklung eingefügt, wodurch die Rückwirkung auf den Oszillator verringert wird.

4.3. RC-Oszillator

Bei dieser Schaltungsvariante ist der Rückkopplungsvierpol aus RC-Gliedern aufgebaut. Es bestehen prinzipiell die Möglichkeiten, den Vierpol in Gestalt von Phasenschieberketten oder als Wien-Brücke aufzubauen.

Bild 21 zeigt die beiden Möglichkeiten der schaltungsmäßigen Realisierung der Phasenschieberketten.

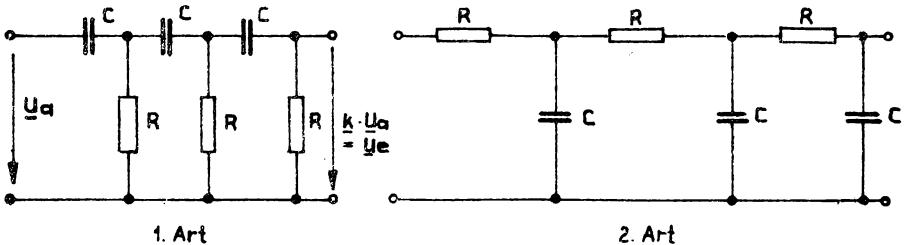


Bild 21: Phasenschieberketten

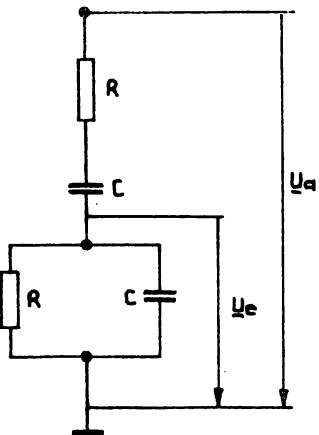


Bild 22: Wien-Brücken-Netzwerk.

Für den Phasenschieber 1. Art gibt [11], S. 50 die nachfolgende Beziehung für die Schwingfrequenz unter der Voraussetzung an, daß h_{21e} des Transistors ≈ 100 beträgt.

$$\omega = 0,354 \cdot \frac{1}{R \cdot C} \quad (4.5)$$

Da eine Variation der Frequenz über ein Dreifach-Potentiometer erfolgen müßte und die Frequenzstabilität dieser Oszillatoren nicht besonders hoch ist, wird die RC-Schaltung des Rückkopplungsvierpols meist als Wien-Brücke nach Bild 22 ausgeführt. Da für einen bestimmten Frequenzwert die Phasenverschiebung zwischen den Spannungen \underline{U}_a und \underline{U}_e gleich 0° bzw. 360° beträgt, macht sich bei

einer Ausführung des Verstärkervierpols in Emitterschaltung ein zweistufiger Verstärker erforderlich, um die entsprechende Phasenverschiebung zu erreichen. Eine Variation des Frequenzwertes kann bei dieser häufig angewandten Schaltung in Grobstufen durch Umschaltung der beiden Kondensatoren und zur Feineinstellung durch Ausführung der Widerstände R als Tandempotentiometer erfolgen.

Zusammenfassung des Abschnittes 4.

Harmonische Oszillatoren sind elektronische Schaltungen, die sinusförmige ungedämpfte Schwingungen erzeugen. Die Grundlage der Schwingungserzeugung liegt im Selbsterregungsprinzip bzw. Rückkopplungsprinzip, wobei die meisten Schaltungen aus den Hauptgruppen Verstärker- und Rückkopplungsvierpol bestehen. Für den stationären Zustand der Erzeugung sinusförmiger Schwingungen gilt die Barkhausensche Selbsterregungsbedingung $V \cdot k = 1$. Diese Beziehung, die sich in Amplitudenbedingung und Phasenbedingung aufspalten läßt, besagt, daß zur Erzeugung sinusförmiger Schwingungen das Produkt aus Verstärkung und Rückkopplungsfaktor gleich 1 sein muß. Die Phasenverschiebung zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung des Rückkopplungsvierpols muß die Phasendrehung des Verstärkers kompensieren. Bei einem einstufigen Verstärker in Emitterschaltung muß sie 180° betragen. Zur Aufrechterhaltung der Amplitudenbedingung $V \cdot k = 1$ für den eingeschwungenen Zustand macht sich eine Amplitudenbegrenzung in der Schaltung erforderlich.

Von den vielen Varianten praktisch ausgeführter Schaltungen wurden der Meißner-Oszillator und der RC-Oszillator vorgestellt. Beim Meißner-Oszillator besteht der Rückkopplungsvierpol aus einem Schwingkreis, wobei die rückgeführte Spannung einer zweiten Wicklung, der Rückkopplungswicklung, entnommen wird. Der Verstärker kann aus einer einstufigen Emitterschaltung bestehen. Beim RC-Verstärker kann der Rückkopplungsvierpol aus Phasenschieberkette in zwei Schaltungsvarianten ausgeführt sein. Da die Frequenzkonstanz derartiger Anordnungen nicht besonders hoch ist, wird der RC-Oszillator meist mit Rückkopplungsvierpol in Wien-Brückenschaltung aufgebaut. Der Verstärker darf keine Phasendrehung aufweisen, da für die Schwingfrequenz Eingangs- und Ausgangsspannung des Rückkopplungsvierpols gleichphasig liegen.

Aufgaben

- A 4 Welche Aufgabe hat ein Leistungsverstärker, und nach welchen Gesichtspunkten können diese Schaltungen unterteilt werden?
- A 5 Aus welchem Grund sind Eintakt-A-Verstärker nicht für Batteriegeräte geeignet?
- A 6 Was verstehen Sie unter dem Begriff eisenlose Endstufe, und welche Gründe sind für die Anwendung derartiger Schaltungen maßgebend?
- A 7 Was verstehen Sie unter einem Emitterfolger, und wie ist die Wirkungsweise dieser Schaltung?
Welche Kennwerte ergeben sich beim Emitterfolger?
- A 8 Beschreiben Sie die Grundlagen zur Erzeugung harmonischer Schwingungen!
- A 9 Beschreiben Sie Aufbau und Wirkungsweise eines Meißner-Oszillators!

Lösungen der Aufgaben

- A 1 Da galvanisch gekoppelte Verstärker keine Kondensatoren als Koppellement benutzen, ist keine Trennung zwischen Signal- und Gleichhilfsgrößen möglich. Änderungen der Versorgungsspannungen nehmen signaläquivalenten Charakter an. Besonders störanfällig ist die Eingangsstufe eines derartigen Verstärkers, da Arbeitspunktveränderungen (z. B. durch thermische Einflüsse) durch die nachfolgenden Stufen weiter verstärkt werden. So kann ohne Anlegen eines Eingangssignals durch die geschilderten Einflüsse ein Ausgangssignal auftreten (Nullpunktdrift).
- A 2 Ein Differenzverstärker besteht aus zwei symmetrisch aufgebauten Transistorstufen, wobei die Transistoren gleiche Kennwerte aufweisen müssen (siehe auch Bild 4). Eine Kopplung der beiden Transistoren erfolgt über den gemeinsamen Emitterwiderstand R_E . Wird die Ausgangsspannung zwischen den beiden Ausgängen abgenommen, so tritt dort nur eine Spannung auf, wenn beide Eingänge mit unterschiedlichen Signalen angesteuert werden. Gleiche Eingangsspannungen an beiden Eingängen führen ebensowenig wie Änderungen der Speisespannung zu einer Ausgangsspannung. Diese Tatsache wird als Gleichtaktansteuerung bezeichnet. Werden die Eingänge mit unterschiedlichen Signalen angesteuert, wobei meist ein Eingang mit Masse verbunden wird, so wird von Differenzansteuerung gesprochen. Bei dieser Art der Ansteuerung ergibt sich auch eine Differenzausgangsspannung. Der Quotient von Differenzverstärkung (streng genommen Leerlaufverstärkung) zu Gleichtaktverstärkung wird als Gleichtaktunterdrückung bezeichnet. Durch immer vorhandene Unsymmetrien im Schaltungsaufbau wird ohne angelegte Eingangsspannung meist eine geringe Ausgangsspannung gemessen. Die zur Kompensation notwendige Eingangsspannung wird als Offsetspannung, die Erscheinung selbst als Offset bezeichnet.
- A 3 Bei gegengekoppelten Operationsverstärkern können an der Grenze des Übertragungsbereichs durch Phasendrehungen Instabilitäten bzw. Schwingungen auftreten. Durch eine entsprechend dimensionierte Frequenzkompensation kann die Stabilität der Funktion erreicht werden.
- A 4 Leistungsverstärker sollen eine möglichst große Wechselleistung bei minimalen Verzerrungen an einen äußeren Widerstand, meistens einen Lautsprecher, abgeben. Die Unterteilung kann in Eintakt- und Gegentaktverstärker und nach der Lage des Arbeitspunktes in A-, B-, C- oder D-Verstärker erfolgen. Speziell für Niederfrequenz-Endstufen der Elektroakustik ist für kleinere Leistungen die Eintakt-A-Endstufe, für größere Leistungen bzw. batteriegespeiste Geräte die Gegentakt-B-Endstufe geeignet.
- A 5 Beim Eintakt-A-Verstärker liegt der Arbeitspunkt ohne Aussteuerung bei relativ hohen Kollektorrührströmen, so daß sich mit Aussteuerung Wirkungsgrade von maximal 50 % ergeben. Die A-Endstufe hat also hohen Energieverbrauch und ist deshalb für Batteriegeräte nicht geeignet.
- A 6 Die eisenlose Endstufe verzichtet auf Übertrager, da diese unter anderem durch Resonanzerscheinungen eine Beeinflussung des Frequenzvorganges hervorrufen. Außerdem sind Ausgangsübertrager teuer, und sie zeichnen sich negativ durch Volumen und Masse aus. Bei der eisenlosen Endstufe wird der Lautsprecher gleichstromfrei durch Kondensatoren angekoppelt, auch eine galvanische Kopplung ist möglich.
- A 7 Der Emitterfolger über die Kollektorschaltung nach Bild 16 wird zur Impedanzwandlung benutzt. Die Schaltung wird deshalb als Emitterfolger bezeichnet, da das Emitterpotential dem Basispotential folgt. Wird eine Eingangsspannung angelegt, die größer als die Fluß-

spannung U_{BEF} der Basis-Emitter-Diode ist, so wird diese durchlässig, und die Ausgangsspannung über dem Emitterwiderstand R_E ergibt sich aus der Eingangsspannung, vermindert um den Spannungsabfall über der Basis-Emitter-Diode. Die Spannungsverstärkung ist daher $V_u \approx 1$, der Eingangswiderstand ist durch die Gegenkopplung sehr hochohmig, der Ausgangswiderstand ist niederohmig ($\approx R_E$).

- A 8 Grundprinzip der Schwingungserzeugung ist die Rückkopplung, wobei die Ausgangsspannung eines Verstärkervierpols über ein Rückkopplungsnetzwerk (Transformator oder RC-Glied) auf den Verstärkereingang zurückgeführt wird. Maßgeblich ist die Barkhausensche Selbsterregungsbedingung $\underline{k} \cdot \underline{V} = 1$, die sich in Amplituden- und Phasenbedingung aufspalten läßt. Die Amplitudenbedingung ist der Betrag der Selbsterregungsbedingung, die Phasenbedingung besagt, daß rückgeführte und Eingangsgröße gleiche Phasenlage aufweisen müssen.
- A 9 Der Verstärkerteil des Meißner-Oszillators besteht aus einem Transistor, der Rückkopplungsvierpol aus einem Transformator (Übertrager), wobei der frequenzbestimmende Schwingkreis im Basis- oder Kollektorkreis angeordnet werden kann (Bild 20). Ein Basis-Spannungsteiler sorgt für die entsprechende Vorspannung. Beim Anlegen der Speisepannung wird durch die Kollektorstromänderung der Schwingkreis angeregt. Durch die induktive Kopplung wird die Wechselspannung auf den Basiskreis rückgekoppelt, so daß über die Basisstromänderung eine Beeinflussung des Kollektorstromes erfolgt.

Formelzusammenstellung

Gleichtaktspannung
beim Differenzverstärker

$$U_{G1} = \frac{U_{e1} + U_{e2}}{2} \quad (1.1.)$$

Differenzspannung

$$U_d = U_{e1} - U_{e2} \quad (1.2.)$$

Gleichtaktverstärkung

$$V_{G1} = \frac{2 U_a}{U_{e1} + U_{e2}} \quad (1.3.)$$

Differenzverstärkung

$$V = \frac{U_a}{U_{e1} - U_{e2}} \quad (1.4.)$$

Gleichtaktunterdrückung
(CMRR)

$$G = \frac{V}{V_{G1}} \quad (1.5.)$$

Gleichtaktunterdrückung
in dB (CMR)

$$CMR = 20 \lg \frac{V}{V_{G1}} \quad (1.6.)$$

Leerlaufverstärkung ohne
Gegenkopplung

$$V_o = \frac{U_a}{U_d} \quad (1.7.)$$

Rückkopplungsfaktor bei
nichtinvertierendem
Operationsverstärker

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.8.)$$

Verstärkung bei nichtin-
vertierender Schaltung

$$V_{V_o \rightarrow \infty} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1.9.)$$

Eingangswiderstand bei
nichtinvertierender
Schaltung

$$r_i = V_o \frac{R_i}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (1.10.)$$

Ausgangswiderstand bei
nichtinvertierender
Schaltung

$$r_2 = R_A \frac{R_1 \cdot R_2 + R_1 (R_1 + R_2)}{V_o \cdot R_i \cdot R_1} \quad (1.11.)$$

Rückkopplungsfaktor bei
invertierender Schaltung

$$k = \frac{R_1}{R_2} \quad (1.12.)$$

Verstärkung bei invertieren-
der Schaltung

$$V_{V_o \rightarrow \infty} = - \frac{R_2}{R_1} \quad (1.13.)$$

Eingangswiderstand
(wenn $V_o \rightarrow \infty$)

$$r_1 = R_1 \quad (1.14.)$$

Ausgangswiderstand
invertierende Schaltung
(wenn $R_1 \gg R_2$)

$$r_2 = R_A \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{V_o} \quad (1.15.)$$

Wirkungsgrad einer Verstärkerschaltung:

$$\eta = \frac{P}{U_S \cdot I_S} \quad (2.1.)$$

Ausgangsspannung der Emitterfolgerstufe:

$$U_a = U_c - U_{BEF} \quad (3.1.)$$

Eingangswiderstand der Emitterfolgerstufe:

$$r_1 = \frac{h_{11c} + R_L \cdot \Delta h_c}{1 + h_{22c} \cdot R_L} \quad (3.2.)$$

Näherungsbeziehung für den Eingangswiderstand:

$$r_1 \approx R_L \cdot (1 + h_{21c}) \quad (3.3.)$$

Eingangswiderstand der Basisschaltung:

$$r_1 \approx \frac{r_{BE}}{h_{21c}} \quad (3.4.)$$

Barkhausensche Selbsterregungsbedingung:

$$\underline{V} \cdot \underline{k} = 1 \quad (4.1.)$$

Gleiche Beziehung in Exponentialform geschrieben:

$$V \cdot e^{j\varphi_V} \cdot k \cdot e^{j\varphi_k} = 1 \cdot e^{j0} \quad (4.2.)$$

Amplitudenbedingung:

$$V \cdot k = 1 \quad (4.3.)$$

Phasenbedingung:

$$\varphi_V = -\varphi_k \quad (4.4.)$$

Schwingfrequenz des RC-Phasenschiebernetzwerkes 1. Art:

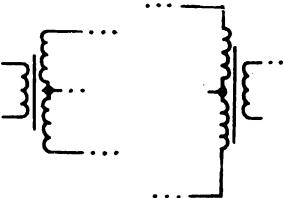
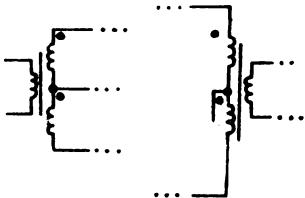
$$\omega = 0,354 \cdot \frac{1}{R \cdot C} \quad (4.5.)$$

Literaturverzeichnis

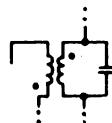
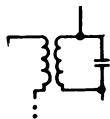
- [1] *Schubert, G.*: Gleichspannungsverstärker. Berlin: VEB Verlag Technik 1971. Reihe Automatisierungstechnik Bd. 112, S. 33.
- [2] *Czirr, E.*: Kenndaten des Transistor-Operationsverstärkers. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 18 (1969) H. 20, S. 654 . . . 656.
- [3] *Pabst, D.*: Operationsverstärker. Berlin: VEB Verlag Technik 1971. Reihe Automatisierungstechnik Bd. 108 S. 9.
- [4] *Lachmann, H.*: Experimente mit einem Operationsverstärker. Fachzeitschrift „Funkamateuer“ 21 (1972) H. 7 S. 334 u. 335.
- [5] *Müller, H.*: Einführung in die Technik der Operationsverstärker. Fachzeitschrift „Funkamateuer“ 21 (1972) H. 4 S. 179 . . . 182.
- [6] *Knopke, E.*: Frequenzkompensation des Operationsverstärkers A 109 C. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 23 (1974) H. 18 S. 595 . . . 598.
- [7] Halbleiterinformationen 117: Operationsverstärker A 109, B 109. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 25 (1976) H. 24, S. 795/796 und 801/802.
- [8] *Jahn, H.*: A 211 D – integrierter 1 W-NF-Verstärker. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 24 (1975) H. 21 S. 691 . . . 693.
- [9] *Otto, K.; Müller, H.*: Flächentransistoren. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1960. S. 92.
- [10] *Tietze, U.; Schenk, Ch.*: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1974, 3. Auflage S. 110.
- [11] *Dietrich, R.*: Harmonische Oszillatoren. Karl-Marx-Stadt: Institut für Fachschulwesen der DDR 1974. Lehrbrief für das Fachschulfernstudium 200.48–01 S. 50.

Korrekturhinweise

zum Lehrbrief 03 1129 03 0 "Grundlagen der Elektronik 3"

Seite	Zeile/Bild	statt	neu
6	6.Z.v.o.	... kein fast kein ...
6	7.Z.v.o.	... U_S ca. U_S ...
9	1.Z.v.o.	... 0V /3/	... 0V /3/ (z.B. A 109)
9	7.Z.v.o.	...	Bandbreite 10^4 Hz ∞
9	12.Z.v.u.	... kein Eingangssignal kein Differenzeingangssignal ...
10	Bild 7	Offset	Offsetspannung
11	4.Z.v.o.	Für den idealen OV ...	Für den idealen OV mit: $V_o \rightarrow \infty$; $I_p = I_n = 0A$ (I_p - Strom in (+) OV - Eingang; I_n - Strom in (-) OV-Eingang (im kompensierten Zustand) bei $U_d = 0$; $U_a = 0$ ergibt sich als Grenzwert ...
14	12.Z.v.o.	... liegt der Arbeitspunkt etwa in der Mitte der Steuerkennlinie, wird der Arbeitspunkt bei $\frac{U_S}{2}$ angestrebt, ...
14	Glg.(2.1.)	... η η ...
15	Bild 13		
16	16.Z.v.u.	... ein Lautsprecher in einem Lastwiderstand (Z_L) eine Wirkung erzielt werden kann.
20	14.Z.v.u.	..., vorwiegend ... (bis) ... angewandt, ...	streichen

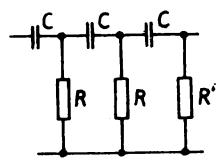
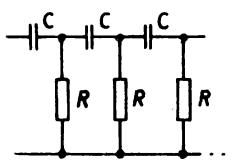
20 Bild 20



21 Bild 21

... 1. Art

... 1. Art



R' dient gleichzeitig zur Arbeitspunktfestlegung einer folgenden Transistor-(Verstärker)Stufe

21 10.Z.v.u. ... Dreifach-Potentiometer ...

... Dreifach-Potentiometer (Phasenschieberkette 2. Art) bzw. Zweifach-Potentiometer (Phasenschieberkette 1. Art) ...

22 3.Z.v.o. ... dieser häufig angewandten Schaltung ...

... allen angewandten Schaltungen (Phasenschieber- oder Wien-Brücke)...

22 4.Z.v.o. ... beiden ...

streichen

22 5.Z.v.o. ... Tandempotentiometer ...

... Mehrfachpotentiometer ...

22 8.Z.v.u. ... Eintakt-A-Verstärker ...

... Eintakt-A-Leitungs-Verstärker

23 10.Z.v.u. ... hat also hohen ...

... hat ohne Signal einen hohen ...

Sachwörterverzeichnis

- Amplitudenbedingung 19, 20
Amplitudenbegrenzung 20
Amplitudengang 5, 11, 12
Anschwingvorgang 20
Arbeitspunkt 5, 6, 14
Ausgangswiderstand 9, 11, 14, 17
Ausgangsübertrager 14, 15
A-Verstärker 14
B-Verstärker 14, 15
C-Verstärker 16
Chopper 5
Differenzansteuerung 7
Differenzverstärker 6, 7, 8
Drift 8, 9, 10
D-Verstärker 16
Eingangswiderstand
– allg. 8, 11, 18
– Kollektorstufe 17
Einflüsse, thermische 6
Emitterfolger 17, 18,
Emitterkopplung 9
Emitterwiderstand 7, 17
Endstufe, eisenlose 15
Frequenzgang 14
Frequenzkompensation 12
Gegenkopplung 9, 10, 12, 17
Gegentakt-Endstufe 14, 15
Gleichspannungsverstärker 5
Gleichtaktansteuerung 7
Gleichtaktunterdrückung 7
Grenzfrequenz 5
Großsignalverstärkung 14
Kapazitäten, parasitäre 11
Kollektorruhestrom 14
Kollektorschaltung 17
Leerlaufverstärkung 9, 10, 11
Meißner-Oszillator 18, 20
Mikrokopplung 19
Modulator 5
Nullpunktdrift 5
Offset 7, 9
Offsetkompensation 9, 12
Operationsverstärker 5, 8, 9, 10, 11, 12
Oszillatoren, harmonische 18
Pärchenbedingung 6, 14
Phasenbedingung 19, 20
Phasenschieberkette 21
RC-Oszillator 18, 21
Rückkopplung 19
Rückkopplungsfaktor 11
Rückkopplungsvierpol 19, 20
Schaltkreis, analog 9
Schaltkreis, integriert 9, 15
Schleifenverstärkung, offene 9, 11
Selbsterregungsbedingung 19
Transistoren, komplementäre 15
Verstärker, invertierend 10, 11, 12
Verstärker, nicht invertierend 10
Verzerrungen 14, 17
Wechselleistung 14
Wien-Brücke 21
Wirkungsgrad 14

**FACHSCHUL-
FERNSTUDIUM**

FSL Dipl.-Ing. Walter Dierke

**GRUNDLAGEN DER
ELEKTRONIK**

4

Digitaltechnik I

**Herausgeber:
Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“
Velten-Hohenschöpping**

03 1129 04 0

Dieser Lehrbrief wurde

verfaßt von:

FSL Dipl.-Ing. Walter D i e r k e
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik
„Hanno Günther“ in Velten-Hohenschöpping

lektoriert von:

FSL Dipl.-Ing. Werner A u s b o r n
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik
Berlin-Lichtenberg
FSL Fachlehrerin Eva B e r g e
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik
„Hanno Günther“ in Velten-Hohenschöpping

bearbeitet von:

Ing. Barbara S c h u l z
Laborassistent an der Ingenieurschule für Elektrotechnik
„Hanno Günther“ in Velten-Hohenschöpping

Redaktionsschluß: Februar 1979

Als Manuskript gedruckt • Alle Rechte vorbehalten
Veröffentlicht:
INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
Karl-Marx-Stadt

Druck und buchbinderische Verarbeitung:

ZENTRALSTELLE FÜR LEHR- UND ORGANISATIONSMITTEL DES
MINISTERIUMS FÜR HOCH- UND FACHSCHULWESEN, ZWICKAU
Ag 613/173/86/700 **1. Ausgabe 6. Auflage**

Vorzugsschutzgebühr: 1,00 M

Inhaltsverzeichnis

	Seite
0. Einführung	5
1. Schalterprinzipien	5
1.1. Übersteuerungsschalter	7
1.2. Stromschalter	11
2. Grundlagen und Aufbau von Logiksystemen	13
2.1. Positive und negative Logik	13
2.2. Ein- und Ausfächerung	14
2.3. Statische und dynamische Störsicherheit digitaler Schaltungen	14
2.4. Stromliefernde und stromziehende Logik	16
2.5. Aufbau von Logiksystemen	17
3. Grundgatter in konventioneller Technik	20
3.1. Negator	20
3.2. ODER-Gatter	21
3.3. UND-Gatter	21
3.4. NOR- und NAND-Gatter	23
4. Grundgatter in integrierter Technik	25
Lösungen der Aufgaben	29
Formelzusammenstellung	30
Literaturverzeichnis	31
Sachwörterverzeichnis	32

0. Einführung

Die im Lehrbrief Grundlagen der Elektronik 2 behandelten Verstärker werden vielfach als analoge Verstärker bezeichnet. Unter einem analogen Signal ist ein solches mit einem unendlichen Wertevorrat zu verstehen, wobei die einzelnen Zwischenwerte in einem bestimmten Arbeitsbereich liegen. Digitale Signale umfassen einen endlichen Wertevorrat, wobei die Signalzustände nur ausgezeichnete diskrete Werte annehmen können. Die meisten digitalen Logiksysteme, die in den nachfolgenden Abschnitten behandelt werden, arbeiten mit binären Signalen, d. h., es existieren zwei Signalzustände, denen zwei Spannungspegel zugeordnet werden. Diese beiden Zustände werden mit 0 und 1, die Signalpegel mit L (low) und H (high) bezeichnet. Die den beiden Signalzuständen zugeordneten Variablen lassen sich nach den Gesetzen der Schaltalgebra verknüpfen. Automatisierungs- bzw. Steuerungsprobleme können daher zunächst mathematisch entworfen werden. Eine mathematische Elementarfunktion läßt sich durch einen bestimmten Grundschaltkreis realisieren. Diese Grundschaltkreise sind beispielsweise NOR- oder NAND-Gatter, mit denen sich digitale Logiksysteme aufbauen lassen.

Die Entwicklung der letzten Jahre ging zur Miniaturisierung derartiger Grundschaltkreise bzw. Grundfunktionen, zur sog. Mikroelektronik, auf der Basis integrierter Schaltkreise. Neben den Vorteilen der höheren Materialökonomie, d. h. des geringeren Materialverbrauches bei der Fertigung derartiger Bauelemente, des geringeren Raumbedarfs und wesentlich niedrigeren Energiebedarfs, ist unbedingt die Erhöhung der Zuverlässigkeit integrierter Logiksysteme zu nennen, da die Zahl der erforderlichen Verbindungs- bzw. Lötstellen durch den Integrationsprozeß stark reduziert wird.

Konventionelle und integrierte Logiksysteme nutzen zu ihrer Funktion die Anwendung des Transistors als elektronischer Schalter aus. In den nächsten Abschnitten werden daher zunächst Schalterprinzipien und die Funktion transistorisierter Schalter behandelt.

1. Schalterprinzipien

Der Einsatz von Bipolartransistoren in kontaktlosen Logikbausteinen erfolgt nach den Prinzipien

- a) des Übersteuerungsschalters und
- b) des Stromschalters.

Zum Verständnis der nachfolgenden Ausführungen werden die drei möglichen normalen Betriebsbereiche des Transistors in Emitterschaltung betrachtet. Aus der Verstärkertechnik ist der Bereich 2 des Ausgangskennlinienfeldes bereits bekannt, der allgemein als aktiver Bereich bezeichnet wird. Dieser Bereich ist dadurch gekennzeichnet, daß die Basis-Emitter-Diode durch das entsprechende Basispotential in Durchlaßrichtung gepolt ist, während die Basis-Kollektor-Diode in Sperrichtung betrieben wird. Die von den jeweiligen Potentialen abhängigen Betriebszustände der beiden Transistordioden sind in Tafel 1 zusammengestellt.

Bereiche	Basis-Emitter-Diode	Basis-Kollektor-Diode
1 Übersteuerungsbereich	Durchlaßrichtung $U_{BE} > 0$	Durchlaßrichtung $U_{CB} < 0$
2 Aktiver Bereich	Durchlaßrichtung $U_{BE} > 0$	Sperrichtung $U_{CB} > 0$
3 Sperrbereich	Sperrichtung $U_{BE} < 0$	Sperrichtung $U_{CB} > 0$

Tafel 1: Betriebszustände eines npn-Transistors

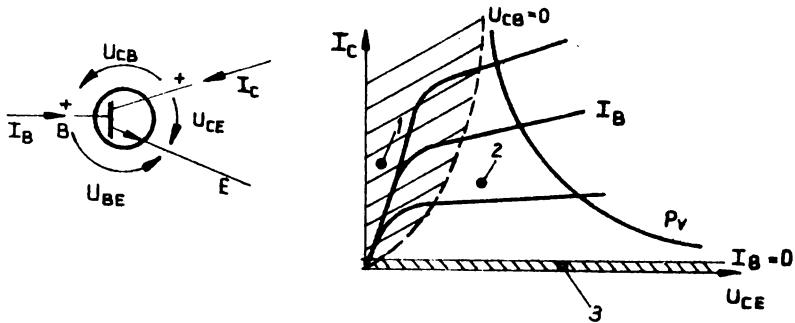


Bild 1: Spannungen, Ströme und Kennlinienfeld eines npn-Transistors in Emitterschaltung

Zum Erreichen des Übersteuerungszustandes (Bereich 1) werden Basisvorspannung und damit Basisstrom weiter erhöht. Durch das absinkende Kollektorpotential wird die Basis-Kollektor-Diode an der Übersteuerungsgrenze $U_{CB} = 0$ leitend.

Im Sperrbereich 3 wird die Basis-Emitter-Diode durch eine umgekehrt gepolte Basisvorspannung (beim npn-Transistor negatives Basispotential) zum Sperrern gebracht, wodurch die Basis-Kollektor-Diode ebenfalls in den Sperrzustand übergeht.

Die Anwendung des Schalttransistors kann prinzipiell in allen Grundsaltungen erfolgen sowie im Normal- und Inversbetrieb (bestimmte Transistorströme fließen dabei in umgekehrter Richtung). Wegen der geringen Steuerleistung wird jedoch vorwiegend die Emitterschaltung eingesetzt.

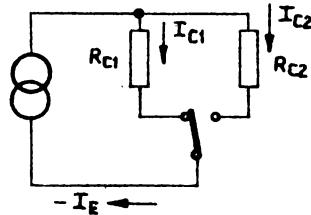
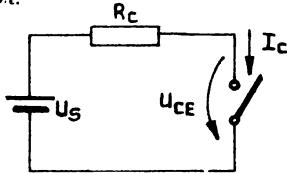


Bild 2: Prinzip des Übersteuerungsschalters **Bild 3:** Prinzip des Stromschalters

Beim Übersteuerungsschalter nach Bild 2 ist der Transistor wie ein Ausschalter im Stromkreis angeordnet.

Von einem idealen Schalter wird erwartet, daß bei geöffnetem Schalter (Aus-Zustand) der fließende Strom zu Null wird und der Leckwiderstand unendlich ist. Der geschlossene ideale Schalter (Ein-Zustand) zeichnet sich durch die Kontaktspannung null und den Innenwiderstand null aus.

Der Ein-Zustand im Übersteuerungsbereich wird durch einen entsprechend großen Basisstrom erreicht. Der Aus-Zustand ist durch den fließenden Reststrom charakterisiert. Der Spannungshub zwischen Ein- und Aus-Zustand entspricht etwa der Speisespannung. Logiksysteme, die mit diesem Schalterprinzip arbeiten, werden auch als Systeme mit gesättigter Logik bezeichnet. Der Stromschalter nach Bild 3, der wie ein Umschalter wirkt benötigt zu seiner Funktion zwei Transistoren. Der durch die Konstantstromquelle gelieferte Strom I_E fließt wechselweise als I_{C1} bzw. I_{C2} über die beiden Transistoren. Vorteilhaft ist bei dieser Betriebsweise, daß die Versorgungsleitungen impulsfrei bleiben, so daß durch Schaltvorgänge der einzelnen Gatter keine systemeigenen Störbeeinflussungen entstehen können. Nachteilig ist der ständig fließende Strom I_E , der hohe Verlustleistungen bedingt, während beim Übersteuerungsschalter diese Verlustleistung vorwiegend im Ein-Zustand des Transistors auftritt. Wie im Abschnitt 1.2.

noch gezeigt wird, arbeiten die beiden Transistoren im aktiven Bereich und an der Grenze des Sperrbereiches. Da die Transistoren nicht übersteuert werden, entfallen bestimmte Speichereffekte in den Bauelementen, und es werden sehr kurze Schaltzeiten erreicht. Bei Logiksystemen mit diesem Schalterprinzip wird auch von ungesättigter Logik gesprochen.

1.1. Übersteuerungsschalter

Zunächst soll das statische Schaltverhalten des Bipolartransistors bei ohmscher Last besprochen werden. Unter dem statischen Schaltverhalten wird das Verhalten des Arbeitspunktes im Ein- bzw. Aus-Zustand verstanden. Das Übergangsverhalten zwischen diesen beiden Zuständen wird als dynamisches Schaltverhalten bezeichnet.

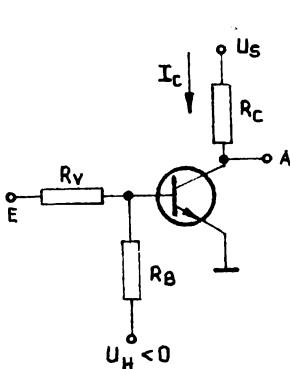


Bild 4: Schaltstufe eines Übersteuerungsschalters

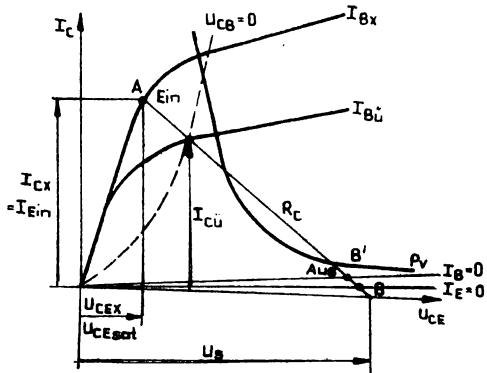


Bild 5: Ausgangskennlinienfeld eines Transistors mit Arbeitspunkten für Schalterbetrieb

Die Schaltstufe eines Übersteuerungsschalters ist in Bild 4 dargestellt. Der Ein-Zustand wird durch Anlegen einer positiven Spannung an die Eingangsklemme E erreicht. Durch R_V wird der Basisstrom I_B so begrenzt, daß sich der Transistor im Übersteuerungsbereich befindet (Arbeitspunkt A). Dieser Zustand wird bei den elektrischen Größen durch den Index X ausgedrückt. Der fließende Kollektorstrom $I_{CX} = I_{Ein}$ wird durch Speisespannung und Last- bzw. Kollektorwiderstand bestimmt. Zum Erreichen des Übersteuerungszustandes muß der Basisstrom betragen: $I_B > I_{BÜ}$. Der Übersteuerungsgrad m stellt ein Maß für die Übersteuerung dar. Er ist definiert als

$$m = \frac{I_{BX}}{I_{BÜ}} \quad (2 \dots 10; \text{ in der Regel } m = 3) \quad (1.)$$

Kollektorstrom und Basisstrom sind bis zur Übersteuerungsgrenze durch den Großsignal- oder Gleichstromverstärkungsfaktor N_N ($N \hat{=} \text{Normalbetrieb}$) miteinander verknüpft. Im Übersteuerungsbereich ist N_N nicht mehr konstant und der Kollektorstrom wird wesentlich durch die Last bestimmt. In den meisten praktischen Fällen wird jedoch $I_C(t) \approx I_{CX}$ gesetzt. Für N_N ergibt sich somit an der Übersteuerungsgrenze:

$$B_N = \frac{I_{CX} - I_{CEO}}{I_{BÜ}} \approx \frac{I_{CX}}{I_{BÜ}} \quad (2.)$$

Bei Silizium-Transistoren können die Restströme vernachlässigt werden, da sie im nA-Bereich liegen.

Da der Transistor keinen idealen Schalter darstellt, läßt sich über der durchgesteuerten Kollektor-Emitter-Strecke die Rest- oder Sättigungsspannung $U_{CEX} = U_{CEsat}$ feststellen, für die in Datenblättern ein Wert $U_{CEsat} < 1 \text{ V}$ angegeben wird. Dieser Spannungswert hängt von Art und Aufbau des Transistors, vom Grad der Übersteuerung und von der Höhe des Kollektorstromes ab.

Die Verlustleistung des Schalttransistors tritt vorwiegend im Ein-Zustand auf, während die Sperrverlustleistung in den meisten Fällen zu vernachlässigen ist. Bei Endstufentransistoren, die eine nicht zu vernachlässigende Steuerleistung benötigen, ist diese mit als Verlustleistung zu berücksichtigen, da sie zur Erwärmung des Transistors beiträgt. Für die Verlustleistung im statischen Schalterbetrieb gilt somit:

$$P_{VEin} = U_{CEsat} \cdot I_{CX} + U_{BEX} \cdot I_{BX} \quad (3.)$$

Die Schaltleistung, die im Widerstand R_C umgesetzt wird, ergibt sich zu:

$$P_{Schalt} = (U_S - U_{CEsat}) \cdot I_{CX} = I_{CX}^2 \cdot R_C \quad (4.)$$

Für den Fall, daß $U_S \gg U_{CEsat}$ kann geschrieben werden:

$$P_{Schalt} \approx U_S \cdot I_{CX} \quad (5.)$$

Der Sperrzustand läßt sich prinzipiell durch Entfernung der Basisvorspannung erreichen. Der Widerstand R_B des Bildes 4 ist dann mit Masse verbunden und im Kollektorkreis fließt etwa der Kollektorreststrom I_{CEO} (Arbeitspunkt B im Bild 5). Schaltstufen des Logiksystems TRANSLOG 2 sind derartig konzipiert.

Vielfach wird der Sperrzustand durch ein entgegengesetztes Basispotential bewirkt, beim Silizium-npn-Transistor also durch negatives Basispotential. Die Basis-Emitter-Diode wird durch dieses Potential in den Sperrzustand überführt, und im Kollektorkreis fließt nur noch der Reststrom I_{CBO} (Arbeitspunkt B im Bild 5), der wertmäßig unter I_{CEO} liegt. Diese Schaltungsvariante erfordert jedoch ein besonderes Netzteil, dem die zur Sperrung notwendige Basisvorspannung entnommen werden kann.

Das Verhältnis der Basisströme von Sperr- zu Übersteuerungsbereich wird nach [1] als Ausschaltfaktor k bezeichnet:

$$k = \frac{|I_{BY}|}{I_{BÜ}} \quad (6.)$$

Der Index Y soll den Sperrzustand symbolisieren.

Für die Bemessung des Übersteuerungsschalters sind zwei wesentliche Bedingungen maßgebend:

1. Die Übersteuerungsbedingung zum Durchsteuern. Sie ergibt sich aus den Beziehungen (1.) und (2.):

$$I_{BX} = m \cdot I_{BÜ} \approx m \cdot \frac{I_{CX}}{B_N}; \quad m > 1 \quad (7.)$$

Wird m groß gewählt, ergibt sich zwar eine hohe Störsicherheit, aber das dynamische Schaltverhalten des Transistors wird verschlechtert.

2. Die Sperrbedingung soll einen definierten Sperrzustand des Schalttransistors garantieren. Es muß gelten:

$$U_{BEY} < U_{BEF}$$

U_{BEF} ist nach Bild 6 die Basisvorspannung eines Bipolartransistors, bei der die Basis-Emitter-Diode in den Durchlaßzustand übergeht. Nach [2] wird für störsichere Logik $U_{BEY} \approx 0,3 \text{ V}$ und für schnelle Logik $U_{BEY} \approx 0,6 \text{ V}$ angegeben. Im letzteren Falle wird der Sperrzustand jedoch nicht voll erreicht, es ergeben sich aber kurze Schaltzeiten. Bei niedriger Basisvorspannung ergibt sich zwar eine gute Sperrung und damit Sicherheit gegen Störeinflüsse, aber ein schlechtes dynamisches Verhalten.

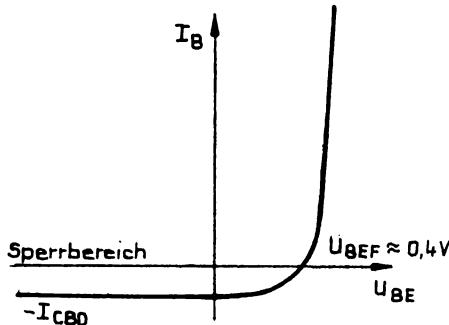


Bild 6: Basisstromverlauf eines Siliziumtransistors in Abhängigkeit der Basisvorspannung

Bei der Konzipierung von Logiksystemen interessieren nicht nur Sperr- und Durchlaßverhalten des Schalttransistors, auch die Kenntnis des dynamischen Schaltverhaltens ist wichtig.

Bild 7 zeigt den Basisstrom als Eingangsgröße und die Kollektorstromänderung als Ausgangsgröße. Die angegebenen Zeiten werden definiert als:

t_d = Verzögerungszeit (delay time)

t_r = Anstiegszeit (rise time)

t_s = Speicherzeit (storage time)

t_f = Abfallzeit (fall time)

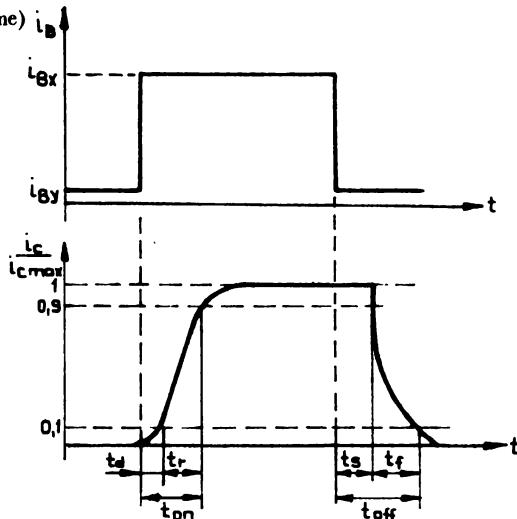


Bild 7: Dynamisches Schaltverhalten des Bipolartransistors nach [3]

Die Summe von t_d und t_r wird auch als Einschaltzeit t_{on} (t_{ein}) und die Summe von t_s und t_f als Ausschaltzeit t_{off} (t_{aus}) bezeichnet.

Für die genaue Erfassung der Abhängigkeit der einzelnen Zeiten, die durch Trägheits-, Laufzeit- und Speichereffekte des Transistors beeinflusst werden, existieren verschiedene Theorien, die der einschlägigen Literatur entnommen werden können (z. B. [1] S. 64 ... 80). Stark vereinfacht kann so argumentiert werden, daß das dynamische Schaltverhalten des Bipolartransistors davon abhängig ist, wie schnell im Falle der Übersteuerung die Basiszone mit Ladungsträgern zugeschwemmt wird und für den Fall der Sperrung diese wieder aus der Basiszone abgezogen werden können.

Die Verzögerungszeit t_d ist sehr klein, so daß sie meßtechnisch kaum erfaßt werden kann, sie verschwindet bei hohem Übersteuerungsgrad m . Die Einschaltzeit wird daher vorwiegend durch die Anstiegszeit t_r bestimmt, die ebenfalls durch hohe Übersteuerung gering gehalten werden kann. Eine hohe Übersteuerung wirkt sich jedoch negativ auf die Speicherzeit t_s aus, die durch einen hohen Ausschaltfaktor k gesenkt werden kann, da die Basis-Überschußladung abzubauen ist. Auch die Abfallzeit t_f kann durch großes k gesenkt werden.

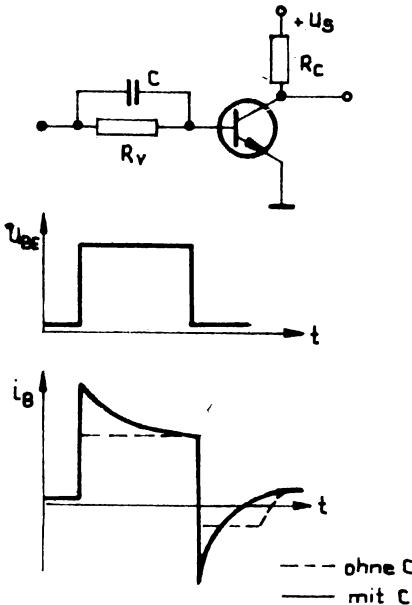


Bild 8: Übersteuerungsschalter mit Beschleunigungskondensator und dem Verlauf von Basis-spannung und -strom

Zur Beschleunigung der Übersteuerung wird in Logikschaltungen der Basisvorwiderstand nach Bild 8 vielfach mit einem Kondensator überbrückt.

In Ausgangsbausteinen kann die Forderung bestehen, daß der Endstufentransistor ein Relais ansteuern muß. Anstelle des ohmschen Widerstandes R_C tritt dann ein induktiver Widerstand. Beim Einschalten der induktiven Last treten keine besonderen Probleme auf, da durch die entstehende Selbstinduktionsspannung ein schneller Stromanstieg verhindert wird. Beim Ausschalten kehrt sich jedoch die Selbstinduktionsspannung um, und es entstehen für den Transistor gefährliche Überspannungen, die fast ausnahmslos zur Zerstörung desselben führen. Zur Beseitigung derartiger Überspannungen wird daher eine Freilaufdiode nach Bild 9 parallel zur Induktivität geschaltet. Die in der Induktivität gespeicherte magnetische Energie kann sich somit über die Freilaufdiode abbauen, ohne daß für den Transistor gefährliche Überspannungen entstehen. Beachtenswert ist jedoch die durch diese Schaltungsmaßnahme entstehende Abfallverzögerung. Ist diese Verzögerung in Schaltungen unverträglich, so sind Transistoren zu verwenden mit einer maximalen Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CEmax} \geq 2,5 U_S$.

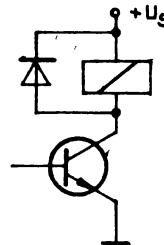


Bild 9: Schalttransistor mit ind. Last

1.2. Stromschalter

Die Schaltung des Stromschalters nach Bild 10 stellt prinzipiell die aus der Verstärkertechnik bekannte Schaltung des Differenzverstärkers dar. An die Basis des Transistors T_1 wird die Eingangsspannung U_E angelegt, während an den zweiten Eingang, der mit der Basis von T_2 verbunden ist, eine konstante Bezugs- oder Referenzspannung U_{Ref} angeschlossen wird. Die Funktion der beiden Transistoren wird durch die Emittterkopplung über den gemeinsamen Emittterwiderstand R_E bewirkt. Der hochohmige Widerstand R_E stellt eine Konstantstromquelle dar, so daß die niederohmigen Kollektorwiderstände R_C nur geringfügigen Einfluß auf die Kollektorströme haben. Unter der Voraussetzung gleicher Transistor- und Kollektorwiderstandswerte sind bei anliegender Eingangsspannung $U_E = U_{Ref}$ beide Transistoren leitend, und es fließt in beiden Kreisen der halbe Emittterstrom $I_{C1} = I_{C2} = I_E/2$.

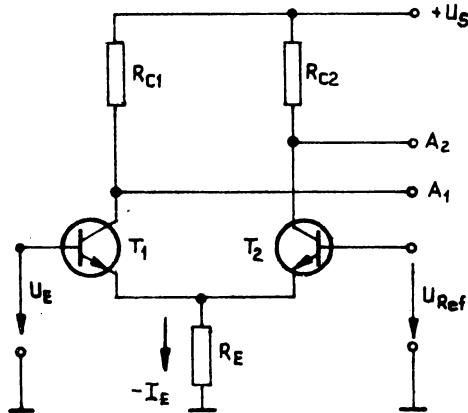


Bild 10: Schaltung des Stromschalters

Wird $U_E > U_{Ref}$, so ist T_1 durchgesteuert und T_2 gesperrt. Wenn $U_E < U_{Ref}$, so sperrt T_1 , und T_2 ist leitend. Ist T_1 durch hohes Eingangspotential leitend, so führt der Ausgang A_1 niedriges Potential, und am Ausgang A_2 liegt hohes Potential.

Am Ausgang A_1 kann also das Signal negiert und am Ausgang A_2 nicht negiert abgenommen werden.

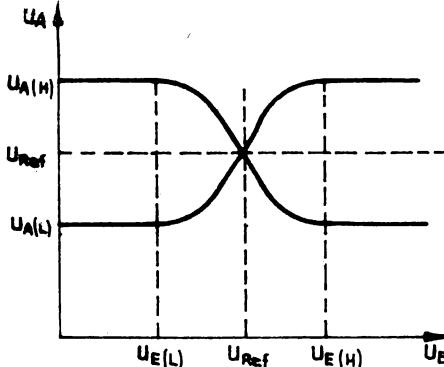


Bild 11: Übertragungscharakteristik des Stromschalters

Im Vergleich zum Übersteuerungsschalter ergibt sich beim Stromschalter ein wesentlich geringerer Spannungshub (siehe auch Bild 11). Da eine Übersteuerung der Transistoren vermieden wird und auch der Sperrzustand wie beim Übersteuerungsschalter nicht erreicht wird, entfällt die Speicherzeit t_s , und es ergeben sich die bereits erwähnten kurzen Schaltzeiten der Transistoren. Als weitere Vorteile des Stromschalters sind gute thermische Stabilität durch die Emittierstrombegrenzung und geringer Einfluß der Transistorparameter zu nennen. Nachteilig wirken sich der größere Leistungsbedarf durch den ständig fließenden Emittierstrom und ein komplizierterer Schaltungsaufbau aus.

Würde der Eingang E mit hohem Potential ($\approx U_S$) durch eine vorhergehende Schaltstufe angesteuert, so würde sich der Transistor T_1 im Übersteuerungsbereich befinden, da die Basis höheres Potential als der Kollektor aufweist, und somit die Basis-Kollektor-Diode in den leitenden Zustand überführt werden. Es macht sich daher an Eingang und Ausgang des Stromschalters der Anschluß eines Anpassungsnetzwerkes erforderlich, wofür meistens Emittierfolgerstufen eingesetzt werden.

Zusammenfassung zu Abschnitt 1.

Als Schalterprinzipien werden in Logiksystemen der Übersteuerungsschalter und der Stromschalter eingesetzt. Beim Übersteuerungsschalter ist der Schalttransistor wie ein Ausschalter im Stromkreis angeordnet, während beim Stromschalter zwei Transistoren eine Umschalterfunktion übernehmen. Vorteil des Übersteuerungsschalters ist ein geringer Energieverbrauch, während sich der Stromschalter durch impulsfreie Versorgungsleitungen und kurze Schaltzeiten auszeichnet. Nachteilig ist beim Stromschalter der hohe Energieverbrauch, der durch den ständig fließenden Emittierstrom entsteht.

Beim Übersteuerungsschalter wird der Zustand der Übersteuerung durch einen erhöhten Basisstrom erreicht, so daß die Basis-Kollektor-Diode in Durchlaßrichtung betrieben wird. Als Maß der Übersteuerung wird der Übersteuerungsgrad m angegeben. Über der Emittier-Kollektor-Strecke des durchgesteuerten Transistors wird nur ein geringer Spannungsabfall gemessen, die Sättigungsspannung $U_{CEsat} < 1 \text{ V}$.

Der Sperrbereich des Übersteuerungsschalters wird meist durch ein umgekehrtes Basispotential erreicht, wie es zur Übersteuerung erforderlich ist. Neben einem geringen Kollektorreststrom durch die ebenfalls gesperrte Basis-Kollektor-Diode hat diese Maßnahme eine Verbesserung des dynamischen Schalterverhaltens zur Folge. Durch die Übersteuerung tritt eine Überschuflladung im Basisraum auf, die nach dem Übergang in den Sperrzustand erst abgebaut werden muß. Durch Anlegen eines entgegengesetzten Basispotentials kann die Speicherzeit t_s verkürzt werden. Eine Verkürzung der Einschaltzeit wird in vielen Logikschaltungen durch Überbrückung des Basisvorwiderstandes mit einem Kondensator nach Bild 8 erreicht.

Soll ein Übersteuerungsschalter ein Relais ansteuern, so ist zu beachten, daß durch die auftretenden Spannungsspitzen beim Ausschalten keine Zerstörung des Schalttransistors auftritt. In den meisten Fällen wird daher eine Freilaufdiode parallel zur Relaiswicklung angeordnet, sofern die dadurch entstehende Abfallverzögerung ohne Einfluß bleibt.

Mit dem Stromschalter lassen sich kurze Schaltzeiten erreichen, da die dort verwendeten Transistoren weder im Übersteuerungs- noch im Sperrbereich betrieben werden. Nach Bild 10 erhält die Basis eines Transistors eine Referenzspannung, während die Basis des anderen Transistors mit dem Eingangssignal beaufschlagt wird.

Da das Potential der Eingangsspannung über oder unter der Referenzspannung liegt, werden beide Transistoren wechselweise angesteuert. An den Ausgängen können die Signale negiert oder nicht negiert abgenommen werden.

Zur Vermeidung des Übersteuerungszustandes der einzelnen Transistoren werden Stromschalter an Eingang und Ausgang mit Anpassungsschaltungen als Emittierfolger betrieben.

Aufgaben

- A 1 Beschreiben Sie die beiden in der Digitaltechnik angewandten Schalterprinzipien, und geben Sie ihre Vor- und Nachteile an!
- A 2 Was ist zu beachten, wenn ein Schalttransistor ein Relais ansteuern soll?

2. Grundlagen und Aufbau von Logiksystemen

Eine Kategorie von Schaltkreissystemen oder logischen Grundsaltungen wird als Logiksystem bezeichnet. Die Grundsaltungen sollen die Realisierung der Funktionen der Schaltalgebra ermöglichen.

2.1. Positive und negative Logik

In der Einführung zum Abschnitt Digitaltechnik wurde bereits darauf hingewiesen, daß die beiden Schaltzustände des Binärsystems durch niedrigen und hohen Spannungspegel ausgedrückt werden. Bei positiver Logik sind 1-Signal und hoher Pegel identisch. Dem 1-Signal wird daher der positivere der beiden Spannungswerte zugeordnet. Bei negativer Logik liegen die Verhältnisse umgekehrt. Da die Ausgangsspannungswerte der einzelnen Bausteine unterschiedlich last-, temperatur- oder funktionsabhängig variieren können, werden den beiden Pegeln nicht feste Spannungswerte, sondern bestimmte Bereiche, also Pegelbänder, zugeordnet. Bild 12 zeigt ein derartiges Pegelschema, in dem einmal das veraltete System TRANSLOG (mit Germaniumbauelementen) in negativer Logik arbeitend und das System TRANSLOG 2 (mit Siliziumbauelementen) in positiver Logik arbeitend, dargestellt ist. Zwischen dem L- und dem H-Band befindet sich eine verbotene Zone zur Unterscheidung der beiden Signalzustände. Sie ist auch darauf zurückzuführen, daß der Arbeitspunkt beim Umschalten zwischen den beiden Zuständen oberhalb der Verlustleistungshyperbel liegen kann (siehe auch Bild 5).

Bei einfachen ausgeführten Logiksystemen, wie sie im Rahmen dieser Lehrbriefreihe behandelt werden, sind positive und negative Logik an den Merkmalen der Polarität der Speisespannung und der Zonenfolge der Transistoren zu erkennen. Bei positiver Logik sind positive Speisespannung und npn-Transistoren, bei negativer Logik negative Speisespannung und pnp-Transistoren anzutreffen.

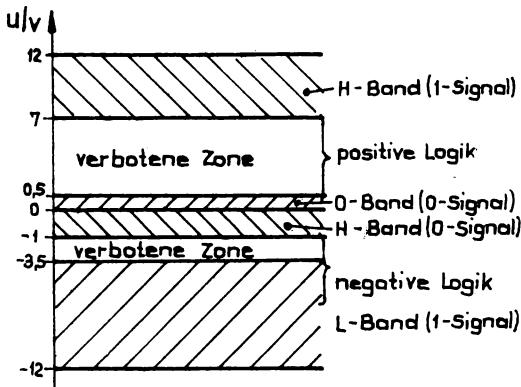


Bild 12: Pegelschema für positive und negative Logik

2.2. Ein- und Ausfächerung

Durch diese Begriffe werden die Zusammenschaltungsbedingungen der einzelnen Schaltkreise charakterisiert. Die Verbindung mehrerer Grundbausteine muß so erfolgen, daß diese trotz Zusammenschaltung einwandfrei arbeiten können, d. h., daß die statischen Schaltbedingungen erfüllt werden und die logischen Pegel nicht verlorengehen. Weiterhin darf die vorgesehene Arbeitsgeschwindigkeit der Bausteine durch die Zusammenschaltung nicht beeinflusst werden.

Beim alten Germanium-TRANSLOG-System wurde eine Kontrolle der zulässigen Zusammenschaltung über eine Leitwertberechnung vorgenommen. Für jeden Baustein wurden Eingangsleitwert G_E und Belastungsleitwert (Ausgangsleitwert) $G_{B_{\max}}$ im Datenblatt angegeben. Eine Zusammenschaltung mehrerer Bausteine war nur dann zulässig, wenn die Bedingung $G_{B_{\max}} > \Sigma G_E$ erfüllt wurde. Moderne Schaltkreissysteme, vor allem in integrierter Technik, sind so ausgelegt, daß für die Eingangs- und Ausgangskennwerte einheitliche Daten zutreffen. Es wird mit Lastfaktoren gearbeitet, wobei zwischen Eingangslastfaktor (fan in) und Ausgangslastfaktor (fan out) unterschieden wird. Der Eingangslastfaktor oder die Einfächerung gibt die Anzahl der Eingänge eines Bausteins an, die parallel auf dieser Stufe arbeiten können. Der Ausgangslastfaktor oder die Ausfächerung stellt die Anzahl der Eingänge nachfolgender Bausteine dar, die von dieser Stufe gleichzeitig angesteuert werden können, ohne daß die logischen Pegel verlorengehen, so daß die angeschlossenen Bausteine auch unter worst-case-Bedingungen eine einwandfreie Schaltfunktion garantieren. Unter der Bezeichnung worst case (härtester Fall) ist zu verstehen, daß alle ungünstigen Bedingungen, wie niedrigster Wert der Speisepannung, höchste Belastung des Ausganges, niedrigster Wert des Eingangssignals usw., gleichzeitig zusammentreffen können.

Der Ausgangslastfaktor wird bei den meisten Logiksystemen als ganzzahliges Vielfaches der einheitlichen Eingangslast angegeben. So bedeutet z. B. beim System TRANSLOG 2 ein Ausgangslastfaktor $F_a = 6$, daß dieser Baustein in der Lage ist, 6 Eingänge weiterer Bausteine anzusteuern. Für den einheitlichen Eingangslastfaktor $F_e = 1$ wird angegeben, daß dieser Wert einen Eingangsstrom von etwa 0,31 mA oder einem Eingangswiderstand $R_e = 22 \text{ k}\Omega$ bei $U_e = 7,0 \text{ V}$ entspricht [4].

2.3. Statische und dynamische Störsicherheit digitaler Schaltungen

Bei der Realisierung von Steuerungs- und Automatisierungsproblemen durch elektronische Logiksysteme ist die Beachtung der Störsicherheit unbedingt erforderlich, da sonst leicht die falsche Meinung entstehen kann, daß die Elektronik unzuverlässiger arbeitet als beispielsweise ein Relaisystem, weil beim Aufbau des elektronischen Systems elementare Gesichtspunkte unberücksichtigt blieben. Die Funktion eines Schaltkreises oder Bausteins gilt dann als gestört, wenn ein Störimpuls am Eingang die Umschaltung der Stufe bewirkt, so daß ein anderer logischer Pegel am Ausgang abgegeben wird. Allgemein wird bei digitalen Schaltungen zwischen statischer und dynamischer Störsicherheit oder dynamischem Störabstand unterschieden. Unter statischer Störsicherheit oder statischem Störabstand wird die Sicherheit logischer Bausteine gegenüber langsam (im Verhältnis zu den Schaltzeiten der Schaltkreise) verlaufenden Störungen verstanden. Werden die Verhältnisse auf die Eingangsspannung bezogen, bedeutet es, daß unter worst-case-Bedingungen ein geringfügiges Überschreiten des 0-Signals bzw. ein entsprechendes Unterschreiten des 1-Signals keine Änderung des Schaltzustandes der zu steuernden Stufe bewirkt. Der statische Störabstand eines Logiksystems kann den entsprechenden Datenblättern entnommen werden. Er läßt sich jedoch auch von einem gegebenen Baustein durch meßtechnische Aufnahme der Transfer- oder Übertragungscharakteristik $U_a = f(U_e)$ ermitteln. Vor Aufnahme der Kennlinie ist jedoch zu überprüfen, daß die Schaltstufe im verbotenen Bereich nicht überlastet wird. Durch Einzeichnen der Logikpegel des Eingangssignals kann die statische Störsicherheit vom jeweiligen Logikpegel bis zu dem Punkt bestimmt

werden, an dem die Verstärkung $dU_a/dU_e = 1$ ist. Die beiden Werte der statischen Störsicherheit können unterschiedlich groß sein. Als systemtypisch ist dann der kleinere der beiden Werte anzugeben.

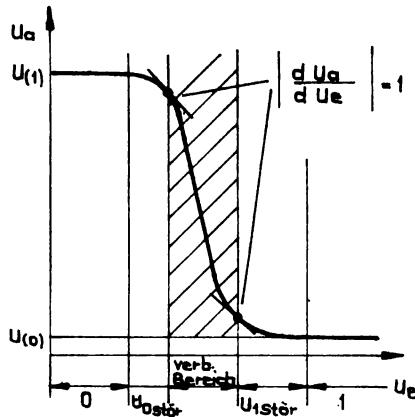


Bild 13: Übertragungscharakteristik einer negierenden Schaltstufe mit eingezeichneter Störsicherheit

Die statische Störsicherheit wird wesentlich bei der Konzipierung eines Logiksystems festgelegt, ist also vom Anwender nicht mehr zu beeinflussen. Die dynamische Störsicherheit hängt neben charakteristischen Faktoren eines Logiksystems, wie die Arbeitsgeschwindigkeit der Schaltkreise, auch von der Anordnung der Bausteine im Gestell, von der Länge und der Verlegung der Steuerleitungen usw., also von Faktoren ab, die vom Anwender berücksichtigt werden müssen. Unter dynamischen Störeinflüssen sind Störimpulse zu verstehen, die induktiv oder kapazität sowohl von außen in das Logiksystem eingekoppelt werden können, als auch im System selbst durch Impulsbeeinflussung, z. B. die Speisespannung beim Umschalten einzelner Gatter, entstehen können. Die dynamische Störsicherheit wird experimentell ermittelt.

Als Kenngröße wird die Koppelkapazität C_K angegeben. Die Koppelkapazität stellt den maximal zulässigen Ersatz-Kapazitätswert dar, über den ein Störimpuls in ein System eingekoppelt werden kann, ohne daß dadurch ungewollte Schalthandlungen ausgelöst werden. In praktisch ausgeführten Systemen wird die Koppelkapazität z. B. durch die Beeinflussung benachbarter Leitungen gebildet.

Als Indikator für ausreichende dynamische Störsicherheit wird entweder das Ansprechen einer bistabilen Kippstufe auf den Störimpuls oder eine Kettenschaltung logischer Grundbausteine nach Bild 14 benutzt. Eine Störquelle (Generator G) liefert einen definierten Störimpuls. Durch eine Zusatzbelastung R_{ZUS} wird der ungünstigste Zustand der Kettenschaltung hergestellt. Die dynamische Störsicherheit ist dann gegeben (maximal zulässige Koppelkapazität), wenn am Ausgang y der Schaltung keine Störimpulse mehr auftreten.

Praktische Maßnahmen zur Erhöhung der dynamischen Störsicherheit sind beispielsweise Verlangsamung eines Logiksystems durch zusätzliche Beschaltung der Bausteine mit Kondensatoren, Anordnung von Integriergliedern vor Kippstufen sowie Abschirmung oder Verdrillung von Eingangsleitungen.

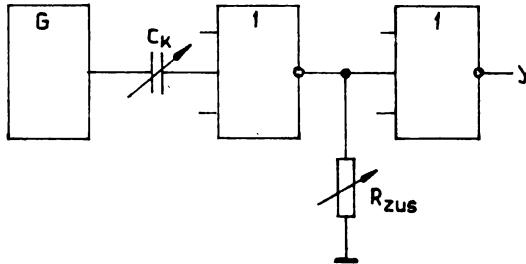


Bild 14: Kettenschaltung zur Untersuchung der dynamischen Störsicherheit

2.4. Stromliefernde und stromziehende Logik

Diese Begriffe werden meist auf das Eingangsverhalten der Schaltkreise bezogen. Gibt eine Laststufe an die Steuerstufe Strom ab, so wird diese Art als stromliefernde Logik bezeichnet (Bild 15). Bei 1-Signal am Eingang der Steuerstufe ist T_1 durchgesteuert. Von der Laststufe fließt ein Strom über die Zuleitung in die Steuerstufe. Der Lasttransistor T_2 ist gesperrt, da das Basispotential über T_1 nach Masse abgeleitet wird. Dadurch ist das Relais im Kollektorkreis abgefallen.

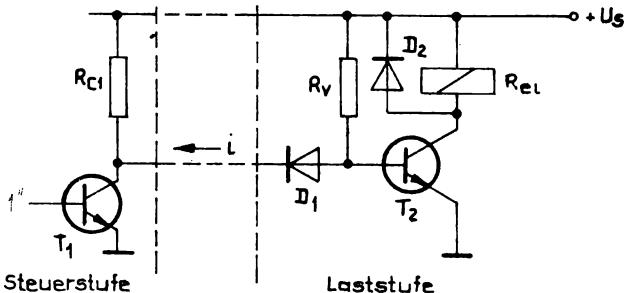


Bild 15: Stromliefernde Logik

Ein Kurzschluß der Verbindungsleitung zwischen Steuer- und Laststufe nach Masse würde an diesen Verhältnissen nichts verändern. Bei Leitungsunterbrechung zwischen den beiden Bausteinen entfällt jedoch der Stromfluß, T_2 erhält über R_V positives Basispotential, steuert durch und das Relais kann anziehen

Bei der Prüfung von Bausteinen mit stromliefernder Logik bzw. bei der Feststellung der Schaltfunktion ist das 0-Signal am Eingang durch eine Masseverbindung zu realisieren.

Bild 16 zeigt prinzipiell die gleiche Schaltungsordnung. Durch den Wegfall des Basisvorwiderstandes R_V in der Laststufe arbeitet diese als stromziehende Logik. Zum Durchsteuern des Lasttransistors T_2 wird der Steuerstufe Strom entzogen, dazu muß der Steuertransistor T_1 gesperrt sein. Bei durchgesteuertem Transistor T_1 führt dieser am Kollektor und damit am Ausgang der Steuerstufe niederes Potential, T_2 ist gesperrt, und das Relais ist abgefallen. Weder eine Unterbrechung noch eine Masseverbindung der Steuerleitung können diesen Zustand ver-

ändern. Da ein Logiksystem so aufgebaut sein muß, daß am Ausgang keine gefährlichen logischen Zustände (bezogen auf die Realisierung der Steuerfunktion) auftreten, wäre von den beiden skizzierten Schaltungen die Anwendung der stromziehenden Logik nach Bild 16 zu bevorzugen. Im Störfalle wird die Funktion der Schaltung zwar nicht mehr gewährleistet, aber ein Anziehen des Relais und damit beispielsweise das Einschalten eines Antriebes könnte nicht erfolgen.

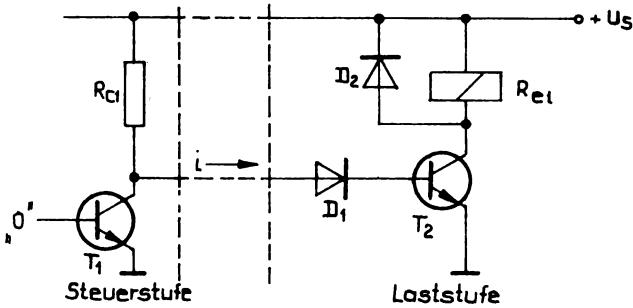


Bild 16: Stromziehende Logik

2.5. Aufbau von Logiksystemen

Der Aufbau von Logiksystemen kann in verschiedenen Grundanordnungen von aktiven und passiven Bauelementen sowie in konventioneller und integrierter Bauweise erfolgen.

Bild 17 zeigt einen Schaltkreis in Widerstands-Transistor-Logik (RTL = resistor transistor logic), der mit positiver Logik arbeitet. Das NOR-Gatter (NOR = negierte ODER-Funktion)

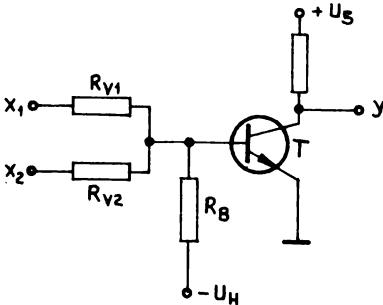


Bild 17: NOR-Gatter in RTL-Technik

stellt den Grunds Schaltkreis in dieser Technik dar. Die praktische Ausführung dieser Gatter kann in Dünnschicht-Hybrid-Technik erfolgen, wie sie als KME-3-Bausteine (Komplex-Mikro-Elektronik) vom VEB Keramische Werke Hermsdorf gefertigt werden.

Die Widerstände werden bei dieser Technologie in Dünnschicht-Technologie hergestellt. Zu diesem Zweck wird auf einer dünnen Hartglasplatte eine Chrom-Nickel-Schicht aufgedampft, in die anschließend mittels Elektronenstrahl Unterbrechungen eingebrannt werden, so daß mäanderförmige Widerstandsbahnen entstehen.

Die Kontaktierung dieser Widerstände erfolgt mit aufgedampften Leiterbahnen aus einer Eisen-Nickel-Legierung, an die die Anschlußstifte angelötet werden. Die Transistoren werden als Einzelelemente mit den Leiterzügen verlötet. Nach der Unterbringung des Schaltkreises in einem Alu- oder Plastikgehäuse erfolgt ein Vergießen mit Epoxidharz.

Der Vorteil der RTL-Schaltkreise liegt im einfachen Schaltungsaufbau. Nachteilig wirken sich die geringe Ausfächerung, die niedrige Arbeitsgeschwindigkeit (die Schaltzeiten liegen durch die hochohmigen Widerstände zwischen 30 und 150 ns) und die schlechte Integrierbarkeit aus, da hochohmige Widerstände im integrierten Zustand eine relativ große Fläche benötigen.

Günstigere dynamische Eigenschaften werden durch einen Überbrückungskondensator nach Bild 18 erreicht. Diese Ausführung wird als RCTL-Technik (resistor-capacity-transistor-logic) bezeichnet. Eine weitere Verbesserung des dynamischen Verhaltens und eine bessere Integrationsmöglichkeit ermöglicht die Dioden-Transistor-Logik (DTL = diode-transistor-logic) nach Bild 18. Die Schaltzeiten bewegen sich zwischen 20 und 60 ns, Ein- und Ausfächerung werden durch die Diodenanordnung erhöht. Grundbausteine dieser Technik sind NOR- und NAND-Gatter (NAND = negierte UND-Funktion). Praktische Ausführungen dieser Schaltkreise sind unter anderem die TRANSLOG-Systeme.

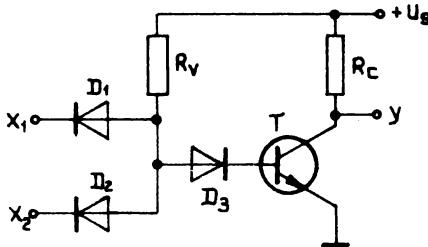


Bild 18: DTL-NAND-Schaltkreis

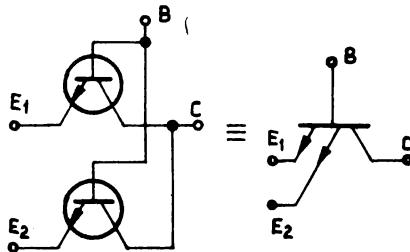


Bild 19: Entstehung des Multi-Emitter-Transistors

Ein immer breiteres Anwendungsgebiet erobern sich Schaltkreise, die in Transistor-Transistor-Logik (TTL) ausgeführt sind. Diese Schaltkreise lassen sich ökonomisch integriert in Halbleiterblocktechnik als monolithisch integrierter Schaltkreis herstellen. An dieser Stelle soll nur kurz das Prinzip der Eingangsverknüpfung dargestellt werden, weitere Einzelheiten werden im Abschnitt 1.4. behandelt. Anstelle der Eingangsdioden des DTL-Gatters treten die beiden Basis-Emitter-Dioden des Multi-Emitter-Transistors. Nach Bild 19 kann die Funktion dieses Bauelementes auf die Zusammenschaltung zweier Einzeltransistoren zurückgeführt werden. Derartige Transistoren existieren nur als integrierte Bauelemente.

Grundbaustein der TTL-Schaltkreisfamilie ist das NAND-Gatter, UND- und NOR-Gatter existieren nur in geringer Zahl. Durch die widerstandsmäßig niederohmige Ausführung der Gegen-takt-Endstufe, die am Ausgang dieser Gatter angeordnet ist, und den Ersatz der Eingangsdioden durch den Multi-Emitter-Transistor, lassen sich kürzeste Schaltzeiten im Bereich von etwa 10 ns erreichen. Die TTL-Schaltkreise stellen die derzeit am meisten angewandte Schaltkreisfamilie dar.

Eine noch junge Logikart, deren Fertigungskosten noch relativ teuer sind, so daß deren Anwendung nur bei relativ hohen Arbeitsgeschwindigkeiten erfolgt, ist die emittergekoppelte Logik (ECL = emitter coupled logic). Diese Logikart arbeitet mit dem Stromschaltprinzip, und der grundsätzliche Aufbau einer Schaltstufe entspricht dem Bild 10. Grundgatter dieser Logikart ist das ODER/NOR-Gatter. Vorteil dieser Bausteine sind die extrem kurzen Schaltzeiten von 1 bis 5 ns.

Zusammenfassung des Abschnittes 2.

Logiksysteme können in positiver oder negativer Logik betrieben werden. Unter positiver Logik ist zu verstehen, daß dem 1-Signal der positivere der beiden Spannungswerte (H-Pegel) zugeordnet wird. Bei negativer Logik entspricht das 1-Signal dem negativeren Spannungswert (L-Pegel). Wegen Streuungen der einzelnen Spannungswerte, die durch Belastung, Temperatureinfluß und Fertigungstoleranzen der Bauelemente entstehen können, sind die einzelnen Pegel zu Bändern verbreitert. Zwischen den Pegeln befindet sich eine verbotene Zone (siehe auch Bild 12).

Bei der Zusammenschaltung mehrerer Grundbausteine zu einem Logiksystem ist zu beachten, daß durch die Belastung der Steuerstufen mit den nachfolgenden Laststufen keine Verfälschung der logischen Pegel eintritt. Die Zulässigkeit der Zusammenschaltung kann über Eingangs- und Ausgangslastfaktor kontrolliert werden. Als Eingangslastfaktor wird bei vielen Logiksystemen eine Einheitslast angegeben, auf die sich der Ausgangslastfaktor bezieht. Wird der Eingangslastfaktor $F_e = 1$ gesetzt, so bedeutet ein Ausgangslastfaktor $F_a = 6$, daß dieser Schaltkreis in der Lage ist, 6 Eingänge nachfolgender Schaltkreise gleichzeitig anzusteuern, ohne daß die logischen Pegel verlorengehen.

Zur Erreichung einer hohen Zuverlässigkeit elektronischer Systeme ist die Beachtung der Störsicherheit digitaler Schaltungen unerläßlich. Die Funktion eines Bausteines gilt dann als gestört, wenn ein Störimpuls die ungewollte Umschaltung desselben bewirkt. Es wird zwischen statischer und dynamischer Störsicherheit unterschieden. Unter statischer Störsicherheit ist zu verstehen, daß bei langsam verlaufenden Störungen ein geringfügiges Überschreiten des 0-Signals und ein Unterschreiten des 1-Signals am Eingang des Bausteins keine Schalthandlungen desselben hervorruft. Die dynamische Störsicherheit bezieht sich auf die Sicherheit gegen Störimpulse, die entweder von außen (z. B. durch Schalthandlungen in Elektroenergieanlagen) in das elektronische System eingekoppelt werden oder durch das System selbst entstehen können. Als Kenngröße für die dynamische Störsicherheit wird die Koppelkapazität C_K angegeben. Als Indikator für die experimentell zu ermittelnde dynamische Störsicherheit dient entweder eine bistabile Kippstufe oder eine Kettenschaltung aus Grundbausteinen.

Die Ausführung des Logiksystems kann als stromliefernde oder stromziehende Logik erfolgen. Unter stromliefernder Logik wird die Schaltungsvariante verstanden, bei der die gesteuerte Stufe an die steuernde Stufe Strom liefert. Bei stromliefernder Logik ist zu beachten, daß bei der Prüfung von Bausteinen das 0-Signal durch eine Masseverbindung zu realisieren ist.

Logiksysteme können in konventioneller Technik mit diskreten Bauelementen, in Dünnschicht-Hybridtechnik oder integriert als monolithische Schaltkreise technologisch gefertigt werden. Entsprechend der Anordnung von aktiven und passiven Bauelementen wird zwischen verschiedenen Techniken unterschieden. Die Widerstands-Transistor-Logik (RTL) arbeitet mit dem NOR-Gatter als Grundbaustein (Bild 17). Neben dem Vorteil des einfachen Schaltungsaufbaues wirken sich nachteilig die geringe Arbeitsgeschwindigkeit, die geringe Ausfächerung und die schlechte Integrierbarkeit aus. Die Dioden-Transistor-Logik (DTL) zeichnet sich durch höhere Belastbarkeit, geringere Schaltzeiten und bessere Integrierbarkeit aus. Die bedeutendste Schaltkreisfamilie stellt zur Zeit die Ausführung in Transistor-Transistor-Logik (TTL) dar. Sie werden in integrierter Technik als monolithische Schaltkreise gefertigt und zeichnen sich daher durch geringes Bauvolumen und niedrige Schaltzeiten aus. Grundbaustein ist das NAND-Gatter.

Die geringsten Schaltzeiten werden augenblicklich durch die emittergekoppelte Logik (ECL)

erreicht. Da die Schaltungen aufwendig und die Fertigungskosten noch relativ hoch sind, werden sie nur eingesetzt, wenn die hohe Arbeitsgeschwindigkeit ausgenutzt werden muß.

Aufgaben

- A 3 Ein Logiksystem arbeitet mit solchen Spannungswerten, daß dem 1-Signal der Spannungspegel + 15 V und dem 0-Signal der Spannungspegel + 20 V zugeordnet ist. Wird dieses System mit positiver oder negativer Logik betrieben?
- A 4 Was bedeuten die Begriffe Eingangs- und Ausgangslastfaktor?
- A 5 Erklären Sie die Begriffe statische und dynamische Störsicherheit! Wie kann die statische Störsicherheit eines gegebenen Bausteins bestimmt werden?
- A 6 Geben Sie kurz Vor- und Nachteile der RTL-, DTL-, TTL- und ECL-Technik an!

3. Grundgatter in konventioneller Technik

In diesem Abschnitt werden kombinatorische Verknüpfungen behandelt. Bei diesen Verknüpfungen ist der Zustand des Ausgangssignals nur vom augenblicklichen Zustand des Eingangssignals abhängig.

3.1. Negator

Die Negatorstufe (Negation = Signalumkehr) stellt prinzipiell die Anwendung des Transistors als Übersteuerungsschalter dar. Bild 20 zeigt eine derartige Schaltung in stromziehender positiver Logik mit dem Logiksymbol.

Wird der Eingang nicht angeschlossen oder mit Masse verbunden (0-Signal), so erhält die Basis des Transistors negatives Potential über R_B , und T ist dadurch gesperrt. Da im Kollektorkreis praktisch kein Strom fließt ($I_C \approx I_{CBO}$), tritt auch über R_C kein Spannungsabfall auf. Die Speisespannung erscheint somit als 1-Signal am Ausgang, sofern dieser nicht mit einem niederohmigen Widerstand R_L (Eingangswiderstand nachfolgender Stufen) belastet ist. Wird an den Eingang positives 1-Signal gelegt, so steuert T durch das positive Basispotential über R_V durch, und am Ausgang liegt nur die Restspannung U_{CEsat} , die dem 0-Signal entspricht. Durch die Negatorstufe erfolgt also eine Umkehrung des Eingangssignals. Dieser funktionsmäßige Zusammenhang ist bereits in der Übertragungs- oder Transfercharakteristik im Bild 13 dargestellt.

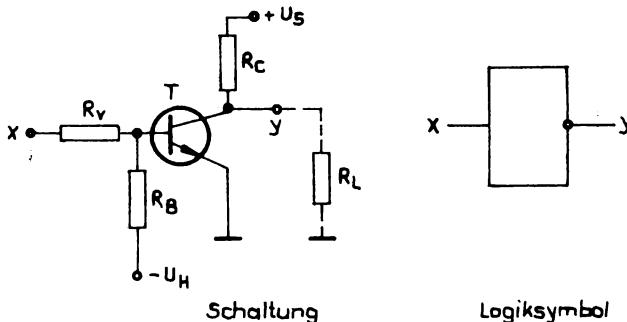


Bild 20: Negatorstufe

3.2. ODER-Gatter

Die logische ODER-Funktion besagt, daß ein ausgangsseitiges 1-Signal dann vorhanden ist, wenn mindestens einer der Eingänge diesen Signalpegel führt. Diese Schaltfunktion könnte in einer Relais-Logik durch die Parallelschaltung von Kontakten realisiert werden. Die elektronische Schaltung kann in passiver oder aktiver Ausführung erfolgen. Bei passivem Aufbau handelt es sich um ein Diodengatter nach Bild 21. Die beiden Dioden haben die Aufgabe, die Eingänge x_1 und x_2 gegeneinander zu entkoppeln. Ein positives Eingangssignal an x_1 kann somit über D_1 an den Ausgang y gelangen, wobei keine Rückwirkung am Eingang x_2 auftreten kann, da D_2 sperrt. Nachteilig an dieser sehr einfachen Schaltung ist, daß beim Signaldurchgang durch die Dioden ein Durchlaßspannungsabfall auftritt, der den Signalpegel mindert. Aus diesem Grunde verbietet sich die Reihenschaltung derartiger passiver Gatter, da der logische 1-Pegel dann unterschritten würde. Im System TRANSLOG 2 ist daher ein aktives ODER-Gatter enthalten, bei dem nach der Diodenverknüpfung ein Schwellwertschalter (Schmitt-Trigger) folgt, der eine Regeneration des Signals ohne Umkehrung bewirkt, so daß eine Reihenschaltung dieser Gatter möglich wird (Bild 22).

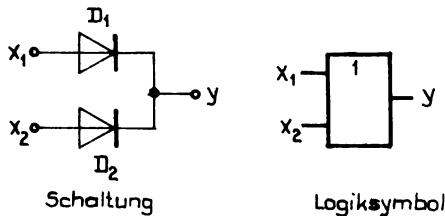


Bild 21: ODER-Gatter

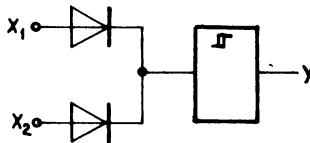


Bild 22: Aktives ODER-Gatter

3.3. UND-Gatter

Auch das UND-Gatter läßt sich als passiver oder aktiver Baustein aufbauen. Die Ausführung des UND-Gatters in Relais-Logik würde einer Reihenschaltung von Kontakten entsprechen, da ein 1-Signal am Ausgang erst dann auftritt, wenn alle Eingänge diesen Pegel führen. Aus Bild 34 sind die Schaltung eines passiven UND-Gatters, das Logiksymbol und die Schaltbelegungstabelle ersichtlich. Werden die beiden Eingänge nicht angeschlossen (entsprechend 0-Signal), so ist ein Stromfluß von der Klemme $+U_S$ über R_3 , die beiden Dioden D_1 und D_2 , die Widerstände R_1 und R_2 nach der Klemme $-U_H$ festzustellen. Der Widerstand R_3 ist so bemessen, daß über ihm durch den fließenden Strom etwa die Spannung U_S abfällt. Zwischen dem Ausgang y und der Masseklemme 0 besteht daher kein Potentialunterschied entsprechend 0-Signal. Dieser Ausgangszustand wird auch dann nicht verändert, wenn einer der beiden

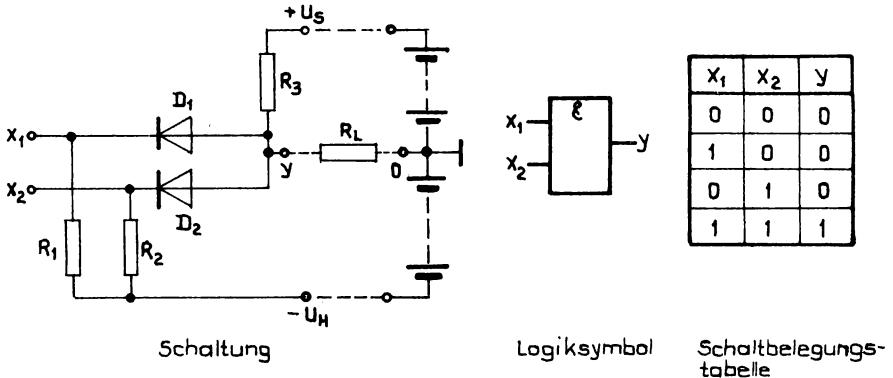


Bild 23: Passives UND-Gatter

Eingänge mit 1-Signal belegt wird. Die betreffende Diode sperrt dann. Sind alle Eingänge mit 1-Signal belegt und damit alle Dioden gesperrt, entfällt der Stromfluß über R_3 , und die Speisespannung U_S erscheint als 1-Signal am Ausgang, sofern der außen angeschlossene Lastwiderstand R_L einen bestimmten Minimalwert nicht unterschreitet. Der Stromfluß würde dann über R_L aufrechterhalten, so daß der 1-Signalpegel unterschritten wird. Die Widerstände R_1 und R_2 werden auch als Leitungsbruchsicherung bezeichnet. Wären sie nicht vorhanden und Eingang x_1 mit 1-Signal belegt, so wäre D_1 gesperrt. Das ausgangsseitige 0-Signal würde nur über den Stromfluß durch D_2 und die Zuleitung nach Masse realisiert. Eine Unterbrechung dieser Leitung würde die gleiche Auswirkung wie ein 1-Signal am Eingang x_2 mit ausgangsseitigem 1-Signal (gefährlicher logischer Pegel) zur Folge haben. Durch die Widerstände R_1 und R_2 , die im Baustein angeordnet sind, wird der gefährliche Ausgangszustand bei unterbrochener Zuleitung Strom fließt und somit am Ausgang kein 1-Signal auftreten kann.

Da in diesem Gatter keine Signalverstärkung stattfindet, verbietet sich auch beim passiven UND-Gatter die funktionsmäßige Reihenschaltung. Das im System TRANSLOG 2 enthaltene aktive UND-Gatter, welches die Schaltfunktion durch die Zusammenschaltung von zwei Negatoren und einem NOR-Gatter bewirkt, ist im Bild 24 dargestellt.

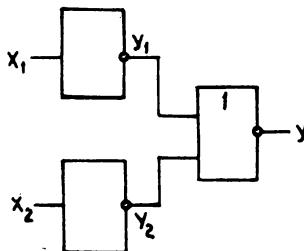


Bild 24: Aktives UND-Gatter

3.4. NOR- und NAND-Gatter

Ein NOR-Gatter kann durch Vorschaltung von Entkopplungsdioden (ODER-Funktion) vor eine Negatorstufe verwirklicht werden. Bild 25 zeigt ein NOR-Gatter des Systems TRANS-LOG 2.

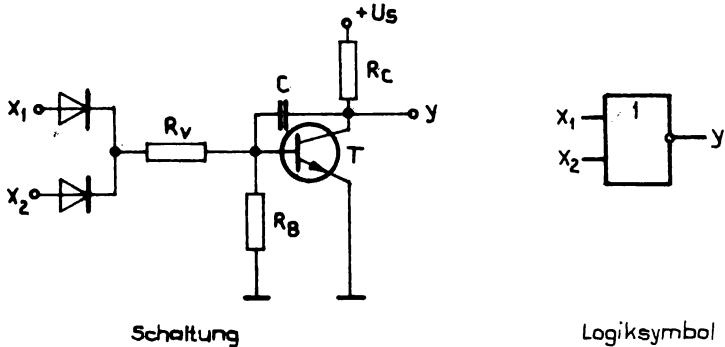


Bild 25: NOR-Gatter (nach [4] S. 104)

Der Kondensator C zwischen Basis und Kollektor des Transistors T (auch als Miller-Kondensator bezeichnet) verlangsamt die Logik und erhöht damit die dynamische Störsicherheit. Ein NOR/ODER-Gatter in ECL-Technik ist in Bild 26 dargestellt. Die an der Basis von T₃ angeschlossene Referenzspannung U_{Ref} kann durch den nahezu konstanten Durchlaßspannungsabfall einer Diode erzeugt werden. Der Emittterwiderstand R_{E1} des eigentlichen Stromschalters wird verschiedentlich durch einen weiteren Transistor ersetzt, der als Konstantstromquelle arbeitet. Die beiden Emittterfolgerstufen sind bei dieser Schaltungsvariante an den Ausgängen angeordnet.

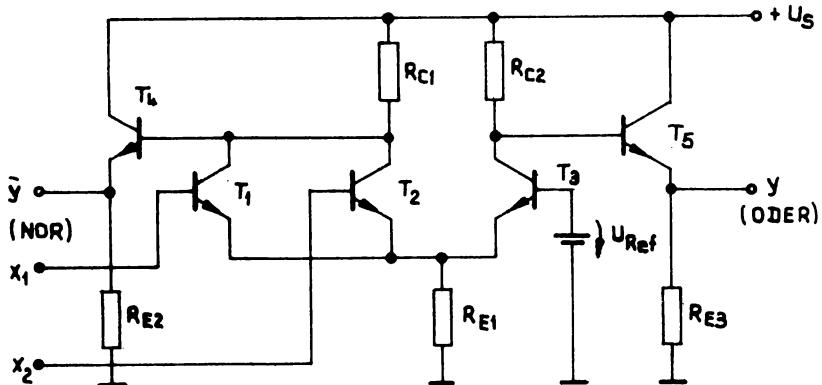


Bild 26: NOR/ODER-Gatter in ECL-Technik (nach [2] S. 31)

Ein NAND-Gatter mit Logiksymbol und Schaltbelegungstabelle ist in Bild 27 dargestellt. Die Schaltung arbeitet in stromliefernder Logik, so daß 0-Signal am Eingang durch eine Masseverbindung herzustellen ist. Wenn mindestens einer der Eingänge mit Masse verbunden ist (Bild 27 Eingang x_2), liegt der Punkt A auf niedrigem Potential, entsprechend dem Durchlaßspannungsabfall der Diode D_2 . Die Diode D_1 ist durch das positive 1-Signal an der Katode gesperrt. Da das Potential des Punktes A zur einwandfreien Sperrung des Transistors noch zu hoch ist, wird die Potential-Verschiebediode D_3 angeordnet. Sie wird ständig in Durchlaßrichtung betrieben. Der Spannungsabfall über D_3 senkt das Basispotential so weit ab, daß eine Sperrung des Transistors eintritt. Über R_C tritt daher kein Spannungsabfall auf, so daß am Ausgang 1-Signal liegt. Da dieser Ausgangspegel immer dann austritt, wenn mindestens einer der Eingänge 0-Signal führt, ist der 0-Pegel das dominierende Eingangssignal.

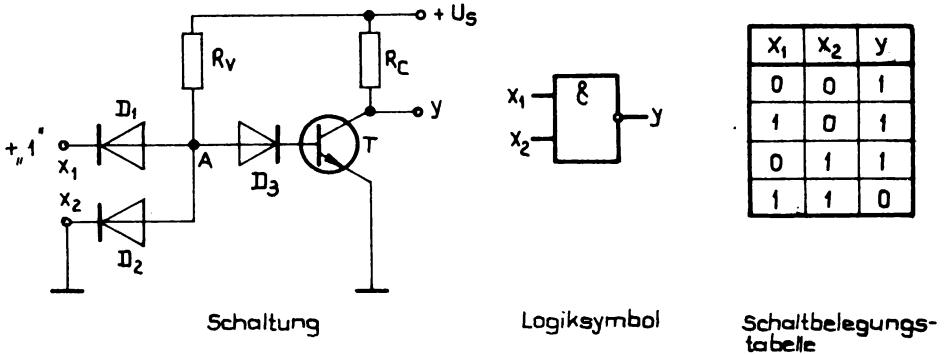


Bild 27: NAND-Gatter

Zusammenfassung des Abschnittes 3.

Die Grundgatter bewirken eine kombinatorische Verknüpfung, d. h., das Ausgangssignal hängt nur vom augenblicklichen Zustand des Eingangssignals ab.

Die Negatorstufe bewirkt eine Signalumkehrung, ein 1-Signal am Eingang erscheint als 0-Signal am Ausgang und umgekehrt. Die Negatorstufe ist die Grundschialtung der Anwendung des Transistors als Übersteuerungsschalter.

ODER-Gatter und UND-Gatter können in passiver und aktiver Ausführung gefertigt werden. Passive Gatter sind als Diodengatter aufgebaut, sie bewirken eine Absenkung des 1-Signalspegels. Aus diesem Grunde ist eine funktionsmäßige Reihenschaltung nicht zulässig. Das passive ODER-Gatter besteht lediglich aus Entkopplungsdioden. Das 1-Signal erscheint am Ausgang, wenn mindestens einer der Eingänge diesen Signalpegel führt. Ein aktives ODER-Gatter läßt sich durch Nachschalten eines Schmitt-Triggers herstellen, der eine Regeneration des Signalpegels bewirkt. Das passive UND-Gatter benötigt zu seiner Funktion eine Speise- und Hilfsspannung (Bild 23). Das 1-Signal erscheint erst dann am Ausgang, wenn alle Eingänge dieses Signal führen. Ein aktives UND-Gatter kann nach Bild 24 durch die Zusammenschaltung zweier Negatoren und eines NOR-Gliedes aufgebaut werden.

NOR- und NAND-Gatter entstehen durch die Zusammenschaltung des jeweiligen Grundgatters (ODER bzw. UND) mit einer Negatorstufe.

Aufgaben

A 7 Skizzieren Sie eine Negatorstufe in stromliefernder negativer Logik, und geben Sie kurz die Wirkungsweise an!

- A 8 Beweisen Sie, daß die Schaltung Bild 24 die UND-Verknüpfung realisiert, indem Sie die Eingänge mit den möglichen Variablen belegen und über die Signale an den Ausgängen der Negatoren y_1 und y_2 den Zustand des Ausgangssignals untersuchen!
- A 9 Erklären Sie die Wirkungsweise des NOR/ODER-Gatters nach Bild 26!

4. Grundgatter in integrierter Technik

In diesem Abschnitt werden Grundgatter in TTL-Technik mit bipolaren Transistoren behandelt. Gatter mit Feldeffekttransistoren (MOS-Schaltkreise) folgen in einem späteren Lehrbrief, der über Entwicklungstendenzen integrierter Schaltkreise informiert. Zur Einführung sollen zunächst einige Bemerkungen über die Technologie dieser Bauelemente dienen. Es sollen dabei nur Schaltkreise mit niedrigem Integrationsgrad bis zu 100 integrierte Elemente je Chip vorgestellt werden. Diese Schaltkreise werden als SSI-Schaltkreise (small-scale-integration) bezeichnet, wobei unter Chip das Siliziumplättchen zu verstehen ist, auf dem sich die Elemente befinden.

Die grundsätzliche Technologie entspricht der im Lehrbrief Grundlagen der Elektronik 1 Abschnitt 3.1.1. behandelten zur Herstellung von Epitaxial-Planar-Transistoren. Ausgangsmaterial (Substrat) dieser monolithisch integrierten Schaltkreise sind hochreine Siliziumscheiben, die als Wafer bezeichnet werden. Der Durchmesser dieser Scheiben für niedrig integrierte Schaltkreise liegt bei 35 . . . 50 mm bei einer Dicke von 100 . . . 300 μm ([5]). Auf einer dieser Scheibe lassen sich etwa 500 Schaltkreise (Chips) gleichzeitig herstellen.

Die Scheiben werden durch Zersägen eines Einkristalls gewonnen, wobei die durch diesen Vorgang entstehende Oberflächenrauigkeit durch einen nachfolgenden Politur- und Ätzprozeß beseitigt wird. Die so vorbereiteten Scheiben werden für die weiteren technologischen Schritte zunächst oxidiert (SiO_2). Dieser Prozeß geschieht in einem Quarzofen bei einer Temperatur von etwa 1200 °C mit einem Sauerstoffstrom, wobei zunächst eine einkristalline Schicht epitaktisch auf der Oberfläche der Si-Scheibe aufwächst, die nachfolgend mit Sauerstoff passiviert wird. (Wafer wird somit zur reinen Trägerscheibe, während sich alle Bauelemente in der Epitaxieschicht befinden.)

Die weitere Bearbeitung geschieht vorwiegend nach dem Verfahren der Fotolithographie. Nach der Abkühlung werden die Scheiben daher mit einem lichtempfindlichen Fotolack beschichtet. Durch eine aufgesetzte Fotomaske, die die gewünschte Struktur abbildet, wird die Fotolackschicht mit UV-Licht belichtet. Dieser Vorgang kann prinzipiell mit der Herstellung einer Vergrößerung im Fotolabor verglichen werden, da im Anschluß an die Belichtung ein Vorgang der Entwicklung folgt. Bei der Entwicklung werden die unbelichteten Stellen des Fotolackes aufgelöst, an denen die Fotomaske geschwärzt war. Ein nachfolgender Ätzprozeß beseitigt an diesen Stellen die SiO_2 -Schicht und legt das Substrat frei. Hier können durch spätere Diffusion Störstellen anderen Leitfähigkeitstyps als das Substrat eingelagert werden. Durch weitere zeitlich aufeinanderfolgende Diffusionsschritte entstehen so die einzelnen Bauelemente. Nach dem letzten Diffusionsvorgang erfolgt zur Kontaktierung das Aufdampfen einer Alu-Schicht.

Bei diesen Prozessen werden nicht nur höchste Anforderungen an die Reinheit des Siliziums gestellt, auch die optischen Einrichtungen, sowie Reinheit des Fotolacks, Präzision der fotografisch verkleinerten Masken usw., müssen höchsten Anforderungen genügen. Nicht zu vergessen ist die absolute Staubfreiheit der Räume, in denen die fotolithographischen Arbeiten durchgeführt werden. Die so gefertigten Schaltkreise werden vor dem Vereinzeln zu Chips durch einen Computer auf Funktion getestet. Vierzehn bzw. sechzehn feine Spitzen werden dazu auf den einzelnen Schaltkreis aufgesetzt und nacheinander alle Schaltkreise einer Scheibe geprüft. Defekte Schaltkreise werden durch einen Farbtropfen gekennzeichnet (inken), so daß sie nach dem Zerteilen aussortiert werden können. Nach dem Ausmessen wird die Scheibe zwischen den Schaltkreisen in x- und y-Richtung geritzt und an den Ritzlinien gebrochen. Vor dem Zerschneiden wird die Scheibe auf eine selbstklebende Folie geklebt, so daß keine Verdre-

hung der Chips erfolgen kann. Anschließend werden die Chips in einem Gehäuse aus Plast oder Keramik z. B. durch Anschmelzen befestigt. Die darauf folgende Kontaktierung zwischen Chip und Anschlußkontakten wird als Bonden bezeichnet, wobei als Verbindungsdrähte vorwiegend dünne Golddrähte von 10 . . . 50 μm verwendet werden. Die Kontaktierung geschieht durch Thermokompression unter gleichzeitiger Einwirkung von Wärme und Druck, so daß ein Verschweißen der Verbindung eintritt. Das nachfolgende Verschließen des gebondeten Schaltkreises schließt das Eindringen von Staubteilchen oder Molekülen der Atmosphäre aus. Nach abschließender Endprüfung des Typisierens des Bausteins erfolgen.

Bild 28 zeigt die Grundsaltung des NAND-Gatters D 100 des Kombi-nates VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder. Die logische Funktion des Bausteins muß die Schaltbelegungstabelle erfüllen, die bereits im Bild 27 dargestellt ist.

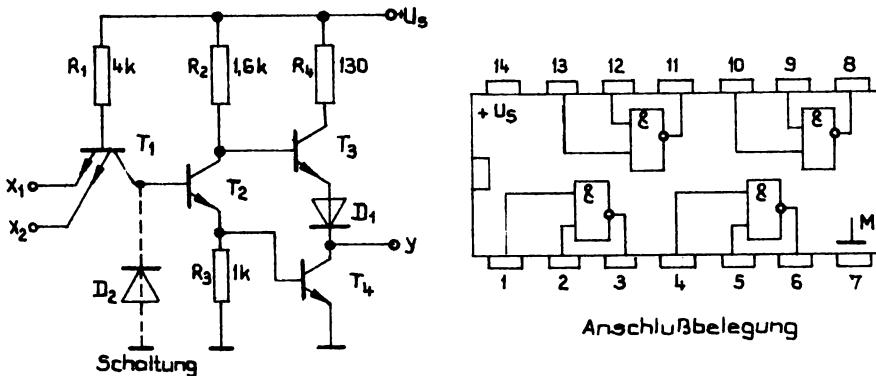


Bild 28: TTL-NAND-Gatter D 100

Werden die beiden Eingänge des Gatters nicht angeschlossen oder mit positivem 1-Signal belegt, so wird der Multiemittertransistor T_1 invers betrieben, d. h., Strom fließt über R_1 in die Basis hinein und aus dem Kollektor heraus (umgekehrte Richtung des Kollektorstromes gegenüber Normalbetrieb), da das Emittential höher ist als das Kollektorpotential. Der Transistor T_2 erhält dadurch positives Basispotential und ist durchgesteuert. Durch den Stromfluß über R_3 entsteht an diesem ein Spannungsabfall, der den Transistor T_4 durchsteuert, so daß am Ausgang 0-Signal erscheint. Der Transistor T_3 ist gesperrt, da über R_2 ein größerer Spannungsabfall auftritt und durch die Diode D_1 das Emittential von T_3 angehoben wird, so daß T_3 ein negatives Basispotential erhält. Wird mindestens einer der beiden Eingänge mit 0-Signal (Massepotential) belegt, so arbeitet T_1 normal. Da das Emittential niedriger ist als das Kollektorpotential ist T_1 durchgesteuert, d. h., die Basis von T_2 erhält damit Massepotential, und T_2 ist gesperrt. Transistor T_3 bekommt über R_2 positives Basispotential und ist durchgesteuert. Transistor T_4 ist gesperrt, da über R_3 kein Strom fließt, so daß die Basis auf Massepotential liegt. Am Ausgang tritt dadurch ein 1-Signal auf. Liegen mehrere Eingänge auf Massepotential, dann ist immer die Basis-Emitter-Diode mit dem niedrigsten Emittential durchgesteuert.

Nachteilig ist an diesem Schaltkreis, daß beim Umschalten, d. h. beim Erreichen des Umschalt-punktes S der Übertragungscharakteristik (Bild 30) bei $U_e = 1,4 \text{ V}$, die beiden Transistoren T_3 und T_4 der Gegentakt-Endstufe kurzzeitig gemeinsam leitend sind, so daß dadurch Stromspitzen des Speisestroms auftreten (Bild 29). Diese Stromspitzen bewirken eine interne Störbeeinflussung des Systems, da Leiterzüge auf einer gedruckten Leiterplatte durch die steilen Schaltflanken nicht nur ohmsche, sondern auch induktive Widerstandskomponenten aufweisen.

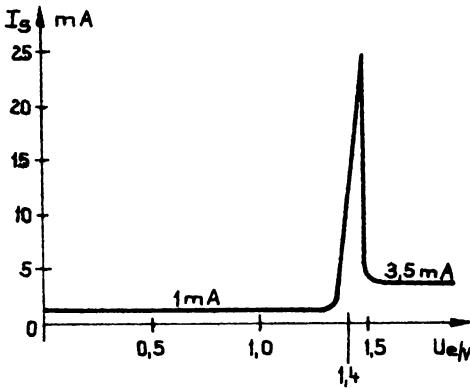


Bild 29: Abhängigkeit des Speisestromes von der Eingangsspannung (nach [6])

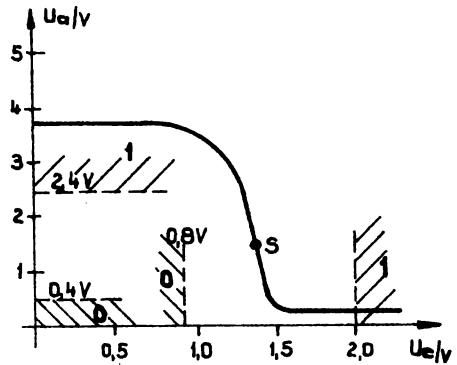


Bild 30: Übertragungscharakteristik

Durch die Stromspitze ist ein Spannungseinbruch am Schaltkreis festzustellen, der benachbarte Schaltkreise zur ungewollten Änderung ihrer Ausgangspegel veranlassen kann. Zur Beseitigung dieser Erscheinung ist jeder Schaltkreis unmittelbar an seinen Kontakten mit einem induktionsfreien Stützkondensator von etwa 10 nF abzublocken. Die Speisespannung jeder Leiterplatte wird außerdem unmittelbar an den Kontaktmessern durch einen Elko von 5 . . . 10 μ F gestützt. In der Übertragungscharakteristik (Bild 30) sind gleichzeitig die Logikpegel des TTL-Systems eingezeichnet. Eingangsseitig liegt die Oberkante des 0-Signals bei 0,8 V, ausgangssseitig bei 0,4 V. Das 1-Signal wird eingangsseitig ab 2,0 V akzeptiert, ausgangssseitig liegt die Unterkante bei 2,4 V. Bei beiden Pegeln ist also eine statische Störsicherheit von 0,4 V vorhanden. Die Werte des Eingangssignals dürfen sich von $-1,5$ V . . . +5,5 V bewegen. Unterschreitet das Eingangssignal Werte von $-1,5$ V, so wird die Substratdiode D_2 leitend, und der Eingangsstrom ist zur Vermeidung von Schäden auf 10 mA zu begrenzen. Überschreitet das Eingangssignal 5,5 V, so treten bei etwa 7 V Durchbrucherscheinungen im Multiemittertransistor auf, die nur dann reversibel sind, wenn der Strom auf 3 mA begrenzt wird.

Die Speisespannung U_S kann zwischen 4,75 . . . 5,25 V liegen, sie beträgt in der Regel 5 V. Der Ausgangslastfaktor wird beim Grundgatter mit $F_a = 10$, bei einem Eingangslastfaktor $F_e = 1$, angegeben. Unter dem Eingangslastfaktor $F_e = 1$ ist zu verstehen, daß der Eingang bei $U_e = 2,4$ V einen Strom von 40 μ A aufnimmt und bei $U_e = 0,4$ V einen Strom von 1,6 mA abgibt. Der Ausgangslastfaktor $F_a = 10$ bedeutet, daß der Ausgang bis 400 μ A abgeben kann, (also 10 parallele Eingänge gleicher Gatter ansteuern kann), ohne daß der niedrigste 1-Signalpegel von $U_a = 2,4$ V unterschritten wird, und einen Strom bis 16 mA aufnehmen kann, ohne den 0-Signalpegel $U_a = 0,4$ V zu überschreiten.

Unbenutzte Eingänge führen immer 1-Signal und sind wegen ungünstiger Beeinflussung der Schaltzeiten (sie liegen normalerweise $< 10 \mu$ s) zu bereits benutzten Eingängen parallel zu schalten, sofern der Ausgangslastfaktor des treibenden Gatters dies zuläßt. Auch ein Anschluß an eine Spannung von 2,4 V . . . 3,5 V oder über $R_V < 1$ k Ω an die Speisespannung ist möglich. Beachtenswert ist weiterhin, daß die Grundgatter D 100 wegen Kurzschlußgefahr ausgangssseitig nicht parallel geschaltet werden dürfen, da ein Schaltkreis den Ausgangspegel 0 und der andere 1-Signal abgeben kann. Besteht die Forderung der ausgangssseitigen Parallelschaltung, so ist der Schaltkreis D 103 zu verwenden (Bild 31), der einen offenen Kollektorausgang (Eintaktanschluss) besitzt. Der Kollektorwiderstand R_C ist dabei extern anzuordnen.

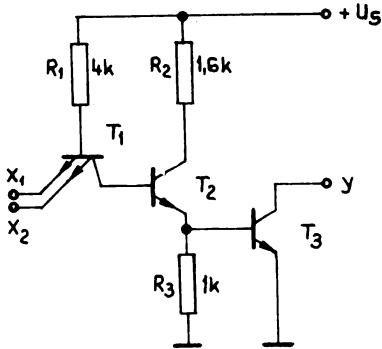


Bild 31: Schaltung des Schaltkreises D 103

Neben der mittelschnellen Serie D 10 existiert noch die Reihe D 20, die mit höherer Schaltgeschwindigkeit arbeitet, wobei Werte um etwa 5 ns angegeben werden.

Zusammenfassung des Abschnittes 4.

Die Technologie monolithisch integrierter TTL-Schaltkreise wird vorwiegend nach dem Verfahren der Fotolithographie durchgeführt. Ausgangsmaterial sind hochreine Siliziumscheiben (Wafer) von 30 . . . 50 mm Durchmesser bei einer Dicke von 100 . . . 300 μm , die durch Zersägen eines Einkristalls gewonnen werden. Aus einer derartigen Scheibe werden bei niedriger integrierten Schaltkreisen etwa 500 Chips gewonnen, die bis zu 100 Strukturelemente pro Chip aufweisen können.

Das Verfahren der Fotolithographie besteht aus den Schritten: Oxidation der Scheibe, Beschichten mit Fotolack, Belichten mit UV-Licht durch eine Fotomaske, Entwickeln, Ätzen und Eindiffundieren von Störstellen entsprechenden Leitungstyps. Nach mehrmaligem Ablauf dieser Schritte entstehen aktive und passive Bauelemente auf dem Chip, die nach der letzten Diffusion durch das Aufdampfen einer Alu-Schicht kontaktiert werden. Durch eine Vorprüfung werden defekte Schaltkreise ermittelt und entsprechend gekennzeichnet. Schaltkreise mit einwandfreier Funktion werden in einem vierzehn- bzw. sechzehnpoligen Gehäuse aus Plast oder Keramik befestigt und mit dünnen Golddrähten zwischen Chip und Anschlußfahnen kontaktiert (gebondet). Nach dem Verschließen und der Endkontrolle erfolgt die Typisierung.

Die Schaltung des TTL-Grundgatters D 100 ist im Bild 28 dargestellt. Der Schaltkreis erfüllt die logische NAND-Funktion. Ohne Anschlußbelegung bzw. Verbindung der beiden Eingänge mit positivem 1-Signal gibt der Ausgang 0-Signal ab. Soll 1-Signal am Ausgang erscheinen, muß mindestens einer der beiden Eingänge 0-Signal (Massepotential) führen, d. h., das 0-Potential ist das dominierende Eingangssignal. Nachteilig ist, daß beim Umschalten die beiden Endstufentransistoren kurzzeitig gemeinsam leitend sind, so daß Stromspitzen des Speisestromes entstehen, die durch Spannungsabsenkung systemeigene Störbeeinflussungen hervorrufen können. Diese Erscheinung kann durch Abblocken der Schaltkreise mit Stützkondensatoren beseitigt werden.

Es folgen weitere Angaben über Daten der TTL-Schaltkreise, wie Signalpegel, Lastfaktoren, Beschaltung unbenutzter Eingänge, Schaltzeiten usw.

Beachtenswert ist weiterhin, daß die Grundgatter D 100 wegen Kurzschlußgefahr ausgangseitig nicht parallel geschaltet werden dürfen. Besteht diese Forderung, so ist der Schaltkreis D 103 zu verwenden, der einen offenen Kollektorausgang besitzt. Neben der mittelschnellen TTL-Reihe D 10 existiert noch die Reihe D 20, die mit höherer Schaltgeschwindigkeit arbeitet.

Die TTL-Serie D 10, der die Grundgatter D 100 und D 103 angehören, umfaßt noch weitere Schaltkreise, wie D 110 3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen, D 120 2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen, D 130 NAND-Gatter mit 8 Eingängen und D 140 2 NAND-Leistungsgatter ($F_a = 30$) mit je 4 Eingängen. Weitere Gatter sind den einschlägigen Prospektmaterialien zu entnehmen.

Lösungen der Aufgaben

- A 1 Die in der Digitaltechnik angewandten Schalterprinzipien sind Übersteuerungsschalter und Stromschalter (Bilder 2, 3, 4 und 10). Der Übersteuerungsschalter ist wie ein Ausschalter im Stromkreis angeordnet. Die Übersteuerung des Transistors (Ein-Stellung des Schalters) wird durch erhöhten Basisstrom erreicht, so daß auch die Basis-Kollektor-Diode in Durchlaßrichtung betrieben wird. Die Aus-Stellung (Sperrung des Transistors) wird meist durch umgekehrt gepolte Basisvorspannung und die damit verbundene Sperrung der beiden Transistordioden erreicht.
- Der Stromschalter benötigt zwei Transistoren, wobei die Basis des einen Transistors mit einer konstanten Referenzspannung verbunden ist. Durch Veränderung der Eingangsspannung (Basisspannung des anderen Transistors) über oder unter diese Referenzspannung werden die beiden Transistoren wechselweise gesteuert.
- Vorteile des Übersteuerungsschalters sind einfacher Aufbau und geringe Verlustleistung. Vorteil des Stromschalters ist seine geringe Schaltzeit gegenüber dem Übersteuerungsschalter, da Übersteuerungs- und Sperrbereich der Transistoren vermieden werden. Nachteilig sind beim Stromschalter der kompliziertere Schaltungsaufbau und die höhere Verlustleistung.
- A 2 Beim Ansteuern eines Relais durch einen Schalttransistor (induktive Last) ist zu beachten, daß beim Abschalten erhebliche Überspannungen entstehen, die zur Zerstörung des Transistors führen können. Abhilfe schafft die Parallelschaltung einer Freilaufdiode zur Relaiswicklung. Durch diese Schaltungsmaßnahme tritt jedoch eine Abfallverzögerung des Relais auf. Ist diese Abfallverzögerung unvermeidbar, so ist ein Transistor mit $U_{CEmax} \geq 2,5 U_S$ zu verwenden.
- A 3 Das Logiksystem arbeitet in negativer Logik, obwohl die Spannungsänderungen im positiven Bereich erfolgen, da das 1-Signal mit +15 V negativer als das 0-Signal mit +20 V ist.
- A 4 Die Lastfaktoren sind maßgeblich für die Zusammenschaltung logischer Bausteine. Der Eingangslastfaktor wird bei den meisten Logiksystemen als Einheitswert angegeben, so daß ein Ausgangslastfaktor $F_a = 10$ bedeutet, daß dieser Baustein gleichzeitig 10 Eingänge gleichartiger Bausteine ansteuern kann, ohne daß die logischen Pegel verloren gehen.
- A 5 Unter statischer Störsicherheit ist zu verstehen, daß bei geringfügigem Überschreiten des Eingangs-0-Signals bzw. Unterschreiten des Eingangs-1-Signals vom zu steuernden Baustein keine Schalthandlungen und damit Veränderungen des Ausgangssignals ausgeführt werden.
- Die dynamische Störsicherheit bezieht sich auf die Sicherheit gegen Störimpulse, die in das logische System induktiv oder kapazitiv eingekoppelt werden. Als charakteristischer Wert wird die Koppelkapazität C_K angegeben.
- Die statische Störsicherheit eines gegebenen Bausteins kann durch die meßtechnische Aufnahme der Übertragungscharakteristik $U_a = f(U_e)$ bestimmt werden. In diese Charakteristik sind die Logikpegel des Systems und die Grenzen einzuzeichnen, bei der die Verstärkung gleich eins wird. Pegelgrenze und Verstärkungsgrenze schließen die Störabstände des 0- und 1-Signals ein (Bild 13).
- A 6 RTL-Schaltungen sind einfach im Aufbau, nachteilig sind geringe Ausfächerung, niedrige Arbeitsgeschwindigkeit sowie die schlechte Integrierbarkeit.
- DTL-Schaltungen zeichnen sich durch höhere Arbeitsgeschwindigkeit gegenüber RTL-Schaltungen aus, sie sind höher belastbar und lassen sich günstiger integrieren.
- TTL-Schaltungen lassen sich ökonomisch als integrierte Schaltkreise fertigen, daher haben sie einen geringen Platzbedarf. Die Verlustleistung ist gering, die Arbeitsgeschwindigkeit besser als bei der DTL-Technik.
- Die ECL-Technik zeichnet sich durch die höchste Arbeitsgeschwindigkeit aus, nachteilig sind der komplizierte Schaltungsaufbau und die hohe Verlustleistung.

- A 7 Das 0-Signal ist bei dieser stromliefernden negativen Logik durch eine Masseverbindung zu realisieren. Über die in Durchlaßrichtung betriebene Diode D erhält die Basis Massepotential und Transistor T sperrt. Am Ausgang liegt daher 1-Signal. Wird an den Eingang x negatives 1-Signal gelegt, so sperrt D, T erhält über R_B negatives Basispotential und steuert durch, so daß am Ausgang 0-Signal liegt.

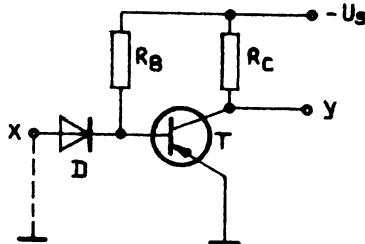


Bild 32: Negatorstufe in negativer stromliefernder Logik

- A 8 Werden beide Eingänge der Anordnung nach Bild 24 mit 0-Signal belegt, so führen die Ausgänge y_1 und y_2 1-Signal. Diese werden durch das NOR-Glied negiert, und am Ausgang erscheint 0-Signal. Wird ein Eingang mit 1-Signal belegt, so führt dieser Negatorausgang zwar 0-Signal, da aber der zweite Negatorausgang noch 1-Signal führt, liegt trotzdem am Ausgang noch 0-Signal. Erst wenn beide Eingänge mit 1-Signal belegt sind, also beide Negatoren 0-Signal abgeben, werden diese negiert und am Ausgang tritt das 1-Signal auf (Wirkungsweise NOR-Gatter siehe Bild 25).
- A 9 Die Schaltung des NOR/ODER-Gatters Bild 26 besteht aus dem eigentlichen Stromschalter und zwei Emitterfolgern an den Ausgängen. Durch die Referenzspannung an der Basis von T_3 ist bei niederem Potential (0-Signal) an den beiden Eingängen x_1 und x_2 der Transistor T_3 mehr leitend als T_1 bzw. T_2 . Das Kollektorpotential von T_3 ist niedrig, so daß T_5 ebenfalls gesperrt ist. Am Ausgang y liegt dadurch 0-Signal. Da T_1 bzw. T_2 weniger leitend sind, ist ihr Kollektorpotential hoch, und T_4 ist leitend, über R_{E2} tritt ein entsprechender Spannungsabfall auf. Der Ausgang \bar{y} führt dadurch 1-Signal. Wird mindestens einer der Eingänge mit 1-Signal belegt, werden T_1 bzw. T_2 mehr leitend, und die Verhältnisse kehren sich um. Am Ausgang y erscheint 1-Signal, \bar{y} führt 0-Signal.

Formelzusammenstellung

Übersteuerungsgrad des Übersteuerungsschalters:

$$m = \frac{I_{BX}}{I_{BU}} \quad (1)$$

Gleichstromverstärkungsfaktor an der Übersteuerungsgrenze:

$$B_N = \frac{I_{CX} - I_{CEO}}{I_{BU}} \approx \frac{I_{CX}}{I_{BU}} \quad (2)$$

Verlustleistung der Ein-Stellung:

$$P_{VEin} = U_{CEsat} \cdot I_{CX} + U_{BEX} \cdot I_{BX} \quad (3.)$$

Schaltleistung des Übersteuerungsschalters:

$$P_{Schalt} = (U_S - U_{CEsat}) \cdot I_{CX} = I_{CX}^2 \cdot R_C \quad (4.)$$

Schaltleistung bei $U_S \gg U_{CEsat}$:

$$P_{Schalt} \approx U_S \cdot I_{CX} \quad (5.)$$

Ausschaltfaktor:

$$k = \frac{|I_{BY}|}{I_{BU}} \quad (6.)$$

Übersteuerungsbedingung:

$$I_{BX} = m \cdot I_{BU} \approx m \cdot \frac{I_{CX}}{\beta_N}; \quad m > 1 \quad (7.)$$

Literaturverzeichnis

- [1] Eckhardt, D.; Groß, W.: Grundlagen der digitalen Schaltungstechnik. Berlin: VEB Militärverlag der DDR 1975. 2. Auflage S. 60.
- [2] Eckardt, D.; Konrad, E.; Leupold, W.: Digitale Grundschaltungen und ihre Anwendung. Berlin: VEB Verlag Technik 1977. Reihe Automatisierungstechnik Bd. 161 S. 15.
- [3] Firmenschrift Germaniumtransistoren. VEB Kombinat Halbleiterwerk Frankfurt/Oder. Ausgabe 1972/73 S. 129.
- [4] Firmenschrift TRANSLOG 2 Elektronisches Digitalsystem. Kombinat VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin Treptow. Kenndatenblattsammlung Ausgabe Dezember 1975 S. 42.
- [5] Hanke, H.-J.; Fabian, H.: Technologie elektronischer Baugruppen. Berlin: VEB Verlag Technik 1975. 2. Auflage S. 102.
- [6] Kühn, E.; Schmied, H.: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1976. S. 28.

Sachwörterverzeichnis

- Abfallverzögerung 10
- Abfallzeit 9
- aktiver Bereich 5, 7
- analoges Signal 5
- Anstiegszeit 9
- Ausfächerung 14
- Ausgangslastfaktor 14
- Ausschaltfaktor 8, 10
- Basis-Emitter-Diode 5, 6, 9
- Basis-Kollektor-Diode 5, 6
- Belastungsleitwert 14
- Bonden 26
- Chip 25, 26
- Differenzverstärker 11
- Diffusion 25
- digitales Signal 5
- Diodengatter 21
- DT-Logik 18
- dynamisches Verhalten
- Schalttransistor 8, 9
- EC-Logik 19
- Eingänge, unbenutzte
beim TTL-Gatter 27
- Eingangsleitwert 14
- Einfächerung 14
- Eingangsfaktor 14, 27
- Emitterkopplung 11
- Fotolithographie 25
- Fotomaske 25
- Freilaufdiode 10
- Großsignalverstärkungsfaktor 7
- Induktivität 10
- Integrationsgrad 25
- Integrierter Schaltkreis 25
- Inversbetrieb, Transistor 6, 26
- Kollektorausgang, offener 27
- Kollektorreststrom 8
- Konstantstromquelle 6, 11, 23
- Koppelkapazität 15
- Lastfaktor 14
- Leitungsbruchsicherung 22
- Logik, gesättigt 6
- Logik, negative 13
- Logik, positive 13
- Logik, stromliefernde 16
- Logik, stromziehende 16, 17
- Logik, ungesättigt 7
- Multiemittertransistor 18, 26, 27
- NAND-Gatter 5, 18, 23, 24
- Negator 20
- NOR-Gatter 5, 17, 18, 22, 23
- ODER-Gatter 19, 21
- RCL-Logik 18
- Referenzspannung 11, 23
- Restspannung 8, 20
- RT-Logik 17
- Schaltkreis, digitaler 26, 28
- Schaltleistung 8
- Schaltzeiten, Transistor 9
- Selbstinduktionsspannung 10
- Speicherzeit 9
- Sperrbedingung 8
- Störsicherheit 14, 15, 27
- Stromschalter 5, 11, 12, 23
- Stützkondensator 27
- Substrat 25
- TRANSLOG 8, 13, 14, 21, 22, 23
- TT-Logik 18,
- Überbrückungskondensator 10, 18
- Übersteuerungsbereich 7, 12
- Übersteuerungsgrad 7, 12
- Übersteuerungsschalter 5, 6, 7, 8, 12, 20
- Übertragungscharakteristik 11, 14, 15, 20, 26, 27
- UND-Gatter 18, 21, 22
- Verlustleistung, Schalttransistor 8
- Verschiebediode 24
- Verzögerungszeit 9, 10
- Wafer 25
- Zusammenschaltungsbedingung logischer
Bausteine 14

**FACHSCHUL-
FERNSTUDIUM**

FSL Dipl.-Ing. Walter Dierke

**GRUNDLAGEN DER
ELEKTRONIK**

5

Digitaltechnik II

**Herausgeber:
Ingenieurschule für
Elektrotechnik „Hanno Günther“
Velten-Hohenschöpping**

03 1129 05 0

Dieser Lehrbrief wurde
verfaßt von

FSL Dipl.-Ing. Walter D i e r k e
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik „Hanno
Günther“ in Velten-Hohenschöpping

lektoriert von:

FSL Dipl.-Ing. Werner A u s b o r n
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik Berlin-Lich-
tenberg

FSL Fachlehrerin Eva B e r g e
Fachschullehrer an der Ingenieurschule für Elektrotechnik „Hanno
Günther“ in Velten-Hohenschöpping

bearbeitet von:

Ing. Barbara S c h u l z
Assistent an der Ingenieurschule für Elektrotechnik „Hanno Günther“
in Velten-Hohenschöpping

Redaktionsschluß: 30. Juni 1979

Als Manuskript gedruckt • Alle Rechte vorbehalten
Veröffentlicht:
INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
Karl-Marx-Stadt

Druck und buchbinderische Verarbeitung:
ZENTRALSTELLE FÜR LEHR- UND ORGANISATIONSMITTEL DES
MINISTERIUMS FÜR HOCH- UND FACHSCHULWESEN, ZWICKAU
Ag 613/174/86/600 1. Ausgabe 6. Auflage
Vorzugsschutzgebühr: 2,00 M

Inhaltsverzeichnis		Seite
	Literaturverzeichnis	4
1.	Kippstufe in diskreter und integrierter Technik	5
1.1.	Wirkungsweise der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe	6
1.2.	Astabile Kippstufe	8
1.3.	Monostabile Kippstufe	13
1.4.	Bistabile Kippstufe	19
1.5.	Schmitt-Trigger	26
2.	Komparator	30
3.	Schaltungen zur Erzeugung zeitlinearer Spannungen	33
4.	Integrierte Schaltkreise in MOS-Technik	40
4.1.	PMOS-Technik	40
4.2.	CMOS-Technik	42
5.	Entwicklungstendenzen integrierter Schaltkreise	44
5.1.	Weitere Entwicklungen auf dem Gebiet der bipolaren Schaltkreise	45
5.2.	Entwicklungen auf dem Gebiet der MOS-Schaltkreise	46
	Lösungen der Aufgaben	50
	Formelzusammenstellung	54
	Sachwörterverzeichnis	55

Literaturverzeichnis

- [1] *Rumpf, K.-H.; Pulvers, M.*: Transistor-Elektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1973. 5. Auflage S. 132.
- [2] *Kühn, E.; Schmied, H.*: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1974. 2. Auflage S. 79.
- [3] *Jakubascbk, H.*: Das große Schaltkreisbastelbuch. Berlin: Militärverlag der DDR 1978. S. 153 . . . 157.
- [4] Firmenschrift: Bipolare digitale Schaltkreise. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder. Ausgabe 1978/79. S. 77 . . . 81.
- [5] *Reusch, K.; Hoschke, G.; Scholz, J.*: Lehrbuch der elektrischen Systeme Band 3. Berlin: VEB Verlag Technik 1972. S. 293.
- [6] *Ebert, J.; Jürres, E.*: Digitale Meßtechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1973. 2. Auflage. S. 43 . . . 45.
- [7] *Roth, M.*: Mikroprozessoren. Ilmenau. Wiss. Zeitschrift der KDT Hochschulsektion TH Ilmenau 1977. 2. Auflage. S. 16.
- [8] *Möschwitzer, A.*: Integration elektronischer Schaltungen. Berlin: VEB Verlag Technik 1974. S. 126 . . . 128.
- [9] Firmenschrift: MOS-Schaltkreise. Kombinat VEB Funkwerk Erfurt. Ausgabe 1977.
- [10] *Böttger, K.-D.; Göbler, K.-P.*: Integrierte Schaltungen. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 25 (1976) Heft 19/20 S. 645.
- [11] *Herzog, J.*: Stand und Fortschritte auf dem Gebiet der CMOS Bauelementetechnik. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 27 (1978) Heft 3 S. 160 . . . 164.
- [12] *Albrecht, A.; Gross, W.*: Fortschritte der bipolaren digitalen Schaltungstechnik. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 26 (1977) Heft 23/23 S. 760 . . . 765.
- [13] *Teichmann, J.*: I²L-Schaltungstechnik. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 26 (1977) Heft 8 S. 245 . . . 247.
- [14] *Graichen, G.*: VMOS-Feldeffekttransistoren. Fachzeitschrift „radio-fernsehen-elektronik“ 28 (1979) Heft 2 S. 97.

1. Kippstufen in diskreter und integrierter Technik

In diesem Abschnitt werden elektronische Funktionseinheiten behandelt, die als astabile Kippstufe, monostabile Kippstufe, bistabile Kippstufe und Schmitt-Trigger bezeichnet werden.

Die astabile Kippstufe, vielfach wird auch vom Multivibrator gesprochen, liefert beim Anlegen der Speisespannung ein rechteckförmiges Ausgangssignal, da sie keine stabile Ruhelage aufweist. Die Schaltung besitzt in der Regel keinen Eingang, d. h., die Schwingungserzeugung geschieht unabhängig von einem Eingangssignal. Durch einen evtl. vorhandenen Eingang, der als Start-Stopp-Eingang oder Initiatoreingang bezeichnet wird, kann der Schwingungszustand der Schaltung von einem äußeren Signal ausgelöst werden. Die Anwendung der astabilen Kippstufe kann beispielsweise als Prüfgenerator erfolgen. Die Rechteckspannung, die bei einer Frequenz von 1 . . . 3 kHz liegen kann, ermöglicht beispielsweise die Funktionsprüfung von NF-Verstärkern. Durch den starken Oberwellengehalt der Rechteckspannung sind auch Prüfungen von HF-Stufen bis in den Kurzwellenbereich möglich. Weitere Anwendungsgebiete sind beispielsweise Blinkgeber und Intervallschalter für Scheibenwischer im Kraftfahrzeug.

Die monostabile Kippstufe, auch als Univibrator oder Monoflop bezeichnet, weist eine stabile und eine halb- oder semistabile Betriebslage auf. In Abhängigkeit von einem Eingangssignal wird am Ausgang ein Rechteckimpuls definierter Breite abgegeben. Der Einsatz dieser Schaltung kann als Impulsformer oder Zeitgeber im weitesten Sinne erfolgen, z. B. als Treppenhausautomat, Belichtungsuhr im Fotolabor oder Zündimpulsformer zur Ansteuerung von Thyristoren.

Bistabile Kippstufen, Flip-Flops oder Trigger, stellen Speicherbausteine dar. Sie zeichnen sich durch zwei stabile Ruhelagen aus, die abhängig von einem Eingangsimpuls wechselweise eingenommen werden. Derartige Schaltungen werden vorwiegend in der Rechentechnik eingesetzt, sie stellen die Grundbausteine von Zählern und Schieberegistern dar, sie sind auch die wichtigsten Baugruppen eines Mikroprozessors.

Der Schmitt-Trigger stellt einen Schwellwertschalter dar, der bei sich änderndem Eingangssignal beim Erreichen einer bestimmten Schaltschwelle umschaltet, so daß sich sein Ausgangssignal verändert. Diese Eigenschaft ermöglicht unter anderem seinen Einsatz als Analog-Digital-Wandler.

1.1. Wirkungsweise der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe

Astable und monostabile Kippstufe nutzen zu ihrer Funktion das Prinzip der Umladung eines Kondensators aus. Zur Einstimmung in die Wirkungsweise dieser Schaltungen soll daher als Vorbetrachtung zunächst die Funktion der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe betrachtet werden, die nach Bild 1 aufgebaut ist.

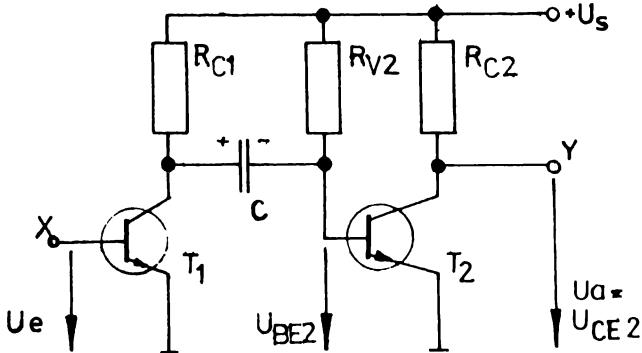


Bild 1: Kapazitiv gekoppelte Schaltstufe

Die Wirkungsweise der Schaltung soll durch Ermittlung der Spannungsverläufe der Basis-Emitter-Spannung des zweiten Transistors U_{BE2} und der Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit eines vorgegebenen Eingangssignals U_e erläutert werden.

Zunächst wird der Zeitbereich $0 < t < t_1$ betrachtet. Am Eingang liegt in diesem Zeitintervall 0-Signal, so daß der Transistor T_1 gesperrt ist. Transistor T_2 erhält über R_{V2} positives Basispotential U_{BE2} und ist durchgesteuert, so daß am Ausgang $U_a = 0$ liegt. Unter der Voraussetzung, daß die Schaltung bereits vor einiger Zeit ($t > 5\tau = 5 \cdot R_{C1} \cdot C$) an die Speisespannung U_S gelegt wurde, hat sich C mit der eingezeichneten Polarität etwa auf die Speisespannung U_S aufgeladen. Da ein aufgeladener Kondensator wie ein unendlicher Widerstand wirkt, beeinflusst er im betrachteten Zeitraum das Basispotential des zweiten Transistors nicht.

Zum Zeitpunkt t_1 springt das Eingangssignal von 0 auf 1, und Transistor T_1 wird leitend. Dadurch wird die auf positives Potential aufgeladene Seite von C prinzipiell mit Masse verbunden, und es ergibt sich die Ersatzschaltung nach Bild 3. Die eingezeichnete Diode D stellt die Basis-Emitter-Diode des Transistors T_2 dar, die durch das negative Potential des Kondensators C gesperrt wird, so daß ebenfalls T_2 sperrt und am Ausgang y die Speisespannung als 1-Signal erscheint.

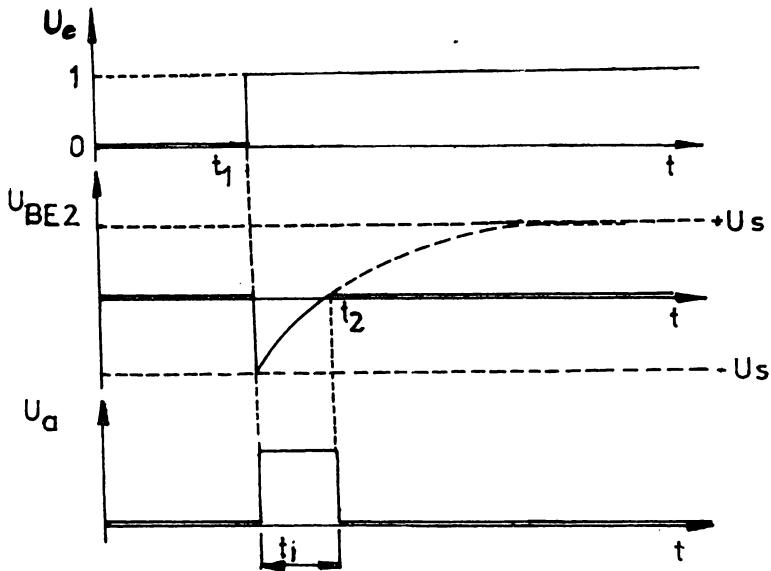


Bild 2: Spannungsverläufe der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe

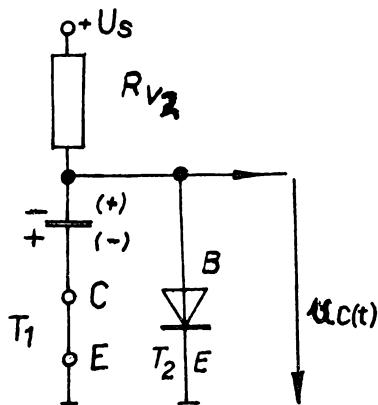


Bild 3: Ersatzschaltung des RC-Kreises zum Zeitpunkt t_1

Für die weitere Funktion der Schaltung ist der Verlauf der Kondensatorsspannung $u_C(t)$ von Interesse. Wird der Einfluß der Diode D zunächst unberücksichtigt gelassen, so entladet sich C für Zeitwerte $> t_1$ und würde sich auf $+U_s$ nach einer e -Funktion umladen. Dieser Spannungsverlauf ist in Bild 2 gestrichelt dargestellt.

Durch den Einfluß der Basis-Emitter-Diode, die bei Siliziumtransistoren bei Spannungswerten $> 0,4 \text{ V}$ leitend wird, ergibt sich jedoch der stark ausgezogene Verlauf für U_{BE2} . Die Basis-Emitter-Strecke wirkt wie eine Z-Diode und stabilisiert U_{BE2} . Zum Zeitpunkt t_2 wird der Transistor T_2 wieder leitend, und am Ausgang liegt wieder das 0-Signal.

Die Zeitdauer t_i des Ausgangsimpulses kann durch Aufstellung der Differentialgleichung des Umladekreises errechnet werden. Die Lösung dieser Differentialgleichung ergibt nach [1]:

$$t_i = \ln 2 \cdot R_{V2} \cdot C$$

Für praktische Berechnungen wird gesetzt:

$$t_i \approx 0,7 \cdot R_{V2} \cdot C \quad (1.1.)$$

1.2. Astabile Kippstufe

Die in Bild 4 dargestellte astabile Kippstufe mit diskreten Bauelementen ist aus der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe nach Bild 1 durch Hinzufügen des Basisvorwiderstandes R_{V1} und vor allem der Rückführung vom Ausgang zum Eingang der Schaltung durch den Kondensator C_1 entstanden.

Die Impulsoszillogramme geben in Verbindung mit der bereits behandelten Funktion der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe Aufschluß über die Wirkungsweise der astabilen Kippstufe.

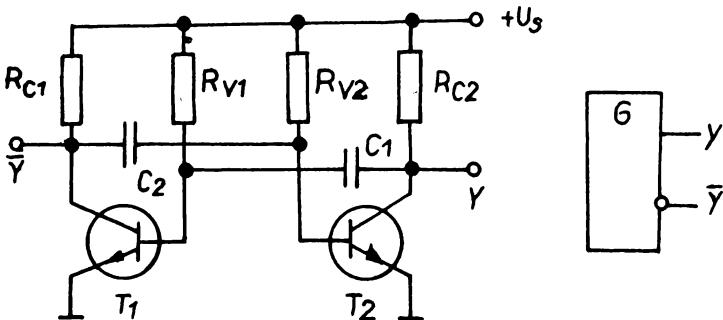


Bild 4: Schaltung und Logiksymbol einer astabilen Kippstufe

Am jeweiligen Ausgang ergibt sich dann ein 1-Signal, wenn der betreffende Transistor gesperrt ist. Das dazu erforderliche negative Basispotential wird durch den entsprechenden Kondensator geliefert.

Bei Abnahme der Impulsspannung am negierenden Ausgang \bar{y} ergeben sich demnach die folgenden Beziehungen für Impulsdauer t_i und Pausendauer t_p :

$$t_i \approx 0,7 \cdot R_{V1} \cdot C_1 \quad (1.2.)$$

$$t_p \approx 0,7 \cdot R_{V2} \cdot C_2 \quad (1.3.)$$

Für die Kippfrequenz kann allgemein geschrieben werden:

$$f_{\text{Kipp}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_i + t_p} \quad (1.4.)$$

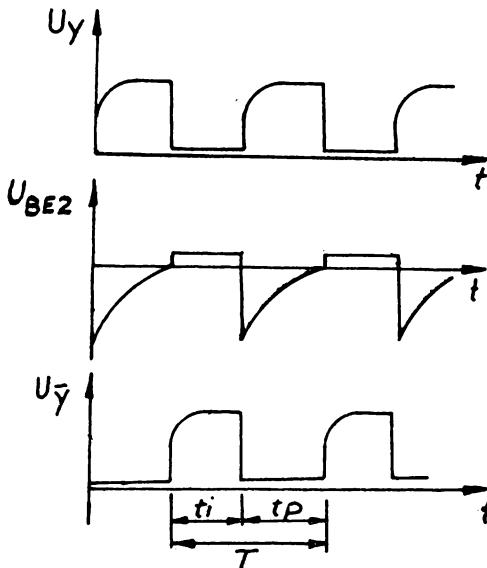


Bild 5: Impulsoszillogramme einer astabilen Kippstufe

Liefert eine derartige Schaltung eine Impulsfolge nach Bild 5, bei der Impuls- und Pausendauer gleich sind, so wird diese als symmetrische astabile Kippstufe bezeichnet. Diese Verhältnisse lassen sich erreichen mit $R_{V1} = R_{V2}$ und $C_1 = C_2$.

Für bestimmte Zwecke, wie beispielsweise beim Scheibenwischer-Intervallschalter, können jedoch unterschiedliche Impuls- und Pausendauer gefordert werden. Theoretisch ist es möglich, Basisvorwiderstände oder Kondensatoren unterschiedlich auszuführen. Da die Basisvorwiderstände neben der zeitbestimmenden Funktion die Übersteuerung der Transistoren bewirken müssen, ist eine Variation nur in engen Grenzen möglich. Die Basisvorwiderstände werden nach der Beziehung bestimmt:

$$R_V \approx h_{21em} \cdot R_C \quad (1.5.)$$

mit h_{21em} als mittlere Stromverstärkung der Transistoren.

Praktisch werden daher die Kondensatoren mit unterschiedlichen Werten ausgeführt.

Unterschiedliche Impuls- und Pausendauer werden durch den Begriff des Tastverhältnisses angegeben:

$$\text{Tastverhältnis} = \frac{t_i}{t_i + t_p} \quad (1.6.)$$

Es ist auch üblich, das Tastverhältnis als direktes Verhältnis von Impulsdauer zu Pausendauer anzugeben, z. B. Tastverhältnis 1 : 2. Wie bereits in der Einführung angegeben wurde, benötigt die astabile Kippstufe zu ihrer Funktion lediglich die Speisespannung zum Erzeugen einer Rechteckspannung. Soll der Schwingzustand von einem äußeren Signal beeinflusst werden, so kann ein Initiatoreingang verwendet werden. Bild 6 zeigt einen Ausschnitt der astabilen Kippstufe mit einer möglichen Variante eines derartigen Einganges. Die Basis des Transistors T_1 wird mit einer negativen Hilfsspannung $-U_H$ beaufschlagt, da die Diode D in Durchlaßrichtung gepolt ist. Der Transistor T_1 wird dadurch gesperrt, und die Schaltung kann nicht schwingen. Ein positives Signal am Eingang x bewirkt eine Sperrung der Diode, und die Schaltung tritt in Funktion.

Das Vorhandensein integrierter Schaltkreise bietet die Möglichkeit, Kippaltungen in integrierter Technik aufzubauen. Bild 7 zeigt eine der möglichen Varianten, eine astabile Kippstufe mit NAND-Gattern vom Typ D 100 aufzubauen.

Die Funktion der Schaltung läßt sich mit Hilfe der Impulsoszillogramme nach Bild 8 erläutern. Es wird zunächst angenommen, daß der Initiatoreingang x auf hohem Potential liegt, so daß er keinen Einfluß auf die Funktion der Schaltung ausübt. Weiterhin wird vom eingeschwungenen Zustand ausgegangen, wobei im betrachteten Zeitpunkt der Kondensator C_1 geladen und der Kondensator C_2 ungeladen ist und das Ausgangssignal y des Gatters G_2 von 0- auf 1-Signal springen soll. Da C_2 im

ungeladenen Zustand wie ein niederohmiger Widerstand wirkt, überträgt er das hohe Potential sofort auf den Eingang A des Gatters G_1 . Da hier beide Eingänge 1-Signal führen, erscheint am Ausgang \bar{y} 0-Signal. Dieser Pegel wird über C_1 auf die parallelen Eingänge B von G_2 übertragen und stellt die Voraussetzung für das ausgangsseitige 1-Signal dar.

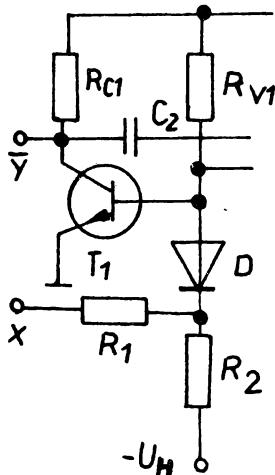


Bild 6: Initiatoreingang einer astabilen Kippstufe

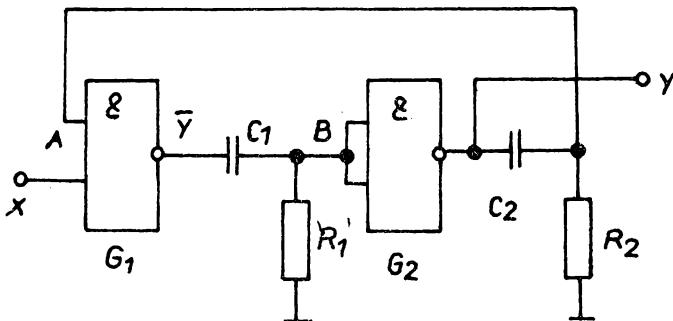


Bild 7: Astabile Kippstufe in integrierter Technik

Durch das hohe Potential an y wird C_2 aufgeladen, und der Ladestrom verläuft nach einer abklingenden e -Funktion. Den gleichen Verlauf muß die Spannung $u_{R2} = u_A$ nehmen, da sie von i_{C2} hervorgerufen wird. Der beschriebene Zustand

der Schaltung bleibt erhalten, bis u_A den Umschaltzeitpunkt des Gatters G_1 bei 1,4 V erreicht, wonach G_1 und anschließend G_2 rasch umschalten (Zeitpunkt t_2). Der gleiche Funktionsverlauf, wie bereits beschrieben, ergibt sich anschließend bezogen auf G_1 und C_1 .

Durch 0-Signal am Eingang x kann die Funktion der Schaltung unterbrochen werden.

Für die Kippfrequenz gilt die Beziehung:

$$f_{\text{Kipp}} = \frac{1}{k \cdot R \cdot C} \quad (1.7.)$$

mit $R = R_1 = R_2$ und $C = C_1 = C_2$.

Für die Konstante k wird in [2] der Wert ≈ 2 angegeben. Es wird weiter darauf hingewiesen, daß im Interesse eines guten Anschwingens der Schaltung $R = 2 \text{ k}\Omega$ zu wählen ist.

Eine Frequenzänderung durch Widerstandsänderung ist nicht möglich.

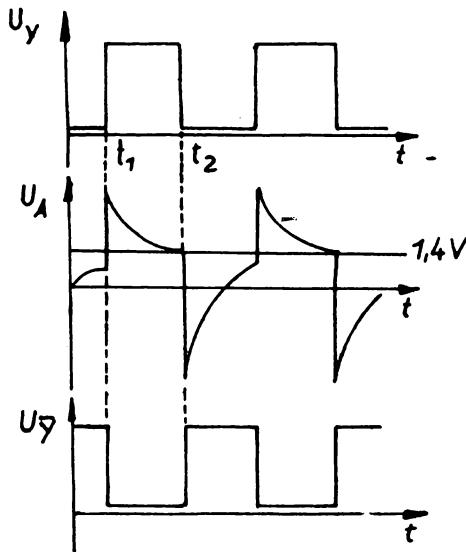


Bild 8: Impulsoszillogramme der Schaltung nach Bild 7

1.3. Monostabile Kippstufe

Bei der monostabilen Kippstufe sind zunächst einige Bemerkungen über die Möglichkeiten der Ansteuerung und deren Darstellung im Logiksymbol zu treffen.

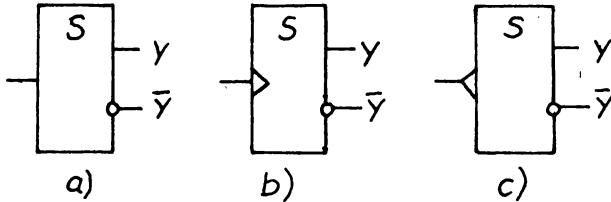


Bild 9: Logiksymbole der monostabilen Kippstufe

Die Variante a) im Bild 9 stellt eine statische Ansteuerung der Schaltung dar. Zwischen der Eingangsklemme x und der Basis des anzusteuern Transistors oder dem Emitter des Schaltkreises muß eine galvanische oder leitende Verbindung bestehen, die evtl. durch einen Widerstand realisiert werden kann. Statische Ansteuerungen können nur eingesetzt werden, wenn der Eingangsimpuls kürzer als der Ausgangsimpuls ist. Die Darstellungen b) und c) im Bild 9 entsprechen dynamischen Ansteuerungen, wobei im Fall b) die Schaltung auf die Impulsvorderflanke (0/1-Übergang) und im Fall c) auf die Rückflanke (1/0-Übergang) des Eingangssignals anspricht. Bei dynamischer Ansteuerung wird zwischen Eingangsklemme und Basis des anzusteuern Transistors ein Kondensator geschaltet.

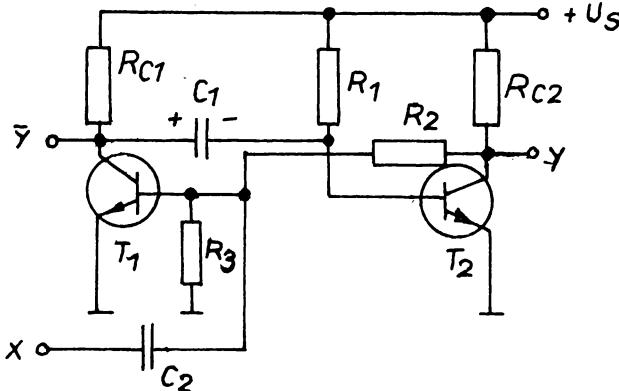


Bild 10: Monostabile Kippstufe in diskreter Technik

Die Schaltung der monostabilen Kippstufe in diskreter Technik nach Bild 10 ist ebenfalls aus der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe hervorgegangen, wobei die Schaltung durch die Rückführung R_2 erweitert wurde.

Ohne Eingangssignal ist nach dem Anlegen der Speisespannung Transistor T_2 durchgesteuert, da er über R_1 positives Basispotential erhält. Am Ausgang y liegt somit niedriges Potential entsprechend 0-Signal. Dieses Potential wird über den Widerstand R_2 auf die Basis von T_1 übertragen, der dadurch sperrt. Der Kondensator C_1 kann sich mit eingezeichneter Polarität aufladen.

Wird auf den Eingang x ein positiver Impuls gegeben, so erscheint dieser durch C_2 differenziert an der Basis von T_1 und steuert diesen durch. Der positive Beleg von C_1 wird in der bereits beschriebenen Art mit Masse verbunden, Transistor T_2 erhält negatives Basispotential und sperrt, so daß am Ausgang y hohes Potential in Form des 1-Signals liegt. Über die Rückführung R_2 wird dieses Potential auf die Basis von T_1 übertragen, wodurch die Schaltung in der semistabilen Lage gehalten wird, da auch bei noch anstehendem Eingangsimpuls durch die Anordnung von C_2 vom Eingang her kein Einfluß mehr auf die Funktion der Schaltung ausgeübt wird. Die semistabile Lage wird so lange beibehalten, bis sich C_1 so weit umgeladen hat, daß T_2 wieder positives Basispotential erhält. Da dieser dann durchsteuert, kippt die Schaltung in die Ruhelage zurück.

Für die Zeitdauer des Ausgangsimpulses gilt:

$$t_i \approx 0,7 \cdot R_1 \cdot C_1 \quad (1.8.)$$

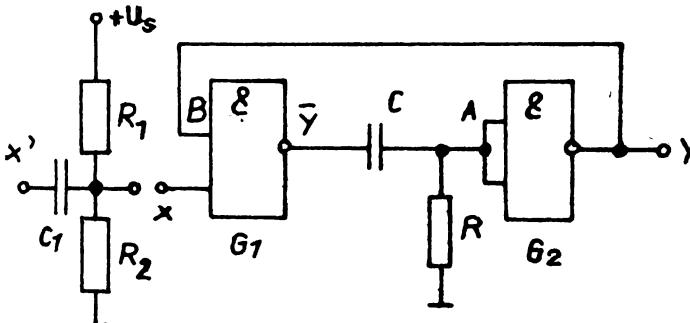


Bild 11: Monostabile Kippstufe in integrierter Technik

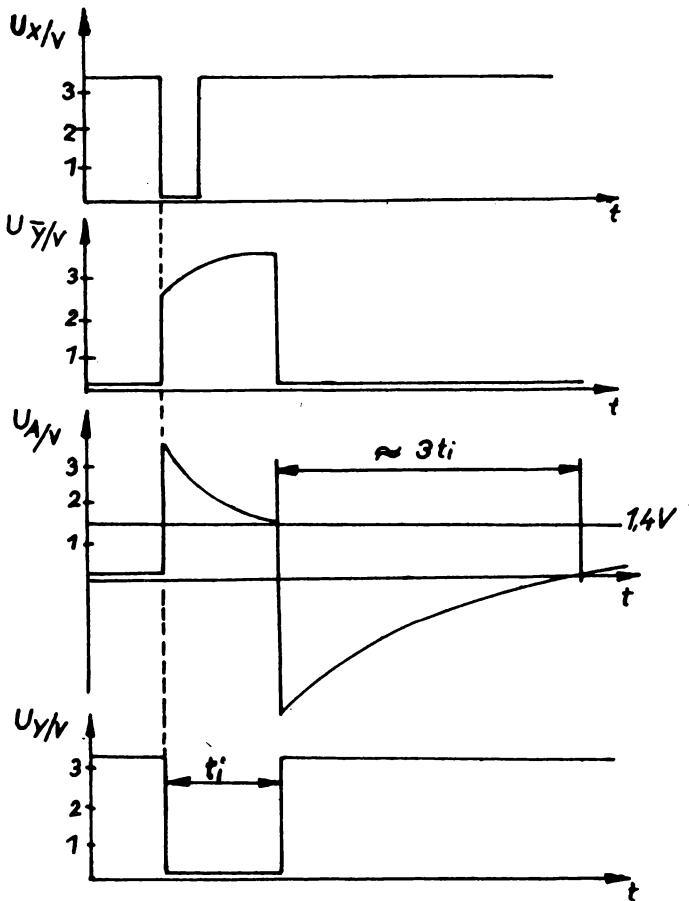


Bild 12: Impulsdigramme der Schaltung nach Bild 11

Bild 11 zeigt eine Variante der monostabilen Kippstufe in integrierter Technik. Im Ruhezustand führt Eingang x hohes Potential. Eingang A des Gatters G_2 wird über R auf niedrigem Potential gehalten, so daß am Ausgang y hohes Potential ansteht. Dieses wird über die Rückführung auf den zweiten Eingang B von G_1 übertragen. Da beide Eingänge hohes Potential aufweisen, ist der Ausgang \bar{y} auf niedrigem Potential. Ein kurzer Sprung des Eingangssignals auf Null kippt die Schaltung in die semistabile Lage. Ausgang \bar{y} führt dadurch hohes Potential, welches über den ungeladenen Kondensator C auf den Eingang A von G_2 übertragen wird. Das Gatter G_2 gibt daher am Ausgang y der Schaltung 0-Signal ab. Über die Rückführung zum Eingang B hält sich die Schaltung auch nach Rückkehr der Eingangsspannung auf hohes Potential im semistabilen Zustand. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis sich C so weit aufgeladen hat, daß durch

den abnehmenden Ladestrom der Spannungsabfall über R den Umschaltzeitpunkt bei 1,4 V erreicht. Das Gatter G_2 schaltet den Ausgang y auf hohes Potential, und auch G_1 schaltet wieder in die Ausgangslage. Vor Eintreffen des nächsten Eingangsimpulses muß sich C wieder entladen können. Die Erhol- oder Wiederbereitschaftszeit liegt bei dieser Schaltung bei $\approx 3 t_i$.

Für t_i gilt die Beziehung:

$$t_i = k \cdot R \cdot C \quad (1.9.)$$

Die Konstante k, die durch die Größe des Widerstandes R beeinflusst wird, kann dem Diagramm Bild 13 entnommen werden.

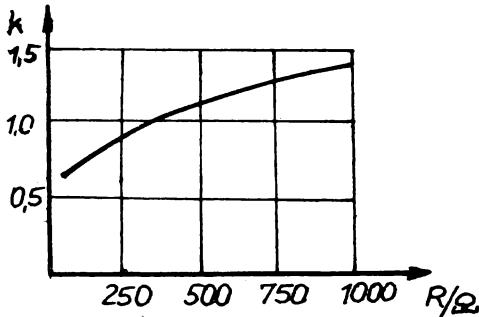


Bild 13: Abhängigkeit der Konstanten k vom Widerstand R

Sind die Eingangsimpulse zeitlich länger als das Ausgangssignal, so ist das skizzierte Differenzglied vorzuschalten.

Monostabile Kippstufen und auch die im nächsten Abschnitt beschriebenen bistabilen Kippstufen erfordern zu ihrer Funktion eindeutige Eingangssignale, da sich sonst undefinierte Schaltzustände einstellen. Zur Erhöhung der dynamischen Störsicherheit derartiger Schaltungen sind bestimmte Maßnahmen erforderlich. Vielfach können Störimpulse durch das Vorschalten von Integriergliedern ausgeblendet werden.

Die Funktion der integrierenden Ansprechverzögerung nach Bild 14 ist derart, daß ohne Eingangssignal das Gatter G_1 hohes Potential abgibt und damit über die Diode D den Kondensator C aufgeladen hat. Am Ausgang y ergibt sich durch die nachfolgende Negation mittels G_2 wieder niedriges Potential.

Trifft ein unsauberes Signal auf den Eingang, wie es beispielsweise durch das Prellen mechanischer Schalterkontakte hervorgerufen werden kann, so schaltet G_1 zunächst ausgangsseitig auf 0-Signal. Die Diode D sperrt jetzt, und C muß

sich über den Eingang von G_2 entladen. Da die ersten beiden Eingangsimpulse aber von relativ kurzer Dauer sind, kann sich C nur geringfügig entladen und die Ansprechschwelle U_{Sch} von G_2 wird nicht unterschritten. Da G_2 nicht schaltet, können die Impulse am Ausgang nicht auftauchen. Erst wenn ein längerer Eingangsimpuls an x liegt, wird C so weit entladen, daß die Ansprechschwelle U_{Sch} unterschritten wird. Am Ausgang y liegt dann 1-Signal. Durch die Schaltung wird jedoch eine zeitliche Verzögerung t_v zwischen dem Eintreffen des ersten Eingangsimpulses und dem Erscheinen des Ausgangssignals bewirkt. Durch diese Funktion haben kurzzeitig auftretende Störimpulse am Eingang keinen Einfluß auf das Ausgangssignal.

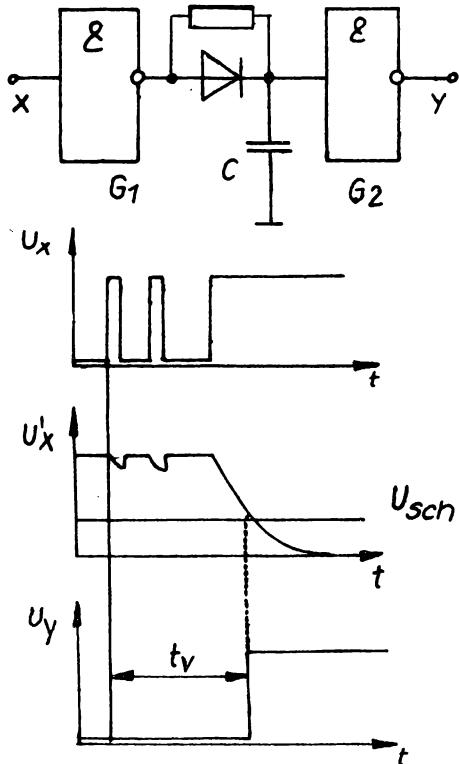


Bild 14: Schaltung und Impulsverläufe einer integrierenden Ansprechverzögerung

Zusammenfassung der Abschnitte 1.1. bis 1.3.

Astabile Kippstufe, die prinzipiell ohne Eingangssignal eine Rechteckimpulsfolge am Ausgang liefert, und monostabile Kippstufe, die in Abhängigkeit von einem Eingangssignal einen gleichbleibenden definierten Ausgangsimpuls liefert, nutzen zu ihrer Funktion die Wirkungsweise der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe aus (Bild 1). Die Arbeitsweise der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe ist derart, daß bei eingangsseitigem 0-Signal der Transistor T_1 gesperrt und der Transistor T_2 durchgesteuert ist, da letzterer über seinen Basisvorwiderstand positives Basispotential erhält. Der zwischen beiden Stufen liegende Kondensator C ist mit eingezeichneter Polarität aufgeladen. Ein eingangsseitiges 1-Signal steuert T_1 durch, verbindet den positiv geladenen Belag von C mit Masse, so daß die Basis von T_2 negatives Potential erhält, wodurch dieser sperrt. Am Ausgang, der bis zu diesem Zeitpunkt 0-Signal geführt hat, erscheint dadurch 1-Signal. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis sich C so weit umgeladen hat, daß wieder positives Basispotential an T_2 liegt, der wieder durchsteuert. Am Ausgang der Schaltung tritt dann erneut niedriges Potential auf.

Die astabile Kippstufe ist aus der beschriebenen Schaltung dadurch hervorgegangen, daß zwischen Ausgang und Eingang eine kapazitive Rückführung eingebaut wird. Die beiden Transistoren steuern sich wechselweise, wobei immer der Transistor gesperrt ist, der durch die Kondensatorumladung negatives Basispotential erhält. Die Zeitdauer des Ausgangsimpulses wird dabei von der Größe des Basisvorwiderstandes und des Rückführungskondensators bestimmt. Eine Frequenzvariation läßt sich nur durch Veränderung der Kondensatoren erreichen, da die Basisvorwiderstände wegen ausreichender Durchsteuerung der Transistoren wertmäßig festgelegt sind.

Eine symmetrisch aufgebaute Schaltung liefert eine Rechteckspannung gleicher Impuls- und Pausendauer. Bei ungleicher Auslegung der beiden Kondensatoren werden unterschiedliche Impuls- und Pausendauer erreicht. Als Kennwert wird das Tastverhältnis angegeben.

Die Schaltung funktioniert prinzipiell ohne Beeinflussung durch ein Eingangssignal. Durch einen Initiatoreingang kann der Schwingzustand der Schaltung durch ein äußeres Signal beeinflusst werden.

Die Ausführung der astabilen Kippstufe in integrierter Technik funktioniert prinzipiell gleichartig, jedoch findet das Umsteuern der Gatter beim Erreichen der Eingangsspannung des für TTL-NAND-Gattern typischen Umschaltpunktes bei 1,4 V statt. Die monostabile Kippstufe ist mit einer kapazitiven und einer galvanischen Rückführung über einen Widerstand aufgebaut. Die Funktion entspricht der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe, wobei sich die Schaltung durch die

galvanische Rückführung in der semistabilen Lage hält, auch wenn der Eingangsimpuls bereits abgeklungen ist. Die Ansteuerung der Schaltung kann statisch oder dynamisch erfolgen. Die statische Ansteuerung, bei der zwischen Eingang und anzusteuerndem aktiven Bauelement eine galvanische Verbindung besteht, wird angewandt, wenn der Eingangsimpuls kürzer als der Ausgangsimpuls ist. Bei längerer Eingangsimpulsdauer wird eine dynamische Ansteuerung eingesetzt, wobei in die Eingangsleitung ein Kondensator geschaltet ist.

Die Ausführung der monostabilen Kippstufe kann ebenfalls in integrierter Technik erfolgen. Wie bei der astabilen Kippstufe stellen die Gatter komplette Negatoren dar, die durch die externe Beschaltung mit Widerstand, Kondensator und Rückführung zur Funktionseinheit verbunden werden.

Da monostabile Kippstufen auf unsaubere Eingangssignale mit undefinierten Schaltzuständen reagieren, ist es zweckmäßig, zur Erhöhung der dynamischen Störsicherheit vor diesen Schaltungen Integrierglieder anzuordnen.

Aufgaben

- A 1 Beschreiben Sie die Wirkungsweise einer astabilen Kippstufe in integrierter Technik mit NAND-Gattern!
- A 2 Eine astabile Kippstufe in diskreter Technik soll bei einer Frequenz von 100 Hz eine Ausgangsspannung mit einem Tastverhältnis 1 : 2 liefern. Wie sind Basisvorwiderstände und Kondensatoren zu bemessen, wenn die mittlere Stromverstärkung der Transistoren $h_{21em} = 70$, die Kollektorwiderstände $R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$ betragen und die Abnahme der Ausgangsspannung am Transistor T_2 erfolgen soll?
- A 3 Beschreiben Sie die Wirkungsweise einer monostabilen Kippstufe in diskreter Technik mit dynamischer Ansteuerung!
- A 4 Zur Ansteuerung einer Thyristorschaltung werden Zündimpulse mit einer Breite von 30° el (elektrisch) bei Netzfrequenz benötigt. Wie ist der zeitbestimmende Kondensator zu bemessen, wenn der Basisvorwiderstand des Transistors T_2 $51 \text{ k}\Omega$ beträgt?

1.4. Bistabile Kippstufe

Diese Schaltungen weisen zwei stabile Ruhelagen auf. Sie werden durch ein äußeres Signal von der einen Arbeitslage in die andere Stellung gebracht. Sie verbleiben in dieser Lage bis zum Eintreffen eines nächsten Eingangsimpulses,

der sie wieder in die Ausgangsstellung zurückversetzt. Bistabile Kippstufen werden auch als sequentielle Schaltungen bezeichnet, da ihr Ausgangssignal im Gegensatz zu kombinatorischen Schaltungen nicht nur vom momentanen Zustand der Eingangsbelegung, sondern auch von der Vorgeschichte abhängt.

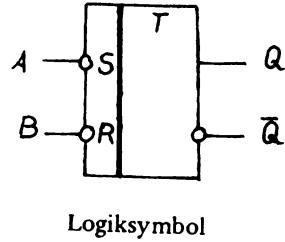
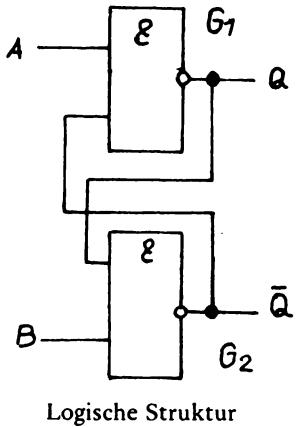
Nach TGL 16056/04 werden bistabile Kippstufen, die allgemein als Trigger bezeichnet werden, nach folgenden Gesichtspunkten unterteilt:

- nach der Art der Informationsaufnahme in synchrone und asynchrone Trigger. Synchrone Trigger liegen parallel an einer gemeinsamen Taktleitung, so daß ein gleichmäßiges, also synchrones Kippen aller Stufen erreicht wird. Asynchrone Trigger werden von den Ausgängen davorgeschalteter Stufen gesteuert, so daß kein gleichmäßiges Kippen aller Stufen geschieht. Vorteilhaft wirkt sich bei asynchronen Triggern aus, daß der schaltungsmäßige Aufwand gegenüber synchronen Triggern wesentlich geringer ist.
- nach der Art der Synchronisation in synchrone Trigger mit statischer oder dynamischer Ansteuerung.
- nach Art der Herstellung der logischen Beziehungen wie beispielsweise in RS-Flip-Flop, d. h. Trigger mit getrennter Herstellung von 0- und 1-Signal oder Trigger mit Zählengang (T-Zähl-Flip-Flop).

Statisch gesteuerte Trigger lassen sich relativ einfach mit integrierten Grundgattern aufbauen. Bild 15 zeigt die Schaltungsvariante eines RS-Flip-Flop mit NAND-Gattern. Die Ausgänge werden bei bistabilen Kippstufen allgemein mit Q und \bar{Q} bezeichnet.

Funktion der Schaltung und Schaltbelegungstabelle lassen sich aus der Überlegung herleiten, daß beim integrierten NAND-Gatter mindestens einer der Eingänge 0-Signal führen muß, damit ausgangseitig 1-Signal auftritt.

Bei der ersten Schaltungskonstellation führen die beiden Eingänge der Kippstufe 0-Signal, so daß beide Ausgänge 1-Signal abgeben. Da diese Ausgangskonstellation logisch widersinnig ist, muß durch die vor der Kippstufe angeordnete Logik abgesichert werden, daß eine derartige Eingangsbelegung nicht auftreten kann. Wird der Eingang S mit 0-Signal belegt, so führt Ausgang Q 1-Signal. Dieser Pegel wird auf den Eingang von G_2 rückgeführt. Da auch der zweite Eingang von G_2 1-Signal führt, ergibt sich 0-Signal am Ausgang \bar{Q} . Werden die beiden Eingangsbelegungen vertauscht, so ergibt sich ein gleiches für die Ausgangskonstellation. Führen beide Eingänge 1-Signal, so bleibt an den Ausgängen der vorherige Schaltungszustand erhalten, da der Übergang von 0 auf 1 an einem Eingang keine Änderung des Zustandes der Schaltung hervorruft.



S	R	Q	\bar{Q}	
0	0	1	1	verboten!
0	1	1	0	
1	0	0	1	*)
1	1	0	1	

*) vorheriger Zustand bleibt erhalten

Schaltbelegungstabelle

Bild 15: RS-Trigger mit invertierenden Eingängen

Bild 16 stellt die Schaltungsvariante einer bistabilen Kippstufe in diskreter Technik dar, die eine statische und dynamische Ansteuerung ermöglicht.

Bei statischer Ansteuerung werden die beiden Setzeingänge 6 und 9 und die Ausgänge 7 und 8 benutzt.

Nach dem Anlegen der Speisespannung U_S und der Hilfsspannung $-U_H$ steuert willkürlich einer der beiden Transistoren durch, während der andere sperrt. Angenommen, Transistor T_1 ist durchgesteuert. Sein Kollektorpotential und damit die Ausgangsspannung an der Klemme 8 ist daher niedrig entsprechend 0-Signal. Über R_5 wird dieses Potential der Basis von T_2 zugeführt, der somit sperrt. Am Ausgang 7 erscheint dadurch hohes Potential als 1-Signal. Dieses Potential wird über R_6 auf die Basis von T_1 rückgeführt, so daß dieser durchgesteuert ist. Soll

die Schaltung in die zweite stabile Arbeitslage gekippt werden, so ist Eingang 9 mit einer positiven Spannung zu belegen. Zum Rückkippen in die Ursprungslage ist Eingang 6 an positive Spannung zu legen.

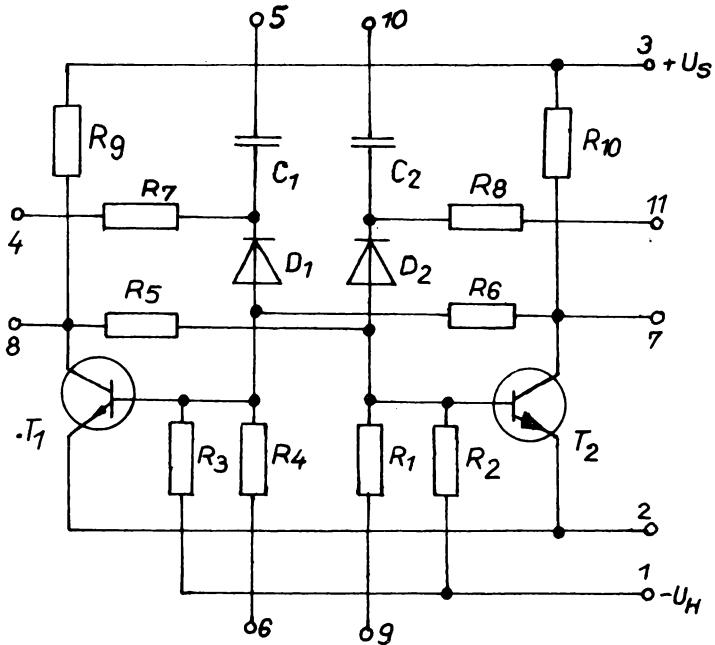


Bild 16: Bistabile Kippstufe in diskreter Technik

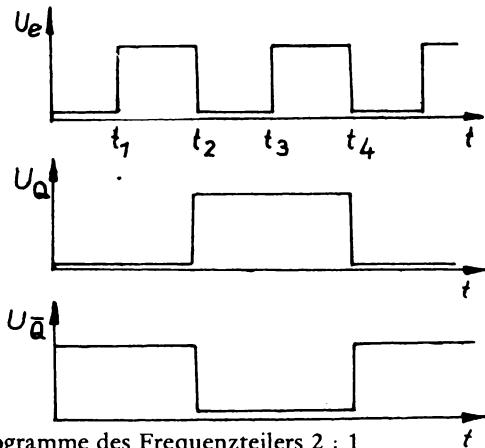


Bild 17: Oszillogramme des Frequenzteilers 2 : 1

Besteht die Forderung, daß die Schaltung beim Anlegen der Betriebsspannung eine bestimmte Vorzugslage einnimmt, beispielsweise Transistor T_2 durchgesteuert, so ist der betreffende Eingang (im Beispiel Eingang 9) über einen Kondensator mit der positiven Speisespannung zu verbinden. Beim Anlegen der Betriebsspannung wirkt der ungeladene Kondensator wie ein niederohmiger Widerstand, T_2 wird durchgesteuert, der Kondensator ladet sich bei diesem Vorgang auf und wirkt dann wie ein unendlich großer Widerstand, der die Schaltung nicht mehr beeinflußt.

Soll die bistabile Kippstufe dynamisch angesteuert werden und beispielsweise die Funktion als Dualuntersetzer oder Frequenzteiler nach Bild 17 ausüben, so ist die nachfolgende Brückenlegung erforderlich. Die beiden dynamischen Eingänge 5 und 10 sind zu verbinden, ebenso die Vorbereitungseingänge mit den entsprechenden Kollektoren, also die Klemmen 4 und 8 sowie die Klemmen 11 und 7. Wird wieder angenommen, daß beim Anlegen der Betriebsspannung Transistor T_1 durchsteuert, so führt sein Kollektor und Ausgang 8 niedriges Potential. Über die Verbindung zur Klemme 4 und Widerstand R_7 gelangt dieses Potential an die Katode der Diode D_1 . Da die Basis von T_1 zum Durchsteuern positives Potential erfordert, ist die Anode von D_1 positiver als die Katode und D_1 in Durchlaßrichtung vorgespannt. Transistor T_2 ist durch das niedrige Basispotential über R_5 gesperrt, so daß sein Kollektor und Ausgang 7 hohes Potential führen. Über die Verbindung zur Klemme 11 und R_8 erreicht die positive Spannung die Katode der Diode D_2 . Da die Anode auf niedrigem Potential liegt, ist D_2 auf Sperrung programmiert. Nach Bild 17 wird eine rechteckförmige Eingangsspannung U_e auf die dynamischen Eingänge 5 und 10 gegeben. Die Impulsvorderflanke zum Zeitpunkt t_1 verändert den Zustand der Schaltung nicht, da D_2 bereits auf Sperrung gepolt war. Die Diode D_1 sperrt jetzt ebenfalls, da durch das Eingangssignal positives Potential an der Katode liegt. Die Impulsrückflanke zum Zeitpunkt t_2 , die eine negative Spannungsänderung darstellt, wird von D_1 durchgelassen und sperrt T_1 , so daß die Schaltung in die zweite stabile Lage kippt. Da jetzt T_2 durchgesteuert ist, werden beide Dioden umgekehrt vorgespannt. Die nächste Vorderflanke des Eingangsimpulses zur Zeit t_3 übt wiederum keinen Einfluß auf die Schaltung aus, da diese durch die Polung der Dioden nur auf negative Spannungsänderungen des Eingangssignales anspricht. Die Anordnung der Dioden mit den Differenzgliedern R_7-C_1 und R_8-C_2 wird in der Literatur vielfach als Impulstorglied bezeichnet.

Entsprechende Funktionsgruppen existieren auch in integrierter Schaltungstechnik. Da die logische Struktur dieser Schaltkreise relativ kompliziert sein kann, wird auf eine Beschreibung der inneren Funktionsvorgänge verzichtet. Der Anwender muß aber über das Verhalten der Schaltung informiert sein.

Das flankengetriggerte D-Flip-Flop ist im Schaltkreis D 174 zweifach vorhanden. Die Bezeichnung D ist vom englischen Ausdruck delay = Verzögerung abgeleitet, da die Funktion der Schaltung auf der Verzögerung durch die Schaltzeiten der inneren Gatter beruht.

Neben den Setzeingängen S (set = setzen) und R (reset = rücksetzen) besitzt die Schaltung einen Vorbereitungs- oder Informationseingang D und den Takteingang C (C = clock = Takt).

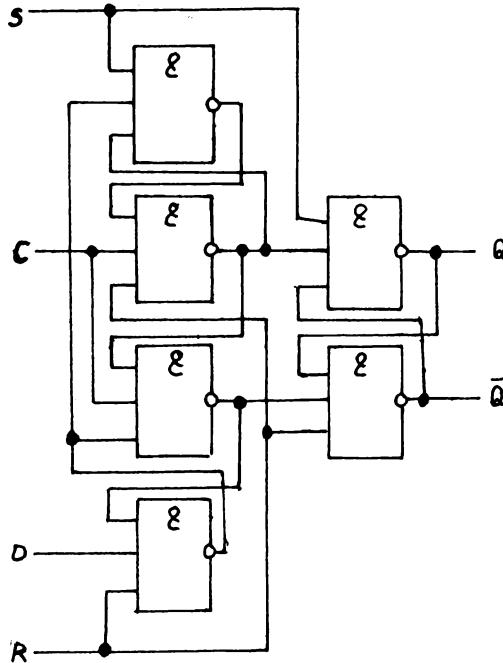
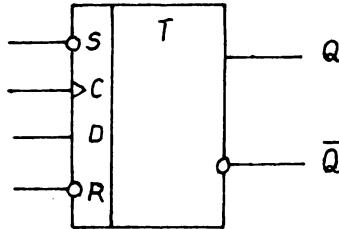


Bild 18: Logische Struktur des D-Flip-Flop

Wie Bild 18 zeigt, besteht die Schaltung aus mehreren intern gekoppelten RS-Flip-Flops. Der Begriff flankengetriggert oder flankengesteuert soll ausdrücken, daß eine Auslösung der inneren Schaltvorgänge nicht durch den Zustand des Signalpegels am Takteingang C, sondern durch den Potentialwechsel, also die Impulsflanke, hervorgerufen wird. Eine Information, die am Informationseingang D anliegt, wird daher durch die Vorderflanke des Taktimpulses auf den Ausgang Q übertragen. Die Taktfrequenz kann dabei bis 15 MHz betragen. Zur Erläuterung der Schaltbelegungstabelle Bild 19 ist zu sagen, daß t_n den

Zeitpunkt vor dem Taktimpuls und t_{n+1} die Zeit nach dem Taktimpuls darstellt. Es erscheint jeweils nach Ablauf der Vorderflanke des Taktimpulses, also dem LH-Übergang, am Ausgang Q immer das am Eingang D liegende Potential. Besteht zwischen den Potentialen am Eingang D und Ausgang Q vor dem Taktimpuls Übereinstimmung, so erfolgt keine Umschaltung des Flip-Flops. Eine Änderung der Information am Eingang D während eines konstant anliegenden Taktpotentials bleibt ebenfalls ohne Einfluß auf die Funktion der Schaltung.



	t_n		t_{n+1}	
D	Q	\bar{Q}	Q	\bar{Q}
L	L	H	L	H
L	H	L	L	H
H	L	H	H	L
H	H	L	H	L

Bild 19: Logiksymbol und Schaltbelegungstabelle des D-Flip-Flop

Unabhängig vom Takt werden durch die Setzeingänge folgende Operationen ausgelöst: Der Übergang von H nach L an S setzt den Ausgang Q auf H und der Übergang von H nach L an R setzt Q auf L. In [3] wird auf die Tatsache verwiesen, daß an den Taktimpuls hohe Anforderungen hinsichtlich der Flankensteilheit gestellt werden. Zum Kippen der Schaltung, die aus 56 Transistor-, 14 Diodenfunktionen und 24 Widerständen besteht, muß die Anstiegszeit der LH-Flanke des Taktimpulses kürzer als $0,2 \mu\text{s}$ sein. Es kann sich die Vorschaltung eines Schwellwertgatters zur Impulsformung erforderlich machen.

Soll das D-Flip-Flop als Frequenzteiler 2 : 1 benutzt werden, so ist der Ausgang Q über eine Rückführung mit dem Informationseingang D zu verbinden.

Für die Funktion des Frequenzteilers ist auch das JK-Master-Slave-Flip-Flop D 172 zu verwenden, das jedoch im Rahmen dieses Lehrbriefes nicht weiter behandelt werden soll. Es wird auf [3] und [4] verwiesen.

Zusammenfassung zu Abschnitt 1.4.

Bistabile Kippstufen oder Trigger weisen zwei stabile Arbeitsstellungen auf, die abhängig von einem Eingangssignal eingenommen werden. Die Ansteuerung kann statisch durch einen bestimmten Zustand des Eingangssignals erfolgen, wie es beispielsweise beim RS-Flip-Flop der Fall ist. Eine dynamische Ansteuerung nutzt die Vorder- oder Rückflanke eines Eingangsimpulses, z. B. eines Taktimpulses zum Umsteuern, aus. Auf dieser Basis arbeitet das D-Flip-Flop.

Auch diese Schaltungen lassen sich wie die anderen Kippstufen in diskreter und integrierter Technik aufbauen. Da Trigger (z. B. das D-Flip-Flop) komplizierte Strukturen darstellen können, wirkt sich die Integration positiv auf das Bauvolumen dieser Schaltungen aus.

Aufgaben

- A 5 Beschreiben Sie die Wirkungsweise der bistabilen Kippstufe nach Bild 16, wenn diese als Frequenzteiler arbeiten soll!
- A 6 Stellen Sie ein statisch gesteuertes RS-Flip-Flop mit NOR-Gattern zusammen! Stellen Sie die Schaltbelegungstabelle auf, indem Sie mit der Eingangsbelegung $S = 1$ und $R = 1$ beginnen! Wiederholen Sie zuvor die Wirkungsweise des NOR-Gatters in Lehrbrief 4!

1.5. Schmitt-Trigger

Ein Schmitt-Trigger oder Schwellwertgatter nach Bild 20 wandelt eine allmählich ansteigende Eingangsspannung in rechteckförmige Ausgangsimpulse mit steilen Flanken um. Die Schaltungen sind meist so bemessen, daß ohne Eingangsspannung Transistor T_1 gesperrt ist, was durch entsprechende Auslegung der Widerstände R_1 , R_2 und R_3 erreicht werden kann. Über R_{C1} tritt dann nur ein geringfügiger Spannungsabfall auf, so daß T_2 durch positive Basisvorspannung durchgesteuert ist. Am Ausgang liegt dann etwa die Spannung U_{R3} .

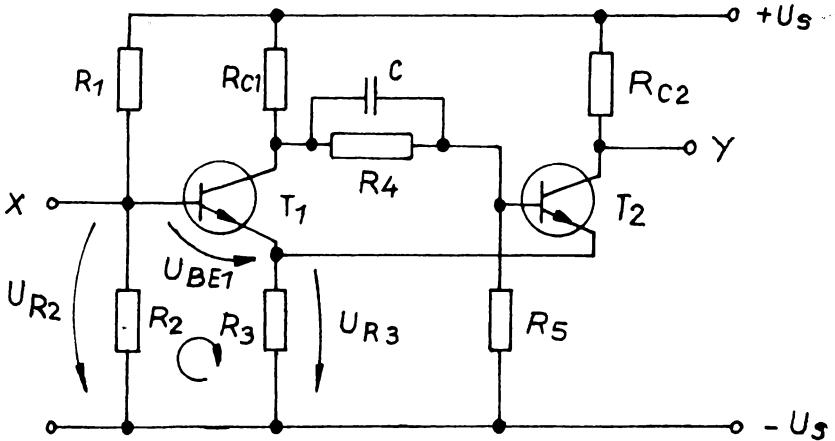


Bild 20: Schmitt-Trigger in diskreter Technik

Transistor T_1 mit seiner Widerstandsbeschaltung kann mit dem im Lehrbrief 2 beschriebenen RC-Verstärker mit Emittterwiderstand zur thermischen Stabilisierung des Arbeitspunktes verglichen werden. Im Basiskreis läßt sich die Maschengleichung aufstellen:

$$U_{BE1} + U_{R3} - U_{R2} = 0$$

oder $U_{BE1} = U_{R2} - U_{R3}$ (1.10.)

Bei dieser Schaltung ist jedoch $U_{R3} > U_{R2}$, so daß T_1 gesperrt ist. Der Spannungsabfall U_{R3} über dem gemeinsamen Emittterwiderstand R_3 wird durch die Emittterströme der beiden Transistoren hervorgerufen. Ohne Eingangssignal wirkt nur I_{E2} , da T_1 gesperrt ist. An diesen Verhältnissen tritt so lange keine Veränderung ein, wie die Eingangsspannung die Summe von U_{R3} und einer Schwellenspannung von $\approx 0,6$ V bei Si-Transistoren nicht überschreitet. Wird an der oberen Schaltschwelle U_{e1} nach Bild 21 dieser Spannungswert erreicht, so beginnt T_1 allmählich durchzusteuern. Der Kollektorstrom I_{C1} steigt an, und damit tritt über R_{C1} ein Spannungsabfall auf. Die Basis von T_2 erhält dadurch eine geringere Vorspannung, und sein Kollektorstrom nimmt ab. Da die Kollektorstromzunahme von T_1 geringer ist als die Abnahme von I_{C2} , nehmen Gesamtstrom I_{R3} und Spannungsabfall U_{R3} ab. Nach (1.10.) erhöht sich damit die

Basisvorspannung U_{BE1} , und T_1 kann schlagartig durchsteuern, wodurch T_2 gesperrt wird, da die Basisvorspannung von T_2 abgesenkt wird. Am Ausgang liegt dadurch hohes Potential.

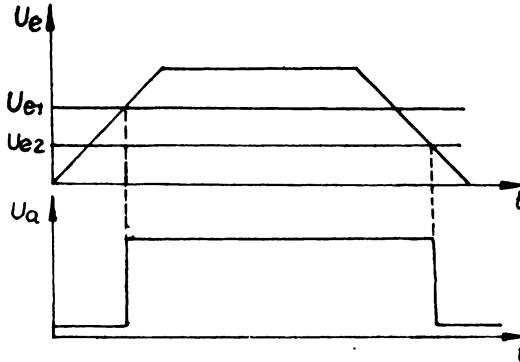


Bild 21: Spannungsverläufe des Schmitt-Triggers

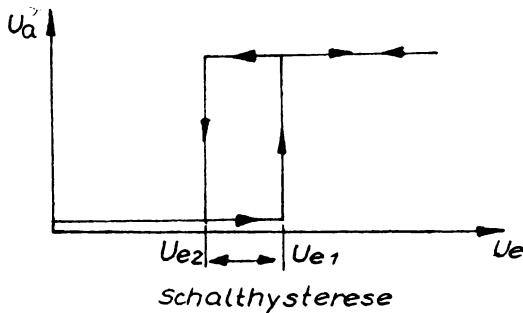


Bild 22: Übertragungscharakteristik des Schmitt-Triggers

Bei zurückgehender Eingangsspannung spielen sich die umgekehrten Verhältnisse an der unteren Schaltschwelle U_{e2} ab, wodurch die Schaltung wieder in die Ausgangslage zurückkehrt. Die Spannungsdifferenz zwischen oberer und unterer Schaltschwelle wird als Schalthysterese bezeichnet. Sie wird sowohl durch den

Innenwiderstand der Spannungsquelle als auch den Widerstand R_3 bestimmt. Wird für R_3 ein Minimalwert eingesetzt, so kann die Schalthysterese zu Null gemacht werden, jedoch sollte nach [5] dieser Grenzwert aus Sicherheitsgründen nicht erreicht werden, weil bei temperaturbedingter Abnahme der Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren eine sichere Triggerung der Schaltung nicht mehr gewährleistet ist.

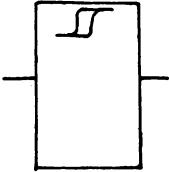


Bild 23: Logiksymbol des Schmitt-Triggers

Neben der in Bild 20 dargestellten Schaltung mit Emitterkopplung existiert noch die Variante mit Kollektorkopplung, wobei der Widerstand R_1 nicht mit der Speisespannung, sondern mit dem Kollektor von T_2 verbunden ist. Der Widerstand R_3 entfällt dann.

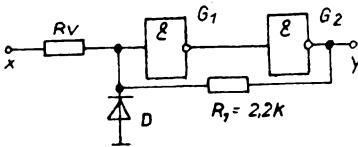
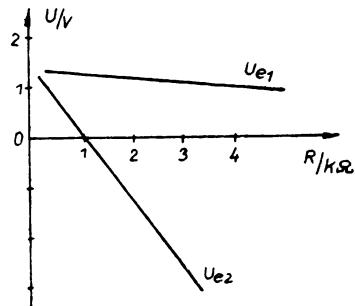


Bild 24: Schmitt-Trigger in integrierter Technik



Abhängigkeit der Triggerschwellen vom Widerstand $R = R_V + R_{i_{Generator}}$

Die Schaltungsvariante eines Schmitt-Triggers in integrierter Technik nach [2] S. 90 – 92 ist in Bild 24 dargestellt. Die Triggerpunkte U_{e1} und U_{e2} sind vom Wert des Vorwiderstandes R_V und dem Innenwiderstand der Spannungsquelle R_i abhängig. Als unterer Grenzwert wird für $R = R_V + R_i$ ein Wert von 80Ω angegeben. Als obere Grenze werden 500Ω genannt, da sonst die Schalthysterese zu stark ansteigt.

Die Diode D erfüllt eine Schutzfunktion gegenüber negativen Eingangsspannungen.

Zusammenfassung zu Abschnitt 1.5.

Werden Schmitt-Trigger oder Schwellwertgatter mit einer allmählich sich ändernden Eingangsspannung beaufschlagt, so wechseln sie beim Erreichen einer bestimmten Ansprech- oder Triggerschwelle schlagartig ihren Ausgangspegel. Die Schaltungen sind meist so aufgebaut, daß sie bei Eingangsspannungen, die kleiner als die obere Triggerschwelle sind, L-Pegel am Ausgang abgeben. Nach dem Überschreiten des oberen Schwellwertes wird H-Pegel am Ausgang abgegeben, der erst dann verschwindet, wenn das Eingangssignal eine untere Triggerschwelle unterschritten hat. Zwischen oberer und unterer Triggerschwelle besteht eine Spannungsdifferenz, die als Schalthysterese bezeichnet wird.

Dieses typische Verhalten der Schaltung kann durch die Kopplung der beiden Schaltstufen über einen gemeinsamen Emitterwiderstand in diskreter Technik nach Bild 20 oder durch eine Kollektorkopplung, d. h. eine Rückführung vom Kollektor des Ausgangstransistors auf die Basis des Eingangstransistors, erfolgen. Diese Variante ist prinzipiell in Bild 24 in integrierter Technik dargestellt.

2. Komparator

Komparatoren oder Spannungsvergleicher sind nach Funktion und Schaltungsaufbau analoge Schaltungen. Da sie vorwiegend in der Digitaltechnik als Analog-Digital-Wandler eingesetzt werden, soll ihre Behandlung an dieser Stelle erfolgen.

Als Komparator zur Erfassung einer bestimmten Triggerschwelle eignet sich auch der im vorigen Kapitel beschriebene Schmitt-Trigger. Ebenfalls wurde im Logiksystem TRANSLOG 1 ein statisch gesteuertes RS-Flip-Flop als Nullindikator 2 EO 1 benutzt.

Diese Schaltungen weisen aber bestimmte Nachteile auf. Einmal besitzen sie eine feste Triggerschwelle und andererseits kann die relativ hohe Ansprechschwelle nachteilig störend in Erscheinung treten, wenn sich beispielsweise die genaue Erfassung der Nulldurchgänge einer Wechsellspannung erforderlich macht, die zur Ableitung von Zündimpulsen für eine Thyristorsteuerung benutzt werden sollen.

Wird eine Komparatorschaltung mit einem Operationsverstärker aufgebaut, so liegt die Ansprechschwelle bei einigen Millivolt.

Die Schaltung nach Bild 25 ist so aufgebaut, daß der Teil 1 eine Begrenzerschaltung darstellt. Die beiden antiparallel geschalteten Dioden D_1 und D_2 schützen

den Operationsverstärker vor zu hoher Eingangsspannung, da immer eine der beiden Dioden in Durchlaßrichtung gepolt ist. Am Verstärkereingang kann daher maximal die Durchlaßspannung einer Diode liegen. Schaltungsteil 2 stellt den eigentlichen Operationsverstärker OV dar. Sollen lediglich die Nulldurchgänge einer zeitvariablen Spannung erfaßt werden, so wird diese als U_e auf die beiden Eingangsklemmen gegeben. Soll jedoch die Umschaltung des OV bei einer bestimmten Bezugs- oder Referenzspannung U_{ref} erfolgen, so ist diese über den zweiten Eingang und R_5 dem OV zuzuführen. Die Anschaltung der Referenzspannung kann aber auch so erfolgen, daß der nichtinvertierende Eingang über R_3 nicht mit Masse verbunden wird, sondern daß hier die Zwischenschaltung der Referenzspannung möglich ist.

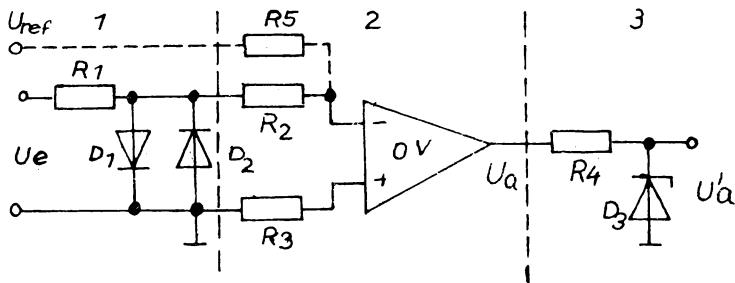


Bild 25: Komparator mit Operationsverstärker

Nach der Übertragungscharakteristik Bild 26 gibt der Komparator ($U_{ref} = 0$) bei Eingangsspannungen, die kleiner als der Ansprechwert sind, hohes positives Potential am Ausgang ab. Wird die Ansprechschwelle überschritten, so schaltet der OV um und die Ausgangsspannung ist negativ.

Schaltungsteil 3 stellt eine Pegelanpassung dar, da ohne diese Stufe die Ausgangsspannung des OV zwischen $+U_S$ und $-U_S$ variiert (in der Regel zwischen $+15\text{ V}$ und -15 V). Wird beispielsweise als Z-Diode D_3 der Typ SZX 21 / 5,1 verwendet, so ergibt sich ein TTL-gerechtes Ausgangssignal U'_a .

Für die Anwendung als Komparator wurde von der volkseigenen Halbleiterindustrie der DDR der spezielle Schaltkreis A bzw. B 110 entwickelt, der eine maximale Differenzeingangsspannung von 5 V zuläßt und ausgangsseitig ein TTL-kompatibles Signal liefert.

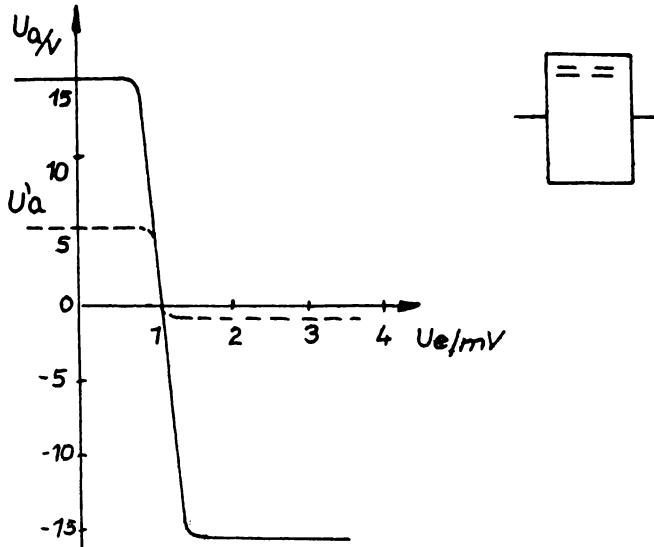


Bild 26: Übertragungscharakteristik des Komparators und Logiksymbol

Zusammenfassung zu Abschnitt 2.

Komparatoren sind empfindliche Spannungsvergleicher, die meist zum Erreichen der geforderten Empfindlichkeit mit einem Operationsverstärker ausgerüstet sind. Die Schaltungen dienen dazu, bestimmte Werte zeitvariabler Spannungen zu erfassen. Der zu erfassende Wert wird in Form einer Bezugs- oder Referenzspannung einem zweiten Eingang des Komparators zugeführt. Stimmen Bezugs- und zeitvariable Spannung überein, so schaltet der Komparator sein Ausgangssignal um. Wird der zweite Eingang nicht beschaltet, ist also die Bezugsspannung gleich Null, so werden die Nulldurchgänge der zeitvariablen Spannung erfaßt.

Zum Schutz des OV gegen zu hohe Eingangsspannungen wird meist eine Begrenzerschaltung aus antiparallelen Dioden vorgeschaltet. Die Anpassung des Ausgangssignals an ein bestimmtes Logiksystem kann mit Hilfe einer Z-Diode erfolgen.

3. Schaltungen zur Erzeugung zeitlinearer Spannungen

Zeitlineare Spannungen, mit den bekanntesten Formen der Dreieck- oder Sägezahnspannung, werden zur Zeitablenkung von Oszillographen, zur Funktion von Analog-Digital-Wandlern, zur Erzeugung der Zündimpulse für Thyristorsteuerungen und viele andere Aufgaben der Impulstechnik benötigt.

Das Prinzip der Erzeugung derartiger Spannungen beruht auf der Auf- bzw. Entladung eines Kondensators über einen Widerstand.

Bekanntlich folgt die zeitabhängige Kondensatorspannung $u_C(t)$ einer e-Funktion. Es gilt die Grundgleichung:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C \cdot dt \quad (3.1.)$$

Als Lösung von (3.1.) ergibt sich bei angelegter Speisespannung U_S :

$$u_C(t) = U_S \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right) \quad (3.2.)$$

Bild 27 stellt diesen Verlauf grafisch dar.

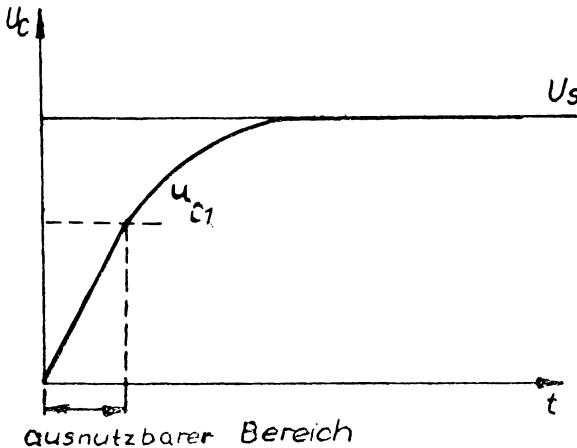


Bild 27: Ladespannung eines Kondensators

Da der Gesamtkurvenverlauf eine beträchtliche Nichtlinearität enthält, wird beispielsweise nur der Spannungsbereich bis zum Wert u_{C1} genutzt. Wird dieser Wert erreicht, so tritt eine Entladung des Kondensators ein, und der Ladevorgang beginnt von neuem. Die Entladung des Kondensators erfolgt über einen Transistor, der durch einen Rechteckimpuls getriggert wird.

Eine Schaltungsvariante, die nach diesem Prinzip arbeitet, ist in Bild 28 dargestellt. Es handelt sich um den Spannungs-Zeit-Umsetzerbaustein 2 AW 2.2 des VEB Schaltelektronik Dresden. Dieser Baustein dient zum netzsynchronen Erzeugen von Auslöseimpulsen zur Ansteuerung von Thyristoren.

Der Schaltungsteil mit dem Transformator Tr und den Dioden D_1 und D_2 wirkt als Zweipulsmittelpunktschaltung und liefert entsprechend der Polung der Dioden eine pulsierende Gleichspannung, aus negativen Halbwellen bestehend. Da diese Spannung über R_2 mit einer positiven Gleichspannung überlagert wird, verschiebt sich der Spannungsverlauf am Oszillogrammpunkt 1.5 in positiver Richtung.

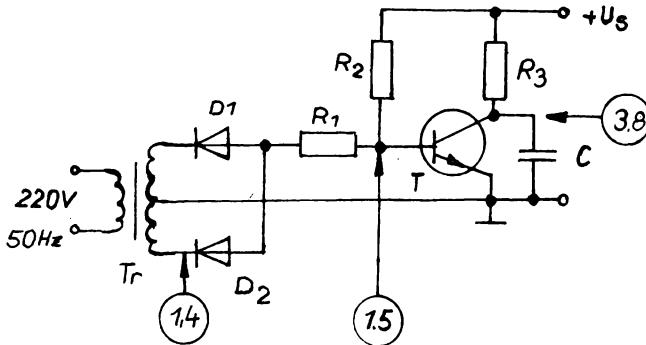


Bild 28: Spannungs-Zeit-Umsetzerbaustein

Die Bezeichnung der Oszillogrammpunkte wurde entsprechend der Klemmenbezeichnung des Bausteines übernommen. Zur Erläuterung der Funktion wird zunächst angenommen, daß der Kondensator C vom Kollektor des Transistors T abgetrennt ist. Die Kollektorspannung $U_{3,8}$ hat den skizzierten Verlauf, da T bei positiven Spannungen durchgesteuert und bei negativem U_{BE} gesperrt ist. Daß zum Durchsteuern streng genommen die Schleusenspannung U_{BEF} der Basis-Emitter-Diode überschritten werden muß, wurde bei dieser Darstellung vernachlässigt.

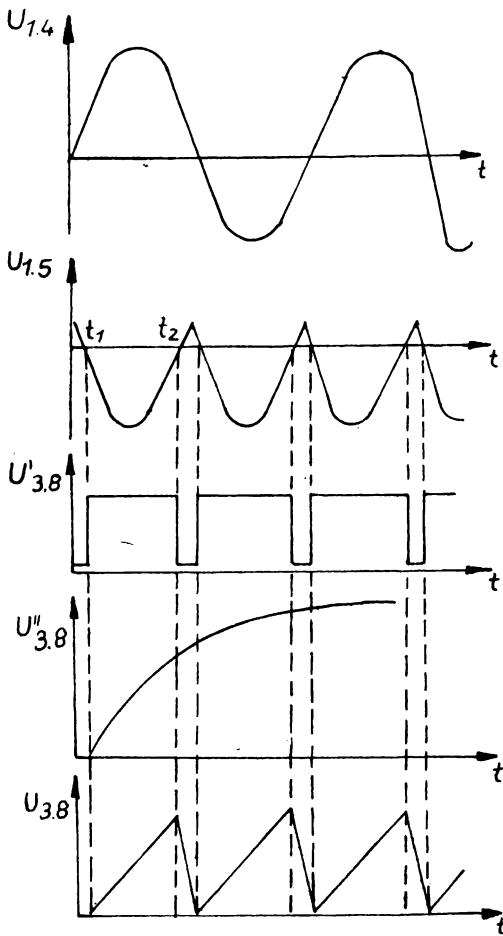


Bild 29: Oszillogramme der einzelnen Meßstellen

Im Oszillogramm für $U'_{3.8}$ wird lediglich die RC-Ladeschaltung, bestehend aus R_3 und C , betrachtet. Wird dieser Schaltungsteil zum Zeitpunkt t_1 an die Speisespannung gelegt, so entsteht der bereits in Bild 27 dargestellte Verlauf der Kondensatorspannung. Der Kondensator C lädt sich einmalig bis auf die Speisespannung U_S auf. Für die Funktion der Schaltung sind die Oszillogramme für $U'_{3.8}$ und $U''_{3.8}$ zu überlagern. Es entsteht die unter $U_{3.8}$ dargestellte zeitlineare Spannung, da sich C vom Zeitpunkt t_1 bei gesperrtem Transistor auflädt. Zum Zeitpunkt t_2 erfolgt die Entladung, da T durchsteuert. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch. Eine gute Linearität wird bei großer Zeitkonstante $\tau = R_3 \cdot C$ erreicht. Allerdings verringert sich dabei die maximal mögliche Amplitude u_{C1} , da die Aufladezeit $t_2 - t_1$ entsprechend der Netzfrequenz konstant gehalten wird.

Wird nach Gleichung (3.1.) der Kondensator mit konstantem Strom geladen, so ergibt sich ebenfalls ein zeitlinearer Verlauf der Kondensatorspannung. Von diesem Prinzip wird beim Miller-Integrator Gebrauch gemacht.

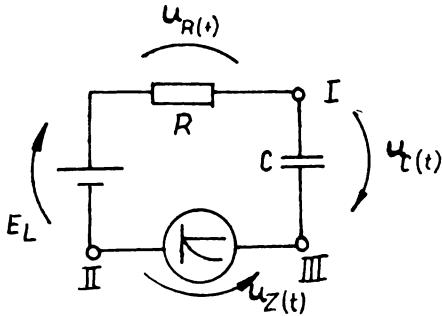


Bild 30: Kondensatorladung mit konstantem Strom

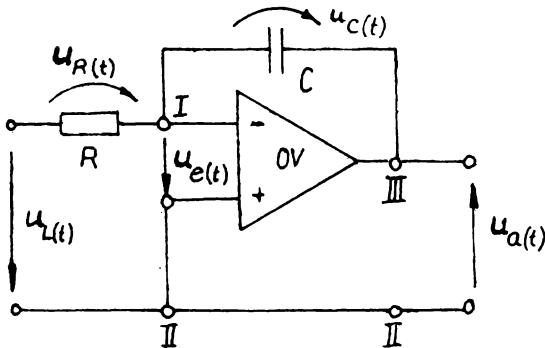


Bild 31: Miller-Integrator

Bei einem einfachen RC-Ladekreis verläuft die Kondensatorspannung nach Gleichung (3.2.) und Bild 27, wobei der Kondensatorstrom einer abnehmenden e-Funktion gehorcht. Der Kondensatorstrom wird bekanntlich durch die Spannungsdifferenz zwischen konstanter Ladespannung E_L und ansteigender Kondensatorspannung $u_C(t)$ hervorgerufen. Da diese Differenz mit fortschreitender Zeit immer geringer wird, muß ebenfalls der Strom abnehmen. Soll eine Konstantstromspeisung erreicht werden, so ist eine Zusatzspannung $u_Z(t)$ in den Ladekreis einzufügen, die bei gleichen Momentanwerten wie $u_C(t)$ gegenphasigen Verlauf hat.

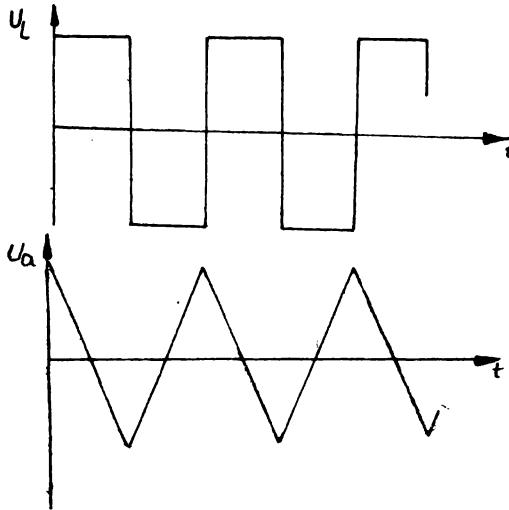


Bild 32: Ausgangsspannung des Miller-Integrators bei rechteckförmiger Eingangsspannung

Bild 30 zeigt die Schaltung des erweiterten Ladekreises (nach [6]). Beim praktischen Aufbau des Miller-Integrators wird die Zusatzspannung durch einen Verstärker erzeugt. An diesen Verstärker werden die Forderungen einer hohen Verstärkung, Gegenphasigkeit des Ausgangssignals gegenüber der Eingangsgröße und hochohmigen Eingangswiderstandes gestellt. Diese Forderungen werden vom Operationsverstärker ideal erfüllt.

In Bild 31 ist der Miller-Integrator dargestellt, wobei die Kompensationsbeschaltung des OV vernachlässigt wurde.

Zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung besteht die Beziehung:

$$u_a(t) = -V \cdot u_e(t) \quad (3.3.)$$

mit V als Verstärkung des Operationsverstärkers.

Prinzipiell hat die Ausgangsspannung des Miller-Integrators den gleichen Verlauf wie beim Aufladevorgang eines einfachen RC-Gliedes. Durch die Verstärkerwirkung des OV wird jedoch zum Erreichen eines bestimmten Wertes der Ausgangsspannung nur ein kleinerer Abschnitt der e-Funktion durchlaufen.

Nähere mathematische Zusammenhänge können [6] entnommen werden.

Wird der Miller-Integrator durch eine rechteckförmige Eingangsspannung angesteuert, so ergibt sich, wie in Bild 32 dargestellt, eine periodische zeitlineare Ausgangsspannung.

Zusammenfassung zu Abschnitt 3.

Zeitlineare Spannungen in Form der Dreieck- oder Sägezahnspannung lassen sich durch Auf- bzw. Entladung eines Kondensators über einen Widerstand erzeugen. Da die Kondensatorspannung in Abhängigkeit von der Zeit nach einer e-Funktion verläuft, also starke Nichtlinearität auftritt, muß durch schaltungstechnische Maßnahmen der zeitlineare Spannungsverlauf erzwungen werden.

Eine Möglichkeit besteht darin, nur den linearen Teil der e-Funktion als zeitlineare Spannung auszunutzen. Die Linearität nimmt dabei mit steigender Zeitkonstante zu. Nach dem Erreichen eines bestimmten Spannungswertes oder einer definierten Ladezeit wird der aufgeladene Kondensator über einen Transistor entladen, der über die Basis entsprechend getriggert wird. Von diesem Prinzip wird beim Spannungs-Zeit-Umsetzerbaustein des VEB Schaltelektronik Dresden zur Thyristoransteuerung Gebrauch gemacht.

Eine andere Schaltungsvariante, der Miller-Integrator, arbeitet mit Konstantstromspeisung des Kondensators. Die Konstanzhaltung des Kondensatorstromes wird durch eine Zusatzspannung im Ladekreis erreicht, die in den Momentarwerten gleich der Kondensatorspannung, aber von entgegengesetzter Phasenlage ist. Diese Zusatzspannung wird meist mittels Operationsverstärker erzeugt, da dieser für den geforderten Zweck ideale Eigenschaften aufweist. Wird der Eingang des Miller-Integrators mit einer Rechteckspannung angesteuert, ergibt sich am Ausgang eine Dreieckspannung.

Aufgabe

- A 7. Die skizzierte Logikschaltung stellt einen Ausschnitt aus einer Thyristorsteuerung dar. Beschreiben Sie die Wirkungsweise, indem Sie an den vorgegebenen Meßstellen 1 . . . 5 die Oszillogramme ermitteln!

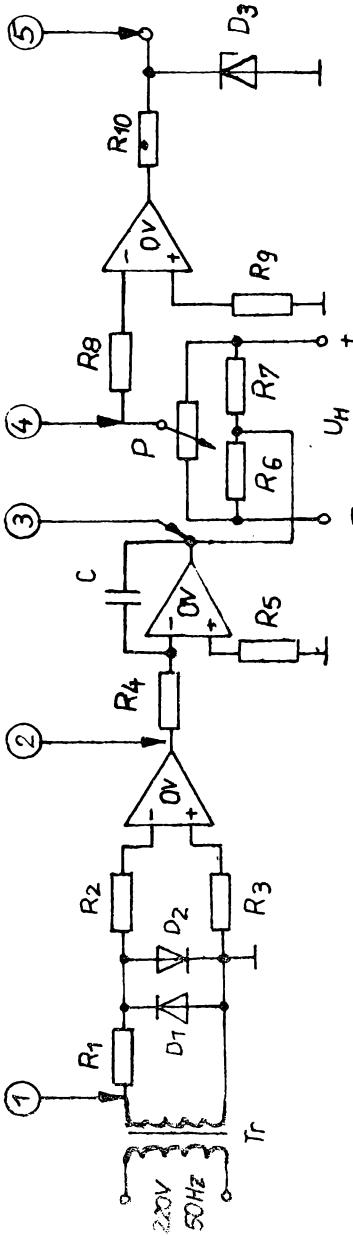


Bild 33: Logikschaltung für Thyristoransteuerung

Welche Aufgabe hat speziell der Schaltungsteil, bestehend aus Potentiometer P und den Widerständen R_6 und R_7 , zu erfüllen?

4. Integrierte Schaltkreise in MOS-Technik

Diese Schaltkreise verwenden als aktive Bauelemente die Unipolar- oder Feldeffekttransistoren. Nach Lehrbrief 1 existieren vier Ausführungen dieser Bauelemente, die als Anreicherungs- oder Verarmungstyp sowie in p- oder n-Kanalschaltung ausgeführt sein können. Die bisher vorwiegend gefertigte Schaltkreisausführung verwendet den p-Kanal-Anreicherungstyp oder selbstsperrenden Feldeffekttransistor. Diese Technik wird allgemein als PMOS-Technik bezeichnet.

4.1. PMOS-Technik

Gegenüber bipolaren Schaltkreisen haben MOS-Schaltkreise den Vorteil der einfacheren Schaltungsstruktur, da sich durch den hochohmigen Eingangswiderstand der Unipolartransistoren diese unmittelbar zusammenschalten lassen. Da der Flächenbedarf von MOS-Transistoren wesentlich geringer als bei Bipolartransistoren ist, ergibt sich eine höhere Packungsdichte. Die Verlustleistung ist ebenfalls niedriger als bei Bipolartransistoren. Aus diesen genannten Gründen wurden die ersten hochintegrierten Schaltkreise in PMOS-Technik ausgeführt. In [7] wird neben diesen Vorteilen noch die hohe Störsicherheit angegeben, da eine Schwellspannung von $-U_T = 3,5 \dots 5 \text{ V}$ zum Öffnen des Drain-Source-Kanals erforderlich ist.

Als Nachteil ist anzusehen, daß auf Grund der parasitären Kapazitäten und der niedrigen Beweglichkeit der Defektelektronen im Siliziumkristall PMOS-Schaltkreise eine geringere Arbeitsgeschwindigkeit als TTL-Schaltkreise aufweisen. Werden für TTL-Bausteine Schaltzeiten von $\approx 10 \text{ ns}$ angegeben, so können diese bei PMOS-Schaltkreisen $\approx 300 \text{ ns}$ betragen. Außerdem lassen sich nur geringere Ausgangsleistungen mit PMOS-Schaltkreisen erreichen, so daß eine unmittelbare Ansteuerung von Glühlampen oder Relais nicht möglich ist.

Da p-Kanal-FETs negative Drain- und Gatespannungen zu ihrer Funktion benötigen, ergibt sich ein System in negativer Logik.

In Bild 34 ist ein Inverter oder Negator in PMOS-Technik dargestellt. Anstelle eines Last- oder Drainwiderstandes R_D ist der Lasttransistor T_2 getreten. Diese Anordnung ist günstiger für die Integration, da Transistoren eine geringere Chipfläche als Widerstände benötigen.

Ist der Eingang der Schaltung nicht angeschlossen oder mit 0-Signal belegt, so ist T_1 gesperrt, es fließt kein Strom durch die Schaltung. Die Ausgangsspannung entspricht der Speisespannung, vermindert um die Schwellspannung von T_2 , da

dieser durchgesteuert sein muß. Wird der Eingang mit einer negativen Spannung belegt, die größer als die Schwellspannung von T_1 ist, so steuert dieser durch und am Ausgang liegt praktisch 0-Signal.

Weitere Einzelheiten, wie Transferkennlinie usw., können in [8] nachgelesen werden.

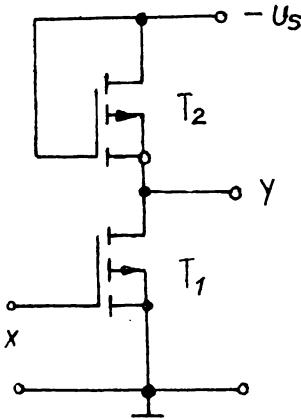


Bild 34:
Inverter in PMOS-Technik

geerdete Auflageflächen gefordert. Personen, die ständig mit MOS-Bauelementen umgehen, sollten ein über 100 . . . 200 k Ω geerdetes Armband tragen. Die Berührung der Bauelementeanschlüsse mit der Hand ist zu vermeiden. Die Schaltkreise arbeiten in der MOS-Hochvolttechnik, die negative Speisespannung beträgt 27 V. Verschiedene Schaltkreistypen erfordern darüber hinaus eine Hilfsspannung von -13 V. Der positive Pol der Speisespannung wird an die Bulkelektrode B gelegt, wobei diese Elektrode immer den positivsten Punkt der Schaltung darstellen muß.

Die Eingangspegel werden so definiert:

$$\text{Eingangssignal L } -U_{eL} \geq 9 \text{ V}$$

$$\text{Eingangssignal H } -U_{eH} \leq 2 \text{ V}$$

Werden dem Transistor T_1 weitere Transistoren parallel geschaltet, so ergibt sich die Logikfunktion des NOR-Gatters.

Derartige Schaltkreise werden in der DDR vom VEB Funkwerk Erfurt gefertigt und führen beispielsweise die Bezeichnung U 102 D. In diesem Baustein, der mit einem 10-poligen DIL-Gehäuse ausgeführt ist, befinden sich 2 NOR-Gatter mit je 3 Eingängen. Die Bezeichnung DIL bedeutet dual in line und soll aussagen, daß zwei Reihen Kontakte in einer Ebene angeordnet sind. Die Eingänge sind zum Schutz der Feldeffekttransistoren gegen statische Aufladungen mit integrierten Gateschutzdioden versehen. Trotzdem sollen die in [9] gegebenen Hinweise zum Umgang mit MOS-Schaltkreisen beachtet werden. Unter anderem wird empfohlen, die MOS-Bauelemente nicht auf Tischen mit Kunststoff-, Holz- oder Glasauflage abzulegen, denn es werden leitende und

Zu beachten ist, daß bei negativer Logik der L-Pegel dem 1-Signal entspricht.

Der statische Störabstand wird mit mindestens 1 V angegeben. Als maximale Ausgangsbelastung wird 1 mA genannt.

4.2. CMOS-Technik

Neben der PMOS-Technik, die verschiedentlich auch als Ein-Kanaltechnik bezeichnet wird, setzt sich mehr und mehr für viele Anwendungsgebiete die CMOS-Technik durch. Der Begriff CMOS-Technik (komplementäre MOS-Technik) soll zum Ausdruck bringen, daß im Gegensatz zur PMOS-Technik, bei der nur Transistoren gleichen Leitfähigkeitstyps verwendet werden, sich in einem Gatter Feldeffekttransistoren entgegengesetzten Leitungstyps befinden. Bild 35 stellt das Funktionsprinzip eines CMOS-Inverters dar. Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist derart, daß der n-Kanal-Transistor T_1 sperrt, wenn die Eingangsspannung kleiner als die Schwellspannung ist. Am Ausgang y liegt die Speisespannung U_S , da p-Kanal-Transistor T_2 durch die negative Spannung an der Gateelektrode leitend ist.

Durch die Gesamtanordnung fließt kein Strom. Gelangt die Eingangsspannung in die Nähe der Speisespannung, so steuert der n-Kanal-Transistor T_1 durch, und der p-Kanal-Transistor T_2 sperrt, weil die Spannung zwischen Source ($+U_S$) und Gate ($\approx +U_S$) unter der Schwellspannung liegt. Auch in diesem Zustand fließt kein Strom durch die Anordnung. In den beiden stationären logischen Zuständen wird also vom Gatter kein Ruhestrom aufgenommen. Lediglich in der Umschaltphase erfolgt eine Leistungsaufnahme wegen des Umladens der parasitären Kapazitäten.

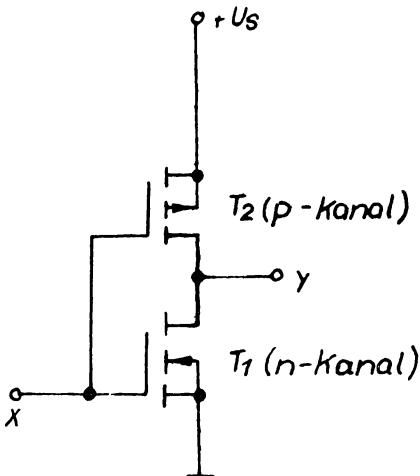


Bild 35:
Inverter in CMOS-Technik

Da CMOS-Schaltkreise einen niedrigen statischen Leistungsverbrauch aufweisen, eignen sie sich für den Einsatz in Rechner- und Uhrenschaltungen. Außerdem besteht eine Resistenz gegen Strahlung, das ermöglicht einen Einsatz in militärischen Projekten und in der Raumfahrt.

Im Produktionsprogramm der volkseigenen Halbleiterindustrie der DDR sind CMOS-Schaltkreise bisher nicht vorhanden. Sollte deren Anwendung sich als notwendig erweisen, so ist auf die sowjetische Schaltkreiserie K 176 zurückzugreifen. Nach [10] wird für die in positiver Logik arbeitenden Schaltkreise eine maximale Arbeitsfrequenz von $f \leq 1$ MHz angegeben. Weitere technische Kennwerte sind: Betriebsspannung $U_S = 9$ V, statische Stromaufnahme $I_{Sst} \leq 0,1 \mu\text{A}$, dynamische Stromaufnahme $I_{Sdyn} \leq 1,3$ mA bei $f = 1$ MHz und Ausgangslastfaktor $N_0 = 50$. Diese Werte können bei einzelnen Gattertypen abweichen.

Die Arbeitsfrequenz von 1 MHz wird durch die Zunahme der dynamischen Verlustleistung bestimmt, da diese frequenzabhängig zunimmt. Vorteilhaft wirken sich bei CMOS-Schaltkreisen die hohe Störsicherheit, der große Logikhub und der Versorgungsspannungsbereich aus. Über dem jeweils durchgesteuerten Transistor fällt fast keine Spannung ab. Da die anzusteuern den Eingänge der nachfolgenden Gatter kapazitive Belastungen darstellen, entsprechen die logischen Pegel etwa den Versorgungsspannungen. Die Versorgungsspannungen erfordern keine Regelung wie bei TTL-Schaltkreisen, der Bereich wird allgemein zwischen 3 V und 18 V angegeben [11]. Da in diesem Bereich auch die Speisespannung für TTL-Schaltkreise liegt, sind CMOS-Schaltkreise TTL-kompatibel. Als positiv für CMOS-Bausteine ist weiterhin anzusehen, daß diese einen sehr hohen Ausgangslastfaktor aufweisen, der sich durch die hochohmigen Eingangsimpedanzen ergibt. Gegenüber dem TTL-System lassen sich daher mit CMOS-Bausteinen Logiksysteme mit geringem Aufwand realisieren.

Als nachteilig sind der hohe technologische Aufwand zur Fertigung derartiger Schaltkreise und der große Flächenbedarf eines Gatters auf einem Chip anzusehen.

Zusammenfassung zu Abschnitt 4.

MOS-Schaltkreise zeichnen sich gegenüber den bipolaren TTL-Schaltkreisen durch wesentlich einfachere Strukturen aus, da die hochohmigen Eingangsimpedanzen der Feldeffekttransistoren eine unmittelbare Zusammenschaltung derselben ermöglichen. Die vorwiegend ausgeführte Technik ist die Einkanal-Technik mit Anreicherungs-Feldeffekttransistoren vom p-Kanal-Typ, die als PMOS-Technik bezeichnet wird. Grundgatter ist der Inverter oder Negator, der aus zwei Transistoren besteht. Der ohmsche Lastwiderstand wird durch einen Lasttransistor ersetzt, da dieser bei der Integration weniger Chipfläche benötigt.

Nachteilig gegenüber TTL-Schaltkreisen ist die geringere Arbeitsgeschwindigkeit der MOS-Schaltkreise.

Wichtig beim Einsatz dieser Schaltkreise ist, daß elementare Vorsichtsmaßnahmen (leitende Flächen auf Arbeitstischen, Vermeidung der Berührung der Anschlüsse der Bauelemente, Tragen eines geerdeten Armbandes) beachtet werden.

Bei der CMOS-Technik oder komplementären MOS-Technik werden Feldeffekt-Transistoren unterschiedlicher Leitfähigkeit in den Schaltungen eingesetzt. Da immer ein Transistor in der jeweiligen logischen Arbeitsstellung gesperrt ist, ergibt sich die statische Leistungsaufnahme nur aus den Restströmen. Die dynamische Leistungsaufnahme ist höher und von der Arbeitsfrequenz abhängig, da parasitäre Kapazitäten umgeladen werden müssen.

Wegen der niedrigen Leistungsaufnahme eignen sich diese Bausteine besonders als Rechner- und Uhrenschaltkreise. Sie zeichnen sich außerdem durch Unabhängigkeit gegenüber Schwankungen der Versorgungsspannung, hohe Störsicherheit, hohen Ausgangslastfaktor und großen Logikhub aus.

5. Entwicklungstendenzen integrierter Schaltkreise

Zum Abschluß der Lehrbriefreihe sollen noch einige prognostische Betrachtungen der weiteren Entwicklung der Schaltungstechnik angestellt werden. Die Entwicklung der integrierten Schaltungen ist durch eine weitere Erhöhung des Integrationsgrades gekennzeichnet. Diesem Trend kann sowohl durch eine Vergrößerung der Chipfläche als auch durch die Verkleinerung der Fläche des einzelnen Bauelementes Rechnung getragen werden. Der erste Schritt verlangt eine Senkung der Kristallfehler, wobei gleichzeitig die Tendenz zur Vergrößerung des Scheibendurchmessers festzustellen ist. Wird im Jahre 1979 mit einem Scheibendurchmesser von 75 mm gearbeitet, so soll dieser zum Anfang der achtziger Jahre auf 100 mm und darüber hinaus erweitert werden.

Die Verkleinerung der Bauelementenfläche erfordert neue Technologien, was sich beispielsweise durch eine Verringerung der Strichbreite bei der Fotolithografie ausdrückt. Lassen sich bei der Belichtung mit UV-Licht minimale Strichbreiten von etwa $1\ \mu\text{m}$ erreichen, so kann dieser Wert bei Belichtung mit einem Elektronenstrahl auf $\approx 0,2\ \mu\text{m}$ reduziert werden. Werden derzeit einige zehntausend Bauelemente auf einem Siliziumchip mit $5 \dots 6\ \text{mm}$ Kantenlänge gefertigt, so sollen in den achtziger Jahren $10^5 \dots 10^6$ Bauelemente pro Chip erreicht werden.

5.1. Weitere Entwicklungen auf dem Gebiet der bipolaren Schaltkreise

Nach [12] sind stürmische Entwicklungen im Bereich bipolarer digitaler Schaltkreise in der ECL-, EFL- und I^2L -Technik zu erwarten. Die bereits vorhandenen ECL-Gatter zeichnen sich durch geringste Signalverzögerung aber aufwendige Technologie und hohe Verlustleistung aus. Durch Verbesserung der Technologie und der Einführung neuer Schaltungsstrukturen können diese Nachteile weitgehend überwunden werden.

Die Emitterfolger-Logik EFL stellt eine Abart der ECL dar. Das aus zwei Multiemitter-Transistoren bestehende Grundgatter realisiert die UND-Funktion. Ist eine Negation erforderlich, so muß das Grundgatter durch weitere Schaltungsteile (z. B. ECL-Gatter) ergänzt werden.

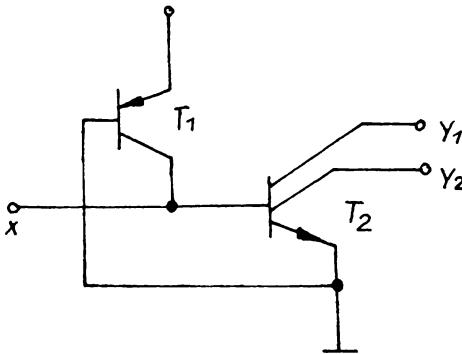


Bild 36: Inverter in I^2L -Technik

Die I^2L -Technik (integrated injection logic) ist in Bild 36 dargestellt. Nach [13] sind die ersten Anfänge dieser Technik seit dem Jahr 1972 bekannt. Die große Verbreitung und das Eindringen in alle Bereiche der digitalen Schaltungstechnik sind auf die hohe Packungsdichte von $100 \dots 300$ Gatter/ mm^2 , die geringe Betriebsspannung, die niedrige Verlustleistung, minimale Verzögerungszeiten von $5 \dots 20$ ns und die Kombinationsmöglichkeit mit anderen Schaltungstechniken zurückzuführen. Mit dieser Technik werden die Vorteile der hohen Arbeitsgeschwindigkeit der Bipolartechnik und die niedrige Verlustleistung und damit geringe Wärmeentwicklung der MOS-Technik kombiniert.

Die Funktion des Grundgatters ist so gestaltet, daß der pnp-Transistor T_1 , allgemein als Injektor bezeichnet, als spannungsabhängige Stromquelle für den invers betriebenen npn-Transistor T_2 dient. Transistor T_2 ist im Gegensatz zur TTL-Technik als Multikollektortransistor ausgebildet, d. h., die logische Verknüpfung wird am Ausgang des Schaltkreises durchgeführt. Da Kollektor von T_1 und Basis von T_2 miteinander verbunden sind, ergibt sich weiterhin eine Vereinfachung der Technologie bei der Herstellung derartiger Schaltkreise.

Ist der Eingang x nicht angeschlossen oder befindet er sich auf H-Potential von etwa 0,7 V, so erhält T_2 durch den Injektor positives Basispotential und ist gesättigt. An den Ausgängen y_1 und y_2 liegt dann ebenfalls Sättigungsspannung, also L-Potential. Herrscht am Eingang jedoch L-Potential durch die Sättigungsspannung eines npn-Transistors, so fließt der Kollektorstrom von T_1 über den Eingang ab und T_2 sperrt. Die Kollektoren von T_2 sind in diesem Fall voneinander unabhängig und können durch eine außen angeschlossene Spannungsquelle H-Potential führen. Der logische Hub liegt etwa in der Größenordnung der Injektorspannung von $\approx 0,8$ V.

Weitere logische Grundverknüpfungen, wie NAND- und NOR-Gatter oder Flip-Flop in I^2L -Technik, können [13] entnommen werden. Nach dem Aufkommen des I^2L -Grundgatters wurden mehrere technologische Modifikationen bekannt, die die Arbeitsgeschwindigkeit und Packungsdichte erhöhen sollen. Gegenüber TTL- und MOS-Technik wird diese Technik in den nächsten Jahren als ernsthafter Konkurrent auftreten.

5.2. Entwicklungen auf dem Gebiet der MOS-Schaltkreise

Bereits erwähnte Nachteile der herkömmlichen PMOS-Technik sind die geringe Arbeitsgeschwindigkeit und die relativ hohe Schwellen- und damit Versorgungsspannung. Bei dieser Technik wird für die Gate-Elektrode und die Leiterbahnen auf dem Chip Aluminium verwendet, wie bereits beim Aufbau des Feldeffekt-Transistors im Lehrbrief 1 beschrieben.

Eine neue Technologie, die Silicon-Gate-Technik, verwendet als Gateelektrode polykristallines Silizium. Dieses Material hat einen wesentlich höheren spezifischen Widerstand als der monokristalline Einkristall. Durch Dotierung des polykristallinen Siliziums mit Fremdatomen läßt sich jedoch die gleiche Leitfähigkeit wie beim Si-Einkristall erreichen, wobei jedoch die höhere Beweglichkeit der Ladungsträger größere Arbeitsgeschwindigkeiten ermöglicht. Durch günstigere Werte für die Austrittsarbeit von Gate und Substrat ergibt sich weiterhin eine kleinere Schwellspannung und damit die Möglichkeit der Reduzierung der Ver-

sorgungsspannung. Wird der Kanal aus n-leitendem Material hergestellt, so daß mit positiver Speisespannung gearbeitet werden kann, ergibt sich eine Kompatibilität zu TTL-Schaltkreisen, da Versorgungsspannung und Verzögerungszeit den systemtypischen Werten entsprechen.

Der Nachteil, daß MOS-Schaltkreise keine unmittelbare Ansteuerung von Relais, Glühlampen oder Lichtemitterdioden ermöglichen, wird durch die VMOS-Technik beseitigt. Der Buchstabe V soll die vertikale Anordnung symbolisieren. In dieser Technik, die eine besondere Technologie erfordert [14], vereinigen sich die Vorteile des hochohmigen Eingangswiderstandes der Feldeffekt-Transistoren und die hohe Strom- und Spannungsfestigkeit der Bipolar-Transistoren.

Entwicklungstendenzen im Bereich der CMOS-Technik werden nach [11] so eingeschätzt, daß durch Einführung neuer Technologien, wie beispielsweise der Ionenimplantation, diese Technik stärker bei Schaltkreisen des höchsten Integrationsgrades Einzug finden wird. Unter Ionenimplantation ist zu verstehen, daß gegenüber der herkömmlichen Dotierung des Substrates mit Fremdatomen durch Diffusion bei hohen Temperaturen die Fremdatome durch ein elektrisches Feld beschleunigt und bei Raumtemperatur auf den Halbleiter geschossen werden. Vorteilhaft wirkt sich bei dieser Technologie neben der genauen Beherrschung des Dotierungsprozesses (Selbstjustierung) und damit der Realisierung kleinerer Bauelementegeometrien die Verringerung des Leistungsverbrauches und eine Absenkung der Schwellspannung aus.

Schaltkreise der höchsten Integrationsgrade LSI oder VLSI (LSI = large scale integration = großer Integrationsgrad bzw. VLSI = very large scale integration = sehr großer Integrationsgrad) sind vor allem Mikroprozessoren und deren periphere Speicher. Unter Mikroprozessoren CPU (central processing unit = zentrale Verarbeitungseinheit) sind Schaltkreise zu verstehen, die vorwiegend die Funktionsblöcke Rechenwerk, Steuerwerk und Speicher enthalten. Im Angebot der volkseigenen Halbleiterindustrie der DDR ist zur Zeit der Mikroprozessor U 808 D des VEB Funkwerkes Erfurt enthalten, der sich in einem 18poligen DIL-Gehäuse befindet und in p-Kanal-Si-Gate-Technologie aufgebaut ist.

Da diese Schaltkreise allein nicht funktionsfähig sind, werden sie durch äußere oder periphere Schaltkreise ergänzt, wie Schreib-Lesespeicher RAM (random access memory = Speicher mit wahlfreiem Zugriff) und Festwertspeicher ROM (read only memory = Nur-Lese-Speicher). Gerade auf dem Gebiet dieser Zusatzspeicher sind in den letzten Jahren laufend Neuentwicklungen zu verzeichnen. Neuartige Bauelemente, wie beispielsweise der FAMOS-Transistor (floating gate avalanche-injection MOS), kommen zum Einsatz. Nach [7] S. 19 ist die Gateelektrode dieses Feldeffekt-Transistors so angeordnet, daß sie ohne äußeren An-

schluß völlig isoliert vom Siliziumdioxid eingebettet ist. Durch Überschreiten der Drain-Substrat-Durchbruchspannung werden zur Programmierung Ladungsträger auf die isolierte Gateelektrode transportiert.

Da dieser Transistor sein Programm auch bei Ausfall der Versorgungsspannung beibehält, ist eine Löschung durch Bestrahlung mit UV-Licht erforderlich.

Eine Abart dieses Prinzips ist die MNOS-Speicherzelle (metal nitride oxide semiconductor), bei der die Gateelektrode einen äußeren Anschluß besitzt, durch welchen Ladungsträger eingebracht und wieder abgezogen werden können. Auch bei diesem Prinzip bleibt das einmal eingeschriebene Programm bei Ausfall der Versorgungsspannung erhalten. Mit dieser Technologie ist der Tesla-Dezimalzähler MHB 108 aufgebaut.

Mit Mikroprozessoren und den peripheren Speichern sowie Ein- und Ausgabekreisen lassen sich Mikrorechner bzw. Mikrorechnersysteme aufbauen, die sowohl in der Rechentechnik als auch im Rahmen industrieller Steuerungen in den nächsten Jahren umwälzende Veränderungen auf den genannten Gebieten hervorrufen werden. Auch in den Bereichen der Konsumgüterindustrie und beispielsweise der Kraftfahrzeugtechnik werden diese Systeme Einzug finden und deren Weiterentwicklung beeinflussen. Besonders in der Meß- und Prüftechnik sind dadurch starke Veränderungen zu erwarten.

Im Rahmen der Lehrbriefreihe ist es jedoch nicht möglich, diese Problematik tiefgründiger zu behandeln. Student und Techniker sind gezwungen, die Neuerscheinungen intensiv zu studieren, um die stürmisch fortschreitende Entwicklung auf den Gebieten der Mikroelektronik zu verfolgen und eine ständige Weiterbildung zu betreiben. Anwender der Bauelemente und Schaltkreissysteme müssen sich einen Überblick über deren Parameter und Verhalten verschaffen. Speziell der Einsatz der Mikroprozessoren erfordert vom Konstrukteur eines Steuerungs- oder Rechnersystems eine neue Qualität beim Entwurf desselben, da neben der gerätemäßigen Seite (Hardware) auch die Programmierung (Software) zu beachten ist. In allen Dokumenten von Partei und Regierung wird immer wieder auf die Tatsache verwiesen, daß die Überlegenheit des sozialistischen Gesellschaftssystems nicht zuletzt auf das wirtschaftliche Gebiet zurückgeführt werden muß. Der ideologische Kampf der gegensätzlichen Gesellschaftssysteme verlagert sich immer mehr in die Bereiche der Wirtschaft. Die Erzeugnisse unserer volkseigenen Industrie sind auf dem Weltmarkt nur konkurrenzfähig, wenn sie in guter Qualität gefertigt und mit modernster Technik ausgerüstet sind. Als Beispiel für die Anwendung der Mikroelektronik sind auf dem Sektor des Werkzeugmaschinenbaues die numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen zu nennen. Aber auch für die komplexe sozialistische Rationalisierung und Intensivierung ist die

Anwendung der Mikroelektronik ein wichtiger Hebel zur Erhöhung der Arbeitsproduktivität. Anwendungsbeispiele sind unter anderem intelligente Meß- und Prüfgeräte und Industrieroboter.

Zusammenfassung zu Abschnitt 5.

Der Entwicklungstrend bei integrierten Schaltkreisen der Bipolar- und MOS-Technik geht zur weiteren Erhöhung des Integrationsgrades, was durch Vergrößerung der Chipfläche oder durch Verkleinerung der Bauelementegeometrien erreicht werden kann. Beide Schritte erfordern große technologische Anstrengungen hinsichtlich größerer Fehlerfreiheit der Siliziumscheiben und der Verengung der Strichbreite.

Auf dem Gebiet der Bipolarschaltkreise werden neben der Erweiterung der EC-Logik und deren Kombination mit der Emitterfolgerlogik besonders der I²L-Technik große Entwicklungschancen vorausgesagt. Vor allem durch die hohe Packungsdichte, den einfachen Aufbau und die niedrige Versorgungsspannung wird der herkömmlichen TTL ernsthafte Konkurrenz erwachsen.

Im Bereich der MOS-Technik werden die Mängel der konventionellen PMOS-Technik durch verbesserte Technologien und neue Schaltungskonzeptionen überwunden. Eine Variante ist die Silicon-Gate-Technik, bei der die Alu-Leiterbahnen der PMOS-Technik auf dem Chip und der Gateelektrode durch polykristallines Silizium ersetzt werden. Durch die größere Beweglichkeit der Ladungsträger kann die Arbeitsgeschwindigkeit erhöht werden. Da gleichzeitig eine Absenkung der Schwellspannung möglich wird, entsteht beim n-Kanaltyp TTL-Kompatibilität. Der Nachteil der geringen Belastung des Ausganges bei MOS-Schaltkreisen kann durch Anwendung der VMOS-Technik begegnet werden. Durch Einsatz der Ionenimplantation bei der Herstellung von CMOS-Schaltkreisen wird eine weitere Erhöhung der Packungsdichte möglich, so daß auf dieser Basis höchstintegrierte Schaltkreise, wie Mikroprozessoren, gefertigt werden können. Neue Konzeptionen werden für die peripheren Speicher der Mikroprozessoren angewandt. Als Beispiele seien FAMOS- oder MNOS-Speicherzellen genannt.

Lösungen der Aufgaben

- A 1 Bei der Beschreibung der Funktion der astabilen Kippstufe in integrierter Technik ist davon auszugehen, daß der Initiatoreingang auf H-Potential liegt und dadurch keinen Einfluß auf die Funktion der Schaltung ausübt. Es kann weiterhin angenommen werden, daß der Ausgang des Gatters 2 hohes Potential führt und die Kondensatoren ungeladen sind. Die weiteren Schritte können Sie auf Seite 8 nachlesen.
- A 2 Nach Gleichung (1.5.) werden zunächst die Basisvorwiderstände errechnet. Das Tastverhältnis 1 : 2 wird durch ungleiche Kondensatoren erreicht. Die Basisvorwiderstände werden zum ausreichenden Durchsteuern der Transistoren mit gleichen Werten ausgeführt.

$$R_V \approx h_{21em} \cdot R_C \approx 70 \cdot 2,2 \text{ k}\Omega \approx 154 \text{ k}\Omega$$

$$\underline{\text{gewählt } R_V = 150 \text{ k}\Omega}$$

Die Periodendauer der 100 Hz-Schwingung beträgt:

$$T = \frac{1}{f_{\text{Kipp}}} = \frac{1}{100 \text{ s}^{-1}} = 0,01 \text{ s} = 10 \text{ ms}$$

Unter Berücksichtigung des Tastverhältnisses 1 : 2 werden bei Abnahme der Impulsspannung am Kollektor von T_2 :

$$t_i = \frac{1}{3} T = \frac{1}{3} \cdot 10 \text{ ms} = 3,33 \text{ ms}$$

$$t_p = \frac{2}{3} T = \frac{2}{3} \cdot 10 \text{ ms} = 6,66 \text{ ms}$$

Die Bemessung der Kondensatoren geschieht prinzipiell nach den Gleichungen (1.2.) und (1.3.). Verantwortlich für t_i ist der Kondensator C_2 da T_2 gesperrt werden muß.

$$C_2 \approx \frac{t_i}{0,7 \cdot R_V} \approx \frac{3,33 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{0,7 \cdot 0,15 \cdot 10^{-6} \Omega} \approx 31,8 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$\underline{\text{gewählt } C_2 = 33 \text{ nF}}$$

Die Pausendauer wird durch C_1 bestimmt, der wegen der doppelten Zeitdauer auch den zweifachen Wert von C_2 haben muß.

Kondensator C_1 wird gewählt zu $\underline{C_1 = 66 \text{ nF}}$.

Da dieser Wert nicht handelsüblich ist, kann er durch die Parallelschaltung von zwei 33 nF-Kondensatoren realisiert werden.

A 3 Bei der Beschreibung der Funktion der monostabilen Kippstufe in diskreter Technik mit dynamischer Ansteuerung ist zunächst der stabile Zustand zu betrachten. Transistor T_2 ist wegen der positiven Basisvorspannung über R_1 durchgesteuert und T_1 durch das niedrige Potential über R_2 und R_3 gesperrt. Am Ausgang liegt 0-Potential, und der Kondensator C_1 hat sich mit der in Bild 10 eingezeichneten Polarität aufgeladen.

Ein positiver Eingangsimpuls steuert T_1 durch, wobei der Plusbelag von C_1 mit Masse verbunden wird. Transistor T_2 erhält dadurch negatives Basispotential und sperrt, der Ausgang führt hohes Potential. Über R_2 wird dies auf die Basis von T_1 rückgeführt, so daß sich die Schaltung in der semi-stabilen Lage halten kann, da der Eingangsimpuls nur kurzzeitig durch C_2 differenziert an der Basis von T_1 wirksam war. Die Schaltung kippt in die Ausgangslage zurück, wenn C_1 so weit umgeladen ist, daß die Basis von T_2 wieder positives Potential erhält.

A 4 Die Zeitdauer t_i des Ausgangsimpulses ist zunächst aus der Angabe der Impulsdauer des Zündimpulses in el-Graden zu errechnen.

$$\text{Periodendauer bei 50 Hz: } T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ s}^{-1}} = 0,02 \text{ s} = 20 \text{ ms}$$

$$t_i = \frac{30^\circ \text{el}}{360^\circ \text{el}} \cdot 20 \text{ ms} = 1,66 \text{ ms}$$

Der zeitbestimmende Kondensator C_1 kann nach Gleichung (1.8.) berechnet werden.

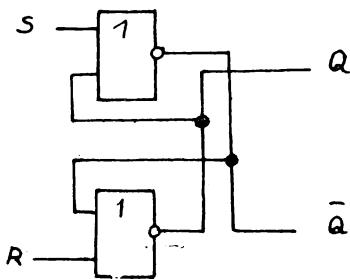
$$C_1 \approx \frac{t_i}{0,7 \cdot R_1} \approx \frac{1,66 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{0,7 \cdot 51 \cdot 10^3 \Omega} \approx 0,047 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{C_1 = 47 \text{ nF}}$$

A 5 Voraussetzung für die Funktion des Dualuntersetzers ist die Brückenlegung der dynamischen Eingänge und der Vorbereitungseingänge. Die Funktion kann auf den Seiten 18 und 19 nachgelesen werden.

A 6 Bei der Darstellung der logischen Struktur ist zu beachten, daß die Ausgänge im Gegensatz zum Aufbau mit NAND-Gattern gekreuzt werden müssen, da der S-Eingang bei Belegung mit dem dominierenden 1-Signal den Ausgang Q auf 1-Signal setzen muß (siehe auch TGL 16056/04 Seite 2).

Die Belegung beider Eingänge mit 1-Signal ist nicht erlaubt, da sich am Ausgang eine widersinnige logische Konstellation ergibt.



S	R	Q	\bar{Q}	
1	1	0	0	verboten!
1	0	1	0	
0	1	0	1	
0	0	0	1	*)

*) vorheriger Stand bleibt erhalten

Bild 37: RS-Trigger mit NOR-Gattern

- A 7 Der linke Schaltungsteil wirkt als Komparator mit Begrenzerschaltung. Da am Ausgang des OV keine Pegelanpassung vorgesehen ist, kann das Ausgangssignal positive und negative Werte annehmen.
- Der mittlere Schaltungsteil stellt einen Miller-Integrator dar, der die Rechteckimpulse in eine zeitlineare Dreiecksspannung verwandelt.
- Der Schaltungsteil mit P, R₆ und R₇ ermöglicht eine Verschiebung der Dreiecksspannung in positiver und negativer Richtung. Bei Mittelstellung des Schleifers von P ist die Zusatzspannung Null.
- Der nachfolgende Komparator erfaßt die Nulldurchgänge der verschobenen Dreiecksspannung. Die Pegelanpassung mittels R₁₀ und D₃ ermöglicht nur positive Ausgangssignale mit einer Amplitude entsprechend der Z-Spannung von D₃. Zu beachten ist beim Entwurf der Oszillogramme, daß die Operationsverstärker ein invertiertes Ausgangssignal liefern!

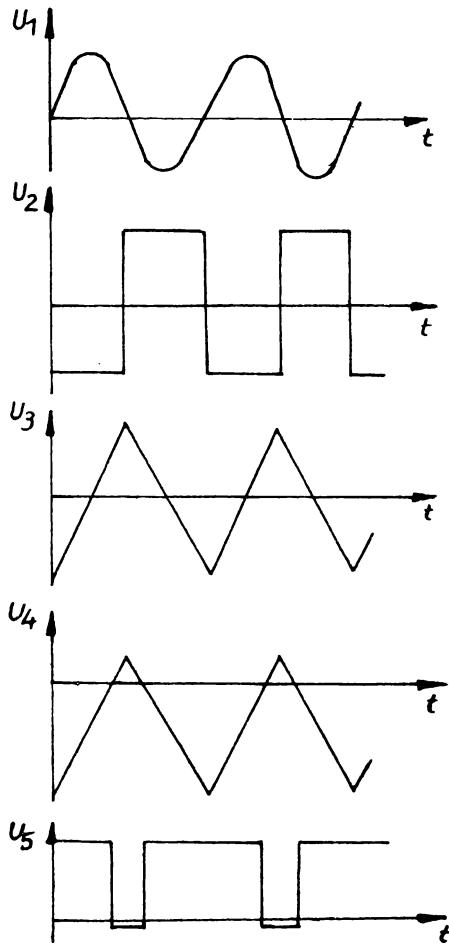


Bild 38: Impulsszillogramme

Formelzusammenstellung

Zeitbestimmender Kondensator der kapazitiv gekoppelten Schaltstufe:

$$t_i \approx 0,7 \cdot R_{V2} \cdot C \quad (1.1.)$$

Impulsdauer t_i und Pausendauer t_p der astabilen Kippstufe in diskreter Technik bei Abnahme der Ausgangsspannung an \bar{y} :

$$t_i \approx 0,7 \cdot R_{V1} \cdot C_1 \quad (1.2.)$$

$$t_p \approx 0,7 \cdot R_{V2} \cdot C_2 \quad (1.3.)$$

Kippfrequenz der astabilen Kippstufe:

$$f_{\text{Kipp}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_i + t_p} \quad (1.4.)$$

Basisvorwiderstand der astabilen Kippstufe:

$$R_V \approx h_{21em} \cdot R_C \quad (1.5.)$$

Tastverhältnis der astabilen Kippstufe:

$$\text{Tastverhältnis} = \frac{t_i}{t_i + t_p} \quad (1.6.)$$

Kippfrequenz der astabilen Kippstufe in integrierter Technik:

$$f_{\text{Kipp}} = \frac{1}{k \cdot R \cdot C} \quad (1.7.)$$

Zeitdauer des Ausgangsimpulses der monostabilen Kippstufe in diskreter Technik:

$$t_i \approx 0,7 \cdot R_1 \cdot C_1 \quad (1.8.)$$

Ausgangsimpulsdauer bei integrierter Technik:

$$t_i = k \cdot R \cdot C \quad (1.9.)$$

Basisvorspannung des Schmitt-Triggers bei Emitterkopplung:

$$U_{BE} = U_{R2} - U_{R3} \quad (1.10.)$$

Verläufe der Kondensatorspannung:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C \cdot dt \quad (3.1.)$$

$$u_C(t) = U_S \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right) \quad (3.2.)$$

Ausgangsspannung des Miller-Integrators:

$$u_a(t) = -V \cdot u_e(t) \quad (3.3.)$$

Sachwörterverzeichnis

- Analog-Digital-Wandler 30, 33
Ansprechverzögerung,
 integrierend 16, 17
Ansteuerung
 – statisch 13, 20, 21
 – dynamisch 13, 20, 23
Arbeitsfrequenz 43
Aufladung, statische 41
Ausgangslastfaktor 43
Auslöseimpuls 34
Basisvorwiderstand 8
Begrenzerschaltung 30
Beweglichkeit,
 Defektelektronen 40
CMOS-Technik 42, 47
D-Flip-Flop 24, 25
Differenzglied 16, 23
DIL-Gehäuse 41, 47
Dreieckspannung 33
Dualuntersetzer 23
ECL-Technik 45
EFL-Technik 45
Eingangsimpuls 5, 16, 19
Emitterkopplung 29
Emitterwiderstand 27
Erholzeit 16
FAMOS-Transistor 47
Flip-Flop 5
Frequenzteiler 23, 25
Gateschutzdiode 41
Hardware 48
I²L-Technik 45
Impulsdauer 9
Impulsformer 5
Impulstorglied 23
Initiatoreingang 5
Integrationsgrad 44, 47
Integrierglied 16
Ionenimplantation 47
Kapazitäten, parasitäre 40, 42
Kippfrequenz 9, 12
Kippstufen
 – astabil 5, 8
 – bistabil 5, 19
 – monostabil 5, 13
Kollektorkopplung 29
Komparator 30
Kondensatorumladung 6
Kristallfehler 44
Logik, negative 40
Lasttransistor 40

Mikroprozessor 5, 47, 48
Miller-Integrator 35, 37
MNOS-Speicherzelle 48
MOS-Technik 40
Monoflop 5
Multivibrator 5
NAND-Gatter 10, 18, 46
Nichtlinearität 34
NOR-Gatter 41
Nullindikator 30
Operationsverstärker 30, 37
Packungsdichte 40, 49
Pausendauer 9
PMOS-Technik 40, 46
RAM 47
RC-Ladekreis 36
Rechteckspannung 10, 34
Referenzspannung 31
ROM 47
RS-Flip-Flop 20, 21, 24
Sägezahnspannung 33
Schaltbelegungstabelle 20, 21, 25
Schalthysterese 28
Schaltung, sequentiell 20
Schaltstufe, kapazitiv
 gekoppelt 6
Schaltswelle 27
Schmitt-Trigger 5, 26, 27
Schwellspannung 40, 46
Schwellwertgatter 26
semistabile Lage 15
Setzeingang 21, 24
Silicon-Gate-Technik 46
Silizium, polykristallines 46
Software 48
Spannungsvergleicher 30
Störabstand, statisch 42
Störimpuls 16
Störsicherheit, dynamisch 16
Strichbreite 44
Stromverstärkung 10, 29
Takteingang 24
Tastverhältnis 10
Thyristorsteuerung 30, 33
Trigger 5, 20
 —asynchron 20
 —synchron 20
Triggerung 29
Univibrator 5
Verlustleistung 40, 45
VMOS-Technik 47
Vorbereitungseingang 23, 24
Vorzugslage, bistabile
 Kippstufe 23
Wiederbereitchaftszeit 16
Zeitgeber 5

**FACHSCHUL –
FERNSTUDIUM**

Dr.-Ing. Günter Graichen

**GRUNDLAGEN
DER
ELEKTRONIK**

6

**Bauelemente der Elektronik
– Übersicht, Schaltzeichen,
Kennzeichnung –**

**Herausgeber:
Institut für Fachschulwesen der
Deutschen Demokratischen Republik
Karl-Marx-Stadt**

03 1129 06 0

**Dieser Lehrbrief wurde
verfaßt von:**

**Dr.-Ing. Günter Graichen
Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für
Fachschulwesen der DDR, Karl-Marx-Stadt**

bearbeitet von:

**Dipl.-Ing. Burkhard Ramm
Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für
Fachschulwesen der DDR, Karl-Marx-Stadt**

Redaktionsschluß: 31. 03. 1986

Als Manuskript gedruckt - Alle Rechte vorbehalten

Veröffentlicht:

**INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
Karl-Marx-Stadt**

Druck und buchbinderische Verarbeitung:

**ZENTRALSTELLE FÜR LEHR- UND ORGANISATIONSMITTEL DES
MINISTERIUMS FÜR HOCH- UND FACHSCHULWESEN, ZWICKAU
Ag 613/406/86/600 5. Ausgabe 1. Auflage
Vorzugsschutzgebühr: 2,50 M**

Inhaltsverzeichnis

	Seite
0. Einführung	4
1. Übersicht über wichtige Bauelemente der Elektronik	4
2. Einige grundsätzliche Eigenschaften elektronischer Bauelemente	10
3. Schaltzeichen wichtiger Bauelemente der Elektronik	12
4. Kennzeichnung wichtiger Bauelemente der Elektronik	20
4.1. Passive Bauelemente	20
4.2. Vakuum- und Gasentladungsröhren	34
4.3. Halbleiterbauelemente	34
Literaturverzeichnis	62
Beilage	

0. Einführung

Die rasch zunehmende Bedeutung der Elektronik/Mikroelektronik für sämtliche Bereiche der Volkswirtschaft macht es erforderlich, allen sowohl in der Aus- und Weiterbildung als auch in der praktischen Tätigkeit damit befaßten Ingenieuren, Technikern und Facharbeitern ein Arbeitsmaterial in die Hand zu geben, welches in gedrängter praxisorientierter Form ohne Anspruch auf Vollständigkeit eine Übersicht über wichtige elektronische Bauelemente, einige Hinweise zu deren grundsätzlichen Eigenschaften sowie Angaben zu Schaltzeichen und üblichen Arten der Kennzeichnung enthält.

Das vorliegende Arbeitsmaterial, für dessen Nutzung im Prinzip keine speziellen Vorkenntnisse erforderlich sind, kann in der Aus- und Weiterbildung an Hoch-, Fach- und Berufsschulen insbesondere zur Unterstützung des Labor- und Übungsbetriebes auf dem Gebiet der Elektronik/Automatisierungstechnik eingesetzt werden. Für alle an den Fragen der Elektronik Interessierten enthält es vielfältige Hinweise bzw. Informationsmöglichkeiten, die das Zurechtfinden in der breiten Angebotspalette elektronischer Bauelemente erleichtern und das Verständnis der einschlägigen Studien- und Fachliteratur unterstützen. Das Arbeitsmaterial ist somit Hilfe und Unterstützung für alle auf dem Gebiet der Elektronik tätigen Wissenschaftler, Ingenieure, Techniker, Facharbeiter usw.

1. Übersicht über wichtige Bauelemente der Elektronik

Die nachfolgende Übersicht hat das Ziel, einen Überblick über gegenwärtig und zukünftig wichtige Bauelemente der Elektronik zu vermitteln und diese in einem Ordnungsgefüge einzuordnen. Das gewählte Ordnungsprinzip ist eines von mehreren möglichen; es orientiert sich vorzugsweise am physikalischen Wirkprinzip. Insbesondere bei integrierten Mikroschaltkreisen treten technologische und applikative Gesichtspunkte notwendigerweise in den Vordergrund.

Bild 1 zeigt eine Gesamtübersicht über Bauelemente der Elektronik, die in den nachfolgenden Bildern 2 bis 7 weiter aufgegliedert ist. Eine detaillierte Erläuterung dieser Übersichten ist nicht erforderlich.

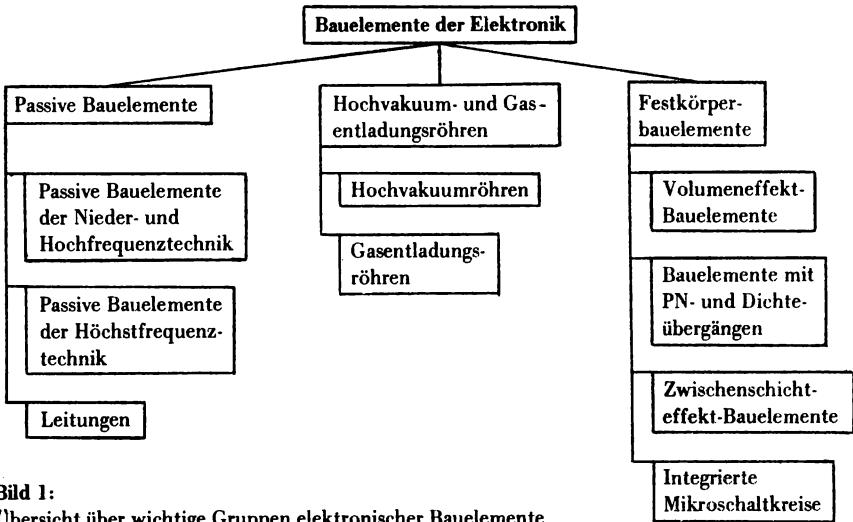


Bild 1:
Übersicht über wichtige Gruppen elektronischer Bauelemente
– Vereinfachte Darstellung –

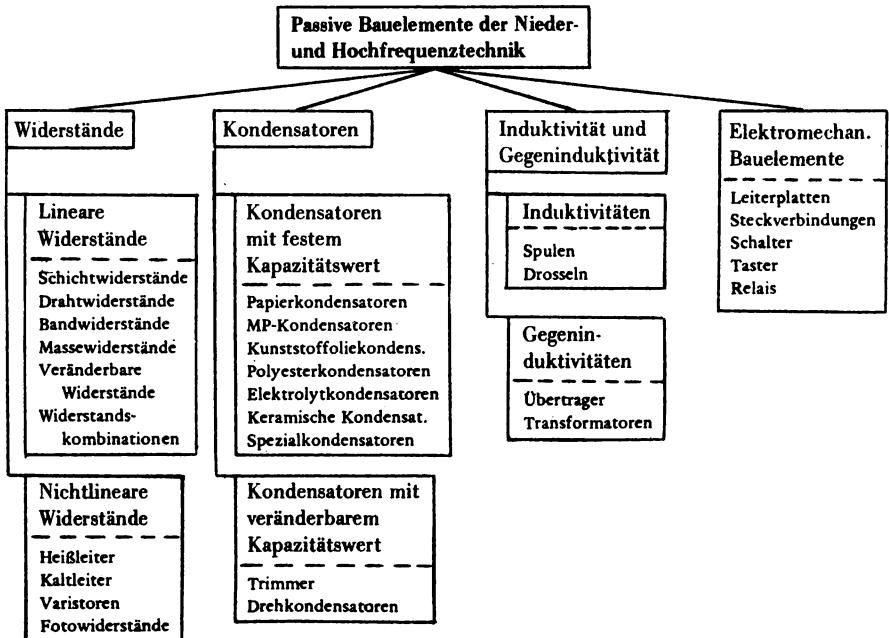


Bild 2: Übersicht über wichtige passive Bauelemente der Nieder- und Hochfrequenztechnik
– Vereinfachte Darstellung –

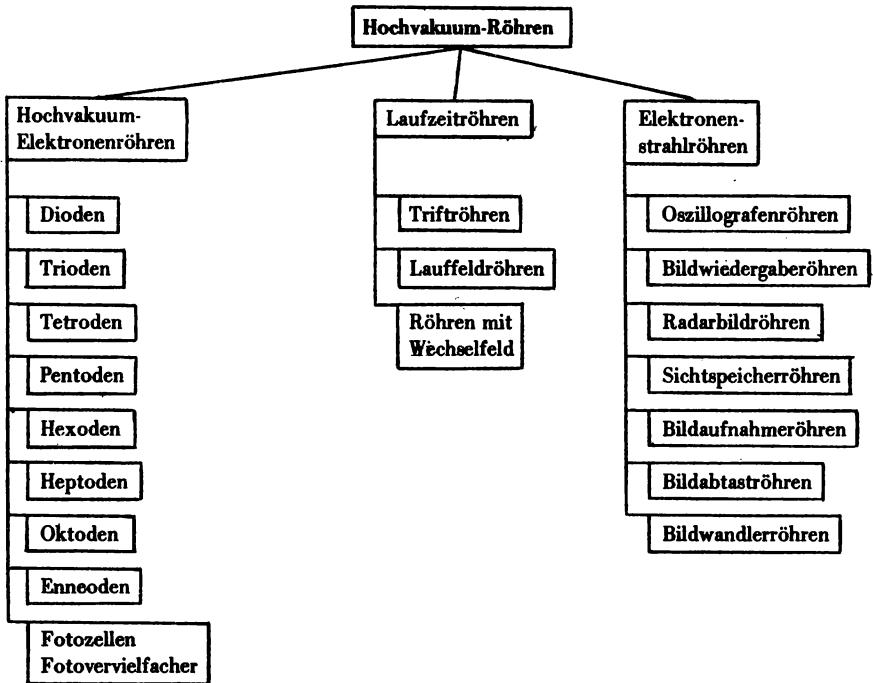


Bild 3: Übersicht über wichtige Hochvakuum-Röhren
 – Vereinfachte Darstellung –

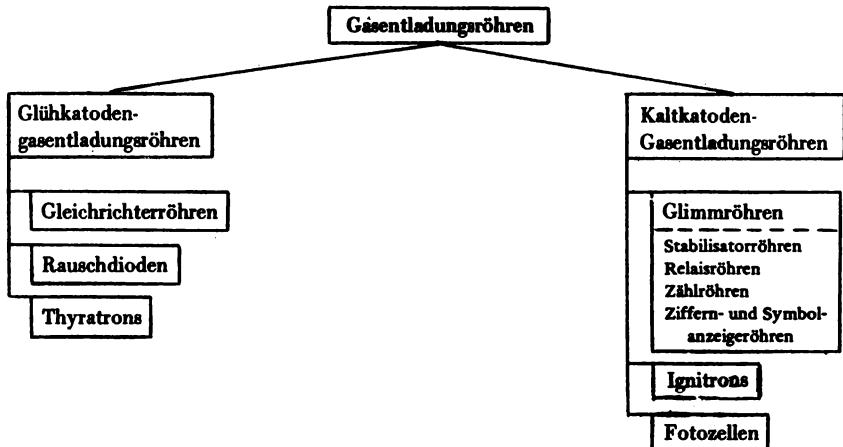


Bild 4: Übersicht über wichtige Gasentladungsröhren
 – Vereinfachte Darstellung –

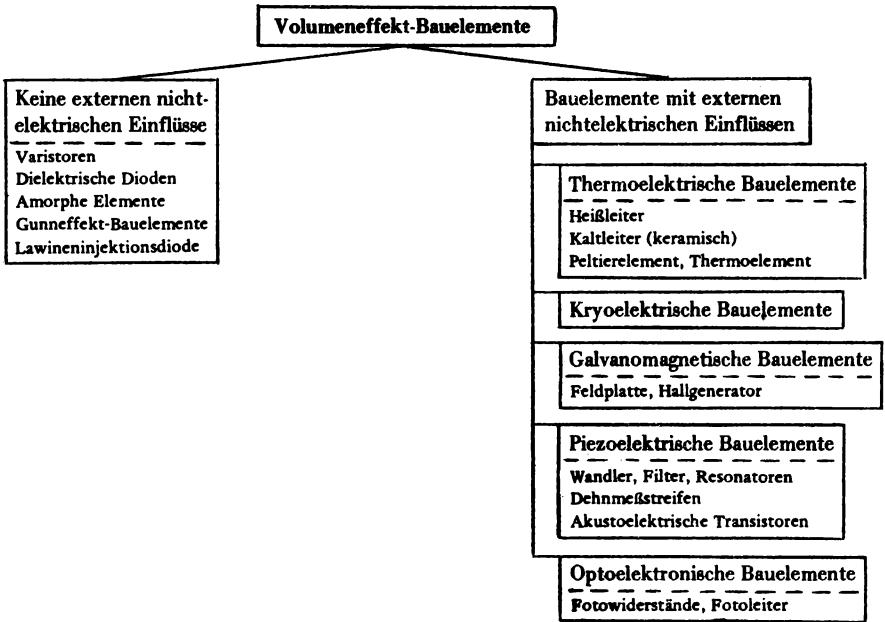


Bild 5: Übersicht über wichtige Volumeneffekt-Bauelemente (homogene Strukturen)
 – Vereinfachte Darstellung –

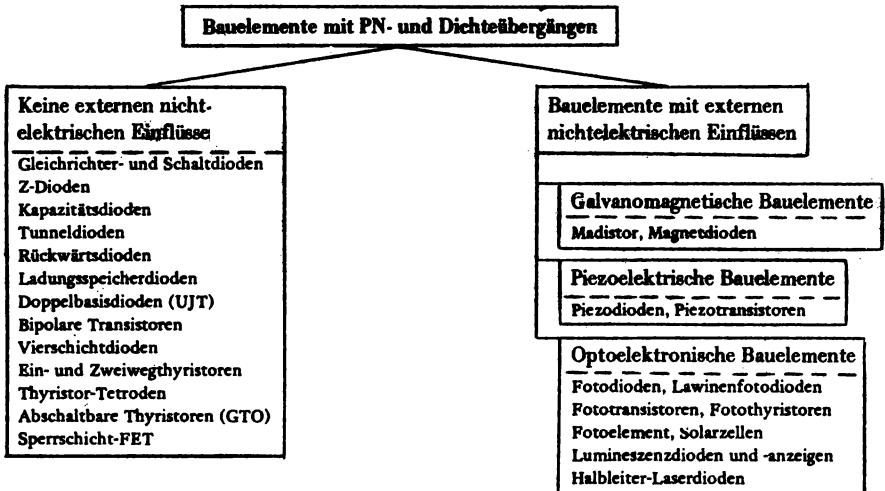


Bild 6: Übersicht über wichtige Bauelemente mit PN- und Dichteübergängen
 – Vereinfachte Darstellung –

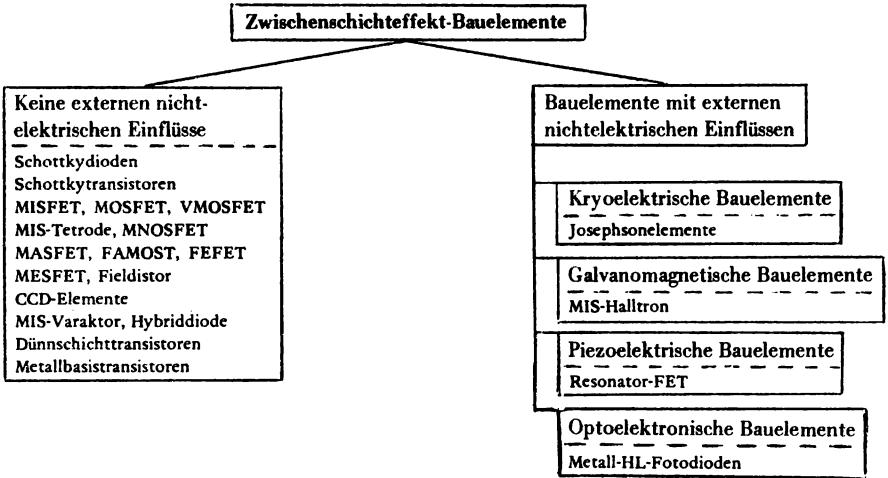


Bild 7: Übersicht über wichtige Zwischenschichteffekt-Bauelemente (MS- und MIS-Strukturen)
 – Vereinfachte Darstellung –

Die Komplexität und Vielfalt elektronischer Mikroschaltkreise wird auf der vereinfachten Übersicht nach Bild 8 deutlich. Die Untergliederung erfolgte nach dem Gesichtspunkt der Herstellungstechnologie. Tafel 1 ermöglicht einen gewissen Vergleich verschiedener Technologien der Mikroelektronik.

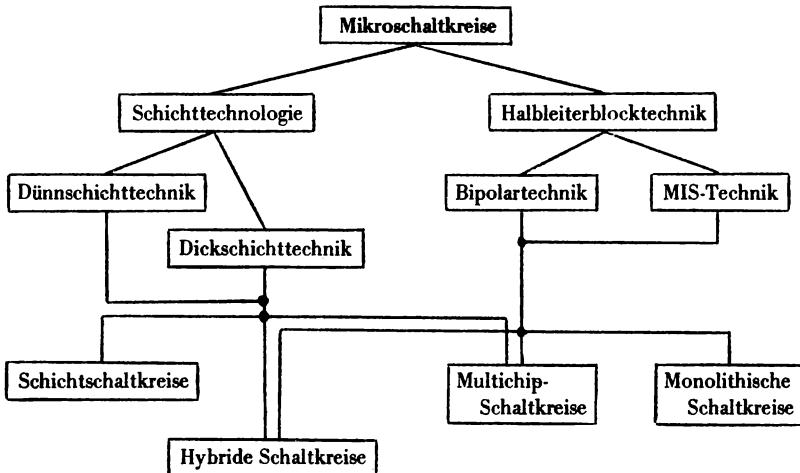


Bild 8: Übersicht über integrierte Mikroschaltkreise
 – Vereinfachte Darstellung –

Tafel 1: Vergleich zwischen Schichttechnologie und Halbleiterblocktechnik
 – Stark vereinfachte Darstellung –

Bezeichnung	Schicht-Technologie		Halbleiter-Blocktechnik
	Dünnschichttechnik	Dickschichttechnik	
Typische Herstellungsverfahren	Katoden-Zerstäubung Vakuum-Aufdampftechnik	Siebdruck	Planartechnik Epitaxie Implantation
Grundmaterial	Glas Keramik	Keramik	Silizium Verbundhalbleiter
Herstellbare Komponenten	Leitungen Widerstände	Leitungen Widerstände Kondensatoren	Dioden Transistoren Thyristoren Widerstände Kondensatoren Leitungen
Bedingt herstellbar	Kondensatoren Induktivitäten	Induktivitäten	
Abmessungen	cm ²	cm ²	mm ² und kleiner
Struktur der Leitungen	(10 ... 100)μ	(100 ... 500)μ	(1 ... 20)μ

Digitalschaltkreise werden ausschließlich in dem sich ständig weiter ausweitenden Bereich der Digitaltechnik eingesetzt; Analogschaltkreisen der einzelnen Schaltkreisfamilien kann entsprechend Bild 9 ein bevorzugtes Anwendungsgebiet zugeordnet werden.

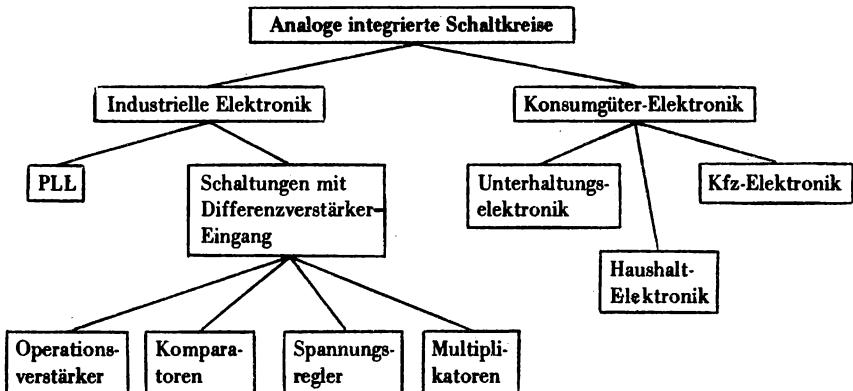


Bild 9: Übersicht über einige wichtige Typenfamilien analoger integrierter Schaltkreise und deren Hauptanwendungsgebiete – Vereinfachte Darstellung –

Die hohen Anforderungen an Störsicherheit, Zuverlässigkeit, Klimafestigkeit usw., die insbesondere bei Geräten und Anlagen der industriellen Elektronik erfüllt werden müssen, machen den Einsatz von Bauelementen notwendig, die auch hinsichtlich ihrer Umhüllungsart den konkreten Anforderungen entsprechen. Die Übersicht nach Tafel 2 enthält in dieser Hinsicht wichtige Hinweise für die Auswahl elektronischer Bauelemente.

Tafel 2: Übersicht über wichtige Umhüllungsarten für elektronische Bauelemente
– Stark vereinfachte Darstellung –

Art der Umhüllung	Nicht hermetisch			Hermetisch		
	Gehäuseart	ohne	Lack	Plast	Metall	Glas
gebräuchliche Anwendungen	Widerstände	Widerstände, Kondensatoren	Dioden, Transistoren, Thyristoren, integrierte Schaltkreise	Dioden, Transistoren, Thyristoren, integrierte Schaltkreise	Dioden, Transistor.	integr. Schaltkreise
Schutzgrad vor Umgebungseinflüssen	ohne	mechanisch genügend, klimatisch gering	mechanisch sehr gut, klimatisch für mittlere Anforderungen	mechanisch und klimatisch sehr gut		

2. Einige grundsätzliche Eigenschaften elektronischer Bauelemente

Jedes elektronische Bauelement besitzt Kennwerte und Grenzwerte. Die Kennwerte, z. B. der Nennwert eines Widerstandes, kennzeichnen das Bauelement. Die Grenzwerte kennzeichnen die Grenzen der Betriebsparameter (z. B. Spannung, Strom u. ä.), die im praktischen Betrieb unter keinen Umständen überschritten werden dürfen.

Alle handelsüblichen Bauelemente besitzen eine bestimmte Toleranz ihres Nennwertes, die Auslieferungstoleranz, z. B. $\pm 10\%$. Im Betrieb, insbesondere durch Erwärmung, können Bauelemente ihren Wert ändern; hieraus resultiert ein zusätzlicher Toleranzanteil infolge Alterung.

Im praktischen Betrieb elektronischer Bauelemente entsteht stets eine Verlustleistung durch Stromfluß. Die Leistung

$$P_{Vzu} = UI$$

muß demzufolge ständig an die Umgebung über den thermischen Gesamtwiderstand (Wärmewiderstand)

$$R_{thges} = R_{thi} + R_{tha}$$

R_{thi} : thermischer Innenwiderstand, durch inneren Aufbau des Bauelementes, Material usw. fest vorgegeben

R_{tha} : thermischer Außenwiderstand, durch Oberfläche (Fläche, Rauigkeit u. ä.) des Bauelementes teilweise bestimmt, durch geeigneten Einbau bzw. durch zusätzliche Kühlmittel (Kühlschellen, Kühlbleche, Kühlkörper) beeinflussbar

abgeführt werden. Die abgebbare Wärmeleistung beträgt

$$P_{Vab} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_{amax}}{R_{thges}}$$

ϑ_{jmax} : maximal zulässige Temperatur an der „Wärmequelle“ (z. B. PN-Übergang einer Halbleiterdiode)

ϑ_{amax} : im Betrieb maximal mögliche Umgebungstemperatur

Damit ergibt sich

$$P_{Vzu} < P_{Vab}$$

als grundsätzliche Bedingung für thermische Stabilität. Diese Bedingung ist unter allen Umständen einzuhalten, da sich sonst das Bauelement unzulässig erwärmt, was letztendlich zu seiner Zerstörung führen würde.

Aus den vorangegangenen Ausführungen folgt unmittelbar

$$UI < \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_{amax}}{R_{thges}} = \text{const.}$$

Diese Gleichung gilt für jedes Bauelement unter definierten Kühlbedingungen. Unter Beachtung der Tatsache, daß

$$UI = \text{const.}$$

eine Hyperbel im Strom-Spannungs-Kennlinienfeld eines beliebigen Bauelementes darstellt, können in das Strom-Spannungs-Kennlinienfeld sogenannte Verlusthyperbeln für jeweils definierte Kühlbedingungen eingezeichnet werden (Bild 10). Ein Bauelement darf nie „oberhalb“ der entsprechend den konkreten Kühlbedingungen gültigen Verlusthyperbel betrieben werden (Ausnahme: extrem kurzzeitig), sonst kommt es zu unzulässiger Erwärmung und damit zur Zerstörung.

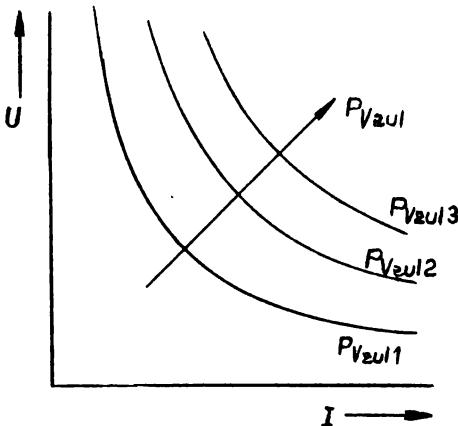


Bild 10:
Verlusthyperbel im Stromspannungs-
Kennlinienfeld eines elektronischen
Bauelementes

Die obigen Betrachtungen zur Sicherung der thermischen Stabilität können unter Umständen recht aufwendig werden. Die Hersteller elektronischer Bauelemente geben deshalb in dafür geeigneten Fällen sogenannte Derating-Kurven (Lastabminderungskurven) an (Bild 11). Aus diesen Kurven ist erkennbar, welcher für die Belastung des betreffenden Bauelementes wichtige Parameter (– als Beispiel siehe Bild 11!) ab welcher Umgebungstemperatur um wieviel Prozent gegenüber dem Nennwert gesenkt werden muß.

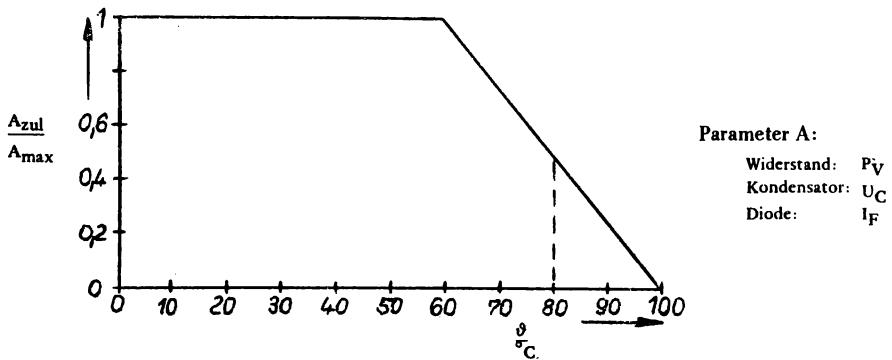


Bild 11: Typische Derating-Kurve für ein elektronisches Bauelement

3. Schaltzeichen wichtiger Bauelemente der Elektronik

Die Angabe der Schaltzeichen wichtiger elektronischer Bauelemente erfolgt auf den Bildern 12 bis 21 in Form einer weiteren Aufgliederung der Übersicht nach Abschnitt 1. Da hierbei applikative Gesichtspunkte im Vordergrund stehen, erhält der Leser auf diesem Wege einen Überblick über wichtige handelsübliche Bauelemente. Verschiedene Erläuterungen zu den einzelnen Bauelemente-Arten, z. B. die Angabe der üblichen Zählpfeilrichtungen für Ströme und Spannungen an Transistoren auf Bild 19, sind insgesamt knapp gehalten, erhöhen aber den Informationsgehalt der Abbildungen.

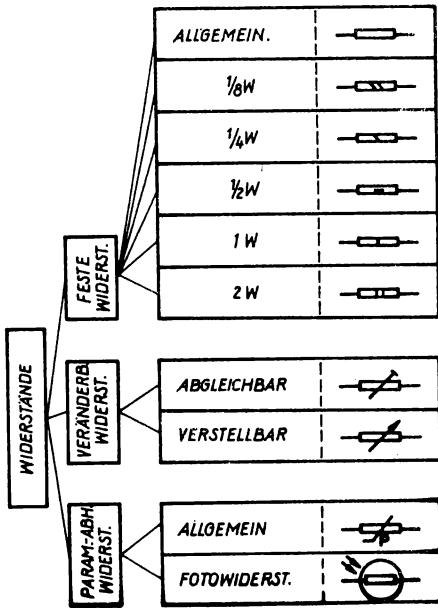


Bild 12:
Schaltzeichen von Widerständen

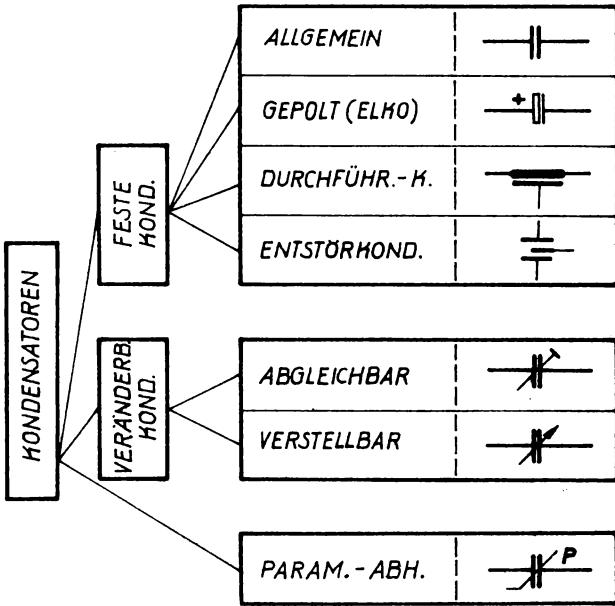


Bild 13:
Schaltzeichen von Kondensatoren

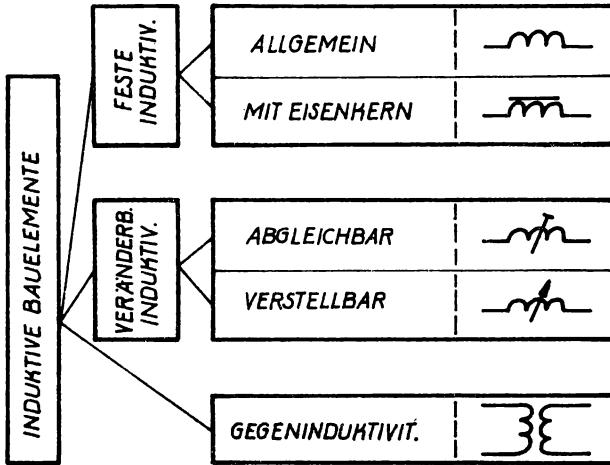


Bild 14: Überblick über wichtige Arten von induktiven Bauelementen, Schaltzeichen

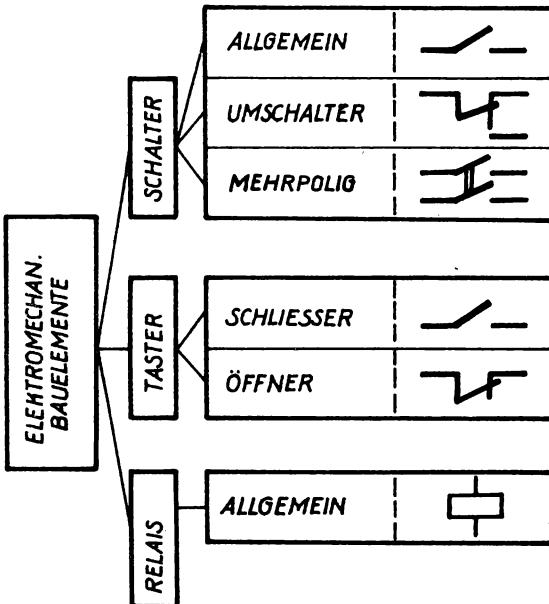
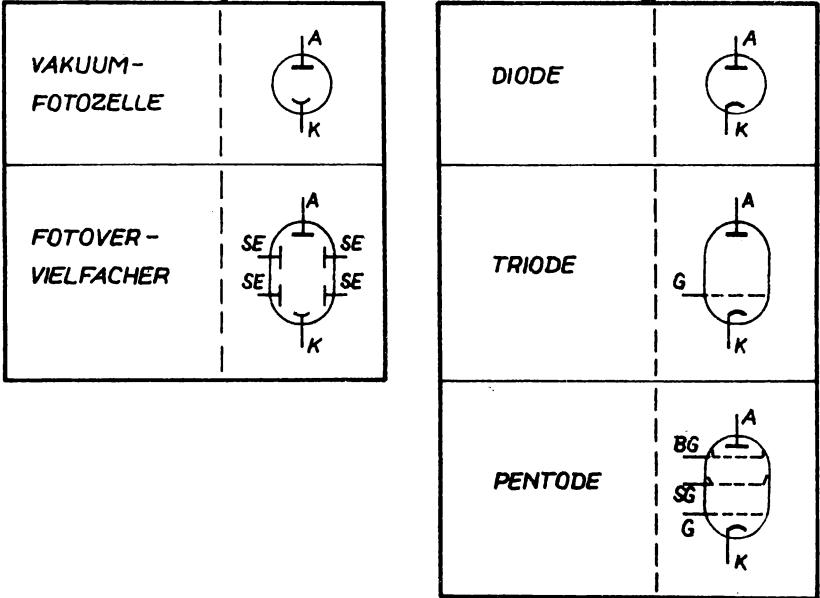


Bild 15: Überblick über wichtige Arten von elektromechanischen Bauelementen, Schaltzeichen

HOCHVAKUUM-ELEKTRONENRÖHREN



KALTKATODEN-GASENTLADUNGSRÖHREN

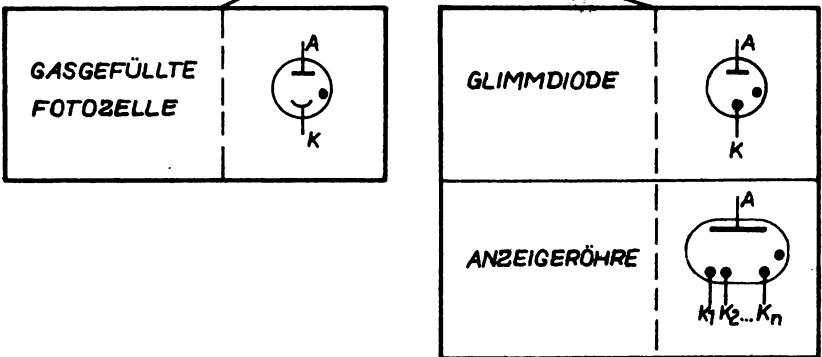
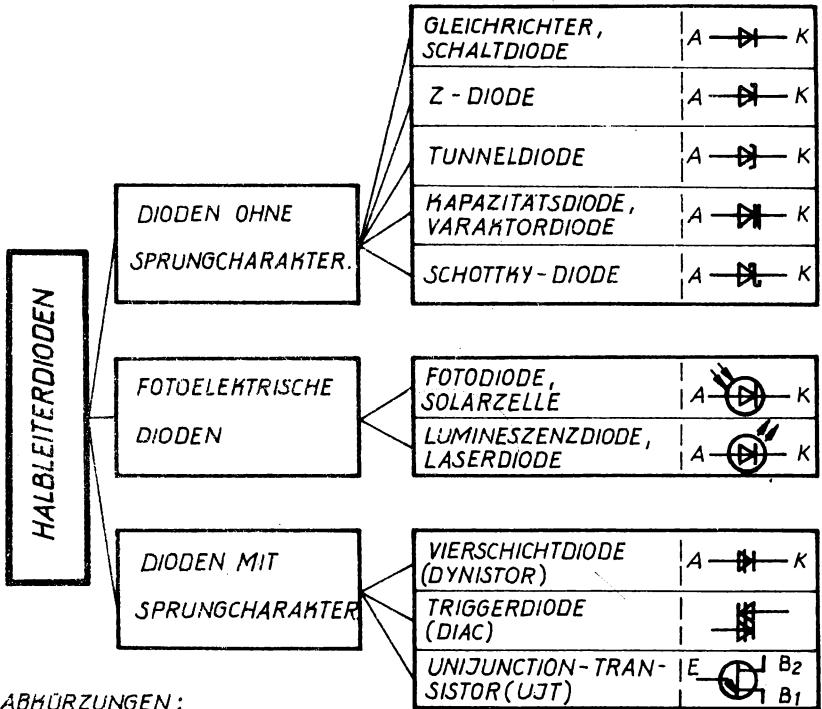


Bild 16: Überblick über einige wichtige Hochvakuum-Elektronenröhren und Kaltkathoden-Gasentladungsröhren, Schaltzeichen



ABKÜRZUNGEN :
A : ANODE
B_{1,2} : BASIS
E : EMITTER
K : KATODE

Bild 17: Überblick über wichtige Arten von Halbleiterdioden, Schaltzeichen

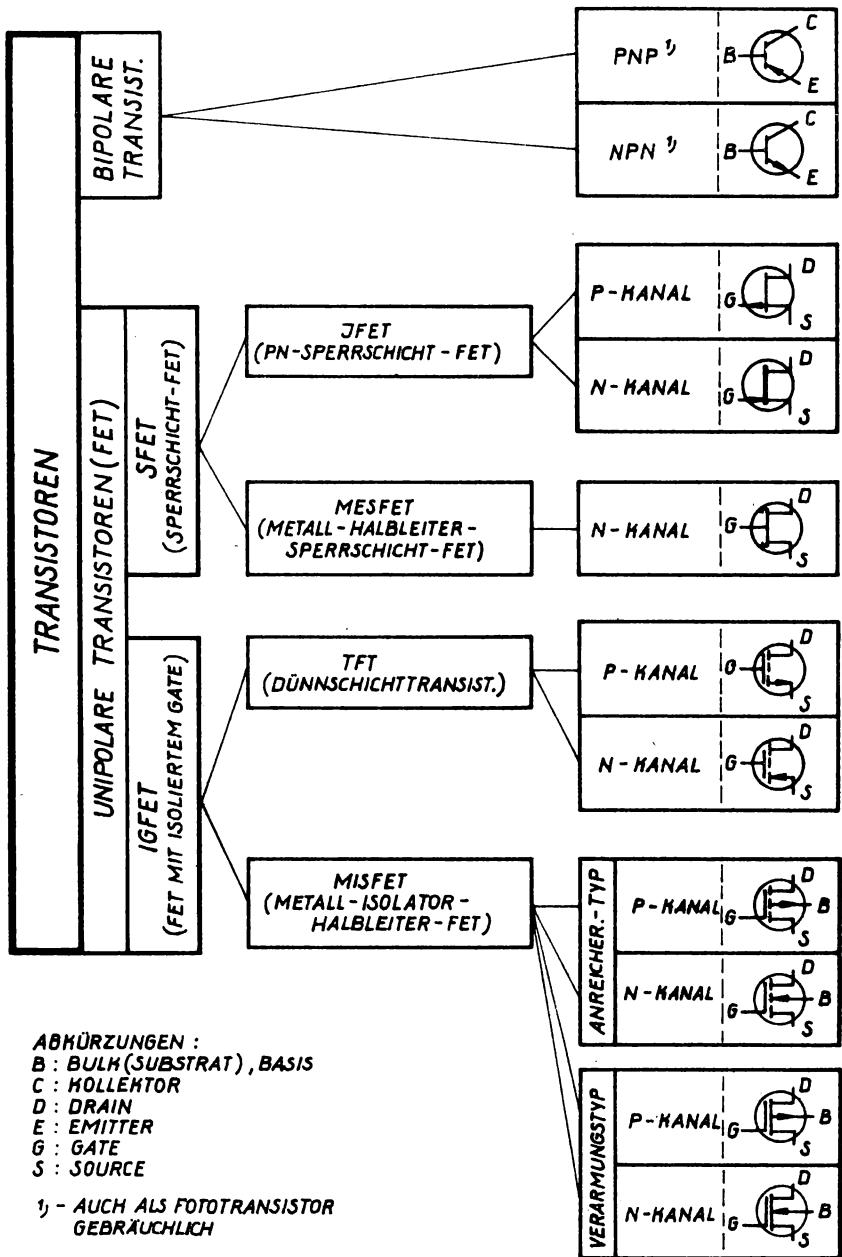
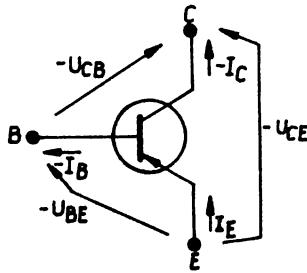
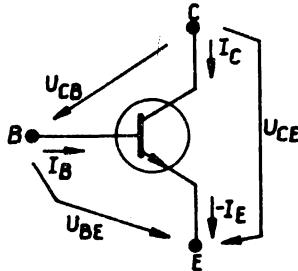


Bild 18: Überblick über wichtige Arten von Transistoren, Schaltzeichen

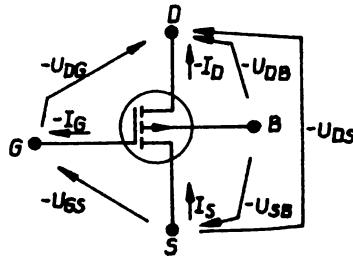
PNP - TRANSISTOR



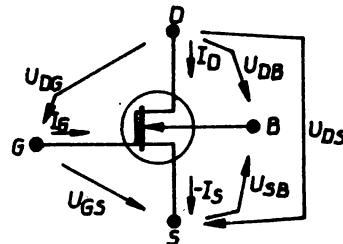
NPN - TRANSISTOR



MOSFET
(P-KAN.-ANR.-TYP)



MOSFET
(N-KAN.-VERARM.-TYP)



Bemerkungen:

1. Die Festlegung der positiven Zählfeilrichtung erfolgt (willkürlich) von Plus nach Minus.
2. Die Ströme werden mit dem Anschluß als Index gekennzeichnet, in dem der Strom fließt.
Vorzeichen: – positiv, wenn Strom gemäß 1. in das Bauelement hineinfließt,
– negativ, wenn Strom gemäß 1. aus dem Bauelement herausfließt.
Es gilt somit stets $\Sigma I = 0$.
3. Spannungen werden mit den Anschlüssen als Index gekennzeichnet, zwischen denen sie auftreten. Positive Vorzeichen gelten immer dann, wenn die positive Zählfeilrichtung mit der Reihenfolge der Indizes übereinstimmt, ansonsten wird ein negatives Vorzeichen benutzt. Es gilt somit stets $\Sigma U = 0$.

Bild 19: Übliche Zählfeilrichtungen für Ströme und Spannungen an Transistoren

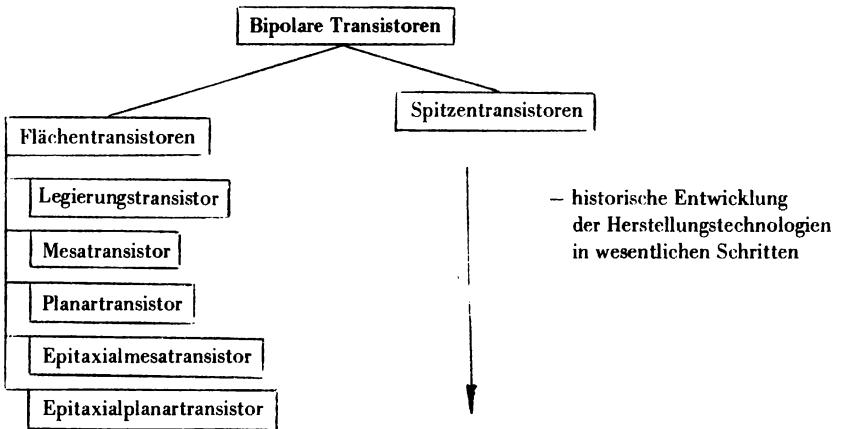


Bild 20: Überblick über wichtige Arten von Bipolartransistoren, unterteilt nach bedeutsamen Entwicklungsetappen der Herstellungstechnologien
– Vereinfachte Darstellung –

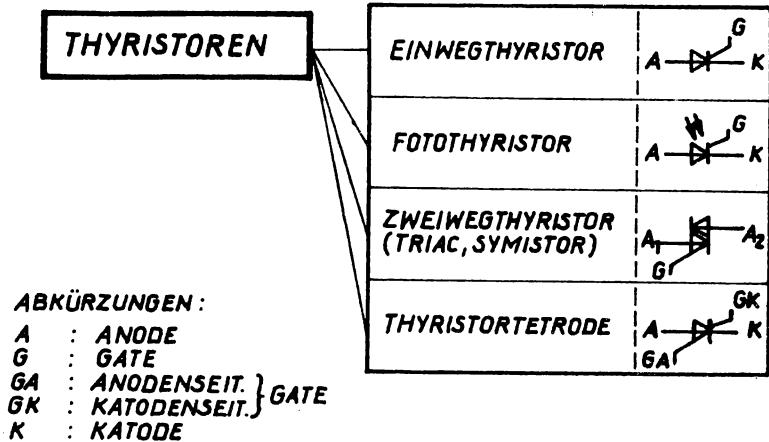


Bild 21: Überblick über wichtige Arten von Thyristoren, Schaltzeichen

4. Kennzeichnung wichtiger Bauelemente der Elektronik

Für die Auswahl und den sachgerechten Einsatz elektronischer Bauelemente sind Kenntnisse über deren Kennzeichnung unerlässlich. Die nachfolgenden Ausführungen beziehen sich auf wichtige handelsübliche elektronische Bauelemente vorwiegend aus DDR-Produktion; sie enthalten neben Angaben zur Kennzeichnung dieser Bauelemente erläuternde Hinweise sowie zum Teil Angaben zum verfügbaren Sortiment.

4.1. Passive Bauelemente

Widerstände

Widerstände werden gemäß Bild 12 in

- feste Widerstände
 - veränderbare Widerstände
 - parameterabhängige Widerstände
- unterteilt. Bei Festwiderständen werden
- Widerstandswert (Nennwert)
 - Auslieferungstoleranz
 - Belastbarkeit (zulässige Verlustleistung)

und teilweise der Temperaturkoeffizient angegeben. Die Stufung der Nennwerte erfolgt in Abhängigkeit von der Auslieferungstoleranz nach der internationalen E-Reihe. Das Bildungsgesetz dieser Reihe ist eine wachsende geometrische Progression (Folge von Zahlen a_1, a_2, \dots, a_n) der Form

$$a_n = a_0 b^{(n-1)}$$

mit $b = \sqrt[n]{10^c}$

Für alle Reihen sind $a_0 = 1$ und $n = 1, 2, \dots, c$ festgelegt worden. Die Ziffernbezeichnung der einzelnen Reihen ist identisch mit dem Zahlenwert c .

Beispiel:

Reihe E6: $a_0 = 1; c = 6; n = 1, 2, \dots, c$

$$a_1 = (\sqrt[6]{10})^{(1-1)} = 1$$

$$a_2 = (\sqrt[6]{10})^{(2-1)} = \sqrt[6]{10} \approx 1,5$$

$$a_3 = (\sqrt[6]{10})^{(3-1)} = \sqrt[3]{10} \approx 2,2$$

$$a_4 = (\sqrt[6]{10})^{(4-1)} = \sqrt[2]{10} \approx 3,3$$

$$a_5 = (\sqrt[6]{10})^{(5-1)} = (\sqrt[3]{10})^2 \approx 4,7$$

$$a_6 = (\sqrt[6]{10})^{(6-1)} = (\sqrt[6]{10})^5 \approx 6,8$$

Die Zahlenwerte entstehen durch Rundung unter Beachtung der toleranzmäßigen Überdeckung, woraus sich die Möglichkeit ausschlußfreier Produktion ergibt. Tafel 3 enthält die Zahlenwerte der gebräuchlichsten E-Reihen mit Toleranzangaben.

Tafel 3: Internationale E-Reihe

REIHE E6			REIHE E12			REIHE E24			REIHE E48					
±20%			±10%			±5%			±2%					
-20%	NW	+20%	-10%	NW	+10%	-5%	NW	+5%	-2%	NW	+2%			
0,8	1,0	1,2	0,9	1,0	1,1	0,95	1,0	1,05	0,98	1,00	1,02			
						1,045	1,1	1,155	1,028	1,05	1,071			
									1,078	1,10	1,122			
									1,127	1,15	1,173			
									1,176	1,20	1,224			
						1,235	1,3	1,365	1,225	1,25	1,275			
						1,274	1,30	1,326	1,274	1,30	1,326			
						1,372	1,40	1,428	1,372	1,40	1,428			
			1,2	1,5	1,8	1,35	1,5	1,65	1,425	1,5	1,575	1,470	1,50	1,530
									1,52	1,6	1,62	1,519	1,55	1,581
									1,568	1,60	1,632			
									1,666	1,70	1,734			
									1,764	1,80	1,836			
						1,862	1,90	1,938						
						1,960	2,00	2,040						
						2,058	2,10	2,142						
1,76	2,2	2,64				1,98	2,2	2,42	2,09	2,2	2,31	2,156	2,20	2,244
									2,28	2,4	2,52	2,254	2,30	2,346
									2,352	2,40	2,448			
									2,499	2,55	2,601			
									2,646	2,70	2,754			
						2,793	2,85	2,907						
						2,85	3,0	3,060						
						3,087	3,15	3,213						
			2,64	3,3	3,96	2,97	3,3	3,63	3,135	3,3	3,465	3,234	3,30	3,366
									3,42	3,6	3,78	3,381	3,45	3,519
									3,528	3,60	3,672			
									3,675	3,75	3,825			
									3,822	3,90	3,978			
						4,018	4,10	4,182						
						4,085	4,3	4,515						
						4,214	4,30	4,386						
						4,410	4,50	4,590						
3,76	4,7	5,64				4,23	4,7	5,17	4,465	4,7	4,935	4,606	4,70	4,794
			4,845	5,1	5,355				4,802	4,90	4,998			
									4,998	5,10	5,202			
									5,243	5,35	5,457			
									5,488	5,60	5,712			
						5,782	5,90	6,018						
						6,076	6,20	6,324						
						6,370	6,50	6,630						
			5,44	6,8	8,16	6,12	6,8	7,48	6,46	6,8	7,14	6,664	6,80	6,936
									7,125	7,5	7,875	7,007	7,15	7,293
									7,350	7,50	7,650			
									7,693	7,85	8,007			
									8,036	8,20	8,364			
						8,428	8,60	8,772						
						8,845	9,10	9,282						
						9,359	9,55	9,741						
						9,02	8,2	9,02	7,79	8,2	8,61	8,036	8,20	8,364
									7,79	8,2	8,61	8,036	8,20	8,364
						8,645	9,1	9,555	8,918	9,10	9,282			
									9,359	9,55	9,741			

Die Kennzeichnung von Festwiderständen erfolgt meist durch Aufdruck der wichtigsten Kennwerte. Insbesondere bei Widerständen kleiner Leistung wird der Nennwert mit Hilfe der internationalen Farbreihe nach Tafel 4 angegeben. Für die Kennzeichnung der Auslieferungstoleranz sind neben dem direkten Aufdruck die in Tafel 5 dargestellten Möglichkeiten gebräuchlich, wobei die verschlüsselte Angabe mittels Farbkennzeichnung in Verbindung mit der Nennwert-Angabe mittels Farbreihe nach Tafel 4 zur Anwendung kommt.

Tafel 4: Internationale Farbreihe

Farbe	Ziffernwert	Multiplikator
ohne	—	—
silber	—	10^{-2}
gold	—	10^{-1}
schwarz	0	10^0
braun	1	10^1
rot	2	10^2
orange	3	10^3
gelb	4	10^4
grün	5	10^5
blau	6	10^6
violett	7	10^7
grau	8	10^8
weiß	9	10^9

Tafel 5: Kennzeichnung der Auslieferungstoleranz von Widerständen

Kennzeichnung		Auslieferungstoleranz
Buchstabe	Farbe	
A		Toleranzen ohne eigenen Kennbuchstaben
	grau	± 0,05 %
B	violett	± 0,1 %
C	blau	± 0,25 %
D	grün	± 0,5 %
F	braun	± 1 %
G	rot	± 2 %
J	gold	± 5 %
K	Silber	± 10 %
M	ohne	± 20 %

Bemerkungen:

1. Es fallen praktisch nur die genannten Auslieferungstoleranzen an.
2. Nicht alle Auslieferungstoleranzen sind bei allen Bauelementtypen vorhanden.

Die wichtigsten Ausführungsformen von Festwiderständen sind

- Glanzkohle-Widerstände
- Borkohle-Widerstände
- Metallschicht-Widerstände
- Massewiderstände
- Drahtwiderstände
- Widerstandskombinationen und -netzwerke in mikroelektronischer Technik.

Mit den Ausführungsformen sind insbesondere wichtige Hinweise auf den jeweiligen Temperaturkoeffizienten verbunden.

Die wichtigsten Ausführungsformen veränderbarer (einstellbarer) Widerstände sind

- Schichtdrehwiderstände (SDW)
- Drahtdrehwiderstände (DDW)
- Hochlast-Drahtdrehwiderstände (HDD).

Für den Wertebereich und die zulässige Verlustleistung gelten folgende Angaben:

SDW: 100 Ohm ... 10 MOhm (0,05 ... 0,8)W

DDW: 50 Ohm ... 25 kOhm (0,5 ... 7)W

HDD: 5 Ohm ... 25 kOhm (10;25;50;100 und 250)W

Die Stufung erfolgt üblicherweise gemäß Tafel 6 bzw. bei Schichtdrehwiderständen auch nach der E-

Tafel 6: Übliche Stufung von veränderbaren Widerständen

Ohm						Kiloohm						Megaohm								
5	10	25	50	100	250	500	1	2,5	5	10	25	50	100	250	500	1	1,3	2,5	5	10

Reihe. Bei SDW ist hinter der Angabe des Nennwiderstandes eine Ziffer angeführt, welche den Verlauf der Kennlinie $R = f(\text{Drehwinkel})$ charakterisiert (Tafel 7). Zusätzlich zu Tafel 7 bedeuten die Ziffern

Tafel 7: Übersicht über die Kennlinien der wichtigsten Schichtdrehwiderstände

KENN-ZIFF.	ART DER ABHÄNG.	ABH. DES WIDERST. VOM DREHWINKEL α	KENNLINIE
1	LINEAR	$\frac{R}{R_{\text{max}}} = K_{\text{R}} \frac{\alpha}{\alpha_{\text{max}}}$	
2	EXPONENTIELL STEIGEND	$\ln \frac{R}{R_{\text{max}}} = K_{\text{R}} \frac{\alpha}{\alpha_{\text{max}}}$	
3	EXPONENTIELL FALLEND	$\ln \frac{R}{R_{\text{max}}} = -K_{\text{R}} \frac{\alpha}{\alpha_{\text{max}}}$	

6: zweimal linear (1) – Tandempotentiometer

7: zweimal exponentiell (2 oder 3) – Tandempotentiometer

Als parameterabhängige Widerstände haben polykristalline Halbleiterwiderstände besondere Bedeutung erlangt. Dazu gehören

- temperaturabhängige Halbleiterwiderstände
- spannungsabhängige Halbleiterwiderstände
- strahlungsabhängige Halbleiterwiderstände
- magnetfeldabhängige Halbleiterwiderstände.

Da strahlungs- bzw. magnetfeldabhängige Halbleiterwiderstände (Fotowiderstände bzw. Feldplatten) von der Bauelementeindustrie der DDR nicht angeboten werden, konzentrieren sich die Ausführungen auf temperatur- bzw. spannungsabhängige Widerstände. Diese Elemente werden in der DDR nach einem kombinierten Buchstaben-Zahlen-Schlüssel gekennzeichnet. Der erste Buchstabe gibt die Art des Bauelementes an; es bedeuten:

- T: temperaturabhängiger Widerstand
- S: spannungsabhängiger Widerstand.

Bei temperaturabhängigen Widerständen wird mit einem zweiten Buchstaben das Vorzeichen des Temperaturkoeffizienten im Arbeitsbereich angegeben; es bedeuten folglich

- TN: temperaturabhängiger Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten (Heißleiter)
- TP: temperaturabhängiger Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten (keramischer Kaltleiter).

Bei Heißleitern informiert ein dritter Buchstabe über das Hauptanwendungsgebiet (Tafel 8). Die nachfolgenden Ziffern-Kombinationen enthalten Angaben zu technischen Daten.

Tafel 8: Kennzeichnung der Hauptanwendungsgebiete von Heißleitern

Buchstabe	Anwendungsgebiet
A	Anlaßwiderstand
F	Temperaturfühler
I	indirekt geheizter Widerstand
K	Kompensations- bzw. Meßwiderstand in Scheibenform
M	Meßwiderstand in Stabform
R	Regelwiderstand in Miniaturausführung
S	Spezialwiderstand in Perlforn
T	Spezialwiderstand für tiefe Temperaturen

Kennzeichnungsbeispiele:

- TNA 15/100: 15 V Nennspannung, 100 mA Nennstrom
- TN1470: 470 Ohm Kaltwiderstand bei 20 °C
- TNK120/10–10–10: 120 Ohm $\pm 10\%$ bei 20 °C, Toleranz der Energiekonstanten und des TK_R : $\pm 10\%$, 10 mm Durchmesser
- TNM120/10–10: 120 Ohm $\pm 10\%$ Kaltwiderstand bei 20 °C, Toleranz der Energiekonstanten und des TK_R : $\pm 10\%$
- TNR2–1: 2 V Nennspannung, 1 mA Nennstrom

Bild 22 zeigt typische Zusammenhänge zwischen bauform- und anwendungsbezogenen Heißleiter-Benennungen.

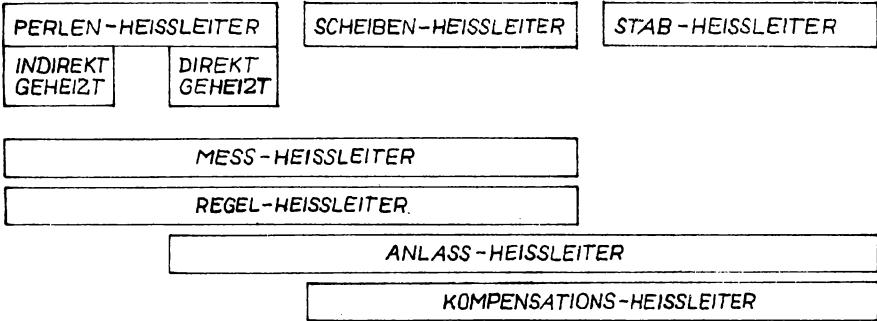


Bild 22: Typischer Zusammenhang zwischen bauform- und anwendungsbezogenen Heißleiter-Benennungen

Bei keramischen Kaltleitern (TP-Typen) werden der Kaltwiderstand bei 20 °C, die Nenntemperatur und der Scheibendurchmesser angegeben. Die Auslieferungstoleranz bezieht sich auf den Kaltwiderstand und beträgt üblicherweise $\pm 50\%$.

Kennzeichnungsbeispiel:

TP 30/50-10: 30 Ohm $\pm 50\%$ Kaltwiderstand bei 20 °C, 50 °C Sprungtemperatur (Nenntemperatur), 10 mm Scheibendurchmesser.

Kaltleiter in Fühlerform speziell für den thermischen Wicklungsschutz von Elektromotoren werden mit einem zusätzlichen dritten Buchstaben M gekennzeichnet.

Bei spannungsabhängigen Widerständen enthalten die dem ersten Buchstaben S folgenden Buchstaben Angaben zur Bauform und zum empfohlenen Anwendungsgebiet; es bedeuten

SB: Hochleistungswiderstände für allgemeine Anwendungen

SS: Hochleistungswiderstände für Dämpfungszwecke

SV: Varistoren

SW: Hochleistungswiderstände für Überspannungsschutz

SBS: Hochleistungswiderstände für Überstromschutz

Kennzeichnungsbeispiele:

SV 560/10-9: 560 V bei 10mA Meßstrom, 9 mm Außendurchmesser

SW 30-125/20: 30 V bei einem Meßstrom von 125mA $\pm 20\%$

Kondensatoren

Kondensatoren werden gemäß Bild 13 in

- feste Kondensatoren
- veränderbare Kondensatoren
- parameterabhängige Kondensatoren

unterteilt. Bei Kondensatoren werden

- Kapazitätswert (Nennwert)
- Auslieferungstoleranz
- Spannungsfestigkeit (Nennspannung)

angegeben. Bezüglich des Temperaturkoeffizienten gibt die Ausführungsform wichtige Hinweise. Die Stufung der Nennwerte erfolgt in Abhängigkeit von der Auslieferungstoleranz nach der Internationalen E-Reihe (Tafel 3); die Angabe erfolgt durch Aufdruck oder unter Verwendung der Internationalen Farbreihe (Tafel 4). Die Kennzeichnung der Auslieferungstoleranz und Spannungsfestigkeit von Kondensatoren geschieht gemäß Tafel 9 und 10. Tafel 11 gibt Auskunft über die Kennzeichnung der Temperaturabhängigkeit von Sinterkondensatoren.

Tafel 9: Kennzeichnung der Auslieferungstoleranz von Kondensatoren

Kennzeichnung		Auslieferungstoleranz	
Buchstabe	Farbe	Wickelkondensatoren	Sinterkondensatoren
A		Toleranzen ohne Kennbuchstaben	Toleranzen ohne Kennbuchstaben
B	braun		$\pm 0,1\text{pF}/\pm 0,1\%$
C	rot		$\pm 0,25\text{pF}/\pm 0,25\%$
D	silber		$\pm 0,5\text{pF}/\pm 0,5\%$
D	grün	$\pm 0,5\%$	
F	braun	$\pm 1\%$	$\pm 1\text{pF}/\pm 1\%$
G	rot	$\pm 2\%$	$\pm 2\text{pF}/\pm 2\%$
H		$\pm 2,5\%$	$\pm 2,5\%$
J	gold		$\pm 5\%$
J	grün	$\pm 5\%$	
K	weiß	$\pm 10\%$	$\pm 10\%$
M	schwarz	$\pm 20\%$	$\pm 20\%$
N	orange	$\pm 30\%$	
P		$\pm 100\%$ -0%	
Q		$+30\%$ -10%	
R		$+30\%$ -20%	
S		$+50\%$ -20%	$+50\%$ -20%
T		$+50\%$ -10%	
U		$+80\%$ -0%	
V		$+100\%$ -10%	
W		$+20\%$ -0%	$+80\%$ -20%
Y		$+50\%$ -0%	
Z		$+100\%$ -20%	$+100\%$ -20%

Bemerkungen:

1. Die Auslieferungstoleranzen von Sinterkondensatoren werden bei Nennkapazitäten $C \leq 10\text{ pF}$ in Absolutwerten an gegeben.
2. Es fallen praktisch nur die genannten Auslieferungstoleranzen an.
3. Nicht alle Auslieferungstoleranzen sind bei allen Bauelementtypen verfügbar.

Tafel 10: Kennzeichnung der Nennspannung von Kondensatoren

Kennzeichnung		Nennspannung	
Buchstabe	Farbe	Wickelkondensatoren	Sinterkondensatoren
a			50V
b			125V
c	braun		160V
c	rot	160V	
d	rot		250V
d	grün	250V	
e			350V
f			700V
g			750V
h	orange	100V	1000V
i	schwarz	630V	
m			10V
r			30V
t	gelb	63V	63V
	braun	400V	
	blau	25V	
u		250V _{eff}	250V _{eff}
v		350V _{eff}	350V _{eff}
w		500V _{eff}	500V _{eff}

Bemerkungen:

1. Es fallen praktisch nur die genannten Nennspannungen an.
2. Bei Elektrolytkondensatoren sind die Nennspannungen anders gestaffelt.
3. Nicht alle Nennspannungen sind bei allen Bauelementtypen verfügbar.

Tafel 11: Kennzeichnung des Temperaturkoeffizienten von Sinterkondensatoren

Farbe	Temperaturkoeffizient
rot	$+ 100 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
dunkelgrau	$+ 33 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
schwarz	± 0
braun	$- 33 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
blau	$- 47 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
hellrot	$- 75 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
orange	$- 150 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
hellblau	$- 470 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
violett	$- 750 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
orange/orange	$- 1500 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Die wichtigsten Ausführungsformen von Kondensatoren sind

– Kunststoffolie-Kondensatoren

Wichtige technische Parameter von Kunststoffolie-Kondensatoren zeigt Tafel 12 in Form von Richtwerten. Die Nennkapazität ist üblicherweise aufgedruckt. Die Kapazitätstoleranz wird durch Buchstaben angegeben (Tafel 9). Die Kennzeichnung der Nennspannung erfolgt durch Farbring an der Außenseite des Schirmbelages oder durch Einfärbung der Stirnseite (Tafel 10).

Tafel 12: Wichtige technische Parameter verschiedener Kunststoffolie-Kondensatoren (Richtwerte)

Par. Typ	Kapazitätsbereich	Kapazitätstoleranz	Nennspannbereich	Temperaturbereich
KS	10pF ... 0,15μF	±0,5 % ... ±5 %	25V ... 1000V	(-40 ... +70) °C
KT	100pF ... 1μF	±5% ... ±20 %	160V ... 1000V	(-40 ... +100) °C
MKT	0,22μF ... 10μF	±5% ... ±20 %	63V ... 400V	(-40 ... +100) °C
MKC	0,47μF ... 10μF	±5% ... ±20 %	100V, 160V	(-55 ... +100) °C
MKL	0,47μF ... 10μF	+20 %	63V	(-40 ... +70) °C

Fortsetzung Tafel 12

Par. Typ	Temperaturkoeffizient	Verlustfaktor bei 1 kHz	Isolationswiderstand	Längszeitkonstanz
KS	-150 · 10 ⁻⁶ /K	0,2 · 10 ⁻³	10 · 10 ¹⁰ Ω	±0,2%/Jahr
KT	+380 · 10 ⁻⁶ /K	5 · 10 ⁻³	3 · 10 ¹⁰ Ω	±3%/Jahr
MKT	+400 · 10 ⁻⁶ /K	5 · 10 ⁻³	0,3 · 10 ¹⁰ Ω	±3%/Jahr
MKC	+50 · 10 ⁻⁶ /K	3 · 10 ⁻³	1 · 10 ¹⁰ Ω	±3%/Jahr
MKL	+800 · 10 ⁻⁶ /K	15 · 10 ⁻³	0,02 · 10 ¹⁰ Ω	±6%/Jahr

– Metallpapierkondensatoren im Stahlblechgehäuse bzw. zylindrischen Aluminiumrohr (MP):

Nennkapazität: 0,22 μF; 0,47 μF; 1 μF; 2 μF; 4 μF; 6 μF; 8 μF; 10 μF

Kapazitätstoleranz: ± 5 %; ± 10 %; ± 20 %

Nennspannung: 160 V; 250 V; 400 V; 630 V

Kennzeichnung durch Aufdruck

– Aluminium-Elektrolytkondensatoren:

Bei Aluminium-Elektrolytkondensatoren sind neben der Standardausführung mit M 18-Gewinde freitragende Ausführungen und Ausführungen für gedruckte Schaltungen verfügbar. In allen Ausführungsformen werden Hoch- und Niedervolt-Typenreihen angeboten. Zu beachten sind weiterhin zwei Typen von allen Ausführungsformen:

Typ I : für erhöhte Anforderungen

Typ II : für normale Anforderungen

Die Typen I und II werden durch Buchstaben A und B weiter unterschieden.

Die Kennzeichnung erfolgt grundsätzlich durch Aufdruck.

Wegen der Typenvielfalt bei Aluminium-Elektrolytkondensatoren muß bezüglich des verfügbaren Sortiments auf die Spezifikationen der Hersteller verwiesen werden.

– Tantal-Elektrolytkondensatoren:

Nennkapazität: 0,47 μ F; 1 μ F; 2,2 μ F; 4,7 μ F; 10 μ F; 22 μ F; 47 μ F; 100 μ F

Kapazitätstoleranz: – je nach Typenreihe verschieden

Nennspannung: 3V; 6V; 10V; 16V; 25V

Kennzeichnung durch Aufdruck

– Keramische Kleinkondensatoren:

Nennkapazität: – unverschlüsselt in pF bzw. nF

Kapazitätstoleranz: – durch Großbuchstaben (Tafel 9)

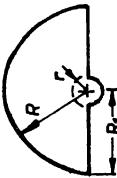
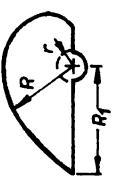
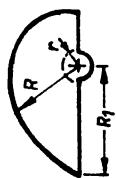
Nennspannung: – durch Kleinbuchstaben (Tafel 10)

Bei keramischen Kondensatoren mit ausgewähltem Temperaturkoeffizienten erfolgt dessen Angabe gemäß Tafel 11 mit zusätzlichem Farbpunkt.

Als veränderbare (einstellbare) Kondensatoren sind Rohr- und Scheibentrimmer sowie Drehkondensatoren mit Luft- oder Kunststoff-Dielektrikum handelsüblich. Die wichtigsten Plattenschnitte von Drehkondensatoren mit den zugehörigen Gleichungen der Randkurven sowie wichtigen Anwendungsbeziehungen zeigt Tafel 13. Mit den Bildern 23 bis 26 werden diese Abhängigkeiten nochmals verdeutlicht.

Tafel 13: Übersicht über verschiedene Drehkondensatoren

1) Verwendung in Schwingkreisen mit konstanter Induktivität

PLATTENSCHNITT		GLEICHUNG DER RANDKURVE	ABHÄNGIGKEIT DER KAPAZITÄT VOM DREHWINKEL α	ABHÄNGIGKEIT DER FREQUENZ VOM DREHWINKEL α	ABHÄNGIGKEIT DER WELLENLÄNGE VOM DREHWINKEL α
ART	FORM				
KREISFÖRMIG		$R = \text{const.}$	$\frac{C}{C_{\text{max}}} = \left(1 - \frac{C_0}{C_{\text{max}}}\right) \frac{\alpha}{\pi} + \frac{C_0}{C_{\text{max}}}$	$\frac{f}{f_0} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{f_0}{f_{\text{max}}}\right)^2 + \left(1 - \frac{f_0}{f_{\text{max}}}\right)^2 \frac{\alpha}{\pi}}}$	$\frac{\lambda}{\lambda_{\text{max}}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{max}}}\right)^2 + \left(1 - \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{max}}}\right)^2 \frac{\alpha}{\pi}}}$
LOGARITHMISCH		$R = \sqrt{\left(R_1^2 - r^2\right) \left(\frac{C_{\text{max}}}{C_0}\right) \frac{\pi - \alpha}{\pi} + r^2}$	$\frac{C}{C_{\text{max}}} = \left(\frac{C_0}{C_{\text{max}}}\right) \frac{\pi - \alpha}{\pi}$	$\frac{f}{f_0} = \left(\frac{f_0}{f_{\text{max}}}\right) - \frac{\pi - \alpha}{\pi}$	$\frac{\lambda}{\lambda_{\text{max}}} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{max}}}$
FREQUENZPROPOR.		$R = \sqrt{\left[\left(\frac{f_{\text{max}}}{f_0}\right)^2 - r^2\right] \left(\frac{C_{\text{max}}}{C_0}\right) \frac{\alpha}{\pi} + r^2}$	$\frac{C}{C_{\text{max}}} = \frac{1}{\left(\frac{f_{\text{max}}}{f_0}\right)^2 - \left[\left(\frac{C_{\text{max}}}{C_0}\right) \frac{\alpha}{\pi}\right]^2}$	$\frac{f}{f_0} = \frac{f_{\text{max}}}{f_0} - \left(\frac{f_{\text{max}}}{f_0} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}$	$\frac{\lambda}{\lambda_{\text{max}}} = \frac{1}{\frac{f_{\text{max}}}{f_0} - \left(\frac{f_{\text{max}}}{f_0} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}}$
NIERENFÖRMIG		$R = \sqrt{\left R_1^2 - r^2\right \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{max}}} + \left[1 - \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{max}}}\right] \frac{\alpha}{\pi}\right)^2 + r^2}$	$\frac{C}{C_{\text{max}}} = \frac{1}{\left(\frac{f_{\text{max}}}{f_0}\right)^2 - \left[\left(\frac{C_{\text{max}}}{C_0}\right) \frac{\alpha}{\pi}\right]^2}$	$\frac{f}{f_0} = \frac{f_0}{f_{\text{max}}} - \left(\frac{f_0}{f_{\text{max}}} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}$	$\frac{\lambda}{\lambda_{\text{max}}} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{max}}} - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{max}}} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}$

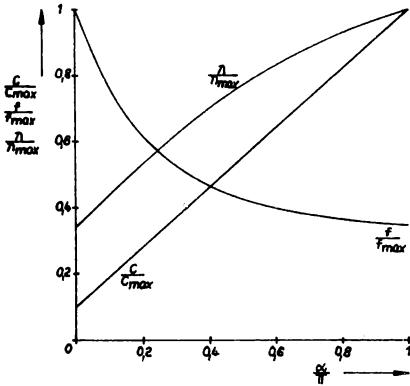


Bild 23: Wichtige Parameter kapazitätslinearer Drehkondensatoren in Abhängigkeit vom Drehwinkel α

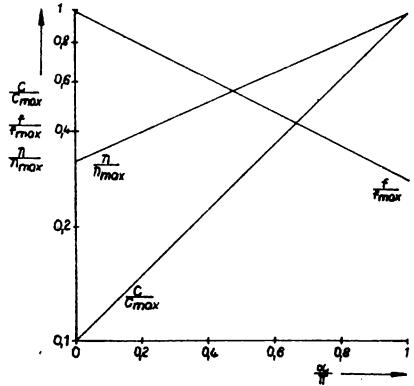


Bild 24: Wichtige Parameter von Drehkondensatoren in Abhängigkeit vom Drehwinkel α (logarithmischer Plattenschnitt)

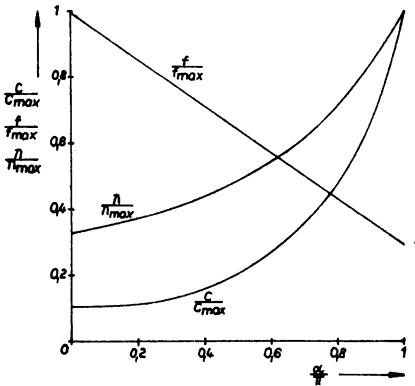


Bild 25: Wichtige Parameter von Drehkondensatoren in Abhängigkeit vom Drehwinkel α (frequenzproportionaler Plattenschnitt)

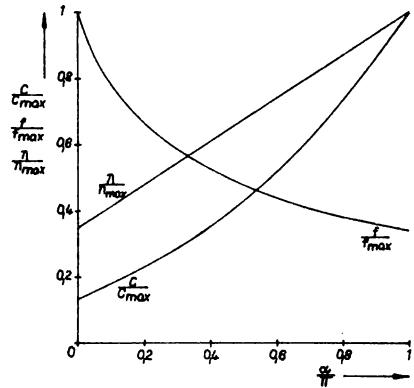


Bild 26: Wichtige Parameter von Drehkondensatoren in Abhängigkeit vom Drehwinkel α (nierenförmiger Plattenschnitt)

Parameterabhängige Kondensatoren werden von der Industrie der DDR in Form von Kapazitätsdioden angeboten.

Induktive Bauelemente

Induktive Bauelemente werden gemäß Bild 14 in

- feste Induktivitäten
- veränderbare Induktivitäten
- Gegeninduktivitäten

unterteilt. Die Kennzeichnung erfolgt ausschließlich durch speziellen Aufdruck.

Elektromechanische Bauelemente

Elektromechanische Bauelemente sind in vielfältiger Form Bestandteil elektronischer Einrichtungen. Bild 15 vermittelt einen ersten groben Überblick. Bild 27 zeigt eine Übersicht über wichtige Arten elektromechanischer Relais; Bild 28 vermittelt einen Überblick über typische Kontaktstellungen von neutralen und gepolten Relais in Abhängigkeit vom Erregerstrom und Bild 29 beinhaltet eine Übersicht über typische Erregerleistungen bei wichtigen Relais-Arten.

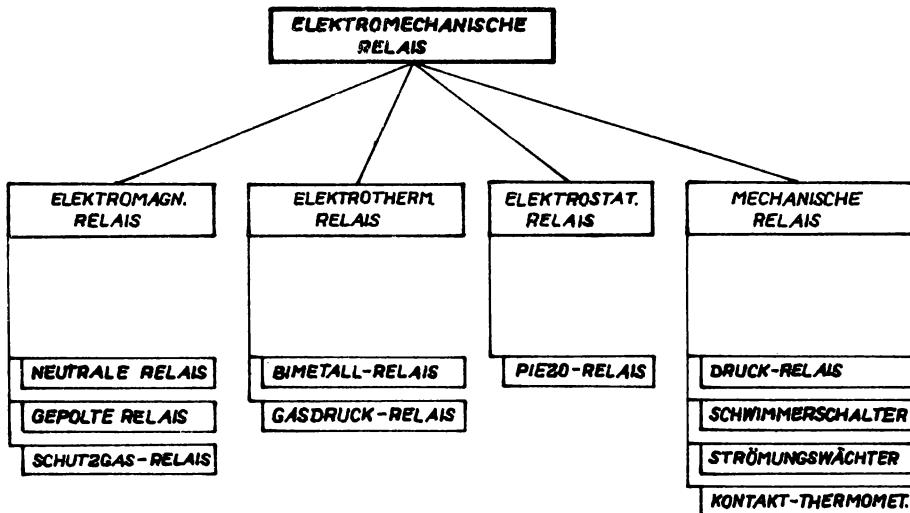


Bild 27: Übersicht über wichtige Arten elektromechanischer Relais
– Vereinfachte Darstellung –

ART DES RELAIS ERREGUNG	NEUTRAL. RELAIS	GEPOLTES RELAIS			
		MITTLERE RUHELAGE	EINSEITIGE RUHELAGE	ZWEI RUHELAGEN	
				LINKS	RECHTS
$I_{err} = 0$					
$I_{err} = +I$					
$I_{err} = -I$					

Bild 28: Kontaktstellung von neutralen und gepolten Relais in Abhängigkeit vom Erregerstrom

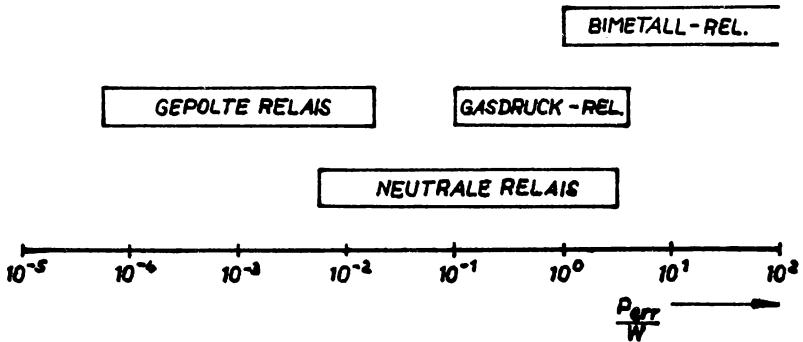


Bild 29: Typische Erregerleistung wichtiger Relais-Arten

Die Kennzeichnung elektromechanischer Bauelemente erfolgt ausschließlich durch Aufdruck

4.2. Vakuum- und Gasentladungsröhren

Die Kennzeichnung von Vakuum- und Gasentladungsröhren erfolgt gemäß Tafel 14.

Tafel 14: Kennzeichnung von Vakuum- und Gasentladungsröhren

Kenn- zeich. Buch- stabe	Erster Buchstabe Art der Heizung bzw. Hinweis auf Spezialröhre	Weiterer Buchstabe Funktionsprinzip
A	4V-Parallelheizung	Diode
B	Bildwiedergaberöhre	Doppeldiode
C	(Verzögerungsleitung)	Triode
D	1,4V-Parallelheizung	Leistungsdiode
E	6,3V-Parallelheizung	Tetrode
F	Bildaufnahmeröhre	Pentode
G	Spezialgleichrichter	
H	Höchstfrequenzröhre	Heptode
K		Oktode
L		Leistungspentode
M	Fotovervielfacher	Anzeigeröhre
P	300mA-Serienheizung	
S	Senderöhre/Thyratron (StR: Glimmstabilisator)	
U	100mA-Serienheizung	
V		Einweg-Gleichrichter
Z		Doppeldiode für Gleichrichter

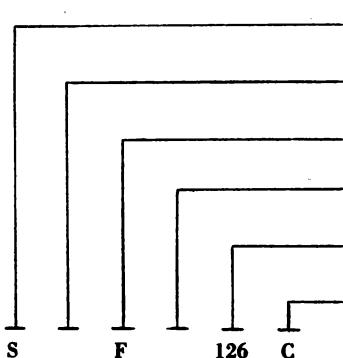
Bemerkungen:

1. Die Kennzeichnung besteht aus Buchstaben und Ziffern.
2. Der erste Buchstabe kennzeichnet die Art der Heizung oder gibt Hinweise auf eine Spezialröhre mit anderer Nomenklatur.
3. Alle weiteren Buchstaben kennzeichnen das Funktionsprinzip.
4. Die Ziffern kennzeichnen die Sockelart (die Zahlen 80 bis 90 bedeuten z.B. „Neunstiftiger Miniatursockel“.).
5. Bei Glimmstabilisatoren kennzeichnet die Ziffernkombination in Reihenfolge mittlere Brennspannung und zulässigen Strom.
6. Kennzeichnung von Ziffern- und Symbolanzeigeröhren: Buchstaben ZM mit nachfolgender Typnummer.

4.3. Halbleiterbauelemente

Den in der DDR gültigen Bezeichnungsschlüssel für diskrete Halbleiterbauelemente zeigt Tafel 15; die Bedeutung der Buchstabenkennzeichen ist in Tafel 16 enthalten.

Tafel 15: Bezeichnungsschlüssel für diskrete Halbleiterbauelemente



Buchstabe für Bezeichnung des Ausgangsmaterials
(z. B. S: Silizium)

Ziffer für speziellen Einsatz
(Belegung nur in notwendigen Fällen)

Buchstaben für Bezeichnung des Funktionsprinzips
(z. B. F: bipolarer HF-Transistor)

Typgruppe
(Belegung nur in notwendigen Fällen)

Typnummer
(Zählnummer, bestehend aus zwei oder drei Ziffern)

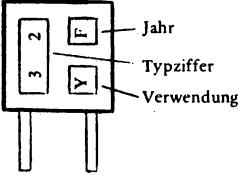
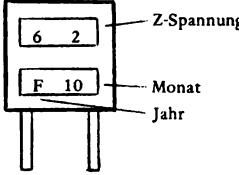
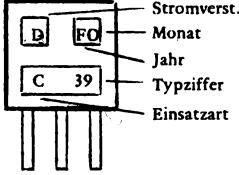
ergänzende Eigenschaften
(z. B. C: Stromverstärkungsgruppe C)

Tafel 16: Kennzeichnung diskreter Halbleiterbauelemente.

Kenn- zeich. Buch- stabe	Erster Buchstabe Ausgangsmaterial	Zweiter Buchstabe Funktionsprinzip	Dritter Buchstabe Typgruppe
ohne			
A		Diode, allgemein	allgemeine Anwendungen
B		Koppler	Lumineszenzdiode
C		NF-Transistor (bipolar)	7-Segment-Symbol (einstellig)
D		NF-Leistungstransistor (bipolar)	7-Segment-Symbol (mehrstellig, DIL)
E		Tunnelediode	7-Segment-Symbol (mehrstellig, einseitiger Steck- oder Lötanschluß, Linsengehäuse)
F		HF-Transistor (bipolar)	7-Segment-Symbol (mehrstellig, einseitiger Steck- oder Lötanschluß, Reflektorgehäuse)
G	Germanium		-bei Transistoren hybridintegrationsgerechtes Gehäuse
H			Lumineszenzdiodenreihe oder Fotoelement in Gehäuseausführung
K		Kombination diskreter Elemente auf einer Leiterplatte	Fotoelement mit Kontakttring
L		HF-Leistungstransistor (bipolar)	Fotoelement rechteckig mit Anschlußdrähten
M		MIS-Bauelement	
N	verschied. Werkstoffe	Strahlungsempfänger	Mehrfachdiode
P		Strahlungsquelle	N-Kanal
Q		Bauel. mit Durchbruchcharakteristik	P-Kanal
R		Schalttransistor (bipolar)	
S	Silizium	Thyristor	
Se	Selen	Leistungs-Schalttransistor (bipolar)	
T		Wandler-Bauelement	professionelle Anwendung
U	Verbundhalbleiter	Gleichrichter-Diode	professionelle Anwendung
V		Z-Diode	professionelle Anwendung, Kapazitäts- o. Varaktordiode
W			
X			
Y			
Z			

Für Dioden kleiner Bauform und Miniplastbauelemente werden in Abweichung von Tafel 16 Kurzzeichnungen benutzt; übliche Varianten enthält Tafel 17.

Tafel 17: Kurzbezeichnungen für Halbleiterbauelemente (Auswahl)

Bauelement	Kurzbezeichnung	Bemerkungen
Dioden kleiner Bauform	Kennzeichnung der Katode durch Farbring	orange : SAY 12 grün : SAY 16 rot : SAY 17 gelb : SAY 18 blau : SAY 20 schwarz : SAY 20
Dioden in Miniplastausführung	Angabe der Typnummer (Buchstaben beziehen sich meist nur auf den Herstellungszeitpunkt)	Beispiel: SAY 32 
Z-Dioden in Miniplastausführung	Angabe der Durchbruchspannung (Weitere Angaben beziehen sich auf den Herstellungszeitpunkt)	Beispiel: SZX 21/6,2 
Bipolartransistoren in Miniplastausführung	Weglassen des ersten Buchstabens der Kennzeichnung und der ersten Ziffer der Typnummer	Beispiel: SC239D 
MOSFET in Miniplastausführung	Weglassen des ersten Buchstabens der Kennzeichnung	

Bemerkung:

International sind auch andere Kodierungen gebräuchlich.

Tafel 18 gibt Auskunft über die wichtigsten Möglichkeiten zur Angabe ergänzender Eigenschaften bei diskreten Halbleiterbauelementen. Speziell für die Stromverstärkungsgruppen von Bipolartransistoren und für die Intensitätsgruppen von Lichtemitterdioden ist der benutzte Kode in den Tafeln 19 und 20 angegeben.

Tafel 18: Übersicht über die wichtigsten Möglichkeiten zur Angabe ergänzender Eigenschaften bei diskreten Halbleiterbauelementen

Bauelementart	Ergänzende Eigenschaft
Z-Diode	Nennwert der Durchbruchsspannung z. B.: / 8,2
Diode, Thyristor	Grenzwert der Spitzensperrspannung in 100 V z. B.: /4
Bipolartransistor	1. Buchstabe: Stromverstärkungsgruppe 2. Buchstabe: Gehäusevariante 3. Buchstabe: Ausmeßtyp (Belegung jeweils nur in notwendigen Fällen)
optoelektronische Bauelemente	Ziffer: Modifikation (Belegung nur in notwendigen Fällen) Buchstabe: Intensitätsgruppe z. B. bei Lumineszenzdioden

Tafel 19: Stromverstärkungsgruppen von Bipolartransistoren

Ausgangs- material Strom- Verst.-Gruppe	Germanium	Silizium
	U	
A	$h_{21E} = 18 \dots 35$	$h_{21E} = 18 \dots 35$
B	$h_{21E} = 28 \dots 56$	$h_{21E} = 28 \dots 71$
C	$h_{21E} = 45 \dots 90$	$h_{21E} = 56 \dots 140$
D	$h_{21E} = 71 \dots 140$	$h_{21E} = 112 \dots 280$
E		$h_{21E} = 224 \dots 560$
F		$h_{21E} = 450 \dots 1120$

Bemerkungen:

1. Bei Ge-Transistoren fallen die Stromverstärkungsgruppen U, E, F praktisch nicht an.
2. Nicht alle Stromverstärkungsgruppen sind bei allen Transistortypen verfügbar.
3. Die genannte Stromverstärkung gilt nur für einen bestimmten Arbeitspunkt, der bei den einzelnen Transistortypen unterschiedlich festgelegt ist.
4. Die angegebenen Zahlenwerte beinhalten üblicherweise eine Sortiertoleranz von maximal $\pm 10\%$.
5. Im Laufe der Betriebszeit ist mit einem Abfall der Stromverstärkung um 10% infolge Alterung zu rechnen.

Tafel 20: Lichtstärkegruppen von Lichtemitterdioden

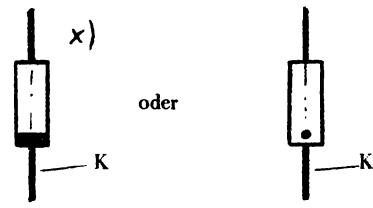
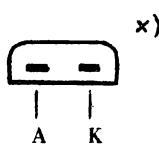
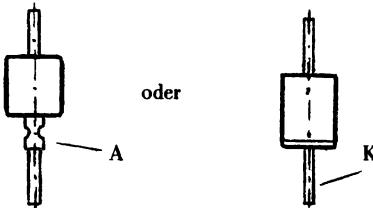
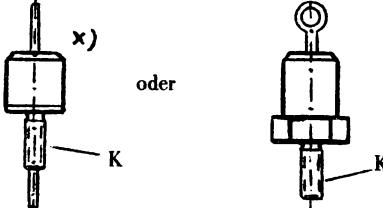
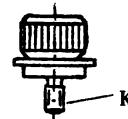
Lichtstärkegruppe	Lichtstärke $\frac{I_{Vmin}}{mcd}$	Farbpunkte auf der Leiterplatte
Grundtyp		—
A	0,4	rot
B	0,6	schwarz
C	0,9	grün
D	1,35	gelb
E	2,0	blau
F	3,0	weiß
G	4,5	braun
H	6,8	orange
I	10,1	2 x rot
K	15,2	2 x schwarz
L	22,8	2 x grün

Bemerkungen:

1. Die Kennzeichnung erfolgt nur auf der Verpackung.
2. In einer Verpackungseinheit streut die Lichtstärke der einzelnen Dioden maximal um den Faktor 2.
3. Soll die Information zur Lichtstärkegruppe auch nach der Montage der Dioden, z. B. auf der Leiterplatte, erhalten bleiben, wird zur Kennzeichnung – sofern nicht direkt die Buchstaben verwendet werden können – die obige Farbkodierung auf der Leiterplatte empfohlen.

In den Tafeln 21 und 22 ist eine Auswahl wichtiger Bauformen diskreter Halbleiterbauelemente dargestellt.

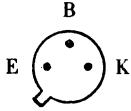
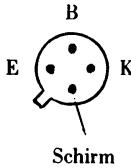
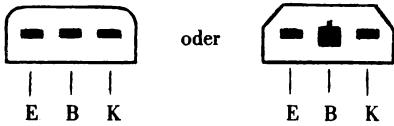
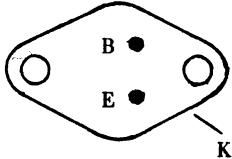
Tafel 21: Wichtige Bauformen von Halbleiterdioden (Auswahl)

Bauelement	Bauform
<p>Diode kleiner Leistung mit axialen Anschlußdrähten</p>	 <p style="text-align: center;">oder</p>
<p>Diode kleiner Leistung in Miniplastausführung</p>	
<p>Diode mittlerer Leistung mit axialen Anschlußdrähten</p>	 <p style="text-align: center;">oder</p>
<p>Diode mittlerer Leistung mit Schraubgewinde am Gehäuse</p>	 <p style="text-align: center;">oder</p>
<p>Diode mittlerer Leistung in Einpreßausführung</p>	

Bemerkungen:

1. Die mit x) gekennzeichneten Bauformen sind auch bei Z-Dioden üblich.
2. Bei Miniplastdioden sind die Anschlüsse von der Anschlußseite her gesehen.
3. Dioden in Einpreßausführung sind auch mit der Katode am Gehäuse verfügbar.
4. Die verschiedenen Bauformen (Gehäusearten) gibt es mit unterschiedlichen genormten Abmessungen.

Tafel 22: Wichtige Bauformen von Bipolartransistoren (Auswahl)

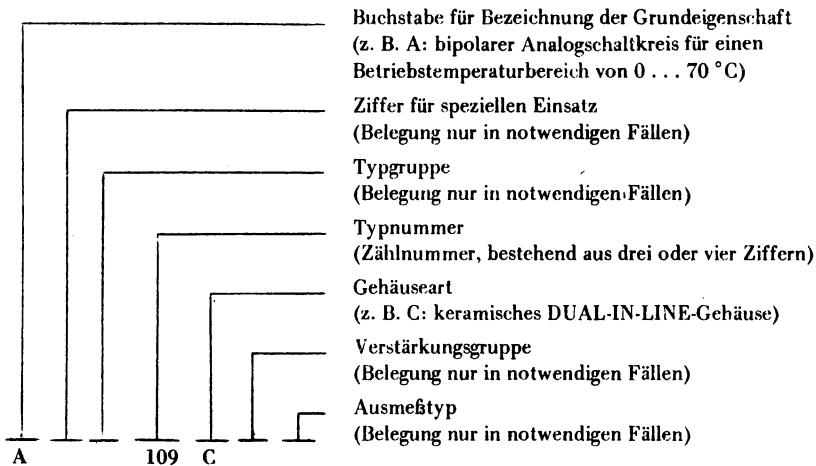
Bauelement	Bauform
<p>Transistor kleiner Leistung im Metall-Glas-Gehäuse</p>	
<p>HF-Transistor im Metall-Glas-Gehäuse mit Abschirmung</p>	
<p>Transistor kleiner Leistung in Miniplastausführung</p>	
<p>Leistungstransistor im Metall-Glas-Gehäuse</p>	

Bemerkungen:

1. Die Anschlüsse sind grundsätzlich von der Anschlußseite her gesehen.
2. Bei einzelnen Typen von Miniplasttransistoren und von HF-Transistoren im abgeschirmten Gehäuse sind die Anschlüsse B und E vertauscht.
3. Die verschiedenen Bauformen (Gehäusearten) gibt es mit unterschiedlichen genormten Abmessungen.

Der in der DDR gültige **Bezeichnungsschlüssel für integrierte Schaltkreise in Halbleiterblocktechnik** ist in Tafel 23 dargestellt; Tafel 24 zeigt die Bedeutung der Kenn-Buchstaben.

Tafel 23: Bezeichnungsschlüssel für integrierte Halbleiterschaltkreise



Tafel 24: Kennzeichnung integrierter Schaltkreise in Halbleiterblocktechnik

Kenn- zeich. Buch- stabe	Erster Buchstabe		Buchstabe nach Typnummer Art des Gehäuses
	Art des Schaltkreises	Temperaturbereich	
A	bipolar, analog	$\vartheta_a = (0 \dots 70) \text{ }^\circ\text{C}$	Metall-Glas-Gehäuse DUAL-IN-LINE-Gehäuse (Keramik)
B	bipolar, analog	$\vartheta_a = (-25 \dots 85) \text{ }^\circ\text{C}$	
C	analog-digitale Funktionsweise, Mischtechnologie		
D	bipolar, digital	$\vartheta_a = (0 \dots 70) \text{ }^\circ\text{C}$	DUAL-IN-LINE-Gehäuse (Plast)
E	bipolar, digital	$\vartheta_a = (-25 \dots 85) \text{ }^\circ\text{C}$	Gehäuse mit Kühlfahne
F	bipolar, digital	$\vartheta_a = (-55 \dots 125) \text{ }^\circ\text{C}$	FLAT-PACK-Gehäuse (Keramik)
G			FLAT-PACK-Gehäuse (Plast)
H			PIL-Gehäuse
I			CHIP-CARRIER-Gehäuse
K			Gehäuse mit unlösbarem Kühlkörper
L	ladungsgekop- pelte BE		QUAD-IN-LINE-Gehäuse (Keramik)
M			QUAD-IN-LINE-Gehäuse (Plast)
U	unipolar, digital	$\vartheta_a = (0 \dots 70) \text{ }^\circ\text{C}$	gegenüber Grundtyp veränd. Gehäuse
V	unipolar, digital	$\vartheta_a = (-25 \dots 85) \text{ }^\circ\text{C}$	
W	unipolar, digital	$\vartheta_a = (-55 \dots 125) \text{ }^\circ\text{C}$	
X			ohne Gehäuse

Auf Bild 30 sind die gebräuchlichsten Gehäusearten von integrierten Schaltkreisen im Schnitt dargestellt; Bild 31 gibt Auskunft über die Zählrichtung der Anschlüsse integrierter Schaltkreise am Beispiel eines 14-poligen DIL-Gehäuses und Tafel 25 enthält Angaben zur Anschlußzahl und zur Geometrie einiger wichtiger genormter DUAL-IN-LINE-Gehäuse.

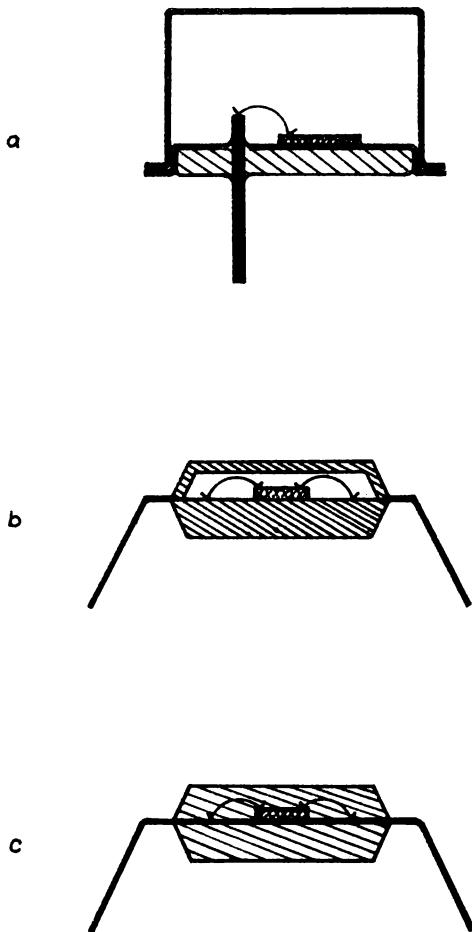
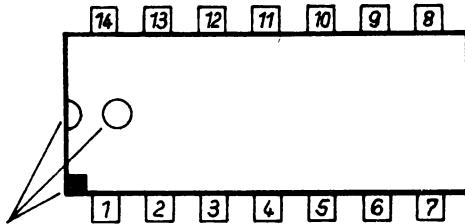


Bild 30: Wichtige Gehäusetypen für integrierte Schaltkreise
 – Nicht maßstabgerechte vereinfachte Darstellung –
 a: Metallgehäuse (Glasdurchführung)
 b: Keramikgehäuse (DIP)
 c: Plastikgehäuse (DIP)



MARKIERUNG IM GEHÄUSE

Bild 31: Laufende Numerierung der Anschlüsse integrierter Schaltkreise mit DUAL-IN-LINE-Gehäuse am Beispiel eines 14-poligen Gehäuses

Bemerkungen:

1. Anschlüsse stets von oben gesehen,
2. Es ist immer nur eine der drei gezeichneten Markierungen im Gehäuse vorhanden,
3. Es gibt genormte Gehäuse mit verschiedenen Anschlußzahlen (Tafel 25).
4. Die Zählrichtung ist bei anderen Gehäusearten, z. B. Metall-Glas-Gehäusen der HYBRID-Technik, meist die gleiche.
5. Die Typenbezeichnung ist üblicherweise aufgedruckt,

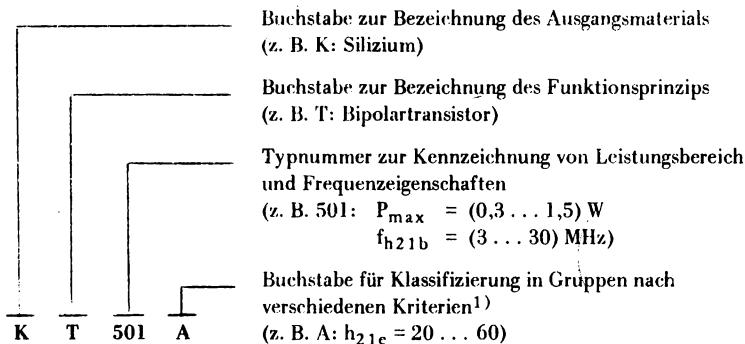
Tafel 25: Angaben zur Geometrie (Richtwerte) einiger wichtiger genormter DUAL-IN-LINE-Gehäuse

AN - SCHLUSS-ZAHL	RASTER-MASS [mm]	GEHÄUSE-LÄNGE [mm]	REIHEN-ABSTAND [mm]	MAX. CHIP-FLÄCHE [mm ²]	WERKSTOFF
4	2,5	5,5	7,5	100	PLAST
6	2,5	8,0	7,5	12,0	PLAST
10	2,5	13,0	7,5	12,0	PLAST
14	2,5	18,0	7,5	12,0	PLAST
14	2,5	19,5	8,5	12,0	KERAMIK
16	2,5	20,5	7,5	12,0	PLAST
16	2,5	19,5	7,5	12,0	KERAMIK
18	2,5	22,0	7,5	14,5	PLAST
18	2,5	21,0	7,5	14,5	KERAMIK
22	2,5	28,0	12,5	23,0	PLAST
24	2,5	30,5	12,5	23,0	PLAST
28	2,5	36,8	15,0	36,0	PLAST
40	2,5	51,0	15,0	37,0	PLAST
40	2,5	51,0	15,0	52,0	KERAMIK
48	2,5	61,0	15,0	52,0	KERAMIK

Schicht- bzw. Hybridschaltkreise werden üblicherweise durch Aufdruck gekennzeichnet, wobei in einigen Fällen ein spezieller Bezeichnungsschlüssel zur Anwendung kommt.

In der UdSSR ist der in Tafel 26 gezeigte **Bezeichnungsschlüssel für diskrete Halbleiterbauelemente** verbindlich. Die Tafeln 27 und 28 enthalten weitere Kennzeichnungsangaben.

Tafel 26: Sowjetischer Bezeichnungsschlüssel für diskrete Halbleiterbauelemente



1) In den letzten Jahren wurde das vierte Element bei einigen Typen erweitert. Meist werden damit Modifikationen der technischen Parameter und/oder des Gehäuses gekennzeichnet.

Tafel 27: Kennzeichnung sowjetischer diskreter Halbleiterbauelemente

Buchstabe / Kennzeichen	Erster Buchstabe Ausgangsmaterial	Zweiter Buchstabe Funktionsprinzip
A	Galliumarsenid	Höchstfrequenzdiode
B		Kapazitätsdiode
Г	Germanium	Diode
Д		Tunneldiode
У		nichtgesteuerte mehrschichtige BE
К	Silizium	Feldeffekttransistor
Н		Z-Diode
Т		Bipolartransistor
С		gesteuerte mehrschichtige Bauelemente
Т		fotoelektrische Bauelemente
У		Gleichrichtersäulen und -blöcke
Ф		
Ц		

Tafel 28: Bedeutung der Typnummer wichtiger sowjetischer diskreter Halbleiterbauelemente

Bauelem. Typ- nummer	Diode	Z-Diode	Bipolartransistor
101 ... 199	Gleichrichterdiode kleiner Leistung	$P < 0,3 \text{ W}$ $U_Z = (0,1 \dots 9,9) \text{ V}$	$P < 0,3 \text{ W}$ $f_{h21b} < 3 \text{ MHz}$
201 ... 299	Gleichrichterdiode mittlerer Leistung	$P < 0,3 \text{ W}$ $U_Z = (10 \dots 99) \text{ V}$	$P < 0,3 \text{ W}$ $f_{h21b} = (3 \dots 30) \text{ MHz}$
301 ... 399	Gleichrichterdiode großer Leistung	$P < 0,3 \text{ W}$ $U_Z = (101 \dots 199) \text{ V}$	$P < 0,3 \text{ W}$ $f_{h21b} > 30 \text{ MHz}$
401 ... 499	Universal- diode	$P = (0,3 \dots 5) \text{ W}$ $U_Z = (1 \dots 99) \text{ V}$	$P = (0,3 \dots 1,5) \text{ W}$ $f_{h21b} < 3 \text{ MHz}$
501 ... 599	Schaltdiode	$P = (0,3 \dots 5) \text{ W}$ $U_Z = (1 \dots 99) \text{ V}$	$P = (0,3 \dots 1,5) \text{ W}$ $f_{h21b} = (3 \dots 30) \text{ MHz}$
601 ... 699	—	$P = (0,3 \dots 5) \text{ W}$ $U_Z = (101 \dots 199) \text{ V}$	$P = (0,3 \dots 1,5) \text{ W}$ $f_{h21b} > 30 \text{ MHz}$
701 ... 799	—	$P > 5 \text{ W}$ $U_Z = (0,1 \dots 9,9) \text{ V}$	$P > 1,5 \text{ W}$ $f_{h21b} < 3 \text{ MHz}$
801 ... 899	—	$P > 5 \text{ W}$ $U_Z = (10 \dots 99) \text{ V}$	$P > 1,5 \text{ W}$ $f_{h21b} = (3 \dots 30) \text{ MHz}$
901 ... 999	— —	$P > 5 \text{ W}$ $U_Z = (101 \dots 199) \text{ V}$	$P > 1,5 \text{ W}$ $f_{h21b} > 30 \text{ MHz}$

Bemerkungen:

1. Fotodioden besitzen Typnummern 101 ... 199.
2. Fototransistoren besitzen Typnummern 201 ... 299.

Die gesamte Vielfalt der sowjetischen integrierten Schaltkreise wird nach einer aus vier Elementen bestehenden Systematik klassifiziert.

Erstes Element:

Das erste Element besteht aus einer der konstruktiv-technologischen Gruppe entsprechenden Ziffer; es bedeuten

- 1;5;6;7: IS in Halbleiterblocktechnik
- 2;4;8: IS in Hybridtechnik
- 3: sonstige IS

Zweites Element:

Das zweite Element enthält zwei (00 ... 99) oder drei (000 ... 999) Ziffern als Kennzeichnung der Schaltkreise (Ordnungszahl der Schaltkreiseihe).

Mit den Ziffern des ersten und zweiten Elementes ist eine vollständige Bezeichnung der Schaltkreiseihe gegeben.

Drittes Element:

Das dritte Element besteht aus zwei Buchstaben zur Kennzeichnung der Untergruppen (z. B. Generator, Verstärker, Trigger, Wandler) und der Art der integrierten Schaltungen (z. B. NF-Verstärker, HF-Verstärker, Operationsverstärker); der zugehörige Buchstabenkode ist auf der Beilage angegeben.

Viertes Element:

Das vierte Element enthält eine oder mehrere Ziffern zur laufenden Numerierung von IS im Rahmen des dritten Elementes.

Weitere Informationen über die Schaltkreisreihe bzw. einzelne IS (Einsatzbereich, Bauform, Gehäuseart) werden durch Voranstellen von Buchstaben bzw. Buchstabenkombinationen vor das erste Element der Bezeichnung oder durch Nachstellen von Buchstaben bzw. Ziffern hinter das vierte Element vermittelt.

Beispiele:

1. Buchstabe K vor dem ersten Element:

- IS für allgemeine (einschließlich kommerzielle) Anwendung
- IS im Metall-Keramik-Gehäuse

2. Buchstaben KP vor dem ersten Element:

- IS im Plastikgehäuse

3. Buchstaben KM vor dem ersten Element:

- IS im Keramikgehäuse

4. Buchstabe \bar{B} vor dem ersten Element:

- hybridgerechte IS

Die Typenbezeichnung hybridgerechter IS enthält außerdem Angaben zur Bauform. Diese werden in Ziffern kodiert, durch einen Bindestrich getrennt, dem vierten Element hinzugefügt; es bedeuten

- 1: Flying-Wire-Anschlüsse
- 2: bandförmige Anschlüsse einschließlich Zuführungsarten für Filmbondtechnik
- 3: starre Anschlüsse (Beam-Lead-Anschlüsse)
- 4: Chips im Scheibenverband
- 5: Chips (vereinzelt, ohne Verlust der Orientierung)
- 6: Chips (vereinzelt)

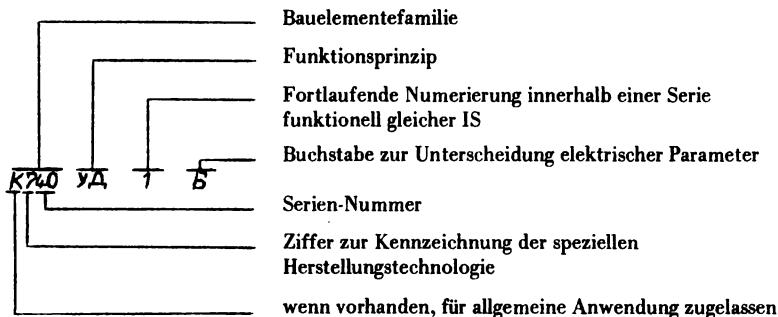
5. Buchstaben A bzw. \bar{B} nach dem vierten Element:

- Unterschiede im dynamischen Verhalten und in der Stromaufnahme

Die nachgestellten Buchstaben können durch Farbpunkte ersetzt werden. Die Zuordnung der Farben bzw. die Anzahl der Punkte wird in diesen Fällen in den (sowjetischen) Technischen Bedingungen für den entsprechenden Typ festgelegt.

Die erläuterte Bezeichnung sowjetischer integrierter Schaltkreise wird mit Tafel 29 nochmals verdeutlicht.

Tafel 29: Erläuterungen zum sowjetischen Bezeichnungsschlüssel für integrierte Schaltkreise



Aufgrund der weiten Verbreitung japanischer vor allem diskreter Halbleiterbauelemente soll nachfolgend ein Kennzeichnungsschlüssel angegeben werden, der von den meisten japanischen Herstellern benutzt wird. Der Kennzeichnungsschlüssel besteht aus fünf Elementen, wie das folgende Beispiel zeigt:

a	b	c	d	e
2	S	C	1416	A

Element a:

Element a besteht aus einer Ziffer zur Kennzeichnung der Art des Bauelementes; es bedeuten

- 0: Fotodiode, Fototransistor
- 1: Diode
- 2: Transistor
- 3: Vierschicht-Bauelement

Element b:

Der Buchstabe S kennzeichnet, daß der vereinbarte Schlüssel auf das Bauelement zutrifft.

Element c:

Großbuchstabe, der den Typ des Bauelementes kennzeichnet:

- A: bipolarer HF-Transistor mit der Schichtfolge PNP
- B: bipolarer NF-Transistor mit der Schichtfolge PNP
- C: bipolarer HF-Transistor mit der Schichtfolge NPN
- D: bipolarer NF-Transistor mit der Schichtfolge NPN
- E: Vierschicht-Bauelement mit PNP-Struktur
- G: Vierschicht-Bauelement mit NPN-Struktur
- H: Unijunctiontransistor (Doppelbasisdiode)
- I: P-Kanal-Feldeffekttransistor
- K: N-Kanal-Feldeffekttransistor
- M: Doppelwegthyristor (Triac, Symistor)

Element d:

Hierbei handelt es sich um eine mehrstellige Registriernummer, die keine Rückschlüsse auf die technischen Daten bzw. Eigenschaften des Bauelementes zuläßt.

Element e:

Dieses Element dient der Kennzeichnung von Varianten des Grundtyps durch Großbuchstaben.

Abschließend wird mit Tafel 30 eine Vergleichsliste für Halbleiterbauelemente aus DDR-Produktion angegeben. Diese beinhaltet weder das vollständige Sortiment noch können daraus Liefermöglichkeiten abgeleitet werden. Die als erster Vergleichstyp genannten Äquivalenztypen basieren auf Angaben des VEB Kombinat Mikroelektronik; sie sind weder in jedem Fall vollkommen äquivalent noch die einzigen möglichen Äquivalenztypen. In der Spalte für den zweiten Vergleichstyp sollte der Leser konkrete Eintragungen selbst vornehmen.

Tafel 30: Vergleichsliste für Halbleiterbauelemente aus DDR-Produktion

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Dioden		
SA403	1N811	
SA412	BA177	
SA418	BA147	
SAL41	—	
SAL43	—	
SAL45	—	
SAM42	—	
SAM43	—	
SAM44	—	
SAM45	—	
SAM62	—	
SAM63	—	
SAM64	—	
SAM65	—	
SAY12	BAY42	
SAY16	BAY41	
SAY17	BAY95	
SAY18	BAY94	
SAY20	BAY93	
SAY30	1N385	
SAY32	1N813	
SAY40	BA116	
SAY42	1N138A	
SAY73	—	
SAZ54	SFD443B	
SAZ61	SFD412F	
SAZ71	SFD401G	
SY170/1...SY170/4	SSIE11/12	
SY171/1...SY171/4	SSIE11/12	
SY180/1...SY180/14	DSI17	
SY180/6A...SY180/14A	DSAI17	
SY185/1...SY185/6	DSDI17	
SY320/0,75...SY320/10	1N4000	
SY330/1...SY330/20	BY203	
SY345/0,5...SY345/6	BA157/159	
SY351/0,5...SY351/14	BY251...BY255	
SY356/0,5...SY356/10	BY396...BY399	
SY360/0,5...SY360/10	1N4001...1N4007	
Z-Dioden		
SZ600/0,75...SZ600/22	ZX5,1...ZX22	
SZX18/1...SZX18/35	BZY83	
SZX19/5,1...SZX19/33	BZY85	
SZX21/1...SZX21/24	—	
SZY20	BZY22	
SZY21	BZY23	
SZY22	BZY24	
SZY23	BZY25	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Transistoren		
SC236	—	
SC237	BC237	
SC238	BC238	
SC239	BC239	
SC307	BC307	
SC308	BC308	
SC309	BC309	
SCE237	BCW71/72	
SCE238	BCW31/32/33/60	
SCE239	BCF32/33	
SCE307	BCW69/70	
SCE308	BCW29/30/61	
SCE309	BCF29/30	
SD168	—	
SD335	BD135	
SD336	BD136	
SD337	BD137	
SD338	BD138	
SD339	BD139	
SD340	BD140	
SD345	BD233	
SD346	BD234	
SD347	BD235	
SD348	BD236	
SD349	BD237	
SD350	BD238	
SD600	—	
SD601	—	
SD602	—	
SD802	—	
SD812	—	
SF116	—	
SF117	—	
SF118	—	
SF119	—	
SF126	BSY51	
SF127	BSY53	
SF128	BSY87	
SF129	BSY55	
SF136	2N708	
SF137	BSY19	
SF225	BF241	
SF235	BF255/310	
SF240	BF198/240	
SF245	BF199/241/311	
SF357	BF457	
SF358	BF458	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
SF359	BF459	
SF369	BF469	
SFE225	-	
SFE235	-	
SFE245	BSF20	
SM103	-	
SM104	-	
SM200	SD306	
SMY50	MEM511	
SMY51	MEM550	
SMY52	MEM517	
SMY60	MEM551	
SS106	2N706	
SS108	2N708	
SS109	2N2369	
SS200	-	
SS201	-	
SS202	-	
SS216	-	
SS218	-	
SS219	-	
SSE216	-	
SSE219	BSV52	
SSY20	BSY34	
SU160	BU208	
SU161	BU205	
SU165	BU126	
SU167	BUY69B	
SU169	BUY69A	
SU178	BUX82	
SU179	BUX83	
SU180	BU204	
SU378	-	
SU380	-	
Thyristoren		
ST103/1	T3N/100T	
ST103/2	T3N/200T	
ST103/3	T3N/300T	
ST103/4	T3N/400T	
ST103/5	2N4101	
ST103/6	2N4101	
ST111/1	T15N/100T	
ST111/2	T15N/200T	
ST111/3	T15N/300T	
ST111/4	T15N/400T	
ST111/6	T15N600COA	
ST111/8	T15N800COA	
ST111/10	T15N1000COA	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
ST111/12	T15N1200COA	
ST121/1	ST035	
ST121/2	ST135	
ST121/4	T22N200COA	
ST121/6	T22N600COA	
ST121/8	T22N800COA	
ST121/10	T22N900COA	
ST121/12	T22N1000COA	

Analoge Integrierte Schaltkreise für die Konsumgüterelektronik

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Schaltkreise für Phono-, Tonband- und Rundfunkgeräte		
A202D	TDA1002A	
A210E,K	TBA810AS	
A211D	TAA611	
A2030H/V	TDA2030H/V	
A225D	TDA1047	
A244D	TCA440	
A273D	TCA730A	
A274D	TCA740A	
A281D	TAA981	
A283D	TDA1083	
A290D	MC1310P	
A1818D	LM1818	
A2000V	TDA4925	
A2005V	TDA2005	
A4510D	TCA4510	
B391	-	
Spezielle Schaltkreise für Fernsehempfänger		
A220D	TBA120S	
A223D	TBA120U	
A224D	TBA120T	
A231D	-	
A232D	TDA2532	
A240D	TDA440	
A241D	TDA2541	
A250D	TBA950	
A255D	TDA2593	
A270D	TBA970	
A295D	-	
A3501D	TDA3501	
A3510D	TDA3510	
A3520D	TDA3520	

Analoge integrierte Schaltkreise für die Industrielle Elektronik

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Operationsverstärker A109D A110D B060D/Dm/Dp/Dt B061D/Dm/Dp/Dt B062D/Dm/Dp/Dt B064D/Dm/Dp/Dt B066D/Dm/Dp/Dt B080D/Dm/Dp/Dt B081D/Dm/Dp/Dt B082D/Dm/Dp/Dt B083D/Dm/Dp/Dt B084D/Dm/Dp/Dt B109D B110D B165H/V B176D B177D B611D B615D B621D B625D B631D B635D B761D B765D B861D B865D B2761D B2765D B4761D B4765D	μ A709PC μ A710PC TL060CP/ACP/BCP/ICP TL061CP/ACP/BCP/ICP TL062CP/ACP/BCP/ICP TL064CP/ACP/BCP/ICP TL066CP/ACP/BCP/ICP TL080CP/ACP/BCP/ICP TL081CP/ACP/BCP/ICP TL082CP/ACP/BCP/ICP TL083CN/ACN/BCN/ICN TL084CN/ACN/BCN/ICN μ A709PC μ A710PC L165H/V μ A776PC μ A776PC TCA311A TCA315A TCA321A TCA325A TCA331A TCA335A TAA761A TAA765A TAA861A TAA865A TAA2761A TAA2765A TAA4761A TAA4765A	
Arrays B315D,E,K B325D,E,K B340D B341D B342D B360D,E,K B380D,E,K	Q2T2222 Q2T2222 - - - TPQ222,TPQ2221,TPQ3724 TPQ3725	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Spannungsregler		
B3170V	LM317T	
B3171V	LM317HVT	
B3370V	LM337T	
B3371V	LM337HVT	
Wandler		
B511N	AD590JH	
C520D	AD2020	
C565D	—	
C570D	—	
C571D	—	
C5650D	—	
C5658D	—	
Integrierte Schaltkreise für spezielle Anwendungen in der Industriellen Elektronik		
A277D	—	
A301D/W	TCA205A	
A302D	TCA345A	
B222D	—	
B260D	TDA1060	
B303D	—	
B304D	—	
B305D	—	
B306D	—	
B308D	TAA970	
B318D	—	
B331G	WC501G	
B390D	—	
B461G	SAS261S4	
B462G	SAD261	
B555D	LM555CN	
B556D	LM556CN	
B589N/Nm/Np/Ng	AD589JH/KH/LH/MH	
B654D	SN28654N	
C500D	TL500CN	
C501D	TL501CN	
C502D	TL502CN	
C504D	—	

Bipolare digitale Schaltkreise

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
TTL-Schaltkreise (Normalreihe, MSI-Typen)		
Gatter, Inverter, Expander (Standardreihe D10 bzw. E10)		
D100D	SN7400N	
E100D	SN8400N	
D103D	SN7403N	
E103D	SN8403N	
D104D	SN7404N	
E104D	SN8404N	
D108D	SN7408N	
E108D	SN8408N	
D110D	SN7410N	
E110D	SN8410N	
D120D	SN7420N	
E120D	SN8420N	
D126D	SN7426N	
E126D	SN8426N	
D130D	SN7430N	
E130D	SN8430N	
D140D	SN7440N	
E140D	SN8440N	
D150D	SN7450N	
E150D	SN8450N	
D153D	SN7453N	
E153D	SN8453N	
D160D	SN7460N	
E160D	SN8460N	
<hr/>		
Flip-Flop-Schaltkreise		
D121D	SN74121N	
E121D	SN84121N	
D172D	SN7472N	
E172D	SN8472N	
D174D	SN7474N	
E174D	SN8474N	
D175D	SN7475N	
E175D	SN8475N	
D274D	SN74H74N	
E274D	SN84H74N	
<hr/>		
Zähler		
D192D	SN74192N	
E192D	SN84192N	
D193D	SN74193N	
E193D	SN84193N	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Schieberegister		
D191D	SN7491N	
E191D	SN8491N	
D195D	SN7495N	
E195D	SN8495N	
Dekoder		
D146D	SN7446N	
D147D	SN7447N	
E147D	SN8447N	
Speicher		
D181D	SN7481N	
Leseverstärker		
D122D	SN7522N.	
D123D	SN7523N	
Treiber-Schaltkreise		
E310D	—	
D345D	—	
E345D	—	
D346D	—	
E346D	—	
D347D	SN74LS247N	
E347D	SN74LS247N	
D348D	SN74LS247N	
E348D	SN74LS247N	
D394D	—	
D395D	—	
D410D	SAA1029	
D461D	SN75361N	
D492D	SN75492N	
E412D	—	
TTL-Schaltkreise (schnelle Reihe, Gatter)		
D200D	SN74H00N	
D201D	SN74H01N	
D204D	SN74H04N	
E204D	SN84H04N	
D210D	SN74H10N	
D220D	SN74H20N	
D230D	SN74H30N	
D240D	SN74H40N	
D251D	SN74H51N	
D254D	SN74H54H	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
TTL-Schaltkreise (Low-Power-Schottky-Reihe)		
DL000D	SN74LS00N	
DL002D	SN74LS02N	
DL003D	SN74LS03N	
DL004D	SN74LS04N	
DL008D	SN74LS08N	
DL010D	SN74LS10N	
DL011D	SN74LS11N	
DL014D	SN74LS14N	
DL020D	SN74LS20N	
DL021D	SN74LS21N	
DL030D	SN74LS30N	
DL037D	SN74LS37N	
DL038D	SN74LS38N	
DL040D	SN74LS40N	
DL051D	SN74LS51N	
DL074D	SN74LS74N	
DL086D	SN74LS86N	
DL090D	SN74LS90N	
DL093D	SN74LS93N	
DL112D	SN74LS112N	
DL123D	SN74LS123N	
DL132D	SN74LS132N	
DL155D	SN74LS155N	
DL175D	SN74LS175N	
DL192D	SN74LS192N	
DL193D	SN74LS193N	
DL194D	SN74LS194N	
DL251D	SN74LS251N	
DL253D	SN74LS253N	
DL257D	SN74LS257N	
DL295D	SN74LS295D	
DL8121D	AmZ8121	
DL8127D	—	
Interface-Schaltkreise		
DS8205D	P8205	
DS8212D	P8212	
DS8216D	P8216	
DS8282D	P8282	
DS8283D	P8283	
DS8286D	P8286	
DS8287D	P8287	
I²L-Schaltkreise		
D351D	—	
E351D	—	
D355D	—	
E355D	—	
D356D	—	
E356D	—	

Digitale Schaltkreise in MOS-Technik

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Grundgatter, Flip-Flop-Schaltkreise, Addierer, Paritätsdetektor		
U101D	MEM1000	
U102D	MEM1002	
U103D	MEM1005	
U104D	MEM1008	
U105D	MEM2009	
U106D	MEM1013	
U107D	MEM1014	
U108D	MEM1015	
U109D	MEM1022	
Teiler, Zähler, Sensor- und Ansteuerschaltkreise		
U111D	—	
U112D	—	
U121D	MEM1056	
U122D	MEM1056	
U125D	—	
U126D	—	
U705D	—	
U706D	—	
U708D	—	
U710D	—	
U711D	—	
U805D	—	
U806D	SAB3022B	
U807D	SAB3021	
U1001C	—	
U1011C	—	
U1021C	—	
U2164C	—	
Speicher und Schieberegister		
U202D	2102A	
U214D	2114	
U215D	2115	
U224D	M6514	
U225D	2125	
U253D	1103	
U256D	MK4116	
U311D	MEM3005PP	
U352D	MEM3064B	
U401D	—	
U402D	TMS2500	
U501D	1302	
U551D	1602A	
U552C	1702A	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Speicher und Schieberegister		
U555C	2708	
U2316D	—	
U2364D	—	
U2365D	—	
U2616D	—	
U2716D	—	
U8247I	—	
Mikrorechner-Schaltkreise		
U808D	I8008	
U855D	MK3881/Z 80—PIO	
U856D	MK3884/Z 80—SIO	
U857D	MK3882/Z 80—CTC	
U880D	MK3880/Z 80—CPU	
UA855D	Z80A—PIO	
UA856D	Z80A—SIO	
UA8563D	Z80A—DART	
UA857D	Z80A—CTC	
UA880D	Z80A—CPU	
UB855D	Z80—PIO	
UB856D	Z80—SIO	
UB8563D	Z80—DART	
UB857D	Z80—CTC	
UB880D	Z80—CPU	
UB8001C	—	
UB8002C	—	
UB8010C	—	
UB8810D	—	
UB8811D	—	
UB8820M	—	
UB8821M	—	
UB8830D	—	
UB8831D	—	
UB8840M	—	
UB8841M	—	
UB8860D	—	
UB8861D	—	
LSI-Rechnerschaltkreise		
U824G	—	
U825G	T3566	
U826G	T3636	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
CMOS-Schaltkreise (Logikreihe)		
U4050D	CD4050/HEF4050	
U4053D	CD4093/HEF4093	
U40098D	HEF40098	
U40511D	HEF40511	
V4001D	HEF4001B/CD4001B	
V4007D	HEF4007B/CD4007B	
V4011D	HEF4011B/CD4011B	
V4012D	HEF4012B/CD4012B	
V4013D	HEF4013B/CD4013B	
V4015D	HEF4015B/CD4015B	
V4017D	HEF4017B/CD4017B	
V4019D	HEF4019B/CD4019B	
V4023D	HEF4023B/CD4023B	
V4027D	HEF4027B/CD4027B	
V4028D	HEF4028B/CD4028B	
V4029D	-	
V4030D	HEF4030B/CD4030B	
V4034D	HEF4034B/CD4034B	
V4035D	HEF4035B/CD4035B	
V4042D	HEF4042B/CD4042B	
V4044D	HEF4044B/CD4044B	
V4046D	-	
V4048D	HEF4048B/CD4048B	
V4051D	-	
V4060D	-	
V4520D	-	
V4531D	-	
V4538D	-	
V4585D	-	
Uhrenschaltkreise		
U114D	TC8066PB	
U117X	E1156/1201	
U118F	T3648A	
U138X	IT3760V-AS	
U131G	TC8208AF-AS	
U132X	IT3812A-AS	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Lichtemitterdioden		
VQA10	CQV21	
VQA13	—	
VQA13-1	CQV20	
VQA14	CQV36	
VQA15	LD461	
VQA16	CQX35	
VQA17	TLR124	
VQA18	TLR208	
VQA19	TLR207	
VQA23	CQV25	
VQA24	CQV39	
VQA25	LD471	
VQA26	CQX36	
VQA27	TLG124	
VQA28	TLG208	
VQA29	TLG207	
VQA33	CQV23	
VQA34	CQV38	
VQA35	LD491	
VQA36	CQX87	
VQA37	TLY124	
VQA38	TLY208	
VQA39	TLY207	
VQA46	CQX39	
VQA47	TL0124	
VQA49	TL0207	
VQA60	LD100	
VQA70	—	
VQA80	—	
Infrarotemitterdioden		
VQ120A	TIL23	
VQ120B	TIL24	
VQ120C	TIL125	
VQ121A	LD261	
VQ121B	LD261	
VQ123A	SFH409	
VQ123B	SFH409	
VQ123C	SFH409	
VQ125	LD271	

DDR-Typ	1. Vergleichstyp	2. Vergleichstyp
Lichtemitteranzeigen VQB26 VQB27 VQB28 VQB200 VQB201 VQE11 VQE12 VQE13 VQE14 VQE21 VQE22 VQE23 VQE24	DL3406 DL3403 DL3401 TLG370 TLG371 TLR326 TLR327 TLR324 TLR325 TLG326 TLG327 TLG324 TLG325	
Si-Fotodioden SP101 SP102 SP103	BPX61 BPX65 BPX63	
Si-Fototransistoren SP211 SP211A SP211B SP211C SP211D SP212A SP212B SP212C SP212D SP213 SP215	BPX62 — — — — BPX81 BPX81 BPX81 BPX81 SFH309 BP103B	
Optoelektronische Koppler MB101 MB104A MB104B MB104C MB104D MB105 MB110 MB111 MB125	MCT5—10 TIL124...TIL126 — — — — MCD2 MCL611 SFH900	

Literaturverzeichnis

- /1/ Zentraler Artikelkatalog der Volkswirtschaft der DDR**
- /2/ Katalogmaterial über elektronische Bauelemente aus DDR-Produktion**
- /3/ Katalogmaterial über elektronische Bauelemente aus RGW-Ländern**
- /4/ Halbleiterinformationen – erscheinen in rfe als zwangslose Folge –**
- /5/ TGL zu elektronischen Bauelementen**

Sowjetischer Buchstabenkode für IS-Funktionen

Funktion	erster Buchstabe	Gesamtbezeichnung
IS für Signalformung Rechteckimpulsformer spezielle Impulsformer Former für Adressströme) Former für Bitströme sonstige Former	A	AT AФ AA AP AII
Verzögerungsschaltungen passive Verzögerungsschaltungen aktive Verzögerungsschaltungen sonstige Verzögerungsschaltungen	B	BM BP BI
IS für Rechen- und Mikrorechenchnik Mikroprozessoren; und zentrale Verarbeitungseinheiten (CPU) Mikrorechner Bit-Slice-Prozessoren IS für Mikroprogrammsteuerung IS für Funktionserweiterung einschl. Erweiterung der Wortbreite von Daten Synchronisationsschaltungen Interruptcontroller Ein-, Ausgabesteuerung Speichersteuerung Informationswandlungsschaltung (Transformationen) Busempfänger und -treiber Taktgeneratoren Taschenrechner-IS Controller IS mit kombinierten Funktionen spezielle IS für Mikrorechner sonstige IS für Mikrorechner	B	BM BE BC BY BP BS BH BB BT
Generatoren Sinusgeneratoren Rechteckgeneratoren Generatoren linear veränderlicher Signale Generatoren von Signalen spezieller Form Rauschgeneratoren	F	FC FT FA FO FM

Funktion	erster Buchstabe	Gesamtbezeichnung
Arrays Diodenarrays Transistorarrays Widerstandsarrays Kondensatorarrays kombinierte Arrays Funktionsarrays (einschl. R2R-Netzwerke) sonstige Arrays	H	HA HT HD HE HK HD HI
Wandler Funktionswandler (einschl. Analogmultiplizierer) Impulslängenwandler Spannungs- bzw. Stromwandler Leistungswandler Pegelwandler A-D-Wandler D-A-Wandler Kodewandler Frequenzsynthesizer analoge Frequenzteiler analoge Frequenzmultiplizierer sonstige Wandler	II	IIA IIB IIC IID IIE IIF IIG IIH IIN IIO IIP IIQ IIR IIS IIT IIV IIX IIZ
Speicher Schreib-Lese-Speicher Matrizen Festwertspeicher Matrizen Schreib-Lese-Speicher Steuerschaltung (RAM) programmierbarer Festwertspeicher mit Steuerschaltung (PROM) maskenprogrammierter Festwertspeicher mit Steuerschaltung (ROM) Magnetlaspenspeicher elektrisch umprogrammierbarer Festwertspeicher mit Steuerschaltung (EEPROM) elektrisch programmierbarer und mit UV-Licht löscharer Festwertspeicher mit Steuerschaltung (EPROM) Assoziativspeicher sonstige Speicher	P	PIA PIB PIY PIZ PIE PIJ PIP PIQ PIR PIS PIV PIX PIZ