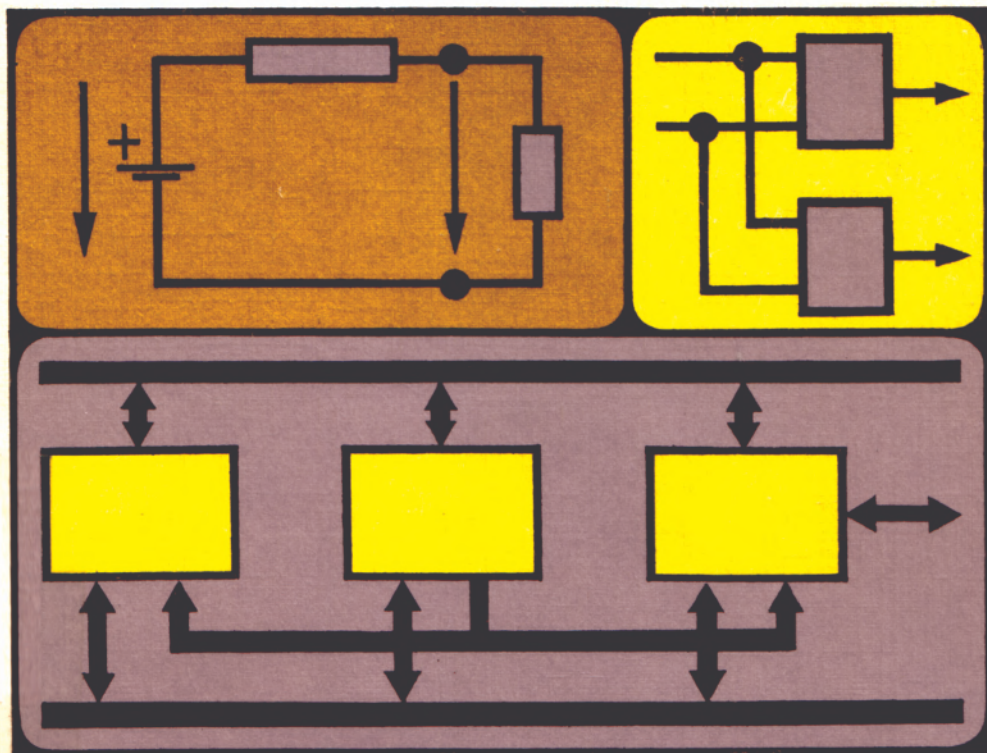


Vom Stromkreis zum Computer

-kurzgefaßt-

Lehmann



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Vom Stromkreis zum Computer

– kurzgefaßt –

Dr.-Ing. Constans Lehmann



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN



Lehmann, Constans :

Vom Stromkreis zum Computer – kurzgefaßt / Constans Lehmann.

– 1. Aufl. – Berlin : Verl. Technik,

1987. – 144 S. : 139 Bilder, 24 Taf.

ISBN 3-341-00216-2

ISBN 3-341-00216-2

1. Auflage

© VEB Verlag Technik, Berlin, 1987

Lizenz 201 · 370/6/87

Printed in the German Democratic Republic

Satz und Druck: Druckerei August Bebel Gotha

Lektor: OL Dipl.-Gwl. Wolfgang Wosnizok

Einband: Kurt Beckert

LSV 3539 · VT 6/5838-1

Bestellnummer: 553 774 1

01200

Vorwort

Das Vordringen der Elektronik in viele Berufe bedingt, daß Meister und Facharbeiter zusätzlich zu ihrem Fachwissen Kenntnisse aus dem Fachgebiet Elektronik erwerben müssen. Effektiv gelingt das durch Lehrgänge. Als hilfreicher Begleiter der Lehrgangsteilnehmer ist das Buch gedacht.

Die Vorkenntnisse aus dem Physikunterricht bzw. aus dem Unterricht in den Grundlagen der Elektrotechnik werden im Hauptabschnitt 2 in kurzer Form zur Erinnerung dargeboten.

Der folgende Hauptabschnitt befaßt sich mit den Bauelementen, die heute für die Elektronik bestimmend sind. Dem Lernenden wird das Wichtigste vermittelt, was er über ihre Funktion und ihren praktischen Einsatz wissen muß.

Weitere Hauptabschnitte bieten die aus den Bauelementen zusammengesetzten Grundschaltungen. Es versteht sich von selbst, daß die neuen integrierten Schaltkreise besonders betont werden.

Praxisbezogene Aussagen über den Computer, der heute den Höhepunkt der Elektronik repräsentiert, bietet der letzte Hauptabschnitt.

Der gesamte Stoff wird in kurzer, übersichtlicher Form dargeboten und mit Beispielen veranschaulicht.

Durch ein ausführliches Sachwörterverzeichnis, in dem alle wichtigen Begriffe aufgeführt sind, wird das Buch auch zu einem unentbehrlichen Nachschlagewerk für alle Praktiker.

VEB Verlag Technik

Inhaltsverzeichnis

1. Entwicklung der Elektronik	7
1.1. Von der Elektronenröhre zum Computer-Schaltkreis	7
1.2. Mikroelektronik – Technik von heute und morgen	9
2. Einige physikalische Grundlagen	12
2.1. Der elektrische Stromkreis	12
2.2. Die Kapazität des Kondensators	14
2.3. Die Induktivität der Spule	17
2.4. Ablenkung des Elektronenstrahls im Hochvakuum	20
2.5. Vorgänge in Halbleitern	23
3. Halbleiterbauelemente und Grundsaltungen	26
3.1. Dioden	26
3.2. Transistoren	29
3.3. Thyristoren	36
3.4. Optoelektronische Bauelemente	41
3.5. Integrierte Schaltkreise	48
4. Verstärkung elektrischer Signale	56
4.1. Begriffe und Übersicht	56
4.2. Der Transistor als Verstärker	59
4.3. Stabilisierung durch Gegenkopplung	64
4.4. Operationsverstärker	65
4.5. Leistungsverstärker	69
5. Erzeugung elektrischer Schwingungen	73
5.1. Der Resonanzkreis	73
5.2. Prinzip der Rückkopplung	75
5.3. Oszillatoren	77
5.4. Der Quarz und seine Anwendung	80
6. Stromversorgung elektronischer Geräte	83
6.1. Konventionelle Netzteile	83
6.2. Spannungsstabilisierung mit Regelkreis	86
6.3. Prinzip des Schaltnetzteils	88
7. Einführung in die Digitaltechnik	89
7.1. Begriffe und Übersicht	89
7.2. Logische Verknüpfungen	90
7.3. Schaltkreisfamilien	93
7.4. Codierung und Decodierung	97
7.5. Zählung von Impulsen	102
7.6. Speicherung von Daten	105

8. Grundlagen der Computertechnik	111
8.1. Etwas Arithmetik	111
8.2. Wie arbeitet ein Mikroprozessor?	116
8.3. Die Hardware des Mikrocomputers	119
8.4. Was gehört zur Software?	122
8.5. Einfache Algorithmen	125
8.6. Wozu Programmiersprachen?	128
8.7. Die Programmiersprache BASIC	130
8.8. Der Computer als Prozessor	134
Literaturverzeichnis	138
Sachwörterverzeichnis	139

1. Entwicklung der Elektronik

1.1. Von der Elektronenröhre zum Computer-Schaltkreis

Der Begriff „Elektronik“ deutet auf das Elektron hin.

Elektronen sind negativ geladene Elementarteilchen, die sich in bestimmten Stoffen „frei“, d. h. losgelöst von atomaren Bindungen, bewegen können.

Wir wissen:

Elektrischer Strom ist eine gerichtete Bewegung von elektrischen Ladungsträgern.

Ladungsträger können sein:

- Elektronen in metallischen Leitern,
- Ionen in Flüssigkeiten und Gasen,
- Elektronen und Defektelektronen (Löcher) in Halbleitern.

Das Fachgebiet der Elektronik hat sich aus der Elektrophysik und der allgemeinen Elektrotechnik heraus entwickelt. Die *Elektrophysik* untersucht die Bewegung der Ladungsträger und die damit verbundenen Effekte. Die *Elektrotechnik* befaßt sich mit der technischen Nutzung der elektrischen Erscheinungen. Mit den Untersuchungen zur Steuerung des Elektronenstroms in Hochvakuumröhren (1. Generation in Tafel 1.1) begann eine Entwicklung, die zur heutigen Elektronik führte.

Unter *Elektronik* im weitesten Sinne verstehen wir:

- die Physik und Technik der Bewegung und Steuerung von Ladungsträgern in Festkörpern sowie auch in Gasen und im Vakuum,
- die Technologie zur Herstellung elektronischer Bauelemente und Schaltungen sowie der dazu erforderlichen Hilfseinrichtungen und
- die Nutzung elektronischer Bauelemente und Schaltungen und der daraus gefertigten Geräte und Anlagen auf den verschiedensten Gebieten. Bezeichnungen, wie industrielle Elektronik, Raumfahrt Elektronik, Computerelektronik, kennzeichnen einige wichtige Anwendungsgebiete.

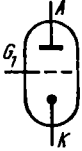
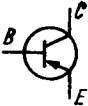

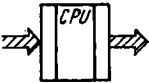
Das erste aktive elektronische Bauelement, die Elektronenröhre (Tafel 1.1), beruht auf der leistungslosen Steuerung eines Elektronenstroms im Hochvakuum. Als Verstärker genutzt, war sie eine wesentliche Voraussetzung für die Entwicklung des Rundfunks (seit 1923) und später auch des Fernsehens. Nahezu ein halbes Jahrhundert war Elektronik gleichbedeutend mit Röhrentechnik. Heinrich Barkhausen (1881–1956) schuf die Theorie der Elektronenröhren und machte somit die Röhrentechnik berechenbar.

Mit der Erfindung des Transistors (2. Generation in Tafel 1.1), eines Verstärkerbauelementes auf Halbleiterbasis, wurden Voraussetzungen geschaffen, auf denen später die Mikroelektronik aufbauen konnte. Wenn auch der erste Germanium-Spitzentransistor noch viele Unzulänglichkeiten hatte, zeigten sich doch bald wesentliche Vorteile gegenüber der Elektronenröhre:

Transistoren sind gegenüber Röhren

- kleiner (Bild 1.1),
- leichter,
- robuster,
- energiesparender und
- zuverlässiger.

Tafel 1.1. Generationsfolge bei aktiven elektronischen Bauelementen

Gen.	Typische Bauelemente (Erfinder, Jahr der Erfindung) Schaltzeichen	Prinzip	Integra- tionsgrad (BE/Chip)	Merkmal
1.	Elektronenröhre (v. Lieben, de Forest 1906) 	thermische Elektronen- emission, Steuerung durch elektr. Feld	--	Einzelbauelemente und Schaltungen werden getrennt entwickelt und gefertigt
2.	Transistor (Bardeen, Brattain 1948) 	Halbleitereffekte in PN-Übergängen	1	
3.	Integrierter Schaltkreis (1960) 	Halbleiter- blocktechnik (TTL) und Hybridtechnik (RTL, DTL) Festverdrahtete Logik	SSI (... 10 ²) MSI (... 10 ³)	integrierte Bauelemente und Schaltungen bilden eine untrennbare Einheit
4.	Mikroprozessor (1970) 	Halbleiter- blocktechnik (MOS), pro- grammierbare Logik	LSI (... 10 ⁴) VLSI (> 10 ⁴)	
5.	Integrierte Rechensysteme (in Entwicklung)	Molekular- elektronik	--	funktionsorientierte Schaltungen

Besonders gravierend wirkten sich die Bauelemente-Eigenschaften auf die Entwicklung von Computern aus. Die ersten Röhrencomputer entstanden bereits während des 2. Weltkrieges (Colossus, 1943, England). Der erste programmierbare Universal-Computer auf Röhrenbasis (ENIAC, 1946, USA) war ein technisches Monstrum (16 m lang, 2,5 m hoch, 30 t Masse). Mit seinen 18 000 Röhren hatte er nur eine sehr geringe Zuverlässigkeit (die mittlere störungsfreie Betriebszeit „MTBF“ betrug etwa 1 Stunde). Weitere Einzelheiten sind in Tafel 1.2 nachzulesen. Mit den ersten transistorisierten Computern, die in den 50er Jahren entstanden, begann eine neue Etappe der Rechentechnik. Die Geräte wurden kleiner, leistungsfähiger und billiger, so daß sie zunehmend für viele Bereiche der Wirtschaft interessant wurden. Es

entstand die elektronische Datenverarbeitung (EDV). Die dafür entwickelten Großrechner wurden zumeist in Rechenzentren stationiert. Anfang der 60er Jahre gelang es, mehrere Bauelementefunktionen (Widerstände, Dioden, Transistoren) einschließlich der Verbindungen zu einer funktionsfähigen Schaltung auf *einem* Halbleiterplättchen (Chip) zu erzeugen (1964: 30 BE auf 5 mm² Chipfläche). Die Herstellung und Anwendung der mikroelektronischen Schaltkreise bewirkten tiefgreifende Veränderungen, vor allem auf dem Gebiet der Computertechnik. Mit der fortschreitenden Erhöhung des Integrationsgrades (Zahl der BE je Chip) wurden die Mikrochips immer leistungsfähiger und billiger, so daß komfortable Computer mit relativ kleinen Abmessungen und vertretbaren Preisen für dezentrale Anwendungen gefertigt werden konnten (z. B. Taschen-C., Mikro-C., Home-C., Büro-C.).

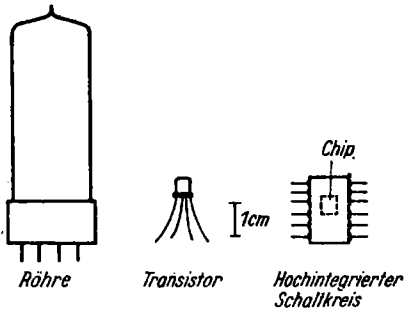


Bild 1.1. Größenunterschiede zwischen aktiven elektronischen Bauelementen verschiedener Generationen

von links nach rechts:
 Verstärkerröhre der 60er Jahre
 Transistor (NF-Vorstufentransistor)
 Integrierter Schaltkreis (TTL-Logikgatter)

Tafel 1.2. Vergleich zwischen Röhrencomputer und Mikroprozessor

Merkmal	Röhrencomputer ENIAC (1946)	Mikroprozessor 8080 (1973)	Wertevergleich
Zahl der aktiven Bauelemente	18 000 RÖ.	20 000 int. Tr.	1 : 1,11
Speicherkapazität im Hauptspeicher	1 Kbit	8 Kbit	1 : 8
Additionszeit für zwei zwölfstellige Zahlen	200 µs	100 µs	2 : 1
Verlustleistung	174 kW	2,5 W	$7 \cdot 10^4 : 1$
Masse	30 000 kg	0,5 kg	$6 \cdot 10^4 : 1$
Volumen	100 m ³	$3 \cdot 10^{-4}$ m ³	$3,3 \cdot 10^5 : 1$
Mittlere störungsfreie Betriebszeit (MTBF)	1 h	1 Jahr	$1 : 8,8 \cdot 10^3$
Preis	≈ 400 000 Dollar	≈ 40 Dollar	$10^4 : 1$

1.2. Mikroelektronik – Technik von heute und morgen

Unter Mikroelektronik (ME) verstehen wir eine Entwicklungsstufe der Elektronik, die durch die Herstellung und Anwendung von Integrierten Schaltkreisen gekennzeichnet ist.

Tafel 1.3. Technologische Prozesse mikroelektronischer Schaltkreise

Technologischer Prozeß	SSI, MSI, LSI	VLSI
Substratherstellung	Kristallziehen	optimiertes Kristallziehen (minimale Defektdichte)
Isolierschicht-herstellung	thermische Oxydation unter atmosphärischem Druck	<ul style="list-style-type: none"> – thermische Oxydation unter Niederdruck – Abscheidung aus Dampfphase (CVD) – physikalische Abscheidung (Sputtern)
Metallisierung	<ul style="list-style-type: none"> – mit Aluminium – mit dotiertem Polysilizium 	<ul style="list-style-type: none"> – mit dotiertem Polysilizium – mit Siliziden (z. B. MoSi₂, TiSi₂)
Epitaxie	Gasphasenepitaxie unter atmosphärischem Druck	<ul style="list-style-type: none"> – Gasphasenepitaxie unter reduziertem Druck – Molekularstrahlepitaxie
Lithografie	Fotolithografie/Kontaktbelichtung ($\geq 5 \mu\text{m}$)	<ul style="list-style-type: none"> – Fotolithografie/Projektionsbelichtung ($\geq 2 \mu\text{m}$) – Elektronenlithografie/Projektionsbelichtung ($\geq 1 \mu\text{m}$) – Ionenstrahlithografie/maskenlos ($\geq 0,3 \mu\text{m}$)
Dotierung	Diffusion aus Gasphase	<ul style="list-style-type: none"> – Ionenimplantation mit thermischem Ausheilen – Ionenimplantation mit Laser-Ausheilung – maskenlose Ionenfeinstrahldotierung mit Computerführung
Ätzen	Nafätzen	<ul style="list-style-type: none"> – Trockenätzen – Plasmaätzen – Ionenätzen
Prüfen	<ul style="list-style-type: none"> – manuelle Prüfung – computergestützte Prüfung 	vollautomatische Prüfsysteme

Integrierte Schaltkreise (IC, IS) sind nach verschiedenen Technologien (Tafel 1.3) gefertigte Halbleiter-Miniaturbauelemente, die komplexe Funktionen der Informationsverarbeitung (IV) (z. B. Logikfunktionen, Rechenfunktionen, Verstärkerfunktionen) ausführen.

Merkmale der Mikroelektronik sind:

- Konzentration hochkomplexer Strukturen auf kleinstem Raum (je nach Integrationsgrad sind gegenwärtig bis zu 1 Million Transistorfunktionen je Chip integriert),
- Massenfertigung in hochautomatisierten Produktionsprozessen,
- energiesparende und verschleißfreie Arbeitsweise bei nahezu unbegrenzter Lebensdauer,
- sehr hohe Zuverlässigkeit durch drastische Verringerung mechanischer Verbindungen (die Zahl der erforderlichen Lötstellen entspricht nur noch der Zahl der Anschlußstifte [pins] am IC),
- problemlose Rohstoffbasis (Silizium aus Quarzsand) und minimaler Materialaufwand,
- niedrigste Kosten für die Realisierung komplexer Systeme, bedingt durch den kollektiven Fertigungsprozeß (Hunderte Chips vom gleichen Typ werden in einem Fertigungsdurchlauf gleichzeitig erzeugt.),
- bei entsprechender Herstellungstechnologie hohe Arbeitsgeschwindigkeit der Informationsverarbeitung.

Die ME ist damit heute und bis in die vorausschaubare Zukunft der entscheidende Faktor für den wissenschaftlich-technischen Fortschritt. Nur die ME vermag z. B., den steigenden Bedarf an Informationsverarbeitung in der gesamten Gesellschaft zu decken. Das Vordringen der Mikroelektronik in nahezu alle Bereiche der Technik führt nicht nur zu neuen Erzeugnissen mit höheren Gebrauchswerten, sondern darüber hinaus zu einer Veränderung des gesamten Arbeitsprozesses:

Computergesteuerte Maschinen und Roboter übernehmen die schwere körperliche Arbeit. Der Mensch wird zum Koordinator komplexer, hochautomatisierter Produktionsprozesse. Dabei entwickelt sich das Verhältnis „Mensch – Maschine“ zunehmend zu einer Kooperation „Mensch – Automat“. Auch in die formal-geistige Tätigkeit des Menschen greift der Computer ein. Seine Eigenschaft, Daten zu speichern und diese nach unterschiedlichen Programmen schnell verarbeiten zu können, entlastet den Menschen von zeitraubenden Routinetätigkeiten. Automaten, die Objekte ihrer Umgebung mittels Sensoren erkennen und auf Veränderungen sinnvoll reagieren können, sind bereits Realität. „Intelligente“ Automaten mit kreativen Fähigkeiten, die nicht nur lernen, sondern auch schöpferische Tätigkeiten ausüben können, werden das technische Bild der Zukunft bestimmen. Die „künstliche Intelligenz“, die sich am intelligenten Verhalten des Menschen orientiert, ist heute schon Gegenstand internationaler Informatik-Forschung.

2. Einige physikalische Grundlagen

2.1. Der elektrische Stromkreis

Zum Verständnis vieler elektronischer Vorgänge gehören auch einige elektrotechnische Grundlagen.

Der elektrische Strom ist nur an seinen Wirkungen erkennbar:

Der Stromfluß bewirkt z. B.:

- eine *Erwärmung* des elektrischen Leiters (Leistungstransistoren müssen deswegen gekühlt werden),
- ein *magnetisches Feld* in und um den elektrischen Leiter (Spulen müssen abgeschirmt werden, wenn ihr Magnetfeld andere Funktionen stört).

Die Größe des Stromes wird durch die *elektrische Stromstärke* I angegeben. Die Maßeinheit ist das Ampere (A).

Fließt ein konstanter Strom der Stärke I während der Zeit t durch einen Leiterquerschnitt, so wird dabei die *Ladung* Q transportiert:

$$Q = I \cdot t \quad (2.1)$$

Maßeinheit von Q ist das Coulomb (C):

$$1 \text{ C} = 1 \text{ As}$$

Beispiel:

Bei 1 A strömen in jeder Sekunde unvorstellbar viele Elektronen (ihre Zahl beträgt $6,24 \cdot 10^{18}$) durch den Leiterquerschnitt. Bei 2 A sind es doppelt soviel.

Die bekanntesten *Stromarten* sind:

- Gleichstrom (z. B. Strom, den eine Batterie liefert)
Merkmal: Größe und Richtung sind konstant,
- Wechselstrom (z. B. Strom, der vom Lichtnetz geliefert wird)
Merkmal: Größe und Richtung ändern sich periodisch.

Der elektrische Strom wird durch die *elektrische Spannung* U , Maßeinheit Volt (V), angetrieben.

Eine *größere Spannung* U bewirkt im Stromkreis eine *höhere Stromstärke* I .

Die Spannung tritt entweder als

- Quellenspannung U_q ¹⁾ von Spannungsquellen oder
- Spannungsabfall U an Widerständen auf.

Spannungsquellen sind z. B.:

Batterien, Generatoren, Thermoelemente, Solarzellen.

Die Bewegung der Ladungsträger (Elektronen) wird durch den *elektrischen Widerstand* R behindert.

¹⁾ oft als Ursprungspannung E bezeichnet ($E = -U_q$)

Der *Widerstand* R wird als Verhältnis der Spannung U zur Stromstärke I angegeben:

$$R = \frac{U}{I} \quad (2.2)$$

Die Maßeinheit ist das Ohm (Ω).

Treibt die Spannung $U = 1 \text{ V}$ eine Stromstärke $I = 1 \text{ A}$ an, so beträgt der Widerstand $R = 1 \Omega$.

Mit zunehmendem Widerstand R verkleinert sich (bei konstanter Spannung) die Stromstärke I .

Der Zusammenhang nach Gl. (2.2) wird für einen konstanten Widerstand R auch als „Ohmsches Gesetz“ bezeichnet.

Ein *Stromkreis* besteht mindestens aus einer Spannungsquelle und einem Widerstand R_a als Verbraucher. Die im allgemeinen relativ kleinen Widerstände von Spannungsquelle und Verbindungsleitungen werden im Bild 2.1 durch den Widerstand R_i ausgedrückt.

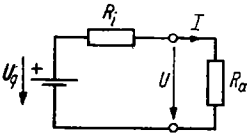
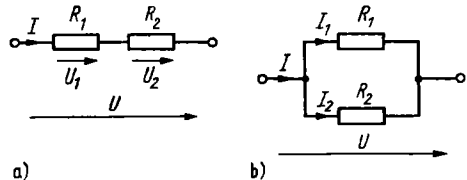


Bild 2.1. Grundstromkreis



a)

b)

Bild 2.2. Widerstands-Grundsaltungen

- a) Reihenschaltung
- b) Parallelschaltung

Mit dem Stromfluß ist eine *Energieumwandlung* sowohl in der Quelle als auch im Verbraucher verbunden. Ihre Größe wird durch die *Leistung* P angegeben.

$$P = U \cdot I \quad (2.3)$$

Maßeinheit von P ist das Watt (W).

Treibt eine Spannung von 1 V eine Stromstärke von 1 A an, so wird eine Leistung von 1 W umgesetzt (in eine andere Energieform, z. B. Wärme, gewandelt).

In den meisten Stromkreisen, so auch in elektronischen Schaltungen, sind mehrere Widerstände vorhanden. Dabei sind zwei *Grundsaltungen* zu unterscheiden:

- Reihenschaltung (Bild 2.2a),
- Parallelschaltung (Bild 2.2b).

In der *Reihenschaltung* ist die Gesamtspannung gleich der Summe der einzelnen Spannungsabfälle und der Gesamtwiderstand gleich der Summe der Einzelwiderstände.

$$\begin{aligned} U &= U_1 + U_2 \\ R &= R_1 + R_2 \end{aligned} \quad (2.4)$$

In der *Parallelschaltung* ist der Gesamtstrom gleich der Summe der einzelnen Teilströme und der Kehrwert des Gesamtwiderstandes gleich der Summe der Kehrwerte der Einzelwiderstände (der Kehrwert des Widerstandes heißt Leitwert).

$$\begin{aligned} I &= I_1 + I_2 \\ \frac{1}{R} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Für zwei Widerstände kann der Gesamtwiderstand auch nach Gl. (2.6) berechnet werden:

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.6)$$

In der Parallelschaltung ist der Gesamtwiderstand kleiner als der kleinste Einzelwiderstand.

Beispiel:

1. Durch einen *Spannungsteiler* (Reihenschaltung nach Bild 2.2a) ist die Gesamtspannung $U = 9 \text{ V}$ so aufzuteilen, daß an R_1 ein Spannungsabfall $U_1 = 3 \text{ V}$ entsteht. Die Stromstärke soll $I = 2 \text{ mA}$ betragen. Welche Widerstandswerte R_1 und R_2 sind zu wählen?

Lösung:

$$R_1 = U_1 / I = 3 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$U_2 = U - U_1 = 9 \text{ V} - 3 \text{ V} = 6 \text{ V}$$

$$R_2 = U_2 / I = 6 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 3 \text{ k}\Omega$$

Die Spannungsabfälle sind den Widerstandswerten proportional.

2. Wie ändert sich die Spannung U_1 , wenn zu R_1 ein Widerstand $R_3 = 7,5 \text{ k}\Omega$ parallelgeschaltet wird?

Lösung:

$$R = R_2 + R_1 R_3 / (R_1 + R_3) = 3 \text{ k}\Omega + 1,5 \text{ k}\Omega \cdot 7,5 \text{ k}\Omega / 9 \text{ k}\Omega$$

$$R = 4,25 \text{ k}\Omega$$

$$I = U / R = 9 \text{ V} / 4,25 \text{ k}\Omega = 2,12 \text{ mA}$$

$$U_1 = I \cdot R_1 R_3 / (R_1 + R_3) = 2,12 \text{ mA} \cdot 1,25 \text{ k}\Omega = 2,65 \text{ V}$$

Durch die Parallelschaltung von R_3 verkleinert sich die Teilspannung von 3 V auf 2,65 V.

2.2. Die Kapazität des Kondensators

Kondensatoren sind neben Widerständen oft vorkommende passive Bauelemente der Elektronik.

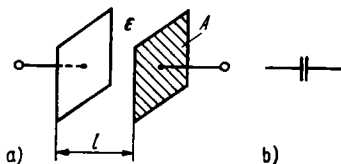


Bild 2.3. Kondensator

- a) Plattenkondensator
- b) Schaltsymbol

Der *Plattenkondensator* (Bild 2.3) ist das Grundmodell aller Kondensatorbauformen. Er besteht aus zwei leitenden Flächen A , die sich, getrennt durch einen Isolierstoff (Dielektrikum) mit der Dielektrizitätszahl ϵ_r , im Abstand l gegenüberstehen. Das Schaltsymbol für Kondensatoren ist diesem Modell entnommen.

Beim Anlegen einer Gleichspannung U wird der Kondensator aufgeladen²⁾. Er speichert dabei die Ladung Q . Der geladene Kondensator kann über einen Widerstand R

²⁾ es entsteht ein elektrisches Feld

wieder entladen werden. Die Größe des Speichervermögens wird *Kapazität C* genannt:

$$C = \frac{Q}{U} \quad (2.7)$$

Die Maßeinheit von C ist das Farad (F): $1 \text{ F} = 1 \text{ As/V}$

Die meisten technischen Kondensatoren haben Kapazitäten in der Größenordnung μF , nF und pF :

$$1 \mu\text{F} = 10^{-6} \text{ F}$$

$$1 \text{ nF} = 10^{-9} \text{ F}$$

$$1 \text{ pF} = 10^{-12} \text{ F}$$

Beim Plattenkondensator erhöht sich die Kapazität C mit Vergrößerung der wirk-samen Fläche A und Verkleinerung des Plattenabstandes l . Außerdem ist die stoff-liche Beschaffenheit des Dielektrikums maßgebend:

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{l} \quad (2.8)$$

Feldkonstante $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$

Permittivitätszahl (Dielektrizitätszahl) $\epsilon_r = 1$ (für Luft) ... 10 000 (für keramische HDK-Massen)

Beispiel:

Ein Siebkondensator (Elektrolytkondensator, kurz „Elko“) eines Netzteils hat die Kapazität $C = 5000 \mu\text{F}$. Die Gleichspannung beträgt $U = 10 \text{ V}$. Welche Ladung wird gespeichert?

Lösung:

$$Q = C \cdot U = 5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} \text{ As/V} \cdot 10 \text{ V}$$

$$Q = 5 \cdot 10^{-2} \text{ As} = 0,05 \text{ C}$$

Die speicherbare Ladung ist sehr klein.

Das *Auf- und Entladen* von Kondensatoren verläuft zeitlich nach Exponentialfunk-tionen (Bild 2.4). Die Schnelligkeit von Auf- und Entladung wird durch die *Zeit-konstante* τ angegeben:

$$\tau = C \cdot R \quad (2.9)$$

Die Maßeinheit von τ ist die Sekunde.

Bei vorgegebener Kapazität erhöht sich die Zeitkonstante mit der Größe des Wider-standes R :

Schnelle Auf- und Entladung bei kleinem R ;
langsame Auf- und Entladung bei großem R .

Nach der Zeit $t = 5\tau$ kann der Kondensator praktisch als aufgeladen ($u_C \approx U_0$; $i_L \approx 0$) oder entladen ($u_C \approx 0$; $i_E \approx 0$) gelten.

Das beschriebene Zeitverhalten des Kondensators kann z. B. zur Zeitverzögerung eines elektronischen Schalters genutzt werden. Der Schalter reagiert dann erst nach einer von der Zeitkonstante τ abhängigen Verzögerungszeit t_D auf einen Schalt-befehl.

Im *Wechselstromkreis* wird der Kondensator infolge der periodisch wechselnden Stromrichtung fortwährend umgeladen. Es fließt ständig ein sog. Blindstrom, mit dem die Ladungsträger abwechselnd von einer Kondensatorplatte zur anderen trans-portiert werden.

Gleichstrom wird vom Kondensator gesperrt.

Im Wechselstromkreis stellt der Kondensator einen endlichen Widerstand, den Blindwiderstand, dar.

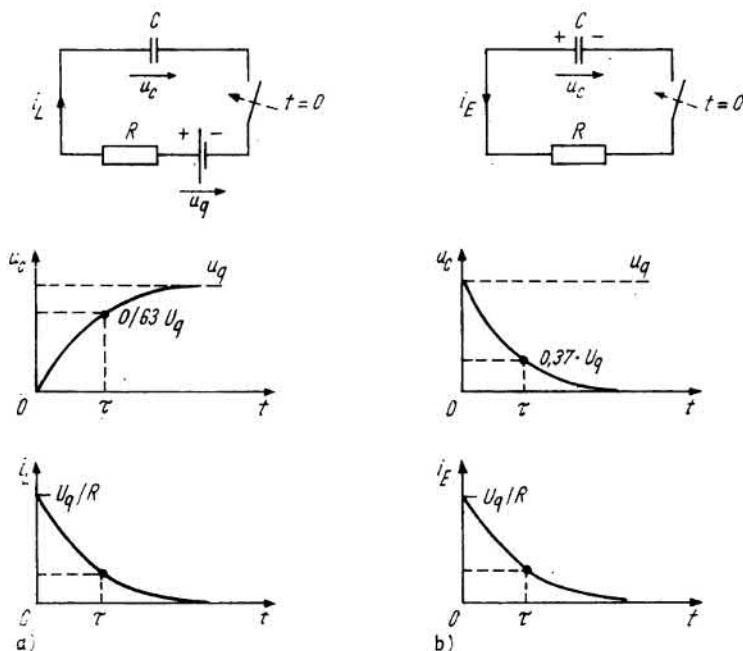


Bild 2.4. Gleichspannung und Gleichstrom am Kondensator

a) beim Aufladen; b) beim Entladen

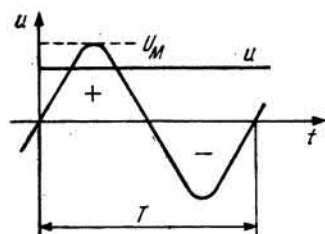


Bild 2.5. Sinusförmige Wechselspannung

Wir rechnen mit einer *sinusförmigen Wechselspannung* (Bild 2.5). Ihre Kennwerte sind:

- Periodendauer (Schwingungsdauer) T ,
- Maximalwert der Spannung U_M ,
- Effektivwert der Spannung U .

Der *Effektivwert* ist der Nennwert der Wechselspannung. Bekannt ist, daß die Netzwechselspannung 220 V beträgt. Damit ist der Effektivwert gemeint. Dieser Mittelwert wurde so gewählt, daß der Wechselstrom in einem Widerstand die gleiche Wärmemenge entwickelt wie ein gleich großer Gleichstrom.

$$U = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \approx 0,71 U_M \quad (2.10)$$

Die *Frequenz* f ist der Kehrwert der Periodendauer. Sie gibt an, wie viele Perioden (Schwingungen) pro Sekunde auftreten.

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.11)$$

Die Maßeinheit ist das Hertz (Hz): $1 \text{ Hz} = 1 \text{ s}^{-1}$

Weiter gilt: $1 \text{ kHz} = 10^3 \text{ Hz}$

$1 \text{ MHz} = 10^6 \text{ Hz}$

Beispiel:

Ein Digitaluhrenquarz schwingt auf der Frequenz $2^{22} \text{ Hz} = 4,194304 \text{ MHz}$. Das sind pro Sekunde ungefähr 4 Millionen Schwingungen.

Der *Blindwiderstand* X_C des Kondensators berechnet sich aus der Kapazität C und der Frequenz f . Mit steigender Frequenz nimmt X_C ab:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C} \quad (2.12)$$

Die Maßeinheit von X_C ist das Ohm (Ω).

Beispiel:

Welchen Blindwiderstand X_C hat ein in Reihe zu einem Uhrenquarz ($f = 2^{22} \text{ Hz}$) liegender Trimmer (einstellbarer Kleinkondensator) mit der Kapazität $C = 3 \text{ pF}$ (Ziehkapazität)?

Lösung:

$$\underline{X_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 4,19 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \cdot 3 \cdot 10^{-12} \text{ As/V}} \approx \underline{12,7 \text{ k}\Omega}$$

2.3. Die Induktivität der Spule

Spulen sind passive Bauelemente zur Erzeugung magnetischer Felder. Wir kennen sie als Drosselspulen, Transformatorspulen, Relaispulen, Filterspulen usw. Da Spulen nicht monolithisch integrierbar sind, ist ihre Bedeutung in der Elektronik zurückgegangen. Oft ersetzt man Spulen durch „aktive RC-Schaltungen“, bei denen spulenähnliches Verhalten mit Widerständen, Kapazitäten und Transistoren simuliert wird (z. B. aktive RC-Filter).

Grundlegende Gesetze für elektromagnetische Vorgänge sind:

- Durchflutungsgesetz und
- Induktionsgesetz.

Das *Durchflutungsgesetz* besagt:

„Jeder Stromfluß ist von einem Magnetfeld umgeben.“

Das Magnetfeld bildet sich in Form konzentrischer Kreise (magnetische Wirbel, Feldlinien) um den stromdurchflossenen Leiter aus (Bild 2.6a). Die Richtung des magnetischen Flusses Φ bestimmt man mit der Uhrzeigerregel (Bild 2.6b).

Die *Uhrzeigerregel* besagt:

„Fließt der Strom in einen Leiterquerschnitt hinein, dann sind die den Leiter umgebenden magnetischen Wirbel (Feldlinien) im Uhrzeigersinn gerichtet.“

Im Inneren einer eisenlosen Spule ist das Magnetfeld homogen (die Feldlinien haben überall gleichen Abstand, die Flußdichte ist konstant). An den Stirnflächen liegen die magnetischen Pole „Nordpol“ (N) und „Südpol“ (S), (Bild 2.6c).

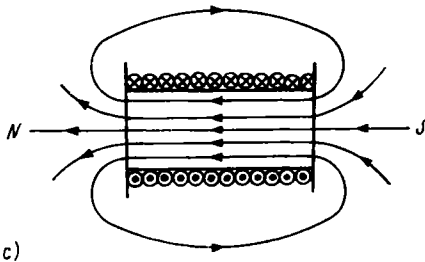
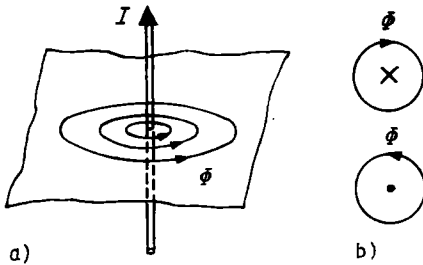


Bild 2.6. Magnetfeldverlauf

- a) stromdurchflossener Leiter
- b) Uhrzeigerregel
- c) eisenlose Zylinderspule
- × Strom fließt in die Zeichenebene hinein
- Strom fließt aus der Zeichenebene heraus

Das Induktionsgesetz besagt:

„Jede Magnetflußänderung ruft in einem Leiter eine elektrische Spannung (Induktionsspannung) hervor.“

Wird die Magnetflußänderung $\Delta\Phi$ durch eine Stromänderung ΔI in derselben Spule bewirkt, dann spricht man von „Selbstinduktion“. Die Eigenschaft der Spule, eine Selbstinduktionsspannung zu erzeugen, nennt man „Induktivität“.

Die durch Selbstinduktion erzeugte Spannung u_L ist von der Induktivität L der Spule und der zeitlichen Stromänderung $\Delta I/\Delta t$ abhängig:

$$u_L = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (2.13)$$

Je schneller die Stromstärke verändert wird, desto größer ist bei gleicher Spule die induzierte Spannung.

Das Induktionsgesetz läßt sich auch auf zwei oder mehrere magnetisch gekoppelte Spulen anwenden, wie sie bei Übertragern bzw. Transformatoren vorkommen (Abschn. 6.1.). An die Stelle der Selbstinduktivität L tritt im Induktionsgesetz die Gegeninduktivität M . Die in der Sekundärspule induzierte Spannung u_2 ist von der

zeitlichen Stromänderung $\frac{\Delta I_1}{\Delta t}$ in der Primärspule und der Gegeninduktivität M abhängig.

Die Maßeinheit der Induktivität L sowie der Gegeninduktivität M ist das Henry (H): $1 \text{ H} = 1 \text{ Vs/A}$, dies folgt aus Gl. (2.13). Die Induktivitätswerte sind von den geometrischen Abmessungen der Spulen (Länge, Durchmesser, Abstand), den Windungszahlen und dem Eisenkern (Kernmaterial, Kernquerschnitt, Kernform) abhängig. Für HF-Spulenkerne (Masseisenkerne, Ferritkerne) wird vom Hersteller ein Induktivitätsfaktor A_L in H angegeben (A_L entspricht dem magnetischen Leitwert). Die Induktivität errechnet sich damit:

$$L = A_L \cdot N^2$$

(2.14)

Doppelte Windungszahl N ergibt bei gleichem Kern (A_L) die vierfache Induktivität.

Beim Ein- und Ausschalten von Spulen im Gleichstromkreis entstehen kurzzeitig sehr hohe Induktionsspannungen (Größenordnung: Kilovolt). Elektronische Schaltungen sind durch *Freilaufdioden* vor Induktionsspannungen zu schützen. Im Bild 2.7 wird ein Relais über einen Schalttransistor ein- und ausgeschaltet. Die Diode ist für die im Relais entstehende Induktionsspannung durchlässig; es fließt ein Ausgleichstrom i_E , der die Entstehung hoher Spannungsspitzen verhindert.

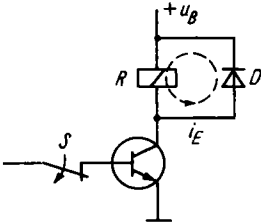


Bild 2.7. Transistorschutz durch Freilaufdiode

Strom und Spannung verlaufen, ähnlich wie beim Kondensator, nach Exponentialfunktionen. Im Vergleich zum Kondensator (Bild 2.4) sind jedoch folgende Unterschiede zu beachten:

- Am Kondensator kann sich die Spannung nicht sprunghaft ändern.
- An der Spule kann sich der Strom nicht sprunghaft ändern.

Die Schnelligkeit der Strom- und Spannungsänderung wird durch die Zeitkonstante τ festgelegt:

$$\tau = \frac{L}{R}$$

(2.15)

Die Maßeinheit von τ ist die Sekunde. Nach der Zeit $t = \tau$, vom Einschaltmoment an gerechnet, ist der Strom auf 63 % seines Höchstwertes angestiegen, und die Induktionsspannung ist auf 37 % ihres Höchstwertes abgefallen.

Im *Wechselstromkreis* entsteht an der Spule infolge der periodisch wechselnden Stromrichtung ständig eine Induktionsspannung, die der Stromänderung entgegenwirkt. Es entsteht ein Blindwiderstand X_L .

Wechselstrom wird von einer Spule entsprechend ihrem Blindwiderstand mehr oder weniger gesperrt. Gleichstrom wird dagegen durchgelassen (es wirkt nur der relativ kleine ohmsche Widerstand der Drahtwicklung). Bei Drosselspulen wird dieser Effekt zur Siebung genutzt.

Der *Blindwiderstand* X_L der Spule berechnet sich aus der Induktivität L und der Frequenz f . Mit steigender Frequenz nimmt X_L zu:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

(2.16)

Die Maßeinheit von X_L ist das Ohm (Ω).

Beispiel:

Ein HF-Spulenkörper hat einen Induktivitätsfaktor $A_L = 30 \text{ nH}$.

1. Welche Windungszahl N ist aufzuwickeln, damit die Induktivität $L = 12 \mu\text{H}$ beträgt?
2. Welchen Blindwiderstand X_L hat die Spule bei $f = 10,7 \text{ MHz}$ (Zwischenfrequenz bei UKW)?

Lösung: 1. $N = \sqrt{L/A_L} = \sqrt{12\,000 \text{ nH}/30 \text{ nH}} = 20$

2. $X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = 6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \cdot 12 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/A} = 806 \Omega$

2.4. Ablenkung des Elektronenstrahls im Hochvakuum

Elektronenröhren sind in der Unterhaltungselektronik nur noch als Fernsichtbildröhren anzutreffen. Verstärkerrohren wurden, bis auf einige Spezialröhren für große Leistungen, durch Halbleiterbauelemente verdrängt (Abschn. 1.1.).

Elektronenröhren mit Strahlableitungs-systemen sind

- Fernsichtbildröhren,
- Bildröhren für Computer-Monitoren,
- Radarbildröhren,
- Bildaufnahmeröhren für Fernsehkameras (z. B. Superorthikon) und
- Oszillografenröhren (auch Braunsche Röhren genannt).

Die Mikroelektronik führt auch hier zu einer allmählichen Ablösung der teuren und empfindlichen Röhren durch Halbleiter-Displays. In tragbaren Fernsehkameras finden wir bereits Halbleiter-Bildsensoren eingesetzt.

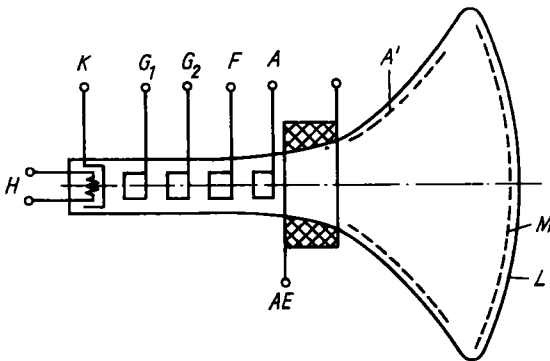


Bild 2.8. Bildwiedergaberöhre (Prinzipdarstellung, vereinfacht)

H Heizung, K Katode, G₁ Steuergitter, G₂ Schirmgitter, F Fokussierelektrode, A Anode, AE Ablenkeinheit (2 Ablenkspulen), A' Leitender Innenbelag (auf Anodenspannung), M Maske (nur bei Farbbildröhren), L Leuchtschirm

Das Funktionsprinzip einer Bildwiedergaberöhre (Bild 2.8) läßt sich in folgende Teilfunktionen auflösen:

- Strahlerzeugung (Elektronenemission aus geheizter Katode, Wehneltzylinder (Steuergitter) zur Helligkeitssteuerung),
- Strahlfokussierung (Einstellung der Bildschärfe),
- Farbkonvergenz (bei Farbbildröhren die geometrische Deckung der drei Farbraster mit den Grundfarben Rot, Grün und Blau),
- Strahlableitung (magnetische Ablenkung bei Fernsichtbildröhren, elektrostatische Ablenkung bei Oszillografenröhren).

Zur Strahlerzeugung:

Die Elektronen treten aus der geheizten Katodenoberfläche aus (Elektronenemission)³⁾ und werden danach in einem elektrischen Feld beschleunigt. Die positive Anode wirkt anziehend auf die negativ geladenen Elektronen. Nach Durchlaufen der ringförmigen Anode haben die Elektronen die mittlere Geschwindigkeit v :

$$v \approx 600 \sqrt{U_a} \quad ; \quad v \text{ in km/s, } U_a \text{ in V} \quad (2.17)$$

³⁾ Bei Farbbildröhren ist für jede der drei Grundfarben ein getrenntes Strahlensystem vorhanden.

Beispiel: Bei Farbbildröhren beträgt die Anodenspannung $U_a = 25$ kV. Mit welcher mittleren Geschwindigkeit treffen die Elektronen auf den Bildschirm?

Lösung: $v \approx 94870$ km/s (nahezu 1/3 der Lichtgeschwindigkeit).

Infolge des Hochvakuums in der Röhre ist der Weg für die Elektronen praktisch hindernisfrei (große freie Weglänge). Je größer die Auftreffgeschwindigkeit der Elektronen ist, desto heller wird das Bild (größere kinetische Energie). Durch eine veränderbare negative Spannung am Steuergitter läßt sich die Helligkeit beeinflussen (die Helligkeit enthält die Bildinformation).⁴⁾

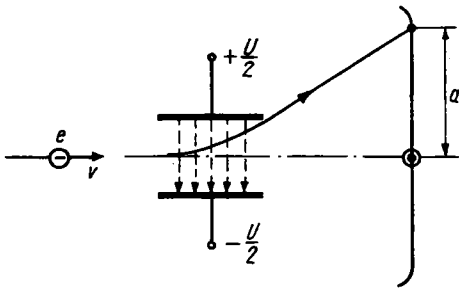
Zur Strahlfokussierung:

Der Elektronenstrahl muß genau punktförmig auf den Bildschirm auftreffen, sonst wird das Bild unscharf. Ähnlich wie in der Lichtoptik – dort mit Glaslinsen – wird der Elektronenstrahl durch eine elektrische (oder auch magnetische) Sammellinse so gebündelt, daß der Brennpunkt (lat. focus) auf dem Bildschirm liegt. Die elektrische Linse besteht aus zwei Ringelektroden, in denen durch unterschiedliche elektrische Spannungen ein konvex gekrümmter Feldlinienverlauf entsteht (beim Plattenkondensator, vgl. Bild 2.3, ist der Feldverlauf dagegen homogen).

Zur Strahlablenkung:

Das Prinzip der *elektrostatischen Ablenkung* zeigt Bild 2.9. Der Elektronenstrahl wird im elektrischen Feld des Ablensystems (Prinzip des Plattenkondensators) zur positiv geladenen Platte hin abgelenkt. Die Größe der *Ablenkung* a (Verschiebung des Bildpunktes aus der Bildschirmmitte) ist der Ablenkspannung U proportional:

$$a = K \cdot U \quad a \text{ in cm; } K \text{ in cm/V; } U \text{ in V} \quad (2.18)$$



⊙ → Elektronenstrahl

⋮ Elektrisches Feld

● Lage des Bildpunktes ohne Ablenkung

• Lage des Bildpunktes mit Ablenkung

Bild 2.9. Elektrostatistische Ablenkung bei Oszillografenröhren (Y-Ablenkung)

Die *Oszillografenröhre* hat zwei Ablensysteme, in denen der Strahl sowohl in horizontaler (X-Richtung) als auch in vertikaler Richtung (Y-Richtung) abgelenkt werden kann. Die Y-Ablenkung enthält zumeist die Meßinformation (Größe der elektrischen Spannung). Bei zeitproportionaler X-Ablenkung (sägezahnförmiger Spannungsverlauf) wird die Kurvenform der Y-Ablenkspannung auf dem Schirm abgebildet (Bild 2.10).

⁴⁾ Je negativer die Gitterspannung ist, um so dunkler wird das Bild.

Der **Oszillograf (Oszilloskop)** ist ein elektronisches Meßgerät, das die Kurvenform einer angelegten Spannung abbildet (darüber hinaus ist eine präzise meßtechnische Bildauswertung möglich).

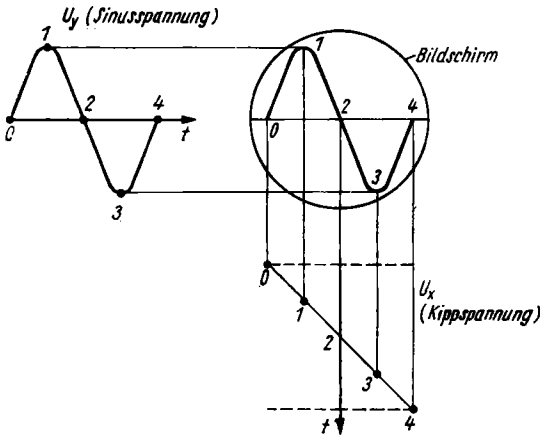


Bild 2.10. Bildentstehung beim Oszillografen

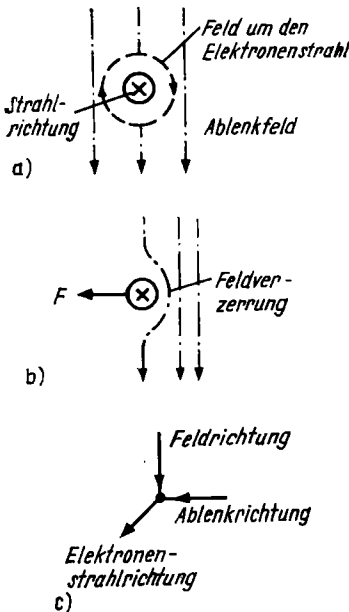


Bild 2.11. Prinzip der elektromagnetischen Ablenkung

Bei der **magnetischen Ablenkung** wird der Elektronenstrahl im Magnetfeld einer Ablenkspule *quer* zur Feldrichtung abgelenkt. Dies läßt sich auch mit der Uhrzeigerregel (Bild 2.6b) erklären. Im Bild 2.11 ist die Entstehung der Ablenkkraft F veranschaulicht. Der in die Zeichenebene hineinfließende Strom I ist gleichbedeutend mit einem Elektronenstrahl, der aus der Zeichenebene heraustritt. Das Magnetfeld, das sich um den Elektronenstrahl bildet, überlagert sich mit dem Magnetfeld der Ablenkspule. Die unterschiedlichen Felddichten (im Bild 2.10 links und rechts vom Elektronenstrahl) bewirken die Entstehung der Ablenkkraft F .

Feldrichtung, Elektronenstrahlrichtung und Ablenkrichtung stehen senkrecht zueinander (die Richtungspeile bilden eine räumliche Ecke, Bild 2.10c).

Bei **Fernsehbildröhren** hat die Strahlablenkung eine andere Aufgabe als bei Oszillografenröhren:

Das Bild baut sich bei Schwarzweißbildröhren aus ungefähr 500 000 Bildpunkten⁵⁾ auf. Vom Elektronenstrahl, der jeweils *einen* Punkt abbildet, sind insgesamt 625 Zeilen abzutasten. Um Flimmerfreiheit zu erreichen, wird das Bild aus zwei Halbbildern zusammengesetzt (Zeilensprungverfahren). Zuerst werden alle ungeradzahigen Zeilen durchlaufen (1. Halbbild), danach alle geradzahigen (2. Halbbild). Anschließend springt der Strahl zurück in den Zeilenanfang des ersten Halbbildes, und die Vorgänge wiederholen sich (Bild 2.12).

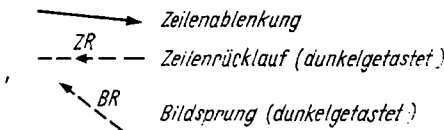
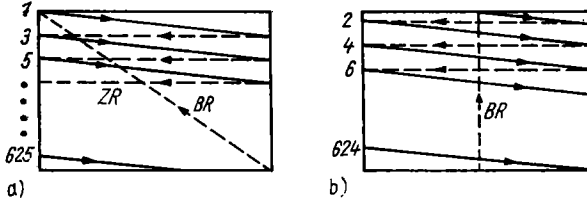


Bild 2.12. Zeilensprungverfahren beim Fernsehbild

- a) 1. Halbbild (ungerade Zeilen)
- b) 2. Halbbild (gerade Zeilen)

Für Horizontalablenkung (Zeilenablenkung) und Vertikalablenkung sind zwei getrennte Ablenkspulensysteme vorhanden, die senkrecht zueinander auf dem Bildröhrenhals angebracht sind. Die Vertikalablenkfrequenz f_V beträgt 50 Hz. Die Zeilenablenkfrequenz f_H errechnet sich aus der Zeilenzahl pro Bild (625) und der Bildwechselfrequenz (25 Hz wegen Zeilensprungverfahren):

$$f_H = 625 \cdot 25 \text{ Hz} = \underline{15\,625 \text{ Hz}}$$

2.5. Vorgänge in Halbleitern

Bekannt ist die Einteilung der Stoffe nach ihrer *elektrischen Leitfähigkeit* in *Leiter* und *Nichtleiter* (Isolatoren). Die *Halbleiter* nehmen hierbei eine Zwischenstellung ein (Bild 2.13). Voraussetzung für gute Leitfähigkeit ist das Vorhandensein von freien Elektronen (Bild 1.1). Bei *Isolatoren* sind die *Valenzelektronen* (Elektronen, die sich auf der äußersten Schale um den Atomkern bewegen) fest an den Kern gebunden. Zu ihrer Lösung aus dem Atomverband ist eine große *Aktivierungsenergie* ΔW erforderlich (Bild 2.14a). Bei *Halbleitern* ist ΔW wesentlich kleiner (Bild 2.14b), so daß durch Energiezufuhr von außen (z. B. in Form von Wärme) Elektronen freigesetzt werden können. Anders ausgedrückt: Elektronen können aus dem *Valenzband* (VB) in das *Leitungsband* (LB) gelangen (Bändermodell).

Bei *Metallen* überdecken sich Valenz- und Leitungsband teilweise (Bild 2.14c), so daß bereits bei Zimmertemperatur genügend viele freie Elektronen auftreten.

Die *Leitfähigkeit* eines Halbleiters kann durch äußere Einwirkungen stark beeinflusst werden.

Einflußgrößen sind Wärme, elektromagnetische Strahlung sowie die Verunreinigung des Halbleiterkristalls.

⁵⁾ bei Farböhren sind es dreimal soviel

Die bekanntesten *Halbleiterwerkstoffe* (kristalline Halbleiter) sind die Elemente Germanium (Ge) und Silizium (Si) sowie von den intermetallischen Verbindungen das Galliumarsenid (GaAs). Si hat als Ausgangsmaterial für Transistoren und mikroelektronische Schaltkreise gegenwärtig die größte Bedeutung. GaAs wird vorwiegend für „schnelle“ Halbleiterbauelemente verwendet. Im einkristallinen Silizium, das frei von Verunreinigung ist, sind alle Si-Atome (Wertigkeit 4) durch 4 Valenzelektronen aneinander gebunden (Bild 2.15). Durch Wärmeeinwirkung brechen einzelne Bindungen auf, und es entstehen „freie Elektronen“ (mit negativer Ladung) sowie Elektronenfehlstellen (Löcher, Defektelektronen) mit positiver Ladung. Diesen Vorgang nennt man *Paarbildung*. Die freien Elektronen fallen dann wieder in benachbarte Löcher, wobei sich die entgegengesetzten Ladungen neutralisieren (das ungestörte Atom ist nach außen elektrisch neutral). Diesen zweiten Vorgang bezeichnet man als *Rekombination* (Bild 2.16). Die fortwährende Wechselwirkung zwischen Paarbildung (Generation) und Rekombination führt zur *Eigenleitung* des Halbleiters (Bild 2.17). Dabei bewegen sich die Elektronen in einem elektrischen Feld (das durch eine Gleichspannung entsteht) in Richtung zur positiven Elektrode und die Löcher scheinbar entgegengesetzt.

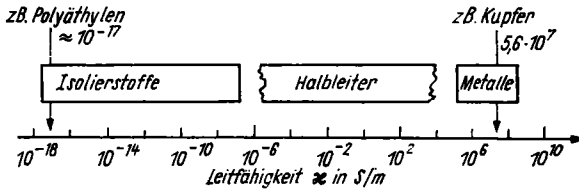


Bild 2.13. Einteilung der Stoffe nach ihrer elektrischen Leitfähigkeit

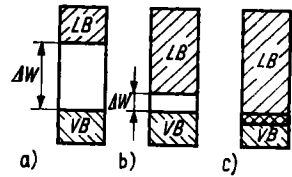


Bild 2.14. Bändermodell (vereinfacht)

- a) Isolatoren
- b) Halbleiter
- c) metallische Leiter

Die *Eigenleitung* beruht auf *Paarbildung* und *Rekombination* von Ladungsträgern. Sie ist *temperaturabhängig*. Bei höherer Temperatur werden mehr Ladungsträger generiert, der Strom steigt, und der Widerstand nimmt ab.

Die relativ geringen *Restströme* der Transistoren (Abschn. 3.3.) sind durch die *Eigenleitung* des Halbleitermaterials bedingt.

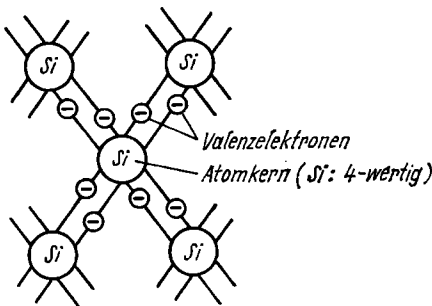


Bild 2.15. Kristallgitter des Siliziums (schematisch in der Ebene dargestellt)

Durch gezieltes Einbringen bestimmter Fremdatome in das vorher gereinigte Silizium (Dotieren, Implantieren) lässt sich die Leitfähigkeit in weiten Grenzen beeinflussen. Es entsteht eine *Störstellenleitung*. Als Störatome eignen sich 5wertige Elemente (Donatoren, z. B. Phosphor) oder 3wertige (Akzeptoren, z. B. Aluminium).

Donatoren setzen ein Elektron frei (Bild 2.18a), es entsteht ein *n-Halbleiter*. Akzeptoren fangen ein Elektron ein oder anders ausgedrückt „setzen ein Loch frei“ (Bild 2.18b), es entsteht ein *p-Halbleiter*.

Im *n-Halbleiter* überwiegen die negativen Ladungsträger (Elektronen). Im *p-Halbleiter* sind dagegen vorwiegend positive Ladungsträger (Löcher) vorhanden.

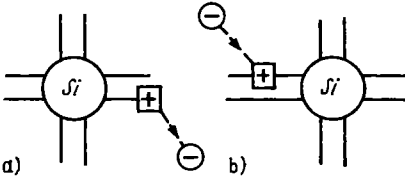


Bild 2.16. Paarbildung (a) und Rekombination (b)

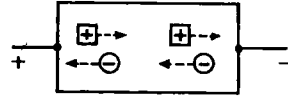


Bild 2.17. Prinzip der Eigenleitung

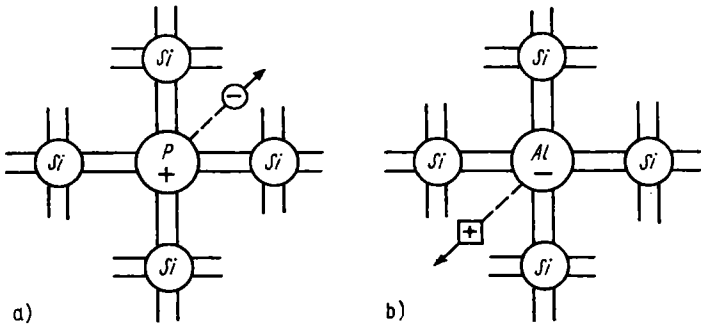


Bild 2.18. Entstehung der Störstellenleitung

a) *n*-Leitung; b) *p*-Leitung

Die durch Störstellen erzeugten Ladungsträger heißen *Majoritätsträger*, da sie gegenüber den durch Eigenleitung entstehenden *Minoritätsträgern* im Überschuß vorhanden sind.

Mit den zwei Leitungstypen (*n*-Leitung und *p*-Leitung) werden bei der Halbleiterfertigung sogenannte *pn-Übergänge* erzeugt, die als physikalische Grundlage *bipolarer Halbleiterbauelemente* anzusehen sind. Im Abschnitt 3. werden Dioden und bipolare Transistoren sowie die zugehörigen *pn-Übergänge* behandelt.

Eine grobe Übersicht über die wichtigsten Halbleiterbauelemente (Tafel 3.1) geht von der Zahl der *pn-Übergänge* aus.

Tafel 3.1. Gliederung der Halbleiterbauelemente nach der Zahl der *pn-Übergänge*

Anzahl der <i>pn-Übergänge</i>			
0	1	2	3
<i>Halbleiterwiderstände</i>	<i>Dioden</i>	<i>Transistoren</i>	<i>Thyristorbauelemente</i>
– Thermistoren	– Gleichrichterdioden	– bipolare Transistoren	– Thyristoren
– Varistoren	– Z-Dioden	– Feldeffekttransistoren	– TRIAC
– Fotowiderstände	– LED		– Vierschichtdioden

3. Halbleiterbauelemente und Grundschaltungen

3.1. Dioden

Dioden sind Halbleiterbauelemente mit *einem* pn-Übergang. Ein pn-Übergang entsteht, wenn zwei benachbarte Zonen des Halbleiters mit Fremdatomen unterschiedlicher Wertigkeit dotiert werden (Abschn. 2.5.). Wir nehmen zunächst in beiden Zonen gleiche *Ladungsträgerkonzentration* an (die Zahl der Donatoren im n-Gebiet ist gleich der Zahl der Akzeptoren im p-Gebiet). Zwischen Paarbildung und Rekombination herrscht ein *thermisches Gleichgewicht*. An der Schnittstelle zwischen beiden Gebieten erfolgt jedoch ein Ladungsträgeraustausch. Es diffundieren Löcher in das n-Gebiet und Elektronen in das p-Gebiet. Es bildet sich eine *Grenzschicht*, in der das Gleichgewicht gestört ist (Bild 3.1). Die beiden Seiten der Grenzschicht nehmen eine unterschiedliche Ladung an (Raumladung). Dadurch entsteht ein elektrisches Feld (wie beim Kondensator) und eine innere Spannungsschwelle (Diffusionsspannung). Legt man von außen an den pn-Übergang eine Gleichspannung an, so ergeben sich je nach Polarität zwei *Betriebsfälle* (Bild 3.2):

a) Durchlafrichtung

Plus (+) am p-Gebiet (Anode), Minus (-) am n-Gebiet (Katode): Die Grenzschicht wird mit Ladungsträgern „überschwemmt“. Die Spannungsschwelle ver-

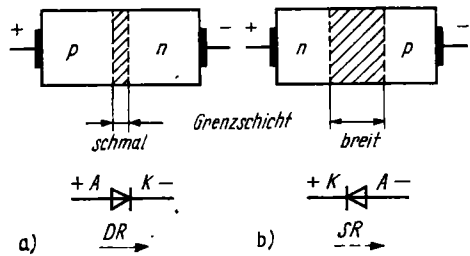
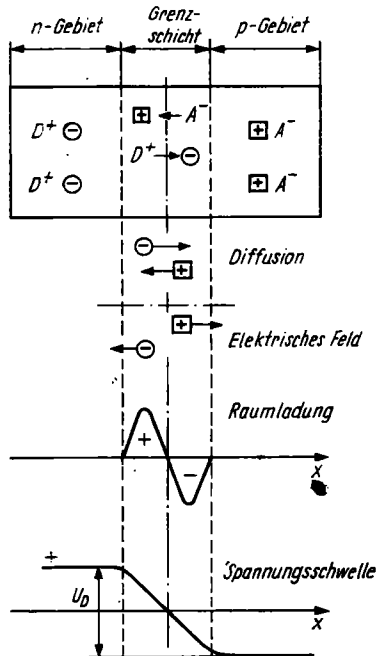


Bild 3.2. Stromdurchflossener pn-Übergang

a) Diode in Durchlafrichtung

b) Diode in Sperrichtung

Bild 3.1. Stromloser pn-Übergang

kleinert sich. Der pn-Übergang wird *leitend*. Die Diode arbeitet in *Durchlaßrichtung* (DR).

b) *Sperrichtung*

Minus (—) am p-Gebiet (Anode), Plus (+) am n-Gebiet (Katode): Die Grenzschicht „verarmt“ an Ladungsträgern. Die Spannungsschwelle erhöht sich. Der pn-Übergang wird nichtleitend. Die Diode arbeitet in *Sperrichtung* (SR).

Eine Diode kann mit einem Ventil verglichen werden. In der einen Richtung ist der Widerstand gering, so daß Strom durchgelassen wird. In der anderen Richtung ist der Widerstand sehr groß, so daß der Strom gesperrt wird.

Das Ventilverhalten der Diode wird mit der *Diodenkennlinie* genauer beschrieben (Bild 3.3):

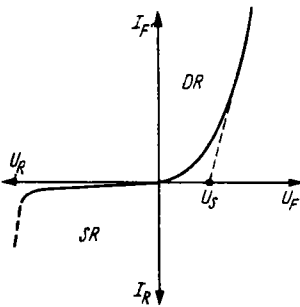


Bild 3.3. Diodenkennlinie

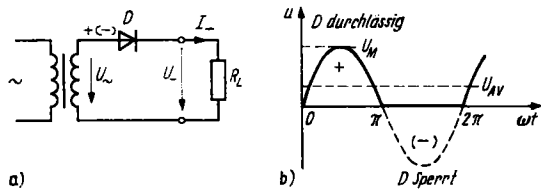


Bild 3.4. Einweggleichrichtung

a) Schaltung; b) Spannungsverlauf am Lastwiderstand

In Flußrichtung (Durchlaßrichtung) wächst der Strom exponentiell mit der Spannung an. Bis zur *Schleusenspannung* U_S (bei Si 0,7...0,8 V, bei Ge 0,3...0,4 V) bleibt der Strom relativ klein, danach steigt er rasch an. Seine Größe muß durch vorgeschaltete Widerstände begrenzt werden.

In Rückwärtsrichtung (Sperrichtung) fließt nur ein sehr kleiner Sperrstrom, der auf die Minoritätsträger im pn-Übergang zurückzuführen ist. Mit der Sperrspannung U_R steigt der Sperrstrom I_R sehr langsam an. Bei hohen Sperrspannungen erfolgt dann ein lawinenartiges Anwachsen des Sperrstromes (Spannungsdurchbruch). Bei Gleichrichterdiolen führt ein Durchbruch zur Zerstörung der Diode, wenn die Stromstärke nicht durch äußere Bauelemente begrenzt wird.

Der wichtigste Anwendungsfall der Diode ist die Gleichrichtung von Wechselspannung:

Bei der *Einweggleichrichtung* (Einpulsleichrichtung) (Bild 3.4) wird der Strom nur während der positiven Halbwelle der Wechselspannung durchgelassen. Am Lastwiderstand R_L entsteht eine *pulsierende Gleichspannung* aus Sinushalbwellen mit dazwischenliegenden Lücken. Diese Schaltung ist zwar sehr einfach, hat aber wesentliche Nachteile:

- der Spannungsmittelwert U_{AV} (arithmetischer Mittelwert) ist gering $U_{AV} \approx 0,32 U_M \approx 0,45 U$,
- der lückende Strom- und Spannungsverlauf erfordert einen hohen Glättungsaufwand (Abschn. 6.1.),
- der gleichgerichtete Strom durchfließt auch die Sekundärwicklung des Netztrafos und bewirkt eine Gleichstromvormagnetisierung des Kerns. Die Folge ist ein niedriger Wirkungsgrad.

Aus diesen Gründen wird zur Netzgleichrichtung zumeist die **Zweiweg-Brückenschaltung** verwendet (Bild 3.5a):

Während der positiven Halbwelle sind die Dioden D_1 und D_3 leitend. D_2 und D_4 sind gesperrt. Während der negativen Halbwelle ist es umgekehrt. Die Ströme beider Halbwellen $I_{(+)}$ und $I_{(-)}$ durchfließen den Lastwiderstand R_L in gleicher Richtung. Die negative Halbwelle wird umgepolt, im zeitlichen Verlauf also gewissermaßen nach „oben geklappt“ (Bild 3.5b).

Die **Vorteile** gegenüber der Einweggleichrichtung sind:

- doppelt so großer Gleichspannungsmittelwert ($U_{AV} \approx 0,64 U_M \approx 0,9 U$),
- keine Lücken im Strom- und Spannungsverlauf, dadurch geringerer Glättungsaufwand,
- keine Gleichstromvormagnetisierung des Trafokerns (über die Sekundärwicklung fließt nur Wechselstrom).

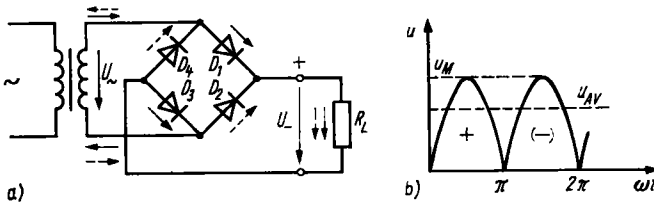


Bild 3.5. Zweiweggleichrichtung

a) Brückenschaltung; b) Spannungsverlauf am Lastwiderstand

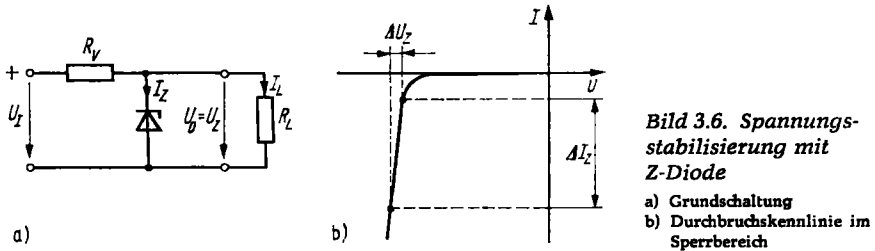


Bild 3.6. Spannungsstabilisierung mit Z-Diode

a) Grundschaltung
b) Durchbruchskennlinie im Sperrbereich

Die **Stromversorgungseinrichtungen netzbetriebener elektronischer Geräte** enthalten Gleichrichterschaltungen mit einer, zwei oder vier Gleichrichterioden.

Der **Zweiweg-Brückengleichrichter** mit vier Dioden wird am häufigsten verwendet.

Dioden mit speziellen Eigenschaften sind z. B. die **Z-Dioden**: Die Bezeichnung „Z-Diode“ deutet auf einen der genutzten Durchbrucheffekte hin („Zener-Effekt“, 1934 entdeckt von Zener). Z-Dioden werden grundsätzlich in Sperrichtung betrieben. Infolge des steilen Verlaufs der Durchbruchskennlinie (Bild 3.6b) eignet sich die Z-Diode besonders als **Spannungsstabilisator**. Vergrößert man im Bild 3.6a die Eingangsgleichspannung U_1 , so erhöht sich der Strom I_Z in der Z-Diode, aber der Spannungsabfall U_Z über der Diode bleibt annähernd konstant.

Mit **einer** Z-Diode (wie im Bild 3.6a) lassen sich **Stabilisierungsfaktoren** von $S \approx 20 \dots 50$ erzielen. Das bedeutet: Bei einer angenommenen Eingangsspannungsänderung von 10% beträgt die Ausgangsspannungsänderung bei $S = 20$ nur $10\% / 20 = 0,5\%$. Zur sicheren Arbeitsweise der Stabilisierungsschaltung ist ein **Vorwiderstand** R_V zu berechnen:

$$R_V = \frac{U_1 - U_Z}{I_L + I_Z} \quad (3.1)$$

Beispiel:

Unstabilisierte Gleichspannung $U_1 = 24 \text{ V}$, stabilisierte Gleichspannung $U_0 = 12 \text{ V}$, Laststrom $I_L = 25 \text{ mA}$.

Aus einem Bauelement-Katalog wird eine Z-Diode mit $U_Z = 12 \text{ V}$ und $I_Z = 50 \text{ mA}$ gewählt. Damit errechnet sich der Vorwiderstand

$$R_V = \frac{24 \text{ V} - 12 \text{ V}}{25 \text{ mA} + 50 \text{ mA}} = 0,16 \text{ k}\Omega = \underline{\underline{160 \Omega}}$$

Z-Dioden dienen zur Gleichspannungsstabilisierung. Sie werden immer in Sperrrichtung betrieben.

Auf einige Spezialdioden soll noch kurz hingewiesen werden: *Kapazitätsdioden* werden in Sperrrichtung betrieben. Die Dicke der Sperrschicht (Bild 3.2b) ist von der angelegten Sperrspannung abhängig. Ähnlich wie beim Plattenkondensator bildet sich eine Kapazität C aus (Sperrschichtkapazität). Die Dicke der Sperrschicht entspricht dem Plattenabstand l in Gl. (2.8).

Bei Kapazitätsdioden ist die Sperrschichtkapazität von der angelegten Spannung abhängig. Dadurch kann ein Schwingkreis (Abschn. 5.1.) ohne mechanischen Eingriff abgestimmt werden. Anwendung zur Frequenzabstimmung in Rundfunk- und Fernsehempfängern (C-Dioden-Tuner).

Lumineszenzdioden (auch Leuchtdioden oder kurz LED genannt) werden in Durchlaßrichtung betrieben. Bei der Rekombination der Ladungsträger in einem entsprechend gestalteten pn-Übergang wird Energie in Form von Licht abgegeben. Die Lichtfarbe hängt vom Halbleitermaterial ab.

LED werden in Durchlaßrichtung betrieben. Beim Anlegen einer Gleichspannung senden sie farbiges Licht aus. Anwendung als optoelektronische Signalgeber und Anzeigebaulemente.

3.2. Transistoren

Transistoren sind Halbleiterbauelemente, die in analogen Schaltungen als *Verstärker* und in digitalen Schaltungen als *Schalter* einsetzbar sind. Zum Betrieb von Transistoren ist eine *Hilfsenergie* erforderlich, die aus einer Batterie, oder einem Netzteil entnommen wird. Nach der Anwendung unterscheidet man HF-Transistoren, NF-Leistungstransistoren und Schalthtransistoren.

Nach der Halbleiterstruktur wird zwischen bipolaren Transistoren und Feldeffekttransistoren (FET) unterschieden.

Die Mikrochips bestehen zum überwiegenden Teil aus integrierten Transistoren.

Bipolare Transistoren sind Transistoren mit zwei pn-Übergängen. Je nach Zonenfolge unterscheidet man *npn-Transistoren* und *pnp-Transistoren*. Die drei Anschlüsse heißen Emitter (E), Basis (B) und Kollektor (C) (Bild 3.7).

Der Herstellungsprozeß (z. B. Planar-Epitaxie) bei Bipolartransistoren und bipolaren integrierten Schaltkreisen stimmt in den Grundsritten überein. Einzelheiten sind dazu im Abschnitt 3.6. nachzulesen.

Die *prinzipielle Wirkungsweise* des npn-Transistors wird im Bild 3.8a gezeigt. Die beiden pn-Übergänge können als Dioden aufgefaßt werden. Im *Normalbetrieb* wird die Basis-Emitter-Diode in Durchlaßrichtung und die Kollektor-Basis-Diode in Sperrrichtung betrieben (Bild 3.8b). Die Basiszone ist relativ schmal und im Gegensatz zur Emitter- und Kollektorzone nur schwach dotiert. Dadurch kann nur eine geringe Zahl freier Elektronen, vom Emitter kommend, in der Basiszone rekombinieren. Der Basisstrom I_B ist demnach sehr klein. Die meisten Elektronen überwinden die Kollektor-Basis-Sperrschicht, dringen in die Kollektorzone ein und rekombinieren erst

am Kollektoranschluß mit Löchern, die von der Spannungsquelle geliefert werden. Emittorstrom I_E und Kollektorstrom I_C sind annähernd gleich groß, aber wesentlich größer als der Basisstrom.

Eine geringfügige Erhöhung der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} bewirkt ein starkes Ansteigen der Trägerinjektion in die Kollektorzone und damit auch des Kollektorstromes I_C .

Die Verstärkerwirkung eines Transistors besteht darin, daß eine kleine Änderung der Steuerspannung eine große Änderung des Laststromes bewirkt.

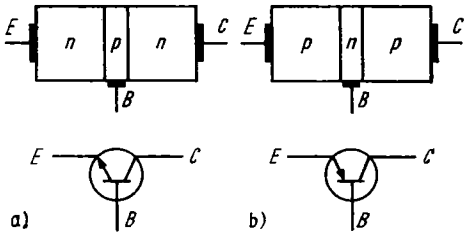


Bild 3.7. Zonenfolge und Schaltzeichen von bipolaren Transistoren

- a) npn-Transistor
- b) pnp-Transistor

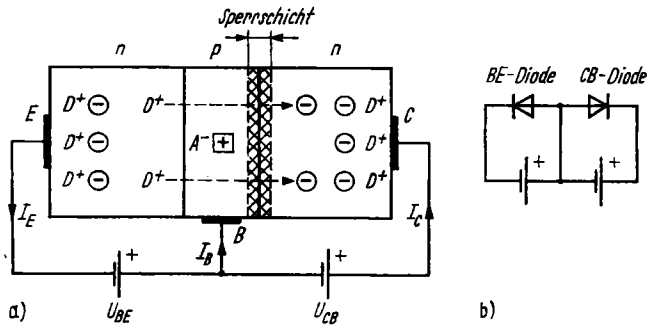


Bild 3.8
Leitungsmechanismus im npn-Transistor (vereinfacht)

Am Knotenpunkt „B“ (Bild 3.8a) verzweigen sich die Ströme, es gilt:

$$I_E = I_B + I_C \tag{3.2}$$

Der Stromverstärkungsfaktor (in Emitterschaltung) beträgt:

$$B = \frac{I_C}{I_B} \tag{3.3}$$

Entsprechend der Stromverstärkungsgruppe des betreffenden Transistors ist $B \approx 50 \dots 1000$.

Beispiel:

Für einen Transistor wird bei $I_C = 5 \text{ mA}$ eine Stromverstärkung $B = 200$ angegeben. Wie groß sind Basisstrom I_B und Emittorstrom I_E ?

Lösung:

$$I_B = I_C / B = 5 \text{ mA} / 200 = 0,025 \text{ mA} = 25 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_C + I_B = 5 \text{ mA} + 0,025 \text{ mA} = 5,025 \text{ mA}$$

Transistorverstärker werden in Vierpolform aufgebaut. Zwei Anschlüsse (auch Pole genannt) bilden den Verstärkereingang, zwei den Verstärkerausgang. Da der Transistor selbst nur drei Anschlüsse hat, wird einer davon gemeinsam genutzt und

zumeist noch geerdet (an Masse gelegt). Es ergeben sich drei Schaltungsvarianten mit unterschiedlichen Eigenschaften (Bild 3.9).

Für die *Richtungen der Zählpfeile* ist folgendes festgelegt:

Strompfeile werden in Richtung zum Transistor eingetragen, Spannungspfeile in Richtung zur Masse⁶⁾.

Sind die tatsächlichen Richtungen (wobei immer „+“ nach „-“ gilt) der Zählpfeilrichtung entgegengesetzt, dann werden die Ströme oder Spannungen mit Minuszeichen versehen.

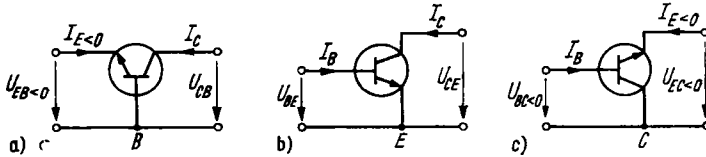


Bild 3.9. Transistor-Vierpolschaltungen

a) Basisschaltung; b) Emitterschaltung; c) Kollektorschaltung

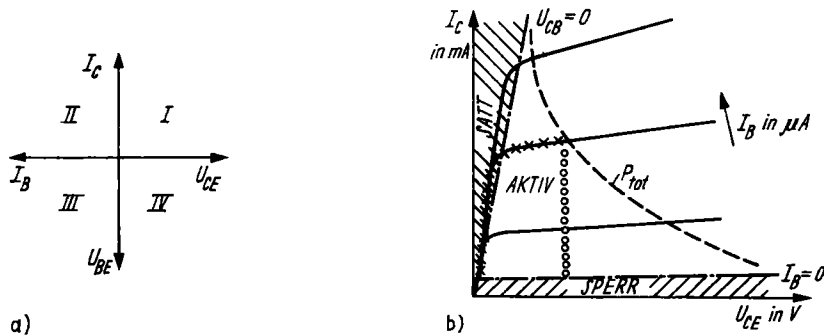


Bild 3.10. Kennlinienfeld der Emitterschaltung

a) Koordinatensystem des vollständigen Kennlinienfeldes; b) Ausgangskennlinienfeld

Die *Basisschaltung* (Bild 3.9a) verstärkt zwar die Spannung, aber *nicht* den Strom. Sie hat einen niedrigen Eingangswiderstand (Ω -Bereich) und einen hohen Ausgangswiderstand ($k\Omega$ -Bereich). Sie wird vor allem bei hohen Frequenzen verwendet. Die *Emitterschaltung* (Bild 3.9b) verstärkt Spannung *und* Strom. Sie hat einen mittleren Ein- und Ausgangswiderstand (einige $k\Omega$). Sie ist universell anwendbar.

Die *Kollektorschaltung* (Bild 3.9c) verstärkt zwar den Strom, aber *nicht* die Spannung. Sie hat einen hohen Eingangswiderstand ($k\Omega$ -Bereich) und einen niedrigen Ausgangswiderstand (Ω -Bereich). Sie wird als Impedanzwandler⁷⁾ und als Endstufe verwendet.

Im weiteren befassen wir uns mit dem *Transistor in Emitterschaltung*:

Ähnlich wie bei der Diode wird das Strom-Spannungs-Verhalten durch *Kennlinien* beschrieben. Bei der Diode (mit zwei Anschlüssen) war nur I und U zu betrachten. Beim Transistor in Emitterschaltung (Bild 3.9b) müssen zwei Ströme (I_B , I_C) und zwei Spannungen (U_{BE} , U_{CE}) aufgetragen werden. Das vollständige Kennlinienfeld besteht aus vier einzelnen Kennlinienfeldern (hier nicht dargestellt) in vier Quadranten (Bild 3.10a).

⁶⁾ Im Bild 3.8 a und in Gl. (3.2) wurde zur besseren Anschauung davon nicht Gebrauch gemacht.

⁷⁾ Impedanz = Scheinwiderstand, Impedanzwandler = Widerstandswandler

Oft genügt das *Ausgangskennlinienfeld* im 1. Quadranten (Bild 3.10b): Hält man den Basisstrom I_B konstant, dann steigt I_C mit U_{CE} an. Nach dem steilen Anstieg im Sättigungsgebiet „SATT“ folgt ein allmählicher Anstieg im aktiven Gebiet „AKTIV“ (im Bild 3.10b durch xxxxx gekennzeichnet). Hält man die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} konstant, dann steigt I_C mit I_B an. Vom Sperrgebiet „SPERR“ aus, erhöht sich I_C annähernd linear mit I_B (im Bild 3.10b durch oooo gekennzeichnet).

Die Betriebszustände des Transistors sind im Kennlinienfeld durch drei Gebiete gekennzeichnet:

1. Sättigungsgebiet (beide pn-Übergänge in Flußrichtung gepolt), $U_{CB} \leq 0$, kleine Kollektor-Emitter-Spannung.
2. Normalaktives Gebiet (BE-Diode in Flußrichtung, CB-Diode in Sperrichtung gepolt), $U_{CB} > 0$, $I_B > 0$, Kollektorstrom und Kollektor-Emitter-Spannung für Verstärkerbetrieb geeignet.
3. Sperrgebiet (beide pn-Übergänge in Sperrichtung gepolt), $I_B \leq 0$, sehr kleiner Kollektorreststrom.

Für den *Verstärkerbetrieb* muß ein *Arbeitspunkt* im aktiven Gebiet festgelegt werden. Dabei darf die maximal zulässige Verlustleistung P_{tot} (Verlustleistungshyperbel im Bild 3.10b) nicht überschritten werden. Die *Kollektor-Verlustleistung* P_C beträgt

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C < P_{tot} \quad (3.4)$$

Je größer P_C ist, desto wärmer wird der Transistor.

Zur *Einstellung des Arbeitspunktes* A gibt es mehrere Grundschaltungen. Die einfachste ist im Bild 3.11 dargestellt.

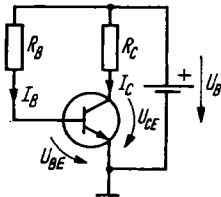


Bild 3.11. Arbeitspunkteinstellung mit Basisvorwiderstand

Im Kollektorstromkreis gilt:

$$I_C R_C + U_{CE} = U_B \text{ und damit}$$

$$I_C = - \frac{1}{R_C} \cdot U_{CE} + \frac{U_B}{R_C} \quad (3.5)$$

Das ist die Funktionsgleichung einer „fallenden“ Geraden. Man nennt sie *Arbeitsgerade*. Wenn die Betriebsspannung U_B und der Kollektorwiderstand R_C vorgegeben sind, kann die Arbeitsgerade im Kennlinienfeld konstruiert werden (im Bild 3.12a wurde $U_B = 12 \text{ V}$ und $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$ angenommen).

Die *Arbeitsgerade* ist durch die zwei *Achsenschnittpunkte* „ $I_C = U_B/R_C$ “ und „ $U_{CE} = U_B$ “ festgelegt.

Die genaue Lage des *Arbeitspunktes* auf der *Arbeitsgeraden* wird durch den Basisstrom I_B fixiert. Zur Einstellung des Basisstromes dient in der Schaltung nach Bild 3.11 ein entsprechend bemessener Basisvorwiderstand R_B :

Im Basisstromkreis gilt:

$$I_B R_B + U_{BE} = U_B \text{ und damit}$$

$$R_B = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} \quad (3.6)$$

Bei Si-Transistoren rechnet man mit $U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$. Für $I_B = 50 \mu\text{A}$ und $U_B = 12 \text{ V}$ ergibt die Rechnung:

$$R_B = \frac{12 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,05 \text{ mA}} = 228 \text{ k}\Omega$$

Damit liegt der Arbeitspunkt im Bild 3.12a bei $I_{C(A)} = 5 \text{ mA}$ und $U_{CE(A)} = 6 \text{ V}$. Zur Wahl des günstigsten Arbeitspunktes kann sowohl R_C (Bild 3.12b) als auch I_B (Bild 3.12c) verändert werden.

Weitere Betrachtungen zum bipolaren Transistor finden Sie im Abschnitt 4.2.

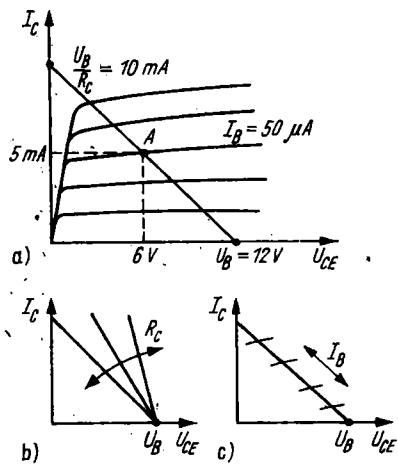


Bild 3.12. Arbeitspunktconstruction.

- a) Arbeitspunkt fest eingestellt
- b) Einfluß in R_C -Richtung
- c) Einfluß in I_B -Richtung

Feldeffekttransistoren (FET) arbeiten nach anderen Prinzipien als die bisher behandelten bipolaren Transistoren. Der Strom fließt nicht über pn-Übergänge, sondern über einen Halbleiterkanal eines Leitungstyps (entweder n-leitend oder p-leitend). Man spricht deswegen auch von *unipolaren Transistoren*.

Obwohl die physikalischen Prinzipien der FETs bereits seit 1925 bekannt sind, begann man erst mit ihrer Fertigung, als bipolare Transistoren schon weit verbreitet waren. Mit der Entwicklung der integrierten Halbleitertechnik wurden die „energiesparenden“ FETs besonders interessant. Heute nehmen FET-Strukturen in hochintegrierten Digitalschaltungen den wichtigsten Platz ein (Abschnitte 3.5. und 7.3.).

Die *Unterscheidungsmerkmale* der FETs sind in Tafel 3.2 dargestellt. Allen Realisierungsformen gemeinsam ist ein leitender Kanal mit den Anschlüssen S (Source = Quelle) und D (Drain = Senke). Die Steuerelektrode G (Gate = Tor) ist vom Kanal isoliert. Durch Anlegen einer Gleichspannung zwischen G und S wird ein elektrisches Feld erzeugt (s. Prinzip des Kondensators), das die Leitfähigkeit des Kanals beeinflusst.

Durch die jeweilige Herstellungstechnologie wird der Kanal entweder selbstleitend oder selbstsperrend ausgeführt.

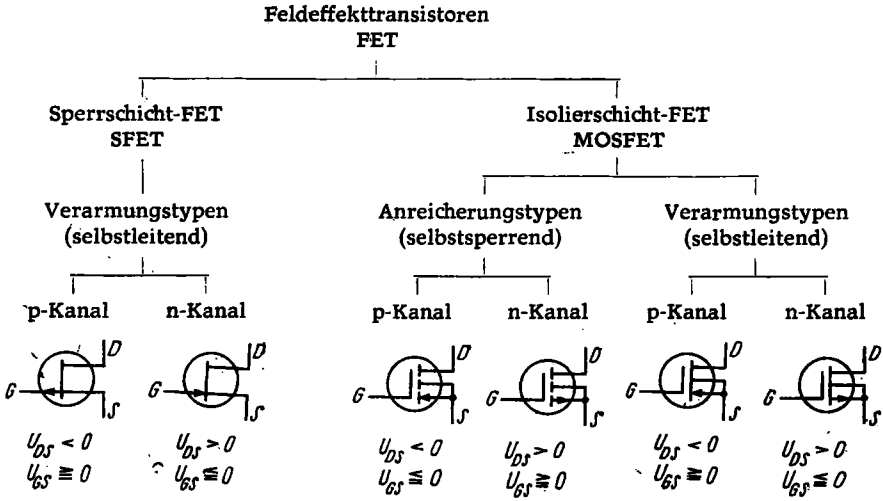
Selbstsperrend heißt:

Ohne Steuerspannung U_{GS} sperrt der Kanal, sein Widerstand ist nahezu unendlich groß. Durch Anlegen von U_{GS} erfolgt eine Anreicherung mit Ladungsträgern, so daß Strom fließen kann. Diese FETs sind vom *Anreicherungstyp* (engl. Enhancement).

Selbstleitend heißt:

Ohne Steuerspannung U_{GS} leitet der Kanal, es kann Strom fließen. Mit U_{GS} erfolgt eine Verarmung des Kanals an Ladungsträgern, der Widerstand steigt, und der Strom nimmt ab. Diese FETs sind vom *Verarmungstyp* (engl. Deplacement).

Tafel 3.2. Klassifizierung der Feldeffekttransistoren



Als *Kanaldotierung* kommt der p-Typ und der n-Typ vor. Der Leitungstyp des Kanals bestimmt die *Polarität* der anzulegenden Gleichspannung:

n-Kanal-FETs erfordern eine *positive* Betriebsspannung U_B am Drainanschluß.

p-Kanal-FETs erfordern eine *negative* Betriebsspannung.

Außerdem sind die *dynamischen Eigenschaften* unterschiedlich:

n-Kanal-FETs sind „*schneller*“ als *p-Kanal-FETs*.

Die Elektronenbeweglichkeit ist größer als die Löcherbeweglichkeit.

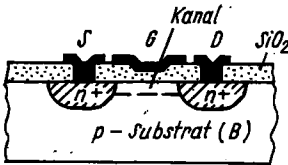


Bild 3.13. *n-Kanal-MOSFET (Querschnitt)*

Des weiteren unterscheiden sich FETs noch durch die Art der Isolation zwischen Gate und Kanal:

Bei *MOSFETs* (MOS = metal oxide semiconductor) ist das Metall-Gate durch eine Siliziumoxidschicht (SiO_2) vom Kanal isoliert.

Bei *SFETs* wird die Gate-Kanal-Isolation durch einen in Sperrichtung betriebenen pn-Übergang hervorgerufen.

Bild 3.13 zeigt den Querschnitt eines *n-Kanal-MOSFET*. Der Substratanschluß (Bulk) ist oftmals bereits intern mit Source verbunden.

Bei *bipolaren Transistoren* tritt ein Steuerstrom (Basistrom I_B) auf. *FETs* werden dagegen *leistungslos* gesteuert. Die Gate-Kanal-Isolation verhält sich wie das Dielektrikum eines Kondensators mit idealen Eigenschaften. Bei anliegender Spannung U_{GS} ist „der Kondensator geladen“, und der Strom ist gleich Null. Es fließt also *kein* Gatestrom!

Ein *Nachteil* des extrem hohen Eingangswiderstandes (Gigaohmbereich) ist die *Neigung* zur statischen Aufladung. Durch Reibungselektrizität können sehr hohe Spannungen entstehen (Kilovoltbereich), die einen Durchschlag der Gate-Kanal-Isolation

zur Folge hätten. Über die vom Hersteller zusätzlich eingebauten *Gateschutzdioden* hinaus sind beim Umgang mit FETs sowie mit MOS-Schaltkreisen besondere Vorsichtsmaßnahmen einzuhalten (z. B. Erdung von Arbeitsplatte und Lötkolbenspitze, Lagerung in metallisierten Behältern usw.). FETs werden als Eingangsstufen in Verstärkern, als steuerbare aktive Widerstände sowie als elektronische Schalter eingesetzt. In *integrierten Analogschaltungen* werden Sperrschicht-FETs gemeinsam mit bipolaren Transistoren auf *einem* Chip hergestellt (z. B. Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand). *Integrierte Digitalschaltungen* enthalten MOSFETs als Schalter und als Lastelemente (aktive Widerstände). Enhancement-Transistoren bilden den mechanischen Schalter sehr gut nach, da sie selbstsperrend sind ($R \rightarrow \infty$ wie beim offenen mechanischen Schalter).

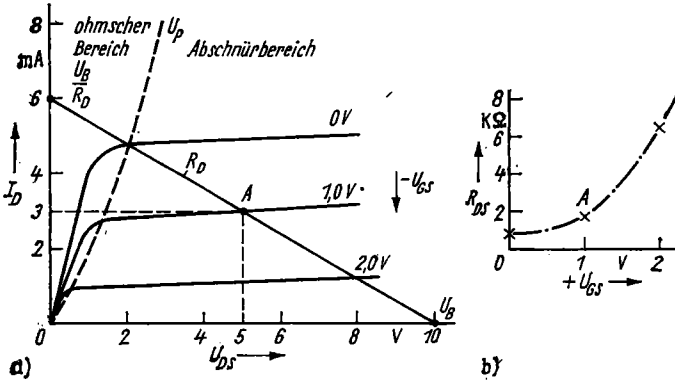


Bild 3.14. Kennlinien eines selbstleitenden n-Kanal-FETs

a) Ausgangskennlinienfeld; b) Kanalwiderstand

Das *Ausgangskennlinienfeld* (Bild 3.14a) hat eine gewisse Ähnlichkeit mit dem des bipolaren Transistors (Bild 3.12a). Kennlinienparameter ist hier die negative Gate-Source-Spannung ($-U_{GS}$). Der Gatestrom ist bekanntlich gleich Null und kann daher nicht als Steuersignal (wie der Basisstrom bei bipolaren Transistoren) wirken. Durch die *Abschnürungsgrenzschnürspannung* U_{Dsp} wird das KL-Feld in den *ohmschen Bereich* und den *Abschnürbereich* unterteilt. Im ohmschen Bereich ist der Kanalwiderstand R_{DS} nur von der Gate-Source-Spannung ($-U_{GS}$) abhängig (Bild 3.14b). Da die Drain-Source-Spannung positiv sein muß ($U_{DS} > 0$), die Gate-Source-Spannung aber negativ ($U_{GS} < 0$), kann der Arbeitspunkt *nicht* analog Bild 3.11 eingestellt werden. Zur *Arbeitspunkteinstellung* wird der Spannungsabfall $I_D \cdot R_S$ am Sourcewiderstand R_S genutzt (Bild 3.15). Da im Eingangskreis *kein* Strom fließt ($I_G = 0$), tritt an R_G auch kein Spannungsabfall auf, und es ist

$$-U_{GS} = I_D R_S \text{ sowie}$$

$$R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D} \quad (3.7)$$

Hinsichtlich Wahl des Drainwiderstandes und *Konstruktion der Arbeitsgeraden* im KL-Feld gilt prinzipiell das gleiche wie beim bipolaren Transistor. Für einen gewählten Arbeitspunkt ist

$$R_D = \frac{U_B - U_{DS}}{I_D} \quad (3.8)$$

Beispiel: Für den im Bild 3.14a skizzierten Arbeitspunkt A ist:

$$R_S = 1 \text{ V} / 3 \text{ mA} = 333 \Omega$$

$$R_D = R_{DS} = 5 \text{ V} / 3 \text{ mA} = 1,67 \text{ k}\Omega$$

R_G wird hochohmig gewählt ($R_G = 1 \text{ M}\Omega$).

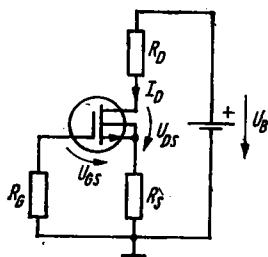


Bild 3.15. Arbeitspunkteinstellung durch Sourcewiderstand

Zusammenfassung

- **Transistoren** sind aktive Halbleiterbauelemente. Sie müssen mit einer Hilfsenergie betrieben werden (Netzteil, Batterie).
- **Transistoren** werden als Verstärker, elektronische Schalter oder steuerbare Widerstände verwendet. Sie sind die wichtigsten Strukturelemente integrierter Schaltkreise.
- **Transistoren** beruhen auf verschiedenen physikalischen Prinzipien. Man unterscheidet bipolare und unipolare Transistoren.
- **Bipolare Transistoren** enthalten zwei pn-Übergänge. Sie benötigen eine Steuerleistung, die mit dem Basisstrom zugeführt wird.
- **Bipolare Transistoren** werden als npn- oder pnp-Transistoren gefertigt.
- **Unipolare Transistoren** (Feldeffekt-Transistoren) bestehen aus einem Halbleiterkanal ohne pn-Übergänge, dessen Leitfähigkeit über ein elektrisches Feld gesteuert wird.
- **Feldeffekt-Transistoren** (FET) werden als Sperrschicht-FET (auch SFET oder Junction-FET genannt) oder Isolierschicht-FET (MOSFET) gefertigt. Sie benötigen keine Steuerleistung.
- **Kennlinienfelder** beschreiben die Strom-Spannungs-Zusammenhänge der Transistoren.
- **Zur Arbeitspunkteinstellung** werden Widerstände in entsprechenden Schaltungen verwendet. Der Arbeitspunkt kennzeichnet ein Wertepaar (Strom, Spannung) am Transistor im Ruhezustand (ohne Signaleinwirkung).

3.3. Thyristoren

Thyristoren sind steuerbare Silizium-Gleichrichter. Seit etwa 1958 bekannt, lösten sie die früher üblichen steuerbaren Röhrengleichrichter (Thyratrons, Quecksilberdampfgleichrichter) ab. Ihr Hauptanwendungsgebiet ist die Leistungselektronik. Überall dort, wo größere elektrische Leistungen möglichst verlustarm gesteuert werden sollen, werden heute Thyristoren und thyristorähnliche Bauelemente (z. B. TRIAC, DIAC) eingesetzt.

Typische Anwendungsbeispiele sind:

- **Drehzahlsteuerung** von elektrischen Antrieben (elektrische Bahnen, Bohrmaschinen, Haushaltgeräte).
- **Helligkeitssteuerung** von Beleuchtungseinrichtungen (Theaterbeleuchtung, Befeuerung von Flugplätzen).
- **Ladungssteuerung** von Batterien (Ladegerät für Akkumulatoren).

Der *innere Aufbau* eines Thyristors ähnelt dem einer *Vierschichtdiode* (vier Halbleiterschichten mit drei pn-Übergängen). Die Zonenfolge ist npnp (Bild 3.16a). Jeder pn-Übergang kann als Diode aufgefaßt werden. Damit ergibt sich eine *Diodenersatzschaltung* (Bild 3.16b), mit der allerdings die auftretenden Effekte nicht vollständig erklärbar sind. Das Schaltsymbol (Bild 3.16c) ist dem einer Diode ähnlich. Auch hier unterscheidet man:

- Durchlafrichtung (Anode → Katode) und
- Sperrichtung (Katode → Anode)

Hinzu kommt noch die *Steuerelektrode*, die als *Gate* (G) bezeichnet wird. Aus Bild 3.16b ist zu erkennen, daß in Durchlafrichtung zunächst noch kein Strom fließen kann, da D_2 sperrt. Diesen thyristortypischen Zustand nennt man *Blockierzustand*.

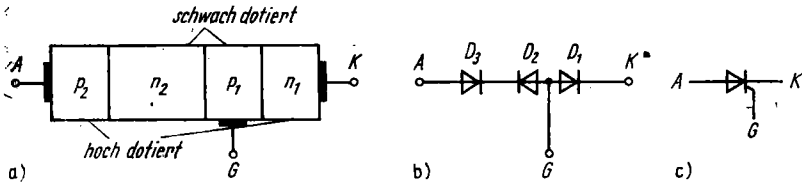


Bild 3.16. Thyristor

a) Zonenfolge; b) Diodenersatzschaltung; c) Schaltsymbol

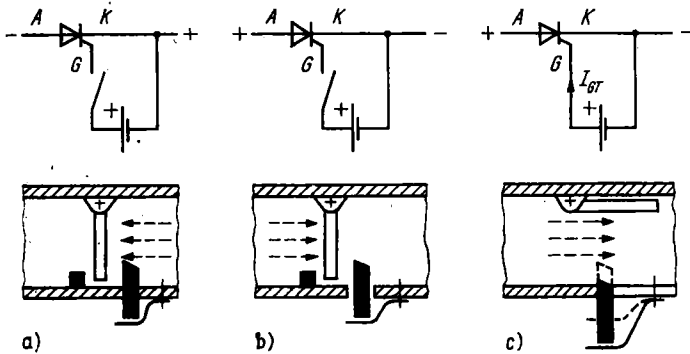


Bild 3.17. Betriebszustände des Thyristors

a) Sperren; b) Blockieren; c) Durchlassen

Die drei *Betriebszustände* des Thyristors sind

1. Sperren
2. Blockieren
3. Durchlassen.

Im Bild 3.17 werden die drei Betriebszustände an einem Wasserrohrmodell mit verriegelbarer Ventilklappe veranschaulicht. Führt man im Blockierzustand dem Gate einen Strom zu (es genügt dazu bereits ein Impuls), dann wird die Sperrfähigkeit von D_2 aufgehoben, und der Thyristor geht in den Durchlaßzustand. Der Spannungsdurchbruch des pn-Überganges D_2 erfolgt schlagartig, der Thyristor „zündet“. (Der Begriff „Zünden“ stammt noch vom Gasentladungsgleichrichter, wo tatsächlich ein Lichtbogen „gezündet“ wurde.) Der steil ansteigende Strom im Durchlaßbereich muß durch den Lastwiderstand begrenzt werden (Bild 3.18). Erhöht man bei konstantem Gatestrom I_{GT} die Blockierspannung U_D von Null aus, dann zündet der Thyristor bei einer Kippspannung U_K . Je größer I_{GT} ist, desto niedriger wird U_K . Ausschalten

(Löschen) läßt sich der Thyristor *nur* durch Verkleinerung der Spannung zwischen Anode und Katode, bis der Haltestrom I_H unterschritten wird. Im *Wechselstromkreis* erfolgt ein periodisches Löschen in der Nähe des Nulldurchganges der Sinusspannung. Im *Gleichstromkreis* sind zusätzliche Hilfsschaltungen erforderlich (z. B. RC-Glieder zur Löschung).

Thyristoren sind gesteuerte Halbleitergeleichrichter. Vom Gate aus können sie eingeschaltet (gezündet) aber nicht wieder ausgeschaltet (gelöscht) werden. Zum Löschen muß der Haltestrom im Laststromkreis unterschritten werden.

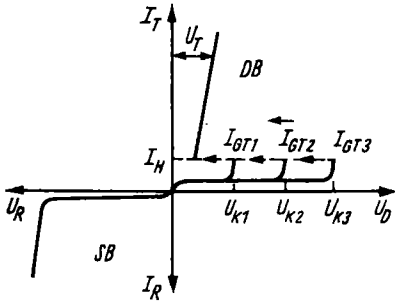


Bild 3.18. Thyristorkennlinie

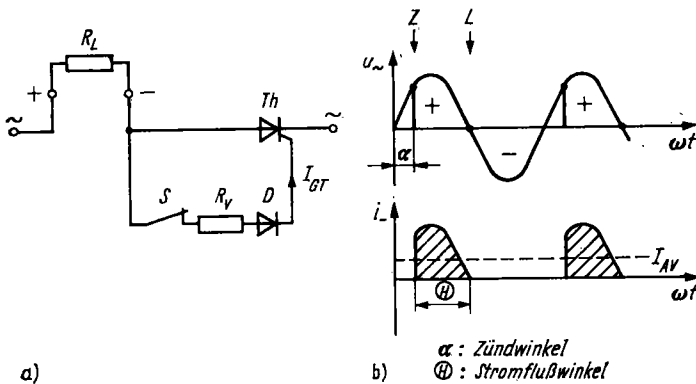


Bild 3.19. Phasenanschnittsteuerung mit Gleichrichtung

a) Thyristor mit Gleichstromzündung; b) Spannungsverlauf am Lastwiderstand

Zur Steuerung der Verbraucherleistung (im einfachsten Falle das Ein- und Ausschalten einer Last) muß der Zündzeitpunkt eingestellt und verschoben werden. Die dazu erforderlichen *Steuerschaltungen* sind:

- Phasenanschnittsteuerung (Bild 3.19b) und
- Schwingungspaketsteuerung (Bild 3.22).

Bei der *Phasenanschnittsteuerung* (Bild 3.19) wird der Thyristor periodisch, bei einer bestimmten Phasenlage der Wechselspannung, eingeschaltet und beim nächsten Nulldurchgang wieder ausgeschaltet. Der *Stromflußwinkel* Θ kann im Bild 3.19a

durch die Größe des Vorwiderstandes R_V im Bereich $\frac{\pi}{2} < \Theta < \pi$ verändert werden.

Je kleiner Θ ist, desto niedriger wird der Mittelwert des Stromes und damit die Verbraucherleistung:

$\ominus = \pi$: volle Leistung (einer Halbwelle),

$\ominus = \frac{\pi}{2}$: halbe Leistung,

$\ominus = 0$: Leistung gleich Null (mit Schaltung im Bild 3.19a nicht möglich).

Um die Verbraucherleistung bis auf Null stellen zu können, wird statt Gleichstromzündung (wie im Bild 3.19a) mit *Impulszündung* gearbeitet. Die in der Phasenlage zur Wechselspannung verschiebbaren Zündimpulse werden mit entsprechenden *Anstuerschaltkreisen* erzeugt.

Muß der Verbraucher (R_L) mit *Wechselstromleistung* versorgt werden, dann sind entweder

- zwei antiparallele Thyristoren (Bild 3.20a) oder
- ein TRIAC (Bild 3.20b) zu verwenden.

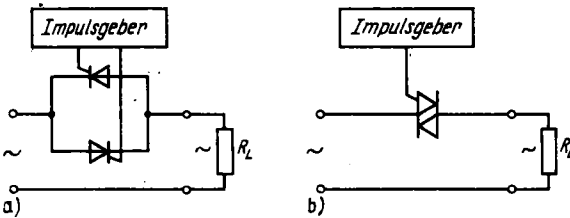


Bild 3.20. Phasenanschnittsteuerung ohne Gleichrichtung

- a) mit zwei Thyristoren
- b) mit TRIAC

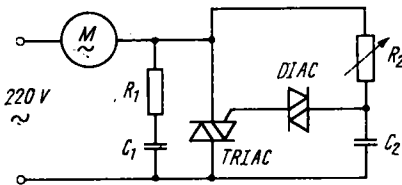


Bild 3.21. Drehzahlsteuerung eines Kleinmotors

Das TRIAC (engl. triode alternating current switch, „Wechselstromschalttriode“) ist ein Zweigewhthyristor, bei dem der Stromfluß in beiden Richtungen von *einem* Gate aus gesteuert werden kann. Die Zündimpulserzeugung ist bei Verwendung eines TRIAC besonders einfach. Bild 3.21 zeigt eine Drehzahlsteuerung für Kleinmotoren in Haushaltgeräten. Die *Anstuerschaltung* besteht aus einem RC-Glied (R_2 , C_2) und einem DIAC.

Das DIAC (engl. diode alternating current switch, „Wechselstromschaltdiode“) ist ein Bauelement mit thyristorähnlichem Schaltverhalten, das ebenfalls in beide Richtungen verwendbar ist. Während jeder Halbwelle lädt sich C_2 auf, bis die Zündspannung des DIAC erreicht ist. Das DIAC wird schlagartig leitend, liefert den Zündstrom für das TRIAC und entlädt den Kondensator C_2 wieder. Das TRIAC schaltet den Motorstromkreis ein. Vergrößert man R_2 , dann lädt sich C_2 langsamer auf, der Zündzeitpunkt verschiebt sich auf „später“, der Stromflußwinkel verkleinert sich, und der Motor läuft langsamer. Als *Störschutz* ist das RC-Glied R_1 , C_1 vorgesehen.

Phasenanschnittsteuerungen erzeugen starke elektromagnetische Störungen. Zur Einhaltung entsprechender Standards (Normen) ist ein hoher Entstöraufwand erforderlich.

Bei der *Schwingungspaketsteuerung* (Bild 3.22) erfolgt das Ein- und Ausschalten (Zünden und Löschen) des TRIAC im Nulldurchgang der Netzwechselspannung (Nullspannungsschalter). Der Stromfluß wird für eine *ganze* Zahl von Perioden (Schwingungspaket) freigegeben und danach gesperrt.

Die **mittlere Verbraucherleistung** P ist von Einschaltdauer T_1 und Ausschaltdauer T_2 abhängig:

$$P = P_{\max} \cdot \frac{T_1}{T_1 + T_2} \quad (3.9)$$

Mit Gl. (3.9) ergeben sich folgende Wertezuordnungen:

$$T_1 = 0 : P = 0 ; \quad T_1 = T_2 : P = 0,5 P_{\max} ; \quad T_2 = 0 : P = P_{\max}$$

Da die Zahl der Schwingungspakete immer ganzzahlig ist, läßt sich eine **digitale Steuerung** der Leistung realisieren. Mit $T_1 + T_2$ wird die **Zahl der Schaltstufen** festgelegt:

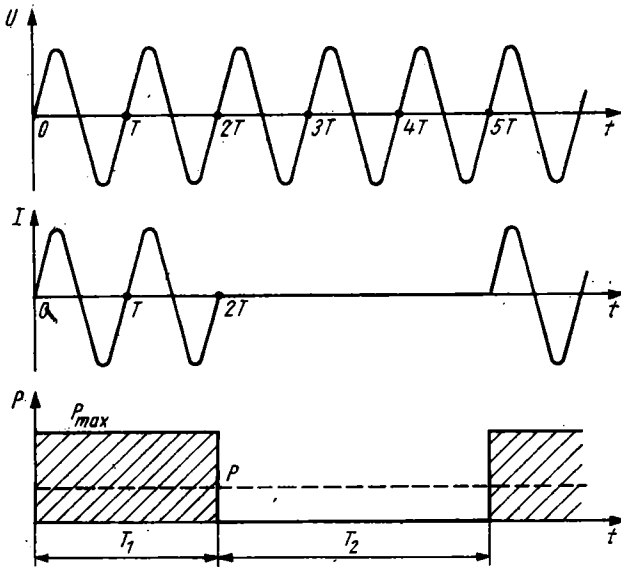


Bild 3.22. Prinzip der Schwingungspaketsteuerung

Beispiel:

Bei $f = 50$ Hz soll eine Verbraucherleistung in 10 Stufen von 0 bis auf 1 kW digital eingestellt werden. Welche Impulsfrequenz f_p muß der Steuermultivibrator liefern?

Lösung:

Bei $T_1 + T_2 = 10 T$ ist die Leistung in 10 Stufen zu je 100 W einstellbar:

$P = 0, 100, 200, \dots, 900, 1000$ W.

Mit Gl. (2.11) wird $T = 1/f = 0,02$ s. Die Impulsfrequenz beträgt $f_p = 1/10 T = 5$ Hz.

Die **Störemission einer Schwingungspaketsteuerung** ist wesentlich niedriger als bei **Phasenanschnittsteuerung**, da im **Nulldurchgang** der Spannung (bzw. des Stromes) **geschaltet** wird. Anwendung vorzugsweise bei **wärmeerzeugenden Elektrogeräten** (keine Beleuchtungseinrichtungen).

3.4. Optoelektronische Bauelemente

Die Optoelektronik ist ein Teilgebiet der Elektronik, das sich mit den Gesetzmäßigkeiten und Wechselwirkungen zwischen Lichtenergie und elektrischer Energie befaßt.

Die historischen Grundlagen reichen bis in das 19. Jahrhundert zurück. Im Jahre 1825 entdeckte W. Hittdorff⁸⁾ bei Untersuchungen am metallischen Selen den „inneren fotoelektrischen Effekt“:

Bei Einwirkung von Licht auf einen Halbleiter werden Elektronen aus ihren atomaren Bindungen gelöst. Es entstehen „freie“ Ladungsträger, die eine Erhöhung der Leitfähigkeit des Halbleiters bewirken (Abschn. 2.5).

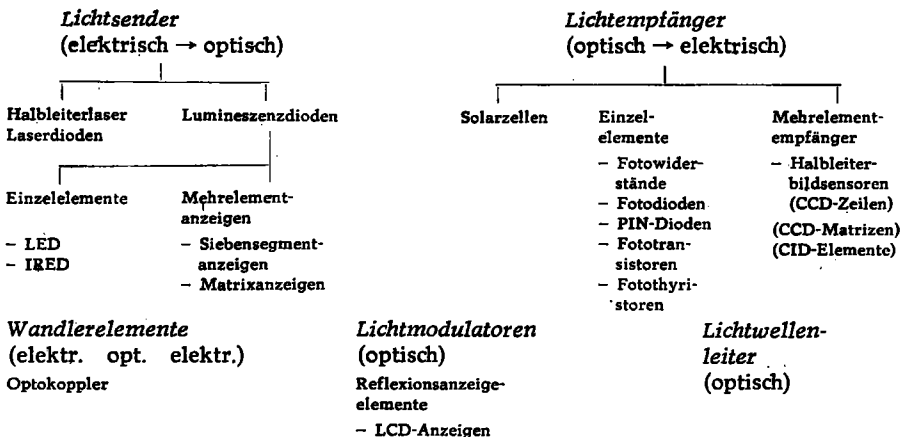
Fotowiderstände beruhen auf dem inneren fotoelektrischen Effekt. Bei Beleuchtung verringert sich ihr elektrischer Widerstand.

Weitere Effekte, die in der Optoelektronik genutzt werden, sind z. B.:

- *Äußerer fotoelektrischer Effekt*: Bei Lichteinwirkung entsteht bei bestimmten Stoffen eine *Elektronenemission*. Aus der Fotokathode einer Vakuumfotозelle treten bei Beleuchtung Elektronen aus.
- *Änderung der Struktur in Flüssigkristallen durch das elektrische Feld*: Fadenförmige Moleküle einiger Flüssigkeiten haben die Eigenschaft sich unter der Einwirkung eines elektrischen Feldes auszurichten und so eine kristallähnliche Struktur zu bilden. Mit der Umordnung der Moleküle ändern sich die optischen Eigenschaften der Flüssigkeit wie Lichtdurchlässigkeit, Polarisation und Reflexion. Die dem Feld ausgesetzten Stellen erscheinen im auffallenden oder durchscheinenden Licht getrübt. Bei *Flüssigkristallanzeigen* (LCD „Liquid Cristal Display“) werden im Auflicht je nach Spannungsansteuerung Ziffern oder Zeichen sichtbar. Anwendung bei Taschenrechnern und Quarzuhren.
- *Lumineszenzeffekt* (Elektrolumineszenz): Bei der Rekombination von Ladungsträgern in pn-Übergängen werden Lichtquanten erzeugt. Es entsteht „kaltes“ Licht mit einer vom Halbleitermaterial abhängigen Farbe. Anwendung bei *Lumineszenzdioden* (LED „Light Emitting Diode“).

Optoelektronische Bauelemente können nach der Energieformwandlung gegliedert werden (Tafel 3.3). Wir betrachten zunächst einige typische *Lichtsender*:

Tafel 3.3. Gliederung der optoelektronischen Bauelemente



⁸⁾ Wittorf, deutscher Physiker (1859–1922)

Lumineszenzdiode sind Halbleiterbauelemente, die sichtbares Licht (Lichtemitterdiode „LED“) oder infrarotes Licht (Infrarotdiode „IRED“) erzeugen. Das emittierte Licht hat ein sehr schmales Wellenlängenspektrum (20...30 nm), so daß man von monochromatischem (einfarbigem) Licht sprechen kann. Im Bild 3.23 sind die Strahlungsmaxima einiger LEDs angegeben. Bei kleinen Strahlungsleistungen sind die LEDs den früher verwendeten Glühlampen überlegen. Vorteile sind:

- kleine Abmessungen,
- robuster Aufbau,
- hohe Lebensdauer,
- kleine Betriebsspannungen (1,1...2,8 V), geringer Leistungsverbrauch,
- kurze Schaltzeiten.

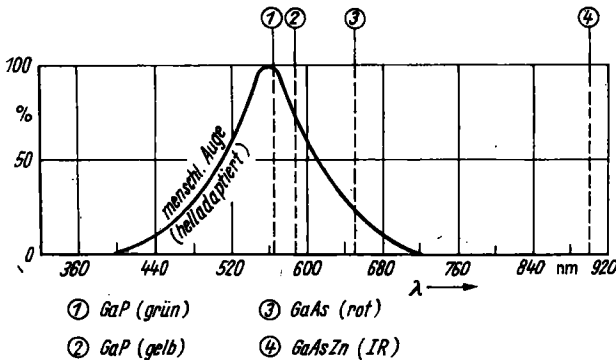


Bild 3.23. Relative spektrale Empfindlichkeit in Abhängigkeit von der Lichtwellenlänge und Strahlungsmaxima einiger LEDs

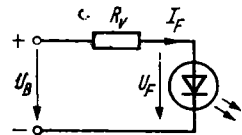


Bild 3.24. Anschluß einer LED

Einsatzbeispiele sind:

- Signalleuchten in elektrischen Geräten,
- Ziffern- und Symbolanzeigen,
- Pegelanzeigen bei digitalen Schaltungen,
- Strahlungsquellen für Lichtschranken,
- Strahlungsquellen für optische Signalübertragung.

Beim **Anschluß von LEDs** (Bild 3.24) ist zu beachten:

- LEDs sind in Durchlaßrichtung zu pole,
- in Reihe zur LED ist ein Vorwiderstand R_v einzuschalten.

Berechnung des Vorwiderstandes:

$$R_v = \frac{U_B - U_F}{I_F} \tag{3.10}$$

Beispiel:

$$U_B = 6 \text{ V}; U_F = 2 \text{ V}; I_F = 20 \text{ mA}$$

$$R_v = \frac{6 \text{ V} - 2 \text{ V}}{0,02 \text{ A}} = 200 \Omega$$

Im Bild 3.25 signalisiert die LED den Betriebszustand eines Schalttransistors. Bei ausgeschaltetem Transistor (kein Schaltimpuls am Basiseingang) leuchtet die Diode.

Zur Anzeige von alphanumerischen Zeichen (Buchstaben und Ziffern) dienen
 – Siebensegment-Anzeigebaulemente (Bild 3.26) und
 – Matrix-Anzeigefelder (Bild 3.27),

die aus mehreren LEDs in verschiedener geometrischer Anordnung aufgebaut sind.

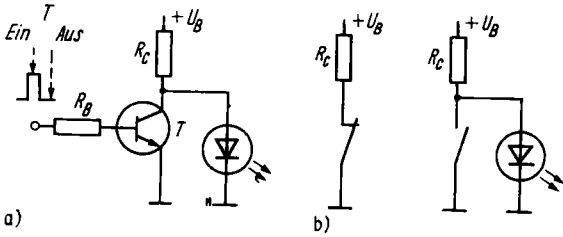


Bild 3.25. Schaltzustands-signalisierung mit LED

- a) Transistor im EIN-Zustand
- b) Transistor im AUS-Zustand

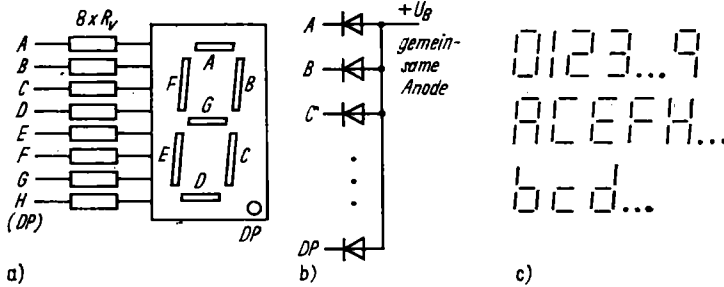


Bild 3.26. Sieben-Segment-Anzeige

- a) Lage und Bezeichnung der LED-Segmente; b) Innenschaltung mit gemeinsamer Anode; c) darstellbare Zeichen (Ziffern, Groß- und Kleinbuchstaben)

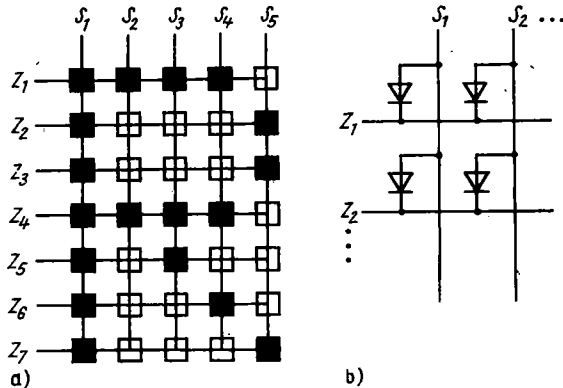


Bild 3.27 LED-Rastermatrix

- a) Lage und Bezeichnung der Elemente („R“ leuchtet)
- b) Innenschaltung

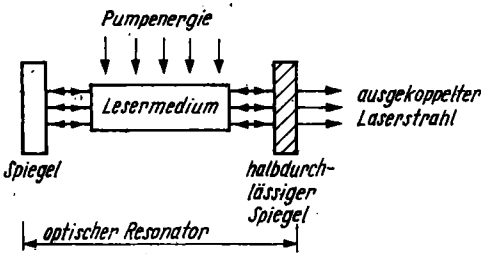
Bei Siebensegmentanzeigen mit gemeinsamer Anode müssen diejenigen Segmente (LEDs), die leuchten sollen, mit Low-Pegel (Spannung 0 V) angesteuert werden. Dazu ist ein BCD/7-Segment-Decoder mit L-aktiven Ausgängen (Bild 7.5) erforderlich. Die Begrenzung des Segmentstromes durch Vorwiderstände entfällt, wenn der Decoder Konstantstromausgänge besitzt.

Matrix-Anzeigefelder bestehen aus rechteckigen LED-Anordnungen mit z Zeilen und s Spalten. Die darstellbare Zeichenmenge ist größer als bei Siebensegmentanzeigen. Eine 5×7 -Punktmatrix besteht aus 35 LEDs (Bild 3.27). Damit das gewünschte

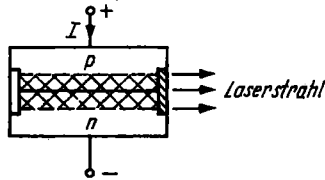
Zeichen (z. B. „R“ im Bild 3.27a) entsteht, müssen die 5 Spalten *nacheinander* aktiviert werden. Die Zeilenansteuerung erfolgt ebenfalls über einen Siebensegmentdecoder. Der Buchstabe „R“ entsteht also folgendermaßen:

1. S_1 an $+U_B$: alle Z erhalten 0 V,
2. S_2 an $+U_B$: $Z_1 = Z_4 = 0$ V,
3. S_3 an $+U_B$: $Z_1 = Z_4 = Z_5 = 0$ V,
4. S_4 an $+U_B$: $Z_1 = Z_4 = Z_6 = 0$ V,
5. S_5 an $+U_B$: $Z_2 = Z_3 = Z_7 = 0$ V.

Wenn die Umschaltung der Spalten schnell genug abläuft, merkt das menschliche Auge davon nichts. Die Segmente für das betreffende Zeichen leuchten *scheinbar* gleichzeitig. Eine solche Betriebsart nennt man *Multiplexbetrieb*. Auch mehrstellige Anzeigedisplays für Taschenrechner werden multiplex betrieben. Lichtsender hoher Leuchtdichte und großer Strahlungsleistung bei relativ geringen Abmessungen sind *Laserdioden*. Laserdioden (Halbleiter-Injektionslaser) werden u. a. bei der optischen Informationsübertragung über Lichtleitkabel eingesetzt, wenn größere Entfernungen zu überbrücken sind.



a)



b)

Bild 3.28. Laser

- a) Wirkprinzip (vereinfacht)
- b) Laserdiode

Ein *Laser* („Light amplification of stimulated emission of radiation“: Lichtverstärkung durch induzierte Strahlungsemission) ist ein optischer Resonator (aus zwei Spiegeln), in dem sich ein aktives Medium befindet, das durch „Pumpen“ zum Aussenden von Lichtquanten (Fotonen) angeregt wird (Bild 3.28). Bei der *Laserdiode* ist das aktive Medium ein in Flußrichtung betriebener pn-Übergang (Halbleitermaterial: GaAs). Die Anregung (Zuführung von Pumpenergie) zur Rekombination von Ladungsträgern erfolgt über den Diodenstrom (Abschn. 3.2.). Die mit der Rekombination verbundene Fotonenemission wird im Resonator durch Rückkopplung verstärkt (Abschn. 5.2.). Über einen halbdurchlässigen Spiegel tritt der Laserstrahl aus der Diode aus.

Laser wandeln elektrische Energie direkt in optische Energie um.

Vorteile von Laserdioden sind:

- geringe Abmessungen,
- robuster Aufbau,
- direkte Modulierbarkeit über den Diodenstrom,
- hohe Strahlungsdichte,
- äußerst geringe Breite des Wellenlängenspektrums (Halbwertsbreite 2... 4 nm).

Die *optische Übertragung* zwischen Lichtsender und Lichtempfänger erfolgt bei kleinen Entfernungen

- direkt über den Luftweg oder
- mittels optischer Systeme (Spiegel, Prismen, Linsen).

Größere Entfernungen überbrückt man mittels *Lichtleitkabel*. Das Prinzip der Lichtleitung in einer Glasfaser beruht auf der *Totalreflexion* an der Grenzfläche zweier optischer Medien (Kernglas und Mantelglas). Der *Brechungsindex* n_2 des Mantelglases muß etwa 0,5... 5 % kleiner sein als der Brechungsindex n_1 des Kernglases (Bild 3.29b).

Aus dem *Brechungsgesetz* (Bild 3.29a und Gl. 3.11)

$$\frac{\sin \alpha}{\sin \beta} = \frac{n_2}{n_1} \quad (3.11)$$

ergibt sich mit $\beta = 90^\circ$ der *Grenzwinkel* α_T für Totalreflexion:

$$\sin \alpha_T = \frac{n_2}{n_1} \quad (3.12)$$

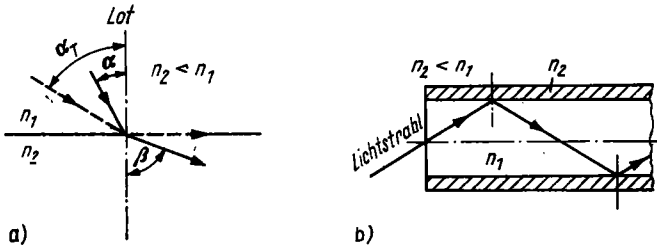


Bild 3.29. Prinzip des Lichtleiters

a) zum Reflexionsgesetz; b) Stufen-Index-Faser

Beispiel:

$n_2 = 1,515$ (Kronglas), $n_1 = 1,610$ (Flintglas)

Aus Gl. (3.12) folgt $\sin \alpha_T = 0,941$ und $\alpha_T = 70,2^\circ$

Alle Lichtstrahlen, die unter einem Winkel $\alpha > 70,2^\circ$ einfallen, werden totalreflektiert und somit in der Glasfaser weitergeleitet.

Stufen-Index-Fasern (Bild 3.29b) eignen sich nur für mittlere Übertragungsentfernungen. Das *Längen-Bandbreiten-Produkt* beträgt etwa 20 MHz · km, d. h., bei 1 km Entfernung ist eine Übertragungsbandbreite von 20 MHz möglich (für einen Fernsehkanal im Band IV werden 8 MHz benötigt!).

Für große Entfernungen werden *Gradienten-Index-Fasern* verwendet. Ihr Brechungsindex nimmt allmählich von innen nach außen ab. Die Lichtleitung verläuft nicht in einer Zickzacklinie, sondern in einer Wellenlinie. Die *Längen-Bandbreiten-Produkte* betragen einige GHz · km.

Die *Vorteile der Lichtleitertechnik* gegenüber elektrischen Leitern sind

- große Übertragungsbandbreite,
- kleine Abmessungen,
- geringe Masse,
- geringe Dämpfung,
- keine Störbeeinflussung von außen,
- kein Übersprechen von Ader zu Ader,
- Einsparung von Kupfer (1 g Glas kann 1... 10 kg Cu ersetzen!).

Die ersten kommerziellen *Lichtleiter-Übertragungssysteme* wurden 1978 in Betrieb genommen (Trägerfrequenz-Fernsprechen). Es folgten Übertragungsstrecken für Kabelrundfunk und -fernsehen, für Datenübertragung sowie für Signalübertragung in Automatisierungsanlagen. Ab 1988 rechnet man mit ersten transatlantischen Lichtleiterkabelstrecken. Auf 6500 km Gesamtlänge sollen bis zu 40 000 Gegensprechverbindungen gleichzeitig möglich sein. *Lichtempfänger* wandeln Lichtsignale in elektrische Signale um. In fotoelektrischen Belichtungsmessern werden *Fotowiderstände* zur Messung der Beleuchtungsstärke verwendet. Fotowiderstände (Halbleitermaterial z. B. CdS) erfassen das gesamte Spektrum des sichtbaren Lichtes. Ihr elektrischer Widerstand nimmt mit der Beleuchtungsstärke (gemessen in Lux) ab (Bild 3.30a). Im Gegensatz zu *Fotoelementen* benötigen sie eine Hilfsspannung, damit die Widerstandsänderung in eine meßbare Stromänderung abgebildet wird. Der Zeigerausschlag des Drehspulinstrumentes ist ein Maß für die Beleuchtungsstärke (Bild 3.30b). Da Fotowiderstände keinen pn-Übergang enthalten, sind sie für Gleichstrom und für Wechselstrom geeignet. Allerdings sind sie relativ träge. Bei impulsförmigen Lichtänderungen reagieren sie verzögert (Zeitkonstante $\tau = 0,1 \dots 10$ s bei CdS). Bei Lichtschranken und Lichtleiter-Übertragungssystemen ist der Lichtempfänger das letzte Glied der Übertragungskette. Seine optoelektronischen Eigenschaften müssen an die Anforderungen des Übertragungssystems angepaßt sein. Fotodioden enthalten einen pn-Übergang, der durch ein Glasfenster beleuchtet werden kann.

Fotodioden sind stromrichtungsorientiert. Sie werden im Gleichstromkreis in Sperrrichtung betrieben (Bild 3.31).

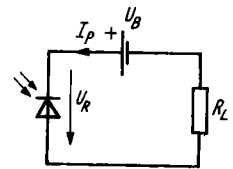
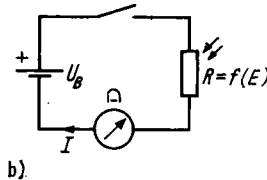
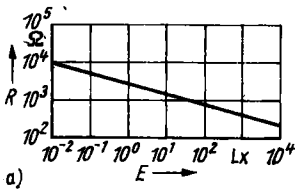


Bild 3.30. Fotowiderstand

a) Widerstandsverlauf; b) Anwendung beim Belichtungsmesser

**Bild 3.31
Grundschaltung der
Fotodiode**

Im unbeleuchteten Zustand fließt nur ein sehr kleiner *Dunkelstrom* (Dioden-Sperrstrom). Bei Beleuchtung werden im pn-Übergang zusätzliche Ladungsträger generiert, und der *Fotostrom* I_P steigt annähernd proportional zur Beleuchtungsstärke an.

PIN-Fotodioden haben einen pn-Übergang mit einer zusätzlichen eigenleitenden Zone (Intrinsic-Zone). Die Sperrsichtkapazität ist dadurch sehr klein, und die Diode eignet sich für hohe Frequenzen bis etwa 500 MHz. Für Lichtleiter-Übertragungssysteme werden diese Dioden als Strahlungsempfänger verwendet.

Optoelektronische Koppler (kurz Optokoppler genannt) enthalten in einem Gehäuse eine LED als Lichtsender und eine Fotodiode oder einen Fototransistor als Empfänger (Bild 3.32). Bei herausgeführtem Basisanschluß kann durch eine geeignete Beschaltung des Basisanschlusses (z. B. Widerstand nach Masse) das dynamische Verhalten des Optokopplers verbessert werden (z. B. Verkürzung der Schaltzeit).

Das *Stromübertragsungsverhältnis* beträgt je nach Stromverstärkung des Fototransistors

$$I_C/I_F \approx 0,01 \dots 20$$

Mit *Optokopplern* werden zwei Stromkreise galvanisch getrennt (Relais und Übertrager ermöglichen auch eine galvanische Trennung, jedoch aufwendiger). Die Potentialtrennung ist eine Schutzmaßnahme in elektronischen Anlagen (Berührungsschutz,

Explosionsschutz). Außerdem verbessert sich durch sie die Störsicherheit bei der Signalübertragung auf längeren Leitungen.

Halbleiter-Bildsensoren sind zeilen- oder matrixförmige Anordnungen von integrierten Miniatur-Lichtempfängern. Die meisten Bildsensoren beruhen auf der seit 1970 bekannten *CCD-Technik* („Charge Coupled Devices“: ladungsgekoppelte Bauelemente). Zur Umwandlung von Licht in elektrische Energie werden in dieser integrierten Technik *MOS-Kondensatoren* verwendet (Bild 3.33). Photonen durchdringen das transparente, polykristalline Si-Fotogate und werden im Si-Halbleitermaterial unter Generierung von Ladungsträgern absorbiert. Die Elektronen sammeln sich in den Spannungsmulden der dicht benachbarten MOS-Kondensatoren. Neben den strahlungsempfindlichen Elementen sind Übertragungs- und Transportelektroden angeordnet. Beim Anlegen entsprechender Taktspannungen werden die Ladungen in den Transportteil übernommen und dort von Kondensator zu Kondensator verschoben (Eimerkettenprinzip). An einer Ausgangsstufe wird das Videosignal abgenommen und in der Regel einem Mikrocomputer zur Auswertung zugeleitet.

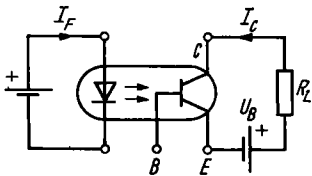


Bild 3.32. Optokoppler

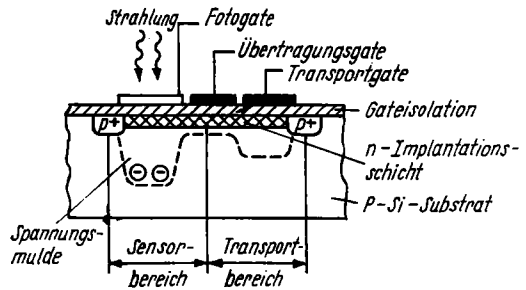


Bild 3.33. CCD-Optokoppler

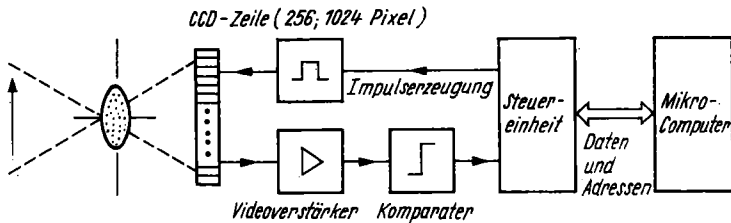


Bild 3.34. Prinzipaufbau eines CCD-Kamerasystems

Die Sensoren (CCD-Zeilen, CCD-Matrizen) sind zumeist in speziellen Kameras untergebracht (z. B. Zeilen-Fernsehkamera ZFK). Der Prinzipaufbau einer ZFK (Bild 3.34) zeigt, daß zur Ansteuerung der CCD-Zeile sowie zur Aufbereitung und Auswertung des Videosignals eine umfangreiche Elektronik einschließlich Mikrocomputer erforderlich ist.

Aus der Vielfalt der *Anwendungsgebiete* sind einige *Beispiele* herausgegriffen:

- Erkennung von Gegenständen (für Robotereinsatz),
- berührungslose Längen- und Winkelmessungen,
- Lokalisation von Materialfehlern,
- Ortsbestimmung von bewegten Objekten usw.

Eine Anwendung der ZFK zur Geschwindigkeitsmessung und Positionsbestimmung zeigt Bild 3.35. Die Werkstückoberfläche wird beleuchtet und das reflektierte Licht

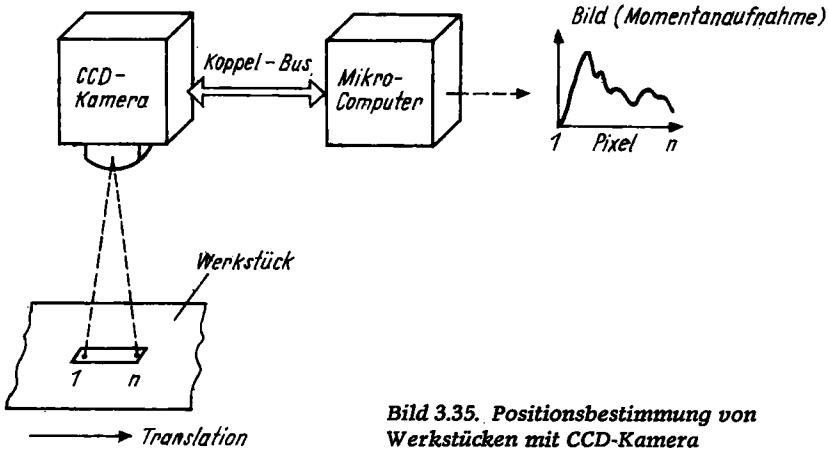


Bild 3.35. Positionsbestimmung von Werkstücken mit CCD-Kamera

mit der ZFK ausgewertet. Durch die raue Oberflächenstruktur ergeben sich unterschiedliche Beleuchtungsstärken an den einzelnen Bildpunkten (Pixeln) der CCD-Zeile. Am Display des Computers zeigt sich ein Abbild der Oberflächenstruktur im eingestellten Bildausschnitt. Bewegt man Kamera oder Werkstück, so verschieben sich die Bildinformationen entsprechend mit. Mit Software-Unterstützung kann dann eine exakte Längenmeßtechnische Auswertung vorgenommen werden.

3.5. Integrierte Schaltkreise

Integrierte Schaltkreise (IC, IS) sind die Bauelemente der Mikroelektronik (Abschn. 1.2.). Auf einem Halbleiterplättchen (Chip) werden vom Hersteller nach unterschiedlichen technologischen Verfahren komplette, funktionsfähige Schaltungen erzeugt (Bild 1.2). Im Gegensatz zu den früher vorherrschenden *diskret aufgebauten Schaltungen* aus einzelnen Bauelementen (z. B. Widerstände, Kondensatoren, Dioden, Transistoren) liegt der Hauptanteil der Entwicklungsarbeit jetzt beim Bauelementehersteller. Die Entwicklungskosten für ICs sind zumeist sehr groß. Deswegen sind hohe Produktionsstückzahlen notwendig, um vertretbare Stückpreise zu ermöglichen.

Die Chips werden in Gehäusen aus Plast, Keramik oder Leichtmetall untergebracht (Bild 3.36). Mit ihren Anschlußdrähten (pins) werden die ICs vom Anwender auf die gedruckten Leiterzüge einer vorbereiteten Leiterkarte gelötet. Zumeist sind auf einer Leiterkarte mehrere ICs sowie zusätzliche diskrete Bauelemente miteinander elektrisch verbunden. In der Großserienfertigung sind Leiterkartenbestückung und Lötvorgänge automatisierte Prozesse. Der Bestückerroboter arbeitet wesentlich schneller und zuverlässiger als ein Mensch.

Die *Einteilung der ICs* kann nach verschiedenen Gesichtspunkten vorgenommen werden. In der Tafel 3.4 wurde der Integrationsgrad, die Arbeitsweise und die Entwicklungskonzeption zugrunde gelegt. Nach dem *Integrationsgrad* (Zahl der integrierten Funktionseinheiten [FE] pro Chip) unterscheidet man:

- SSI (small scale integration: niedriger Integrationsgrad), 1 ... 100 FE/Chip;
- MSI (medium scale integration: mittlerer Integrationsgrad), 100 ... 1000 FE/Chip;
- LSI (large scale integration: hoher Integrationsgrad), 1000 ... 10000 FE/Chip;
- VLSI (very large scale integration: sehr hoher Integrationsgrad), mehr als 10 000 FE/Chip.

Die weitere technische Entwicklung ist auf eine fortwährende Steigerung des Integrationsgrades gerichtet. Dafür sind vor allem ökonomische Gründe maßgebend. Trotzdem werden weiterhin auch Schaltkreise der niedrigen Integrationsgrade gefertigt. Die *VLSI-Technik* erfordert gegenüber den anderen Integrationsgraden eine wesentlich verfeinerte Herstellungstechnologie. Dafür ein *Beispiel*:

Für einen Speicherschaltkreis (RAM) mit 256 kbit Speicherkapazität sind auf dem Chip $256 \cdot 1024 = 262\,144$ Speicherzellen herzustellen. Wenn jede Speicherzelle aus drei Transistoren besteht (dynamische Dreitransistorzelle), dann sind 786\,432 Transistoren erforderlich. Diese Zahl erhöht sich noch, da weitere Funktionen benötigt werden (z. B. Decoder, Schreib-, Leseverstärker usw.). Wir können ungefähr 1 Million Transistoren annehmen. Wenn man die mikroelektronische Struktur mit dem Stadtplan einer Großstadt (z. B. 3 Millionen Einwohner) vergleichen würde, dann müßten nicht nur alle Straßen und Häuser, sondern auch alle Wohnungen (etwa 1 Million) eingezeichnet sein. Dies jedoch entsprechend der zur Verfügung stehenden Chipfläche auf nur 30 mm^2 !

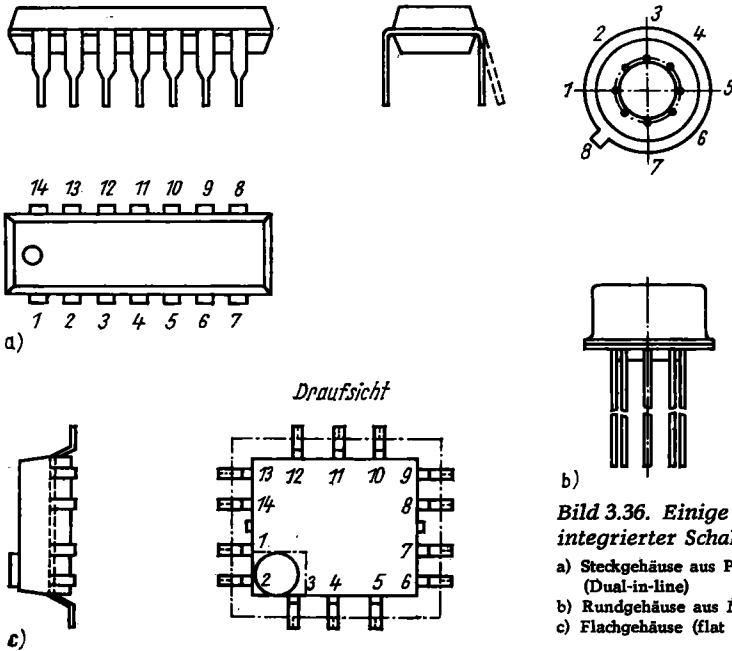


Bild 3.36. Einige Gehäuseformen integrierter Schaltkreise

- a) Steckgehäuse aus Plast oder Keramik (Dual-in-line)
- b) Rundgehäuse aus Metall (TO)
- c) Flachgehäuse (flat pack)

Mit der Steigerung des Integrationsgrades verringert sich die Zahl der Bauelemente, die für eine bestimmte Schaltungsfunktion erforderlich sind. Weniger Bauelemente auf einer Leiterkarte bedeuten aber auch weniger Kontaktverbindungen (Lötstellen, Steckverbindungen). Fehlerhafte Kontaktverbindungen (z. B. „kalte“ Lötstellen, korrodierte Kontakte) sind eine der am häufigsten auftretenden Ausfallursachen.

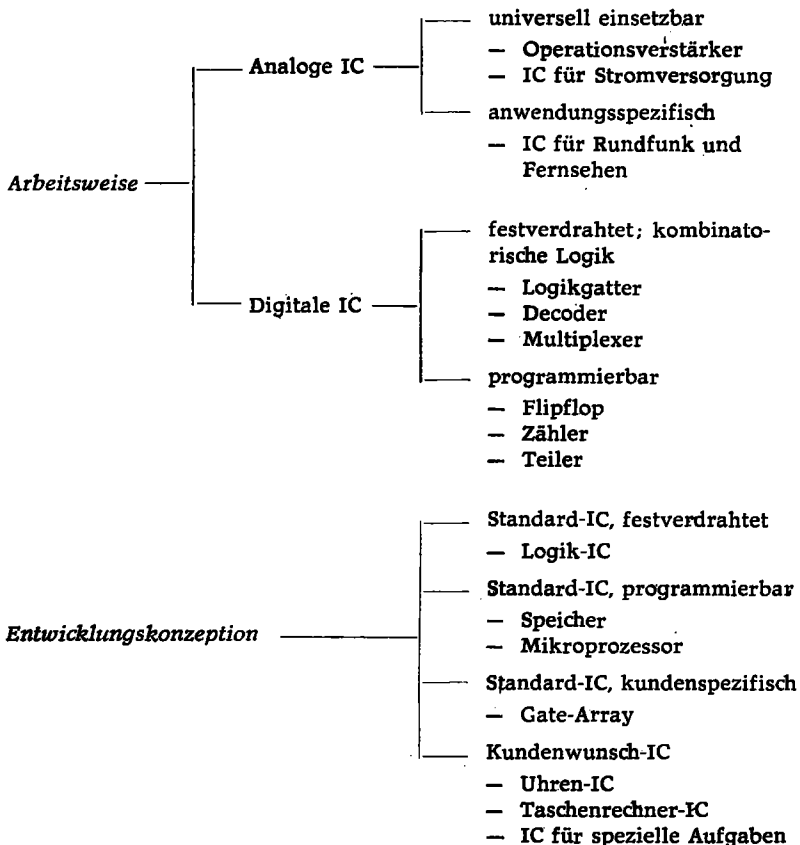
Die Zuverlässigkeit elektronischer Schaltungen steigt mit dem Integrationsgrad der verwendeten Bauelemente, vor allem wegen der abnehmenden Zahl der Kontaktverbindungen.

Gemäß den zwei Grundprinzipien der Informationsverarbeitung „analog“ und „digital“ werden *analoge Schaltkreise* (Abschnitte 4. und 6.) und *digitale Schaltkreise* (Abschnitte 7. und 8.) gefertigt. Die *Digitaltechnik* hat sich, begünstigt durch die Entwicklung mikroelektronischer Schaltkreise hoher und höchster Integrationsgrade,

wesentlich stärker entwickelt als die Analogtechnik. Auf einigen Gebieten (z. B. auch in der Unterhaltungselektronik) wird die herkömmliche Analogtechnik von der leistungsfähigeren Digitaltechnik verdrängt. In der industriellen Elektronik, bei der Automatisierung technologischer Prozesse, behauptet die Analogtechnik jedoch noch ihren Platz. Das liegt daran, daß die meisten Meßwertgeber und Sensoren analoge Signale liefern. Die analoge Meßwertverarbeitung (z. B. mit entsprechend beschalteten Operationsverstärkern) ist vielfach noch die einfachste und billigste Lösung. In der Tafel 3.4 wurde noch auf verschiedene Entwicklungskonzeptionen hingewiesen. Eine Schaltkreisfertigung ist nur dann rentabel, wenn sehr hohe Stückzahlen produziert und verkauft werden. Zur Sicherung der ökonomischen Stückzahlen bei wachsendem Integrationsgrad gibt es mehrere Konzeptionen: Die „festverdrahteten“ SSI- oder MSI-Schaltkreise (z. B. Logikgatter) erfüllen im wesentlichen nur *eine* Funktion (z. B. eine NAND-Verknüpfung). Diese standardisierten (genormten) Funktionen werden von vielen Anwendern benötigt. Mit steigendem Integrationsgrad wächst im allgemeinen aber auch die Komplexität einer Schaltung. Eine komplexere und damit speziellere Schaltung wird nur noch für einen Teil der Anwender von Interesse sein. Festverdrahtete LSI- und VLSI-Schaltkreise werden deshalb nur im Auftrag eines Kunden (zumeist ein Betrieb oder ein Industriezweig) entwickelt und

Tafel 3.4. Gliederung integrierter Schaltkreise

Integrationsgrad, VLSI, LSI, MSI, SSI



gefertigt. Man spricht dann von „Kundenwunsch-Schaltkreisen“. Anwender, die eine spezielle Schaltung benötigen, greifen häufig auf die bei kleinen Stückzahlen kostengünstigeren *Hybridschaltkreise* (Bild 1.2) zurück. Bei *programmierbaren Schaltkreisen* wird die vom Anwender gewünschte Funktion entweder auf Kundenwunsch beim Hersteller (z. B. Maskenprogrammierung von ROMs) oder auch vom Anwender selbst realisiert (z. B. Speicherprogrammierung von PROMs oder EPROMs). Die effektivste Form ist die *Software-Programmierung* bei Mikrorechner-Schaltkreisen. Das Stückzahlproblem ist dadurch gelöst, daß der gleiche Mikroprozessortyp von vielen Anwendern für unterschiedliche Aufgaben genutzt werden kann. Die Spezifik drückt sich dann in der unterschiedlichen Anwender-Software aus.

Der Schaltungsentwurf läßt sich vereinfachen, wenn dazu vorher festgelegte Elementarschaltungen verwendet werden. In besonderen Fällen (z. B. bei regelmäßigen Wiederholstrukturen) kann der Anwender den Entwurf mit Unterstützung des Herstellers selbst vornehmen. Ein *kundenspezifischer Standardschaltkreis*⁹⁾ ist dann schon bei relativ geringen Stückzahlen (bei Gate-Array-Technologie international ab etwa 2000 Stück) wirtschaftlich.

Gate-Arrays bestehen aus Bauelementezellen ($\sim 2500/\text{Chip}$), die in Matrixform (Zeilen und Spalten) angeordnet sind. Chipgröße, Zellenzahl, Zellenabmessungen, Zahl der Anschlüsse und Lage der Verdrahtungskanäle sind fest vorgegeben. Nach dem Anwenderentwurf (CAD) erfolgt beim Hersteller eine Maskenprogrammierung, durch die geeignete Zellen zur gewünschten Schaltung verbunden werden. Eine Realisierungsform der Gate-Arrays sind die *PLAs* (Programmable Logic Array: programmierbares logisches Feld), mit denen vielfältige Logikfunktionen aus UND- oder ODER-Verknüpfungen (Abschn. 7.3.) kundenspezifisch hergestellt werden können. Wie wird nun ein Schaltkreis hergestellt? Im Bild 1.2 unterschieden wir zwischen Halbleiterblocktechnik und Schichttechnik. Bei *Halbleiterblocktechnik* (monolithische Technik) werden alle Funktionselemente im Volumen eines Halbleiterplättchens (Chip) erzeugt. Die Si-Kristalle sind zunächst nahezu völlig frei von Störatomen. Durch gezieltes Einbringen von Störatomen bestimmter Wertigkeit (Akzeptoren, Donatoren) entstehen dann die gewünschten Mikrostrukturen. Physikalisch ist der Herstellungsprozeß mit dem von Dioden und Transistoren vergleichbar (Abschn. 2.5.). Jedoch werden bei der Schaltkreisfertigung statt eines einzelnen Transistors komplette Schaltungen aus vielen (entsprechend dem Integrationsgrad) Funktionselementen einschließlich der internen Verdrahtung erzeugt. Bei VLSI-Schaltkreisen liegen die Abmessungen der Leiterbahnen (Bahnbreiten und Abstände) in der Größenordnung $1 \mu\text{m}$.

Die *Prozessschritte* bei der Herstellung monolithischer Schaltkreise sind (Tafel 3.5):

1. Herstellung der Si-Scheiben und Schaltungsentwurf (Zyklus 0)
2. Strukturierung der Si-Scheiben (Zyklus I)
3. Montage, Verkappung und Prüfung (Zyklus II).

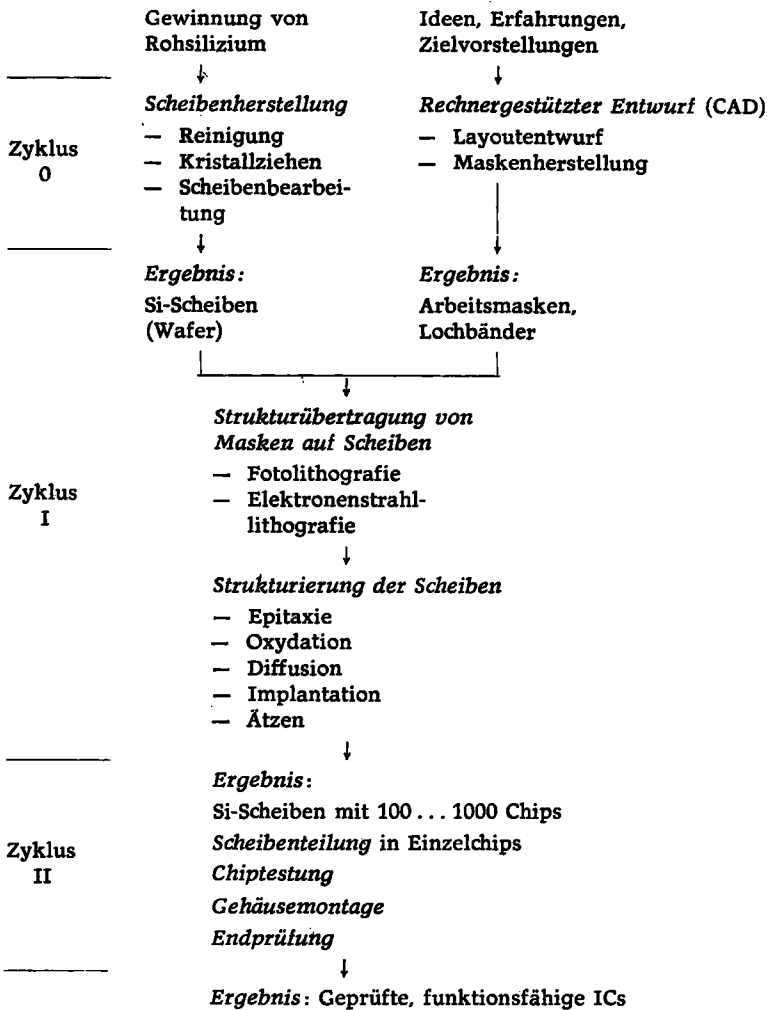
Herstellung der Si-Scheiben (Wafer)

Das Rohsilizium wird zunächst geschmolzen (reduziert), chemisch und physikalisch gereinigt (erforderlich ist ein extrem hoher Reinheitsgrad). Danach erfolgt die Züchtung eines stabförmigen Einkristalls (Kristallziehen). Der Einkristall wird dann in dünne Scheiben zerschnitten. Die Scheibenoberflächen werden anschließend in mehreren Arbeitsgängen feinstbearbeitet (Polieren und Ätzen). Die *Kosten der Waferherstellung* sind sehr hoch, dazu einige Zahlenangaben:

- 99 % des Si gehen im Herstellungsprozeß bis zum Wafer verloren,
- zur Herstellung von 1 kg Si werden etwa 5000 kWh Energie benötigt (das entspricht dem Energiebedarf für die Herstellung von 250 kg Aluminium),
- der Kostenanteil der Wafer beträgt ungefähr 10 % der Gesamtkosten der Schaltkreise.

⁹⁾ auch Semi-Kundenwunschschaftkreis genannt

Tafel 3.5. Zyklen der Schaltkreisherstellung



Schaltungsentwurf

Der Entwurf komplexer VLSI-Schaltungen erfolgt weitgehend computergestützt (CAD = Computer Aided Design). Zum Entwurf nutzt man die auf Datenbanken gespeicherten Informationen über bereits entwickelte Teilstrukturen. Mit dem Computer werden Modelle der gewünschten Schaltung entworfen und auf richtiges Logik- und Zeitverhalten überprüft. Die *Logiksimulation* ist die Grundlage für den nachfolgenden Layoutentwurf. Im *Layout* werden mit entsprechenden Design-Regeln die geometrischen Abmessungen der einzelnen Funktionselemente, ihre räumliche Anordnung (Topologie) und das Netz der möglichst kreuzungsfreien Verbindungen festgelegt. Bild 3.37b zeigt das verhältnismäßig einfache Layout eines Logikgatters mit vier Transistoren. Das Ergebnis des Schaltungsentwurfs ist ein fehlerfreier Maskensatz für die Scheibenstrukturierung bzw. die entsprechenden Datenträger für

eine computergesteuerte Scheibenbearbeitung (CAM = Computer Aided Manufacturing). Wichtige *Prozessschritte* der Scheibenstrukturierung sind:

- Epitaxie,
- Dotierung bzw. Implantation,
- Fotolithografie bzw. Elektronenstrahl- oder Röntgenstrahlolithografie.

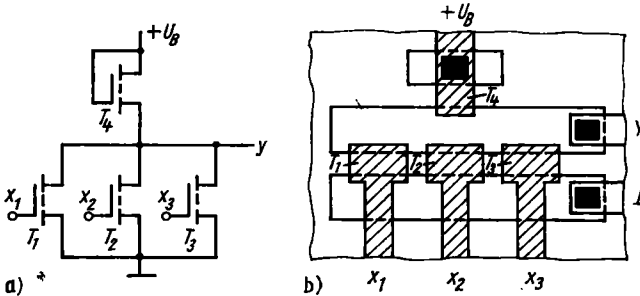


Bild 3.37. MOS-NOR-Gatter

a) Schaltbild; b) Layout

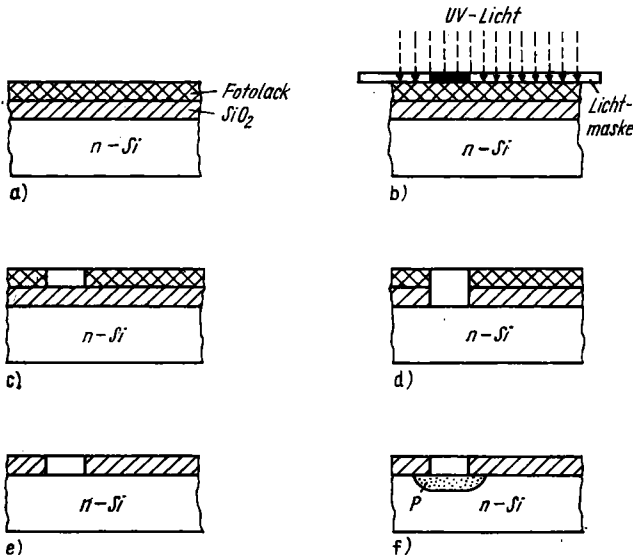


Bild 3.38. Prozessschritte der Fotolithografie

a) vorbereitete Si-Scheibe (Wafer); b) UV-Belichtung durch Lichtmaske; c) Loch im Fotolack (Resist) nach Entwickeln und Aushärten; d) Loch, bis zum Si-Substrat durchgehend; nach dem Ätzen; e) nach Entfernen des Resist; f) nach der Diffusion

Unter *Epitaxie* versteht man ein chemisches Aufwachsen einkristalliner Si-Schichten auf ein Si-Substrat. Dabei entstehen gleichmäßig dotierte Schichten mit einer bestimmten Leitfähigkeit. Als *Dotierung* wird das selektive Einbringen von Störatomen bezeichnet (Abschn. 2.5.). Bei niedrigintegrierten Schaltkreisen wird die *Diffusionstechnik* angewandt. Bei einer Temperatur von etwa 1250 °C läßt man die Störatome aus einer Gasphase in das Si-Substrat eindringen. Eine SiO₂-Schicht dient dabei zur Diffusionshemmung. Diese Oxidschicht wird genau an den Stellen entfernt, wo eine

Dotierung beabsichtigt ist. Die Bildung der diffusionshemmenden Maske geschieht durch die *Fotolithografie* (Bild 3.38). Auf die mit Fotolack überzogene Si-Scheibe wird eine Lichtmaske (Fotoschablone) aufgelegt. Die Lichtmaske enthält Strukturen des herzustellenden Schaltkreises im Fotonegativ. Im Bild 3.39 ist ein Ausschnitt aus einer Lichtmaske für bipolare SSI-Schaltkreise dargestellt. Auf der Glasplatte befinden sich etwa 1200 gleichartige Schaltkreisstrukturen in der Originalgröße von etwa 4...6 mm². Zur Herstellung bipolarer ICs sind 4...7 solcher Masken erforderlich. Die lichtundurchlässigen Stellen auf der Maske legen die Partien fest, an denen später die Dotierung erfolgt. Nach einer Belichtung mit UV-Licht und der nachfolgenden Entwicklung entsteht die Schaltkreisstruktur im Fotopositiv. An den unbelichteten Stellen wird der Fotolack ausgewaschen, an den belichteten dagegen gehärtet. Im nachfolgenden Ätzprozeß wird dann die freigelegte Oxidschicht entfernt. Nachdem auch noch der polymerisierte Fotolack (Fotoreisist) abgelöst ist, erfolgt die Diffusion der Ladungsträger. Im Bild 3.38 ist im n-leitenden Substrat ein p-leitendes Gebiet eindiffundiert worden.

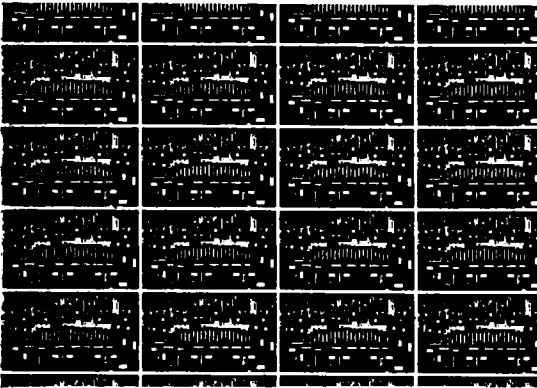


Bild 3.39. Ausschnitt aus einer Lichtmaske (Maßstab 5 : 1)

Die Verbindung zwischen den einzelnen Strukturelementen auf dem Chip erfolgt durch Aufdampfen dünner Leiterbahnen. Die Verbindungstopologie wird ebenfalls durch Fotolithografie von einer Lichtmaske auf die Scheibe übertragen.

Im Zyklus II werden die Scheiben nach einer Funktionstestung in die einzelnen Chips zerteilt. Zumeist werden die Chips dann auf einem Gehäuseboden befestigt. Bild 3.40 zeigt den Anschlußkamm eines Dual-in-line-Gehäuses. Die Anschlußpunkte des Chips (Bondinseln) werden durch dünne Gold- oder Aluminiumdrähte mit den Anschlußbändchen des Kamms verbunden. Die computergesteuerte Verbindungstechnologie, ein Kaltpreßschweißverfahren, nennt man „Bonden“. Die Verbindung wird

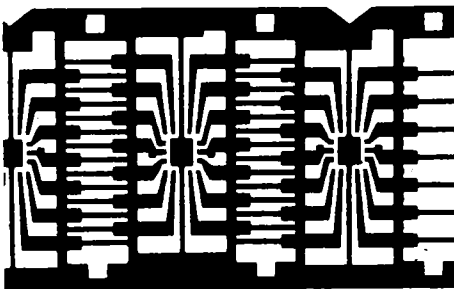


Bild 3.40. Chipträger, als Streifen gestanzt

unter Druck und Erwärmung auf ca. 300 °C (Thermokompression) oder durch Ultraschalleinwirkung hergestellt.

Nach dem *Verkappen* (Einbringen des Chips in ein Gehäuse entsprechender Form) (Bild 3.36) und einer Endprüfung ist der Schaltkreis einsatzfähig.

Der Übergang zur *VLSI-Technik* erfordert neue *Basistechnologien* (Tafel 3.6). Ein besonderes Problem ist dabei die Sicherung einer ökonomisch vertretbaren *Ausbeute*. Durch vergrößerte Chipflächen und verkleinerte Strukturabmessungen wächst bei gleicher Technologie die Fehlerwahrscheinlichkeit stark an, und die Ausbeute sinkt.

Mit verbesserten Herstellungstechnologien läßt sich sowohl der Integrationsgrad als auch die Ausbeute erhöhen. Damit sinken die Kosten für die Herstellung einer Funktionseinheit (z. B. eines Transistors) auf dem Chip (Bitkosten). Die ökonomischen Vorteile der Mikroelektronik werden besonders bei hohen Integrationsgraden deutlich. Die weitere Steigerung des Integrationsgrades ist vor allem ökonomisch motiviert.

4. Verstärkung elektrischer Signale

4.1. Begriffe und Übersicht

Die Verstärkung elektrischer Signale gehört zu den charakteristischen Funktionen der Analogtechnik.

Signale sind die Träger von Informationen und damit zugleich Abbilder physikalischer Größen.

Die *Analogtechnik* ist ein Zweig der Informationstechnik, der sich mit der Erzeugung, Übertragung und Verarbeitung analoger Signale befaßt.

Die Informationsparameter analoger Signale können innerhalb bestimmter Grenzen beliebig viele Zwischenwerte annehmen.

Informationsparameter können z. B. sein:

- die Amplitude des Signals (Höhe der Wechselspannung),
- die Frequenz des Signals (Zahl der Signalschwingungen pro Sekunde).

Dementsprechend wird zwischen amplitudenmodulierten (AM) und frequenzmodulierten Signalen (FM) unterschieden.

Im Gegensatz zu analogen Signalen ist die Zahl der Zwischenwerte bei digitalen Signalen begrenzt (Bild 4.1).

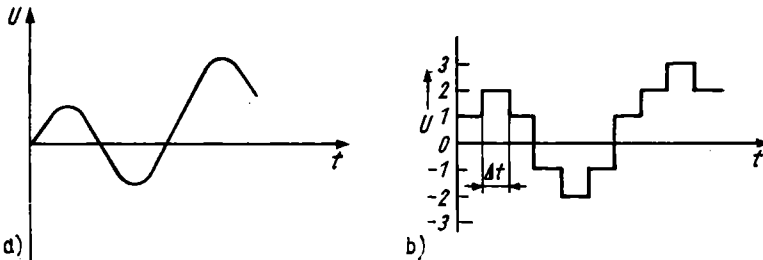


Bild 4.1. Signalarten

a) analoges Spannungssignal; b) digitales Spannungssignal

Die *Signalquellen* der Informationstechnik (z. B. Mikrofone, Tonköpfe, Sensoren) sind zumeist sehr leistungsschwach, da sie oft nur die geringe Leistung der abzubildenden physikalischen Größe umsetzen (ein dynamisches Mikrofon z. B. entnimmt dem Schallfeld eine akustische Leistung in der Größenordnung „Pikowatt = 10^{-12} W“). Die Informationsnutzung erfordert dagegen eine wesentlich größere Leistung (ein Lautsprecher z. B. benötigt eine elektrische Leistung in der Größenordnung „Watt“).

Die Hauptaufgabe eines Verstärkers ist die Vergrößerung der Signalleistung. Die *Leistungsverstärkung* V_p ist das Verhältnis von Ausgangssignalleistung P_2 zu Eingangssignalleistung P_1 :

$$V_p = \frac{P_2}{P_1} \quad (4.1)$$

Die Leistung P errechnet sich aus Spannung und Stromstärke (Gl. 2.3). Demzufolge kann die Leistungsverstärkung auch als Produkt von Spannungsverstärkung V_u und Stromverstärkung V_I aufgefaßt werden:

$$V_D = V_u V_I \quad (4.2)$$

Nach dem Gesetz von der Erhaltung der Energie (Robert Mayer, 1842) bleibt die Energiesumme in einem System konstant. Nur die Form der Energie kann sich ändern. Die Summe der abgegebenen Leistungen muß also gleich der Summe der zugeführten Leistungen sein. Bedenkt man, daß elektrische Leistung auch ungewollt in Wärme umgewandelt wird (Stromwärmeverluste), dann ist zu verstehen, daß eine Leistungsverstärkung nur bei gleichzeitiger Zufuhr von Hilfsleistung möglich ist (Bild 4.2 und Gl. 4.3):

$$P_1 + P_H = P_2 + P_V \quad (4.3)$$

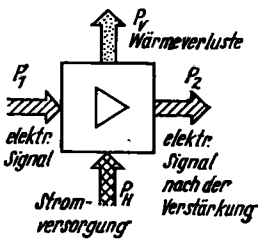


Bild 4.2. Leistungsbilanz am Verstärker

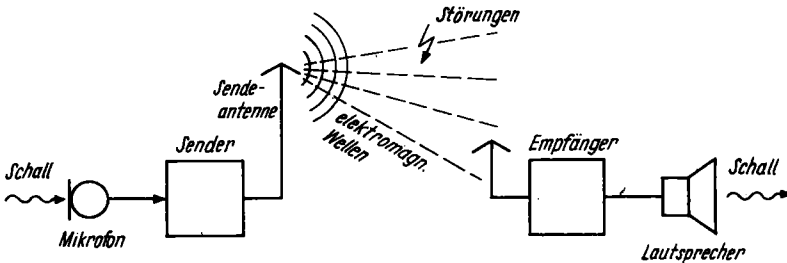


Bild 4.3. Rundfunkübertragung

Zugeführte Leistungen:

P_1 : Eingangssignalleistung (zumeist sehr klein)

P_H : Hilfsleistung (etwa so groß wie P_2 , aus Batterie oder Netzteil gewonnen)

Abgegebene Leistungen:

P_2 : Ausgangssignalleistung (zumeist wesentlich größer als P_1)

P_V : Verlustleistung (bei Vorstufentransistoren und ICs relativ klein, Leistungstransistoren sind zu kühlen)

Verstärker sind Geräte oder Baugruppen, die mittels Hilfsleistung (Stromversorgung) eine kleine Eingangssignalleistung in eine größere Ausgangssignalleistung wandeln.

Eine Spannungsvergrößerung ist nicht in jedem Falle mit einer Verstärkung gleichzusetzen: Beim Hochtransformieren der Wechselspannung durch einen Transformator vergrößert sich die Leistung *nicht*. Infolge der unvermeidlichen Leistungsverluste ist P_2 sogar etwas kleiner als P_1 (Wirkungsgrad!).

Bei einer *Informationsübertragung* über größere Entfernungen (z. B. Rundfunkübertragung, Bild 4.3) sind in den Sende- und Empfangseinrichtungen *Verstärker* erforderlich. Ihre *Aufgaben* sind:

- Ausgleich der Übertragungsdämpfung,
- Sicherung eines genügend großen Störabstandes.

Eine störungsarme Übertragung ist die Voraussetzung für eine gute Empfangsqualität. Dazu muß die Nutzsignalamplitude deutlich größer als die Amplitude der Stör-signale sein.

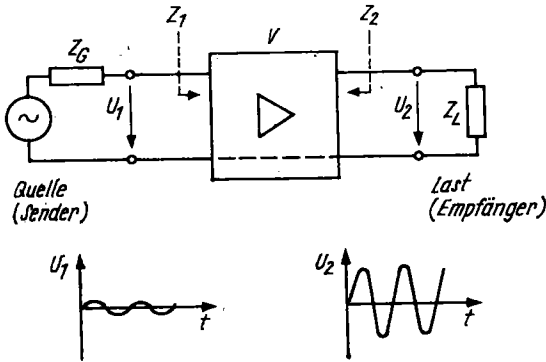


Bild 4.4. Verstärker als Vierpol

Tafel 4.1. Verstärkerarten

Gliederungsmerkmal	Verstärkerarten (Beispiele)
Signalwert	<ul style="list-style-type: none"> – Kleinsignalverstärker (z. B. Vorverstärker) – Großsignalverstärker (z. B. Leistungsverstärker)
Signalart	<ul style="list-style-type: none"> – Wechselspannungsverstärker (z. B. RC-gekoppelter Verstärker für NF) – Impulsverstärker (z. B. Verstärker für kerntechnische Messungen) – Gleichspannungsverstärker (gemeint sind Verstärker für Gleich- und Wechselspannung, z. B. Oszillografen-Meßverstärker)
Bandbreite	<ul style="list-style-type: none"> – Breitbandverstärker (z. B. NF-Verstärker mit Hi-fi-Qualität) – Selektivverstärker (Verstärker für eine bevorzugte Frequenz, z. B. ZF-Verstärker im Fernsehempfänger)
Kopplungsart	<ul style="list-style-type: none"> – RC-gekoppelter Verstärker (z. B. NF-Verstärker) – Resonanzkreisgekoppelter Verstärker (z. B. ZF-Verstärker) – Direktgekoppelter Verstärker (z. B. Meßverstärker)
Verstärkerbauelement	<ul style="list-style-type: none"> – Röhrenverstärker (im allgemeinen heute veraltet) – Transistorverstärker – integrierter Verstärker (z. B. Operationsverstärker)

Auf der Empfängerseite ist die von der Antenne aufgenommene Leistung für eine direkte Nutzung zu klein.

Beispiel:

Am Antenneneingang des Empfängers beträgt die HF-Spannung $U_1 = 100 \mu\text{V}$. Zur Völlaussteuerung eines 25-W-Lautsprechers mit 4Ω Impedanz (Wechselstromwiderstand) ist eine NF-Spannung von $\underline{U_2} = \sqrt{P \cdot Z} = \sqrt{25 \text{ VA} \cdot 4 \text{ V/A}} = \underline{10 \text{ V}}$ erforderlich.

Durch Spannungsverstärkung werden die Signalspannungen auf einen zur Nutzung geeigneten Wert vergrößert.

Bild 4.4 zeigt (nicht maßstabgerecht und ohne Betonung der tatsächlichen Signalform) die Verstärkung einer Wechselform. *Gliederungsgesichtspunkte* für Verstärker sind in Tafel 4.1 zusammengestellt.

4.2. Der Transistor als Verstärker

Verstärker bestehen wie alle elektronischen Schaltungen aus einer Vielzahl von Bauelementen, von denen die Transistoren die Verstärkungsfunktion ausüben. Auch analoge integrierte Schaltkreise, (z. B. Operationsverstärker) enthalten Transistoren als aktive Strukturelemente.

Transistoren (Abschn. 3.2.) sind aktive, steuerbare Bauelemente mit Verstärkereigenschaft, d. h.:

Eine kleine Änderung des Eingangssignals bewirkt eine größere Änderung des Ausgangssignals.

Bekanntlich hat ein Transistor drei Anschlüsse. Je nachdem, welcher Anschluß als Bezugspunkt (Masse, Erde) gewählt wird, unterscheidet man drei Grundschaltungen. Bei bipolaren Transistoren sind das Basisschaltung, Emitterschaltung und Kollektorschaltung (Bild 3.9). Bei unipolaren Transistoren lauten die Schaltungsbezeichnungen anders:

Basisschaltung \leftrightarrow *Gateschaltung*
 Emitterschaltung \leftrightarrow *Sourceschaltung*
 Kollektorschaltung \leftrightarrow *Drainschaltung*.

Wir wollen uns zunächst auf die *Emitterschaltung* konzentrieren. Aus dem vollständigen Kennlinienfeld eines npn-Transistors (Bild 3.10) läßt sich die *Übertragungskennlinie* konstruieren (Bild 4.5). Der Kennlinienverlauf wird im wesentlichen vom Durchlaßverhalten der Basis-Emitter-Diode im Transistor bestimmt. Bei $U_{BE} \approx 600 \text{ mV}$ öffnet die Diode, und der Kollektorstrom I_C steigt nach einer *Exponentialfunktion* steil an:

$$I_C \approx I_{CS} \cdot e^{U_{BE}/U_T}; U_{CE} = \text{const.} \quad (4.4)$$

I_C : Kollektorstrom in mA

I_{CS} : Kollektorsättigungsstrom in mA

e : Eulersche Konstante ($e \approx 2,718$)

U_{BE} : Basis-Emitter-Spannung in mV

U_T : Temperaturspannung in mV ($U_T \approx 26 \text{ mV}$ bei 20°C).

Ändert man U_{BE} geringfügig um ΔU_{BE} , so ergibt sich wegen des steilen Kennlinienverlaufs (Bild 4.5) eine große I_C -Änderung ΔI_C . Aus Gl. (4.4) läßt sich die Formel für die Berechnung der Steilheit S herleiten:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} \approx \frac{I_C}{U_T} \quad (4.5)$$

Die Steilheit S kann mit ausreichender Näherung aus dem Kollektorgleichstrom I_C im Arbeitspunkt berechnet werden.

Vorteil:

Man benötigt zur angenäherten Berechnung kein Datenblatt des betreffenden Transistors.

Um eine *Spannungsverstärkung* zu erhalten, muß die I_C -Änderung mittels eines Widerstandes in eine proportionale Spannungsänderung ΔU_{CE} umgeformt werden. Dazu dient der Kollektorwiderstand R_C , der bereits zur Arbeitspunkteinstellung erforderlich war (Bild 3.11).

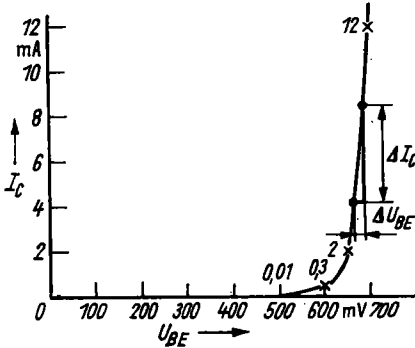


Bild 4.5. Übertragungskennlinie
 $I_C = f(U_{BE})$

Mit Gl. (3.5) ergibt sich

$$\Delta U_{CE} = -\Delta I_C R_C. \quad (4.6)$$

Aus Gl. (4.5) folgt dann

$$\Delta U_{CE} \approx -S R_C \Delta U_{BE}. \quad (4.7)$$

Damit ergibt sich die *Spannungsverstärkung der Emittterstufe*:

$$V_u = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta U_{BE}} \approx -S R_C \quad (4.8)$$

Das Minuszeichen besagt, daß die Phasendrehung 180° beträgt (bei Vergrößerung von U_{BE} verkleinert sich U_{CE}).

Beispiel:

Ein Vorstufentransistor in Emitterschaltung wird bei 20°C im Arbeitspunkt mit $I_C = 2\text{ mA}$ betrieben. Welcher Kollektorwiderstand R_C ist vorzusehen, damit sich etwa 100fache Spannungsverstärkung einstellt?

Lösung:

$$S = \frac{I_C}{U_T} = \frac{2\text{ mA}}{26\text{ mV}} = \underline{0,0769\text{ AV}^{-1}}$$

$$R_C = \frac{|V_u|}{S} = \frac{100}{0,0769\text{ AV}^{-1}} = \underline{1300\ \Omega}$$

Neben der Spannungsverstärkung sind die *Anschlußwiderstände* einer Verstärkerstufe von Bedeutung:

Der *Eingangswiderstand* Z_1 der Emittterstufe errechnet sich aus dem dynamischen Widerstand r_{BE} der Basis-Emitter-Strecke:

$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}; U_{CE} = \text{const.} \quad (4.9)$$

Zur Berechnung benötigt man die Steilheit S und die *Kurzschlußstromverstärkung* β :

$$\boxed{r_{BE} = \frac{\beta}{S}} \quad (4.10)$$

Die Zahlenwerte von β stimmen bei Kleinsignalbetrieb ungefähr mit der Gleichstromverstärkung B (\rightarrow Gl. (3.3)) überein.

Beispiel:

Ein Vorstufentransistor hat bei $I_C = 2 \text{ mA}$ eine Kurzschlußstromverstärkung $\beta = 300$. Mit diesem Transistor ist eine Emittierstufe aufzubauen. Welcher dynamische Eingangswiderstand Z_1 ist zu erwarten?

Lösung:

Aus dem vorherigen Beispiel entnehmen wir $S = 0,0769 \text{ AV}^{-1}$.
Mit Gl. (4,10) ergibt sich

$$Z_1 \approx r_{BE} = \frac{\beta}{S} = \frac{300}{0,0769 \text{ AV}^{-1}} = \underline{3900 \Omega}.$$

In die genaue Berechnung wären noch die Widerstände der Basisstrom-einstellung einzubeziehen (im Bild 3.11 ist das der Basisvorwiderstand R_B ; es gilt jedoch $R_B \gg r_{BE}$).

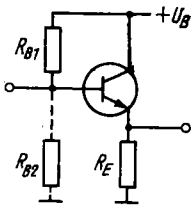


Bild 4.6. Kollektorstufe

Wir erkennen: Die Emittierstufe hat einen Eingangswiderstand im unteren Kiloohmbereich. Für viele Anwendungsfälle werden höhere Eingangswiderstände benötigt. Hochohmige Signalquellen würden durch eine Emittierstufe nahezu kurzgeschlossen. Meßverstärker elektronischer Spannungsmesser und Oszillografen haben zumeist Eingangswiderstände $Z_1 \geq 1 \text{ M}\Omega$. Dadurch wird gewährleistet, daß die Meßwertverfälschung durch die Meßgeräte in zulässigen Grenzen bleibt.

Verstärkerstufen mit höherem Eingangswiderstand in bipolarer Technik sind:

- Kollektorstufe,
- Bootstrap-Kollektorstufe und
- Darlingtonstufe.

Bei der *Kollektorstufe* (Bild 4.6) wird das Eingangssignal, wie bei der Emittierstufe, an der Basis zugeführt. Das Ausgangssignal wird jedoch *nicht* am Kollektor, sondern am Emittier abgenommen. Dazu ist ein Emittierwiderstand R_E erforderlich.

Die *Spannungsverstärkung* V_u liegt etwas unter dem Wert 1. Die geforderte Spannungsverstärkung muß also von nachgeschalteten Emittierstufen erbracht werden.

Der *Eingangswiderstand* ist etwa um den Faktor $(1 + S R_E)$ größer als der einer Emittierstufe:

$$\boxed{Z_1 \approx r_{BE} (1 + S R_E)} \quad (4.11)$$

Beispiel:

Für $r_{BE} = 3900 \Omega$, $S = 0,0769 \text{ A/V}$, $R_E = 1000 \Omega$
ergibt sich:

$$Z_1 \approx 3900 \Omega (1 + 0,0769 \text{ A/V} \cdot 1000 \text{ V/A}) \approx \underline{304 \text{ k}\Omega}.$$

Durch den Basiswiderstand (angenommen: $R_B = 220 \text{ k}\Omega$) reduziert sich der tatsächliche Eingangswiderstand auf

$$Z_1' = \frac{Z_1 \cdot R_B}{Z_1 + R_B} \approx 128 \text{ k}\Omega. \quad (4.12)$$

Bei der *Bootstrap-Kollektorstufe* haben die Basiswiderstände keinen Einfluß auf den Eingangswiderstand. Die *Darlingtonstufe* (Bild 4.7a) besteht aus zwei in Kette geschalteten Kollektorstufen. Ihr Eingangswiderstand ist höher als der einer einzelnen Kollektorstufe. Darlington-Transistoren werden auch als integrierte Schaltungen (Transistor-Arrays) angeboten. Aus einem npn-Leistungstransistor (T_2) und einem pnp-Treibertransistor wird nach dem Darlingtonprinzip ein pnp-Leistungstransistor realisiert (Bild 4.7b).

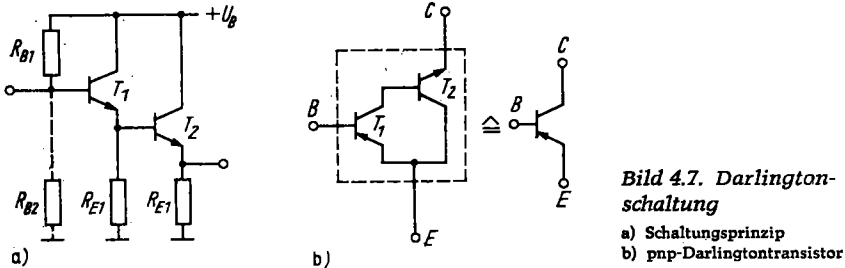


Bild 4.7. Darlingtonschaltung

- a) Schaltungsprinzip
b) pnp-Darlingtontransistor

Für Darlingtonschaltungen gilt:

$$\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

$$r_{BE} \approx r_{BE1} + r_{BE2} \quad (4.13)$$

Gute *Impedanzwandler-Eigenschaften* haben *FETs in Drainschaltung*. Ihr Eingangswiderstand ist sehr hoch ($r_{GS} > 10^9 \Omega$). Der *Ausgangswiderstand* liegt dagegen in einem Widerstandsbereich unter $1 \text{ k}\Omega$. Die Berechnung erfolgt über die *Steilheit S*:

$$S = \frac{2 \sqrt{I_{DSS}}}{U_p} \cdot \sqrt{I_D}$$

$$Z_2 = r_{DS} \approx 1/S \quad (4.14)$$

I_{DSS} : Drainsättigungsstrom (I_D bei $U_{GS} = 0$)

U_p : Schwellspannung (U_{GS} bei $I_D = 0$)

Bei der Drainschaltung (vergleichbar mit Kollektorschaltung) muß noch der Sourcewiderstand R_S einbezogen werden. Der Ausgangswiderstand reduziert sich durch Parallelschaltung r_{DS}/R_S auf

$$Z_2' = \frac{R_S}{1 + S R_S} \quad (4.15)$$

Beispiel:

Ein Sperrschicht-FET mit Kennlinie nach Bild 3.16 ($I_{DSS} = 5 \text{ mA}$; $U_p = -3 \text{ V}$) wird mit $I_D = 3 \text{ mA}$ betrieben. Als Sourcewiderstand wurde $R_S = 330 \Omega$ gewählt. Der dynamische Ausgangswiderstand ist zu errechnen.

Lösung:

$$S = \frac{2 \sqrt{5 \text{ mA}}}{3 \text{ V}} \cdot \sqrt{3 \text{ mA}} \approx 2,6 \text{ mA/V}$$

$$r_{DS} \approx 1/2,6 \text{ k}\Omega \approx 0,387 \text{ k}\Omega$$

$$Z_2' \approx \frac{330 \Omega}{1 + 2,6 \text{ mA/V} \cdot 0,387 \text{ V/mA}} \approx 165 \Omega$$

Ein NF-Vorverstärker in Drainschaltung für Kristallmikrofone ist im Bild 4.8 dargestellt. Die Signalein- und -auskopplung erfolgt über Kondensatoren (RC-Kopplung). Gleichspannungen werden dadurch vom Verstärkereingang ferngehalten. Auch der Verstärkerausgang wird durch den Koppelkondensator gleichspannungsfrei gehalten. Die *RC-Kopplung* ist eine typische Kopplungsart für diskret aufgebaute NF-Verstärker. Sie hat den *Vorteil*, daß die Arbeitspunkte der einzelnen Transistoren unabhängig voneinander einstellbar sind. Dadurch wird verhindert, daß Arbeitspunktverschiebungen (z. B. Temperaturdrift) von Stufe zu Stufe weitergereicht werden, wie dies bei direkt gekoppelten Verstärkerstufen der Fall ist. Nachteilig ist jedoch der Bedarf an Koppelkondensatoren (Niedervoltelkos) und die dadurch bedingte Integrations-Unfreundlichkeit (große Kondensatoren sind nicht integrierbar). Außerdem verursachen die RC-Glieder eine *untere Grenzfrequenz*. Die Ausgangsschwingspannung U_2 des RC-Gliedes im Bild 4.9a errechnet sich aus

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R_K}{\sqrt{R_K^2 + (1/\omega C_K)^2}} \quad (4.16)$$

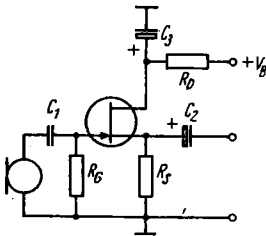


Bild 4.8. Mikrofonvorverstärker mit SFET in Drainschaltung

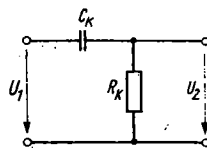
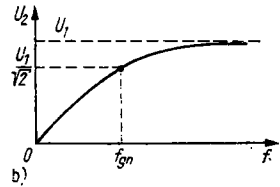


Bild 4.9. RC-Kopplglied
a) Schaltung; b) Frequenzgang



Für konstante Eingangsspannung U_1 verläuft der Frequenzgang von U_2 gemäß Bild 4.9b. Die Frequenz Null (Gleichspannung) wird gesperrt, es ist $U_2 = 0$. Bei der Grenzfrequenz f_{gu} ist $1/\omega C_K = R_K$ und $U_2 = U_1/\sqrt{2}$. Für hohe Frequenzen wirkt C_K als Kurzschluß ($X_C \rightarrow 0$), und die Ausgangsspannung hat den vollen Wert $U_2 = U_1$.

Bei vorgegebener Grenzfrequenz f_{gu} läßt sich die Zeitkonstante τ (\rightarrow Gl. 2.9) und damit die erforderliche Koppelkapazität C_K berechnen:

$$C_K = \frac{1}{2\pi f_{gu} R_K} \quad (4.17)$$

Beispiel:

Im Bild 4.8 ist $R_G = 1 \text{ M}\Omega$. Welche Koppelkapazität C_1 ist für eine untere Grenzfrequenz $f_{gu} \approx 1,6 \text{ Hz}$ erforderlich?

Lösung:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 1,6 \text{ s}^{-1} \cdot 10^6 \text{ V/A}} \approx 0,1 \mu\text{F}$$

Die Forderung „1,6 Hz“ scheint, besonders im Hinblick auf das in der Schaltung eingesetzte Kristallmikrofon, übertrieben niedrig zu sein. Da jedoch zumeist noch weitere RC-Glieder im gesamten Verstärker wirksam sind, ist die Grenzfrequenz insgesamt immer größer (also schlechter) als die eines einzelnen RC-Gliedes. Bei vielen Verstärkern (z. B. Meßverstärker, NF-Verstärker mit Hi-Fi-Qualität) wird die Forderung nach einer besonders großen Bandbreite gestellt. Die *Bandbreite* B kennzeichnet

die Breite des übertragbaren Frequenzbandes; sie errechnet sich aus der Differenz der oberen und der unteren Grenzfrequenz [Gl. (4.18) und Bild 4.10]:

$$B = f_{go} - f_{gu} \quad (4.18)$$

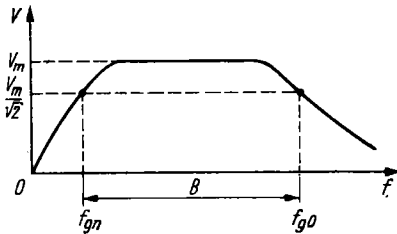


Bild 4.10. Frequenzgang eines RC-gekoppelten Breitbandverstärkers

Die obere Grenzfrequenz f_{go} wird entscheidend durch die Transistorschaltung bestimmt. Dabei spielt sowohl der Transistortyp (NF-Transistor, HF-Transistor) als auch die Schaltungstechnik eine Rolle. Der gleiche Transistor hat z. B. in *Basisschaltung* eine um den Faktor β höhere Stromverstärkung als in Emitterschaltung (je nach Typ und Stromverstärkungsgruppe ist $\beta \approx 20 \dots 1100$). Auch der technologische Schaltungsaufbau beeinflusst f_{go} . Durch kurze Leitungsführungen werden die parasitären Kapazitäten klein gehalten. Je kleiner die Parallelkapazitäten in der Schaltung sind, desto höher ist f_{go} .

4.3. Stabilisierung durch Gegenkopplung

Den bisher behandelten einfachen Verstärkerstufen haftet ein wesentlicher *Nachteil* an: Der eingestellte Arbeitspunkt ist nicht konstant. *Störgrößen*, die den Arbeitspunkt beeinflussen, sind z. B.:

- Temperaturänderungen $\Delta\vartheta$,
- Betriebsspannungsänderungen ΔU_B und
- Bauelementalterung (z. B. ΔR , ΔC).

Besonders kritisch ist der Temperatureinfluß. In Gl. (4.4) ist die Abhängigkeit des Kollektorstromes I_C von der Temperatur durch die Temperaturspannung U_T zum Ausdruck gebracht. Die *Temperaturdrift* schätzt man zumeist über die Änderung der Basis-Emitter-Spannung ΔU_{BE} ab:

$$|\Delta U_{BE}/\Delta\vartheta| \approx 2 \dots 3 \text{ mV/K} \quad (4.19)$$

Eine Temperaturänderung von 1 K hat auf den Kollektorstrom des ungestabilisierten Transistors die gleiche Wirkung wie eine Änderung der Basis-Emitter-Spannung von etwa 2...3 mV (bei $U_{BE} = 600 \text{ mV}$ im Arbeitspunkt sind das bis zu 0,5 %).

Bei direktgekoppelten Verstärkerstufen (Gleichspannungsverstärker) sind Maßnahmen zur *Drittkompensation* erforderlich, da das Driftsignal ebenso wie das Nutzsinal verstärkt wird. Die Driftkompensation beginnt bereits bei der Arbeitspunkteinstellung am einzelnen Transistor. Im Bild 4.11 wird zur Arbeitspunkteinstellung ein Basisspannungsteiler und ein Emitterwiderstand R_E verwendet. R_2 wird relativ niederohmig gewählt ($I_2 \approx 5 \dots 10 I_B$). Dadurch ist die Spannung U_2 annähernd konstant. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ergibt sich aus

$$\begin{aligned} U_{BE} &= U_2 - U_E; \quad U_E \approx 1 \text{ V} \\ U_{BE} &\approx U_2 - I_C R_E. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Vergrößert sich nun I_C infolge Temperaturerhöhung, dann verkleinert sich U_{BE} . Die Abnahme von U_{BE} wirkt der Zunahme von I_C entgegen und gleicht sie annähernd

aus. Man spricht von einer Arbeitspunktstabilisierung durch *Gleichstrom-Gegenkopplung*. Die *Spannungsverstärkung* wird jedoch durch die Gegenkopplung ebenfalls verkleinert; sie beträgt dann nur noch

$$V_u \approx - \frac{R_C}{R_E} \quad (4.21)$$

Schaltet man parallel zu R_E einen Kondensator C_E (im Bild 4.11 gestrichelt dargestellt), dann ist die Gegenkopplung für Wechselsignale unwirksam, und die Stufe hat die volle Verstärkung nach Gl. (4.8). Diese Schaltungsmaßnahme ist jedoch nur beim Wechselspannungsverstärker anwendbar.

Die Gegenkopplung ist eine gegenphasige Rückkopplung. Das Ausgangssignal wird so auf den Eingang des Verstärkers zurückgeführt, daß ein am Eingang auftretendes Störsignal kompensiert wird.

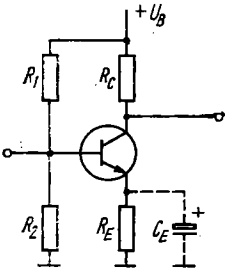


Bild 4.11. Emitterstufe mit Stromgegenkopplung

Der Wirkungsmechanismus der Gegenkopplung ist eine „automatische Regelung“. Regelungen mit ausgeprägter Regelkreisstruktur werden im Abschnitt 6.2. behandelt.

Neben der Stabilisierungswirkung hat die *Gegenkopplung* weitere vorteilhafte *Eigenschaften*:

- Verbesserung des Frequenzganges im Bereich hoher Frequenzen,
- Minderung der nichtlinearen Verzerrungen (Verbesserung des Klirrfaktors),
- Beeinflussung der Verstärkungsfaktoren sowie der Ein- und Ausgangswiderstände,
- Realisierung spezieller Übertragungseigenschaften (z. B. bei aktiven Filtern).

4.4. Operationsverstärker

Ursprünglich waren *Operationsverstärker* (engl.: operation amplifier; kurz: OV) spezielle Rechenverstärker für Analogrechner. Mit der Entwicklung der analogen integrierten Schaltkreise entstanden integrierte OV mit universellen Eigenschaften. In der industriellen Elektronik hat der OV heute den konventionellen Transistorverstärker weitgehend verdrängt.

OV enthalten auf dem Chip eine größere Zahl integrierter Bauelemente (Transistoren, Dioden, Widerstände), die zu mehrstufigen direktgekoppelten Gleichspannungsverstärkern verschaltet sind. Die innere Spannungsverstärkung ist durch die mehrstufige Schaltungsstruktur sehr groß (die Größenordnung beträgt im Durchschnitt $V_U \approx 100\,000$). In den meisten Anwendungsfällen wird die Verstärkung durch Gegenkopplung auf wesentlich kleinere Werte verringert. Es ergeben sich dadurch sehr stabile Verstärkereigenschaften. Das Übertragungsverhalten hängt im wesentlichen nur von den passiven Bauelementen ab, die im Gegenkopplungsweig eingeschaltet sind.

Die Eingangsstufe des OV besteht aus einem *Differenzverstärker* mit zwei gleichen Transistoren. Dabei werden sowohl bipolare Transistoren (Bild 4.12a) als auch FETs verwendet (OV mit BIFET-Eingang). Der gesamte Emittorstrom $I_{E1} + I_{E2}$ wird durch eine Stromquelle konstant gehalten. Mit dem Potentiometer R_T kann die Schaltung symmetriert werden, so daß bei $U_{I1} = U_{I2}$ die Ausgangsspannung $U_0 = 0$ wird (Nullpunkt-korrektur).

Bei gleichzeitiger Vergrößerung von U_{I1} und Verkleinerung von U_{I2} entsteht eine Differenz-Ausgangsspannung U_0 , da sich $I_{E1} \approx I_{C1}$ vergrößert und $I_{E2} \approx I_{C2}$ verkleinert. *Gegenphasige Eingangsspannungen* (Differenzspannungen) werden durch die Schaltung verstärkt.

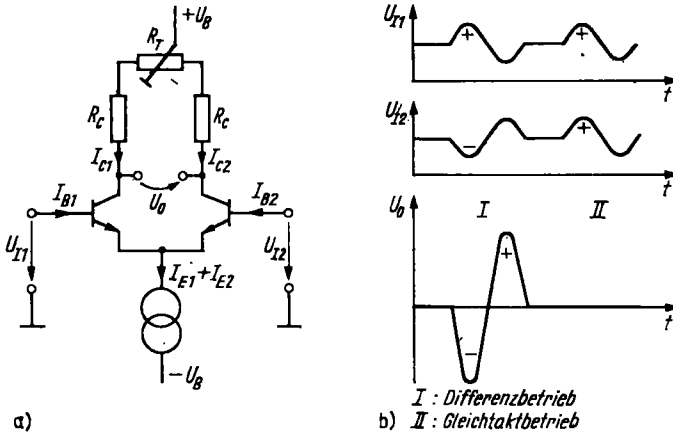


Bild 4.12. Differenzverstärker

a) Grundschiung; b) Signalverlauf bei Differenzbetrieb und Gleichtaktbetrieb

Bei gleichzeitiger Vergrößerung oder Verkleinerung beider Eingangsspannungen ändern sich die Ströme $I_{E2} \approx I_{C2}$ und $I_{E1} \approx I_{C1}$ nicht, da die Stromquelle die Summe der Ströme konstant hält. In diesem Falle entsteht also keine Ausgangsspannung ($U_0 = 0$). *Gleichphasige Eingangsspannungen* (Gleichtaktspannungen) werden durch die Schaltung nicht verstärkt. Bild 4.12b zeigt diese Zusammenhänge. Allerdings arbeiten reale OV nicht so ideal, wie bisher dargestellt wurde. Die *Gleichtaktverstärkung* ist nicht gleich Null, aber in jedem Fall sehr klein gegenüber der *Differenzverstärkung*. Man kennzeichnet dies durch die *Gleichtaktunterdrückung* (CMRR [engl.]: common mode rejection ratio). OV haben CMR-Werte zwischen 10 000 und 100 000. In den Bauelementekatalogen gibt man die CMRR in Dezibel (dB) an:

$$\boxed{\text{CMRR} = 20 \lg \frac{V_D}{V_C}} \quad (4.22)$$

V_D : Differenzverstärkung (sehr groß)
 V_C : Gleichtaktverstärkung (sehr klein)
 $V_D/V_C = 10\,000 \triangleq \text{CMRR} = 80 \text{ dB}$
 $V_D/V_C = 100\,000 \triangleq \text{CMRR} = 100 \text{ dB}$

Die Gleichtaktunterdrückung ist einer der besonderen Vorzüge des OV. Temperaturdrift und Betriebsspannungsschwankungen haben dadurch nur geringen Einfluß auf das Übertragungsverhalten.

Zur *Inbetriebnahme* eines OV sind unter Beachtung der Typenbesonderheiten mehrere Pins anzuschließen. Der B 080, ein OV mit BiFET-Eingang, hat folgende *Pin-Belegungen* (Bild 4.13a):

- 1: Offset- und Frequenzgangkompensation
- 2: invertierender Eingang ($-$)
- 3: nichtinvertierender Eingang ($+$)
- 4: negative Betriebsspannung ($-U_B$)
- 5: Offsetkompensation
- 6: Ausgang
- 7: positive Betriebsspannung ($+U_B$)
- 8: Frequenzgangkompensation.

Die *Kompensation der Eingangsoffsetspannung* entspricht der im Bild 4.12a dargestellten Nullpunktkorrektur. Für die jeweils eingestellte Verstärkung (Gegenkopplung) muß der Frequenzgang durch eine Kompensationskapazität C_C optimiert werden. Falsche Kapazitätswerte oder fehlende *Frequenzgangkompensation* können instabiles Verhalten (Schwingneigung) des OV bewirken. Bild 4.13b zeigt die erforderliche Grundbeschaltung.

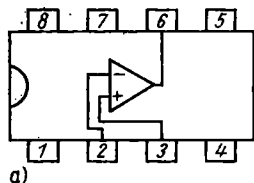


Bild 4.13. Operationsverstärker

a) Dual-Inline-8-Gehäuse; b) Grundbeschaltung des B 080

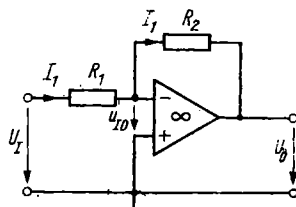
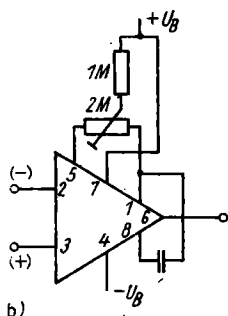


Bild 4.14. Invertierender Verstärker

In den folgenden Schaltungsbeispielen wird die typgebundene Grundbeschaltung zur besseren Übersicht weggelassen. Des weiteren ist es zweckmäßig, den OV idealisiert zu betrachten. Tafel 4.2 zeigt Kennwerte eines realen OV und die angenommenen Idealisierungen.

Tafel 4.2. Kennwerte eines Operationsverstärkers (B 080)

Kennwerte	Real	Ideal
Offene Spannungsverstärkung (V_{uo})	200 000	∞
Eingangswiderstand (Z_I)	$10^{12} \Omega$	∞
Eingangsoffsetspannung (U_{I0})	3 mV	0
Temperaturkoeffizient (TK)	$10 \mu\text{V/K}$	0
Eingangsruhestrome (I_I)	60 pA	0
Gleichtaktunterdrückung (CMRR)	95 dB	∞
Bandbreite (f_t)	2,5 MHz	∞

Viele Schaltungsvarianten lassen sich auf die zwei *Verstärkergrundschaltungen* zurückführen:

- invertierender Verstärker (Inverter),
- nichtinvertierender Verstärker (Elektrometervverstärker).

Beim *Inverter* (Bild 4.14) wird die zu verstärkende Eingangsspannung am invertierenden Eingang (–) angelegt. Dadurch entsteht am Ausgang eine Signalspannung mit umgekehrtem Vorzeichen (Invertierung = Phasenumkehr). Durch zwei Gegenkopplungswiderstände R_1 ; R_2 wird die Verstärkung auf den gewünschten Wert eingestellt. Im Bild 4.14 ist wegen $V_{uo} \rightarrow \infty$ die Differenzeingangsspannung $U_{ID} \approx 0$. Damit ist

$$U_1 = I_1 R_1 \text{ und}$$

$$\boxed{Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = R_1} \quad (4.23)$$

Der *Eingangswiderstand* Z_1 wird beim Inverter durch den Widerstand R_1 gebildet. Außerdem ist

$$U_0 = - I_1 R_2.$$

Mit $I_1 = U_1/R_1$ wird

$$\boxed{V_u = \frac{U_0}{U_1} = - \frac{R_2}{R_1}} \quad (4.24)$$

Die geschlossene Spannungsverstärkung V_u hängt vom Verhältnis der Gegenkopplungswiderstände ab. Das Minuszeichen bedeutet: positive Eingangsspannung ergibt negative Ausgangsspannung.

Beispiel:

Ein Inverter soll für 40 dB Spannungsverstärkung und 5 k Ω Eingangswiderstand ausgelegt werden. Die Gegenkopplungswiderstände sind zu berechnen.

Lösung:

$$\underline{R_1 = Z_1 = 5 \text{ k}\Omega}$$

$$40 \text{ dB} = U_0/U_1 = 100; \underline{R_2 = |V_u| \cdot R_1 = 100 \cdot 5 \text{ k}\Omega = 500 \text{ k}\Omega}$$

Nachteilig am Inverter ist sein relativ niedriger Eingangswiderstand.

Der *nichtinvertierende Verstärker* (Bild 4.15) hat dagegen einen sehr hohen Eingangswiderstand. Die erreichbaren Werte sind vom OV-Baustein abhängig (Gleichtakt-Eingangswiderstand). Die Ausgangsspannung U_0 liegt über dem Gegenkopplungsspannungsteiler aus R_1 und R_2 . Die Teilspannung U_1 errechnet sich nach der Spannungsteilerregel zu

$$U_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_0.$$

Wegen $U_{ID} \approx 0$ ist U_1 gleich der Eingangsspannung U_1 . Damit beträgt die *geschlossene Spannungsverstärkung*

$$\boxed{V_u = \frac{U_0}{U_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (4.25)$$

Auch hier bestimmt das Widerstandsverhältnis R_2/R_1 die Verstärkung. V_u ist positiv, da U_0 und U_1 gleiches Vorzeichen (gleiche Phasenlage) haben.

Im linearen Verstärkerbetrieb dürfen die *Aussteuerungsgrenzen* (Knickpunkte K_1 , K_2 im Bild 4.16) nicht überschritten werden. Bei *Übersteuerung* treten Verzerrungen der Kurvenform auf. In besonderen Fällen kann dies jedoch erwünscht sein. Der entstehende *Begrenzereffekt* kann z. B. zur Impulsformwandlung genutzt werden. Aus Sinussignalen entstehen dabei trapez- bzw. rechteckähnliche Signale, die sich zur digitalen Weiterverarbeitung eignen (z. B. zur Impulszählung). Der maximale Ausgangsspannungshub $\Delta U_{0\max}$ ist von der doppelten Betriebsspannung und von der Belastung des OV am Ausgang abhängig (beim B 080 ist $\Delta U_{0\max} = 25 \text{ V}$ bei $\pm U_B = 15 \text{ V}$ und $R_L = 10 \text{ k}\Omega$).

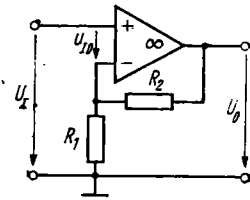


Bild 4.15. Nichtinvertierender Verstärker

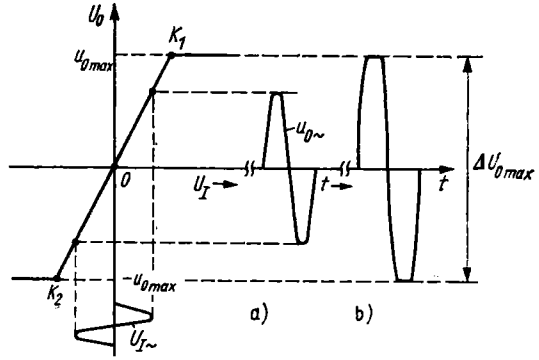


Bild 4.16. Statische Übertragungskennlinie $U_0 = f(U_1)$

Beispiel:

Welche Eingangssignalspannung darf am Inverter bei 40 dB Spannungsverstärkung maximal angelegt werden, damit der OV nicht übersteuert wird?

Lösung:

$$\Delta U_{I\max} = \frac{\Delta U_{0\max}}{V_u} = \frac{25 \text{ V}}{100} = 0,25 \text{ V}$$

Bei Wechselspannungsbetrieb beträgt der zulässige Maximalwert (Amplitude) 0,125 V.

4.5. Leistungsverstärker

Die Ausgangssignalleistung eines Vorverstärkers ist zumeist zu klein, um damit einen Verbraucher (z. B. Lautsprecher, Schaltschütz, Stellglied) direkt ansteuern zu können. Die *maximale Verlustleistung* $P_{\text{tot}}^{(0)}$ üblicher Operationsverstärker beträgt etwa 500 mW. Bei $\pm U_B = 15 \text{ V}$ ergibt sich ein maximaler Laststrom von

$$I_{L\max} \approx \frac{P_{\text{tot}}}{U_B} = \frac{500 \text{ mW}}{15 \text{ V}} \approx 30 \text{ mA}$$

Für ein Kleinrelais oder eine Leuchtdiode ist das gerade ausreichend. Höhere Lastströme erfordern zusätzliche Leistungsverstärker (Booster).

¹⁰⁾ P_{tot} ist auf $\theta_a = 25^\circ \text{C}$ bezogen. Bei $\theta_a > 25^\circ \text{C}$ ist die maximale Verlustleistung $P_{V\max} < P_{\text{tot}}$.

Leistungsverstärker-Bauelemente sind

- Leistungstransistoren und
- integrierte Leistungsverstärker (z. B. NF-Verstärker, Leistungsoperationsverstärker).

Meistens reicht die *Kühlung* der Leistungsbauelemente durch Wärmeabstrahlung nicht aus. Zur Oberflächenvergrößerung werden zusätzliche *Kühlkörper* (z. B. Kühlsterne, Kühlbleche) eingesetzt. Ihre Auswahl (Art des Kühlkörpers, Abmessungen, Oberfläche) erfordert eine überschlägliche Berechnung. Hierfür verwendet man eine *thermoelektrische Analogie*:

thermische Größe \longleftrightarrow *analoge elektrische Größe*

Wärmeleistung (Wärmestrom)	P_v	Stromstärke	I
Wärmewiderstand	R_{th}	elektrischer Widerstand	R
Temperaturunterschied	$\Delta\theta$	elektrische Spannung	U

Dem Ohmschen Gesetz (Gl. 2.2) in der Form $I = U/R$ entspricht die Wärmeleichung

$$P_{vmax} = \frac{\theta_{jmax} - \theta_a}{R_{th}} \quad (4.26)$$

- P_{vmax} : maximale Verlustleistung des Bauelementes
- θ_{jmax} : maximal zulässige Kristalltemperatur
- θ_a : Umgebungstemperatur
- R_{th} : gesamter Wärmewiderstand.

Der gesamte *Wärmewiderstand* R_{th} wird aus mehreren Teilwiderständen gebildet:

$$R_{th} = R_{thi} + R_{this} + R_{tha} \quad (4.27)$$

- R_{thi} : innerer Wärmewiderstand (Herstellerangabe)
- R_{this} : Wärmewiderstand der Isolation (Isolierscheibe)
- R_{tha} : Wärmewiderstand des Kühlkörpers.

Durch die Isolierung erhöht sich R_{th} . Durch den Kühlkörper verkleinert sich R_{th} .

Für *quadratische Kühlbleche* läßt sich R_{th} mit einer *Näherungsgleichung* abschätzen:

$$R_{tha} \approx \frac{K_1}{A} + R_{thK2} \quad (4.28)$$

$K_1 = 596 \text{ K/Wcm}^2$ bei horizontaler Montage; $K_1 = 505 \text{ K/Wcm}^2$ bei vertikaler Montage, R_{thK2} ist von der Blechdicke und der Oberflächenbeschaffenheit (blank poliert, geschwärzt) abhängig. Mit zunehmender Blechdicke nimmt R_{thK2} ab (Bild 4.17). Bei handelsüblichen Kühlkörpern sind die Herstellerangaben zu beachten.

Beispiel:

Ein Si-Leistungstransistor mit $R_{thi} = 1,5 \text{ K/W}$, $\theta_{jmax} = 155^\circ\text{C}$ und $P_{tot} = 70 \text{ W}$ soll mit $P_{vmax} = 25 \text{ W}$ bei $\theta_a = 25^\circ\text{C}$ betrieben werden. Welche Fläche A muß ein senkrecht montiertes Aluminiumkühlblech von 3 mm Dicke haben? Der Transistor wird ohne Isolierscheibe auf das Kühlblech geschraubt.

Lösung:

$$R_{th} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a}{P_{vmax}} = \frac{(155 - 25) \text{ K}}{25 \text{ W}} = 5,2 \text{ K/W}$$

$$R_{cha} = R_{th} - R_{thl} = 5,2 \text{ K/W} - 1,5 \text{ K/W} = 3,7 \text{ K/W}$$

Aus Gl. (4.28) folgt:

$$A = \frac{K_1}{R_{cha} - R_{thK2}} = \frac{505 \text{ K/Wcm}^2}{3,7 \text{ K/W} - 0,8 \text{ K/W}} \approx 175 \text{ cm}^2$$

Es wird eine relativ große Kühlfläche benötigt. Ein mehrrippiger Kühlkörper hätte kleinere Außenmaße.

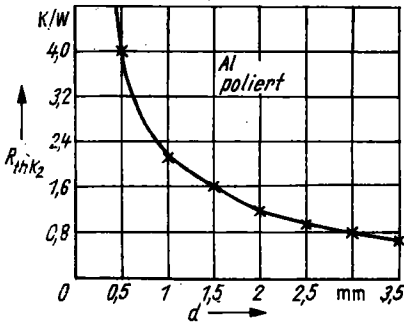


Bild 4.17. Diagramm zur Kühlblechberechnung

Transistor-Endstufen für größere Leistungen werden zumeist in *Gegentaktschaltung* betrieben. Die früher vorherrschende Übertragerkopplung wird heute durch die *direkte Kopplung* ersetzt. Man spricht von einer „eisenlosen“ Endstufe. Eine besonders einfache Schaltungsstruktur (komplementärer Emitterfolger) ergibt sich, wenn bipolare Betriebsspannungen ($+U_B$; $-U_B$) und datengleiche komplementäre Transistoren (pnp; npn) verwendet werden (Bild 4.18a):

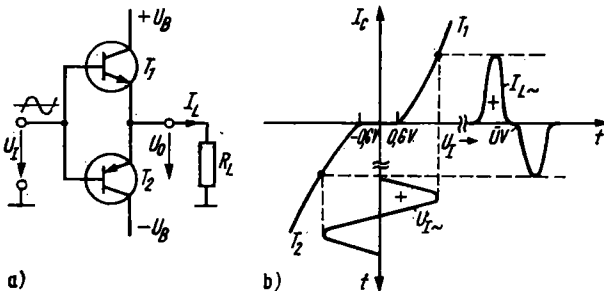


Bild 4.18. Komplementärer Emitterfolger

- a) Schaltung
- b) Kennlinienverlauf (mit Übernahmeverzerrungen „ÜV“)

Bei $U_i = 0$ sind beide Transistoren gesperrt. Überschreitet U_i die Basis-Emitter-Flußspannung ($\approx 0,6 \text{ V}$), dann beginnt einer der beiden Transistoren zu leiten (bei $U_i > 0$ leitet T_1 , bei $U_i < 0$ leitet T_2). Ausgangsspannung U_0 und Eingangsspannung U_i unterscheiden sich nur durch U_{BE} eines Transistors. Die vorgestellte Schaltung ist ruhestromfrei. Nachteilig sind die *Übernahmeverzerrungen* in der Nähe des Nullpunktes (Bild 4.18b). Bei Vollaussteuerung errechnet sich die Wechselstromleistung P , die an den Lastwiderstand R_L abgegeben wird, folgendermaßen:

Allgemein gilt Gl. (2.3). Bei Wechselstrom sind die Effektivwerte einzusetzen.

$$P_{\sim} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{\max} I_{\max}}{2}$$

$$U_{\max} = U_B - U_{CEsat} ; I_{\max} = \frac{U_B - U_{CEsat}}{R_L}$$

Hieraus ergibt sich

$$P_{\sim} = \frac{(U_B - U_{CEsat})^2}{2 R_L} \approx \frac{U_B^2}{2 R_L} \quad (4.29)$$

U_{CEsat} : Kollektor-Emitter-Restspannung (bei Si-Transistoren ist $U_{CEsat} \approx 0,2 \text{ V}$)

U_B : im Bild 4.18 ist U_B die halbe Gesamtbetriebsspannung ($U_B = U_{CC}/2$)

im Bild 4.20 ist U_B die Betriebsspannung ($U_B = U_{CC}$).

Dient die Gegentaktendstufe als *Booster* für einen vorgeschalteten OV, dann bezieht man sie meistens mit in die Gegenkopplungsschleife ein. Bei einem *Inverter* ergibt sich dadurch die Schaltung nach Bild 4.19. Der *Vorteil* dieser Schaltung besteht darin, daß auch bei höheren Frequenzen der Ausgangswiderstand des Verstärkers klein genug ist. Die abgegebene Leistung P_{\sim} bleibt somit in einem größeren Frequenzbereich konstant.

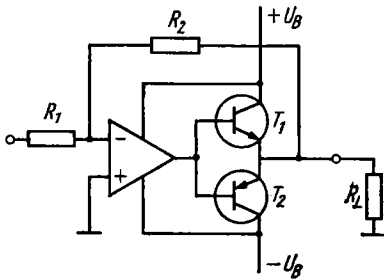


Bild 4.19. Inverter mit nachgeschaltetem Booster

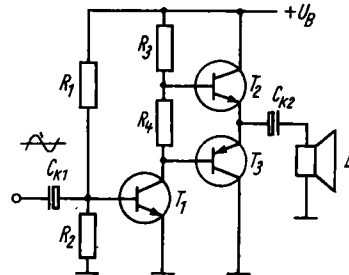


Bild 4.20. NF-Verstärker mit komplementärer Seriengegentakt-Endstufe

Steht keine bipolare Betriebsspannung zur Verfügung (sondern nur *eine* Spannung gegen Masse), dann muß der Lastwiderstand über einen großen Kondensator (Elko) angeschlossen werden (Bild 4.20). Der *Nachteil* ist eine Verschlechterung des Übertragungsverhaltens bei tiefen Frequenzen. Gleichspannungssignale können mit dieser Schaltung nicht verstärkt werden.

Bei negativer Halbwelle ist T_1 gesperrt, und T_2 erhält über R_3 Basisstrom. Dabei wird C_{K2} über T_2 geladen. Bei positiver Halbwelle ist T_1 geöffnet, und T_3 erhält Basisstrom über T_1 . Dabei wird C_{K2} über T_3 entladen. Über den Lastwiderstand (hier der Lautsprecher) fließt der verstärkte Wechselstrom.

Mit der Weiterentwicklung der Halbleitertechnik gelang es, Leistungstransistoren zusammen mit Kleinsignalbauelementen auf einem Chip zu integrieren. Zusätzlich integrierte *Schutzschaltungen* (z. B. Übertemperaturschutz, Überstromschutz) erhöhen den Schaltungskomfort und ersparen dem Anwender zusätzliche Entwicklungskosten.

Als Beispiel sei der *Leistungsoperationsverstärker* TDA 2030/A 2030 genannt:

- maximale Betriebsspannung $\pm 18 \text{ V}$
- maximaler Ausgangsspitzenstrom $3,5 \text{ A}$
- maximale Verlustleistung 20 W
- maximale Ausgangsleistung bei $\pm U_B = 14 \text{ V}$ und $R_L = 4 \Omega$ 14 W
- innerer Wärmewiderstand 3 K/W

5. Erzeugung elektrischer Schwingungen

5.1. Der Resonanzkreis

Ein Resonanzkreis (auch Schwingkreis genannt) besteht aus Spule (Induktivität L) und Kondensator (Kapazität C) (Abschnitte 2.2., 2.3.). Bild 5.1 zeigt die grundsätzlichen Vorgänge im Schwingkreis. Mit dem Schalter S im Bild 5.1a wird der Kondensator einmalig aufgeladen und danach mit der Spule verbunden. Folgende Momentanzustände sind zu verzeichnen:

Bild 5.1b: Kondensator geladen, Entladung über Spule beginnt.

Bild 5.1c: Kondensator entladen, Magnetfeld der Spule ist zusammengebrochen, und Spule liefert weiter Strom (Induktionsgesetz), Aufladung des Kondensators in entgegengesetzter Richtung.

Bild 5.1d: Kondensator entgegengesetzt geladen, Entladung über Spule beginnt.

Bild 5.1e: Kondensator entladen, Magnetfeld ist zusammengebrochen, und Spule liefert weiter Strom. Wiederum Aufladung des Kondensators in ursprünglicher Richtung.

Die einmal in den Schwingkreis eingespeiste elektrische Energie pendelt zwischen Kondensator (elektrisches Feld) und Spule (magnetisches Feld) hin und her.

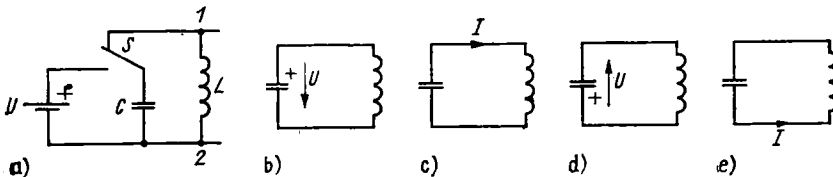


Bild 5.1. Erzeugung gedämpfter Schwingungen

a) Versuchsschaltung; b) c) d) e) Momentanzustände

Würden keine Energieverluste in den ohmschen Widerständen (z. B. Drahtwiderstand der Spule, Leitungswiderstand, dielektrischer Verlustwiderstand des Kondensators) auftreten, dann wäre der Schwingkreis ein „perpetuum mobile“. So aber entsteht eine *gedämpfte Schwingung* (Bild 5.2). Den zeitlichen Verlauf der Spannung könnte man mit einem Oszillografen, der im Bild 5.1a an den Punkten 1 und 2 anzuschließen wäre, sichtbar machen. Die Punkte *b*, *c*, *d*, *e* im Bild 5.2 entsprechen den abgebildeten Momentanzuständen im Bild 5.1. Die Amplituden der gedämpften Sinusschwingung nehmen nach einer Exponentialfunktion ab. Bei großer Dämpfung (Dämpfungsfaktor δ) klingt die Schwingung schneller ab. Bei extrem großer Dämpfung käme überhaupt keine Schwingung zustande.

In elektronischen Schaltungen werden jedoch *ungedämpfte Schwingungen* benötigt (jede sinusförmige Spannung bestimmter Frequenz und mit *konstanter* Amplitude ist eine ungedämpfte Schwingung). Im Modellversuch müßte dazu die in Wärme umgesetzte Verlustenergie durch periodische Energiezufuhr ersetzt werden. Ein anschauliches Beispiel hierfür ist eine mechanische Uhr (z. B. Pendeluhr). Zur Erzeu-

gung ungedämpfter elektrischer Schwingungen verwendet man in der Elektronik *Oszillatoren* (Abschn. 5.3.), die z. B. aus einem rückgekoppelten Verstärker und einem Schwingkreis aufgebaut sein können. Zunächst soll das *Frequenzverhalten* der Resonanzkreise näher betrachtet werden. Je nach der Zusammenschaltung von L und C unterscheidet man zwischen

- Reihenresonanzkreisen und
- Parallelresonanzkreisen.

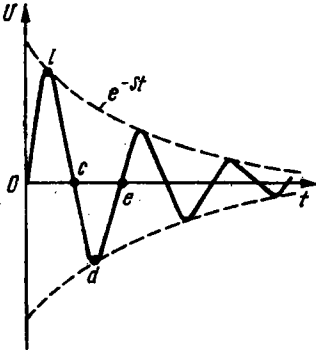


Bild 5.2. Gedämpfte Schwingung $U = f(t)$

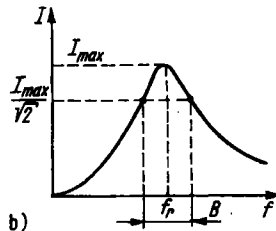
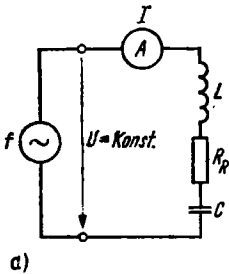


Bild 5.3

Reihenresonanzkreis

- a) Schaltung mit Spannungsquelle
- b) Resonanzkurve des Stromes

Ein *Reihenresonanzkreis* sei an eine Wechselspannungsquelle mit konstanter Spannung (niedriger Innenwiderstand R_I) angeschlossen (Bild 5.3a). Bei *Resonanz* sind die Blindwiderstände X_L und X_C [→ Gl. (2.16), (2.12)] dem Betrag nach gleich groß:

$$X_L = X_C$$

$$2 \pi f L = \frac{1}{2 \pi f C}$$

Hieraus wird die Resonanzfrequenz f_r errechnet:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C}} \tag{5.1}$$

Je größer Kapazität C und Induktivität L sind, desto niedriger ist die Resonanzfrequenz f_r . Mit einem einstellbaren Kondensator (z. B. Trimmer, Drehkondensator) kann der Resonanzkreis auf eine bestimmte Frequenz abgeglichen werden.

Beispiel:

Ein ZF-Saugkreis eines AM-Rundfunkempfängers soll auf die Zwischenfrequenz $f_z = 472$ kHz abgeglichen werden. Die Spuleninduktivität beträgt $L = 2,8$ mH. Welche Kapazität muß der Trimmer haben?

Lösung:

$$C = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 4,72 \cdot 10^5 \text{s}^{-1})^2 \cdot 2,8 \cdot 10^{-3} \text{Vs/A}}$$

$$C = 40,6 \cdot 10^{-12} \text{As/V} \approx \underline{40 \text{ pF}}$$

Infolge der entgegengesetzten Phasenlage von X_L und X_C heben sich bei *Resonanz* beide Blindwiderstände gegenseitig auf, so daß der Gesamtwiderstand nur durch den *kleinen* Reihenverlustwiderstand R_R gebildet wird.

Bei Resonanz ist der Widerstand des Reihenschwingkreises am kleinsten, der Strom demzufolge am größten.

Der Verlauf des Stromes in Abhängigkeit von der Frequenz wird auch als *Resonanzkurve* bezeichnet (Bild 5.3b).

Die *Bandbreite* B (Bild 5.3b) ist von den Verlusten im Resonanzkreis abhängig. Ein kleiner Verlustwiderstand R_R ergibt hohe *Güte* und geringe Bandbreite (die Resonanzkurve ist schmal, die Flanken sind steil).

Ein *Parallelresonanzkreis* sei an eine Wechselstromquelle (hoher Innenwiderstand R_i) angeschlossen, die einen konstanten Strom liefert (Bild 5.4a).

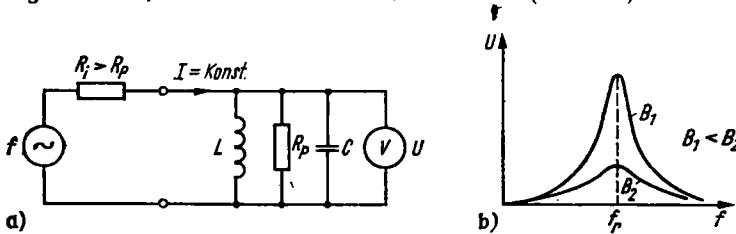


Bild 5.4. Parallelresonanzkreis

a) Schaltung mit Stromquelle, b) Resonanzkurven der Spannung bei unterschiedlichen Bandbreiten

Für die *Resonanzfrequenz* gilt ebenfalls Gl. (5.1).

Bei Resonanz heben sich die Blindleitwerte infolge ihrer entgegengesetzten Phasenlage gegenseitig auf, so daß der Gesamtwiderstand nur durch den *hohen* Parallelverlustwiderstand R_P gebildet wird.

Bei Resonanz ist der Widerstand des Parallelschwingkreises am größten, die Spannung demzufolge auch (Bild 5.4b).

Auch hier nimmt die Bandbreite mit geringeren Verlusten (höherer Güte) ab. Geringere Verluste bedeuten jedoch in der Schaltung des Parallelresonanzkreises (Bild 5.3a) einen größeren Parallelverlustwiderstand R_P .

Resonanzkreise eignen sich durch ihr selektives Frequenzverhalten (Resonanzkurven) als *Frequenzfilter*, vor allem bei hohen Frequenzen (HF). Bei niedrigen Frequenzen ($\sim 0,1 \text{ Hz} \dots 100 \text{ kHz}$), sind *aktive RC-Filter* günstiger.

5.2. Prinzip der Rückkopplung

Bereits im Abschnitt 4.3. wurde die Gegenkopplung als eine Form der Rückkopplung betrachtet. Zu allgemeinen Aussagen gelangt man durch Anwendung des *Regelkreismodells* (Bild 5.5). In der 1poligen Modelldarstellung können die Signale x beliebige physikalische Größen verkörpern. Im Regelkreis einer elektronischen Schaltung sind es Spannungen oder Ströme. Bild 5.5 soll zunächst als rückgekoppelter Verstärker aufgefaßt werden. Der Verstärkerbaustein hat die Verstärkung V_o . Ein Teil des

verstärkten Ausgangssignals $x_2 = V_o \cdot x_1$ wird über ein passives Koppelglied (z. B. Spannungsteiler) K an den Eingang zurückgeführt. Dabei entsteht das Eingangssignal x_1 des Verstärkerbausteins aus der Summe des gesamten Eingangssignals x und dem rückgekoppelten Signal (der Ort der Summenbildung wird als Mischstelle bezeichnet):

$$x_1 = x + K V_o x_1$$

Die Verstärkung V des rückgekoppelten Verstärkers errechnet sich:

$$V = \frac{x_2}{x} = \frac{V_o \cdot x_1}{x_1 - K V_o \cdot x_1}$$

$$V = \frac{V_o}{1 - K V_o}$$

(5.2)

V : Verstärkung in geschlossener Schleife (closed loop)

V_o : Verstärkung in offener Schleife (open loop)

K : Rückkopplungsfaktor.

Wir benutzen die *allgemeine Rückkopplungsgleichung* zur Diskussion der bei Rückkopplung möglichen *Betriebsfälle*.

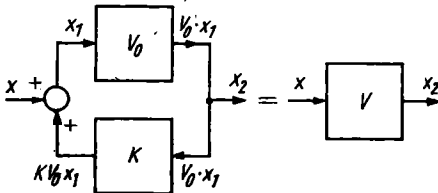


Bild 5.5. Modell des rückgekoppelten Verstärkers

Fall 1: Gegenkopplung

In der Rückkopplungsschleife entsteht 180° Phasendrehung (Vorzeichenumkehr von $K V_o$). Dies kann z. B. durch Verwendung eines invertierenden OV oder einer Emitterstufe geschehen. $K V_o$ addiert sich im Nenner von Gl. (5.2) zu Eins:

$$V = \frac{V_o}{1 + K V_o}$$

(5.3)

Die Verstärkung *verkleinert* sich mit zunehmender *Schleifenverstärkung* $K V_o$.

Fall 2: Mitkopplung

In der Rückkopplungsschleife erfolgt *keine* Phasendrehung. Dies kann z. B. durch Verwendung eines nichtinvertierenden OV oder zwei Emitterstufen geschehen. $K V_o$ wird von Eins subtrahiert. Für die *Verstärkung* gilt Gl. (5.2).

Die Verstärkung *vergrößert* sich mit zunehmender *Schleifenverstärkung*.

Fall 3: Selbsterregung

Wenn bei *Mitkopplung* die Schleifenverstärkung so weit vergrößert wird, bis $K V_o = 1$ ist, dann wird der Nenner in Gl. (5.2) gleich Null, und die Verstärkung steigt über alle Grenzen an ($V \rightarrow \infty$). Betrachten wir dazu die geschlossene Verstärkung V als Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangssignal:

$$V = \frac{x_2}{x}$$

Für $V \rightarrow \infty$ entsteht *ohne* Eingangssignal ($x = 0$) ein endliches Ausgangssignal x_2 . Der Verstärker ist *instabil*. Entweder befinden sich die Verstärkerbauelemente (Transistoren, OV) in der Sättigung (Kennlinienknick im Bild 4.16a), so daß kein analoger

Verstärkerbetrieb mehr möglich ist, oder der Verstärker schwingt, wenn zusätzliche Energiespeicher (L und C) vorhanden sind. Die *Bedingung für Selbsterregung* lautet

$$\boxed{K V_o = 1} \quad (5.4)$$

Aus der Sicht der Rückkopplung ergeben sich zwei unterschiedliche Zielstellungen für den Entwurf analoger Schaltungen:

1. Die Schaltung soll eine *hohe Stabilität* haben und darf in keinem Fall schwingen (Verstärker, Regelkreise):
Anwendung von Gegenkopplung.
2. Die Schaltung soll *instabil* sein und dabei ungedämpfte Schwingungen mit konstanter Amplitude und Frequenz erzeugen (Oszillatoren):
Anwendung von Mitkopplung bei $K V_o = 1$.

5.3. Oszillatoren

Oszillatoren können nach verschiedenen physikalischen Prinzipien arbeiten. Wir betrachten hier nur die *Rückkopplungsozillatoren*, die in der angewandten Elektronik wegen ihres einfachen Schaltungsaufbaus bevorzugt werden.

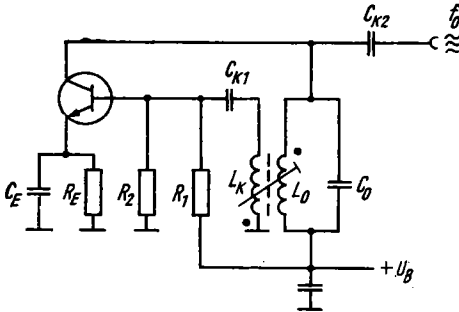


Bild 5.6. LC-Oszillator nach Meißner

Die „klassische“ Oszillatorschaltung ist der *Meißner-Oszillator* (Bild 5.6), der im HF-Bereich bis etwa 30 MHz eingesetzt werden kann. Seine Wirkungsweise beruht auf der *Selbsterregung* durch Mitkopplung. Ein einstufiger Transistorverstärker in Emitterschaltung (Bild 4.11) hat einen Parallelschwingkreis als Lastwiderstand. Bei Resonanz hat die Wechselspannungsamplitude am Kreis ein Maximum. Über eine Koppelspule L_K , die zur Schwingkreisspule L_o entgegengesetzten Wicksinn hat, wird ein Teil der Wechselspannung aus dem Schwingkreis *gegenphasig* ausgekoppelt (Prinzip des Übertragers) und an den Verstärkereingang (Basis) zurückgeführt. Die Emittierstufe dreht die Phase der Wechselspannung um 180° , der Übertrager ebenfalls (gegenseitige Kopplung). Dadurch ist bei Resonanz die gesamte Phasendrehung in der Rückkopplungsschleife gleich Null. Die *Phasenbedingung* für Selbsterregung ist erfüllt. Der Kopplungsfaktor K wird durch die magnetische Kopplung zwischen L_K und L_o so eingestellt, daß zunächst $K V_o > 1$ ist und der Oszillator anschwingt. Die Emittierkombination aus C_E und R_E dient zur *Arbeitspunktstabilisierung* (Gleichstrom-Gegenkopplung). Mit dem Anwachsen der Schwingamplitude regelt die Gegenkopplung die Verstärkung V_o herab, bis beim Sollwert $K V_o = 1$ wird.

Es erregt sich eine Oszillatorfrequenz, die geringfügig über der Resonanzfrequenz des Schwingkreises liegt (Fehler: $\approx 1 \text{ ‰}$):

$$\boxed{f_o \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}}} \quad (5.5)$$

Die HF-Spannung wird über C_{K2} abgenommen. Durch den Anschluß, des Verbrauchers parallel zum Schwingkreis wird der Kreis bedämpft. Bei starker Dämpfung (Verschlechterung der Güte) kann die Schwingung aussetzen. Das Zwischenschalten eines Impedanzwandlers (z. B. Sourcefolger nach Bild 4.8) zwischen Oszillatorausgang und Lastwiderstand behebt diesen Mangel. Für HF werden neben der Meißnerschaltung noch die *Dreipunktschaltungen* (z. B. Schaltungen nach Colpitts, Clapp, Hartley) verwendet. Statt einer Übertragerkopplung enthalten diese Schaltungen kapazitive oder induktive Spannungsteiler aus zwei Kondensatoren oder einer angezapften Spule. Für niedrige Frequenzen im Bereich 0,1 Hz ... 100 kHz werden *RC-Oszillatoren* bevorzugt. Die Spulen in LC-Oszillatoren würden bei tiefen Frequenzen sehr große Abmessungen haben, da gemäß Gl. (5.5) große Induktivitäten L erforderlich sind. Für eine ausreichende Schwingkreisgüte muß dabei immer noch ein möglichst großes Verhältnis L/C gewährleistet sein.

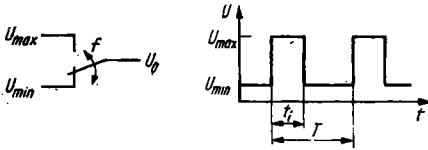


Bild 5.7. Idealer Umschalter als Rechteckgenerator

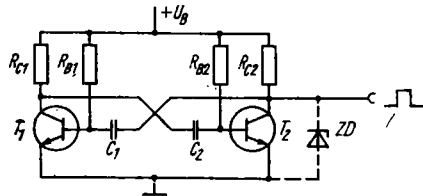


Bild 5.8. Astabile Kippstufe mit Transistoren

Bei RC-Oszillatoren wird die *Frequenzselektion* nicht durch Schwingkreise, sondern durch RC-Netzwerke (Schaltungen aus Widerständen und Kondensatoren) bewirkt. Je nach Netzwerkschaltung unterscheidet man z. B. Phasenkettenszillatoren und Wien-Brücken-Oszillatoren.

Für Digitalschaltungen werden Oszillatoren benötigt, die rechteckförmige Spannungen erzeugen. Das einfachste Modell eines *Rechteckgenerators* besteht aus einem Umschalter, der zwei verschiedene Gleichspannungen abwechselnd auf einen Ausgang schaltet (Bild 5.7). Das Umschalten erfolgt periodisch mit der *Impulsfrequenz* $f = 1/T$. Das Verhältnis von Impulsdauer t_1 zur Periodendauer T heißt *Tastgrad*.

In praktikablen Schaltungen werden als Umschalter Transistoren, Operationsverstärker, oder digitale Schaltkreise verwendet. Die Umschaltautomatik wird dabei zumeist durch das Auf- und Entladen von Kondensatoren gelöst.

In der Grundsaltung der *astabilen Kippstufe* (Bild 5.8) steuern sich die beiden Transistoren T_1 und T_2 gegenseitig auf und zu, so daß immer einer von beiden gesperrt und der andere geöffnet ist. Zur Erklärung der Wirkungsweise nehmen wir an, daß zunächst T_1 geöffnet und T_2 gesperrt ist:

Dabei entlädt sich C_2 über R_{B2} und die CE-Strecke von T_1 . Die *Entladezeitkonstante* beträgt

$$\tau_{E2} \approx C_2 R_{B2}. \quad (5.6)$$

Gleichzeitig lädt sich C_1 über R_{C2} und die BE-Strecke von T_1 auf. Die *Ladezeitkonstante* errechnet sich

$$\tau_{L1} \approx C_1 R_{C2}. \quad (5.7)$$

Wenn die Entladung von C_2 nahezu beendet ist, wird die Basis-Emitter-Flußspannung ($\approx 0,6\text{ V}$) erreicht und T_2 öffnet. Die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE2} fällt schnell ab. Dieser negative Spannungssprung gelangt über C_1 an die Basis von T_1 und sperrt diesen.

Nun ist T_1 gesperrt und T_2 geöffnet:

Die gleichen Lade- und Entladevorgänge laufen jetzt spiegelbildlich ab, bis wieder der zuerst beschriebene Zustand eintritt. Die *Zeitkonstanten* errechnen sich

$$\tau_{E1} \approx C_1 R_{B1} \quad (5.8)$$

$$\tau_{L2} \approx C_2 R_{C1}. \quad (5.9)$$

Bei gleichen Zeitkonstanten

$$C_1 R_{B1} = C_2 R_{B2} = C R_B \text{ und}$$

$$C_1 R_{C2} = C_2 R_{C1} = C R_C$$

ist die Kippstufe *symmetrisch*, der Tastgrad beträgt $t_i/T = 0,5$. Die *Impulsfrequenz* errechnet sich aus

$$f = \frac{1}{2 \cdot \ln 2 \cdot C \cdot R_B} \approx \frac{0,7}{C R_B} \quad (5.10)$$

Die Frequenz der erzeugten Rechteckimpulse ist von der Zeitkonstante der Kondensatorentladung abhängig. Größere Zeitkonstante ergibt kleinere Frequenz.

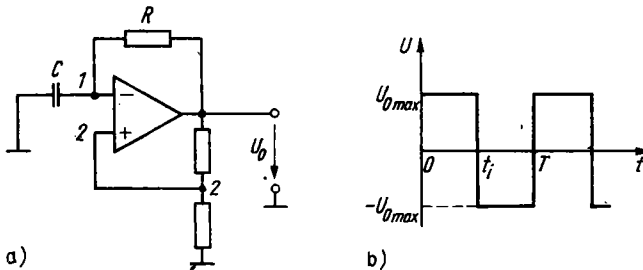


Bild 5.9. Astabile Kippstufe mit Operationsverstärker

a) Schaltung; b) Kurvenform (idealisiert)

Durch eine *Z-Diode* (Abschn. 3.1.) parallel zum Ausgangsanschluss kann die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE2} begrenzt werden. Damit läßt sich die Kurvenform der idealen Rechteckform (Bild 5.7) annähern.

Werden symmetrische Rechteckimpulse (Mäanderform) benötigt ($U_{min} = -U_{max}$), dann ist die Verwendung eines *Operationsverstärkers* (OV) zweckmäßig (Bild 5.9). Der OV ist über R_2 mitgekoppelt und über R gegengekoppelt. Angenommen, der OV-Ausgang befindet sich in der positiven Sättigung ($U_0 = U_{0max}$). Am Punkt 2 liegt dann die Spannung $U_2 = U_{0max} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$. C lädt sich über R auf, die Spannung U_1 steigt. Wenn $U_1 > U_2$ geworden ist, schaltet der OV-Ausgang in die negative Sättigung um ($U_0 = -U_{0max}$). Am Punkt 2 liegt jetzt die Spannung $U_2 = -U_{0max} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$. C lädt sich über R mit entgegengesetzter Polarität auf, bis $U_1 < U_2$ wird. Damit erfolgt wieder das Zurückschalten in die positive Sättigung.

Als astabile Kippstufe wird der OV fortwährend zwischen positiver und negativer Sättigung umgeschaltet. Dadurch entstehen Schwingungen mit rechteckförmigem Spannungsverlauf.

Die *Impulsfrequenz* errechnet sich

$$f = \frac{1}{2 R C \cdot \ln (1 + 2 R_1 / R_2)} \quad (5.11)$$

Beispiel:

Welche Impulsfrequenz stellt sich bei $R_1 = R_2 = R = 10 \text{ k}\Omega$ und $C = 5 \text{ nF}$ ein?

Lösung:

$$f = \frac{1}{2 \cdot 10^4 \text{ V/A} \cdot 5 \cdot 10^{-9} \text{ As/V} \cdot \ln 3} ; \ln 3 \approx 1,1$$

$$f = \frac{10^4 \text{ Hz}}{1,1} \approx \underline{9,1 \text{ kHz}}$$

Für bestimmte Aufgaben in der elektronischen Meßtechnik werden sägezahnförmige Spannungen benötigt (z. B. Zeitablenkung bei Oszillografen s. Abschn. 2.4., Analog-Digital-Umsetzung s. Abschn. 8.8.). Der einfachste *Sägezahngenerator* ist der *Miller-Integrator* (Bild 5.10a). Die Grundschaltung enthält einen invertierenden OV (Bild 4.14), bei dem der Gegenkopplungswiderstand R_2 durch eine Kapazität C ersetzt ist. Am Eingang wird eine konstante, negative Gleichspannung U_1 angelegt. Beim Öffnen des Schalters S (zum Zeitpunkt $t = 0$) ist $U_0 = 0$. Der Kondensator lädt sich über R auf (Bild 2.4). Die Zeitkonstante beträgt $\tau \approx CR$. Die Ausgangsspannung U_0 verläuft infolge der hohen Verstärkung des OV annähernd zeitproportional (Bild 5.10b). Vor Erreichen der Sättigung des OV muß S wieder geschlossen und C damit entladen werden (Zurückkippen der Sägezahnspannung). Als Schalter werden zumeist integrierte Analogschalter (CMOS-Schalter) verwendet.

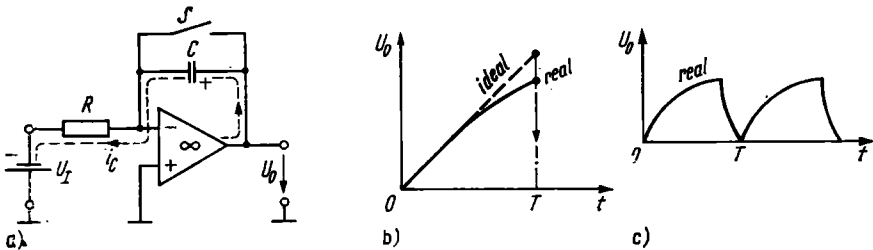


Bild 5.10. Miller-Integrator

a) Schaltung mit Operationsverstärker; b) Spannungsverlauf

5.4. Der Quarz und seine Anwendung

Quarz (SiO_2) ist ein häufig vorkommendes Mineral. Seine Kristallform ist ein sechsseitiges Prisma, das beiderseitig durch Pyramiden abgeschlossen wird. Aus dem Quarzkristall werden kleine Scheiben in ganz bestimmten kristallografischen Richtungen herausgeschnitten. Diese Quarzschnitte tragen die Bezeichnungen AT, BT, CT, DT, GT usw. Die einzelnen Schnitte unterscheiden sich nach

- dem bevorzugten Frequenzbereich,
- dem Temperaturkoeffizienten (Temperaturabhängigkeit der Frequenz),
- der Schwingungsform (z. B. Dickenschwinger, Dehnungsschwinger, Flächenschwinger usw.) und
- dem Dämpfungsfaktor.

Dazu einige *Beispiele*:

Der *AT-Schnitt* kann im Frequenzbereich 200 kHz ... 200 MHz verwendet werden. Bei Grundwellenerregung bis etwa 25 MHz. Es handelt sich um einen Dickenschwinger, dessen Resonanzfrequenz von der Scheibendicke abhängig ist. Bei 10 MHz

beträgt die Scheibendicke 0,1670 mm. Der Dämpfungsfaktor ist kleiner als $2 \cdot 10^{-5}$ (Gütefaktor und Dämpfungsfaktor sind zueinander reziprok; zu $2 \cdot 10^{-5}$ gehört ein Gütefaktor von 50 000).

Dagegen ist der *GT-Schnitt* ein Dehnungsschwinger. Sein bevorzugter Frequenzbereich liegt zwischen 60 und 150 kHz. Wegen seines geringen Temperaturkoeffizienten wird er in der Präzisionsmesstechnik als Eichquarz verwendet. Der Dämpfungsfaktor erreicht Werte um etwa $3 \cdot 10^{-6}$.

Von den physikalischen Eigenschaften des Quarzes wird vor allem die Piezoelektrizität genutzt (Entdeckung durch die Gebr. Curie, 1880):

Durch Druckeinwirkung entsteht am Quarz eine elektrische Spannung. Auf diesem Effekt beruhen z. B. Kristallmikrofone und Kristalltonabnehmer.

Dieser Effekt ist umkehrbar und wird dann *umgekehrter piezoelektrischer Effekt* genannt:

Im elektrischen Wechselfeld eines Kondensators führt der Quarz mechanische Schwingungen hoher Präzision aus. Hierauf beruhen z. B. Ultraschallerzeuger, Quarzfilter und quarzstabilisierte Oszillatoren.

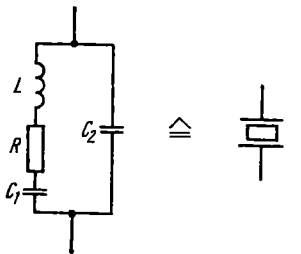


Bild 5.11. Ersatzschaltbild des Quarzes

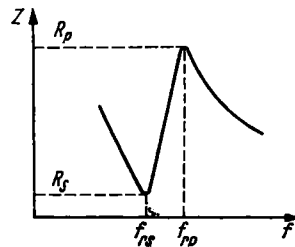


Bild 5.12. Widerstandsverlauf in der Nähe der Quarz-Resonanzstellen

Der *Schwingquarz* ist ein passives elektronisches Bauelement, das einen mechanischen Schwingkreis hoher Güte verkörpert. Sein Resonanzverhalten weist zwei dicht benachbarte Resonanzstellen auf, die in der elektrischen Ersatzschaltung (Bild 5.11) auf eine Induktivität L und zwei Kapazitäten C_1 , C_2 zurückgeführt werden.

Die Serienkapazität C_1 bildet mit L einen Reihenresonanzkreis (s. Abschn. 5.1.) mit der *Serienresonanzfrequenz* f_{rs} :

$$f_{rs} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_1}} \quad (5.12)$$

Die Parallelkapazität C_2 bildet mit C_1 und L einen Parallelschwingkreis mit der *Parallelresonanzfrequenz* f_{rp} :

$$f_{rp} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_p}} \quad (5.13)$$

C_p ist dabei die Gesamtkapazität der Reihenschaltung aus C_1 und C_2 [hierbei gilt sinngemäß die Formel für die Parallelschaltung zweier Widerstände s. Gl. (2.6)]:

$$C_p = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (5.14)$$

Wenn C_2 wesentlich kleiner als C_1 ist, kann $C_p \approx C_2$ gesetzt werden.

Die Parallelresonanzfrequenz f_{rp} liegt stets oberhalb der Serienresonanzfrequenz f_{rs} . Der Widerstandsverlauf (Scheinwiderstand Z) zeigt bei f_{rp} ein Maximum, bei f_{rs} dagegen ein Minimum (Bild 5.12). Parasitäre Schaltungskapazitäten wirken sich auf C_2 aus und verfälschen f_{rp} . Dagegen ist f_{rs} unabhängig von diesem Einfluß.

Die Serienresonanz hat eine höhere Genauigkeit als die Parallelresonanz. Präzisionsquarzoszillatoren arbeiten mit Quarzen, die in Serienresonanz schwingen.

Oft muß die Quarzfrequenz geringfügig korrigiert werden; dies kann mit einer Ziehkapazität C_z in Reihe zum Quarz geschehen (Bild 5.13). Präzisionsquarzuhren bieten eine derartige Korrekturmöglichkeit.

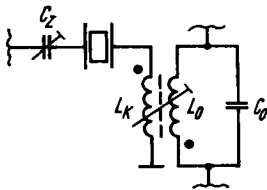


Bild 5.13. Quarzoszillator mit Serienresonanzregung (Ausschnitt)

Ein Quarzoszillator, bei dem der Quarz in Serienresonanz betrieben wird, läßt sich aus der Meißnerschaltung (Bild 5.6) ableiten. In Reihe zur Koppelspule L_k wird der Quarz eingeschaltet (Bild 5.13). Es erregt sich die Serienresonanzfrequenz f_{rs} , da für diese der Quarz seinen kleinsten Widerstand hat (Bild 5.12). Für benachbarte Frequenzen ist der Schwingkreis durch den hohen Quarzwiderstand vom Transistor entkoppelt, die Schaltung kann nicht schwingen.

Schaltungen, die zusätzlich zum Quarz noch Schwingkreise aus L und C enthalten, bieten den Vorteil, daß der Quarz auch auf einer Oberwelle (ein ganzzahliges Vielfaches der Quarzresonanzfrequenz) schwingen kann. Damit läßt sich der Anwendungsbereich der Quarzoszillatoren nach höheren Frequenzen hin erweitern. Quarzoszillatoren für rechteckförmige Spannungen sind astabile Multivibratoren, bei denen der Quarz im Rückkopplungsweig liegt. Einfachste Schaltungen bestehen neben dem Quarz noch aus zwei Logikgattern (Abschn. 7.3). Integrierte Timer-Schaltkreise können extern mit einem Quarz beschaltet werden. Quarzuhren enthalten neben einem hochstabilen Quarzoszillator noch Frequenzteiler (Abschn. 7.5.) für die Ableitung der Zeitimpulse aus der Quarzfrequenz sowie ein Anzeigesystem (z. B. LCD-Display).

6. Stromversorgung elektronischer Geräte

6.1. Konventionelle Netzteile

Elektronische Geräte benötigen zum Betrieb der eingesetzten aktiven Bauelemente (Transistoren, ICs) eine Gleichstromleistung (Hilfsenergie). Netzbetriebene Geräte enthalten Stromversorgungsbaugruppen (Netzteile), mit denen die Netzwechselspannung (zumeist 220 V, 50 Hz) in batterieähnliche Gleichspannungen umgeformt werden.

Das herkömmliche *Netzteil* besteht aus dem Netztransformator, der Gleichrichterschaltung (Abschn. 3.1. und Bild 3.5) und einer Siebkette.

Für ganz grobe Abschätzungen kann der Netztrafo als *idealer Übertrager* angesehen werden, der durch sein Windungszahlverhältnis (Übersetzungsverhältnis \dot{U}) hinreichend beschrieben ist.

Der ideale Übertrager übersetzt die Wechselspannungen proportional und die Wechselströme umgekehrt proportional zum Windungszahlverhältnis (Bild 6.1):

$$\boxed{\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \dot{U}} \quad (6.1)$$

$$\boxed{\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{\dot{U}}} \quad (6.2)$$

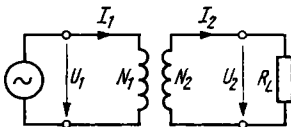


Bild 6.1. Strom und Spannung am idealen Übertrager

Beispiel:

Ein Netztrafo hat primär 1250 Windungen und sekundär 115. Für welche Sekundärspannung U_2 ist er vermutlich ausgelegt?

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 = \frac{115}{1250} \cdot 220 \text{ V} \approx 20 \text{ V}$$

Bei Belastung fließen sekundär 0,8 A. Die Stromaufnahme aus dem Netz ist abzuschätzen.

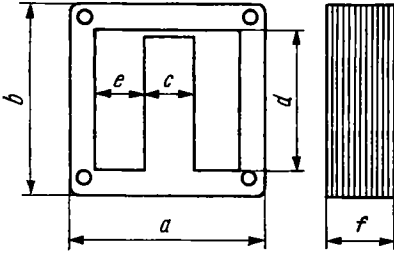
$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 = \frac{115}{1250} \cdot 0,8 \text{ A} = 0,074 \text{ A} \approx 75 \text{ mA}$$

Alle Werte in diesem Beispiel sind Wechselstromwerte (Effektivwerte). *Genauere Berechnungen* berücksichtigen den Wirkungsgrad des Trafos und gehen von

- der Typenleistung (maximale Leistung P_{max}) und
- der Kernart (z. B. M, EI, LL, SU, SM)

aus. Für die gewählte Kernart werden die *Kernabmessungen* (z. B. M42 [Bild 6.2], LL30, SM42 usw.) entsprechend der benötigten Leistung festgelegt. Aus *Trafotabellen* (z. B. Tafel 6.1) werden u. a. folgende Daten entnommen:

- Windungszahlen pro Volt (n_1 ; n_2),
- mittlere Windungslängen (l_1 ; l_2),
- Wickelraumabmessungen (b_w),
- Stromdichte (J).



M 42: $a = b = 42 \text{ mm}$; $c = 12 \text{ mm}$
 $d = 30 \text{ mm}$; $e = 9 \text{ mm}$
 $f = 15 \text{ mm}$

Bild 6.2. Hauptmaße der M-Kerne

Mit der *Stromdichte* wächst die Wärmebelastung einer Kupferwicklung. Allgemein ist

$$J = \frac{I}{A} \quad (6.3)$$

I : Stromstärke in A; A : Querschnittsfläche des Drahtes in mm^2 ; J : Stromdichte in A/mm^2 .

Beispiel:

Ein Netztrafo ist für folgende Werte auszulegen:

$U_1 = 220 \text{ V}$; $U_2 = 20 \text{ V}$; $I_2 = 3 \text{ A}$ (diese Angaben sind Effektivwerte)

Dafür sind Kernabmessungen (M-Schnitt), Windungszahlen und Drahtdurchmesser anzugeben.

Tafel 6.1. Berechnungsunterlagen für Klein-Trafos mit M-Kern

Kennwerte	Symbol	Einheit	M42	M55	M65	M74	M85	M102a
Maximale Leistung	P_{\max}	VA	5	15	30	50	70	120
Windungszahl pro Volt (primär)	n_1	V^{-1}	23,4	12,4	7,8	5,7	4,5	3,5
Windungszahl pro Volt (sekundär)	n_2	V^{-1}	34,8	14,1	9,0	6,3	4,9	3,9
Stromdichte	J	A/mm^2	6,0	4,7	3,8	3,2	3,0	2,6
Mittl. Windungslänge (primär)	l_1	mm	81	106	127	147	155	179
Mittl. Windungslänge (sekundär)	l_2	mm	102	129	155	182	186	167
Wickelraumbreite	b_w	mm	22	29	33	39	45	55

Die Tabellenwerte gelten für Dyn.-Bl. III $\times 0,5$ und Dyn.-Bl. IV $\times 0,35$ bei $B = 1,2 \text{ Vs}/\text{m}^2$.

Lösung:

$$P_{2\max} = U_2 I_2 = 60 \text{ VA} \rightarrow \text{gewählt wird: } \underline{M 85}$$

$$N_1 = n_1 U_1 = 4,5 \text{ 1/V} \cdot 220 \text{ V} = \underline{990}$$

$$N_2 = n_2 U_2 = 4,9 \text{ 1/V} \cdot 20 \text{ V} = \underline{98}$$

$$A_2 = I_2/J = 3 \text{ A}/3 \text{ Amm}^{-1} = \underline{1 \text{ mm}^2}$$

$$d_2 = \sqrt{\frac{4 A_2}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \text{ mm}^2}{3,14}} = 1,13 \text{ mm} \approx \underline{1,2 \text{ mm}}$$

$$I_1 \approx (U_2/U_1)I_2 = (20 \text{ V}/220 \text{ V}) \cdot 3 \text{ A} = \underline{0,28 \text{ A}}$$

$$A_1 = 0,28 \text{ A}/3 \text{ Amm}^{-2} = \underline{0,091 \text{ mm}^2}$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,091 \text{ mm}^2}{3,14}} = 0,116 \text{ mm} \approx \underline{0,2 \text{ mm}}$$

Bei Verwendung von LL-Kernen aus Texturblechen mit einer magnetischen Vorzugsrichtung ergeben sich gegenüber M-Schnitten bei gleicher Typenleistung kleinere Abmessungen und damit eine Reduzierung der Trafomasse. Ähnliches gilt auch für Schnittbandkerne (SU, SM usw.). Bei der angestrebten optimalen Leistungsausnutzung eines Trafos ist jedoch eine sorgfältigere Berechnung notwendig.

Als *Gleichrichterschaltung* wird die Zweigweg-Brückenschaltung (Bild 3.5) bevorzugt. Zur Diodenauswahl sind die Parameter

- maximaler Diodenstrom $I_{F\max}$ und
- maximale Sperrspannung $U_{R\max}$

wichtig. Bei rein *ohmscher Belastung* (also ohne Siebkette) gilt

$$I_{F\max} \approx 1,57 I_L; I_L: \text{ Gleichstrom-Mittelwert des Laststromes}$$

$$U_{R\max} \approx 1,41 U_2; U_2: \text{ Effektivwert der Trafo-Sekundärspannung.}$$

Der pulsierende Stromverlauf (Bild 3.5b) würde in elektronischen Geräten Störungen verursachen (z. B. Brummen). Es ist deshalb eine sorgfältige Glättung notwendig. Die herkömmliche Glättungsschaltung besteht aus dem Ladekondensator C_L und einem Siebglied aus L_S und C_S oder R_S und C_S (Bild 6.3). Die Glättungsschaltung wird zwischen Gleichrichter und Last eingeschaltet (Bild 3.5a).

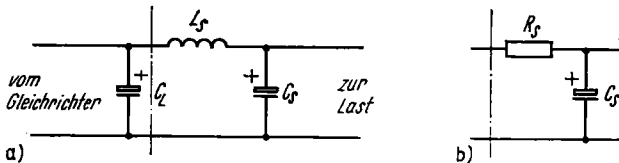


Bild 6.3. Glättungsschaltung

a) Ladekondensator mit LC-Siebglied; b) RC-Siebglied

Der *Ladekondensator* C_L lädt sich während des Spannungsanstiegs der positiven Halbwelle schnell auf. Während des Spannungsabfalls entlädt sich C_L langsam über den Lastwiderstand R_L . Dadurch kann die Spannung an R_L nicht mehr auf Null zurückgehen. Die „Lücke“ im Spannungsverlauf ist geschlossen, die pulsierende Spannung geglättet (Bild 6.4).

Die Güte der Glättung wird durch die verbleibende „100-Hz-Brummspannung“ ΔU ausgedrückt. C_L muß um so größer sein, je kleiner die Brummspannung ΔU sein soll und je größer der Laststrom I_L ist:

$$C_L \approx K \cdot \frac{I_L}{\Delta U}$$

(6.4)

C_L : Ladekapazität in μF ; I_L : Lastgleichstrom in mA
 ΔU : Spitze-Spitze-Wert der Brummspannung in V
 $K \approx 5 \dots 7$.

Der *Gleichspannungsmittelwert* erreicht nahezu den Maximalwert der Spannung:

$$U_{AV} \approx U_{\max}$$



Bild 6.4. Spannungsverlauf am Ladekondensator

In modernen geregelten Netzteilen entfallen zumeist die weiteren Siebglieder. Deren Siebungsfunktionen werden von den Regelschaltungen mit übernommen.

6.2. Spannungsstabilisierung mit Regelkreis

Der erreichbaren Stabilisierungsfaktoren von einfachen Z-Diodenschaltungen (Abschn. 3.2.) genügen oft den Anforderungen nicht. Bessere Werte erzielt man mit *geregelten Netzteilen*. Ein Regelkreis (Bild 6.5) besteht allgemein aus der *Regelstrecke* und der *Regleinrichtung* (kurz: Regler). Wirkt auf die Regelstrecke eine Störung z ein, dann ändert sich zunächst der Istwert der *Regelgröße* x . Durch Vergleichen des Istwertes mit dem Sollwert X_s wird eine *Regelabweichung* $\Delta x = x - X_s$ gebildet. Der Regler erzeugt eine der Regelabweichung proportionale *Stellgröße* y , die einem *Stellglied* zugeführt wird. Dadurch wird der Störung entgegengewirkt und der Istwert der Regelgröße konstant gehalten.

Jeder Regelkreis beinhaltet einen geschlossenen Wirkungsablauf, in dem folgende Automatismen ablaufen:

1. Messen des Istwertes
2. Vergleichen mit dem Sollwert
3. Stellen entsprechend der Regelabweichung.

Die bekannteste Regelkreisschaltung zur Gleichspannungsstabilisierung ist der Serienregler (Bild 6.6), bei dem der Stelltransistor T_1 in Serie mit dem Lastwiderstand R_L liegt.

Zwei *Störungsursachen* können auftreten:

- Änderung der Eingangsgleichspannung ΔU_I ,
- Änderung des Laststromes ΔI_L .

In beiden Fällen soll die Ausgangsgleichspannung U_0 , möglichst konstant bleiben. Betrachten wir die Vorgänge bei einer *Laststromerhöhung* ΔI_L :

U_0 nimmt zunächst ab, damit verkleinert sich auch U_2 am Spannungsteilerwiderstand R_2 (Messen des Istwertes). U_Z bleibt konstant (Sollwert). $U_{BE2} = U_2 - U_Z$ ist eine Größe, die der Regelabweichung entspricht (Vergleichen mit dem Sollwert). I_{C2} wird kleiner und I_{B1} größer, T_1 wird weiter aufgesteuert, und U_{CE1} nimmt ab. Da $U_0 = U_I - U_{CE1}$ ist, muß U_0 wieder größer werden. Also: U_0 wird gegen Laststromänderungen stabilisiert.

Mit der Entwicklung von integrierten Spannungsreglern haben die Transistorregler (Bild 6.6) an Bedeutung verloren. Sie werden heute vor allem für größere Leistungen und höhere Spannungen verwendet.

Integrierte Spannungsregler bieten einen hohen Schaltungskomfort, z. B.:

- große Stabilisierungsfaktoren,
- Temperaturkompensation,
- Frequenzgangkompensation und
- Überlastungsschutz (Ausgangsstrombegrenzung).

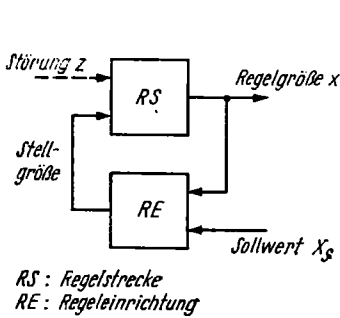


Bild 6.5. Regelkreis (allgemein)

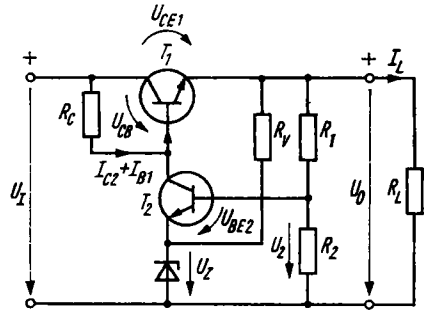


Bild 6.6. Serien-Spannungsregler

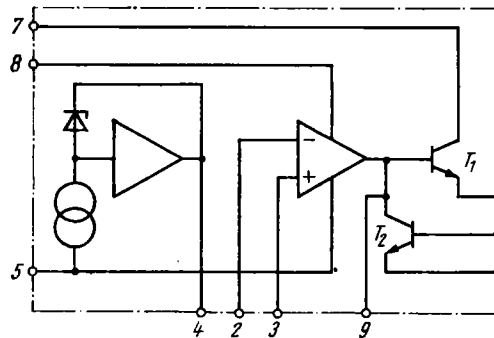


Bild 6.7. Innenschaltung eines integrierten Spannungsreglers

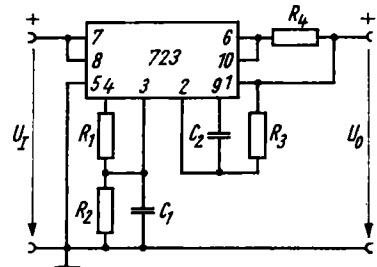


Bild 6.8. Standard-Beschaltung eines Spannungsreglers

In der Schaltung des Präzisionsspannungsreglers TDB 0723/MAA 723 (Bild 6.7) ist T_1 wie auch im Bild 6.6 der Stelltransistor. Die Ansteuerung von T_1 erfolgt jedoch über einen integrierten Operationsverstärker. Die Referenzspannung wird *nicht* mit einer Z-Diode, sondern mit einer temperaturkompensierten Präzisionsspannungsquelle erzeugt. Die Spannungsteilerwiderstände R_1 ; R_2 müssen extern angeschlossen werden. Weitere Widerstände und Kondensatoren sind nach den Applikationshinweisen des Schaltkreisherstellers anzuschließen. Bild 6.8 zeigt die Standardbeschaltung für $U_0 = 2 \dots 7 \text{ V}$ und $I_L < 150 \text{ mA}$. Durch die Widerstände R_1 und R_2 ist die Ausgangsspannung auf den gewünschten Wert einzustellen:

$$U_0 = U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} ; U_{\text{ref}} \approx 7,15 \text{ V} \quad (6.5)$$

Weitere Reglerarten sind die *Integrierten Festspannungsregler*. Sie sind vom Hersteller auf eine feste Spannung zwischen -36 V und $+36\text{ V}$ eingestellt. Die zulässigen Lastströme liegen je nach Typ zwischen Werten im mA-Bereich und 10 A .

6.3. Prinzip des Schaltnetzteils

Konventionelle Netzteile sind durch die relativ großen und schweren Netztransformatoren mit wesentlichen Nachteilen behaftet:

- große Masse,
- großer Platzbedarf,
- hoher Materialeinsatz (Eisen, Kupfer) sowie
- unbefriedigender Wirkungsgrad.

Die allgemeine Entwicklung zur Miniaturisierung (Mikroelektronik) und zur Einsparung von Rohstoffen und Energie führte auch in der Stromversorgungstechnik zu effizienteren Lösungen. Es entstanden die *Schaltnetzteile*; ursprünglich zusätzlich zum Netztrafo (Schaltregler), heute zumeist *ohne* Netztrafo (Transverter mit integrierter Ansteuerschaltung).

Wir wissen, daß ein Transformator (Übertrager) bei Gleichstrom nicht funktionsfähig ist, da zur gegenseitigen Induktion (von Spule zu Spule) eine Magnetflußänderung notwendig ist (Abschn. 2.3.). Diese Flußänderung wird normalerweise durch den Wechselstrom hervorgerufen.

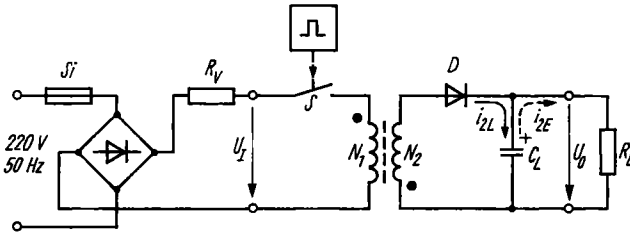


Bild 6.9. Transverter im Schaltnetzteil

Beim *Transverter* (Gleichspannungswandler) wird die Flußänderung durch ständiges Ein- und Ausschalten des Gleichstromes in der Primärwicklung eines Übertragers erzeugt. Vom Transverter ist vor allem seine Eigenschaft bekannt, kleinere Gleichspannungen (z. B. Batteriespannung) in größere zu wandeln, die zum Betrieb elektronischer Geräte (z. B. Kofferfernseher) notwendig sind. Beim Einsatz des Transverters im Schaltnetzteil wird zumeist eine höhere Gleichspannung (z. B. Spannung eines Netzgleichrichters) in eine niedrigere gewandelt.

Das Prinzip des Transverters wird am Beispiel des *Sperrwandlers* (Bild 6.9) gezeigt: Wird der Schalter S geschlossen, dann steigt i_1 in der Primärwicklung an und induziert in der Sekundärwicklung eine negative Spannung u_2 , für die die Diode sperrt. Nach dem Öffnen von S bricht das Magnetfeld zusammen und induziert eine positive Spannung u_2 . Über die jetzt durchlässige Diode wird C geladen (i_{2L}). Beim nächsten Schließen von S sperrt D wieder, und C entlädt sich über den Lastwiderstand R_L (i_{2E}). Der Schalter wird durch einen *Hochspannungsschalttransistor* realisiert, der mit einer Rechteckspannung periodisch auf- und zugesteuert wird. Als Schaltfrequenz wählt man einen Wert oberhalb des Hörbereiches ($25 \dots 50\text{ kHz}$). Die gegenüber der Netzfrequenz (50 Hz) $500 \dots 1000$ mal höhere Schaltfrequenz ermöglicht niedrige Windungszahlen und somit kleine Abmessungen des Impulsübertragers. Zur Verminderung der Übertragerverluste werden als Kernwerkstoffe Spezialferrite verwendet. Zur *Erzeugung der Schaltfrequenz* werden heute integrierte *Ansteuerschaltkreise* (z. B. B 260) eingesetzt, die speziell für Schaltnetzteile entwickelt wurden. Neben der genannten Hauptfunktion bieten Ansteuerschaltkreise noch weitere Schaltungsfunktionen, vor allem Schutzfunktionen, die zur Erhöhung der Zuverlässigkeit beitragen.

7. Einführung in die Digitaltechnik

7.1. Begriffe und Übersicht

Die Digitaltechnik ist ein moderner Zweig der Informationstechnik, der die Erzeugung, Übertragung, Verarbeitung und Speicherung digitaler Signale zum Gegenstand hat. Zur digitalen Signalverarbeitung dienen digitale Schaltungen, Geräte und Systeme. Typische *Beispiele* dafür sind:

- Digitalrechner (z. B. Großcomputer, Personalcomputer, Mikrocomputer),
- digitale Steuerungssysteme (z. B. programmierbare Steuerungen),
- digitale Meßgeräte (z. B. Digitalvoltmeter, Frequenzzähler),
- digitale Übertragungssysteme (z. B. Datenfernübertragung).

Digitale Schaltungen bieten gegenüber analogen wesentliche Vorteile, z. B.:

- Signalverarbeitung mit hoher Auflösung,
- Sicherheit gegenüber Störeinflüssen wie Drift, Rauschen und Fremdfelder,
- einfache Regenerierung verformter Signale,
- Signalspeicherung mit kurzen Zugriffszeiten.

Die Informationsparameter *digitaler Signale* lassen nur eine begrenzte Zahl von Signalwerten zu (Abschn. 4.1. und Bild 4.1). Dies wird beim Ablesen einer *Digitalanzeige* (z. B. Quarzuhr, Meßgerät) deutlich: Eine dreistellige *7-Segment-Anzeige* (Bild 3.26) eines Digitalvoltmeters hat den Anzeigebereich 000 ... 999. Entsprechend dem eingestellten Meßbereich bedeutet das z. B. 0 ... 999 mV. Die *Auflösung*, also die Unterscheidbarkeit benachbarter Signalwerte, ist damit fest vorgegeben und beträgt 1 mV. Eine Spannung von 135,5 mV wird entweder als 135 mV oder 136 mV angezeigt. Zwischenwerte, die unter der Auflösungsgrenze von 1 mV liegen, werden *nicht* angezeigt. Im Gegensatz dazu sind bei analogen Meßgeräten Zwischenwerte schätzbar, wenn der Zeiger z. B. zwischen zwei benachbarten Skalenstrichen steht.

Von der Ausführung einer Digitalanzeige darf man jedoch *nicht* auf das Prinzip der Signalverarbeitung schließen. Die Anzeige wird durch eine entsprechende *Codierung* an den ablesenden Menschen angepaßt. Zumeist ist das die *dezimale Codierung*. Computeranzeigen können auch *hexadezimal* codiert (Abschn. 7.5.) sein, wenn eine große Informationsdichte zweckmäßig ist.

Die *Signalverarbeitung* im digitalen System ist unabhängig von der Anzeigecodierung immer *binär*.

Die Zentraleinheit eines Computers verarbeitet *nur* binäre Signale. Deshalb müssen die einzugebenden Daten oder Befehle erst in die computergerechte Binärform (Maschinensprache) übersetzt werden.

Binäre Signale können nur *zwei Werte* annehmen, die den Ziffern 0 und 1 im binären Zahlensystem (Dualsystem) entsprechen.

Alle modernen Zahlensysteme (im Gegensatz zu den antiken Z.) sind *Stellenwertsysteme* mit einer natürlichen Zahl b als Basis.

Die bekanntesten sind:

- Binärsystem (Dualsystem): $b = 2$
- Oktalsystem: $b = 8$
- Dezimalsystem: $b = 10$
- Hexadezimalsystem (Sedezimalsystem): $b = 16$

Bei mehrstelligen Dualzahlen gibt man die *Stellenzahl* in bit an (binary digit (engl.): Binärziffer). Bei *4 bit Zahlenbreite* (Wortbreite) lautet die größte Dualzahl „1 1 1 1“. Das dezimale Äquivalent beträgt

$$1\ 1\ 1\ 1\ B = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 \\ = \underline{15\ D}$$

Um Irrtümer auszuschalten, werden Zahlen unterschiedlicher Systeme durch *nachgesetzte Buchstaben* gekennzeichnet:

B = Binärzahl, Q = Oktalzahl, D = Dezimalzahl, H = Hexadezimalzahl

Mit *n bit Wortbreite* wird ein dezimaler Zahlenbereich von $0 \dots (2^n - 1)$ erfaßt:

$$4\ \text{bit} = 0 \dots (2^4 - 1) = 0 \dots 15\ D$$

$$8\ \text{bit} = 0 \dots (2^8 - 1) = 0 \dots 255\ D$$

$$16\ \text{bit} = 0 \dots (2^{16} - 1) = 0 \dots 65535\ D$$

Die *Binärziffern* 0 und 1 können in einer digitalen Schaltung unterschiedliche Bedeutung haben. *Beispiele* dafür sind:

	0	1
Schalter	offen	geschlossen
Impuls	nicht vorhanden	vorhanden
Spannung (Pegel)	niedrig L (Low)	hoch H (High)
Transistor	gesperrt	leitend

In der Digitaltechnik werden den Binärziffern elektrische Spannungswerte (Logikpegel) zugeordnet, da elektronische Bauelemente (z. B. Transistoren, ICs) auf Spannungsänderungen reagieren. Ein *Schalttransistor* ist bei einer niedrigen Eingangsspannung (L-Pegel) gesperrt und bei einer hohen leitend (übersteuert) (H-Pegel). Man unterscheidet zwei *Logikzuordnungen*:

- positive Logik ($0 \triangleq L; 1 \triangleq H$),
- negative Logik ($0 \triangleq H; 1 \triangleq L$).

Die *positive Logik* ist die gebräuchlichere. Die meisten digitalen Schaltkreisfamilien (z. B. TTL, CMOS) arbeiten in positiver Logik. Ausnahmen sind PMOS und ECL (Abschn. 7.3.).

Die *Logikpegel* einzelner Schaltkreisfamilien (Abschn. 7.3.) können voneinander abweichen. Am weitesten verbreitet sind die TTL-Pegel. Selbst hochintegrierte MOS-Schaltkreise werden heute zumeist TTL-kompatibel angeboten. Die Toleranzbereiche der Eingangs- und Ausgangspegel sind unterschiedlich festgelegt. Dadurch wird eine bestimmte Störsicherheit garantiert.

Die *TTL-Pegel* lauten bei 5 V Betriebsspannung:

am Schaltkreiseingang: $L \triangleq 0 \dots 0,8\ V; H \triangleq 2 \dots 5\ V$

am Schaltkreisausgang: $L \triangleq 0 \dots 0,4\ V; H \triangleq 2,4 \dots 5\ V$.

7.2. Logische Verknüpfungen

Logische Zusammenhänge, die nur auf den beiden Aussagen „wahr und falsch“ oder „ja und nein“ beruhen, wurden von G. Boole bereits 1848 in einer zweiwertigen Logik (Boolesche Algebra) dargestellt. Erst 1938 sind diese theoretischen Erkenntnisse durch E. Shannon aufgegriffen worden. Es entstand die *Schaltalgebra*, die heute eine der theoretischen Grundlagen der Digitaltechnik ist.

Die *logischen Grundverknüpfungen* sind

- Konjunktion (UND-Verknüpfung – AND),
- Disjunktion (ODER-Verknüpfung – OR),
- Negation (Verneinung, NICHT – NOT).

Die Aussage „ein Gerät arbeitet nur dann, wenn es an das Netz angeschlossen und der EIN-Schalter betätigt wird“ enthält eine *Konjunktion*. Zum Aufstellen einer *Wahrheitstabelle* (Schaltbelegungstabelle) werden die logischen Aussagen zunächst formalisiert:

- $x_1 = 0$: Netzanschluß fehlt
- $x_1 = 1$: Netzanschluß hergestellt
- $x_2 = 0$: Schalter auf AUS
- $x_2 = 1$: Schalter auf EIN
- $y = 0$: Gerät arbeitet nicht
- $y = 1$: Gerät arbeitet

Danach werden alle Kombinationen der Eingangsvariablen in der *Schaltbelegungstabelle* zusammengestellt.

Bei n Eingangsvariablen ergeben sich 2^n logische Kombinationen.

Die *UND-Verknüpfung* mit zwei Eingangsvariablen ergibt folgende Tabelle:

x_2	x_1	y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Weitere Darstellungsformen logischer Verknüpfungen sind

- die Logikgleichung (Boolesche Gleichung),
- das Kontaktnetzwerk und
- der Logikplan (Verwendung von Schaltzeichen).

Die *Logikgleichung* einer *Konjunktion* lautet:

$$\boxed{y = x_1 \wedge x_2} \quad \text{lies: } y \text{ gleich } x_1 \text{ und } x_2 \quad (7.1)$$

Statt Gl. (7.1) wird auch kurz $y = x_1 x_2$ geschrieben.

Die *UND-Verknüpfung* entspricht einer Reihenschaltung von Kontakten (Bild 7.1).

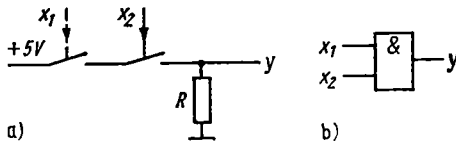


Bild 7.1. Konjunktion
a) Kontaktnetzwerk
b) Schaltzeichen

Die Aussage „ein Schaltkreis wird überlastet, wenn die Betriebsspannung zu hoch oder der Lastwiderstand zu niedrig ist“ enthält eine *Disjunktion* mit folgender *Schaltbelegungstabelle*:

x_2	x_1	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

In der vierten Kombination ist berücksichtigt, daß die Überlastung ($y = 1$) auch gleichzeitig durch beide Einflüsse hervorgerufen werden kann.

Die Logikgleichung einer Disjunktion lautet:

$$y = x_1 \vee x_2 \quad \text{lies: } y \text{ gleich } x_1 \text{ oder } x_2 \quad (7.2)$$

Die ODER-Verknüpfung entspricht einer Parallelschaltung von Kontakten (Bild 7.2).

Die Aussage „wenn im Programm ein Syntax-Fehler auftritt, arbeitet der Computer nicht weiter“ enthält eine Negation; es gilt:

x	y	$x = 0$:	kein Syntaxfehler
0	1	$x = 1$:	Syntaxfehler
1	0	$y = 0$:	Computer arbeitet nicht weiter
		$y = 1$:	Computer arbeitet Programm ab

Die Logikgleichung einer Negation lautet:

$$y = \bar{x} \quad \text{lies: } y \text{ gleich } x \text{ negiert} \quad (7.3)$$

Die Negation kann durch eine Relaischaltung veranschaulicht werden (Bild 7.3): Fließt durch die Relaiswicklung kein Strom ($x = 0$), dann ist der Ruhekontakt geschlossen, und am Ausgang liegt H-Pegel (+5V), also $y = 1$. Fließt durch die Relaiswicklung Strom ($x = 1$), dann ist der Kontakt geöffnet, und am Ausgang liegt L-Pegel (Masse = 0V), also $y = 0$.

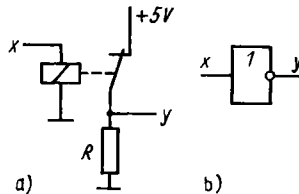
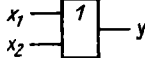
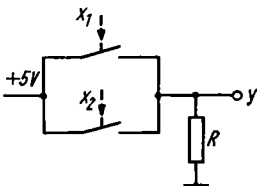


Bild 7.2. Disjunktion

a) Kontaktnetzwerk; b) Schaltzeichen

Bild 7.3. Negation

a) vergleichbare Relaischaltung mit Öffner
b) Schaltzeichen

Alle kombinatorischen Logikschaltungen lassen sich auf diese drei Grundverknüpfungen zurückführen:

Bei der NAND-Verknüpfung erfolgt nach der Konjunktion noch eine Negation (Tafel 7.1). Es gilt

$$y = \overline{x_1 \wedge x_2} \quad (7.4)$$

Bei der NOR-Verknüpfung erfolgt nach der Disjunktion noch eine Negation (Tafel 7.1). Es gilt

$$y = \overline{x_1 \vee x_2} \quad (7.5)$$

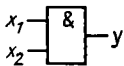
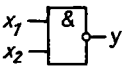
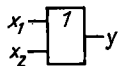
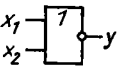
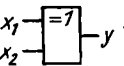
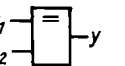
Äquivalenz liegt vor, wenn nur bei gleichen Eingangssignalen am Ausgang $y = 1$ entsteht (Tafel 7.1). Es gilt

$$y = \bar{x}_2 \bar{x}_1 \vee x_2 x_1 \quad (7.6)$$

Antivalenz (Exklusives ODER, kurz EX OR) liegt vor, wenn nur bei ungleichen Eingangssignalen am Ausgang $y = 1$ entsteht. Es gilt:

$$y = x_2 \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 x_1 \quad (7.7)$$

Tafel 7.1. Logische Verknüpfungen

		AND	NAND	OR	NOR	EX OR	ÄQUIV.
							
x_2	x_1	y	y	y	y	y	y
0	0	0	1	0	1	0	1
0	1	0	1	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0	1	0
1	1	1	0	1	0	0	1

Logische Verknüpfungen können sowohl durch *Logikschaltkreise* (Abschn. 7.3.) als auch durch Programmierung von Mikrocomputern realisiert werden. Die meisten Mikrocomputer beherrschen auch die logischen Grundverknüpfungen. Dafür sind im Befehlssatz *Logikbefehle* vorgesehen. Ob eine Steuerungsaufgabe als „festverdrahtete“ Logik oder als programmierbare Logik ausgeführt wird, ist von vielen Überlegungen abhängig. Für die festverdrahtete Logik sprechen die niedrigeren Kosten und die hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit. Für die programmierbare Logik spricht die größere Flexibilität. *Software-Lösungen* können schneller und oft auch kostengünstiger an veränderte Aufgabenstellungen angepaßt werden als vergleichbare *Hardware-Lösungen*.

7.3. Schaltkreisfamilien

Digitale Festkörperschaltkreise werden nach verschiedenen Technologien hergestellt (Tafel 1.2 und Abschn. 3.5.).

Eine Schaltkreisfamilie besteht aus einem Sortiment von ICs, die nach einer einheitlichen Konzeption gefertigt werden. Alle ICs *einer* Schaltkreisfamilie erfüllen standardisierte (genormte) Logikfunktionen und besitzen einheitliche Anschlußbedingungen (Logikpegel, Lastfaktoren, Schaltzeiten).

Bekannte *Schaltkreisfamilien* sind:

- Widerstands-Transistor-Logik (RTL),
- Dioden-Transistor-Logik (DTL),
- Transistor-Transistor-Logik (TTL),
- integrierte Injektionslogik (I²L),
- emittergekoppelte Logik (ECL),
- Metalloxid-Halbleiter-Logik mit p-leitendem Kanal (PMOS),
- Metalloxid-Halbleiter-Logik mit n-leitendem Kanal (NMOS),
- komplementäre Metalloxid-Halbleiterlogik (CMOS),
- ladungsgekoppelte Schaltkreislogik (CCD).

Einige Schaltkreisfamilien sind durch die technische Entwicklung bereits überholt (z. B. RTL, DTL, PMOS), andere werden vorwiegend für speziellere Aufgaben eingesetzt (z. B. ECL, I²L, CCD). Schaltkreisfamilien von universeller Bedeutung sind TTL und CMOS. Die TTL (Transistor-Transistor-Logik) ist die am weitesten verbreitete bipolare Schaltkreisfamilie. Integriert sind neben Widerständen und Dioden vor allem bipolare Transistoren (Abschn. 3.2.). Die logischen Eingangssignale bewirken eine Umschaltung der integrierten Transistoren zwischen Sperrgebiet und Sättigungsgebiet (Bild 3.10).

TTL-Schaltkreise werden in mehreren Baureihen (Tafel 7.2) hergestellt.

Tafel 7.2. Hauptkennwerte von TTL-Baureihen

TTL-Baureihe	Verzögerungszeit t_D in ns	Verlustleistung P_V in mW	Maximale Schaltfrequenz f_{max} in MHz
Standard 74/D 10	10	10	35
High-Speed 74 H/D 20	6	22	50
Schottky 74 S/DS	3	20	125
Low-Power-Schottky 74 LS/DL	9,5	2	45
Low-Power 74 L	35	1	3

Low-Power-Schottky-TTL-Schaltkreise haben gegenüber herkömmlichen Standard-TTL-ICs eine wesentlich geringere Verlustleistung P_V (nur etwa 20 %). Die Verzögerungszeit t_D liegt dagegen in gleicher Größenordnung (~ 10 ns), (Tafel 7.1).

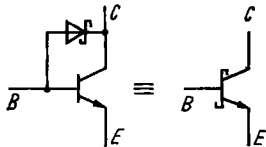


Bild 7.4. Schottky-Transistor

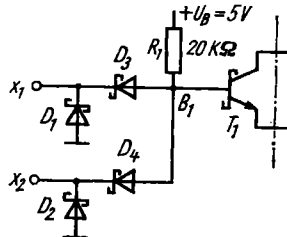


Bild 7.5. Eingangsschaltung eines LS-TTL-Schaltkreises

Die Schaltungskonzeption zeichnet sich durch die Verwendung von integrierten Schottky-Transistoren (Bild 7.4) aus.

Schottky-Transistoren sind Bipolartransistoren mit integrierten Schottky-Dioden zwischen Kollektor und Basis. Schottky-Dioden haben einen Metall-Halbleiter-Übergang. Ihre Eigenschaften sind:

- hohe Schaltgeschwindigkeit (kurze Sperrerrholungszeit),
- niedrige Flußspannung ($\sim 0,3$ V).

Die Schottky-Dioden begrenzen die Übersteuerung der Transistoren. Die Übersteuerung von Transistoren hat Ladungsspeichereffekte zur Folge, die zur Verlängerung der Schaltzeiten führen.

Zur logischen Signalverknüpfung werden verschiedene Innenschaltungen verwendet. Die UND-Verknüpfung (UND-Einfächerung) ist durch ein Diodengatter (ähnlich wie DTL) gelöst worden (Bild 7.5):

Die am Eingang liegenden Clamping-Dioden D_1, D_2 sollen negative Störspannungen vom IC fernhalten. Für die Logik sind die beiden anderen Dioden (D_3, D_4) verantwortlich. Liegen z. B. alle Eingänge auf H-Pegel ($U_{IH} \geq 2$ V), dann sind diese Dioden gesperrt, und an der Basis B_1 liegt ebenfalls H-Pegel, so daß der Transistor T_1 leitet. Wird ein Eingang auf L-Pegel gelegt ($U_{IL} \leq 0,8$ V), dann leitet die jeweilige Diode.

Es fließt ein Strom aus dem Schaltkreiseingang heraus, der mit dem Spannungsabfall an R_1 den Basis-Pegel auf Low (L) absenkt. T_1 wird dabei gesperrt. Der gleiche Zustand tritt ein, wenn alle Eingänge auf L liegen. Es handelt sich also um eine UND-Verknüpfung, wie der Vergleich mit Tafel 7.1 zeigt. In der Schaltkreis-Endstufe wird die UND-Verknüpfung noch negiert, so daß der gesamte Schaltkreis eine *NAND-Verknüpfung* bildet.

In der TTL-Technik dominiert die **NAND-Verknüpfung**. Die Logikschaltkreise sind zumeist **NAND-Gatter**. Es gibt aber auch **AND-Gatter**, **AND-NOR-Gatter** und **EX-OR-Gatter**.

Beim praktischen Einsatz der Schaltkreise müssen, wie bei allen elektronischen Bauelementen, Kennwerte und Grenzwerte beachtet werden. Als Grundlage dienen Datenblätter und Kataloge der jeweiligen Herstellerfirmen.

Die *TTL-Logikpegel* sind Spannungswerte im Bereich $0 \dots +5\text{V}$. Für H- und L-Pegel werden Toleranzbereiche angegeben, die durch einen verbotenen Bereich getrennt sind. Bei LS-TTL-Gattern ergeben sich geringfügige Unterschiede gegenüber Standard-TTL, die jedoch die Kombinierbarkeit nicht einschränken (Bild 7.6). Neben den Logikpegeln sind die *Eingangs- und Ausgangsströme* der Gatter bei einer Zusammenschaltung wichtig. Die zulässigen Ströme sind in Tafel 7.3 für verschiedene TTL-Baureihen durch *Lastfaktoren* gekennzeichnet. Als *Lasteinheit* (Eingangslastfaktor $N_1 = 1$) gilt:

- bei *L-Pegel* ein Strombetrag von 1,6 mA,
- bei *H-Pegel* ein Strombetrag von 40 μA .

Tafel 7.3. Lastfaktoren von TTL-Baureihen

Lastfaktor	Standard-TTL		High-Speed-TTL		LS-TTL	
	H	L	H	L	H	L
Am Eingang N_1	1	1	1,25	1,25	0,5	0,225
Am Ausgang N_0	10	10	12,5	12,5	10	5

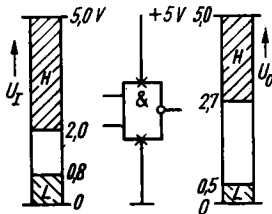


Bild 7.6. Logikpegel für LS-TTL

Die *Ausgangslastfaktoren* N_0 sind größer als die *Eingangslastfaktoren* N_1 , so daß durch *einen* Gatterausgang mehrere Gattereingänge getrieben werden können.

Beispiel:

Wie viele LS-Gattereingänge können an *einen* Standard-TTL-Ausgang angeschlossen werden?

Lösung:

$$n_1 = N_{0(\text{TTL})} / N_{1(\text{LS})} = 10 / 0,5 = \underline{20}$$

Wie viele Standard-TTL-Eingänge können dagegen an *einen* LS-Gatterausgang angeschlossen werden?

Lösung:

$$n_2 = N_{0(\text{LS})}/N_{1(\text{TTL})} = 5/1 = \underline{5}$$

Die CMOS (komplementäre MOS-Logik) ist eine unipolare Schaltkreisfamilie, die sich durch eine besonders hohe *Störsicherheit* auszeichnet. Als Strukturelemente werden ausschließlich selbstsperrende MOSFETs (Abschn. 3.2.) verwendet. Während bei Einkanal-MOS-Technik entweder nur p-Kanal-FETs (PMOS) oder nur n-Kanal-FETs (NMOS) vorkommen, sind bei CMOS beide Leitfähigkeitstypen an der Schaltkreisfunktion beteiligt.

Die einfachste CMOS-Struktur ist der *Inverter*, der die logische Negation realisiert (Bild 7.7).

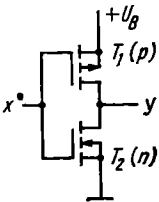


Bild 7.7. CMOS-Inverter

Für CMOS gilt ebenso wie bei TTL die *positive Logik*. Die Betriebsspannung kann zwischen $U_B = 3 \dots 15 \text{ V}$ liegen. Im Hinblick auf die Zusammenschaltbarkeit mit LS-TTL-ICs wird $U_B = 5 \text{ V}$ bevorzugt. *Wirkungsweise des Inverters:* Liegt am Eingang x des Inverters L-Pegel, dann ist T_2 gesperrt und T_1 leitend. Am Ausgang y ergibt sich H-Pegel ($\sim 5 \text{ V}$). Liegt an x H-Pegel, dann ist T_2 leitend und T_1 gesperrt. An y ergibt sich L-Pegel ($\sim 0 \text{ V}$).

Wir erkennen:

- Es ist immer einer der beiden Transistoren gesperrt, so daß kein Betriebsstrom über die beiden in Reihe liegenden Kanäle fließt. Die *Verlustleistung* P_v ist verschwindend klein.
- Die Differenz der Ausgangspegel (Ausgangsspannungshub) ist nahezu gleich der Betriebsspannung U_B .

Am Eingang verhält sich ein CMOS-IC wie jeder MOSFET am Gate. Durch den sehr hohen Eingangswiderstand ($\sim 10^{12} \Omega$) wirkt der Schaltkreis wie eine Kapazität mit einer sehr guten Isolation. Durch Reibungselektrizität können sich sehr hohe Spannungen bilden, die zum Durchschlag der dünnen Gate-Kanal-Isolation führen. Dagegen sind besondere Schutzmaßnahmen erforderlich. Integrierte *Gateschutzdioden* halten die Durchschlagsgefahr in Grenzen, wehren sie aber nicht völlig ab. Beim Umgang mit CMOS-ICs (Lagern, Transportieren, Löten) sind deshalb entsprechende Richtlinien der Herstellerfirmen zu beachten.

Bei der Zusammenschaltung von CMOS-Gattern mit anderen Schaltkreisfamilien sind neben den Logikpegeln die relativ geringen Ausgangsströme ($\sim 0,4 \text{ mA}$) zu beachten:

Von *einem* CMOS-Ausgang kann gerade ein LS-TTL-Eingang getrieben werden. Die Ansteuerung der niederohmigen Standard-TTL-ICs erfordert dagegen ein Zwischenschalten von *CMOS-Treibergattern*. Ein direkter *Übergang von TTL auf CMOS* ist nur möglich, wenn der H-Pegel des TTL-Gatters durch einen Widerstand R_p („Pull-up“-Widerstand) auf den H-Pegel des CMOS-Gatters angehoben wird (Bild 7.8).

Wegen der extrem niedrigen Eingangsströme sind CMOS-Gatter untereinander hoch verknüpfbar:

An einem CMOS-Ausgang können über 50 CMOS-Eingänge angeschlossen werden. Die *Ausfächerung* (engl. fan out) wird nur dynamisch begrenzt. Mit der Zahl der parallel angeschlossenen Eingänge steigt auch die kapazitive Belastung des jeweiligen Gatterausganges (bei der Parallelschaltung von Kapazitäten gilt $C = C_1 + C_2 + \dots + C_n$).

Beim *fortwährenden Umschalten* von CMOS-Gattern wird die Lastkapazität C_L im Takt der Schaltfrequenz f ständig geladen und wieder entladen (Bild 7.9). Der dabei fließende Ladestrom belastet nicht nur das Netzteil, sondern auch die Gatterendstufe.

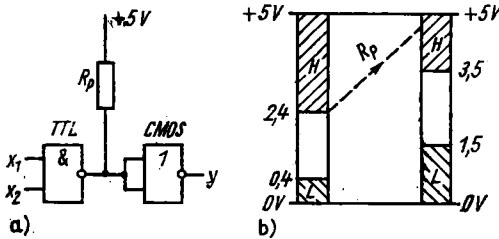


Bild 7.8. Pegelanpassung „TTL auf CMOS“
a) Schaltung
b) Pegeldiagramm

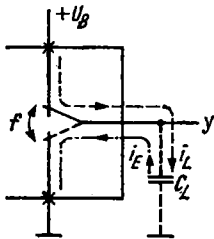


Bild 7.9. CMOS-Ausgang (idealisiert) mit kapazitiver Belastung

Die *dynamische Verlustleistung* P_{vd} errechnet sich bei idealisierter Betrachtung aus

$$P_{vd} \approx U_B^2 C_L f \quad (7.8)$$

Mit zunehmender Schaltfrequenz f erhöht sich die dynamische Leistungsaufnahme eines CMOS-Gatters. Bei Verdopplung der Betriebsspannung U_B vervierfacht sich P_{vd} .

Beispiel:

Bei welcher maximalen Schaltfrequenz f_{max} erreicht ein CMOS-Gatter die Verlustleistung der Standard-TTL (Tafel 7.1)? Dazu wird von $U_B = 5\text{ V}$ und $C_L = 40\text{ pF}$ ausgegangen.

Lösung:

$$f_{\max} \approx \frac{P_{vd}}{U_B^2 C_L} = \frac{10^{-2}\text{ W}}{25\text{ V}^2 \cdot 40 \cdot 10^{-12}\text{ As/V}} = 10^7\text{ s}^{-1}$$

$$f_{\max} \approx 10\text{ MHz}$$

7.4. Codierung und Decodierung

Die digitale Informationsverarbeitung beruht auf der Anwendung des binären Zahlensystems (Abschn. 7.1.). Die in den Computer eingegebenen Daten (Befehle und Operanden) werden in Binärzahlen, die *Maschinensprache* des Computers, übersetzt.

Die eindeutige Zuordnung zweier Zeichenmengen bezeichnet man als *Code*, den Vorgang der Zuordnung als *Codierung*. Je nachdem, ob nur Zahlen oder Zahlen und Buchstaben codiert werden, sind

- numerische Codes und
- alphanumerische Codes

zu unterscheiden.

Nachdem die Daten in der *Zentraleinheit* (CPU) des Computers verarbeitet worden sind, ist eine *Decodierung* des Ergebnisses zweckmäßig, da der Binärcode (z. B. 8 bit Wortbreite) wenig einprägsam ist. Am Ausgabegerät (z. B. Monitor) erwartet man eine alphanumerische Darstellung der Daten (Text und Zahlen). Codierung und Decodierung sind kombinatorisch-logische Operationen, die mit einer *Code-tabelle* beschrieben werden können. *Numerische Codes* (Tafel 7.4) sind z. B. Binär-code, BCD-Code, 1-aus-10-Code und 7-Segment-Anzeige-Code (Bild 3.26). Zur Codierung der Dezimalziffern 0...9 sind unterschiedliche Wortbreiten erforderlich. Der BCD-Code erfordert 4 bit (1 Tetrade), der 1-aus-10-Code dagegen 10 bit.

Tafel 7.4. Numerische Codes

Dezimal- ziffer	BCD-Code				1-aus-10-Code										7-Segment-Code														
	8	4	2	1											a	b	c	d	e	f	g								
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	L	L	L	L	L	L	H
1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	H	L	L	H	H	H	H
2	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	L	L	H	L	L	H	L
3	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	L	L	L	H	H	L	L
4	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	H	H	H	H	L	L	L
5	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	L	H	L	L	H	L	L
6	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	H	H	L	L	L	L	L
7	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	L	L	L	H	H	H	H
8	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	L	L	L	L	L	L	L
9	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	L	L	L	H	H	L	L

Der *BCD-Code* (BCD: engl. binary coded decimal) ist ein tetradisch aufgebauter Code mit der Wertigkeit 8-4-2-1.

Bei der BCD-Codierung mehrstelliger Dezimalzahlen ist die Zahl der erforderlichen Tetraden gleich der Stellenzahl.

Beispiel:

Die Zahl 255 D ist im BCD-Code anzugeben. Dazu werden drei Tetraden benötigt. Die gesamte Wortbreite beträgt demnach $3 \cdot 4 \text{ bit} = 12 \text{ bit}$:

3. Tetrade	2. Tetrade	1. Tetrade
0 0 1 0	0 1 0 1	0 1 0 1
2	5	5

Als Maschinensprache für Computer ist der *Binär-code* besser geeignet, da er mit einer geringeren Wortbreite auskommt. Die Zahl 255 D erfordert dabei nur 8 bit (Abschn. 7.1.).

Zur *Datenein- und -ausgabe* wird ein übersichtlicher und einprägsamer Code benötigt. Der *Sedezimalcode* (Hexadezimalcode) erfüllt diese Forderungen.

Das *Hexadezimalsystem* baut auf der Basis 16 auf (Abschn. 7.1.). Dazu werden 16 Ziffern benötigt. Die Ziffern 0...9 sind vom Dezimalsystem bekannt. Die fehlenden 6 Ziffern werden durch die Buchstaben A, B, C, D, E, F ausgedrückt. Dabei gilt folgende Zuordnung:

Dezimalzahl	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	D
Hexadezimalziffer	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	H

Beispiel:

Die Hex-Zahl A 1 5 F ist in eine Dezimalzahl zu verwandeln.

Lösung:

$$\begin{aligned}
 A\ 1\ 5\ F &= 10 \cdot 16^3 + 1 \cdot 16^2 + 5 \cdot 16^1 + 15 \cdot 16^0 \\
 &= 10 \cdot 4096 + 1 \cdot 256 + 5 \cdot 16 + 15 \\
 &= \underline{41\ 311\ D}
 \end{aligned}$$

Der Vorteil der Hex-Codierung wird bei der *Umwandlung von Binärzahlen in Hex-Zahlen* deutlich. Jede Tetrade einer Binärzahl ergibt dabei eine Hex-Ziffer. Die Binärzahl ist dazu vom Komma aus in Vierergruppen (Tetraden) einzuteilen. Die äußeren Zahlengruppen sind mit Nullen zu Tetraden aufzufüllen. In Ergänzung zu Tafel 7.3 gelten folgende Zuordnungen:

0...9 = Binärzahlen wie in Tafel 7.3

A = 1 0 1 0	D = 1 1 0 1
B = 1 0 1 1	E = 1 1 1 0
C = 1 1 0 1	F = 1 1 1 1

Beispiel:

Die Binärzahl 1 1 0 1 0 , 1 1 1 ist in eine Hex-Zahl zu konvertieren.

Lösung:

$$\begin{array}{cccc}
 0 & 0 & 0 & 1 \\
 \hline
 & 1 & & \\
 \hline
 & & A & \\
 \hline
 & & & E \\
 \hline
 & & & = \underline{1\ A,\ E\ H}
 \end{array}$$

Die hexadezimale Codierung erfordert eine minimale Stellenzahl. Zur Darstellung der Dezimalzahl 255 benötigt man nur 2 Stellen: **FF**

Im *Binärcode* werden dagegen 8 Stellen (8 Bit) und im *BCD-Code* sogar 12 Stellen (12 bit) benötigt:

Hex	Binär	BCD
FF	1 1 1 1 1 1 1 1	0 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1

Alphanumerische Codes sind z. B. ASCII-Code, Fernschreib-Code CCIT Nr. 2 und BCDIC¹⁾-Code.

Der *ASCII-Code* (American Standard Code for Information Interchange) wird vorwiegend in der Bedienperipherie (z. B. Tastatur, Bildschirm) von Klein- und Mikrorechnern angewandt. Es ist ein 7-Bit-Code, mit dem 127 verschiedene Zeichen dargestellt werden können (Tafel 7.5). Die ersten 32 Zeichen sind *Steuerzeichen* (spezielle Anweisungen oder Mitteilungen über Betriebszustände des Computers, Tafel 7.6). Die weiteren 95 Zeichen sind Ziffern, Klein- und Großbuchstaben sowie Rechenzeichen und Interpunktionszeichen. Auf Computertastaturen sind den ASCII-Codes entsprechende Tasten zugeordnet. Die Anordnung der Computertastatur gleicht der Tastatur einer normalen Schreibmaschine. Dabei sind die meisten Tasten doppelt belegt (z. B. Umschaltung Klein-/Großbuchstaben oder Ziffern/Rechenzeichen). Weitere Funktionen (z. B. Steuerzeichen) werden durch gleichzeitiges Drücken einer CONTROL-Taste aufgerufen.

Alphanumerische Zeichen werden zur Textverarbeitung benötigt. Beim Bedienen einer Computertastatur erfolgt die Konvertierung in einen 7-bit-Binärcode (ASCII-Code). Vor der Bildschirmansteuerung wird der Binärcode wieder in die alphanumerischen Zeichen zurückverwandelt.

¹⁾ BCDIC: BCD-Interchange-Code

Tafel 7.5. ASCII-Code (ohne Steuerzeichen)

Zeichen	ASCII-Code Hex-Z.	Zeichen	ASCII-Code Hex-Z.	Zeichen	ASCII-Code Hex-Z.	Zeichen	ASCII-Code Hex-Z.
Tabelle	0 ...	:	3 A	U	5 5	p	7 0
7.5	2 0	;	3 B	V	5 6	q	7 1
!	2 1	<	3 C	W	5 7	r	7 2
~	2 2	=	3 D	X	5 8	s	7 3
#	2 3	>	3 E	Y	5 9	t	7 4
\$	2 4	?	3 F	Z	5 A	u	7 5
%	2 5	@	4 0	[5 B	v	7 6
&	2 6	A	4 1	\	5 C	w	7 7
'	2 7	B	4 2]	5 D	x	7 8
(2 8	C	4 3	↑	5 E	y	7 9
)	2 9	D	4 4	←	5 F	z	7 A
*	2 A	E	4 5	↘	6 0	{	7 B
+	2 B	F	4 6	a	6 1		7 C
.	2 C	G	4 7	b	6 2	}	7 D
-	2 D	H	4 8	c	6 3	~	7 E
.	2 E	I	4 9	d	6 4	(delete)	7 F
/	2 F	J	4 A	e	6 5		
0	3 0	K	4 B	f	6 6		
1	3 1	L	4 C	g	6 7		
2	3 2	M	4 D	h	6 8		
3	3 3	N	4 E	i	6 9		
4	3 4	O	4 F	j	6 A		
5	3 5	P	5 0	k	6 B		
6	3 6	Q	5 1	l	6 C		
7	3 7	R	5 2	m	6 D		
8	3 8	S	5 3	n	6 E		
9	3 9	T	5 4	o	6 F		

Zur Konvertierung numerischer Codes kann der Anwender auf integrierte Schaltkreise aus mehreren Schaltkreisfamilien zurückgreifen (Abschn. 7.3.):

Die Schaltkreise 7442 (TTL) und V 4019 (CMOS) sind BCD-zu-Dezimal-Decoder (Bild 7.10). Die Ausgänge des 7442 sind L-aktiv, die des 4019 dagegen H-aktiv. Die Code-

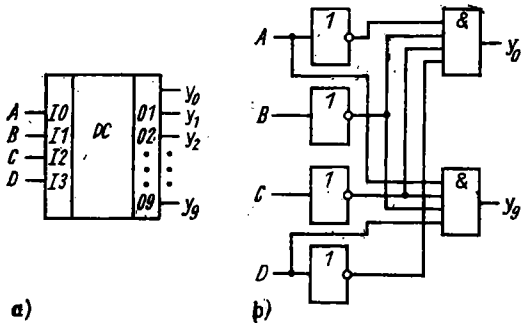


Bild 7.10. BCD-zu-dezimal-Decoder

- a) Schaltzeichen
- b) Logikschaltung für y₀ und y₉

Tafel 7.6. Steuerzeichen im ASCII-Code

Steuerzeichen	ASCII-Code Hex-Zahl	Bedeutung
NUL	0 0	Füllzeichen
SOH	0 1	Anfang des Kopfes
STX	0 2	Anfang des Textes
ETX	0 3	Ende des Textes
EOT	0 4	Ende der Übertragung
ENQ	0 5	Stationsaufforderung
ACK	0 6	Positive Rückmeldung
BEL	0 7	Glocke
BS	0 8	Rückwärtsschritt
HT	0 9	Horizontal-Tabulator
LF	0 A	Zeilenvorschub
VT	0 B	Vertikal-Tabulator
FF	0 C	Formularvorschub
CR	0 D	Wagenrücklauf
SO	0 E	Dauerumschaltung
SI	0 F	Rückschaltung
DLE	1 0	Datenübertragungsumschaltung
DC1 ... DC4	1 1 ... 1 4	Gerätesteuerung 1 ... 4
NAK	1 5	Negative Rückmeldung
SYN	1 6	Synchronisierung
ETB	1 7	Ende des Datenübertragungsblockes
CAN	1 8	ungültig
EM	1 9	Ende der Aufzeichnung
SUB	1 A	Substitution
ESC	1 B	Umschaltung
FS	1 C	Hauptgruppentrennung
GS	1 D	Gruppentrennung
RS	1 E	Untergruppentrennung
US	1 F	Teilgruppentrennung
SP	2 0	Zwischenraum (space)

konvertierung ergibt sich aus Tafel 7.3. Bei *H-Aktivität* gilt positive Logikzuordnung ($1 \triangleq H; 0 \triangleq L$). In der 1. Zeile der modifizierten Tafel 7.3 steht dann:

$$\begin{array}{cccccccc} D & C & B & A & y_0 & y_1 & y_2 & \dots & y_9 \\ \hline 0 & L & L & L & L & H & L & L & \dots & L \end{array}$$

Dafür gilt die Logikgleichung

$$y_0 = \overline{D} \overline{C} \overline{B} \overline{A} . \tag{7.9}$$

In der 10. Zeile steht:

$$\begin{array}{cccccccc} D & C & B & A & y_0 & y_1 & y_2 & \dots & y_9 \\ \hline 9 & H & L & L & H & L & L & L & \dots & H \end{array}$$

Dafür gilt

$$y_9 = D \overline{C} \overline{B} \overline{A} . \tag{7.10}$$

Die *Pseudotetraden* (10 ... 15) werden unterdrückt. *Alle* Ausgänge liegen auf L. Der *Logikplan* zu den beiden ermittelten Logikgleichungen (Bild 7.10b) ist eine Teilstruktur des BCD-zu-Dezimal-Decoders.

7.5. Zählung von Impulsen

Die *Impulszählung* ist eine oft benötigte Funktion der Digitaltechnik. Bei der Automatisierung von Stückgutprozessen gehört die Zählung zu den grundlegenden Aufgabenstellungen. Der einfachste Fall liegt vor, wenn die zu zählenden Objekte zeitlich nacheinander eine Meßstelle passieren (Bild 7.11). Jede Unterbrechung der Lichtschranke aus Lichtsender (LS) und Lichtempfänger (LE) löst einen Impuls aus, der zum Zähler (CT) gelangt. Der Zählerausgang ist mit einer Anzeigeeinheit (AE) verbunden. Eine weitere Informationsverarbeitung (IV), z. B. mit Prozessorrechner, ist denkbar. Ein Zähler (engl. counter) ist eine digitale Funktionseinheit, die nacheinander eintreffende Impulse in Codeworte aus mehreren Bits umsetzt. Die verwendeten *Zählercodes* sind der Binärcode und der BCD-Code. In Sonderfällen sind aber auch andere numerische Codes möglich (Abschn. 7.4.). *Zählerschaltkreise* sind aus integrierten bistabilen Kippgliedern (Flipflop) aufgebaut. Der *Zähl-Flipflop* unterscheidet sich von den einfacher aufgebauten Speicher-Flipflops (Abschn. 7.6.) durch die Eigenschaft, bei jeder H/L-Flanke des Taktsignals Φ in den entgegengesetzten Logikzustand umzuschalten (Bild 7.12). Aus Bild 7.12b ist zu ersehen, daß die Frequenz periodisch eintreffender Taktimpulse auf den halben Wert geteilt wird.

Der Zähl-Flipflop ist ein Binärteiler. Die Frequenz wird im Verhältnis 2 : 1 geteilt.

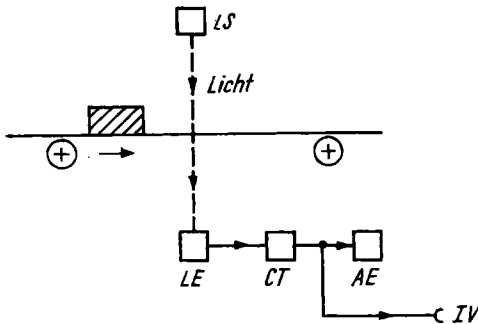


Bild 7.11. Teilzählung mit Lichtschranke

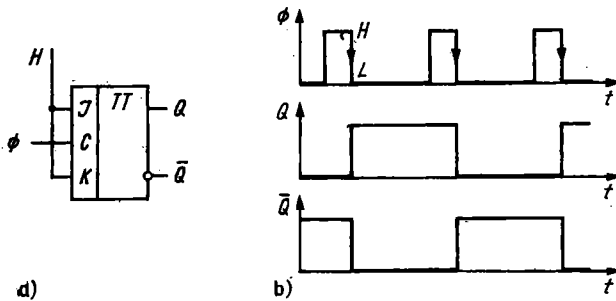


Bild 7.12. Zähl-Flipflop als Binärteiler
a) Schaltzeichen
b) Impulsplan

Beim einzelnen Zähl-Flipflop sind nur zwei Logikzustände codiert ($Q = L$; $Q = H$). Zu Beginn des Zählvorganges ist er rückgesetzt ($Q = L$). Beim Eintreffen eines Impulses wird er gesetzt ($Q = H$). Seine *Zählkapazität* beträgt demnach 1, er kann nur von 0 bis 1 zählen.

Zähler mit größerer Zählkapazität entstehen durch Zusammenschaltung mehrerer Zähl-Flipflops. Dabei unterscheidet man

- asynchrone Zähler und
- synchrone Zähler.

Bei *asynchronen Zählern* wird der Zähltakt seriell übertragen. Jeder Flipflop übernimmt den Takt vom Ausgang des vorherliegenden (Bild 7.13). Dieses Schaltungsprinzip ist sehr einfach. Aus 4 Flipflops entsteht durch unmittelbare Zusammenschaltung ein *Binärzähler* für 4 bit. Der 4-bit-Binärzähler zählt von 0...15. Mit dem 15. Impuls werden alle Flipflops auf $Q = H$ gesetzt (15 D = H H H H). Der 16. Impuls führt zur Rückstellung auf 0 (0 D = L L L L). Bei periodischen Taktimpulsen kann der Binärzähler auch als *Frequenzteiler* dienen. Je nach dem verwendeten Ausgangsanschluß ergeben sich die Teilverhältnisse Q_A (2 : 1), Q_B (4 : 1), Q_C (8 : 1), Q_D (16 : 1).

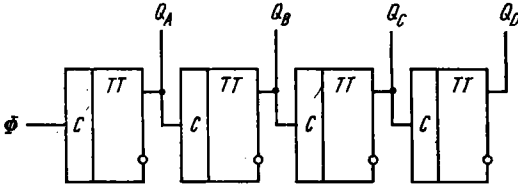


Bild 7.13. Asynchronzähler für 8 bit

Da jeder Flipflop eine Verzögerungszeit t_D aufweist, sind asynchrone Zähler relativ langsam.

Bei *synchronen Zählern* wird der Zähltakt parallel übertragen. Jeder Flipflop erhält das gleiche Taktsignal. Durch zusätzliche logische Verknüpfungen der Bedingungs-eingänge (J ; K) wird verhindert, daß alle Flipflops gleichzeitig kippen. Dadurch entsteht ein höherer Schaltungsaufwand. Vorteilhaft ist die hohe maximale Zähl-frequenz. Integrierte Zählerschaltkreise sind deshalb zumeist Synchronzähler.

Integrierte Zählerschaltkreise (z. B. 74192/D192 [TTL], V4029 [CMOS]) verfügen neben ein oder zwei Takteingängen (T) und den Zählbetragsausgängen (Wertigkeit

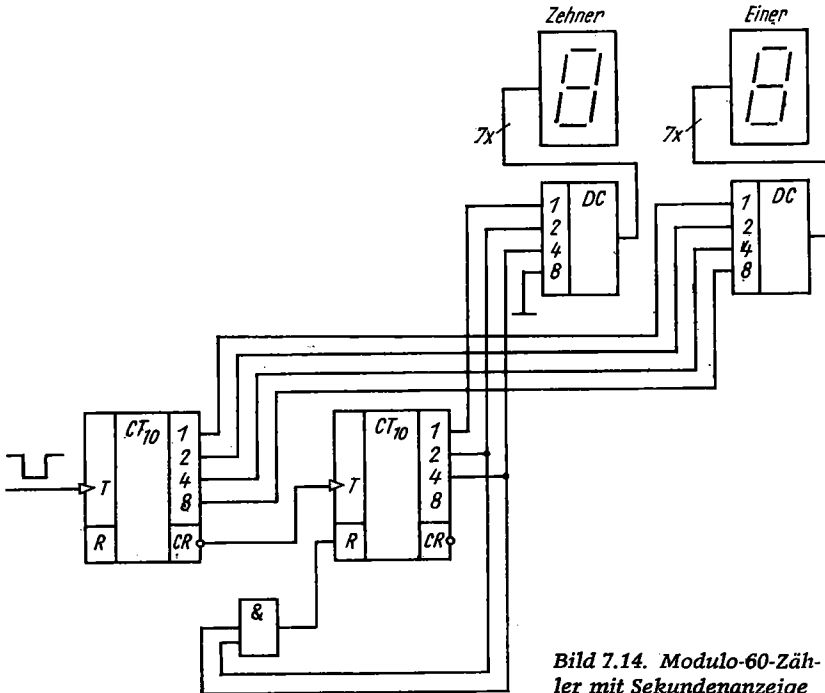


Bild 7.14. Modulo-60-Zähler mit Sekundenanzeige

1-2-4-8) über Ladeeingänge (zur Voreinstellung) und Übertragungsausgänge (z. B. Vorwärtsübertrag-„carry [CR]“). Einige Schaltkreise haben einen zusätzlichen Rückstelleingang (R).

Durch *Voreinstellung* läßt sich die Zahl der Zählschritte begrenzen. Wird z. B. ein 4-bit-Dezimalzähler auf „4“ voreingestellt, dann beträgt seine Schrittzahl nur noch „6“. Nach 5 Zählimpulsen ist der Endstand „9“ erreicht. Der 6. Impuls stellt den Zähler wieder auf den Anfangsstand „4“. Die Zählschrittbegrenzung kann auch durch *Rückstellen* erreicht werden. Dazu muß der Zählbetrag mittels einer Rückstelllogik decodiert werden. Beim Erreichen des vorgesehenen Endstandes liefert der Decoder einen Rückstellimpuls, der den Zähler auf den Anfangsstand zurücksetzt. Beim Aufbau größerer *Zählketten* werden Übertragsausgänge mit den Takteingängen der höherwertigen Zählerschaltkreise verbunden. Die einfachste Zusammenschaltung ist auch hier die serielle Taktübertragung (Prinzip des Asynchronzählers). In einer elektronischen Uhr sind z. B. die Sekundenimpulse zu zählen und dezimal anzuzeigen. Dazu ist ein *Modulo-60-Zähler* erforderlich, der nach 60 Zählschritten wieder auf Null zurückschaltet (Bild 7.14). Die Schaltung wurde aus zwei BCD-codierten Zählerschaltkreisen mit je 10 Zählschritten (z. B. 74192/D 192) aufgebaut. Nach Erreichen des Endstandes 59 schaltet der Zähler mit dem 60. Impuls auf den Anfangsstand 00 zurück. Die *Rückstelllogik* (UND-Verknüpfung) gibt beim Erscheinen der 6 auf dem Zehnerzähler H-Pegel auf den Rückstelleingang R. Damit erfolgt die Rückstellung. Die Ausgänge der Zählerschaltkreise sind mit den Eingängen von BCD-zu-Siebensegment-Decodern verbunden. Bei der *digitalen Frequenzmessung* werden ebenfalls mehrstellige Zähler verwendet. Bild 7.15 zeigt das Schaltungsprinzip. Eine Torschaltung, (im einfachsten Falle ein UND-Gatter) wird durch quartz stabile Zeitimpulse während der *Messzeit* T_M geöffnet. Der Zähler (CT) zählt nur die Impulse, die in die *Messzeit* T_M fallen. Der Impulsformer erzeugt die Zählimpulse aus dem analogen Eingangssignal (z. B. sinusförmige Wechselspannung). Dabei wird pro Signalperiode ein Zählimpuls geformt. Die Frequenz f_x ist die Periodenzahl pro Zeiteinheit (Gl. 2.11). Folglich ist bei $T_M = 1$ s der Zählbetrag n gleich der Frequenz f_x in Hz. Allgemein gilt

$$f_x = \frac{n}{T_M} \quad (7.11)$$

Durch Verändern von T_M in dekadischen Stufen wird der Meßbereich des Frequenzzählers eingestellt. Der *Prinzipmeßfehler* einer digitalen Messung beträgt $n = \pm 1$

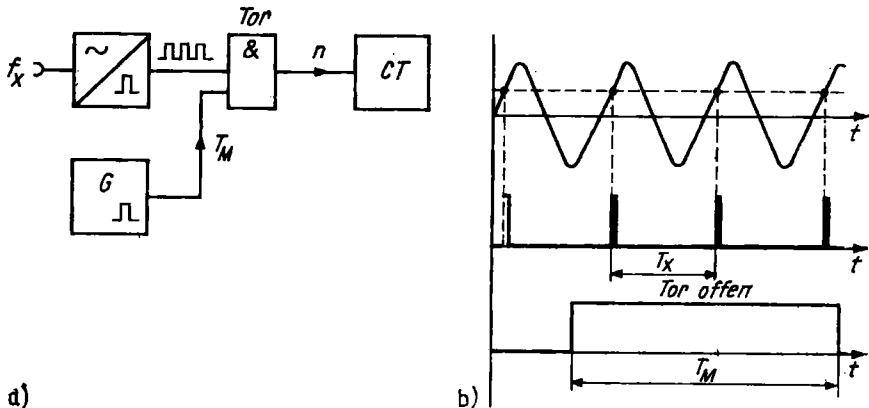


Bild 7.15. Digitale Frequenzmessung

a) Prinzipschaltbild; b) Impulsdiagramm

Impuls. Der Meßbereich (T_M) muß so eingestellt werden, daß n möglichst groß wird. Bei einem 6stelligen Zähler ergibt sich bei $n = 999999 \approx 10^6$ die größte Meßgenauigkeit.

Integrierte Zähler sind auch in der Computer-Hardware unentbehrlich. Ein Mikroprozessor enthält u. a. einen *Programmzähler* (PC). Der PC ist ein *Byte-Zähler*, da das Byte (8-bit-Wort) in einem 8-bit-Prozessor die kleinste getrennt adressierbare Information darstellt. Jedes Byte stellt bei der Programmabarbeitung den PC um einen Schritt weiter. Der aktuelle PC-Stand ist mit der jeweiligen Adresse auf dem Adreßbuch des Mikrocomputers identisch.

7.6. Speicherung von Daten

In der Computertechnik unterscheidet man zwischen Halbleiterspeichern (Speicherschaltkreise) und externen Speichern (z. B. Bandkassetten, Disketten, Festplatten). Wir betrachten hier die *Halbleiterspeicher*.

Der einfachste Speicher für 1 bit ist das bistabile Kippglied (Flipflop). Aus zwei gekoppelten NOR-Gattern ergibt sich der *Setz-Rücksetz- (SR-) Flipflop* (Bild 7.16):

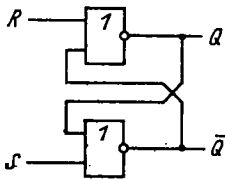


Bild 7.16. SR-Speicher-Flipflop (NOR-Latch)

Mit $S = 1$ und $R = 0$ wird der Ausgang auf $Q = 1$ gesetzt. Bei $S = 0$ und $R = 0$ wird der eingeschriebene Zustand erhalten. Mit $S = 0$ und $R = 1$ wird der Ausgang $Q = 0$ rückgesetzt. Die Belegung $S = 1$ und $R = 1$ ist unzulässig!

S	R	Q_{n+1}	Kommentar
1	0	1	bit-Setzen
0	0	Q_n	keine Änderung
0	1	0	bit-Rücksetzen

Die Speicherwirkung eines Flipflops ist an eine permanente Stromversorgung gebunden (flüchtiger Speicher). Beim Unterbrechen der Stromversorgung fallen die Flipflops in einen nicht vorhersehbaren Logikzustand ($Q = 1 \vee 0$). Beim Einschalten verhält sich der Flipflop wie eine Münze beim „Kopf-Wappen-Spiel“. Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines der beiden Logikzustände beträgt 50 %.

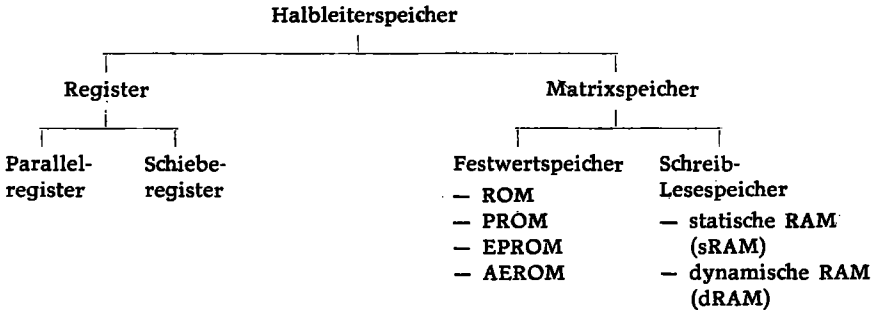
Die *Flags* (engl. Fahnen) im *Mikroprozessor* sind integrierte Speicher-Flipflops, die in Abhängigkeit vom jeweiligen Rechenergebnis auf 1 gesetzt oder auf 0 zurückgesetzt werden. Im Programm können einzelne Flags abgefragt werden. Der nächste Programmschritt hängt dann vom Ergebnis der Abfrage ab. Auf diese Weise kann der Programmierer Programmverzweigungen (bedingte Sprünge) verwirklichen.

In der CPU Z 80/U 880 sind folgende Flags abfragbar:

- das Übertragsflag (Carry-Flag) signalisiert z. B. einen Übertrag von der höchsten Bitstelle bei der Addition,
- das Paritäts-Überlauf-Flag (Parity/Overflow-Flag) signalisiert z. B. ein Überschreiten des Zahlenbereiches $-128 \dots +127 D$,
- das Nullflag (Zero-Flag) signalisiert das Rechenergebnis Null und
- das Vorzeichenflag (Signum-Flag) signalisiert das Vorzeichen eines Rechenergebnisses (0. kennzeichnet die positive Zahl, 1. die negative Zahl; s. Abschn. 8.1.).

Halbleiterspeicher für mehr als 1 bit sind nach Speicherprinzip, Speicherorganisation, Programmier- und Löschbarkeit gegliedert (Tafel 7.7).

Tafel 7.7. Gliederung der Halbleiterspeicher



Statische Parallelregister bestehen aus mehreren Speicher-Flipflops. Als spezielle Schaltkreise verbinden sie die peripheren Geräte mit dem Mikrocomputer-Bus (Bus-Treiber, Eingabe-Ausgabe-Schaltkreise). **8-Bit-Parallelregister** haben 8 Dateneingänge, 8 Datenausgänge sowie verschiedene Steuereingänge. Durch ein Freigabesignal werden die Logikzustände (H oder L) der 8 Flipflops an die Datenausgänge gelegt. Fehlt das Freigabesignal, dann sind die Datenausgänge gesperrt (Tri-State-Verhalten). Im Zusammenspiel mit einem Mikroprozessor dient das Parallelregister als **Datenpuffer**. Die einzugehenden Daten (8-bit-Wörter) werden kurzzeitig zwischengespeichert, bis der Mikroprozessor sie anfordert. Nach Eintreffen des Freigabesignals werden die Daten an den Datenbus abgegeben und gelangen zum Mikroprozessor. Die Innenschaltung eines **Mikroprozessors** (Bild 8.6) enthält neben anderen Funktionseinheiten auch eine Anzahl **Datenregister**. Besonders wichtig sind die dem Programmierer zugänglichen Universalregister (Hauptregister, Tauschregister) (Abschn. 8.2.). **Matrixspeicher** bestehen aus einer größeren Zahl von Speicherzellen, die in rechteckiger Form angeordnet sind. Dadurch ist eine annähernd gleich große **Zugriffszeit** zu allen Speicherzellen gewährleistet. Die Auswahl der Speicherzellen bzw. der Speicherplätze erfolgt adressengesteuert. Im Mikroprozessor wird eine Adresse gebildet, die über den **Adressbus** (z. B. 16 Adresleitungen) zum Speicher gelangt. Durch speicherinterne Decoder erfolgt die Umsetzung des Binärcodes in den 1-aus-n-Code (Abschn. 7.4.).

Mit n Adressbits können 2^n Adressen gebildet werden. Jeder Speicherplatz ist genau durch eine Adresse gekennzeichnet.

Durch das Prinzip der codierten Adressierung bleibt die Zahl der Anschlüsse am Speicherschaltkreis (pins) und die Adressbusbreite auch bei höheren Speicherkapazitäten in einer vertretbaren Größenordnung.

Nach der Organisationsform unterscheidet man zwischen Wortorganisation und Bitorganisation. Bei der **Wortorganisation** sind nur komplette Wörter (z. B. 8 bit) als Informationseinheiten adressierbar. Ein wortorganisierter Speicher enthält neben der Speichermatrix noch einen **Zeilendecoder**, über den die in den einzelnen Zeilen stehenden Wörter aufrufbar sind (Bild 7.17a).

Programmspeicher für Mikrocomputer sind zumeist wortorganisiert. 8-bit-Prozessoren verarbeiten 8-bit-Wörter (Bytes). Befehle und Operanden, die im Programmspeicher abgelegt sind, füllen jeweils mindestens eine Zeile. Entsprechend dem Befehlsaufbau des Prozessors (Abschn. 8.2.) sind auch Mehrbyte-Befehle möglich. Ein Dreibyte-Befehl nimmt also drei Zeilen des Speichers in Anspruch.

In den Fällen, wo die einzelnen Datenbits aufrufbar sein müssen, verwendet man den bitorganisierten Speicher (Bild 7.17b). Aus mehreren bitorganisierten Speichern kann durch Zusammenschalten ein wortorganisierter Speicher gewonnen werden. Aus 8 Speicherschaltkreisen 64×1 bit entsteht damit ein Speicher von 64×8 bit.

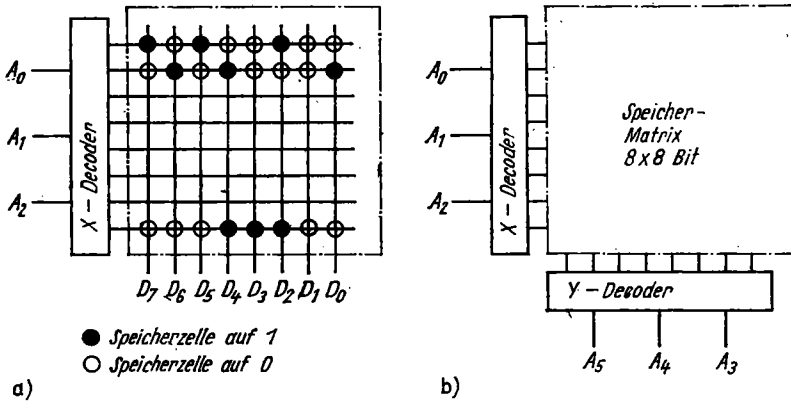


Bild 7.17. Matrixspeicher (schematisch)

a) Wortorganisation 8×8 bit; b) Bitorganisation 64×1 bit

Die *Speicherkapazitäten* hochintegrierter Speicherschaltkreise sind wesentlich größer als die im Bild 7.17 skizzierten 64 bit.

Hohe Speicherkapazitäten werden in Kbit oder KByte angegeben. Dabei gilt:
 $1 \text{ K} = 2^{10} = 1024$.

Beispiel:

Ein Speicher $64 \text{ K} \times 8$ bit hat die Speicherkapazität 64 KByte. Er kann 65 536 Wörter zu je 8 bit speichern.

Ein Speicher $256 \text{ K} \times 1$ bit hat die Speicherkapazität 256 Kbit. Er besteht aus 262 144 Speicherzellen.

Schreib-Lese-Speicher (RAM = Random Access Memory; Speicher mit wahlfreiem Zugriff) sind flüchtige Speicher. Sie dienen zur kurzzeitigen Datenspeicherung. Wie Flipflops verlieren sie ihre Information beim Ausschalten der Stromversorgung (im Ausnahmefall kann dies durch eine zusätzliche „Schlafautomatik“ verhindert werden; man spricht dann vom „Stand-by-Betrieb“). Bei der Programmearbeitung für Mikrocomputer sind RAM sehr vorteilhaft, da sie für beliebig viele Speicherzyklen ausgelegt sind. Ein Löschen entfällt, da die neue Information die vorherige überschreibt.

Statische RAMs (sRAMs) bestehen aus integrierten Flipflops, die in Matrixform angeordnet sind. Der Speicherzugriff erfolgt über Decoder und Schreib-Lese-Verstärker, die ebenfalls mit auf dem Chip untergebracht sind.

Dynamische RAMs (dRAMs) bestehen aus MOSFET-Speicherzellen, die elektrische Ladungen in Transistorkapazitäten speichern. Die zwei *binären Speicherzustände* sind

- Ladung vorhanden (1),
- Ladung nicht vorhanden (0).

Dieses Speicherprinzip erfordert eine periodische Ladungsauffrischung (Refreshing). Durch eine *Refresh-Automatik* wird der Speicher im 2-ms-Rhythmus gelesen. Die entsprechenden Ladungsbilder werden verstärkt und auf die gleichen Speicherplätze zurückgeschrieben. Die Steuerung dieser Vorgänge erfolgt durch den Mikroprozessor.

Jeder M1-Zyklus (Befehlsholzyklus) enthält die Refresh-Signale (Refresh-Adresse) zur Ladungsauffrischung dynamischer RAMs.

Festwertspeicher (ROM = Read Only Memory: Nur-Lese-Speicher) werden im Regelfall nur einmal programmiert. Das Programm ist dann aber fest im Speicher verankert und kann durch Abschalten der Stromversorgung nicht gestört werden. Der normale Arbeitszyklus beschränkt sich auf das Lesen des Speichers. Die Ausführungsformen der Festwertspeicher (Tafel 7.7) unterscheiden sich vor allem nach der Programmier- und Löscharkeit:

ROMs werden vom Hersteller nach Kundenwunsch programmiert (Maskenprogrammierung). Sie sind nicht wieder löschar.

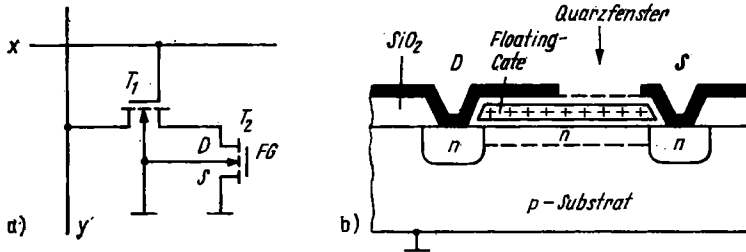


Bild 7.18. EPROM

a) Speicherzelle; b) FAMOS-Transistor im Schnitt

PROMs (Programmable-ROM, engl.: programmierbare ROM) können vom Anwender durch elektrisches Ausbrennen leitender Verbindungen programmiert werden. Sie sind ebenfalls nicht wieder löschar. EPROMs (Erasable Programmable ROM, engl.: löschar programmierbare ROMs) können vom Anwender durch Anlegen einer Programmierspannung (z. B. +27 V) programmiert werden. Durch UV-Bestrahlung eines Quarzfensters im Schaltkreis läßt sich der gesamte Speicherinhalt innerhalb 20...30 min löschen. Die EPROM-Speicherzellen (Bild 7.18a) bestehen aus zwei selbstsperrenden n-Kanal-MOSFETs (Tafel 3.2). Der Auswahltransistor T_1 wird leitend, wenn an der Auswahlleitung $x = H$ liegt. Bei gesperrtem Speichertransistor T_2 liegt die Datenleitung auf $y = H$. Ist T_2 jedoch leitend, dann wird y über T_1 auf L-Pegel gezogen.

Bei leitendem Speichertransistor ist der Speicherzelleninhalt gleich 0 (L-Pegel). Vor dem Programmieren bzw. nach dem Löschen sind alle Zellen auf 1 (H-Pegel).

Der Speichertransistor hat ein hochisoliertes Gate (Floating-Gate) (Bild 7.18b). Beim Anlegen der Programmierspannung (z. B. +27 V) am Drain (D) entsteht im Floating-Gate eine hohe elektrische Feldstärke. Dadurch „tunneln“ Elektronen zum Drain ab, und das Gate wird positiv. Im Substrat entsteht dabei eine n-leitende Brücke zwischen Drain und Source (S). Der Speichertransistor leitet.

Die im Floating-Gate gespeicherte Ladung bleibt auch ohne Betriebsspannung über sehr lange Zeit (mehr als 10 Jahre) erhalten. Durch Bestrahlen mit kurzwelligem Licht wird sie in verhältnismäßig kurzer Zeit gelöscht.

EAROMs (Electrically Alterable ROM, engl.: elektrisch änderbare ROMs) lassen sich wie EPROMs programmieren. Das Umprogrammieren erfolgt jedoch selektiv (jedes Bit einzeln). Nachteilig ist, daß nur eine begrenzte Anzahl von Umprogrammierzyklen möglich ist. Durch Fallen (Traps) im Tunnel-Oxid (SiO_2) können Ladungsträger fest eingefangen werden. Dadurch schließen sich die Schwellwertfenster einzelner Speicherzellen. Diese Zellen sind dann nicht mehr umprogrammierbar.

Zum Programmieren von Festwertspeichern sind entsprechende Programmiergeräte erforderlich. Mikrocomputer-Entwicklungssysteme enthalten solche Programmiergeräte.

Neben den Halbleiterspeichern wurden auch magnetische Speicherprinzipien entwickelt. Die früher sehr verbreiteten Magnetkernspeicher (Ferritkernspeicher) werden heute vorwiegend durch Halbleiterspeicher ersetzt. *Magnetblasenspeicher* sind kompakt aufgebaute magnetische Festwertspeicher für sehr große Datenmengen und kurze Zugriffszeiten. Ein Magnetblasenspeicher besteht z. B. aus 512 *Speicherschleifen* mit je 4 Kbit. Das ergibt 2048 Kbit. Diese sehr hohe Speicherkapazität wird auch als 2 Mbit angegeben.

$$1 \text{ MBit} = 2^{20} \text{ bit} = 1.048.576 \text{ bit}$$

$$1 \text{ MBit} = 2^{10} \text{ Kbit} = 1.024 \text{ Kbit}$$

Die Magnetblasenschicht aus Eisengranat befindet sich auf einem nichtmagnetischen Substrat. Aufgedampfte weichmagnetische Spuren bilden die „Gleise“, auf denen sich die Magnetblasen unter dem Einfluß eines Drehfeldes bewegen können. *Magnetblasen* sind kleine Zonen (1,5... 4 µm Ø) mit einer gegenüber der Umgebung entgegengesetzten Magnetisierung (Bild 7.19a). Sie werden durch einen Magnetblasengenerator (sehr kleiner Dauermagnet) erzeugt. Dabei gilt:

Jeder Blasenplatz auf der Speicherschleife entspricht einer Speicherkapazität 1 bit:

Blase vorhanden $\hat{=}$ 1

Blase nicht vorhanden $\hat{=}$ 0

Magnetblasenspeicher arbeiten seriell. Durch ein Eingangstor werden die Blasen nacheinander auf die Speicherschleife gebracht. Die Blasenplätze laufen dabei mit konstanter Drehzahl am Eingangstor vorbei (Schreiben). Nach Abschalten der Stromversorgung verschwindet das Drehfeld, und die Blasen verbleiben an ihren Plätzen (Speichern). Beim Lesen des Speichers wird ein Ausgangstor geöffnet, und die Blasen werden nacheinander einem Blasendetektor (z. B. Hallsonde) zugeführt (Bild 7.19b). Zumeist sind mehrere Speicherschleifen über gemeinsame Eingabe-/Ausgabe-Schleifen mit Blasengenerator und Blasendetektor verbunden.

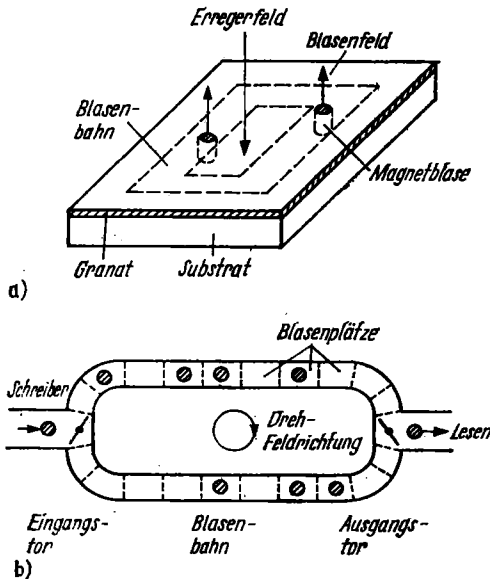


Bild 7.19. Magnetblasenspeicher

a) Schema

b) Speicherschleife

Die bisher behandelten Speicher gehören entweder zur Grundausstattung des Computers oder sie dienen als Steckmodule zur Erhöhung der Speicherkapazität. Zur Speicherung langer Programme oder großer Datenmengen werden *externe Speicher* (periphere Massenspeicher) verwendet. Hierzu zählen Magnetbandkassetten, Disketten und Festplatten. Bedenkt man, daß z. B. das Speichern einer A4-Textseite bereits etwa 4 Kbyte bindet, dann erkennt man die Notwendigkeit von Massenspeichern. Ein einzelnes S/W-Fernsehbild mit ungefähr 4 Millionen Bildpunkten würde 500 Kbyte erfordern. Das am häufigsten verwendete periphere Speichermedium ist die *Diskette* (Floppy-Disk). Disketten sind dünne Polyester-scheiben ($\sim 0,08$ mm Dicke), die ein- oder zweiseitig mit einer Magnetschicht ($\sim 2 \mu\text{m}$ Dicke) versehen sind. Die Scheiben sind mit nichtabnehmbaren Schutzhüllen umgeben. Durch einen Schlitz ist der Eingriff des Schreib-Lese-Kopfes gewährleistet. Prinzipiell sind Floppy-Disk-Laufwerke wie Plattenspieler aufgebaut. Das Aufzeichnungs- und Wiedergabeprinzip ähnelt jedoch dem eines Tonbandgerätes. Der „Tonarm“ mit dem Schreib-Lese-Kopf wird, vom Computer gesteuert, in radialer Richtung über die rotierende Diskette (Drehzahl zumeist 300 1/min) bewegt. Beim „Beschreiben“ werden elektrische Schwingungen in entsprechende Magnetisierungszustände gewandelt. Beim „Lesen“ der Diskette erfolgt die Rückwandlung der gespeicherten Magnetisierungszustände in elektrische Schwingungen (Bitfolgen).

Der Nachteil der Disketten ist ihre mechanische Empfindlichkeit. Durch den Kopfkontakt mit der Magnetschicht nutzt sich diese mit der Zeit ab.

Festplatten umgehen diesen Nachteil. Die Platten sind mechanisch stabil. Außerdem haben die Köpfe keinen mechanischen Kontakt zur Magnetschicht, da sie auf einem Luftpolster gleiten. Es tritt deshalb keine Abnutzung auf. Festplattenstapel auf sog. Winchesterlaufwerken sind wahre Speichergiganten. Eine Speicherkapazität von 100 MByte nimmt etwa das Volumen eines Schuhkartons ein.

Magnetbandkassetten sind gegenüber Platten und Disketten wesentlich langsamer. Ihr wesentlichster Nachteil ist das serielle Speicherprinzip. Die Zugriffszeit zu den gespeicherten Daten ist unterschiedlich lang. Werden an die Größe der Speicherkapazität und die Schnelligkeit des Speicherzugriffs keine hohen Forderungen gestellt, dann sind Kassettenspeicher durchaus brauchbar. Ein Beispiel dafür ist die Rettung der im RAM-Bereich des Computers befindlichen Daten vor dem Ausschalten der Stromversorgung.

Die *Hauptkennwerte* „Speicherkapazität“ und „Datenrate“ der peripheren Speichermedien sind in Tafel 7.8 dargestellt.

Die *Datenrate* ist ein Maß für die Übertragungsgeschwindigkeit digitaler Signale (hier: Aufzeichnungs- und Wiedergabegeschwindigkeit). Sie wird in bit pro Sekunde gemessen. Dafür ist auch die Bezeichnung „Baud (Bd)“ üblich:

$$1 \text{ Bd} = 1 \text{ bit/s}$$

Tafel 7.8. Hauptkennwerte von Massenspeichern

Speichermedium	Speicherkapazität in KByte	Datenrate in Kbit/s
Bandkassetten		
C 15	65 ... 130	0,3 ... 0,6
Disketten		
8 Zoll	400 ... 1 600	250 ... 500
5 ¹ / ₄ Zoll	125 ... 1 600	125 ... 500
3 ¹ / ₂ Zoll	500 ... 1 000	250
Festplatten		
5 ¹ / ₄ Zoll	18 300 ... 27 500	5 000

8. Grundlagen der Computertechnik

8.1. Etwas Arithmetik

Im Gegensatz zu Taschenrechnern ist das interne Betriebsprogramm eines Mikrocomputers nicht speziell auf arithmetische Funktionen ausgerichtet. Der Mikroprozessor, die Zentraleinheit des Mikrocomputers, vermag zumeist nur einige wenige arithmetische Grundoperationen (z. B. Addition und Subtraktion) auszuführen. Alle „höheren“ Rechenoperationen muß der Programmierer aus vielen einzelnen Programmschritten zusammenstellen. Zum Verständnis der zur Software-Entwicklung nötigen Algorithmen sind Grundkenntnisse der Arithmetik in verschiedenen Zahlensystemen erforderlich. Zur *Addition von Dualzahlen* erinnern wir uns an den Aufbau des dualen Zahlensystems (Binärsystem s. Abschn. 7.1.). Die Rechenregeln sind die gleichen wie bei der Addition von Dezimalzahlen. Man muß aber beachten, daß *nur* die Ziffern 0 und 1 möglich sind. Bei *1-Bit-Zahlen* entsteht bei $a = 1$ und $b = 1$ ein *Übertrag* 1 in die 2. Bitstelle (Gl. 8.1):

$a + b = \ddot{U} S$	
$0 + 0 = 0 0$	
$0 + 1 = 0 1$	(8.1)
$1 + 0 = 0 1$	
$1 + 1 = 1 0$	

Die Summen- und Übertragsbildung kann durch *Logikgleichungen* (Abschn. 7.2.) ausgedrückt werden:

Die *Summe S* entspricht der *Antivalenz* (EX OR):

$$s = a \bar{b} \vee \bar{a} b = a \oplus b \quad (8.2)$$

Der *Übertrag \ddot{U}* entspricht der *Konjunktion* (AND):

$$\ddot{U} = a \wedge b = a b \quad (8.3)$$

Ein einfacher *Addierer* (engl. Adder) für 1-bit-Zahlen (Halbaddierer) kann demnach durch zwei Logikgatter realisiert werden (Bild 8.1). Bei der *Addition mehrstelliger Dualzahlen* schreibt man die Zahlen stellenrichtig untereinander und addiert von rechts beginnend bit für bit. Die entstehenden 1-Überträge sind in der nächsthöheren Bitstelle mit zu addieren. Im nachfolgenden Beispiel sind die entsprechenden Dezimalzahlen zur Kontrolle angegeben:

$\begin{array}{r} \\ + 1 \\ \hline = 1 \end{array}$	$\begin{array}{r} \\ + 166 \\ \hline = 244 \end{array}$
---	--

Zur schaltungstechnischen Lösung einer Addition von 8-bit-Zahlen sind 8 *Volladdierer* (SM) erforderlich, die gegenüber den Halbaddierern (Bild 8.1) noch einen zusätzlichen Übertragsingang besitzen. Die Übertragsausgänge werden mit den Übertragsingängen der nächsthöheren Stellen verbunden (Bild 8.2). Die *serielle Über-*

tragslogik ermöglicht keine sehr hohe Rechengeschwindigkeit, da jeder Schaltkreis (SM) eine Verzögerungszeit hervorruft. Schnelle Arithmetikschaltungen verwenden eine parallele Übertragslogik nach dem „Look-ahead carry“-Prinzip (wörtl.: „voraus-schauender“ Übertrag). Bei diesem Schaltungsprinzip werden die Überträge aller Dualstellen aus den Eingangs-Dualzahlen gewonnen. Dadurch ist die Verzögerungszeit und somit auch die Rechengeschwindigkeit unabhängig von der Stellenzahl. Allerdings ergibt sich ein wesentlich höherer Schaltungsaufwand. Die *Arithmetik-Logik-Einheit* (ALU: Arithmetic Logic Unit) ist ein mehrstelliger Paralleladdierer mit zusätzlichen Steuerfunktionen. Durch Verändern des Steuerwortes ist die Programmierung mehrerer arithmetischer und logischer Funktionen möglich. Die ALU ist ein integrierter Bestandteil des Mikroprozessors (Bild 8.6). Für kleinere Aufgaben sind auch ALU-Schaltkreise erhältlich (z. B. TTL-IC 74181; 4-bit-ALU).

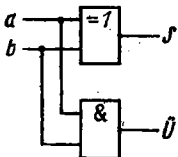


Bild 8.1. Logikschaltung des Halbaddierers

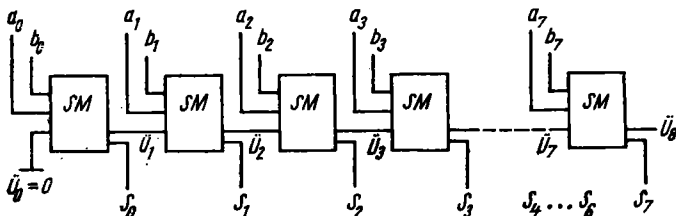


Bild 8.2. 8-bit-Volladdierer für zwei Dualzahlen

Bei der *Addition von BCD-Zahlen* ist zu beachten, daß die Ergebnisse *nicht* im Zahlenbereich 10... 15 D (Pseudotetraden) liegen dürfen. Es sind also zwei Fälle zu unterscheiden:

Fall 1:

Das Ergebnis liegt im Zahlenbereich 0... 9 D (keine Pseudotetraden). Damit ist es gültig.

Beispiel:

$$\begin{array}{r}
 00100101 \quad \quad \quad 25 \text{ D} \\
 + 01000010 \quad \quad \quad + 42 \text{ D} \\
 \hline
 = 01100111 \quad \quad \quad = 67 \text{ D}
 \end{array}$$

Fall 2:

Das Ergebnis liegt im Zahlenbereich 10... 15 D (Pseudotetraden). Um ein gültiges Ergebnis zu erhalten, muß zur Summe noch die *Korrekturzahl* 0 1 1 0 B \cong 6 D addiert werden. Dabei entstehen Überträge in die nächsthöheren Tetraden.

Beispiel:

$$\begin{array}{r}
 \quad \quad \quad 1 \\
 \quad \quad \quad 0110 \quad 1001 \quad \quad \quad 69 \text{ D} \\
 + \quad 0011 \quad 0101 \quad \quad \quad + \quad 35 \text{ D} \\
 \hline
 \quad \quad \quad 1010 \quad 1110 \\
 \quad \quad \quad 1 + 0110 \quad + 0110 \quad \quad \quad + \quad 66 \text{ D} \\
 \hline
 0001 \quad 0000 \quad 0100 \quad \quad \quad = 104 \text{ D}
 \end{array}$$

Bei *BCD-Arithmetik* muß jede Tetrade des Ergebnisses mit der Zahl 9 D verglichen werden. Ein *Komparator* (Digitalwertvergleicher) unterscheidet zwischen Ergebnissen, die größer als Neun sind und solchen, die gleich oder kleiner als Neun sind. Das Summensignal wird entweder einer Dezimal-Korrektur (6er-Korrektur) unterzogen oder es gelangt direkt in das Ergebnisregister. Ein spezieller *Mikroprozessorbefehl* (DAA: Dezimale Anpassung des Akkumulators) bringt den Inhalt des Ergebnisregisters (Akkumulator) in das *BCD-Format*. Das *H-Flag* (Abschn. 7.6.) bewirkt dabei automatisch die Dezimalkorrektur.

Die *Subtraktion* wird in der Computertechnik zumeist auf eine Addition mit Komplementbildung zurückgeführt. Das *Zweierkomplement* einer *n*-stelligen Dualzahl wird nach folgender Regel gebildet:

1. Alle Ziffern der Dualzahl werden invertiert (negiert) ($\overline{0} = 1$; $\overline{1} = 0$)
2. Zur invertierten Dualzahl ist die Ziffer 1 zu addieren.

Beispiel:

Das Zweierkomplement der 8-bit-Zahl 0 1 1 1 0 1 1 0 ist zu bilden:

$$\begin{array}{r}
 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0 \cong 118\ D \\
 - 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1 \cong 137\ D \\
 + 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1 \cong + 1\ D \\
 \hline
 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0 \cong 138\ D
 \end{array}$$

Welche Eigenschaft hat nun dieses Zweierkomplement? Wir addieren die Dualzahl zu ihrem Zweierkomplement:

$$\begin{array}{r}
 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0 \cong 118\ D \\
 + 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0 \cong + 138\ D \\
 \hline
 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \qquad 256\ D
 \end{array}$$

Das Ergebnis lautet $2^8 = 256\ D$. Wir stellen fest:

Eine *n*-stellige Dualzahl und ihr Zweierkomplement ergänzen sich zu 2^n .

Läßt man im vorangegangenen Beispiel den Übertrag 1 in die $(n + 1)$ te Stelle *nicht* zu, dann ergibt sich Null. Das gleiche Ergebnis würde sich auch bei der *direkten Subtraktion* ergeben:

$$\begin{array}{r}
 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0 \cong 118\ D \\
 - 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0 \cong - 118\ D \\
 \hline
 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \qquad 0\ D
 \end{array}$$

Hieraus folgt:

Das Zweierkomplement einer Dualzahl entspricht der negativen Dualzahl mit gleichem Betrag.

Bei der Subtraktion zweier Dualzahlen wird das Zweierkomplement ($\overline{b} + 1$) des Subtrahenden *b* zum Minuenden *a* addiert (Gl. 8.4).

$$\boxed{d = a - b = a + (\overline{b} + 1)} \qquad (8.4)$$

Beispiel:

Gesucht ist die Differenz zweier 4-bit-Zahlen:

$$\begin{array}{r}
 0\ 1\ 0\ 1 \cong 5\ D \\
 - 1\ 0\ 0\ 1 \cong - (+9)\ D \\
 \hline
 ? \qquad - 4\ D
 \end{array}$$

Das Zweierkomplement von $b = 1\ 0\ 0\ 1$ beträgt $(\bar{b} + 1) = 0\ 1\ 1\ 1$. Die Addition zu $a = 0\ 1\ 0\ 1$ ergibt

$$\begin{array}{r} 0\ 1\ 0\ 1 \hat{=} 5\ D \\ + 0\ 1\ 1\ 0 \hat{=} + (-9)\ D \\ \hline 1\ 1\ 0\ 0 \hat{=} -4\ D \end{array}$$

Bildet man zur Kontrolle von $-4\ D$ wiederum das Zweierkomplement, dann ergibt sich $+4\ D = 0\ 1\ 0\ 0$.

Um negative Dualzahlen in Komplementdarstellung von positiven Dualzahlen eindeutig unterscheiden zu können, werden *Vorzeichenbits* verwendet. Dabei gilt (Tafel 8.1):

Vorzeichenbit 0. = positive Dualzahl

Vorzeichenbit 1. = negative Dualzahl in Komplementdarstellung.

Tafel 8.1. 4-bit-Dualzahlen mit Massenspeichern

Dezimalzahl	Dualzahl	Dezimalzahl	Dualzahl
+ 3	0.0 0 1 1	- 7	1.1 0 0 1
+ 2	0.0 0 1 0	- 8	1.1 0 0 0
+ 1	0.0 0 0 1	- 9	1.0 1 1 1
0	0.0 0 0 0	-10	1.0 1 1 0

- 1	1.1 1 1 1	-11	1.0 1 0 1
- 2	1.1 1 1 0	-12	1.0 1 0 0
- 3	1.1 1 0 1	-13	1.0 0 1 1
- 4	1.1 1 0 0	-14	1.0 0 1 0
- 5	1.1 0 1 1	-15	1.0 0 0 1
- 6	1.1 0 1 0		

Ein *Subtrahierer* für 4-bit-Dualzahlen kann z. B. aus 4 Volladdierern (Bild 8.2) und einer Schaltung zur Bildung des Zweierkomplementes aufgebaut werden. Dazu muß die 4-bit-Zahl des Subtrahenden negiert werden. Die Addition zu 1 entsteht durch Belegen des ersten Übertragungseinganges mit $1 = H$ (Bild 8.3).

Beim Mikroprozessor Z 80/U 880 kann der Akkumulatorinhalt durch den *NEG-Befehl* in das Zweierkomplement überführt werden.

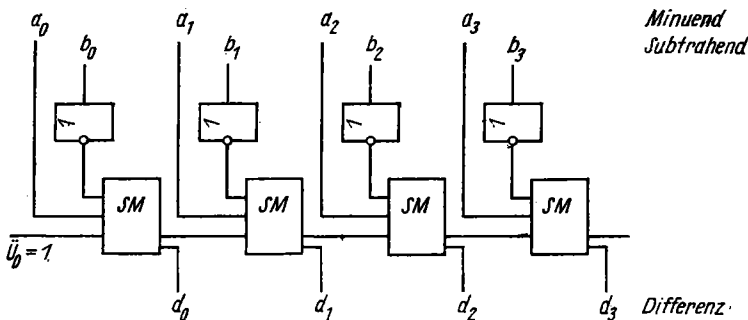


Bild 8.3. Prinzip einer BCD-Addition

Während Addition und Subtraktion von der CPU nach Eingabe entsprechender Befehle (ADD, SUB) direkt ausgeführt werden, gibt es für die Multiplikation keinen geeigneten Befehl. Eine *Multiplikation* muß daher auf die Addition zurückgeführt werden. Für die Ausführung einer Multiplikation gibt es verschiedene *Algorithmen* (Rechenvorschriften), nach denen dann die Multiplikationsprogramme entwickelt werden. Wir wollen uns zunächst eine einfache *Hardware-Lösung* überlegen.

1-Bit-Dualzahlen werden wie Dezimalzahlen multipliziert:

$$\begin{aligned} a \cdot b &= p \\ 0 \cdot 0 &= 0 \\ 0 \cdot 1 &= 0 \\ 1 \cdot 0 &= 0 \\ 1 \cdot 1 &= 1 \end{aligned}$$

a: Multiplikand
b: Multiplikator
p: Produkt

Multiplikation und Konjunktion (Abschn. 7.2.) sind die gleichen mathematischen Operationen, wie die entsprechenden Tabellen zeigen. Die Multiplikation kann bei Verwendung der positiven Logik durch ein UND-Gatter realisiert werden (Bild 8.4).

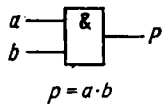


Bild 8.4. UND-Gatter zur Produktbildung

Bei *mehrstelligen Dualzahlen* ist der Multiplikand nacheinander mit den einzelnen Bits des Multiplikators zu multiplizieren. Die entstehenden Teilprodukte p_0, p_1, p_2, \dots sind jeweils um 1 bit zu verschieben und dann zu addieren.

Beispiel:

a	$b_3 \ b_2 \ b_1 \ b_0$	
1 0 1 1	· 1 1 0 1	
1 0 1 1		$a \ b_0 = p_0$
0 0 0 0		$a \ b_1 = p_1$
1 0 1 1		$a \ b_2 = p_2$
1 0 1 1		$a \ b_3 = p_3$
1 0 0 0 1 1 1 1		

Ein *Rechenwerk* eines Computers würde allerdings schrittweise addieren:

1 0 1 1	p_0
+ 0 0 0 0	+ p_1
0 1 0 1 1	S_0
+ 1 0 1 1	+ p_2
1 1 0 1 1 1	S_1
+ 1 0 1 1	+ p_3
1 0 0 0 1 1 1 1	$S_2 = P$

Für die Ausführung einer 4-bit-Multiplikation sind demnach drei Teilsummen zu bilden. Dazu wären drei 4-bit-Addierer erforderlich. Für die Bit-Multiplikation würden außerdem 16 UND-Gatter benötigt. Der Schaltungsaufwand wächst mit der Stellenzahl der Operanden sehr schnell an. Im Bild 8.5 ist das beschriebene Schaltungsprinzip mit 2-bit-Zahlen dargestellt.

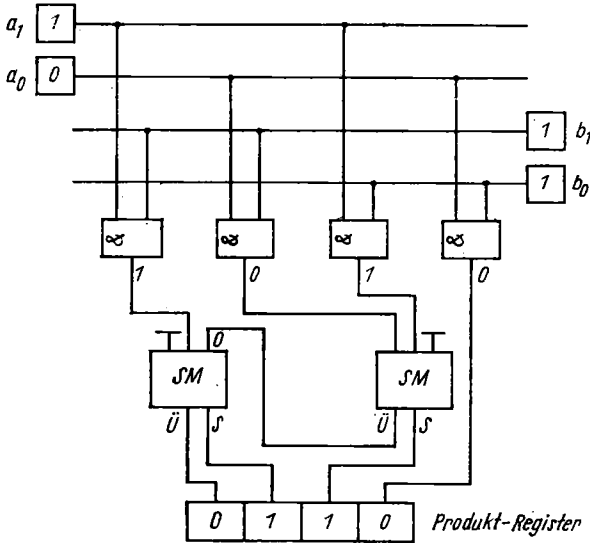


Bild 8.5. Rechenwerk für Multiplikation von 2-bit-Dualzahlen

8.2. Wie arbeitet ein Mikroprozessor?

Der Mikroprozessor ist die *Zentraleinheit* (CPU: Central Processing Unit [engl.], Zentrale Verarbeitungseinheit) eines Mikrocomputers. Die Aufgaben der CPU sind im wesentlichen die Ausführung sämtlicher arithmetischer, logischer und sonstiger Operationen nach einem vorgegebenen Programm. Darüber hinaus koordiniert die CPU die Abläufe im gesamten Computer.

Trotz der großen Typenvielfalt ist das Grundkonzept aller freiprogrammierbaren Universalprozessoren im wesentlichen gleich (s. J.-v.-Neumann-Struktur, Abschn. 8.3.). Bild 8.6 zeigt ein stark vereinfachtes Prinzipbild. Das *Rechenwerk* enthält die Arithmetik-Logik-Einheit (ALU), den Akkumulator (A), das Flag-Register sowie einen Befehlszähler (PC) (Bild 8.7). Die Funktion der ALU ist bereits aus Abschnitt 8.1. bekannt. Die Programmierung der gewünschten Funktion erfolgt durch die Befehls-eingabe (hier: Steuerwort S vom Befehlsdecoder). Der *Akkumulator A* ist ein 8-bit-Register zur Zwischenspeicherung der Ergebnisse von arithmetischen und logischen Operationen.

Alle Funktionseinheiten im Mikroprozessor sind taktgesteuert. Dadurch ist die synchrone Arbeitsweise aller Einheiten gewährleistet. Ein *Maschinenzyklus* besteht aus drei bis sechs Taktperioden. Nach Ablauf jedes Maschinenzyklus wird der *Befehlszähler* (PC) *inkrementiert* (um 1 erhöht). In unserem stark vereinfachten Modell genügen natürlich wesentlich weniger Takte, um den Ablauf zu erklären.

Angenommen, es sollte eine *Addition* zweier 8-bit-Zahlen vorgenommen werden ($S = n_1 + n_2$): Zuerst wird der Operand n_1 über den Datenbus an den Eingang des Rechenwerkes gelegt. Der Inhalt des Akkus sei gleich Null. Mit dem ersten Taktimpuls (nur hier!) wird n_1 durch die ALU in den Akku geschoben. Der zweite Impuls gibt den Akku frei und legt n_1 an den zweiten Eingang der ALU. Inzwischen wurde der Operand n_2 geholt und an den ersten Eingang der ALU gelegt. Mit dem nächsten Takt wird die Summe gebildet und in den Akku eingeschrieben. Danach gelangt das Ergebnis (die Summe S) auf den Datenbus und kann von dort geholt werden. Wenn bei der Summenbildung ein Übertrag 1 in die 9. Bitstelle entsteht, wird das *Carry-Flag* (CY) gesetzt.

Die entsprechenden *Programmanweisungen* für dieses einfache Additionsbeispiel lauten bei der CPU Z 80/U 880:

PC	Mnemonik der Befehle	Operationscode	Kommentar
00	LD A, n_1	0 0 1 1 1 1 1 0	Lade in Akku
01		n_1	Operand n_1
02	ADD n_2	1 1 0 0 0 1 1 0	Addiere zu Akku
03		n_2	Operand n_2

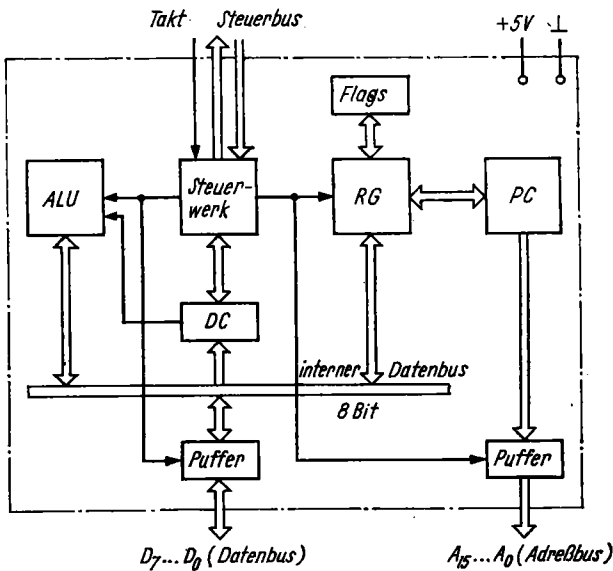


Bild 8.6. Vereinfachtes Blockschaltbild eines 8-bit-Mikroprozessors

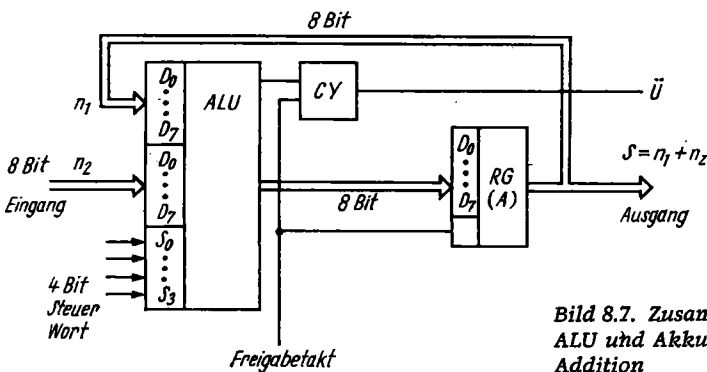


Bild 8.7. Zusammenwirken von ALU und Akku bei der Addition

Ein weiterer integrierter Bestandteil des Mikroprozessors ist der interne *Registersatz*, der sich in allgemeine Datenregister und spezielle Register gliedert. Die *Datenregister*, zu denen auch der Akkumulator zählt, stehen dem Programmierer zur freien Verfügung. Die *speziellen Register* werden u. a. zur Adressenbildung und zur Interruptverarbeitung (Interrupts sind Programmunterbrechungen) benötigt.

Das *Steuerwerk* stellt eine komplexe Ablaufsteuerung dar, die alle Vorgänge in der CPU in der richtigen zeitlichen Folge ablaufen läßt. Ein *internes Bussystem* sorgt für den Datentransfer im Prozessor. Unter einem *Bus* versteht man ein Bündel von Leitungen (bei 8-bit-Prozessoren besteht der Bus aus 8 Leitungen). Zur Kooperation mit Speichern und peripheren Geräten wird im Prozessor eine Adresse gebildet, die dem aktuellen Befehlszählerstand (PC) entspricht. Nach der Rückstellinformation RESET steht der PC auf der Adresse Null. Jedes Befehlsbyte (1 Byte = 8 bit), das verarbeitet wird, erhöht den PC und damit die auf dem Adreßbus ausgegebene Adresse. Der *Adreßbus* eines 8-bit-Prozessors hat die Breite von 16 bit (Tafel 8.2).

Tafel 8.2. Hauptkennwerte von Mikroprozessoren

Kennwerte	Typenbeispiele		
	4040	Z 80/UB 880	Z 8001/UB 8001
Verarbeitungsbreite	4 bit	8 bit	16 bit
Zahl der Befehle	60	158	414
Befehlsabarbeitungszeit	10,8 µs	1,6 µs	1,0 ... 0,5 µs
Adreßwortbreite	13 bit	16 bit	23 bit (16 + 7)
Adressierbarer Speicherbereich	8 KByte	64 KByte	8 MByte
Maximale Taktfrequenz		2,5 MHz	4 MHz

Die *Befehlsabarbeitung* verläuft nacheinander in folgenden Schritten:

1. Befehl holen
2. Befehl interpretieren
- ↓ 3. Befehl ausführen

Nach dem Holen des vorangehenden Befehls wurde der PC auf die neue Adresse gestellt, unter der ein nachfolgender Befehl im Speicher steht. Die CPU sendet die neue Adresse aus und aktiviert den betreffenden Speicherplatz. Der Befehl (1. Byte) gelangt über den Datenbus zur CPU. Der PC wird inkrementiert. Danach erfolgt die Befehlsinterpretation im Befehlsdecoder. Dabei wird unterschieden, ob noch ein weiteres Byte (z. B. ein Operand) benötigt wird oder nicht. Handelt es sich um einen *1-Byte-Befehl* (z. B. INC r: Inkrementieren eines Registers r), dann wird die dem Befehl entsprechende Operation (z. B. Inkrementieren) direkt ausgeführt. Bei einem *2-Byte-Befehl* (z. B. LD A, n) wird *nach* dem 1. Byte, das die Spezifikation des Befehls (z. B. Akkumulator A laden) darstellt, die Operandenadresse gebildet und auf den Adreßbus gegeben. Damit wird ein Eingabe-Tor geöffnet, und der jeweilige Operand (z. B. eine 8-bit-Dualzahl n) gelangt über den Datenbus des Computers zur CPU und damit zur befehlspezifischen Verarbeitung (z. B. Akkumulator mit der Zahl n laden).

Der Mikroprozessor ist die Zentraleinheit (CPU) des Mikrocomputers. Allein ist er nicht funktionsfähig. In Abhängigkeit von Programminstruktionen (Befehlen) kann er eine Vielzahl von arithmetischen, logischen und sonstigen Operationen ausführen. Das Programm steht in einem Speicher. Durch Adressieren der jeweiligen Speicherplätze holt sich der Mikroprozessor nacheinander Befehl für Befehl, bis das Programm abgearbeitet ist.

Die technische Entwicklung führt bei *Universal-Prozessoren* zu höheren Verarbeitungsbreiten. Mit der Steigerung des Integrationsgrades und der Verbesserung der Systemarchitekturen entstanden leistungsfähige 8-bit- und 16-bit-Prozessoren (Tafel 8.2). In 16-bit-Technik erleichtern umfangreichere und komfortablere Befehlssätze die Programmierung. Beim Z 8001/UB 8001 ist z. B. eine vollständige Multiplikations- und Divisions-Arithmetik implementiert. Außerdem wurde die strenge Byte-Organisation im Befehlsaufbau verlassen. Alle 16 Register können als Akkumulator verwendet werden. In Vierfachkombination ermöglichen sie eine 64-bit-Verarbeitung. Zur besseren Handhabung des umfangreichen adressierbaren Speicherbereiches (z. B. 8 MByte) werden zusätzlich Speicher-Verwaltungsschaltkreise (MMU: Memory Management Unit) eingesetzt.

Neben den Universal-Prozessoren mit fester Wortlänge (8 bit, 16 bit) sind auch *Bitslice-Prozessoren* (Mikroprozessoren mit variabler Wortlänge) entwickelt worden. Die dem Anwenderproblem angepaßte Verarbeitungsbreite kann durch Zusammenschalten mehrerer Prozessorscheiben (Slices) gewonnen werden. Weitere Vorteile der Bitslice-Technik sind:

- die hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit (u. a. durch Anwendung „schneller“ Technologien, z. B. I²L, ECL s. Abschn. 7.3),
- die Mikroprogrammierbarkeit (der Anwender kann einen eigenen problemorientierten Befehlssatz definieren).

Für *spezielle Aufgaben*, wie z. B.

- Analogsignalverarbeitung,
- Binärsteuerung,
- Bildschirm- und Tastatursteuerung,
- Erzeugung und Verarbeitung natürlicher Sprache usw.,

werden *Mikrocontroller* entwickelt. In der Bedienperipherie eines Computers entlasten sie die Zentraleinheit von umfangreichen Steuerungsaufgaben (z. B. Peripheriecontroller für Bildschirm-Grafik). Bei industriellen Prozeßsteuerungen lösen Mikrocontroller in Meßwertaufnehmern (Sensoren) und Stellgliedern (Aktoren) „intelligente“ Funktionen der Informationsverarbeitung (z. B. Antriebsprozessor für Industrieroboter).

8.3. Die Hardware des Mikrocomputers

Der *Mikrocomputer* ist ein auf der Grundlage eines Mikroprozessorsystems aufgebauter Digitalrechner. Als *Hardware* bezeichnet man die Gesamtheit der Schaltkreise und Geräte, einschließlich der Gefäße und Verbindungen, die zum technischen Aufbau des Computers erforderlich sind.

Ein *Mikroprozessorsystem* besteht aus mehreren hochintegrierten Schaltkreisen, die bei entsprechender Zusammenschaltung eine programmgesteuerte Informationsverarbeitung ermöglichen. Ein *8-bit-Mikroprozessorsystem* (z. B. Z 80/U 880) umfaßt

- den Mikroprozessor (z. B. UA 880 D),
- die Peripherieschaltkreise (z. B. PIO UA 855 D, SIO UA 856 D, DMA UA 858 D),
- den Zähler-Zeitgeber-Schaltkreis (z. B. CTC UA 857 D) sowie
- die Speicherschaltkreise (z. B. ROM U 2364 D, dRAM U 256 C).

Zum Aufbau eines Mikrocomputers werden zumeist nur die Schaltkreise des Systems verwendet, die zur Lösung der jeweiligen Aufgabe notwendig sind. Einfachste Konfigurationen werden als *Minimalsysteme* bezeichnet (Bild 8.8). Mikroprozessor (CPU), Speicher (ROM, RAM) und Eingabe-/Ausgabe-Schaltkreise (PIO, SIO) sind durch ein einheitliches *Bussystem* miteinander verbunden. Der Adreßbus (z. B. 16 bit) ist unidirektional, d. h., die Adressen verlaufen stets nur in *einer* Richtung, nämlich von der CPU zu den anderen Systembausteinen. Der *Datenbus* (z. B. 8 bit) ist dagegen bidirektional, d. h., die Daten laufen je nach momentaner Arbeitsphase entweder zur CPU hin oder von der CPU weg. Dem skizzierten Minimalsystem (Bild 8.8) wurde die gegenwärtig vorherrschende *Princeton- oder Von-Neumann-Struktur* zugrunde gelegt. Bei dieser Rechnerstruktur werden *alle* Systembausteine durch ein und denselben Bus (*ein* Datenbus, *ein* Adreßbus, *ein* Steuerbus) verbunden. Die Trennung von Programmspeicher und Arbeitsspeicher (Datenspeicher) erfolgt *nur* durch die Adressfestlegung. Ein erheblicher Teil des vorhandenen Speicherbereiches steht dem Anwender nicht zur Verfügung, da er für die Betriebssoftware reserviert werden muß. Bei der *Havard-Rechnerstruktur* sind dagegen Programmspeicher und Arbeitsspeicher durch verschiedene Bussysteme deutlich voneinander getrennt. Dem Vorteil, daß Befehle und Daten parallel transferiert werden können, steht als Nachteil der höhere technische Aufwand gegenüber. Prinzipiell gibt es zwei Möglichkeiten, wie Daten zwischen dem Datenbus des Computers und den peripheren Geräten ausgetauscht werden können:

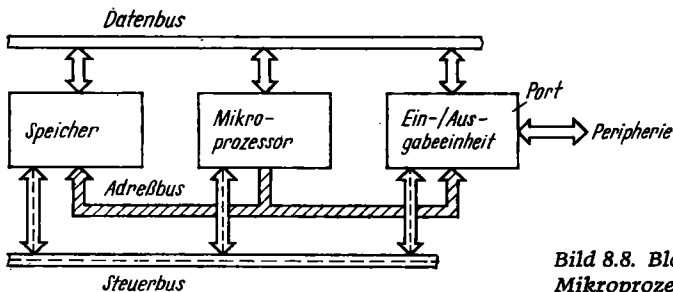


Bild 8.8. Blockschaltbild eines Mikroprozessor-Minimalsystems

Entweder über

- eine parallele oder
- eine serielle Schnittstelle.

Die *parallele Schnittstelle* ermöglicht z. B. die Datenausgabe an einen Drucker. Im 8-Bit-System verwendet man die PIO (Parallel Input Output: Schaltkreis für parallele Ein- und Ausgabe) zur Realisierung der parallelen Schnittstelle.

Die PIO enthält zwei getrennte *Eingabe-Ausgabe-Kanäle* (Ports) zu je 8 Bit. Die *Ports* lassen sich über die Software in vier verschiedenen *Betriebsarten* programmieren:

- BA 0: Byte-Ausgabe an PIO
- BA 1: Byte-Eingabe von PIO
- BA 2: Wahlweise Byte-Eingabe oder Byte-Ausgabe für Port A
- BA 3: Bit-Ein- und Ausgabe *ohne* Quittierung.

Die *Programmierung* erfolgt durch Steuerworte, die entweder über den Datenbus oder über spezielle Steuerleitungen übertragen werden. Spezielle Steuersignale der PIO sind:

- $\overline{B/\overline{A}}$: Auswahl von Port B oder Port A
- $\overline{C/\overline{D}}$: Umschaltung von Steuerwort auf Datenwort
- \overline{CE} : Freigabe oder Sperren der Daten, die im Datenregister der PIO zwischen gespeichert sind.

Bild 8.9 zeigt die Verbindung zwischen einem der beiden PIO-Kanäle (z. B. Port B) und einem Drucker. Zum *parallelen Interface* gehören 8 Datenleitungen (Datenbus) und zwei Steuerleitungen. Die Bereitschaft des Druckers zur Datenübernahme wird durch $\overline{BSTB} = L$ signalisiert. Die Quittierung des \overline{BSTB} -Empfanges erfolgt von der PIO aus durch $\overline{BRDY} = L$. Während der Drucker *eine* Zeile ausdruckt, veranlaßt er den Computer durch $\overline{BSTB} = H$ zum Warten. Dieses Datenübertragungsprinzip, bei dem zur Synchronisation zwischen Computer und Peripheriegerät zwei Steuersignale ausgetauscht werden, nennt man *Handshake-(Handschlag-)Verfahren*. Werden Daten von einer Tastatur übernommen oder an ein Datensichtgerät (Monitor) ausgegeben, dann wird zumeist von der *seriellen Schnittstelle* Gebrauch gemacht. Die auf den 8 Leitungen des Datenbusses gleichzeitig auftretenden Daten des Computers sind bei der Ausgabe in eine Folge von Impulsen (Bits) zu wandeln, die über *eine* Leitung übertragen wird. Bei der Dateneingabe aus der Peripherie muß eine Impulsfolge in das parallele Datenformat zurückgewandelt werden. Der UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter: universeller asynchroner Empfänger/Umsetzer) erzeugt zu Beginn ein Startbit, das dem Empfänger mitteilt, daß die Datenbits nachfolgen. Am Ende eines Datenblockes folgen zwei Stoppbits, die das Ende der Übertragung melden (Bild 8.10). Der UART ist zumeist im seriellen Eingabe-Ausgabe-Schaltkreis (SIO) untergebracht. Alle Schaltkreise des Systems arbeiten mit der gleichen Betriebsspannung (z. B. 5 V). Die Impulsfolge, die den UART verläßt, hat somit TTL-Pegel (0 ... 5 V). Bei längeren Übertragungswegen sind zur Verbesserung der Störsicherheit höhere Spannungen zweckmäßig. Eine häufig verwendete *Standard-Schnittstelle* ist die V 24-(RS 232-)Schnittstelle, die mit ± 12 V arbeitet:

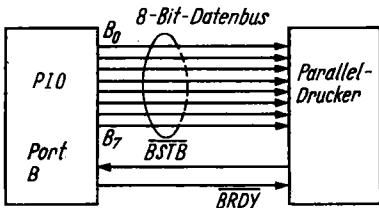
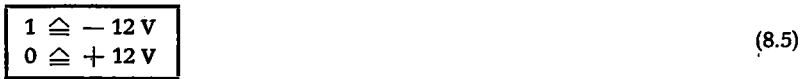


Bild 8.9. Parallele Schnittstelle zur Peripherie

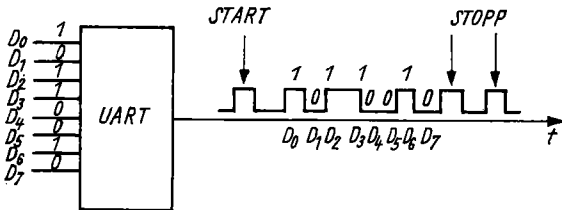


Bild 8.10. Serielle Schnittstelle für asynchronen Datenverkehr

Die SIO (Seriell Input Output: Serielle Ein- und Ausgabe) ist ein programmierbarer Peripherieschaltkreis zum System Z 80/U 880. Er dient zur Realisierung einer seriellen Schnittstelle zwischen dem Computer und den seriell arbeitenden Peripheriegeräten. Die Datenübertragung kann asynchron (UART) oder synchron (USRT) erfolgen. Beim UART wirkt die Synchronisation, wie beschrieben, durch Start- und Stoppbits innerhalb jedes Datenwortes. Beim USRT wird die Synchronisation durch das Taktsignal bewirkt, das beim Sender und Empfänger genau übereinstimmen muß.

Die Datenübertragung zwischen Computer und Peripheriegeräten wird durch eine an den jeweiligen Empfänger angepasste Schnittstelle realisiert.

Parallele Schnittstellen ermöglichen eine hohe Übertragungsgeschwindigkeit, eignen sich aber wegen der vielen Leitungen nur für geringe Entfernungen.

Mit seriellen Schnittstellen können auch größere Entfernungen überbrückt werden.

Ein weiterer Peripherieschaltkreis ist der *DAM-Baustein* (DAM: Direct Memory Access = direkter Speicherzugriff). Der DMA-Betrieb ermöglicht den schnellen Transfer großer Datenblöcke unter Umgehung der CPU. Ein typischer Anwendungsfall ist das Nachladen des Bildwiederholerspeichers im Datensichtgerät (Monitor).

Der *CTC-Baustein* (CTC: Counter Timer Circuit = Zähler-Zeitgeber-Schaltkreis) kann im Mikroprozessorsystem Z 80/U 880 prinzipiell zwei Funktionen übernehmen:

1. *Zählerfunktion*, z. B. zur programmierbaren Auslösung von Interrupts (Programmunterbrechungen),
2. *Zeitgeberfunktion*, z. B. zur Realisierung einer Echtzeituhr, die über das Programm abgefragt werden kann.

Die Entwicklung von *Einchipmikrorechnern* (EMR) war ein wesentlicher Fortschritt auf dem Gebiet der Mikrocomputertechnik (als Prototyp gilt der Intel 8748 aus dem Jahre 1977).

Das EMR-System Z 8/U 881 bietet leistungsfähige, komplette Computerschaltkreise, die auf einem Chip nicht nur die CPU, sondern darüber hinaus alle weiteren Funktionseinheiten eines Mikrocomputers enthalten. *Integrierte Bestandteile* des Z 8/U 881 sind:

- die CPU mit 8 bit Verarbeitungsbreite und 47 verschiedenen Befehlstypen,
- der interne RAM-Bereich mit 128 Byte (144 Register),
- der interne ROM-Bereich mit 2 KByte (Programmspeicher),
- Adressierungsmöglichkeit von externen Speichern bis 124 KByte,
- zwei programmierbare Zähler/Zeitgeber (CTC),
- vier Eingabe-/Ausgabe-Ports mit 32 E/A-Leitungen,
- ein Vollduplex-UART,
- eine Interrupt-Steuerlogik und
- ein Taktgenerator (externe Beschaltung z. B. mit Quarz).

Vielseitige *Einsatzmöglichkeiten* ergeben sich bei programmierbaren Kleinststeuerungen in Technik und Haushalt. Der EMR ist als Automatisierungsmittel zweckmäßig, wenn

- die Hardware in einem Gerät zu konzentrieren ist,
- keine sehr hohe Speicherkapazität erforderlich ist,
- die Steuerung sehr schnell arbeiten muß (Echtzeitbetrieb) und
- kostengünstige Lösungen bei hohen Produktionsstückzahlen angestrebt werden.

8.4. Was gehört zur Software?

Bisher haben wir im wesentlichen die Hardware des Mikrocomputers behandelt. Dabei wurde ein Computer als programmgesteuerter Automat zur Verarbeitung von Daten definiert. Ohne entsprechende Programme ist jedoch der beste Computer wertlos.

Unter Software verstehen wir die Gesamtheit der Programme, Bedienungsanleitungen und Einsatzvorschriften, die den Computer für einen vorgesehenen Anwendungsfall „lauffähig“ machen.

Software (wörtl. „weiche“ Ware) ist also das Ergebnis geistiger Arbeit, das auf Papier oder einem anderen geeigneten Datenträger (z. B. Lochband, Tonband, Magnetplatte, ROM) niedergelegt ist.

Ein Computer ist im Gegensatz zu den meisten Taschenrechnern frei programmierbar. Erst durch ein *Programm* wird festgelegt

- welche Aufgabe zu lösen ist,
- welche Algorithmen (Regeln) zur Bearbeitung anzuwenden sind,
- welche Daten für die Bearbeitung benötigt werden,
- welche Reihenfolge bei der Lösung der Aufgabe einzuhalten ist und
- in welcher Form das Ergebnis erwartet wird.

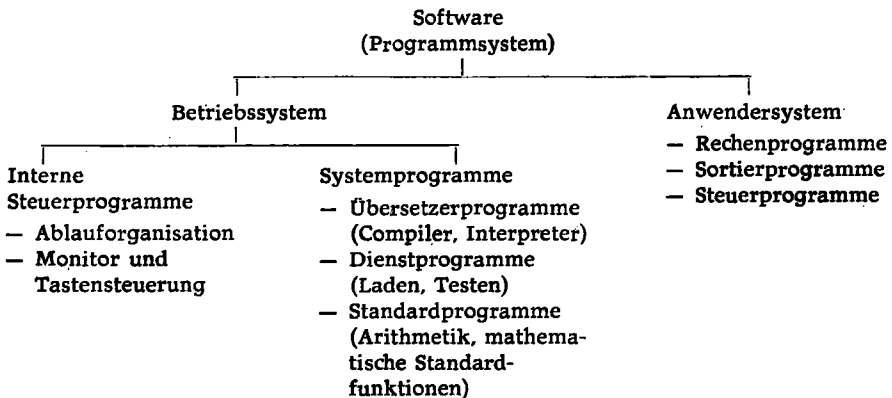
Bei vereinfachter Betrachtung kann jedes Programm als logische Folge einzelner Bearbeitungsschritte (Befehle) aufgefaßt werden. Die *Erarbeitung der Software* ist bei den meisten komplexen Aufgabenstellungen ein langwieriger und kostspieliger Prozeß, der durchaus einer Hardware-Entwicklung gleichgesetzt werden kann. Die Entwicklungskosten für anspruchsvolle Software übersteigen heute zumeist die Anschaffungskosten für die Hardware. Daß hierbei der Faktor „Zeit“ eine sehr kritische Rolle spielt, zeigt folgendes *Beispiel*:

Zur manuellen Entwicklung eines Programms mit 16 KByte würde ein Programmierer, der täglich etwa 10 Befehle schreibt, 819 Tage (also nahezu drei Jahre) benötigen! Dabei wurde angenommen, daß ein Befehl durchschnittlich 2 Byte in Anspruch nimmt.

Die manuelle Software-Entwicklung ist uneffizient. Sie wird durch eine, nach wissenschaftlichen Methoden organisierte, computergestützte Erarbeitungstechnologie ersetzt. Man spricht von *Software-Technologie* (engl.: Software Engineering).

Zwischen dem Menschen als Nutzer und der Computer-Hardware liegt das gesamte Software-Paket (Programmsystem), das sich in mehrere Komponenten gliedert (Tafel 8.3).

Tafel 8.3. Software – Gliederung



Zum *Betriebssystem* (Systemsoftware) werden alle die Programme gezählt, die das Zusammenspiel aller Anlagenteile des Computers untereinander sowie die Mensch-Maschine-Kommunikation ermöglichen. Nehmen wir als Beispiel die Eingabe von Daten über eine Tastatur sowie deren Kontrolle oder Korrektur auf dem Monitor. Dies sind *Subroutinen*, die bei allen Computern in ähnlicher Form eine Rolle spielen, vor allem unabhängig vom jeweiligen Anwenderprogramm. Das Betriebssystem, das zum Computer mitgeliefert wird, entlastet den Anwender von der Programmierung solcher Routine-Funktionen. Zumeist liegt das Betriebssystem auf Datenträgern gespeichert vor (z. B. auf Disketten). Zu Beginn der Arbeit mit dem Computer wird das Betriebssystem in den RAM-Bereich des internen Speichers geladen. Bei Klein-

computern (Homecomputer) kann das Betriebssystem auch in einem ROM fest gespeichert sein. Bei manchen Geräten ist es mit in den *Basic-Interpreter* (Abschn. 8.6.) einbezogen. Die *Aufgaben des Betriebssystems* sind:

- Ablauforganisation von Anwenderprogrammen (z. B. Starten, Unterbrechen und Beenden von Programmen),
- Organisation des Datenverkehrs mit der Peripherie sowie des Dialogs mit dem Nutzer,
- Speicherplatzverwaltung,
- Programmierhilfen (Übersetzerprogramme für Programmiersprachen),
- Fehlerdiagnose und Datensicherung.

Für Mikrocomputer gibt es eine Vielzahl von Betriebssystemen, die an die jeweilige Hardware (z. B. den Mikroprozessortyp) angepaßt sind. Wesentliche Unterschiede ergeben sich auch durch die jeweils unterstützte Programmiersprache (Abschn. 8.6.). *Betriebssysteme*, die von den Computerherstellern geliefert werden, sind unter den Abkürzungen UNIX, UNOS, UDOS, CP/M, Rio, BROS, JAMB usw. bekannt. Für Mikrocomputer (Homecomputer) ist CP/M in mehreren Spielarten (z. B. CP/M-80, CP/M Plus) weit verbreitet.

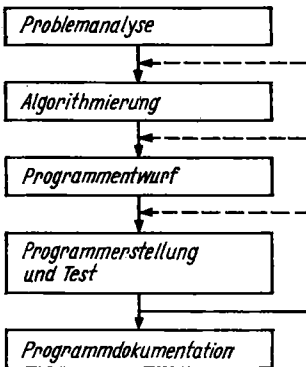


Bild 8.11. Phasen der Programmentwicklung

Die Entwicklung eines *Anwenderprogrammes* verläuft in mehreren Schritten (Bild 8.11). Die nach dem Programmtest zutage tretenden Fehler zwingen zu einer *iterativen Arbeitsweise*. Der ungünstigste Fall tritt ein, wenn sich der Algorithmus als falsch erweist. Dann müssen die ganzen Arbeitsphasen erneut durchlaufen werden. Die *Problemanalyse* führt von einem vorgelegten Problem zu einer vollständig formulierten Aufgabenstellung (Pflichtenheft). Die *Algorithmierung* hat die Formulierung einer allgemeinen Lösung zum Ziel.

Ein Algorithmus ist ein System von Regeln, mit denen definierte Aufgabenstellungen in Lösungen überführbar sind.

Algorithmen können mathematisch formuliert sein. Für die Erstellung eines Programmes ist es jedoch günstiger, eine logische Folge von Elementaroperationen (einfache Anweisungen) niederzuschreiben.

Im *Programmentwurf* wird der gefundene oder gewählte Algorithmus in eine computergerechte Form gebracht. Dabei sind die Randbedingungen zu berücksichtigen, die der jeweilige Computer setzt (z. B. Datenwortbreite, Adreßraum, Befehlsvorrat usw.). Wesentlich ist auch die Aufteilung in Unterprogramme. Außerdem sind Testmöglichkeiten (Prüfpunkte) und Unterbrechungsmöglichkeiten (Interrupts) vorzusehen. Ergebnis des Programmentwurfs ist z. B. ein detaillierter Programmablaufplan, nach dem ein Programmierer das Programm schreiben kann.

Mit der *Programmerstellung* wird der Programmentwurf in einer dem Computer verständlichen Sprache (Programmiersprache, s. Abschn. 8.6.) geschrieben. Es entsteht das *Quellprogramm*, das auf einem *Wirtsrechner* in das ablauffähige Mikrocomputer-Programm (Maschinensprache) übersetzt werden kann. Durch Verwendung eines *Mikrorechner-Entwicklungssystems* (MRES) werden alle Phasen der Programmentwicklung wirksam unterstützt.

Das getestete und lauffähige Programm wird schließlich auf einem Datenträger fixiert und in eine Programmbibliothek aufgenommen.

8.5. Einfache Algorithmen

Übliche Darstellungsformen von Algorithmen sind

- Programmablaufpläne (Flußdiagramme) und
- Struktogramme.

Programmablaufpläne (PAP) sind grafische Darstellungen von Lösungswegen unter Verwendung bestimmter Symbole. PAPs können sowohl für Algorithmen, unabhängig vom jeweiligen Computer, als auch für Programmabläufe, in computergerechter Befehlsdarstellung, verwendet werden. Einige der standardisierten (genormten) Symbole für PAPs sind im Bild 8.12 dargestellt.

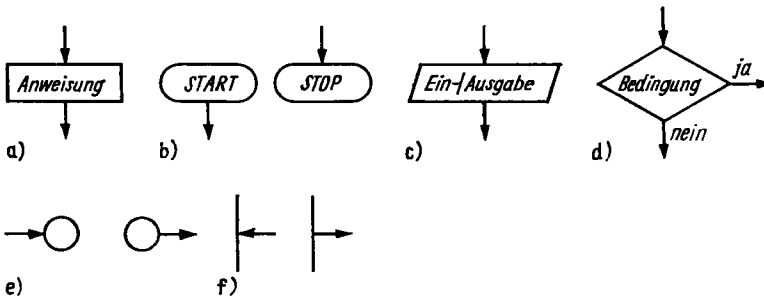


Bild 8.12. Symbole für Programmablaufpläne

a) Operationsstelle; b) Grenzstellen; c) E/A-Stellen über Datenträger; d) Entscheidungsstelle; e) Anschlußstellen (Konnektoren); f) Flußlinien

Im PAP sind drei Strukturelemente möglich:

- die Folge (Sequenz),
- die Verzweigung (Selektion) und
- die Schleife (Repetition).

Das einfachste PAP-Element ist die lineare Folge von Anweisungen oder Operationen (Bild 8.13a).

Verzweigungen (Bild 8.13b) führen auf Grund von Erfüllung oder Nichterfüllung bestimmter Bedingungen zu anderen Operationen. *Schleifen* (Bild 8.13c) sind Verzweigungen, die entweder zur Wiederholung vorheriger Operationen oder zur Ausführung nachfolgender führen.

Zur formalen Kennzeichnung von Anweisungen und Operationen wird das *Ergibtzeichen*

$\boxed{\quad} :=$ verwendet.

Die *Ergibtanweisung* hat die allgemeine Form

$$\boxed{\text{VARIABLE} := \text{AUSDRUCK}} \tag{8.6}$$

Beispiel:

Die symbolische Operation des Akkumulatorbefehls ADD n (Abschn. 8.2.) lautet:

$$\boxed{A := A + n} \quad (8.7)$$

Dies bedeutet: Die Zahl n ist zum Akku-Inhalt A zu addieren, und das Ergebnis ist wiederum in den Akku zu bringen.

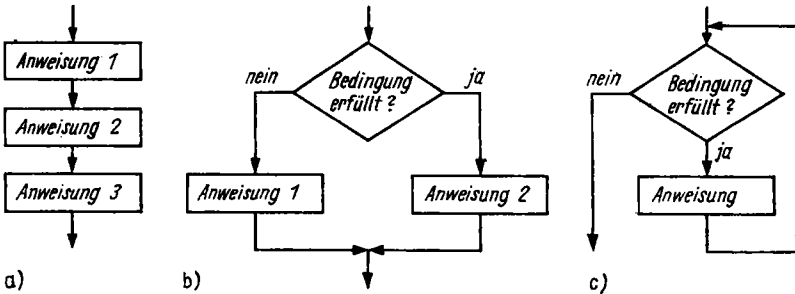


Bild 8.13. Strukturelemente des Programmablaufplanes

a) Folge; b) Verzweigung; c) Schleife

Beispiele für Algorithmen:

Die Summe aller natürlichen Zahlen von 1 bis n ist zu bilden, also: $S = 1 + 2 + 3 + \dots + n$ oder allgemein

$$S = \sum_{i=1}^n Z_i \quad (8.8)$$

Die programmtechnisch einfachste Lösung wäre, die n Zahlen nacheinander einzugeben und die jeweiligen Teilsummen errechnen zu lassen:

Bei $n = 20$ ergeben sich 20 Teilsummen:

$$S_0 = 0; S_1 = S_0 + 1 = 1; S_2 = S_1 + 2 = 3; S_3 = S_2 + 3 = 6; S_4 = S_3 + 4 = 10; \dots S_{20} = S_{19} + 20 = 210$$

Der PAP für diesen Algorithmus ist im Bild 8.14 dargestellt. Die Anweisungen bedeuten:

$S := 0$ heißt: Summenregister löschen.

$S := S + Z$ heißt: Zahl Z zum Inhalt des Summenregisters addieren.

Beim *Dialog* mit dem Computer erscheint auf dem Bildschirm die jeweilige Teilsumme, verbunden mit der Aufforderung, den nächsten Summanden einzugeben. Genauso arbeitet auch ein einfacher, fest programmierter Taschenrechner. Der Bedienungsaufwand ist relativ groß. Außerdem sind Bedienungsfehler nicht auszuschließen, wenn z. B. der vorher eingegebene Summand vergessen wurde.

Wenn man bedenkt, daß das gewünschte Ergebnis die Summe einer *arithmetischen Reihe* mit dem konstanten Anfangswert 1, der konstanten Differenz (Schrittweite) 1 und dem variablen Endwert n darstellt, müßte es möglich sein, den Algorithmus so zu gestalten, daß lediglich der Parameter n eingegeben werden muß. Bild 8.15 zeigt die Lösung. Ein Register, das als Summandenzähler wirkt, wird fortwährend inkrementiert (um 1 erhöht). Der Zählregisterinhalt wird so lange zum Summenregister S addiert, bis Z die Zahl n , die vorher eingegeben wurde, überschreitet. Danach wird der Inhalt von S ausgegeben. Dieser Algorithmus enthält eine *Zählerschleife*, die n -mal durchlaufen wird. Bei großem n ist die Rechenzeit auch entsprechend lang. Der Vor-

teil liegt in der Entlastung des Nutzers von überflüssigen Bedienvorgängen (die n Eingaben im ersten Beispiel).
 Ein weiterer möglicher Algorithmus wäre die *Summenformel* der arithmetischen Reihe:

$$S = \frac{n}{2} (a + z) \tag{8.9}$$

n = Zahl der Glieder; a = Anfangsglied; z = n -tes Glied der Reihe

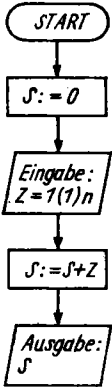


Bild 8.14. Linearer Algorithmus zur Addition

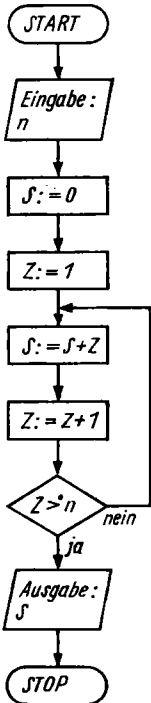


Bild 8.15. Additionsalgorithmus mit Zählschleife

In unserem Beispiel ist $a = 1$ und $z = n$:

$$S = \frac{n}{2} (1 + n) \quad (8.10)$$

Für $n = 20$ ergibt Gl. (8.10): $S = 10 \cdot 21 = \underline{210}$

Zur Umsetzung dieses Algorithmus in ein Programm benötigen wir jedoch auch Multiplikation und Division. Sind diese Operationen in unserem Computer als Unterprogramme verfügbar, dann ist Gl. (8.10) für unsere Aufgabenstellung der optimale Algorithmus. Müssen Multiplikation und Division erst über entsprechende Algorithmen auf Addition und Subtraktion zurückgeführt werden, dann ist der im Bild 8.15 gezeigte Algorithmus vorzuziehen.

8-bit-Mikroprozessoren verfügen nur über einige wenige Arithmetikbefehle (z. B. Addition, Subtraktion, Komplementbildung, Inkrementieren und Dekrementieren). Demzufolge müssen bei *Kleincomputern* (Homecomputer) alle höheren Rechenarten auf diese Grundoperationen zurückgeführt werden. Dazu wird Software benötigt, die nach geeigneten Algorithmen entwickelt werden muß. Der Entwicklungsaufwand für diese Software ist sehr hoch. Außerdem muß eine angemessene Speicherkapazität verfügbar sein (RAM, ROM, externe Massenspeicher, s. Abschn. 7.6.). Der interne RAM-Bereich eines Kleincomputers (Homecomputer, Personalcomputer) umfaßt mindestens 16 KByte und kann intern z. B. auf 64 KByte aufgerüstet werden. Diese Speicherkapazität wird zumeist, aber nicht ausschließlich, für die Anwenderprogramme genutzt. Das Betriebssystem ist entweder fest in einem ROM gespeichert oder es muß bei Beginn der Arbeit mit dem Computer erst von einem anderen Speichermedium (z. B. Diskette) in den RAM-Bereich geladen werden (ladbares Betriebssystem).

Die „freie“ Programmierbarkeit besitzt auch gewisse Nachteile. Der Anwender eines Taschenrechners hat es in jedem Falle einfacher. Dort sind die höheren Rechenarten als Unterprogramme im Rechner-Chip fest „verdrahtet“ und können durch Tastendruck schnell aufgerufen werden.

8.6. Wozu Programmiersprachen?

Der Mikroprozessor, die Zentraleinheit (CPU) des Mikrocomputers, versteht nur seine *eigene* Maschinensprache. Aus den Sprachelementen, den Bits (Binärziffern 0 und 1), werden Worte gebildet, die zumeist aus 8 bit bestehen. Ein Wort wird von der CPU entweder als Befehl, als Operand (Rechengröße) oder auch als Adresse interpretiert. Die *Maschinensprache* ist wenig einprägsam und sehr monoton. Deshalb dürfte sie kaum erlernbar sein. Stets müßte der Programmierer in umfangreichen Übersetzungstabellen blättern. Wir erinnern uns an Abschnitt 8.2.: Sollte beispielsweise der Ladebefehl für den Akku eingegeben werden, dann müßten, allein für das 1. Byte, 8 Schalter oder Tasten bedient werden ($D_7 D_6 D_5 D_4 D_3 D_2 D_1 D_0 = 0 0 1 1 1 1 1 0$). Um dem abzuhelfen, wurde die *Assemblersprache* geschaffen. Die Sprachelemente sind einprägsame Abkürzungen (Mnemonics), die zumeist der englischen Sprache entlehnt sind (z. B. LD A bedeutet: Load (lade) Akkumulator). Das Schreiben von Programmen in Maschinensprache ist also sehr umständlich und birgt subjektive Fehlerquellen. Obwohl die maschinenorientierten Assemblersprachen besser lesbar sind als die Bitfolgen der Maschinensprachen, haften ihnen noch wesentliche *Nachteile* an:

- Jeder Befehl wird durch ein mnemotechnisches Codewort beschrieben. Der Assembler übersetzt jedes BefehlsCodewort in das zugehörige Bitmuster. Dabei erzeugt im allgemeinen (von Makros unter Unterprogrammaufrufen abgesehen) ein Assemblerbefehl auch nur einen Maschinenbefehl.

- Die Sprachelemente der Assemblersprachen sind nicht allgemeingültig. Jeder Prozessortyp hat seinen eigenen, nur für ihn gültigen Befehlssatz. Die Zahl der Assemblersprachen entspricht etwa der Zahl der auf dem Markt befindlichen Mikroprozessortypen. Ein Programmierer, der verschiedene Mikroprozessorsysteme programmieren soll, muß mehrere Sprachen beherrschen und darüber hinaus die Eigenheiten jedes einzelnen Mikroprozessors kennen.

Die *problemorientierten Programmiersprachen* (auch höhere Programmiersprachen genannt) sind auf die Lösung technischer, mathematischer oder kaufmännischer Probleme zugeschnitten. Durch Übersetzerprogramme (Interpreter, Compiler) werden die Algorithmen, die in der jeweiligen Programmiersprache formuliert sind, in entsprechende Folgen von Maschinenbefehlen umgewandelt. Im Gegensatz zum Assembler erzeugt eine Anweisung zumeist mehrere Maschinenbefehle. Die Programmierung ist dadurch sehr effektiv, die Programme sind im allgemeinen aber länger als gleichwertige Assemblerprogramme. Ohne den jeweiligen Prozessor und die übrige Hardware des Computers genau kennen zu müssen, kann der Programmierer das problembezogene Quellprogramm erstellen. In den höheren Programmiersprachen werden keine Einzelbefehle, sondern komplexe Anweisungen erteilt, die sowohl Konstanten als auch Variablen beinhalten können. Die Formulierung der konkreten Befehle und die gesamte Adressierung übernimmt das Übersetzerprogramm. Das Übersetzungsprogramm für BASIC, einer leicht erlernbaren Sprache für Mikrocomputer (z. B. Homecomputer), wird zumeist als *Interpreter* realisiert.

Programme zum Übersetzen und Abarbeiten von Quellprogrammen werden als Interpreter bezeichnet. Übersetzung und Programmabarbeitung bilden eine Einheit.

Interpreter sind zumeist Bestandteil der Betriebssysteme. Dadurch wird im Arbeitsspeicher des Computers eine relativ große Speicherkapazität fest gebunden, die für das Anwenderprogramm nicht zur Verfügung steht. *Compiler* sind Übersetzerprogramme, die Quellprogramme in Maschinenprogramme umsetzen. Während der Programmabarbeitung enthält der Arbeitsspeicher des Computers nur das compilierte Programm in der Maschinensprache. Compiler und Quellprogramm befinden sich nicht mit im Arbeitsspeicher. Läuft das Compiler-Programm auf dem gleichen Computer, auf dem später das übersetzte (compilierte) Programm abgearbeitet werden soll, so spricht man von *residenter Software*. Wird der Compiler auf einem anderen Rechnertyp (Wirtsrechner) implementiert, dann handelt es sich um *Crosssoftware*. Da Compiler häufig sehr hohe Speicherkapazitäten beanspruchen, werden als Wirtsrechner sehr leistungsfähige Computer verwendet.

In Tafel 8.4 sind gebräuchliche Programmiersprachen nach ihrem Hauptanwendungsgebiet gegliedert. Eine völlig eindeutige Abgrenzung ist allerdings nicht möglich.

Höhere Programmiersprachen wurden zumeist für bestimmte Anwendungsfälle entwickelt. Bei den überaus vielfältigen Einsatzmöglichkeiten der Computer wäre eine universelle Sprache viel zu umfangreich und dadurch schlecht erlernbar. Außerdem würden die Übersetzerprogramme extrem große Speicherkapazitäten erfordern, die zumindest bei Mikrocomputern nicht verfügbar sind.

Für Computer im privaten Bereich ist gegenwärtig vor allem BASIC sehr beliebt, da diese „Anfängersprache“ leicht erlernbar ist.

PASCAL ist eine stark gegliederte Vielzweck-Sprache mit strengen Regeln, die den Programmierer zur algorithmischen Vorgehensweise zwingt.

C ist eine äußerst vielseitige Sprache, die sich durch eine gute Portabilität (Übertragbarkeit auf andere Computer) auszeichnet. C-Programme sind stenografisch kurz. Mit C läßt sich sowohl problemorientiert als auch maschinenorientiert arbeiten. Deshalb ist C besonders für die Entwicklung der Systemsoftware geeignet.

FORTH ist eine leistungsfähige und sehr flexible Sprache. Der FORTH-Sprachschatz läßt sich beliebig durch neue Wörter erweitern. Ganze Programme können auf diese Weise durch ein einziges FORTH-Wort aktiviert werden. In FORTH wird die Stapel-

verarbeitung verwendet. Rechenoperationen werden in der sog. „umgekehrten polnischen Notation“ (die auch bei einigen Taschenrechnern angewandt wird) geschrieben.

Beispiel:

Die Addition $5 + 7$ wird in FORTH so geschrieben:

5 7 +

Jede Programmiersprache hat ihre typischen Besonderheiten, die sich im Wortschatz und in den Sprachregeln (Syntax) ausdrücken. Auf Grund dieser Besonderheiten ergeben sich bevorzugte Anwendungsbereiche. Eine Universalsprache gibt es nicht!

Tafel 8.4. Höhere Programmiersprachen

Programmiersprachen	Anwendung in den Bereichen				
	I	II	III	IV	V
PL/1	×	×			
PL/M			×		×
PLZ			×	×	
ALGOL		×			
FORTRAN		×			
COBOL	×				
JAMB	×				
PASCAL		×	×	×	
ADA				×	
C		×		×	×
FORTH	×		×		
BASIC					×

- Bereiche: I Kommerzieller Bereich (z. B. Datenbanken)
 II Wissenschaftlicher Bereich (z. B. Lösung von Gleichungssystemen)
 III Technisch-industrieller Bereich (z. B. Prozeßsteuerung)
 IV Bereich der Systemsoftware-Entwicklung (z. B. Betriebssysteme, Übersetzerprogramme)
 V Bereich der privaten Nutzung (z. B. Lerncomputer)

8.7. Die Programmiersprache BASIC

BASIC (Beginners All-purpose Symbolic Instruction Code [engl.], etwa: Allzweckprogrammiersprache für Anfänger) wurde ursprünglich (Anfang der 60er Jahre) für die Programmierausbildung an Schulen entwickelt. Mit dem Aufkommen der Mikrocomputer fand BASIC eine weite Verbreitung. Es entstanden verschiedene Versionen mit unterschiedlicher Leistungsfähigkeit (TINY-BASIC, MP-TINY-BASIC, STANDARD-BASIC, BASIC II, BASIC-PLUS). Darüber hinaus sind noch zahlreiche firmenspezifische Dialekte bekannt. BASIC ist eine leicht erlernbare *Dialogsprache*, die zumeist mit Interpreter realisiert wird. Ihre *Vorteile* sind:

- einfache Syntax, die auf einer kleinen Zahl englischer Wörter beruht (Tafel 8.5),
- Schreiben und Testen des Programms im Dialog mit dem Computer (sofortige Programmausführung nach Dateneingabe oder Korrektur ist möglich),
- Verarbeitung von Zeichenketten (STRINGS) und arithmetischen Ausdrücken. Dadurch vielseitige Anwendbarkeit für wissenschaftlich-technische sowie ökonomische Aufgaben.

Die *Nachteile* von BASIC sind:

- BASIC zwingt nicht genügend zur Anwendung algorithmischer Programmierregeln, wie sie beim Entwurf umfangreicher Software unerlässlich sind.
- BASIC erfordert relativ lange Rechenzeiten, da zumeist mit Interpreter gearbeitet werden muß. Anwendungen im *Echtzeitbetrieb*, der bei Prozeßsteuerungen gefordert wird, sind stark eingeschränkt.
- Der BASIC-Interpreter beansprucht Speicherkapazität im Arbeitsspeicher des Computers. Bei beschränkter Speicherkapazität für Anwenderprogramme sind kommerzielle Aufgaben mit großen Datenmengen nicht lösbar.

Im BASIC-Befehlssatz (Tafel 8.5) sind zu unterscheiden:

- Kommandos,
- Anweisungen,
- Operationen und
- Funktionen.

Kommandos werden für den Direktbetrieb gegeben. Im *Direktbetrieb* wird jede Aufgabe, die man über die Tastatur eingibt, sofort übersetzt und ausgeführt. Eingaben für Direktbetrieb beginnen mit einem Kennwort (in manchen Dialekten auch mit einem Fragezeichen). Einige Kennworte für Anweisungen (z. B. PRINT) werden als Kommandos interpretiert, wenn sie ohne vorherige Zeilennummer eingegeben werden.

Beispiel:

PRINT 3 * 5 bedeutet: direkte Ausführung der Multiplikation „3 · 5“ und Ausgabe des Ergebnisses.

Mit der nächsten Eingabe wird das vorherige Ergebnis wieder gelöscht. Im Direktbetrieb (Taschenrechnermodus) erfolgt keine Speicherung von Eingaben oder Ergebnissen.

Im Direktbetrieb werden Kommandos sofort ausgeführt. Ein Aufbau eines Programms aus einzelnen Programmschritten ist nicht möglich.

Anweisungen werden für den *Programmbetrieb* gegeben. Sie beginnen stets mit einer *Zeilennummer*, durch die die Reihenfolge der Programmabarbeitung festgelegt wird. Die Numerierung erfolgt üblicherweise in Zehnerschritten (10, 20, 30, ...), so daß nachträglich noch Programmschritte eingefügt werden können.

Im Gegensatz zum Direktbetrieb wird jede Eingabe mit Betätigen einer Taste (RETURN, NEWLINE) unter der angegebenen Zeilennummer zwischengespeichert. Das gesamte Programm kann durch das Kommando LIST zur Kontrolle ausgegeben werden. Die Programmabarbeitung erfolgt dann durch das Kommando RUN.

Beispiel:

Die Multiplikation „3 · 5“ könnte z. B. folgendermaßen programmiert werden:

10 PRINT "BEGINN"

RET

20 PRINT 3 * 5

RET

30 END

RET

Tafel 8.5. BASIC-Befehlssatz

Kommando	Kennwort	Anweisung	Kennwort
Start der Programm- abarbeitung	RUN	Wertzuweisung an Variable	LET
Programmfortsetzung nach Unterbrechung	CONT	Leeranweisung für Kommentar	REM
Schrittweise Abar- beitung	STEP	Konstantenzuweisung (Zahlen, Zeichenketten)	DATA
Löschen des Pro- gramms	NEW	Daten holen und abspeichern	READ
Löschen von Zeilen	DEL	Speicherplatz- reservierung	DIM
Programmliste aus- geben	LIST	Eingabe über Tastatur	INPUT
Programm einlesen	GET	Datenausgabe auf Dialoggerät	PRINT
Programm ab- speichern	SAVE	Unbedingter Sprung auf Zeilennummer	GOTO
		Unterprogramm auf- rufen	GOSUB
Arithmetische und logische Operationen	Symbol	Rücksprung in Haupt- programm	RETURN
Addition	+	Bedingter Sprung	IF ... THEN
Subtraktion	-	Anfang einer Pro- grammschleife	FOR
Multiplikation	*	Ende einer Pro- grammschleife	NEXT
Division	/	Errechneter Ein- sprung	ON ... GOTO
Potenzierung	** , ^ , †	Dateieröffnung bei	
Vorrang	()	Verwendung von	
Gleichheit	=	Massenspeicher	FILE
kleiner als	<	Datei schließen	CLOSE
größer als	>	Halt im Programm	STOP
ungleich	<>	Ende des Programms	END
kleiner oder gleich	<=		
größer oder gleich	>=		
Negation	-		
Konjunktion (AND)	&		
Disjunktion (OR)	!		
		Zeichenketten-Funktionen	Kennwort
Arithmetische Funktionen	Kennwort	Länge der Zeichenkette	LEN
Absolutwert der Zahl (x)	ABS (x)	ASCII-Code des 1. Zeichens (dezimal)	ASC
Vorzeichen	SGN (x)	Zeichen nach ASCII (dezimal)	CHR
ganze Zahl (gerundet)	INT (x)	Zeichenkette in Zahl wandeln	VAL
Sinus	SIN (x)	Zahl in Zeichenkette wandeln	STR
Cosinus	COS (x)	Abtrennen der vorderen Zeichen	LEFT
Tangens	TAN (x)	Abtrennen der hinteren Zeichen	RIGHT
Arcustangens	ATN (x)		
e-Funktion (e ^x)	EXP (x)		
Logarithmus	LOG (x)		
Quadratwurzel	SQR (x)		

Die Programmkontrolle am Bildschirm erfolgt mit dem Kommando

LIST

```
LIST
10 PRINT "BEGINN"
20 PRINT 3 * 5
30 END
```

Die *Programmabarbeitung* erfolgt nach dem Kommando

RUN

Auf dem Bildschirm erscheint das Ergebnis (15) und das Fertigzeichen „OK“:

```
RUN
BEGINN
15
OK
```

Mathematische Formeln oder Rechenaufgaben müssen vor der Eingabe in eine BASIC-gerechte Form (engl. Expression) gebracht werden. Dabei sind die *Vorrangregeln* zu beachten, nach denen arithmetische Ausdrücke der Reihe nach verarbeitet werden:

1. Klammern,
2. Potenzierung,
3. Punktrechnung (Multiplikation, Division),
4. Strichrechnung (Addition, Subtraktion)

Beispiele:

1. Die Fläche eines Kreises errechnet sich nach der Formel

$$A = \frac{d^2 \cdot \pi}{4} . \text{ Dafür ist in BASIC zu schreiben:}$$

$$D \uparrow 2 * 3,141592 / 4$$

Klammern sind hierbei nicht erforderlich.

2. Zur Berechnung der Leistung P , die an einem Widerstand R_2 entsteht, wenn dieser an einer Spannungsquelle mit der Quellenspannung U_0 und dem Innenwiderstand R_1 liegt, dient die Formel

$$P = \frac{U_0^2 \cdot R_2}{(R_2 + R_1)^2} \quad (8.11)$$

In BASIC ist zu schreiben:

$$UO \uparrow 2 * R2 / (R2 + R1) \uparrow 2$$

Die *Variablen* bestehen aus einem Großbuchstaben, an den eine Ziffer angehängt werden kann. Manche BASIC-Versionen lassen auch Kombinationen aus zwei Großbuchstaben zu.

Das Einsetzen von Zahlenwerten in die Formeln leitet die eigentliche Rechnung ein. Häufig kommt es vor, daß Kurvenverläufe „Punkt für Punkt“ berechnet werden müssen. Der Computer soll uns hier die umständliche Rechenarbeit abnehmen. Dazu ist die entsprechende Formel zu programmieren. Das „Einsetzen“ der Zahlenwerte geschieht durch *Wertzuweisung*. Dafür gibt es in BASIC mehrere Möglichkeiten:

- durch LET-Anweisung,
- durch INPUT-Anweisung und
- durch READ-DATA-Anweisungen.

Die *LET-Anweisung* ist besonders wichtig; sie lautet allgemein

LET VARIABLE = AUSDRUCK

Ein **AUSDRUCK** (Konstante, Variable oder Zeichenkette) wird mit **LET** einer **VARIABLEN** zugewiesen.

Beispiel:

Zur Berechnung von P nach Gl. (8.11) werden folgende Werte verwendet: $U_0 = 5 \text{ V}$, $R_2 = 50,5 \ \Omega$, $R_1 = 15,3 \ \Omega$.

Das *Programm* sieht nun folgendermaßen aus:

```
10 LET U0 = 5
20 LET R1 = 15.3
30 LET R2 = 50.5
40 LET P = U0 ↑ 2 * R2 / (R2 + R1) ↑ 2
50 PRINT P
60 END
```

Zu beachten ist, daß bei manchen Computern **LET** weggelassen werden kann. Statt **LET U0 = 5** wird dann nur **U0 = 5** eingegeben.

Wenn z. B. die Funktion $P = f(R_2)$ nach Gl. (8.11) berechnet werden soll, ist die *INPUT-Anweisung* zu verwenden. Wenn der Computer im Programmablauf auf **INPUT** trifft, hält er die Abarbeitung an, gibt ein Fragezeichen (?) aus und wartet auf eine Eingabe. Nach Eintasten des Zahlenwertes (z. B. 50.5) und Betätigung der Taste **RETURN/NEWLINE** wird das Programm fortgesetzt. Ein Programm, bezogen auf das vorherige Beispiel, könnte dann folgendermaßen aufgebaut sein:

```
10 PRINT "EINGABE WIDERSTAND R2"
20 INPUT R2
30 LET R1 = 15.5
40 LET U0 = 5
50 LET P = U0 ↑ 2 * R2 / (R2 + R1) ↑ 2
60 PRINT "LEISTUNG="
70 PRINT P
80 END
```

Zum Aufbau größerer **BASIC**-Programme werden weitere Anweisungen benötigt (Tafel 8.5). Der hier gebotene Überblick ist nur für den ersten Einstieg in die **BASIC**-Programmierung gedacht. Weiterführende Hinweise sind der einschlägigen Fachliteratur zu entnehmen.

8.8. Der Computer als Prozeßrechner

Die automatische Steuerung komplizierter technologischer Prozesse ist heute ohne Computer nicht mehr vorstellbar. Die *Anforderungen* an

- die Zahl der zu verarbeitenden Prozeßdaten,
- die Höhe der Verarbeitungsgeschwindigkeit und
- die Zuverlässigkeit der Prozeßsteuerung

sind so hoch, daß sie vom Menschen allein nicht mehr erfüllbar sind. Entwicklungen auf speziellen Gebieten, denken wir z. B. an die Raumfahrt, sind ohne Computersteuerung überhaupt nicht möglich. Ein Computer, der zur Prozeßsteuerung verwendet wird, heißt *Prozeßrechner*. Seine Hauptaufgabe ist die programmgesteuerte Verarbeitung von Prozeßdaten im *Echtzeitbetrieb* (engl.: real time processing). Der Echtzeitbetrieb unterscheidet sich vom *Stapelbetrieb* durch die wesentlich schnellere

Reaktion auf Veränderung von Eingangsdaten. EDV-Anlagen arbeiten zumeist im Stapelbetrieb. Eingehende Daten werden erst gesammelt (gestapelt), bevor sie nach dem *Warteschlangenprinzip* verarbeitet werden. Im Echtzeitbetrieb muß der Computer jede Prozeßdatenänderung sofort verarbeiten und beantworten, weil davon die Stabilität des gesteuerten Prozesses abhängt.

Technologische Prozesse können nach verschiedenen Merkmalen gegliedert werden. Betrachtet man das gesteuerte Medium, dann lassen sich drei große *Prozeßgruppen* unterscheiden:

- Materialprozesse (z. B. Fertigungen und Stoffumwandlungen),
- Energieprozesse (z. B. Erzeugung und Übertragung elektrischer Energie) und
- Informationsprozesse (z. B. Nachrichtentechnik, Datenübertragung).

In einer technologischen Anlage greifen zumeist alle drei Prozeßgruppen ineinander. Mit der Erhöhung des Automatisierungsniveaus nimmt der Anteil der Informationsprozesse erheblich zu.

Die Kopplung zwischen Prozeß und Prozeßrechner kann im wesentlichen in drei Niveaustufen erfolgen (Bild 8.16):

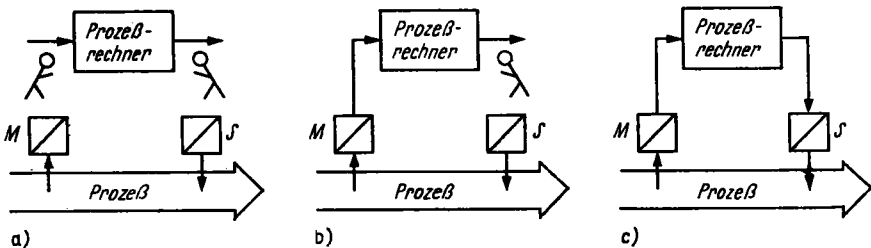


Bild 8.16. Niveaustufen der Prozeßkopplung

a) indirekte Prozeßkopplung; b) direkte Prozeßkopplung; c) geschlossene Prozeßkopplung

Bei der *indirekten Prozeßkopplung* (engl.: off line) bildet der Mensch das Bindeglied zwischen Prozeß und Computer. Dabei sind Meßgeräte, die Informationen über Prozeßzustände (z. B. Temperatur, Druck, Füllstand) vermitteln, abzulesen und die Ergebnisse in den Rechner einzugeben. Die Ausgangsinformationen des Rechners dienen dem Anlagenfahrer als Ratschläge für die Betätigung entsprechender Stellglieder (z. B. Ventile, Klappen, Schalter). Bei der *direkten Prozeßkopplung in offener Schleife* (engl.: on line open loop) ist zumeist der Rechneingang elektrisch mit dem Prozeß verbunden. Sensoren (Meßfühler) bilden Prozeßzustände in elektrische Signale ab, die über Leitungen an den Rechner geführt werden. Die Rechnerausgaben erhalten Informationen für den Anlagenfahrer, die zur sicheren Prozeßführung erforderlich sind.

Bei der *direkten Prozeßkopplung in geschlossener Schleife* (engl.: on line closed loop) steht der Mensch außerhalb des eigentlichen Informationsflusses. Automatisierungsanlagen dieser hohen Niveaustufe sind mit Regelkreisen (Abschn. 6.2.) vergleichbar, in denen der Computer als Regler fungiert. Ziel des Prozeßrechnereinsatzes ist z. B. eine höhere Produktivität. Dazu ist eine qualitativ hochwertige Software notwendig. Zur Erarbeitung dieser Software muß eine gründliche Prozeßanalyse vorausgehen. Der technologische Prozeß muß in allen Einzelheiten durch ein mathematisches Modell beschrieben werden. Auch hier gilt:

Der Computer wird erst durch die richtige Software „intelligent“.

Mit der Bereitstellung leistungsfähiger und zugleich preiswerter Mikrocomputer entstehen hierarchisch aufgebaute Automatisierungsanlagen. Der Mikroprozeßrechner

befindet sich nicht in einer zentralen Meßwarte (wie die größeren Prozeßrechner), sondern in unmittelbarer Nähe des technologischen Prozesses (also im Steuerschrank einer Maschine oder eines Reaktors). Damit ergeben sich viele Vorteile, z. B.:

- schnellere und genauere Prozeßführung,
- Einsparung von Leitungen,
- höhere Zuverlässigkeit,
- flexiblere Einsatzmöglichkeiten.

Mit der zentralen Meßwarte, in der sich neben Bedien- und Kontrolleinrichtungen auch ein zentraler Prozeßrechner befindet, sind die örtlichen Mikroprozeßrechner über ein Bussystem (Abschn. 8.3.) verbunden (Bild 8.17).

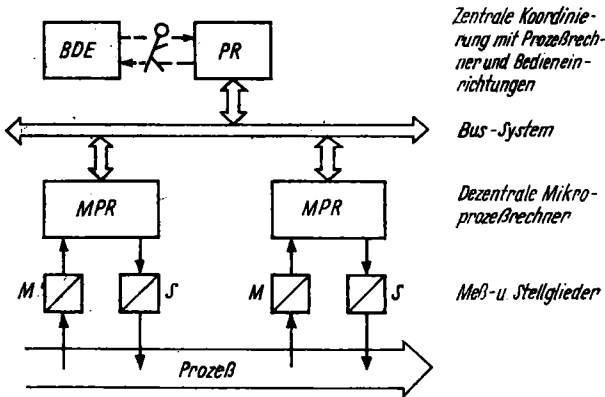


Bild 8.17. Automatisierungsanlage mit hierarchischem Aufbau (stark vereinfachtes Schema)

Der Mikroprozeßrechner wird in modernen Anlagen als DDC-Regler eingesetzt (DDC: Direct Digital Control [engl.]: direkte digitale Regelung). Die digital arbeitenden Mikroprozessorregler (MPR) müssen auch analoge Signale verarbeiten können, da viele Meß- und Stelleinrichtungen analoge Signale (z. B. Gleichspannungen, Gleichströme, Widerstandswerte) liefern bzw. erfordern. Dazu sind *Analog-Digital-Umsetzer* (ADU) und *Digital-Analog-Umsetzer* (DAU) erforderlich. Außerdem werden zumeist mehrere Regelkreise im *Zeitmultiplex* von einem MPR bedient. Durch entsprechende elektronische Umschalter (Multiplexer MUX) werden mehrere Eingangssignale zeitlich nacheinander auf den ADU gegeben. Nach der programmgesteuerten

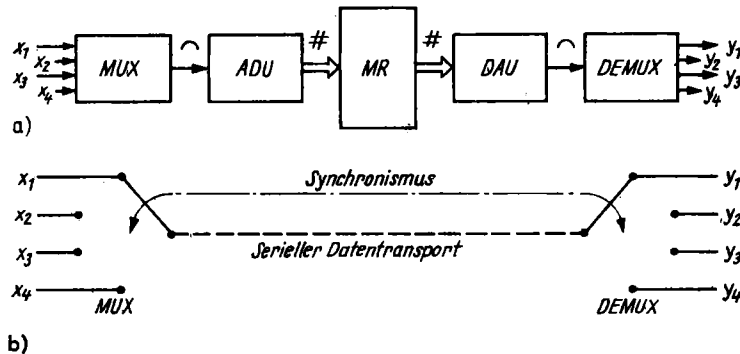


Bild 8.18. Prinzipaufbau eines Mikrorechnerreglers

a) vereinfachtes Blockschaltbild; b) Prinzip des Zeitmultiplex

Verarbeitung im Mikrorechner (MR) verteilt der *Demultiplexer* (DEMUX) die vom DAU kommenden seriellen Daten auf die einzelnen Ausgänge. Die Eingangs- und Ausgangsumschaltung erfolgt synchron, so daß jedes Signal wieder auf die richtige Leitung gelangt (Bild 8.18).

Die Anwendung des Mikrocomputers zur Steuerung von technologischen Prozessen ist natürlich nicht nur in räumlich ausgedehnten Großanlagen von Vorteil. Geringe Baugröße, niedriger Preis, hohe Zuverlässigkeit und die softwarebedingte Anpassung an unterschiedlichste Aufgaben sind Eigenschaften, die heute in nahezu allen Bereichen der Industrie geschätzt werden. Vor allem sind es die vielen kleinen Automatisierungslösungen, die in den privaten Nutzungsbereich fallen, mit denen der wissenschaftlich-technische Fortschritt durch Mikroelektronik sichtbar wird.

Literaturverzeichnis

- [1] Lindner, H.; Brauer, H.; Lehmann, C.: Elektrotechnik — Elektronik, 2. Aufl. VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1983
- [2] Lindner, H.; Brauer, H.; Lehmann, C.: Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik, Verlag H. Deutsch, Thuss und Frankfurt/M., 1985
- [3] Brauer, H.; Lehmann, C.: Elektrotechnik — Elektronik — Tabellen und Rechenbeispiele für den Praktiker. Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg und VEB Verlag Technik, Berlin, 1983
- [4] Brauer, H.; Küstner, H.; Lehmann, C.; Lindner, H.: Formeln, Tabellen, Fachkunde — Elektrotechnik/Elektronik, Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1985
- [5] Brauer, H.; Lehmann, C.: Elektronik-Aufgaben, Fachbuchverlag, Leipzig und Friedr. Vieweg & Sohn, Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig, 1985
- [6] Paul, R.: Mikroelektronik. Eine Übersicht. VEB Verlag Technik, Berlin und Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1981
- [7] Matschke, J.: Von der einfachen Logikschaltung zum Mikrorechner, 3. Aufl. Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1982
- [8] Nährmann, D.: Das große Werkbuch Elektronik, Franzis-Verlag GmbH, München, 1984
- [9] Bleicher, M.: Halbleiter-Optikelektronik, Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg und VEB Verlag Technik, 1985
- [10] Beuth, K.: Elektronik 4 — Digitaltechnik, Vogel Buchverlag Würzburg, 1982
- [11] Pélka, H.: Von der Schaltalgebra zum Mikroprozessor, 2. Aufl. Franzis-Verlag GmbH, München, 1979
- [12] Schwarz, W.; Meyer, G.; Eckhard, D.: Mikrorechner, Wirkungsweise — Programmierung — Applikation, 3. Aufl. VEB Verlag Technik, Berlin, 1984
- [13] Adler, H.; Jenke, H.: Programmierung von Rechenanlagen, VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1985
- [14] Hopfer, R.; Müller, R.: Programmieren mit BASIC, VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1986
- [15] Meinhold, H.: Was ist Elektronik, 5. Aufl. Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1984
- [16] Steinke, E.; Scholz, K.-P.: 1000 Begriffe für den Praktiker — Ton und Bild, Aufnahme- und Wiedergabetechnik, VEB Verlag Technik, Berlin und Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1985
- [17] Scholz, K.-P.; Steinke, E.: 1000 Begriffe für den Praktiker — Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik, VEB Verlag Technik, Berlin und Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1985
- [18] Schultz, J.; Dörrer, K.; Gubsch, G.: 1000 Begriffe für den Praktiker — Elektrische Meßtechnik, VEB Verlag Technik, Berlin und Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1986
- [19] Scholz, K.-P.: 1000 Begriffe für den Praktiker — Mikroelektronik und deren Bauelemente, VEB Verlag Technik, Berlin und Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1986
- [20] Rumpf, K.-H.: 1000 Begriffe für den Praktiker — Elektronische Bauelemente, VEB Verlag Technik, Berlin und Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1986

Sachwörterverzeichnis

- Ablenksystem 21
- Ablenkung
 - elektrostatische 21
- Adder 111
- Addierer 110
- Additionsalgorithmus 127
- Adreßbits 106
- Adreßbus 106, 118
- alphanumerische Code 99
- alphanumerische Zeichen 43
- Algorithmus 124
- Algorithmen 125
- amplitudenmoduliert 56
- Analog-Digital-Umsetzer 136
- analoge IC 50
- analoge Schaltkreise 49
- Analogtechnik 56
- Ansteuerschaltkreise 88
- Antivalenz 92, 111
- Anwenderprogramme 124
- Anwendersystem 123
- Anzeigebauelemente 29
- Äquivalenz 92
- Arbeitspunkt 32
- Arbeitspunkteinstellung 32, 35
- Arbeitspunktstabilisierung 27
- ASCII-Code 99
- Assemblersprache 128
- astabile Kippstufe 78
- asynchrone Zähler 103
- AT-Schnitt 80
- Ausgangskennlinienfeld 32, 35
- Ausgangslastfaktor 95
- Ausgangssignalleistung 57
- Aussteuerungsgrenzen 69

- Bandbreite 63, 75
- Bändermodell 23
- BASIC 129
- BASIC-Befehlssatz 132
- Basic-Interpreter 124
- Basis 29
- Basisschaltung 31, 64
- Basistromeinstellung 61
- Basistechnologien 55
- Baud 110
- Bauelemente
 - optoelektronische 41
- BCD-Arithmetik 113
- BCD-Code 98
- Befehlszähler 116
- Begrenzereffekt 69
- Betriebssystem 123
- Bildaufnehmeröhren 20
- Binärcode 98
- binäre Signale 89
- Binärsystem 89

- Binärzahlen
 - Umwandlung 99
- Binärzähler 103
- Binärziffern 90
- bipolare Transistoren 25, 29, 36
- bit 90
- Bitshice-Prozessoren 119
- Blindwiderstand 17, 19
- Blockschaltbild
 - Mikroprozessor 117
- Bonden 54
- Boolesche Gleichung 91
- Booster 69, 72
- Bootstrap-Kollektorstufe 62
- Brückenschaltung 28
- Brummspannung 85
- Bus 118
- Bussystem
 - internes 116
- Byte-Befehl 118
- Byte-Zähler 105

- CAD 52
- CAM 53
- Carry-Flag 105
- CCD-Kamerasystem 47
- CCD-Technik 47
- C-Dioden-Tuner 29
- Champing-Dioden 94
- Chip 9, 48
- CMOS-Inverter 96
- CMOS-Schalter 80
- CMOS-Treibergerätern 96
- Code
 - alphanumerische 99
- Codierung 97
- Compiler 129
- Computer-Schaltkreis 7
- Computer-Technik 111
- Coulomb 12
- Crosssoftware 129
- C-Programme 129
- CTC-Baustein 122

- Dämpfungsfaktor 81
- Darlingtonschaltung 62
- Datenpuffer 106
- Datenrate 110
- Datenregister 106, 118
- DDC-Regler 136
- Demultiplexer 137
- DMA-Baustein 122
- Decodierung 97
- dezimale Codierung 89
- Dezimalsystem 89
- Differenzverstärker 66
- DIAC 36, 39
- Dielektrikum 15

- Dielektrizitätszahl 14
- Digital-Analog-Umsetzer 136
- Digitalanzeige 89
- digitale Frequenzmessung 104
- digitale Schaltkreise 49
- digitale Schaltungen 89
- Digitaltechnik 49, 89
- Digitalwertvergleichler 113
- Dioden 25
- Diodenkennlinie 27
- Dioden-Transistor-Logik 93
- direkte Subtraktion 113
- Disjunktion 91
- Diskette 110
- Donatoren 25
- Dotierung 10, 53
- Drainschaltung 59
- Dreipunktschaltung 78
- Driftkompensation 64
- Dualsystem 89
- Durchflutungsgesetz 17
- dynamische RAMs 107
- dynamische Verlustleistung 97

- EAROMs 108
- Echtzeitbetrieb 134
- Effektivwert 16
- Eigenleistung 24
- Einchipmikrorechner 122
- Eingangsoffsetspannung 67
- Eingangssignalleistung 57
- Eingangswiderstand 61, 68
- Einkristall 51
- Einweggleichrichter 27
- eisenlose Endstufe 71
- elektrischer Widerstand 12
- Elektrolumineszenz 41
- Elektronenröhren 7, 20
- Elektronik 7
- Elektrophysik 7
- elektrostatische Ablenkung 21
- Elektrotechnik 7
- Emitter 29
- emittergekoppelte Logik 93
- Emitterschaltung 30
- Emitterstufe 61, 65
- EMR-System 122
- Endstufe
 - eisenlose 71
- Entladezeitkonstante 78
- Epitaxie 10, 53
- EPROM-Speicherezellen 108
- Eulersche Konstante 59
- externe Speicher 105, 110

- Farad 15
- Feldeffekttransistoren 25, 29, 35
- Feldkonstante 15
- Ferritkernspeicher 109
- Festspannungsregler
 - integrierter 88
- Festwertspeicher 106, 108
- FET 29, 33
- Flags 105
- Flipflops 102
- Eloppy-Disk 110
- flüchtiger Speicher 105
- Flüssigkristallanzeiger 41
- Flußdiagramme 125
- FORTH 129

- Fotodioden 46
- fotoelektrischer Effekt 41
- Fotoelement 46
- Fotolithografie 54
- Fotowiderstände 25, 41, 46
- freie Elektronen 24
- Freilaufdioden 19
- Frequenz 17
- Frequenzgang 64
- Frequenzgangkompensation 67
- Frequenzmessung
 - digitale 104
- frequenzmoduliert 56
- Frequenzteiler 103

- Gate 37
- Gate-Arrays 51
- Gateschaltung 59
- Gateschutzdiode 35, 94
- gedämpfte Schwingung 72
- Gegeninduktivität 18
- Gegenkopplung 64, 76
- Gegentaktschaltung 71
- Germanium 24
- Glättungsschaltung 86
- Gleichrichterioden 25
- Gleichrichterschaltung 85
- Gleichspannung
 - pulsierende 27
- Gleichspannungsmittelwert 85
- Gleichstrom-Gegenkopplung 65
- Gleichtaktspannung 66
- Gleichtaktunterdrückung 66
- Gleichtaktverstärkung 66
- Gradienten-Index-Faser 45
- Grenzfrequenz
 - obere 64
- Grundstromkreis 13
- GT-Schnitt 81
- Güte 75
- Gütefaktor 81

- Halbadder 111
- Halbleiter 23
- Halbleiter-Bildsensoren 47
- Halbleiterblocktechnik 51
- Halbleiterspeicher 105 f.
- Halbleiterwiderstände 25
- Handshake-Verfahren 121
- Hardware 119
- Hardware-Lösungen 93
- Hauptkennwerte
 - Massenspeicher 110
- Hexadezimalcode 98
- Hexadezimalsystem 89
- High-Speed 94
- höhere Programmiersprachen 129
- Homecomputer 124
- Hybridschaltkreise 51

- Impedanzwandler 62, 78
- Impulsfrequenz 78, 79
- Impulszählung 102
- Impulszündung 39
- indirekte Prozeßkopplung 135
- Induktivität 17
- Induktivitätsfaktor 18
- Induktionsgesetz 18
- Informationsparameter 56
- Informationsübertragung 58

Integrationsgrad 48
Integrator 80
integrierter Festspannungsregler 88
integrierte Injektionslogik 93
integrierte Schaltkreise 8, 11, 48
integrierte Spannungsregler 87
integrierte Zählerschaltkreise 103
internes Bussystem 118
Interpreter 129
Inverter 68, 72, 96
IRED 42
inventierender Verstärker 67

Kanalwiderstand 35
Kapazität 14
Kapazitätsdiode 29
Kennlinienfeld 35
 Emitterschaltung 31
Kernabmessungen 84
Kippglieder 102
Kippstufe
 symmetrisch 79
Klirrfaktor 65
Kollektor 29
Kollektorschaltung 31
Kollektorstufe 61
Kollektor-Verlustleistung 32
kombinatorische Logikschaltungen 92
Komparator 113
komplementärer Emittterfolger 71
komplementäre Metalloxid-Halbleiterlogik 93
Kondensator 14
Konjunktion 91, 111
Konvertierung
 numerischer Codes 100
Kristallmikrofone 81
Kristalltonabnehmer 81
Kristallziehen 51
Kühlblechberechnung 71
Kühlbleche 70
Kühlung 70
Kundenwunsch-Schaltkreis 51

Ladekondensator 85
Ladezeitkonstante 78
Ladung 12
ladungsgekoppelte Schaltkreislogik 93
Ladungsträger 25
Laser 44
Laserdiode 44
Layout 52
LC-Oszillator 77
LED 25, 29
Leitungsband 23
Leistungsoperationsverstärker 72
Leistungsverstärker 69
LET-Anweisung 134
Leuchtdioden 29
Lichtempfänger 41
Lichtleitertechnik 45
Lichtmaske 54
Lichtmodulatoren 41
Lichtwellenleiter 41
Lithografie 10
LL-Kernen 85
Löcher 25
Logik
 positive 90
 negative 90
Logikkatter 50

Logikgleichung 91, 111
Logikpegel 90
Logikplan 101
Logikschaltkreise 93
Logikschaltungen
 kombinatorische 92
Logiksimulation 52
logische Verknüpfungen 90, 93
Low-Power-Schottky 94
Lumineszenzdioden 29, 42
Lumineszenzeffekt 41

Mäanderform 79
Magnetblasenspeicher 109
Magnetfeldverlauf 18
Magnetkernspeicher 109
Majoritätsträger 25
Maschinensprache 97, 125, 128
Maschinenzyklus 116
Maskenprogrammierung 51
Massenspeicher 114
 Hauptkennwerte 110
Matrix-Anzeigefelder 43
Matrixspeicher 106
Meißner Oszillator 77
Metalloxid-Halbleiter-Logik 93
Mikrochip 9
Mikrocomputer 116
Mikrocontroller 119
Mikroelektronik 9
 Merkmale 11
Mikrofonverstärker 63
Mikrorechnerregler 136
Mikroprozessor 8, 106, 116
 Blöckschaltbild 117
 Hauptkennwerte 118
Mikroprozessorsystem 119
Miller-Integrator 80
Minoritätsträger 25
Mitkopplung 76
MMU 119
Mnemonics 128
Modulo-60-Zähler 103
MOSFET 34
MOS-Kondensatoren 47
MSI-Schaltkreise 50
Multiplexbetrieb 44
Multiplikationsprogramme 115

NAND-Verknüpfung 50
Negation 91, 92
negative Ladungsträger 25
negative Logik 90
Netzteil 83
 geregeltes 86
 konventionelles 88
NF-Vorverstärker 63
NOR-Verknüpfung 92
npn-Transistoren 29, 30
Nullflag 105
numerische Codes 98
 Konvertierung 100
Nur-Lese-Speicher 108

Oberwelle 82
ODER-Verknüpfung 92
Ohmsches Gesetz 13
Oktalsystem 89
Operationsverstärker 65
 Kennwerte 67

optoelektronische
 Bauelemente 41
 Signalgeber 29
 Optokoppler 46
 Oszillator 74, 77
 Oszillograf 22
 Oszillografenröhren 20
 Oszilloskop 22

Parallelresonanzkreis 75
 parallele Interface 121
 parallele Schnittstelle 120
 Parallelschaltung 13
 Parallelregister
 statische 106
 Paritäts-Überlauf-Flag 105
 Parity/Overflow-Flag 105
 PASCAL 129
 Pegelanpassung 97
 Peripherieschaltkreise 119
 Permittivitätszahl 15
 p-Halbleiter 25
 Phasenanschnittsteuerung 38
 Phasenbedingung 77
 Phasenkettenoszillator 78
 Pin-Belegung 67
 piezoelektrischer Effekt 81
 PLA 51
 Planar-Epitaxie 29
 Plattenkondensator 14
 pn-Übergänge 25
 pnp-Transistoren 29
 Ports 120
 positive Ladungsträger 25
 positive Logik 90
 Princeton 120
 Prinzipmeßfehler 104
 Produktbildung 115
 Prozeßkopplung 135
 Prozeßrechner 134
 Programmanweisung 117
 Programmablaufpläne 125
 Programmentwicklung 124
 Programmwurf 124
 programmierbare Schaltkreise 51
 Programmierung 120
 Programmspeicher 106
 Programm Sprachen 129
 Programmsystem 123
 Programmzähler 105
 Pseudotetraden 101
 pulsierende Gleichspannung 27

Quarz 80
 Ersatzschaltbild 81
 Quarzoszillator 82
 Quarzuhren 82
 Quellprogramm 125

RAM 49, 107
 RAMs
 dynamische 107
 statische 107
 Rastermatrix 43
 RC-Filter 75
 RC-Kopplung 63
 Rechteckgenerator 76
 Rechenwerk 116
 Refresh-Automatik 107
 Refresh-Signale 108
 Regelabweichung 86
 Regelgröße 86
 Regelkreis 86
 Regelkreismodell 75
 Regelstrecke 86
 Register 106
 Reihenschaltung 13
 Reihenresonanzkreis 74, 81
 residente Software 129
 Resonanz 75
 Resonanzfrequenz 74
 Resonanzkreis 73
 Resonanzkurve 75
 Repetition 125
 Rückkopplung 75
 Rückkopplungsgleichung 76
 Rückkopplungsozillator 77
 Rückstelllogik 104

Sägezahngenerator 80
 Schaltalgebra 90
 Schaltbelegungstabelle 91
 Schaltkreise 49
 Schaltkreisfamilie 93
 Schaltkreisherstellung 52
 Schaltnetzteil 88
 Schalttransistor 90
 Schaltungen
 digitale 89
 Schaltungskapazitäten
 parasitäre 82
 Schlafautomatik 107
 Schleifenverstärkung 76
 Schleusenspannung 27
 Schnittstelle
 parallele 120
 Schottky-Dioden 94
 Schottky-Transistor 94
 Schreib-Lesespeicher 106
 Schutzschaltungen 72
 Schwellspannung 62
 Schwingung
 gedämpfte 72
 ungedämpfte 73
 Schwingungspaketsteuerung 38
 Schwingquarz 81
 Sedezimalsystem 89
 7-Segment-Anzeige 89
 Selbsterregung 76
 Selbstinduktion 18
 Semi-Kundenwunschs Schaltkreis 51
 Sequenz 125
 serielle Übertragslogik 111
 Serienresonanzfrequenz 81
 Serien-Spannungsregler 87
 Setz-Rücksetz-Flipflop 105
 SFET 34
 Sieben-Segment-Anzeige 43
 Signale 56
 digitale 89
 binäre 89
 Signalgeber
 optoelektronischer 29
 Signalquellen 56
 Signum-Flag 105
 sinusförmige Wechselfspannung 16
 SIO 121
 Slices 119
 Software 122

Software-Lösungen 93
 Software-Programmierung 51
 Software-Technologie 123
 Sourceschaltung 59
 Spannung 12
 Spannungsquellen 12
 Spannungsregler
 integrierter 87
 Spannungstabilisierung 28, 85
 Spannungsteiler 14
 Spannungsverstärkung 59ff, 68
 Speicher
 externe 105, 110
 flüchtiger 105
 Speicher-Flipflop 105
 Speicherkapazität 107, 110
 Speicherschaltkreise 49, 105, 119
 Speicherschleifen 109
 Speicher-Verwaltungsschaltkreis 119
 Sperrwandler 88
 SSI-Schaltkreise 50
 Stabilisierungsfaktor 28
 Standardschaltkreis 51
 Standard-Schnittstelle 121
 Stand-by-Betrieb 107
 Stapelbetrieb 134
 statische RAMs 107
 statische Parallelregister 106
 Steilheit 59
 Stellglied 86
 Stellgröße 86
 Steuerwerk 118
 Steuerzeichen 101
 Störsicherheit 121
 Störstellenleitung 24
 Strahlableitung 20
 Strahlfokussierung 20
 STRINGS 131
 Stromdichte 84
 Stromgegenkopplung 65
 Stromstärke 12
 Stromversorgungseinrichtungen 28
 Stromverstärkungsfaktor 30
 Struktogramme 125
 Stufen-Index-Faser 45
 Subtrahierer 114
 Subtraktion
 direkte 113
 Subroutinen 123
 synchrone Zähler 103

Tastgrad 78
 Thermistoren 25
 Thyristoren 25, 36, 38
 Thyristorkennlinie 38
 Timer-Schaltkreis 82
 Totalreflexion 45
 Transistor 7, 25, 29, 33, 36, 59
 Transistor-Endstufen 71
 Transistorschutz 19
 Transistor-Transistor-Logik 93
 Transistorverstärker 30
 Transistor-Vierpolschaltungen 31
 Transverter 88
 TRIAC 25, 36, 39
 TTL-Baureihe 94
 TTL-Logikpegel 95

TTL-Pegel 90
 TTL-Schaltkreise 93
 TTL-Technik 95

UART 121
 Übernahmeverzerrung 71
 Übersetzerprogramme 129
 Übertrager
 ideale 83
 Übertragsflag 105
 Übertragungskennlinie 60
 Uhrzeigerregel 17
 UND-Gatter 115
 UND-Verknüpfung 91
 ungedämpfte Schwingung 73
 unipolare Transistoren 33, 36
 Universal-Prozessoren 119
 USRT 121

Valenzband 23
 Valenzelektronen 23
 Varistoren 25
 Verknüpfungen
 logische 90
 Verlustleistung 57
 Kollektor 32
 dynamische 97
 Verstärkerarten 58
 Verstärkung 56, 76
 Verstärker 57
 invertierender 67
 nichtinvertierender 68
 Vierschichtdicke 25, 37
 Vierpol 58
 VLSI-Technik 49, 55
 Von-Neumann-Struktur 120
 Vorrangregeln 133
 Vorzeichenbits 114
 Vorzeichenflag 105

Wafer 51
 Wandlerelemente 41
 Wärmewiderstand 70
 Wechselspannung 16
 Widerstand 12
 Grundsaltungen 13
 Widerstands-Transistor-Logik 93
 Wien-Brücken-Oszillator 78
 Winchesterlaufwerk 110
 Wirtsrechner 125
 Wortorganisation 106

Zähler
 asynchrone 103
 synchrone 103
 Zählerschaltkreise 102
 integrierte 103
 Zähler-Zeitgeber-Schaltkreise 119
 Zählkapazität 102
 Zählkette 104
 Zählschleife 126
 Z-Diode 25, 29, 79
 Zeitkonstante 15, 19, 79
 Zeilensprungverfahren 23
 Zero-Flag 105
 Ziehkapazität 82
 Zweiweg-Brückenschaltung 28, 85
 Zyklus 51

