

Technische Universität Hamburg-Harburg
Institut für Technik, Arbeitsprozesse und berufliche Bildung

**Skript zur Lehrveranstaltung
„Analyse elektrotechnischer Prozesse II“**

Erich Boeck

**Grundlagen der Halbleiterbauelemente sowie
Analyse analoger und digitaler Schaltungen**

0 Inhaltsverzeichnis

0	Inhaltsverzeichnis.....	3
1	Einleitung zur Halbleiterschaltungstechnik	5
2	Halbleiterbauelemente.....	7
2.1	Physikalische Grundlagen für Festkörper	7
2.1.1	Leitungsmechanismus in Festkörpern.....	7
2.1.2	Dotierung von Halbleitermaterial.....	11
2.1.3	Kennwerte von Halbleitermaterialien und Übungsaufgaben	13
2.2	PN - Übergang.....	15
2.2.1	Gleichgewicht von Diffusion und Feld	15
2.2.2	Einfluss einer äußeren Spannung	16
2.2.3	Kennlinie eines PN - Übergangs	18
2.2.4	Metall - Halbleiter - Übergang.....	20
2.2.5	Ersatzschaltungen für eine Halbleiterdiode.....	21
2.2.6	Kennwerte und Übungsaufgaben zu Halbleiterdioden.....	22
2.2.7	Messung und Auswertung der Kennlinie einer Z-Diode	25
2.3	Bipolartransistor	27
2.3.1	Steuerung durch Trägerinjektion.....	27
2.3.2	Kennlinie des Bipolartransistors	29
2.3.3	Grundsaltungen, Vierpoldarstellung und Kleinsignalverhalten	30
2.3.4	Kennwerte und Übungen zum Transistor.....	34
2.3.5	Messungen am Transistorverstärker.....	36
2.4	Feldeffekttransistor.....	37
2.4.1	Trägeranreicherung und –verarmung im Kanal	37
2.4.2	Kennlinien, Ersatz- und Grundsaltungen des FET	38
2.4.3	Kennwerte und Übungen zum Feldeffekttransistor	40
2.5	Weitere Halbleiterbauelemente	41
3	Analoge Schaltungstechnik	42
3.1	Einteilung von Verstärkerschaltungen	42
3.1.1	Arbeitspunkt, Eigenschaften und Betriebsverhalten	42
3.1.2	Anforderungen der Anwendung.....	43
3.2	Operationsverstärkertechnik.....	44
3.2.1	Differenzverstärker, Operationsverstärker und seine Parameter.....	44
3.2.2	Prinzip der Gegenkopplung.....	47
3.2.3	Dimensionierung von Operationsverstärkerschaltungen	49
3.2.4	Messen von Parametern bei Operationsverstärkern	51
3.2.5	Übungen zum Operationsverstärker.....	52
3.3	Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern	54
4	Digitale Schaltungstechnik.....	56
4.1	Grundlagen digitaler Signale.....	56
4.1.1	Informationstechnische Grundlagen digitaler Signale	56
4.1.2	Mathematische Grundlagen – Zahlensysteme	57
4.1.3	Quantisierung von Signalen und Codierung	59
4.1.4	Grundlagen digitaler Signalverarbeitung – Schaltalgebra	62
4.1.5	Übungen zu Zahlen, Codierung und Schaltalgebra.....	65
4.2	Kombinatorische Schaltungen.....	66
4.2.1	Entwurf kombinatorischer Schaltungen	66

4.2.2	Beispiel - Additionsschaltung	68
4.2.3	Übungsaufgaben und Versuch zu Schaltnetzen	69
4.3	Sequentielle Schaltungen	71
4.3.1	Wichtige Speicheranordnungen	71
4.3.2	Beispiel für den Entwurf einer Ablaufsteuerung.....	75
4.3.3	Versuch zur Schrittkette	77
4.4	Richtungen der weiteren Entwicklung	79
5	Beispielaufgabe Prozessinterface für einen PC.....	80
6	Literaturverzeichnis.....	81

1 Einleitung zur Halbleiterschaltungstechnik

Die Halbleiterschaltungstechnik und ihre Entwicklung unterstreichen außerordentlich deutlich die Aussagen über die drei **Besonderheiten** der Elektrotechnik.

Unabhängig von den immer schnelleren Veränderungen der Technologien sind **Vorgänge und Prozesse der Elektrotechnik** grundsätzlich durch

- **Intransparenz**, die nur punktuell durch Messmittel aufgehoben werden kann,
- heute sogar noch stark zunehmende **Komplexität** und
- eine deutliche **Eigendynamik**

gekennzeichnet.

Diese Besonderheiten wurden zu Beginn der AEP I (im 1. Semester) für die Elektrotechnik aber auch (die Elektronik,) die Informatik, die Prozesssteuerung sowie weitere Bereiche (vergleiche [1]) angeführt.

Der Umgang mit diesen Besonderheiten verlangt in der Halbleiterschaltungstechnik auf der einen Seite ein zunehmend **abstrakteres** und auf der anderen ein auf **vereinfachte Modelle reduziertes gedankliches Abbild** der Vorgänge und Prozesse. Nur durch dieses „**elektrotechnische Denken**“, das auch nicht durch gute Modelle für Computersimulationen ersetzt (sondern nur unterstützt) werden kann, wird diese Technik gemeistert und der ihr immanente umfangreiche Gestaltungsspielraum genutzt.

Der Beginn der Halbleiterbauelemente kann im „Kristalldetektor“ (vorwiegend aus Bleiglanz oder Pyrit) und seiner Nutzung (insbesondere in der Amateurtechnik) zu Beginn des 20. Jahrhunderts gesehen werden. Es folgten Selengleichrichter und Germanium-Spitzendioden. 1948 fanden John Bardeen, Walter Houser Brattain und William Shockley beim Experimentieren mit Mehrfach-Spitzendioden einen Verstärkungseffekt und im Weiteren den Transistor.

Die folgende Tabelle soll die Innovationsgeschwindigkeit dieser Entwicklung darstellen.

	Elektronenröhre	Transistor	integrierter Transistor	Entwicklung
Beginn der Nutzung	ca. 1920	ca. 1960	ca. 1970	
Volumen der Standardelemente	20 cm ³ (Ø 2, H 6 cm)	40 mm ³ (4·5·2 mm ³)	1970: 0,02 mm ³ (0,2·0,2·0,5 mm ³) heute: 2·10 ⁻⁹ mm ³ (0,1·0,1 µm ² ·0,2 mm)	10 ⁻⁶ 10 ⁻¹³
Lebensdauer entsprechend der Ausfallrate	ca. 1 a	1000 a	10 ⁸ a	10 ⁸
Preis der Standardelemente	5 €	0,5 €	1970: 0,05 Cent heute: 1/1000 Cent (400€/40 Mio Tr.)	10 ⁻⁴ 5·10 ⁻⁵

(Eine derartige Entwicklung bei PKW ergäbe heute einen Preis von einigen Cents und einen praktisch ewig reparatur- und wartungsfreien Betrieb allerdings bei einem Volumen von etwa 1 ml.)

Historisch liegen die Nutzung der Gasentladung (Glimmlampe...Quecksilberdampfgleichrichter und Tyratron) und der Vakuumröhre (Diode, Triode...Spezialröhren) vor der Halbleitertechnik. Da sie heute in der Elektronik eine untergeordnete Rolle spielen oder ganz verschwunden sind, wird für Interessenten auf die Literatur verwiesen (Grundlegende physikalische Effekte z.B. in [2] insgesamt).

Die Grundlagen der Halbleiterschaltungstechnik werden in dieser Lehrveranstaltung entsprechend der Logik des Verständnisses des Gegenstandes vorgestellt. Dabei wird versucht, in die wichtigsten Denkweisen und Modellvorstellungen vor allem mit grafischen Hilfsmitteln einen Einblick zu ermöglichen sowie viele Bezüge zu praktischen Fragen aufzuzeigen.

Die Gesamthematik wird mit Übungsaufgaben vertieft. Eine kleine Projektaufgabe soll als Abschluss eigene Erfahrungen fördern. Im Vordergrund steht diesbezüglich die

- Analyse von Bauelementen und Schaltungen der Informationstechnik (Analog- und Digitaltechnik) am Beispiel von Interfaceschaltungen.

Die Anwendungen von Halbleiterschaltungen werden in den folgenden Semestern mit der

- Analyse von Schaltungen und Geräten der Audio- und Videotechnik sowie
- Analyse von Antriebsprozessen, deren Steuerung und von Prozessen der Energiewandlung

fortgesetzt. Dazu werden die Methoden zunehmend ausgebaut.

Mit elektrotechnischen Prozessen bezeichnen wir Vorgänge und Abläufe in Systemen (Elemente, Geräte und Anlagen) einschließlich ihrer Intransparenz, Komplexität und Eigendynamik. Die Lehrveranstaltung ist für Studenten vorgesehen, die solche Prozesse insbesondere analysieren, verstehen und bewerten können müssen.

2 Halbleiterbauelemente

2.1 Physikalische Grundlagen für Festkörper

2.1.1 Leitungsmechanismus in Festkörpern

Der Ausgangspunkt zur Beschreibung der Leitungsmechanismen in Festkörpern ist das **Atommodell**, wie es vereinfacht aus dem Coulomb'schen Gesetz verbunden mit den Bedingungen für stabile erlaubte Bahnen folgt.

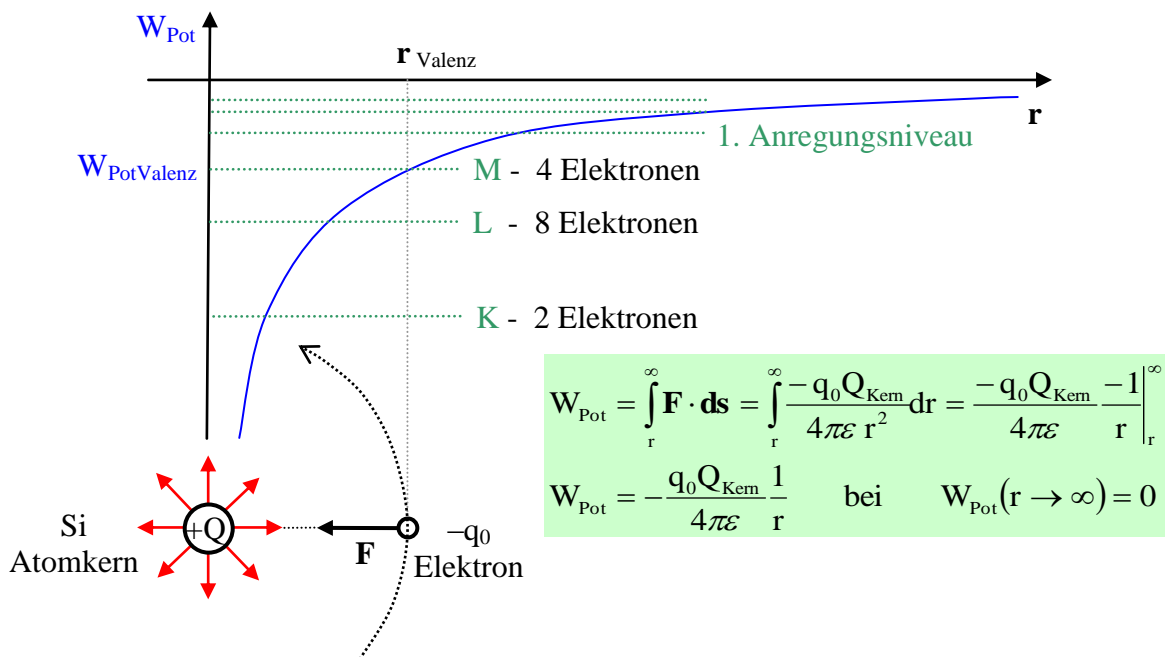


Abb. 2.1: Potentielle Energie $W_{\text{Pot}} = f(r)$ im Atommodell (Silizium)

Auch wenn nach dem Coulomb'schen Gesetz für jeden Abstand „ r “ eine potentielle Energie bestimmt werden kann, können die Elektronen nur **diskrete Zustände** (Abstände bzw. Bahnradien oder **Energieniveaus** bzw. potentielle Energien) einnehmen. Die Kreisbewegung einer Ladung entspricht einer beschleunigten Bewegung (somit einem „hochfrequenten Strom“) und müsste zu einer Energieabstrahlung führen. Es können also nur solche Zustände stabil und damit **erlaubt** sein, bei denen die Energie in „sich selbst zurückreflektiert“ wird. (Das wird oft - in einer sehr vereinfachten Vorstellung - mit einer stehenden Welle entlang des Bahnumfangs entsprechend einem ganzen Vielfachen der Materiewellenlänge des Elektrons veranschaulicht ¹.) In Abb. 2.1 ergeben die Schalen K, L und M für ihre jeweilige Elektronenbelegung (entsprechend der Haupt- und Nebenquantenzahlen) stabile Zustände.

Nur durch die Aufnahme der notwendigen Energiedifferenz kann ein Elektron auf ein höheres Energieniveau (größerer erlaubter Radius, z.B. dem 1. Anregungsniveau) steigen. Da dieses Anregungsniveau nicht die günstigste Bahn des Elektrons ist, wird es bei der geringsten Störung unter Abgabe der Energiedifferenz wieder auf sein Grundniveau (Valenzniveau) zurückfallen.

¹ Eine genauere Untersuchung erfolgt durch die Quantenmechanik (siehe Bohr'sches Atommodell [2]).

Der Übergang zu einer periodischen Anordnung von Atomen im **Kristall** ergibt eine anschauliche Darstellung der Leitungsmechanismen in Festkörpern.

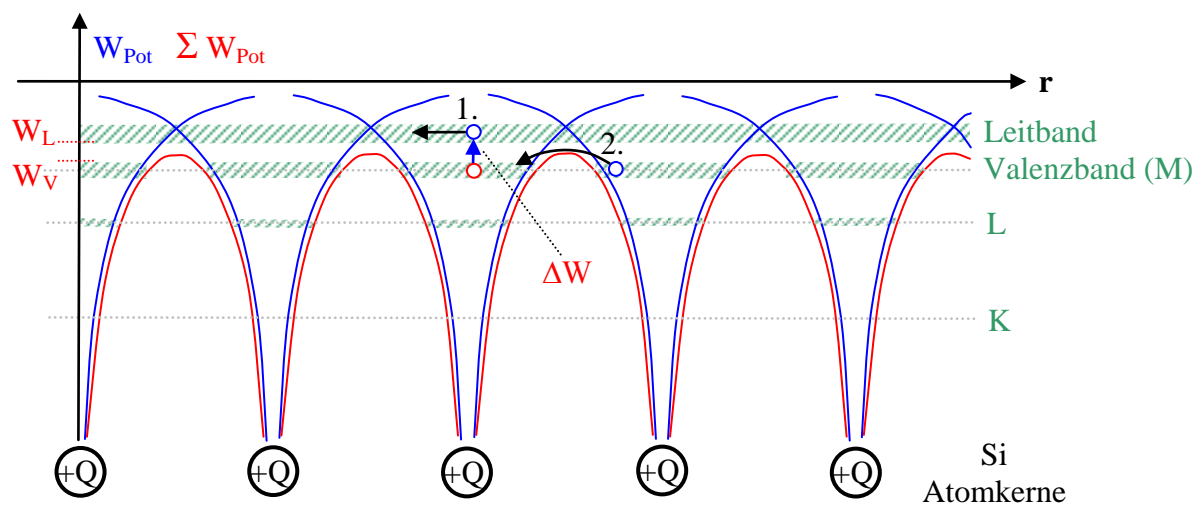


Abb. 2.2: Periodische Anordnung der Atome im Kristall (schematisch)

In Abb. 2.2 überlagern (addieren) sich die Kurven (blaue Linien) der potentiellen Energien der Elektronen der einzelnen Ionen zur Summenpotentialkurve aller Ionen (rote Linien). Die erlaubten Niveaus verbreitern sich darüber hinaus durch Quantenwechselwirkungen der dichten Ionen² zu **Bändern** (grün schraffiert). Die **verbotenen Zonen** zwischen den erlaubten Bändern können nur mit der entsprechenden Energiezufuhr ΔW übersprungen werden.

Durch Anregungsenergie ΔW (Wärme, Licht, Stoß – blauer Pfeil) gelangen Elektronen (blaue Kreise) ins Leitband und lassen so im Valenzband eine unbesetzte Stelle (**Loch** – roter Kreis) zurück. Damit sind zwei mögliche Leitungsmechanismen in Abb. 2.2 zu erkennen:

1. **Elektronenleitung im Leitband** – Elektronen im Leitband (1. Anregungsniveau) können sich ohne Energieveränderung bewegen; sie sind somit nicht mehr an ein Siliziumion gebunden. D.h., negative Ladungsträger können durch ein elektrisches Feld gegen die Feldrichtung bewegt werden. Diese Leitung hängt von der **Anzahl der Elektronen** pro Volumen „ n “ im Leitband und deren **Beweglichkeit**³ „ b_n “ ab.
2. **Löcherleitung im Valenzband** – Elektronen im Valenzband können über die geringe Energiebarriere auf eine unbesetzte Stelle springen. Das ist im Effekt damit identisch, dass die unbesetzte Stelle (das Loch) in entgegengesetzte Richtung springt. D.h., positive Ladungsträger können durch ein elektrisches Feld in Feldrichtung bewegt werden. Diese Leitung hängt von der **Anzahl der Löcher** pro Volumen „ p “ im Valenzband und deren **Beweglichkeit** „ b_p “ ab.

Beide Leitungsmechanismen tragen zur elektrischen Leitfähigkeit bei:

$$\text{Leitfähigkeit: } \kappa = q_0 (b_n n + b_p p)$$

(2.1)

² Eine genauere Untersuchung erfolgt durch die Quantenmechanik (siehe z.B. [3] oder [4]) im „ k – Raum“ (\mathbf{k} = Wellenvektor \sim Impulsvektor).

³ Maßeinheit $\text{cm}^2/\text{Vs} = \text{cm}/\text{s}$ pro $\text{V}/\text{cm} = [\text{Geschwindigkeit}]$ pro $[\text{elektrisches Feld}]$

In hochreinen Einkristallen ist die periodische Anordnung der Atome ideal realisiert, aber auch bei nicht idealen Kristallen (z.B. aneinandergesetzten Kristalliten wie in Metallen) werden so die Eigenschaften im Wesentlichen bestimmt, solange nicht die Wirkungen von Kristallfehlern und Verunreinigungen überwiegen. Bei Halbleitern, die von sich aus eine geringe Leitfähigkeit haben, überwiegen Kristallfehler und Verunreinigungen sehr schnell, so dass unbedingt **hochreine Einkristalle** erforderlich sind.

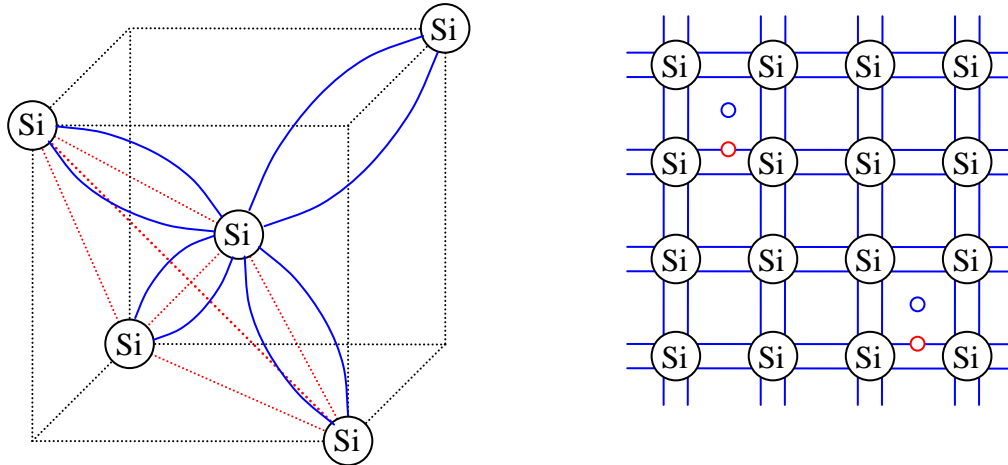


Abb. 2.3: Tetraedrische Bindung von Silizium und vereinfachte ebene Darstellung

Die Grundstruktur des Einkristalls von Silizium mit seinen tetraedrischen sp^3 -Bindungen ergibt ein **kubisches Kristallsystem** (Diamantstruktur aus vier Tetraedern in Abb. 2.3, eins davon rot gestrichelt ⁴). Die vereinfachte ebene Darstellung daneben eignet sich gut zur Erläuterung der Kristallbindung (blaue Verbindungslinien). So werden die jeweils vier Valenzelektronen paarweise gemeinsam genutzt und damit die ideale Achterbelegung erreicht.

Im Fall der **Eigenleitung** sind bei einer Temperatur größer Null einige Kristallbindungen wegen der thermischen Anregungsenergie unbesetzt (rote Kreise) und **genau die gleiche** Anzahl Elektronen (blaue Kreise) bewegt sich frei zwischen den Atomen in der Art eines Gases (**Elektronengas**). (Vergleiche auch mit der Darstellung der potentiellen Energie nach Abb. 2.2.) Dieser Vorgang ist dynamisch zu sehen, unbesetzte Stellen werden wieder besetzt und mit der Energie kann ein anderes Elektron frei werden.

Bei Temperaturen größer Null können Elektronen im Valenzband die Wärmeenergie als Anregungsenergie nutzen und ins Leitband gelangen. Da sie dabei eine unbesetzte Stelle zurücklassen, entsteht immer ein Elektronen-Loch-Paar – **Generation**. Fällt umgekehrt ein Elektron ins Valenzband zurück, wird immer auch ein Loch (unbesetzte Stelle) beseitigt – **Rekombination**. Durch die ständigen Generations- und Rekombinationsprozesse sind je nach Temperatur im Mittel eine entsprechende Anzahl Elektronen und Löcher vorhanden. Genauso führen Photonen (Lichtenergie) und elastische Stöße (kinetische mechanische Energie) zur Generation von Elektronen-Loch-Paaren. Bei einer Rekombination kann die überschüssige Energie als **Photon oder als Phonon** ² (Gitterschwingungs- oder akustischer Quant siehe [3] oder [4]) abgegeben werden, was erneut zur Generation führen kann.

Die Beschreibung dieses dynamischen Prozesses und damit der **Dichten n und p** (Anzahl freier Elektronen bzw. Löcher pro Volumen) des Elektronengases erfolgt durch eine **statistische Methode**, die von Fermi (siehe [2] oder [3]) dafür abgeleitet wurde.

Fermi - Verteilung: $f_F = \{1 + \exp[(W - W_F)/kT]\}^{-1}$ (2.2)

⁴ siehe Weitergehendes in [5].

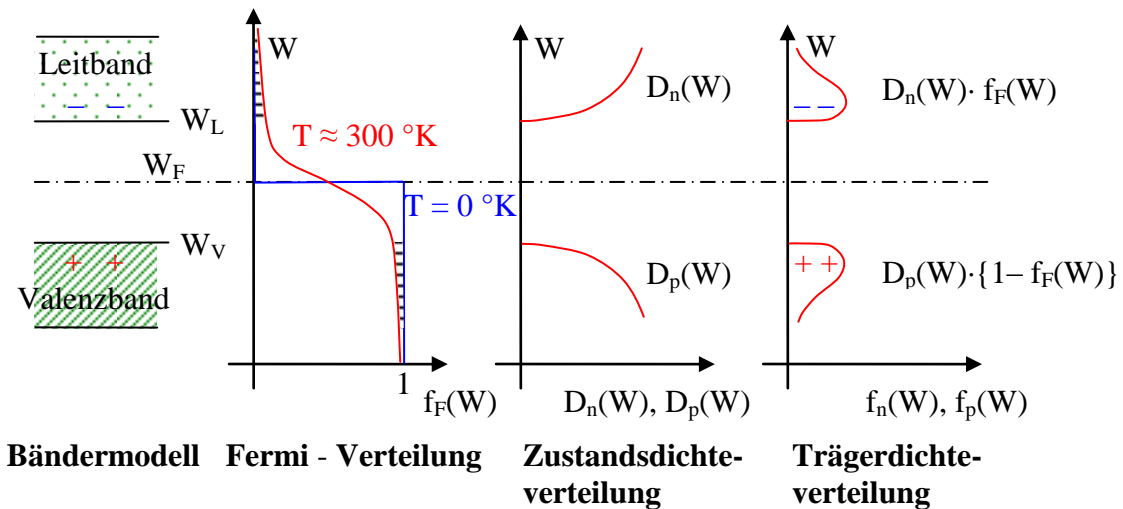


Abb. 2.4: Bändermodell mit Trägern nach der Fermi – Statistik

In Abb. 2.4 bedeuten D_n und D_p die quantenmechanisch möglichen Zustände für die Energieniveaus von W bis $W+dW$. Bei Eigenleitung ($n = p$) folgt die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Elektronen $f_n(W)$ aus der Fermi – Verteilung $f_F(W)$ und D_n , die der Löcher $f_p(W)$ aus den im Valenzband fehlenden Elektronen $1 - f_F(W)$ und D_p . Bei $T = 0 \text{ °K}$ ist die Wahrscheinlichkeit für Elektronen im Leitband Null (demnach auch für Löcher im Valenzband).

Das **Ferminiveau W_F** wird im thermischen Gleichgewicht aus der Neutralitätsbedingung bestimmt. Die Gesamtanzahl Elektronen oberhalb von W_F (freie Elektronen) muss gleich der Gesamtanzahl Löcher (entspricht den festen Ionen) unterhalb W_F sein (in Abb. 2.4 annähernd durch die gestrichelten Flächen verdeutlicht). Sind weitere Ladungsträger (z.B. von Störstellen) zu beachten, gehen diese in die Neutralitätsbedingung ein. Liegt kein reines thermisches Gleichgewicht vor (z.B. bei Stromfluss infolge einer äußeren Spannung), wird das Ferminiveau entsprechend „verbogen“.

Die Beweglichkeit b_n der Elektronen im Elektronengas zwischen den Atomen ergibt sich aus ihrer **freien Weglänge**, bis sie durch einen Zusammenstoß mit anderen Elektronen oder mit Atomen abgelenkt, gebremst oder auch mal beschleunigt werden. Aus dieser Vorstellung ist plausibel, dass die freie Weglänge im Mittel umso kürzer ist,

- je mehr Elektronen vorhanden sind,
- je dichter die Atome im Kristall angeordnet sind oder
- je stärker die Atome um ihre Gitterposition durch ihre Wärme schwingen.

Die Beweglichkeit der Löcher hängt ferner insbesondere auch von der zu überspringenden Energiebarriere ab und ist deutlich geringer als die der Elektronen.

Damit kann die Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit von (2.1) aber sehr verschieden ausfallen. Überwiegt bei höherer Temperatur die Zunahme von freien Elektronen (n) und Löchern (p), so steigt die Leitfähigkeit. Überwiegt dagegen die Abnahme der Beweglichkeit (b_n, b_p), wird die Leitfähigkeit geringer. Bei Metallen, die sehr viele freie Elektronen besitzen, überwiegt die Abnahme der Beweglichkeit (also wird κ kleiner). Für Halbleiter, die wenige freie Elektronen und Löcher haben, überwiegt deren Zunahme (also wird κ größer). Nach dieser Überlegung ergibt sich auch der Grund, weshalb Legierungen (die in der Regel durch die unterschiedlichen Atomgrößen eine dichtere Atomanordnung erreichen) meist schlechter leiten als die Ausgangsmaterialien.

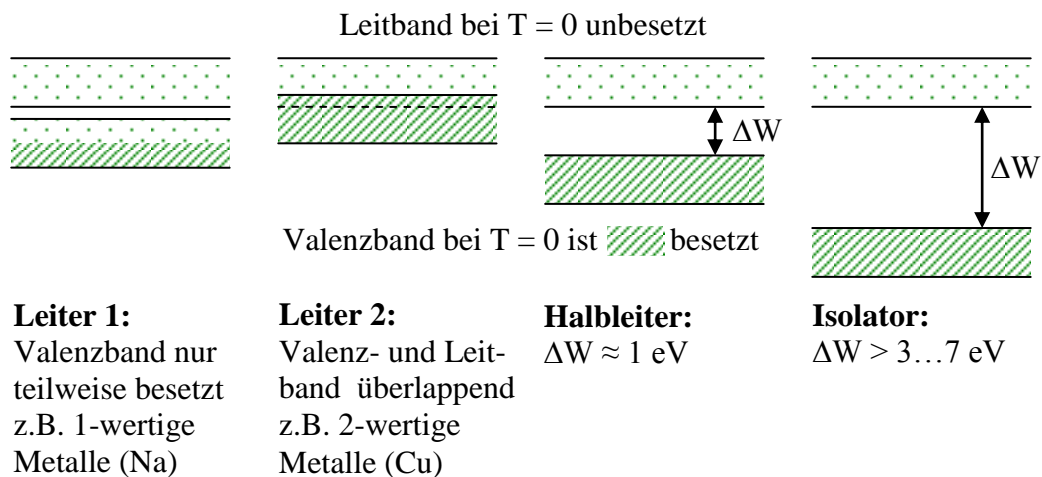


Abb. 2.5: Bändermodell für Leiter, Halbleiter und Isolator

Nach diesen Darlegungen kann eine Möglichkeit der Einteilung elektrischer Materialien in Leiter, Halbleiter und Isolatoren (siehe Abb. 2.5) entsprechend der **Breite der verbotenen Zone ΔW** zwischen der Valenzbandoberkante W_V und der Leitbandunterkante W_L angegeben werden.

2.1.2 Dotierung von Halbleitermaterial

Das Bändermodell ermöglicht, den Einfluss von Dotierungen (gewollte Störstellen) des Einkristalls zu untersuchen.

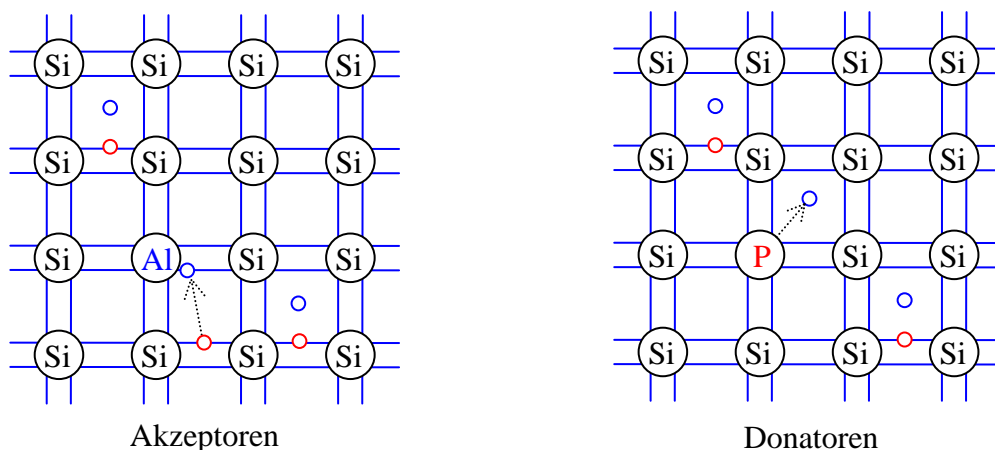


Abb. 2.6: Dotierung in der ebenen Darstellung eines Siliziumkristalls

Die dreiwertigen Aluminiumatome ziehen ein Elektron zu sich, um eine Achterbelegung zu erreichen. Der fünfwertige Phosphor gibt ein überflüssiges Elektron frei. Somit entstehen mehr Löcher bzw. Elektronen für die elektrische Leitfähigkeit und ihre Anzahl wird ungleich.

Das Bändermodell zeigt es differenzierter. Durch die sehr große „energetische Nähe“ der **Donatoren** (P in Abb. 2.6) zum Leitband bzw. der **Akzeptoren** (Al in Abb. 2.6) zum Valenzband geben die Donatoren ihre Elektronen praktisch vollständig ins Leitband ab bzw. alle Akzeptoren nehmen je ein Elektron aus dem Valenzband auf. Die Störstellen selbst sind nicht dicht genug, um miteinander Elektronen auszutauschen, und ergeben deshalb kein

eigenes Band (d.h., ihre Ladungen sind nicht beweglich und tragen nicht direkt zur Leitfähigkeit bei, deshalb eine gestrichelte Linie).

In Abb. 2.7 und Abb. 2.8 geht die Gesamtzahl der Donatoren (N_D , positiv geladen) bzw. der Akzeptoren (N_A , negativ geladen) in die Neutralitätsbedingung zusätzlich zu den gestrichelten Flächen ein. Dadurch verschiebt sich das Fermi-niveau W_F in Richtung des Störstellenniveaus (es kann bei starker Dotierung zwischen Störstellen und Bandkante liegen).

Bei Dotierung mit Donatoren überwiegt die **Elektronenleitung im Leitband** (in der Praxis um viele Größenordnungen). Bei Dotierung mit Akzeptoren überwiegt die **Löcherleitung im Valenzband** (in der Praxis ebenfalls um viele Größenordnungen). Das Ergebnis sind zwei Materialien von unterschiedlichem Leitfähigkeitstyp.

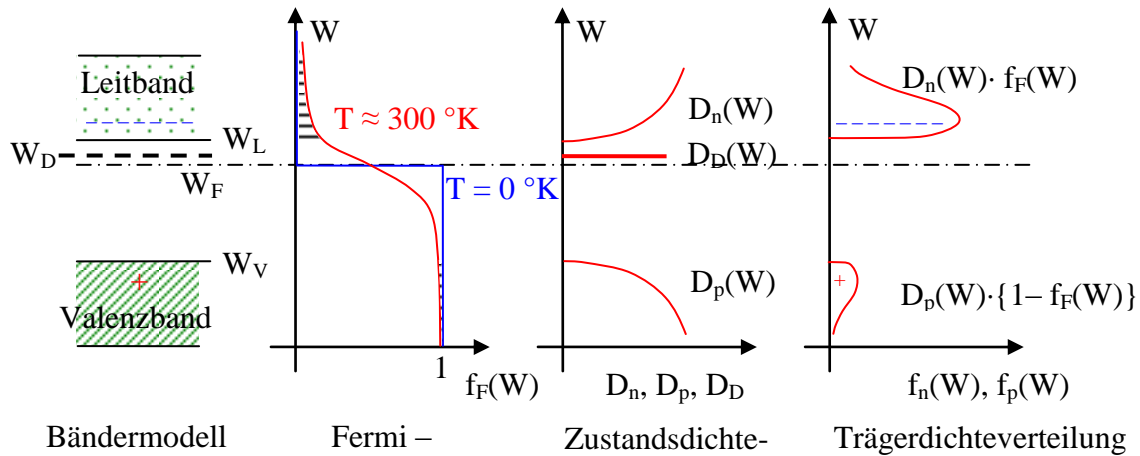


Abb. 2.7: Bändermodell mit Donatoren (mit Fermi – Verteilung)

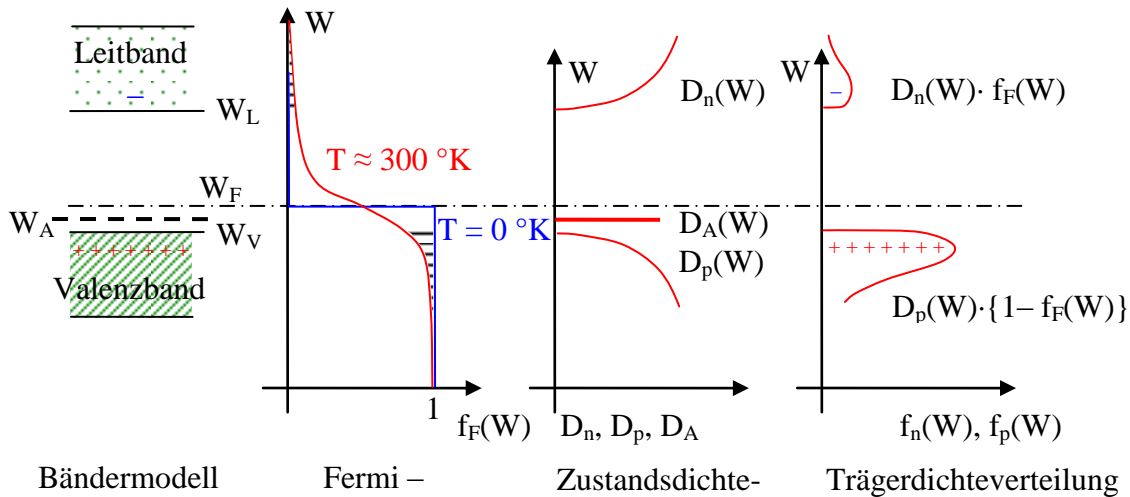


Abb. 2.8: Bändermodell mit Akzeptoren (mit Fermi – Verteilung)

Die Bilanz der Trägerkonzentrationen wird als **Massenwirkungsgesetz** des Halbleiters bezeichnet.

$$n p = n_i^2 \quad \text{bei Eigenleitung} \quad n_0 p_0 = n_i^2 \quad (2.3)$$

Zusätzlich gilt die Ladungsbilanz:

$$n + N_A^- = p + N_D^+ \quad \text{bei} \quad n_0 = p_0 \quad (2.4)$$

Dabei sind n_0 und p_0 die Trägerdichten für Eigenleitung sowie n_i die Eigenleitungsdichte (Intrinsicdichte). Werden Akzeptoren hinzugefügt, vergrößert sich p und n muss abnehmen.

Werden dagegen Donatoren hinzugefügt, vergrößert sich n und p muss abnehmen. In der Halbleitertechnologie werden Dichten der Störstellen von ca. 10^{10} bis 10^{20} cm^{-3} eingesetzt. In gleicher Größe erhöht sich die entsprechende Trägerdichte (vergleiche auch $n_{\text{Cu}} = 10^{22} \text{ cm}^{-3}$). Der enorme Unterschied der Trägerkonzentrationen in jedem Leitfähigkeitstyp, führt zu den Begriffen **Majoritätsträger** und **Minoritätsträger**. Die Majoritätsträger bestimmen den Leitfähigkeitstyp, dagegen sind die Minoritätsträger oft zu vernachlässigen (sie erhalten aber z.B. im PN - Übergang eine spezifische Rolle).

Für qualitative Überlegungen ist das Bändermodell mit Fermi-niveau (ohne Verteilungen) eine einfache wirksame Methode. Für exakte quantitative Untersuchungen sind dagegen quantenphysikalisch der Atom- und Kristallaufbau mit seinen Bindungen sowie die Zustandsdichteverteilungen der Elektronen, darüber hinaus thermodynamisch die Verteilungsfunktionen des Elektronengases und seine Gleichgewichtsverhältnisse neben den elektrischen Fragen zu beherrschen.

2.1.3 Kennwerte von Halbleitermaterialien und Übungsaufgaben

In der folgenden Tabelle sind zur Verdeutlichung der Größen einige Materialien und ihre wichtigsten Kennwerte aufgeführt.

Kennwerte bei 300 °K		ΔW	b_n	b_p	n, p (Eigenleitung)
Germanium	Ge	0,67 eV	3900 cm^2/Vs	1900 cm^2/Vs	$2,33 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$
Silizium	Si	1,12 eV	1500 cm^2/Vs	600 cm^2/Vs	$1,6 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
Galliumarsenid	GaAs	1,43 eV	8500 cm^2/Vs	400 cm^2/Vs	$1,3 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-3}$
Kupfer	Cu	-	40,6 cm^2/Vs	-	$8,4 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$

Bei den Angaben von n und p ist zu beachten, dass die Unterschiede viele Größenordnungen betreffen.

Aufgabe 2.1.1

Nach (2.1) kann die Leitfähigkeit κ für Eigenleitung und Zimmertemperatur (300 °K) aus den Angaben der obigen Tabelle berechnet werden.

Frage 1: Wie groß wird κ von Ge, Si, GaAs und zum Vergleich von Cu?

Frage 2: Welcher Strom fließt durch ein Bauelement von 0,1 mm Dicke und $0,1 \cdot 0,1 \text{ mm}^2$ Fläche bei einer Spannung von 5 V für diese Materialien?

Zusatzaufgabe: Diskutiere die Ergebnisse!

(Zum Vergleich: $\kappa_{\text{Ge}} = 2,1 \cdot 10^{-6} \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$, $\kappa_{\text{Si}} = 5,5 \cdot 10^{-10} \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$, $\kappa_{\text{GaAs}} = 1,8 \cdot 10^{-13} \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$ und $\kappa_{\text{Cu}} = 56 \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$ mit $\text{m}/\Omega\text{mm}^2 = 10^6 \text{ 1}/\Omega\text{m}$)

Aufgabe 2.1.2

Eine Probe Silizium aus der obigen Tabelle wird mit einer Phosphorkonzentration von 10^{15} cm^{-3} dotiert.

Frage 1: Wie groß sind n und p sowie κ ?

Hinweis: Nutze (2.3) und (2.4), vernachlässige die Änderung der Beweglichkeiten!

Frage 2: Bei der gleichen Probe (Länge 8 mm, Fläche 1 mm²) wird ein Widerstand von 400 Ω gemessen, wie groß ist die tatsächliche Beweglichkeit b_n ?

Hinweis: Nach den Erfahrungen mit Frage 1 kann die Löcherleitfähigkeit vernachlässigt werden.

Aufgabe 2.1.3

Aus der Siliziumprobe von Aufgabe 2.1.2 wird ein Hallensensor hergestellt. Durch den Sensor fließt ein Strom von 1 mA und senkrecht zum Strom wirkt ein Magnetfeld von 2000 T. (Abmessungen siehe Abb. 2.9.)

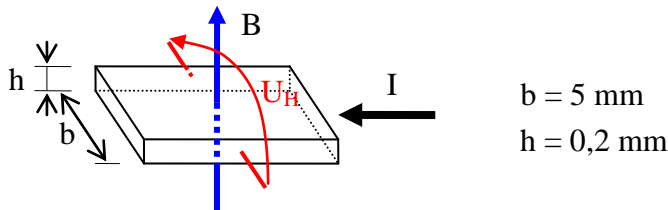


Abb. 2.9: Hallensensor

Frage: Wie groß ist die Hallspannung U_H ?

Hinweis: In obiger Anordnung ist $S = I A_{\perp} = q_0 v_D n$ und $F = q_0 v_D B$ sowie $U_H = b E = b F/q_0$.

Aufgabe 2.1.4

Ein Fotowiderstand soll aus Silizium hergestellt werden und eine möglichst große Widerstandsänderung und Empfindlichkeit aufweisen.

Frage: Sollte hoch, niedrig oder nicht dotiert werden?

Aufgabe 2.1.5

Ein Thermowiderstand soll aus Silizium hergestellt werden und mit steigender Temperatur besser leiten (bei ca. 1000 Ω für 20 °C).

Frage: Sollte hoch, niedrig oder nicht dotiert werden?

2.2 PN - Übergang

2.2.1 Gleichgewicht von Diffusion und Feld

Die zwei Leitfähigkeitstypen bei Halbleitern führen zu der Möglichkeit, einen Übergang von einem Leitfähigkeitstyp zum anderen herzustellen und zu untersuchen.

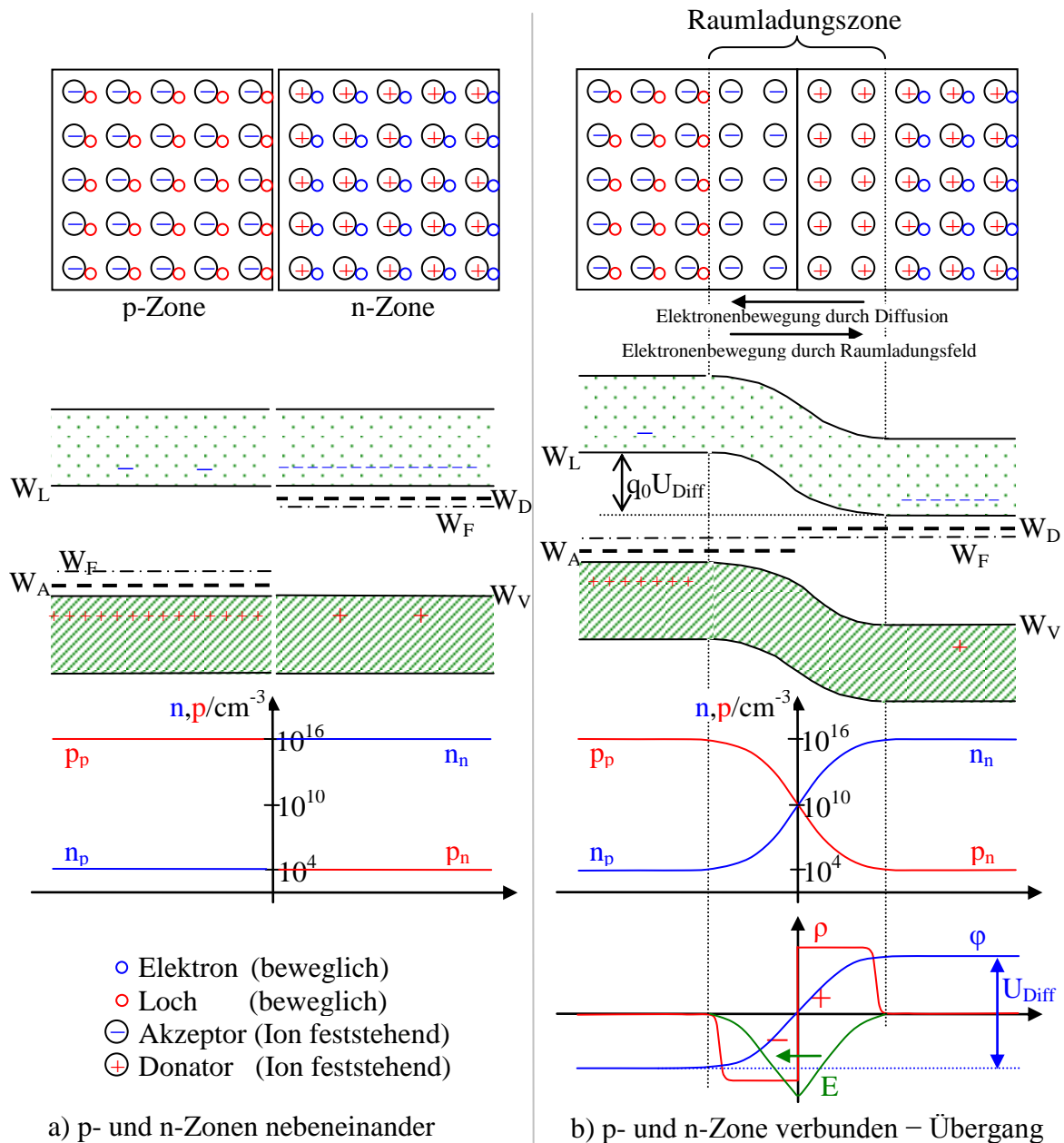


Abb. 2.10: Übergang zwischen zwei Leitfähigkeitstypen – PN-Übergang⁵

In Abb. 2.10 a oben sind schematisch die beide Leitfähigkeitstypen nebeneinander mit ihren ionisierten Störstellen und den dadurch entstandenen Löchern bzw. freien Elektronen dargestellt. In dieser Anordnung besteht in der p leitenden Zone als auch in der n leitenden

⁵ Beachte: Das Potential wurde zur einfacheren Darstellung in der Mitte auf „Null“ gelegt. Löcher bewegen sich in und Elektronen gegen die Feldrichtung bzw. gegebenenfalls Stromrichtung.

Zone überall Ladungsgleichgewicht. Bei einer Betrachtung als Kontinuum, das nur in x-Richtung Änderungen aufweist, interessiert vor allem die energetische Lage der beweglichen Ladungsträger, wie sie das Bändermodell darunter in Abhängigkeit von x darstellt. Nach Abschnitt 2.1.2 können auch die Verteilungen der Trägerdichten über x angegeben werden (das Beispiel entspricht etwa Silizium mit Dotierungen von 10^{16} cm^{-3}).

Wurden beide Zonen als Übergang (Abb. 2.10 b oben) hergestellt, entsteht ein (in der Darstellung abruptes) **Gefälle der Konzentrationen** der Löcher von links nach rechts und der freien Elektronen von rechts nach links. Dieses Gefälle der Konzentrationen führt zur **Diffusion** der jeweiligen Ladungsträger in Richtung ihrer geringeren Konzentration (Konzentrationsausgleich wie in Gasen oder Flüssigkeiten, in Abb. 2.10 b für die Elektronenbewegung angedeutet). Dadurch verlagern sich aber Elektronen zur Seite der negativen Ionen und gleichen dort Löcher aus bzw. Löcher zur Seite der positiven Ionen und gleichen Elektronen aus. So entsteht eine **Raumladungszone** im Bereich des Übergangs (Bereiche mit Überschuss negativer bzw. positiver Ladungen). Zwischen diesen Ladungen wirkt ein **elektrisches Feld** (von + nach -, also nach links) mit Kräften auf die Elektronen nach rechts und auf die Löcher nach links (also entgegen der Diffusion).

Zwischen beiden Prozessen der Diffusionsbewegung und der Bewegung infolge der Kräfte des Feldes der Raumladung stellt sich ein **Gleichgewicht** ein.

Im Bändermodell (darunter) ergibt dieser Zusammenhang, dass das Fermienergielevel W_F waagrecht als Bezugsniveau durch beide Zonen geht und sich die Bänder im Übergangsbereich verbiegen. Dabei bedeutet ein größerer Abstand vom Fermienergielevel geringere Wahrscheinlichkeit für Ladungsträger (damit Anzahl, vergleiche Abb. 2.4 und Abb. 2.7), wodurch die Bänder zusammengeführt werden (von dort, wo mehr Träger waren, verschieben sie sich dorthin, wo weniger waren).

Aus den sich dabei nach (2.3) und (2.4) einstellenden Verteilungen von n und p (darunter dargestellt) folgt die Raumladungsdichte (ρ) sowie daraus das elektrische Feld (E) und das Potential (φ).

$$E(x) = D(x)/\epsilon = \int_{\text{Elektrode P-Zone}}^x \rho(x)/\epsilon \, dx \quad \text{und} \quad \varphi = - \int_{\text{Elektrode P-Zone}}^x \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} \quad (2.5)$$

Die Spannung (Potentialdifferenz) zwischen den Enden beider Halbleiterzonen infolge des genannten Gleichgewichts wird **Diffusionsspannung** genannt. Bei einem realen Bauelement kann diese Spannung nach außen nicht abgenommen oder gemessen werden, da die notwendigen elektrischen Kontakte für die Elektroden beider Halbleiterzonen diese genau kompensieren (siehe Abschnitt 2.2.4). Die Diffusionsspannung hängt vom Bandabstand und der Stärke der Dotierung ab. Bei höherer Dotierung rückt das Fermienergielevel dichter an die Bänder.

2.2.2 Einfluss einer äußeren Spannung

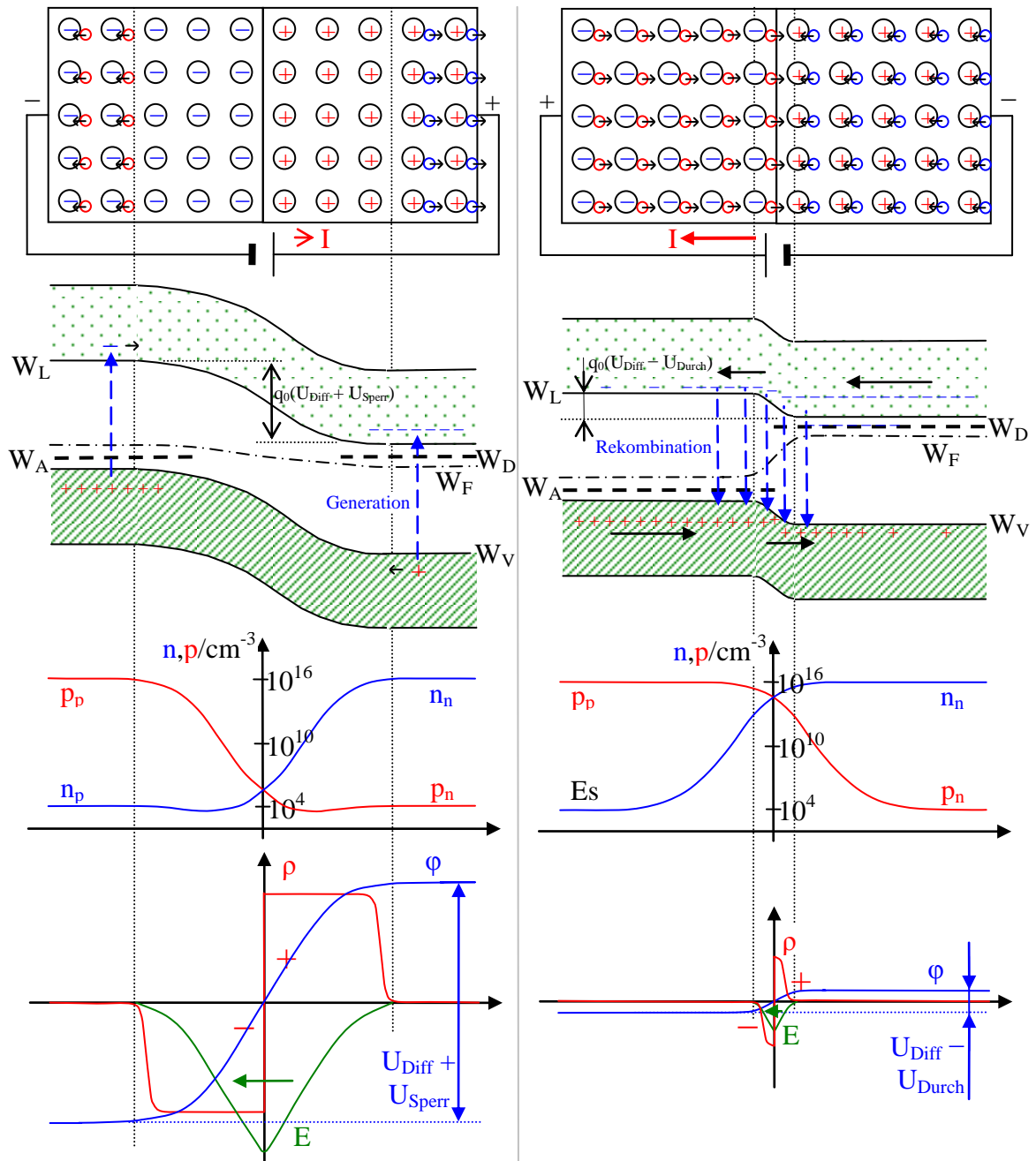
Wird an den PN-Übergang eine **äußere Spannung** angelegt, werden durch den Stromfluss (kleine Pfeile in Abb. 2.11 c und d) von den Kontakten her entweder

⁶ Da in Abb. 2.10 nur Veränderungen nach x vorliegen und D an der Elektrode der P-Zone „Null“ ist, wird

$$\oint_{\text{Hüllfläche}} \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = Q \quad \text{zu} \quad \int_{A_{\perp}} D(\text{Elektrode P-Zone}) dA_{\perp} + \int_{A_{\perp}} D(x) dA_{\perp} = \int_{\text{Elektrode P-Zone}}^x \rho(x) dx dA_{\perp}. \quad \text{Zusätzlich gilt} \quad D = \epsilon E.$$

Über A_{\perp} muss nicht integriert werden, weil über A_{\perp} keine Änderungen auftreten; so kann gekürzt werden.

- weitere Ladungen abgeführt, d.h. Ausdehnung der Raumladungszone, **Sperrrichtung** mit relativ kleinem Strom (Abb. 2.11 c) oder
- nachgeliefert, d.h. Abbau der Raumladungszone, **Durchlassrichtung** mit hohem Strom (Abb. 2.11 d).



c) Äußere Spannung in Sperrrichtung d) Äußere Spannung in Durchlassrichtung

- Elektron (beweglich) ⊖ Akzeptor (Ion feststehend)
- Loch (beweglich) ⊕ Donator (Ion feststehend)

Abb. 2.11: PN-Übergang mit außen anliegender Spannung⁵

Bei Stromfluss wird das reine thermische Gleichgewicht in der Sperrschicht durch den weiteren Abzug von Trägern bzw. durch die Ladungsträgerzufuhr (Trägerinjektion) gestört.

Das Ergebnis ist in der Darstellung von n und p deutlich. Die Trägerkonzentrationen werden

entweder stark abgesenkt (z.T. noch unter die ursprüngliche Minoritätsträgerkonzentration) bzw. fast ausgeglichen.

Das Fermi-niveau verbiegt sich infolge des Nichtgleichgewichts im Übergangsbereich so, dass in Sperrichtung die Bänder um die Sperrspannung stärker verbogen werden, dagegen in Durchlassrichtung die Bandverbiegung um die Durchlassspannung verringert wird.

Die Ausdehnung bzw. der Abbau der Raumladung erfolgt genau so, dass jeweils der Maschensatz erfüllt ist (im Uhrzeigersinn gesehen).

$$\begin{aligned} \text{im PN-Übergang} + \text{Elektroden} + \text{außerhalb} &= 0 \\ -(U_{\text{Diff}} + U_{\text{Sperr}}) + U_{\text{Elektroden}} + U_{\text{Außen(Sperr)}} &= 0 \\ -(U_{\text{Diff}} - U_{\text{Durch}}) + U_{\text{Elektroden}} - U_{\text{Außen(Durch)}} &= 0 \end{aligned}$$

Der fließende **Strom** setzt sich aus den Anteilen der Diffusionsbewegung und der Bewegung durch das Raumladungsfeld beider Trägerarten zusammen, muss natürlich über x gleich bleiben.

$$I(x) = I_{\text{Diff } n}(x) + I_{\text{Feld } n}(x) + I_{\text{Diff } p}(x) + I_{\text{Feld } p}(x) = \text{const} \quad (2.6)$$

An den Elektroden besteht der Strom nur noch aus Majoritätsträgern. Die Minoritätsträger

$$I = I_{\text{Feld } p}(\text{P-Elektrode}) = I_{\text{Feld } n}(\text{N-Elektrode})$$

sind vernachlässigbar und die Diffusionsströme reichen nicht so weit. Der **Übergang vom Löcher- zum Elektronenstrom** erfolgt durch **Rekombination** (bei Durchlassstrom hohe Trägerkonzentrationen in der Sperrschicht, Abb. 2.11 d) bzw. **Generation** (Sperrstrom nur durch neu generierte Träger, Abb. 2.11 c).

2.2.3 Kennlinie eines PN - Übergangs

Aus (2.5), (2.1) und den Verteilungen der Trägerkonzentrationen n und p wird die **Kennlinie des PN-Übergangs** ermittelt [3]. Für $U \ll U_{\text{Diff}}$ und ideale Verhältnisse⁷ folgt die Wagner'sche Kennlinienformel des PN-Übergangs.

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right) \quad (2.7)$$

I_0 ist der Reststrom in Sperrichtung (bei $U \ll 0$) und U die äußere Spannung. Wenn der Strom so groß wird, dass die Ladungsträgerzufuhr (Trägerinjektion) die Raumladungen abgebaut hat ($U \approx U_{\text{Diff}}$, Bandverbiegungen sind abgebaut vergleiche Abb. 2.11 d), muss eine weitere Spannungsvergrößerung gleichmäßig zwischen den Elektroden verteilt werden. Die Spannung am eigentlichen Übergang U_{PN} steigt nicht weiter, dafür erhöht sich die Spannung über den beiden Bahngebieten $2U_{\text{B}}$ (je Elektrode bis Übergang). Es folgt damit vollständig

$$\begin{aligned} I &= I_0 \left(e^{\frac{qU_{\text{Diff}}}{kT}} - 1 \right) \frac{1}{4} \left[\coth^2 \left(\frac{U_{\text{Diff}} - U_{\text{PN}}}{2kT/q} \right) - \coth^2 \left(\frac{U_{\text{Diff}}}{2kT/q} \right) \right] \text{ und} \\ U &= U_{\text{PN}} + 2U_{\text{B}} = U_{\text{PN}} + 2 \frac{kT}{q} \left[\coth \left(\frac{U_{\text{Diff}} - U_{\text{PN}}}{2kT/q} \right) - \coth \left(\frac{U_{\text{Diff}}}{2kT/q} \right) \right] \cdot \quad (2.8) \end{aligned}$$

⁷ Exakt abrupter Übergang, symmetrische Verteilung für $n(x)$ und $p(x)$, gleiche Diffusion von n und p ...

⁸ Die Exponentialfunktion rührt von der Fermi-Statistik her, in I_0 sind alle Materialparameter zusammengefasst.

Für $U_{PN} \ll U_{Diff}$ wird aus (2.8) wieder (2.7) sowie $U = U_{PN}$.

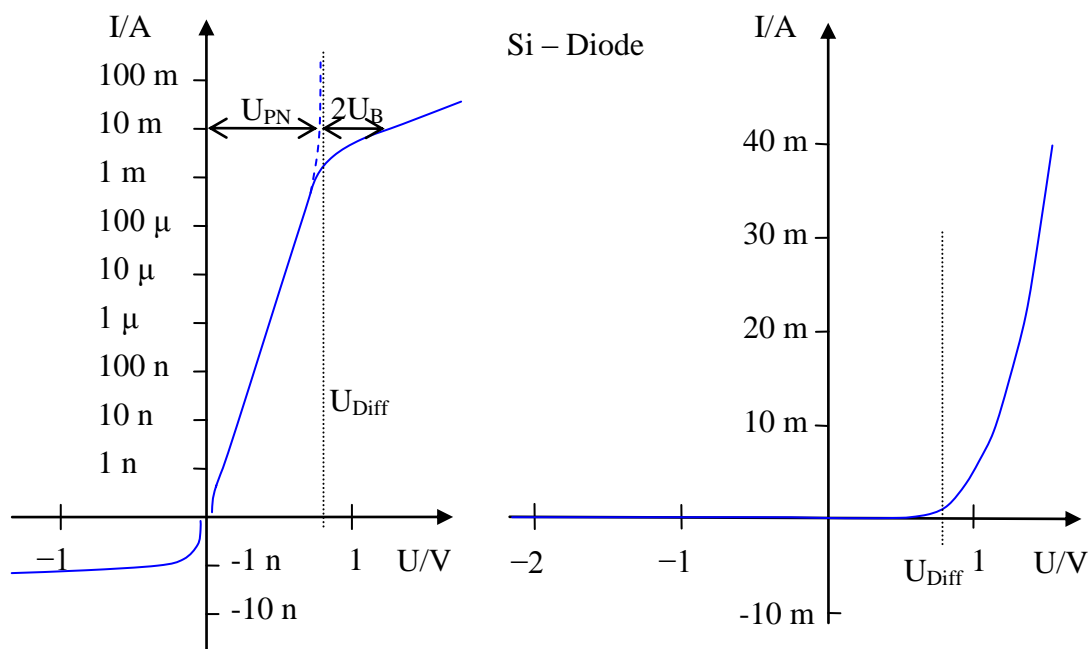


Abb. 2.12: Kennlinie des PN-Übergangs (logarithmisch und linear dargestellt)

Die in (2.8) enthaltenen Parameter I_0 und U_{Diff} lassen sich aus zwei Messpunkten der Kennlinie bestimmen. Durch technologische Erfordernisse und Einflüsse ergeben sich Abweichungen gegenüber den idealen Verhältnissen ⁷, die für praktische Belange durch einen Korrekturfaktor α vor kT in den Exponenten von (2.8) ausgeglichen werden können. Dieser kann durch einen dritten Messpunkt ermittelt werden (siehe auch [6]), so dass sich eine gute Übereinstimmung von gemessener Kennlinie und Formel ergibt. Insbesondere im Bereich kleiner Ströme können Verunreinigungen zu zusätzlichen Abweichungen von der idealen Kennlinie führen (stärkere Steigung des Sperrstromes mit der Sperrspannung).

In Sperrrichtung wird das elektrische Feld bei hohen Sperrspannungen im Übergangsbereich sehr groß. Hohe Feldkräfte können Ladungsträger direkt aus ihrer Bindung (dem Valenzband) reißen – Zehnerffekt. Nehmen Elektronen im Feld viel Bewegungsenergie auf, ruft Stoßionisation lawinenartig einen Anstieg der Trägerkonzentration hervor – Avalancheffekt. Weiter können bei schmalen Übergängen und hoher Sperrspannung Elektronen auf Grund ihrer Welleneigenschaften von der Valenzbandkante direkt zur Leitbandkante „tunneln“ (was keine Energieänderung benötigt, entspricht einer Generation) – Tunneleffekt.

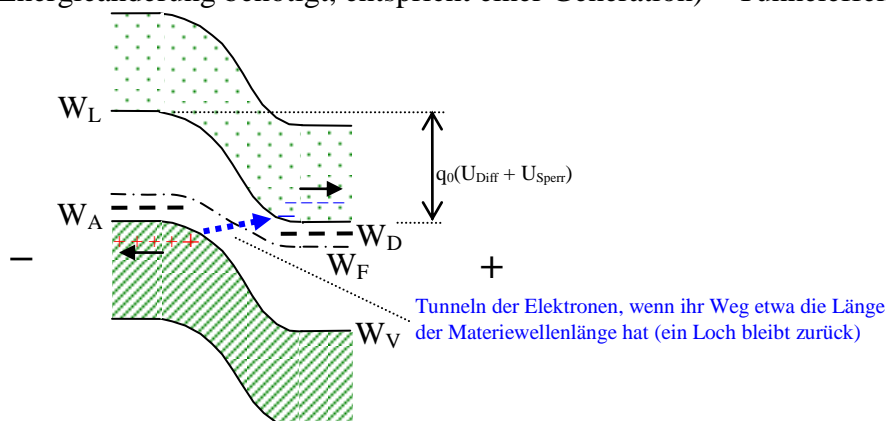


Abb. 2.13: Darstellung des Tunneleffekts im Bändermodell

Alle drei Effekte führen zu einem steilen Stromanstieg im Sperrbereich. Eine Nutzung erfolgt bei Zehnerdioden zur Spannungsstabilisierung (ca. 3 ... 50 V) bei Avalanchedioden zum Überspannungsschutz (ca. 150 ... 1000 V).

2.2.4 Metall - Halbleiter - Übergang

Metall – Halbleiter – Übergänge standen mit dem Kristalldetektor und den Spitzendioden am Anfang der Entwicklung. Sie werden heute bei Schottkydioden genutzt und sind die Grundlage für leitende Kontakte an Halbleiterbauelementen.

Das Bändermodell des Metalls (Valenzband und Leitband überschneiden sich Abb. 2.5) reduziert sich auf das Schottky'sche Napfmodell (bis W_F gefüllter Napf).

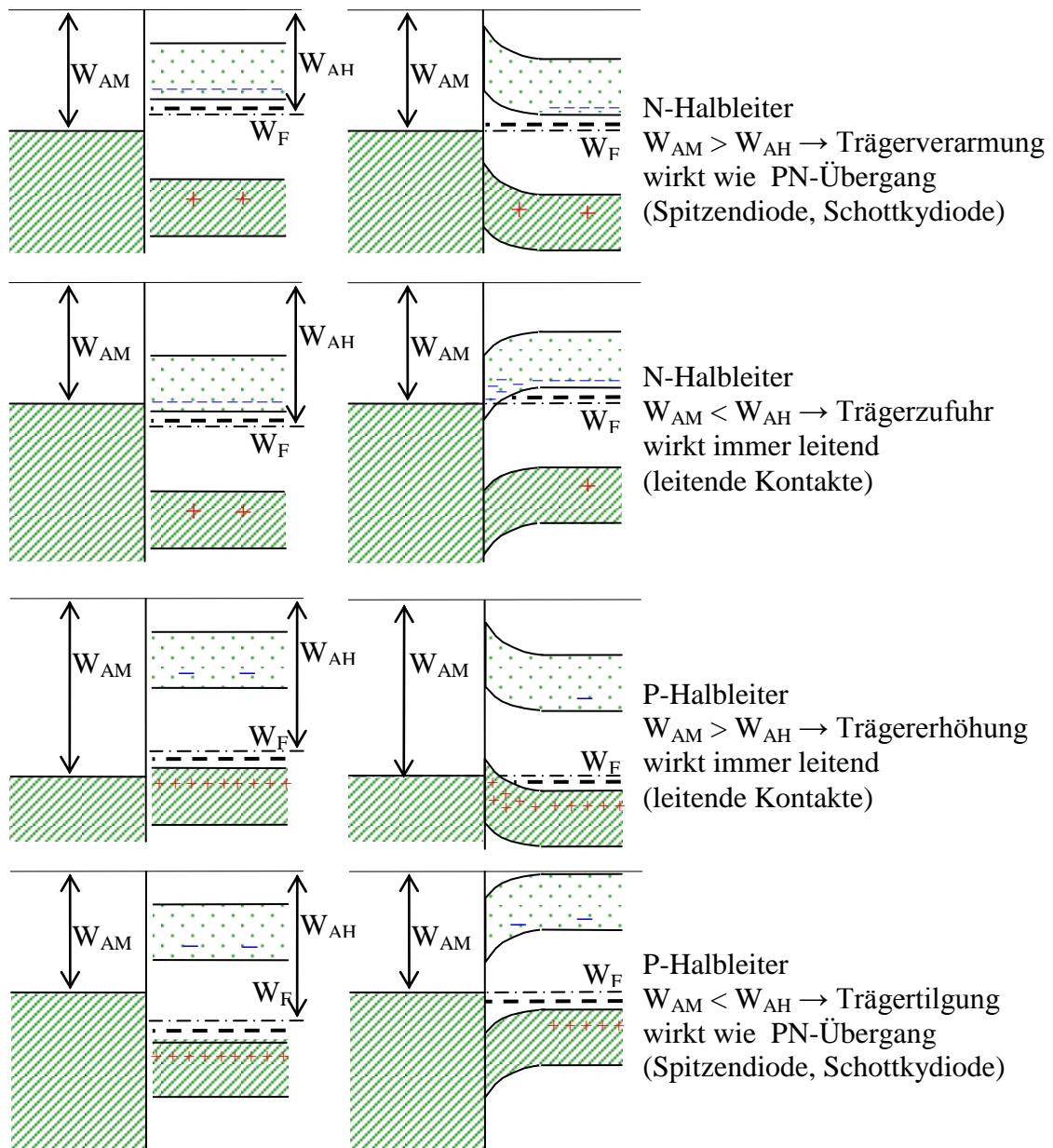


Abb. 2.14: Übergänge zwischen Metall und Halbleiter

Der Abstand vom Niveau der „Füllung“ bis ∞ heißt **Austrittsarbeit** W_{AM} (Austritt aus der Oberfläche des Metalls). Dieses Niveau stellt sich beim Übergang Metall – Halbleiter auf das

Ferminiveau ein (entspricht dem Ferminiveau des Metalls).

Auch hier entsteht ein Gleichgewicht zwischen Diffusion und elektrischem Feld.

Der Übergang zu einem Halbleiter, dessen Austrittsarbeit W_{AH} (vom Ferminiveau bis ∞) kleiner ist als W_{AM} , ergibt, dass Elektronen vom Halbleiter zum Metall „diffundieren“. Abb. 2.14 zeigt für einen N-Halbleiter, dass dadurch eine Trägerverarmung entsteht, das bedeutet eine Sperrschicht wie beim PN-Übergang. Für den P-Halbleiter erhöhen die „wegdiffundierenden“ Elektronen dagegen die Anzahl Löcher und so entsteht ein leitfähiger Übergang. Ist W_{AH} größer als W_{AM} gehen umgekehrt Elektronen vom Metall zum Halbleiter. Das ergibt eine Zufuhr von Elektronen bei einem N- und eine Tilgung von Löchern beim P-Halbleiter. Die Bandverbiegungen ergeben auch hierbei eine Diffusionsspannung. Bei mehreren Übergängen in Reihe, die an beiden Enden das gleiche Metall (z.B. die Zuleitung) haben, heben sich alle Diffusionsspannungen gegenseitig auf. Es sind sowohl für einen N- als auch einen P-Halbleiter leitende Kontakte bei der richtigen Auswahl möglich.

Technologisch ergibt sich für Sperrschichten die Schwierigkeit, dass alle Verunreinigungen und Fehler auf der Oberfläche des Einkristalls die Trägeranzahlen stark verändern. Deshalb konnten Schottkydioden erst mit ausgereifter Technologie hergestellt werden und auch heute noch nicht für sehr große Querschnitte (d.h. große Ströme). Das Problem ist dagegen bei leitenden Kontakten unbedeutend.

Für die Diffusionsspannung und somit die Schwellspannung kann durch günstige Auswahl bei Schottkydioden ein Wert von 0.2 bis 0,3 V erreicht werden. Diese geringe Durchlassspannung ergibt im Vergleich mit einer Si - Diode (0,7 bis 0,8 V) einen deutlich geringeren Leistungsverlust. Darüber hinaus sind diese Dioden schneller. Die Kennlinie entspricht der des PN-Übergangs mit entsprechendem I_0 und U_{Diff} .

2.2.5 Ersatzschaltungen für eine Halbleiterdiode

In der Schaltungstechnik ist es oft zweckmäßig, Ersatzschaltungen zu verwenden.

Ersatzschaltungen stellen eine Näherung der statischen Kennlinie, eine Näherung für das Kleinsignalverhalten oder eine mathematische Annäherung an die statische Kennlinie sowie das dynamische Verhalten (Großsignalverhalten) dar.

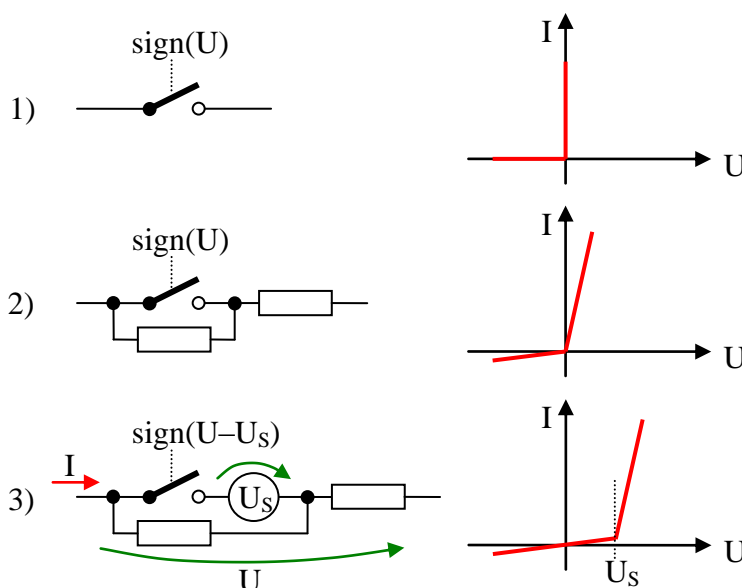


Abb. 2.15: Beispiele für Ersatzschaltungen – Näherung der statischen Kennlinie

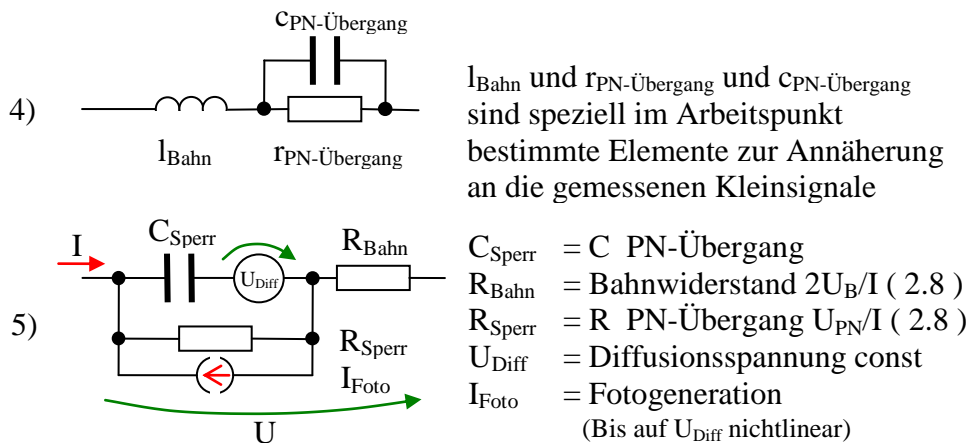


Abb. 2.16: Beispiele für Ersatzschaltungen Kleinsignal und Großsignal

Ersatzschaltungen werden zur Schaltungsberechnung und zur Analyse der Funktionsweise von Schaltungen herangezogen. Insbesondere Simulationssysteme benutzen vorrangig verschiedene Ersatzschaltungen. Die Bestimmung der Parameter der Ersatzschaltungen erfolgt immer durch Messung bzw. aus Typparametern der Hersteller. Die Ersatzschaltbilder Abb. 2.15 1) bis 3) sind grobe Vereinfachungen der Kennlinie. In Abb. 2.16 4) wird nur das Kleinsignalverhalten (vergleiche Abschnitte 2.3.3 und 3.1.1) dicht um den Arbeitspunkt nachgebildet. Das Modell in Abb. 2.16 5) bildet das exakte physikalische Verhalten des PN-Übergangs so einfach wie möglich ab (siehe [6]). Dadurch können damit auch der Fotostrom und die Lichtstrahlung ($P_{\text{Licht}} = I\{R_{\text{Sperr}}\} \cdot \text{Quantenausbeute}$) sowie deren Zeitverhalten dargestellt werden.

2.2.6 Kennwerte und Übungsaufgaben zu Halbleiterdioden

Wichtige Kennwerte von Halbleiterbauelementen mit einem PN-Übergang (Dioden) sind:

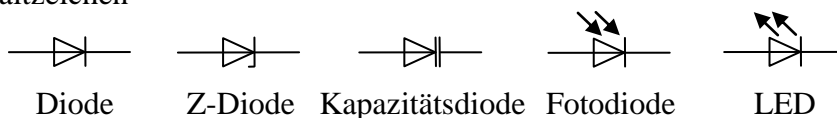
1. Grenzdaten

- Maximaler Spitzendurchlassstrom – I_{FM} (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
- Maximaler mittlerer Durchlassstrom – I_{FAV}
- Maximaler effektiver Durchlassstrom – I_{FRMS}
- Maximale Sperrspannung – U_{RM} (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
- Maximale Sperrschichttemperatur – ϑ_J
- Maximale Verlustleistung – P_{max}

2. Kenndaten

- Durchlassspannung bei Nennstrom – U_F bei I_F
- Sperrstrom bei Nennsperrspannung – I_R bei U_R
- Durchbruchspannung (Z-Diode) – U_Z

1. Schaltzeichen



Aufgabe 2.2.1

Ein Silizium-PN-Übergang wurde mit $n_A = n_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ dotiert. Die Dotierungen sind bei Raumtemperatur vollständig ionisiert, so dass $p_p = n_n = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ gilt (bei $n_i = 1,6 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$).

Frage 1: Wie groß sind n_p und p_n ?

Frage 2: Wie groß ist die Diffusionsspannung?

Hinweis: Die Überlegungen finden bei thermischem Gleichgewicht statt. Das Verhältnis von $n_p/n_n = f_F(W_{L \text{ P-Elektrode}}) / f_F(W_{L \text{ N-Elektrode}})$ mit f_F nach (2.2) kann durch Einsetzen von $W_{L \text{ P-Elektrode}} = q_0 \phi_{\text{P-Elektrode}}$ und $W_{L \text{ N-Elektrode}} = q_0 \phi_{\text{N-Elektrode}}$ (vergleiche auch Abb. 2.10) und Vernachlässigen der „1“ gegenüber den Exponentialfunktionen zu $U_{\text{Diff}} = \phi_{\text{N-Elektrode}} - \phi_{\text{P-Elektrode}}$ umgeformt werden ($kT/q_0 = 26 \text{ mV}$ bei Raumtemperatur ca. $300 \text{ }^\circ\text{K}$).

Zusatzfrage 1: Welche Schwellspannung ist bei der Kennlinie zu erwarten?

Zusatzfrage 2: Was ergäbe Galliumarsenid mit $n_i = 1,3 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-3}$ bei gleicher Dotierung?

Aufgabe 2.2.2

Eine GaAs - LED ($\lambda = 940 \text{ nm}$) hat bei 20 mA eine Durchlassspannung von $1,35 \text{ V}$. Bei jedem Rekombinationsvorgang kann ein Photon mit $W_{\text{ph}} = h \nu = h c / \lambda$ abgestrahlt werden (mit $h = 6,625 \cdot 10^{-34} \text{ W s}^2$ und $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$).

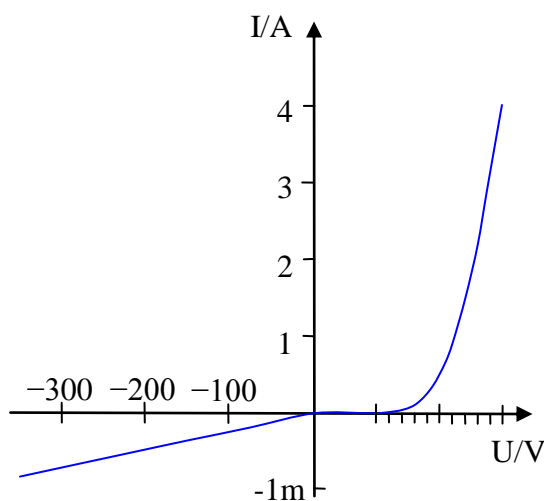
Frage 1: Wie viele Rekombinationsvorgänge finden pro Sekunde statt?

Hinweis: Bei einem Rekombinationsvorgang ersetzt ein Elektron der Elektronenleitung (in der N-Zone) ein Loch der Löcherleitung (in der P-Zone) (vergleiche Abb. 2.11 d).

Frage 2: Wie groß ist die elektrisch verbrauchte Leistung und wie groß die Leistung des Photonenstroms, wenn alle Rekombinationsvorgänge ein Photon abgeben und ihr Licht vollständig die Diode verlassen kann?

Frage 3: Wie groß ist die tatsächliche Quantenausbeute η_Q , wenn ein Wirkungsgrad von 35% gemessen wird (zum einen geben nur etwa 90% der Rekombinationsvorgänge ein Photon ab und zum anderen wird ein großer Teil vom gleichen Material auch wieder absorbiert)?

Aufgabe 2.2.3



Bei einer Einweggleichrichtung wird für die Diode folgender Strom gemessen:

$$i = 3 \text{ A} \sin(2 \pi t / 20 \text{ ms}) \quad 0 \leq t \leq 10 \text{ ms} \text{ und}$$

$$i = 0,8 \text{ mA} \sin(2 \pi t / 20 \text{ ms}) \quad 10 \leq t \leq 20 \text{ ms}$$

U/V	I/A
-325	0,8 m
0	0
0,7	0,05
0,85	0,2
1	0,5
1,2	1,5
1,5	4

Die Kennlinie der Diode zeigt Abb. 2.17 und die nebenstehende Tabelle. (Für eine Simulation könnten die Messpunkte direkt als nichtlineare Kennlinie eingegeben werden.)

Abb. 2.17: Kennlinie für eine Gleichrichterdiode

Frage 1: Wie sieht die Spannung an der Gleichrichterdiode aus?

Hinweis: Es ist bei dieser nichtlinearen Kennlinie nur eine grafische Lösung sinnvoll (oder eine Simulation mit irgendeiner Kennliniennachbildung).

Frage 2: Welche Verluste entstehen an der Diode (welche Kühlung ist notwendig)?

Aufgabe 2.2.4

Zwei Gleichrichterioden sollen parallel geschaltet werden, um einen Strom von 5 A zu ermöglichen. Beide Dioden sind für einen Dauerstrom von $I_{FM} = 3 \text{ A}$ zugelassen. Die Kennlinien zeigt die nebenstehende Tabelle.

U/V	I ₁ /A	I ₂ /A
-325	1,5 m	0,8 m
0	0	0
0,7	0,05	0,05
0,85	0,2	0,2
1	0,7	0,5
1,2	1,9	1,5
1,5	5,5	4

Hinweis: Bei Parallelschaltung liegt an beiden Dioden die gleiche Spannung und der Strom wird aufgeteilt. (Interpoliere zwischen den Punkten linear.)

Frage 1: Wie ergibt sich die Stromaufteilung bei 5 A Gesamtstrom?

Frage 2: Ist der Einsatz dieser beiden Exemplare möglich?

Aufgabe 2.2.5

Die beiden Dioden aus Aufgabe 2.2.4 sollen in Reihe geschaltet werden, um eine Sperrspannung von 500 V zu ermöglichen. Beide Dioden sind für eine Dauersperrspannung von $U_{RM} = 350 \text{ V}$ zugelassen.

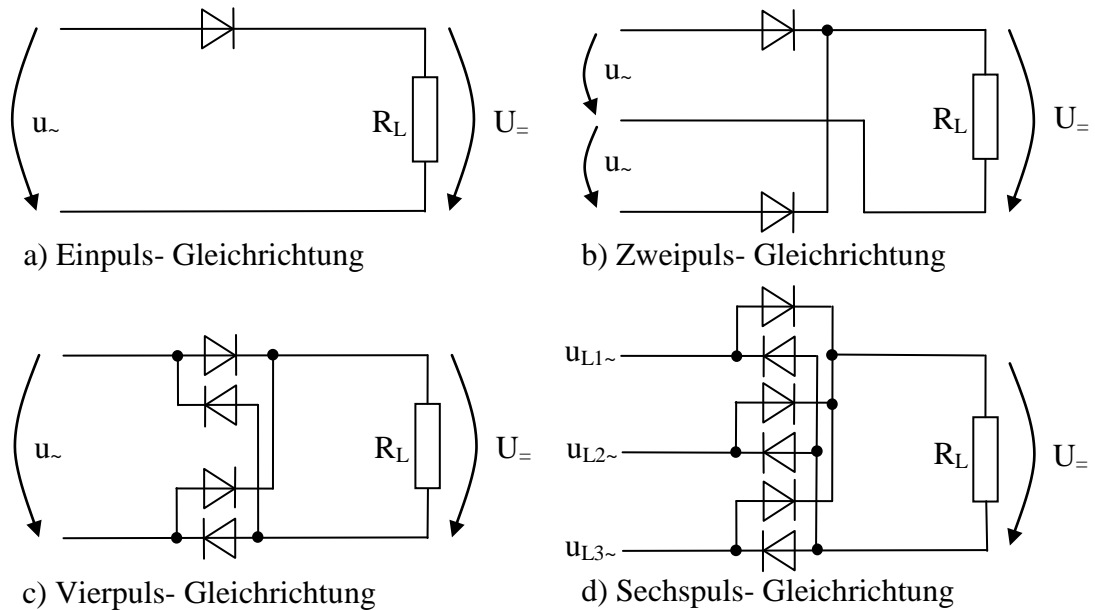
Hinweis: Bei Reihenschaltung fließt durch beide Dioden der gleiche Strom und die Spannung wird den Kennlinien entsprechend aufgeteilt. (Interpoliere zwischen den Punkten linear.)

Frage 1: Wie ergibt sich die Spannungsaufteilung bei 500 V Gesamtspannung?

Frage 2: Ist der Einsatz dieser beiden Exemplare möglich?

Zusatzaufgabe: Wie könnte eine Messstrategie aussehen, um Aufgabe 2.2.4 und Aufgabe 2.2.5 praktisch zu lösen, ohne die Dioden zu gefährden?

Aufgabe 2.2.6



Die Pulszahl ergibt sich aus der Anzahl der Wege, von denen Pulse (z.B. eine Halbwelle) kommen.

Abb. 2.18: Beispielschaltungen zur Gleichrichtung

In den Beispielen von Abb. 2.18 bedeuten $u_{\sim} = u_{L1\sim} = \hat{U} \cdot \sin(\omega t)$, $u_{L2\sim} = \hat{U} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ)$ sowie $u_{L3\sim} = \hat{U} \cdot \sin(\omega t - 240^\circ)$. Die Dioden können durch Abb. 2.15 1) genähert werden.

Frage: Wie sieht für die Beispiele U_{\sim} (ohne Siebung!) aus?

2.2.7 Messung und Auswertung der Kennlinie einer Z-Diode

Zur Spannungsstabilisierung kann eine Z-Diode eingesetzt werden. Im Versuch geht es um die Analyse der Kennlinie. Aus dieser Analyse ergeben sich einige wichtige Richtlinien zur Dimensionierung.

Versuchsaufbau:

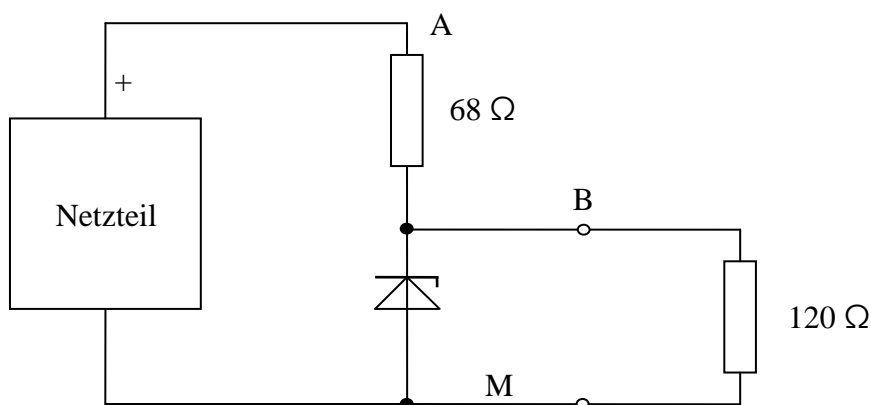


Abb. 2.19: Schaltung einer einfachen Spannungsstabilisierung

Versuchsdurchführung:

1. Messen der Kennlinie einer Z-Diode ZD 10 im Durchlass-, Sperr- und Zehnerbereich. Wählen der jeweiligen Messschaltung und aller benötigten Geräte.
2. Messung der Spannungsstabilisierung durch eine Z-Diode. Dazu sind die Gleichspannungen U_{BM} und U_{AM} bei

- Leerlauf (an den Punkten B und M) für U_{AM} von 9...15 V und
- einer Last von $120\ \Omega$ für U_{AM} von 9...20 V zu messen.

Zusammenfassung der Versuchsergebnisse:

- Das Messen des Stromes der Z-Diode ist mit den üblichen Labormessgeräten im einfachen Sperrbereich nicht möglich.
- Es ist deutlich, dass die Spannung U_{BM} nur eine geringe Änderung aufweist. Entsprechend der Kennlinie müssen der Strom durch die Z-Diode und so der Spannungsabfall am Vorwiderstand ($68\ \Omega$) steigen. Der maximal zulässige Strom ergibt die Grenze für die obere Spannung (wenn Leerlauf gefordert ist) oder die Dimensionierungsbedingung für den Vorwiderstand.
- Bei Last beginnt die Stabilisierung erst, wenn der Spannungsabfall am Lastwiderstand größer als U_Z wird. Daraus ergibt sich die Grenze für die größte Last (den kleinsten Lastwiderstand). Danach muss die Z-Diode zusätzlich Strom übernehmen, um den Spannungsabfall am Vorwiderstand zu vergrößern (Grenze für die kleinste Last, wenn kein Leerlauf gefordert ist).

2.3 Bipolartransistor

2.3.1 Steuerung durch Trägerinjektion

Die Folge von drei Halbleiterschichten ungleichen Leitfähigkeitstyps mit einer Mittelschicht dünner als die Diffusionslänge ergibt den Bipolartransistor.

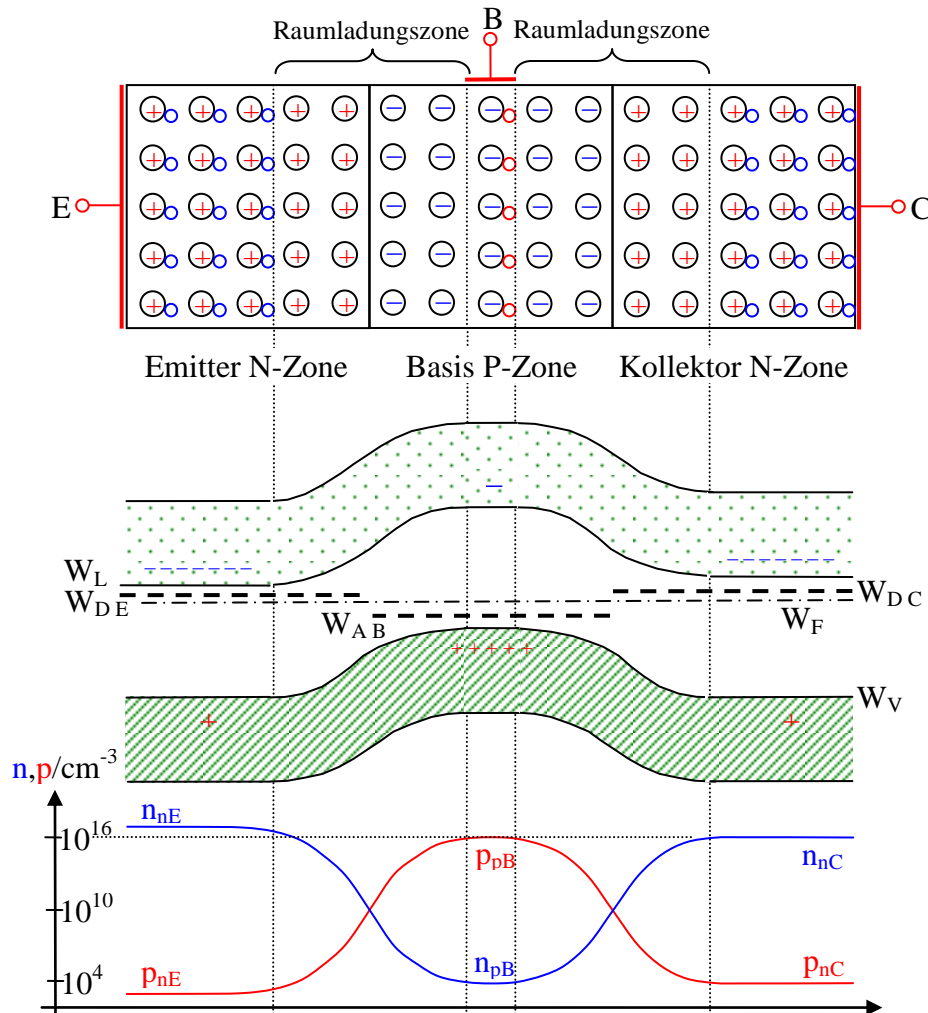


Abb. 2.20: Zonenanordnung, Bändermodell und Dichteverteilungen des Transistors

In Abb. 2.20 ist als Beispiel ein npn – Transistor dargestellt. Der Emitter ist höher dotiert und hat deshalb eine höhere Majoritätsträgerdichte (n_{nE}).

Es ist sofort zu erkennen, dass Elektronen aus der Basis (sie sind dort Minoritätsträger) ohne Energiezufuhr zum Kollektor gelangen können (genauso zum Emitter).

Ein Mechanismus, der Elektronen in die Basis bringt, ermöglicht einen steuerbaren Strom zum Kollektor. Genau das realisiert eine Basis – Emitter – Spannung in Durchlassrichtung.

Dadurch gelangen viele Elektronen in die Basis (siehe Abb. 2.21) und können nicht vollständig rekombinieren, weil die Basis dünner als die Diffusionslänge ist (Eindringtiefe der Diffusion der Elektronen). Zur Vergrößerung dieser Trägerinjektion ist der Emitter höher dotiert. (Der von der Basiselektrode kommende Löcherstrom geht durch Rekombination in Elektronenstrom über und gelangt nur geringfügig bis zum Emitter.)

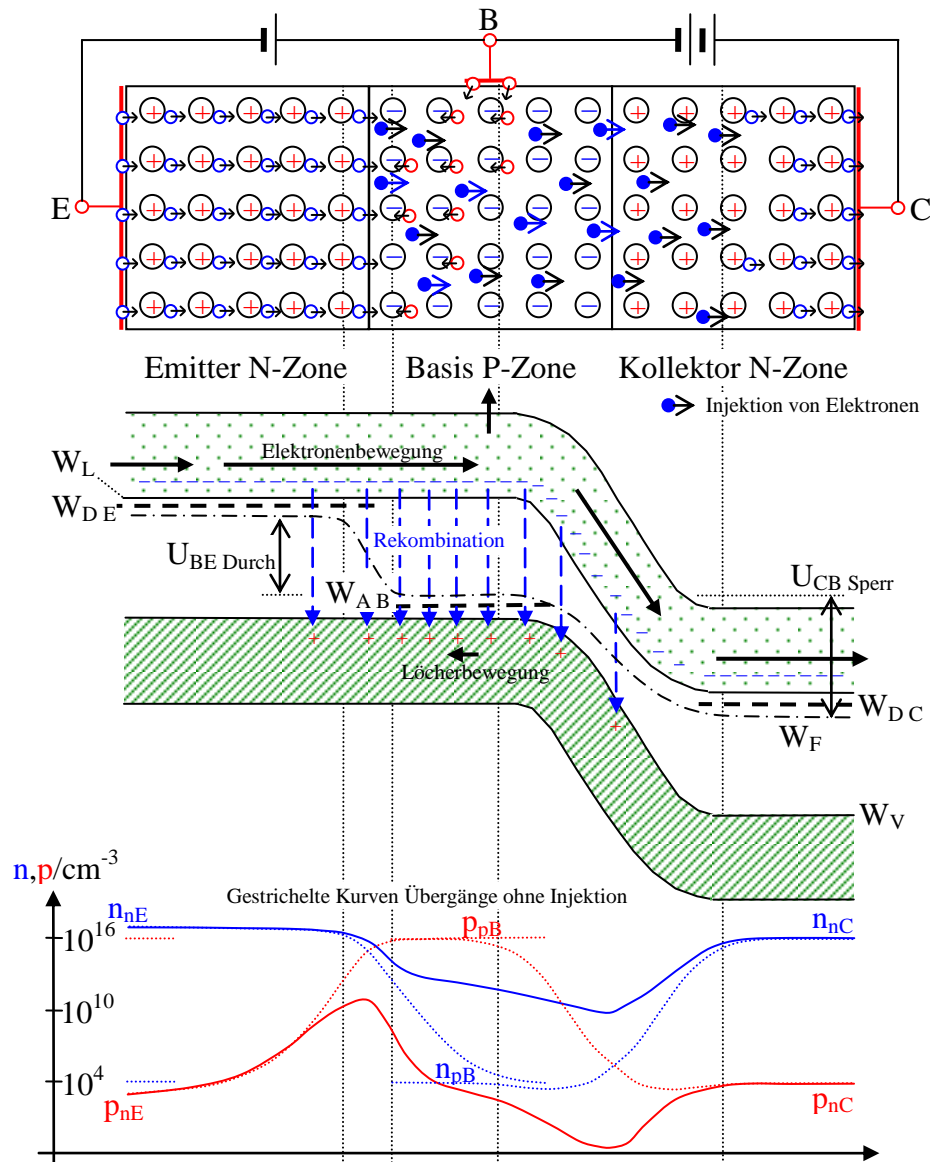


Abb. 2.21: Transistor mit äußeren Spannungen ⁹

Eine Kollektor – Basis – Spannung in Sperrrichtung treibt die Elektronen weiter zum Kollektor (siehe Abb. 2.21) die Elektronen können dabei sogar noch an potentieller Energie verlieren. Das Bändermodell verdeutlicht dieses sehr anschaulich.

Die Trägerkonzentration der Elektronen (vergleiche Abb. 2.21 mit Abb. 2.11 ¹⁰) werden im N – Emitter entsprechend der Durchlassrichtung angehoben, können dann aber in der folgenden P – Basis nach anfänglicher Verringerung nicht dem normalen Durchlassverlauf entsprechend weiter abnehmen, da die Rekombination nicht ausreicht ¹¹. Im N – Kollektor wird dann wieder die Konzentration ähnlich der normalen Sperrrichtung erreicht.

Die Trägerkonzentration der Löcher wird im Emitter – Basis – Übergangsbereich entsprechend der Durchlassrichtung ebenfalls anfangs angehoben, dann aber durch die Rekombination stark gedrückt, erreicht nicht einmal die normale P – Konzentration der Basis, sinkt danach im Basis – Kollektor – Übergangsbereich entsprechend der Sperrrichtung noch deutlich unter die Konzentration des N – Kollektors.

⁹ Im Bändermodell des Emitter – Basis – Übergangs ist der Potentialwall vollständig abgebaut ($U_{BE\text{ Durch}} \approx U_{\text{Diff}}$).

¹⁰ Dabei ist die Darstellung der Durchlassrichtung beider Abbildungen seitenvertauscht.

¹¹ Beachte, dass das thermische Gleichgewicht durch den Strom gestört wird.

Die Größe des Basisstromes fungiert zur Steuerung dazu, wie viele Elektronen in die Basis injiziert werden und somit zum Kollektor gelangen können. Ist die Kollektorspannung groß genug (steiler, energie günstiger Abfall von der Basis zum Kollektor im Bändermodell), werden sogar deutlich mehr Elektronen zum Kollektor „abgesogen“, als zur Basiselektrode wegfleßen. Aus diesem Verhalten resultiert der Verstärkungseffekt (Abb. 2.22).

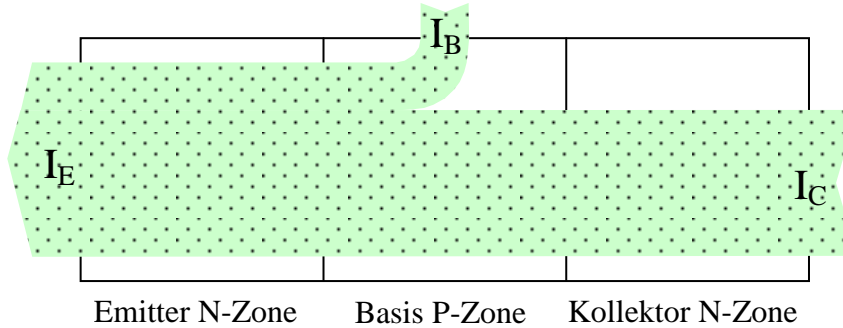


Abb. 2.22: Stromaufteilung im npn – Transistor (schematisch)¹²

Für einen pnp – Transistor müssen in der Beschreibung die Elektronen gegen Löcher getauscht und beide Spannungsquellen umgepolt werden. Hierbei findet dann eine Injektion von Löchern vom Emitter in die Basis statt (d.h., Elektronen des Valenzbandes der Basis gelangen ohne Energieänderung zum Emitter und lassen Löcher zurück; Abb. 2.11 d seitenrichtig).

Natürlich könnte der Transistor auch in umgekehrter Richtung betrieben werden. Da der Kollektor aber nicht so hoch dotiert ist wie der Emitter, erreicht diese Betriebsweise nur eine geringe Injektion und somit sehr schlechte Kennwerte (inverser Transistor).

2.3.2 Kennlinie des Bipolartransistors

Die übliche Darstellung des **Kennlinienfeldes** zeigt in jedem Quadranten eine Zusammenstellung von jeweils zwei Variablen und einen Parameter für die Kurvenscharen.

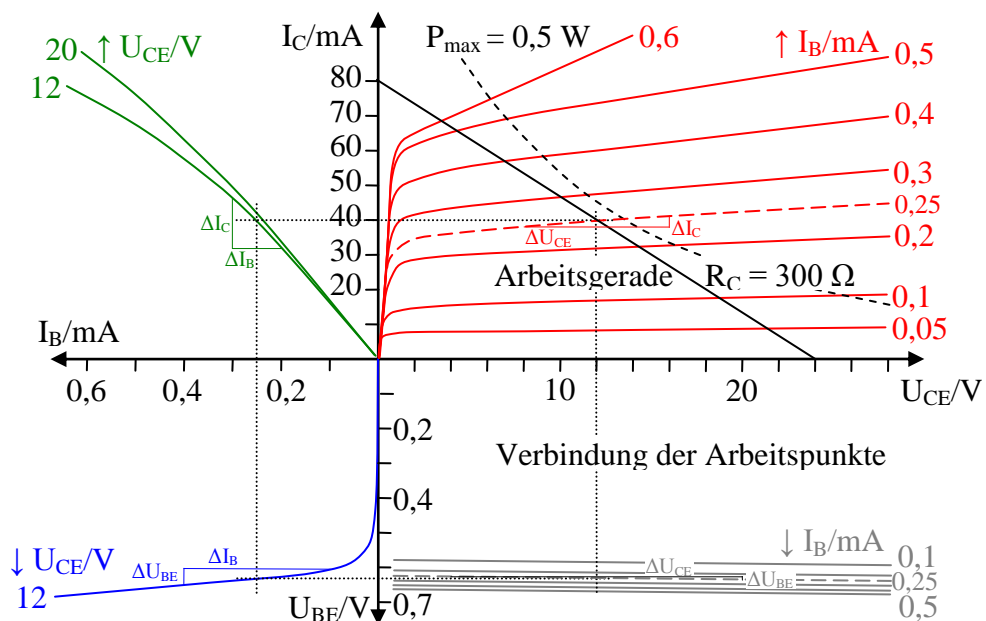


Abb. 2.23: Kennliniendarstellung eines Bipolartransistors

¹² Die Richtung der Elektronenbewegung geht gegen die Stromrichtung.

Das Kennlinienfeld entspricht einem Standard-NF-Transistor mit 0,5 W maximaler Verlustleistung.

Im ersten Quadranten wird die **Ausgangskennlinie** $I_C = f(U_{CE})$ mit dem Basisstrom I_B als Parameter dargestellt (Kollektorstrom I_C , Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE}). Liegt zwischen Kollektor und Spannungsquelle ein Kollektorwiderstand R_C , wird U_{CE} durch $I_C \cdot R_C$ gegenüber der Batteriespannung verringert, daraus resultiert die Arbeitsgerade (gezeigt für $U_{Bat} = 24\text{ V}$). In Abb. 2.23 wurde der Arbeitspunkt $U_{CE} = 12\text{ V}$, $I_C = 40\text{ mA}$ und $U_B = 0,25\text{ mA}$ gewählt. Die fein gestrichelten Linien zeigen den **Arbeitspunkt** in jeder Zusammenstellung (in allen Quadranten).

Im zweiten Quadranten folgt die **Steuerkennlinie** $I_C = f(I_B)$ mit U_{CE} als Parameter. Da die Kurven sehr dicht liegen wurden nur zwei gezeichnet. Die Steuerung des Ausgangsstromes I_C durch den Eingangsstrom I_B ist fast linear.

Im dritten Quadranten liegt die **Eingangskennlinie** $U_{BE} = f(I_B)$ mit dem Parameter U_{CE} . Diese Kurve entspricht der Diodenkennlinie von der Basis zum Emitter. Auch hier besteht eine geringe Abhängigkeit von U_{CE} , so dass nur eine Kurve dargestellt wurde.

Die geringe Abhängigkeit von U_{CE} ist in der **Rückwirkungskennlinie** $U_{BE} = f(U_{CE})$ im vierten Quadranten am deutlichsten. Die Geraden sind fast waagrecht (d.h. konstant). Daraus folgt, dass die Rückwirkung der Ausgangsspannung U_{CE} auf die Eingangsspannung U_{BE} praktisch vernachlässigbar ist.

Mit Hilfe der Arbeitsgeraden in der Ausgangskennlinie, bei deren Wahl¹³ einmal die maximale Verlustleistung¹⁴ beachtet werden muss und zum anderen ein möglichst großer linearer Bereich für die Steuerung erreicht werden sollte, wird der Arbeitspunkt der **Transistorschaltung dimensioniert** (Wahl von R_C , Bestimmung von I_B und U_{BE} sowie des dafür notwendigen Spannungsteilers; siehe Abschnitt 2.3.3).

Ein Kennlinienstück um den Arbeitspunkt in jedem Quadranten, das möglichst groß, aber näherungsweise noch linear ist, kann genutzt werden, die Anstiege $\Delta I_C / \Delta U_{CE}$, $\Delta I_C / \Delta I_B$, $\Delta U_{BE} / \Delta I_B$ und $\Delta U_{BE} / \Delta U_{CE}$ für den gewählten Arbeitspunkt zu bestimmen. Diese werden als **Parameter für die Ersatzschaltungen** und zur Schaltungsberechnung benötigt.

2.3.3 Grundsaltungen, Vierpoldarstellung und Kleinsignalverhalten

Die Festlegung des Arbeitspunktes ist der erste Schritt zur Dimensionierung einer Transistorverstärkerstufe.

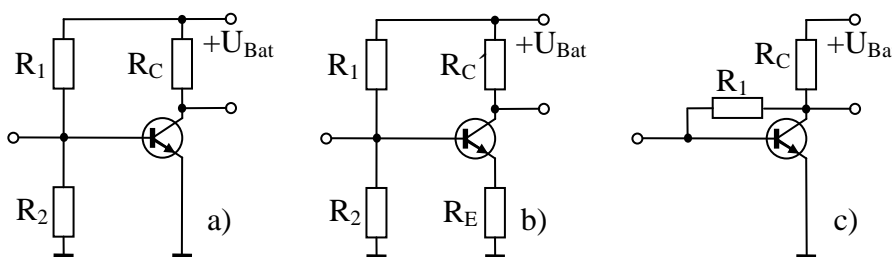


Abb. 2.24: Schaltungen zur Einstellung des Arbeitspunktes einer Transistorstufe

Durch den Kollektorwiderstand (R_C in Abb. 2.24 a) wird der Arbeitspunkt festgelegt.

$$R_C = \frac{U_{Bat} - U_{CE}}{I_C}$$

(2.9)

¹³ Es müssen U_{Bat} und R_C gewählt werden.

¹⁴ P_{max} folgt aus der konstruktiv bedingten maximal möglichen Wärmeabgabe des Transistors.

Dazu werden U_{CE} und I_C der Kennlinie (Abb. 2.23 1. Quadrant) oder den Herstellerangaben (Standardarbeitspunkt) entnommen. Für den gleichen Arbeitspunkt sind der Basisstrom und die Basisspannung abzulesen (2. und 3. Quadrant). Danach wird der Spannungsteiler (R_1 und R_2 gemäß Abb. 2.24 a) ausgelegt. Damit der Spannungsteiler praktisch belastungslos wird, sollte er für etwa den zehnfachen Querstrom ausgelegt werden.

$$R_1 + R_2 = \frac{U_{Bat}}{10 I_B} \quad \text{und} \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_{BE}}{U_{Bat}} \quad (2.10)$$

Wegen der Exemplarstreuung bei Transistoren wird zumindest für den Testbetrieb der Spannungsteiler durch einen Einstellregler realisiert und der Arbeitspunkt durch Messen justiert.

Zur Stabilisierung gegen eine Verschiebung des Arbeitspunktes durch Erwärmung wird der Kollektorwiderstand in R_C' und R_E aufgeteilt (Abb. 2.24 b). Ein Anstieg von I_C (somit auch von I_E) reduziert U_{BE} um den Spannungsanstieg an R_E und dann rückwirkend I_C (Prinzip der Gegenkopplung, siehe auch Abschnitt 3.2.2). Die Größe von R_E ist Schaltungsbeispielen der Hersteller zu entnehmen oder experimentell zu ermitteln. (Für die Signale wird dann R_E durch einen Kondensator „kurzgeschlossen“, so dass er nur für den Arbeitspunkt wirksam ist.)

Die Betrachtungsweise zur Kleinsignalaussteuerung ermöglicht die weitere Behandlung der Transistorstufe. Ihre Entwicklung stellte den Durchbruch für die Schaltungstechnik dar.

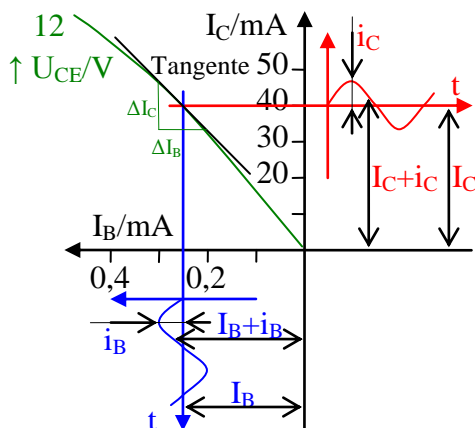


Abb. 2.25: Prinzip der Kleinsignalaussteuerung (Ein- und Ausgangsstrom-Kennlinie)

Nach dem Überlagerungsprinzip (vergleiche auch AEP I) können bei linearen Elementen Ströme und Spannungen addiert werden. Bewegen sich Änderungen $\Delta I_B = i_B$ nur in einem kleinen Bereich um den Arbeitspunkt (Abb. 2.25) und kann die Kennlinie in diesem Bereich hinreichend genau durch die Tangente im Arbeitspunkt genähert werden, ist die Anwendung des Überlagerungsprinzips gegeben. Damit ist es möglich, die Dimensionierung des Arbeitspunktes (Gleichstromquelle U_{Bat}) ohne Berücksichtigung der Signale durchzuführen und die Signale ohne die Berücksichtigung der Stromversorgung zu behandeln.

Vierpole sind eine wichtige Abstraktionsform und obendrein ein allgemeines Denkprinzip, das zu einfach handhabbaren Ersatzschaltungen führt; vergleiche auch Ersatzzweipole.

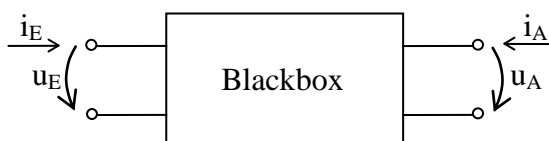


Abb. 2.26: Blackbox als allgemeiner Vierpol mit vier Ein- und Ausgangsgrößen

Der Zusammenhang der vier Ein- und Ausgangsgrößen in Abb. 2.26 ergibt für lineare Vierpole zur Beschreibung zwei einfache Gleichungen. Dabei ermöglichen verschiedene Kombinationen dieser Größen sechs unterschiedliche Betrachtungsweisen (siehe auch [7]).

Aus den jeweiligen Gleichungen der einzelnen Betrachtungsweisen können Messvorschriften für die betreffenden vier Parameter der Gleichungen abgeleitet werden. Dazu werden ein- bzw. ausgangsseitige Leerlauf- ($i_{E/A} = 0$) und Kurzschlussmessungen ($u_{E/A} = 0$) benötigt.

Gleichungen und Ersatzschaltung:
(für beliebige innere Struktur)

Bestimmung der Parameter:
aus Leerlauf- ($i = 0$) und Kurzschlussmessungen ($u = 0$)

1. Widerstandsform (günstige Reihenschaltung der Ein- und Ausgänge)

$$u_E = Z_{11} i_E + Z_{12} i_A$$

$$u_A = Z_{21} i_E + Z_{22} i_A$$

$Z_{11} = u_E / i_E \Big|_{i_A = 0}$

$Z_{22} = u_A / i_A \Big|_{i_E = 0}$

$Z_{12} = u_E / i_A \Big|_{i_E = 0}$

$Z_{21} = u_A / i_E \Big|_{i_A = 0}$

Abb. 2.27: Ersatzschaltung aus realen gesteuerten Ersatzspannungsquellen

2. Leitwertform (günstige Parallelschaltung der Ein- und Ausgänge)

$$i_E = y_{11} u_E + y_{12} u_A$$

$$i_A = y_{21} u_E + y_{22} u_A$$

$y_{11} = i_E / u_E \Big|_{u_A = 0}$

$y_{22} = i_A / u_A \Big|_{u_E = 0}$

$y_{12} = i_E / u_A \Big|_{u_E = 0}$

$y_{21} = i_A / u_E \Big|_{u_A = 0}$

Abb. 2.28: Ersatzschaltung aus realen gesteuerten Ersatzstromquellen

3. Hybridform (günstig Eingang mit Reihen-, Ausgang mit Parallelschaltung) (gibt es auch umgekehrt, d.h. zwei Varianten)

$$u_E = h_{11} i_E + h_{12} u_A$$

$$i_A = h_{21} i_E + h_{22} u_A$$

$h_{11} = u_E / i_E \Big|_{u_A = 0}$

$h_{22} = i_A / u_A \Big|_{i_E = 0}$

$h_{12} = u_E / u_A \Big|_{i_E = 0}$

$h_{21} = i_A / i_E \Big|_{u_A = 0}$

Abb. 2.29: Ersatzschaltung aus realer gesteuerter Ersatzspannungs- und -stromquelle

4. Kettenform (günstig für Kettenschaltungen) (gibt es auch als Ausgang = f{Eingang}, d.h. zwei Varianten; die innere Struktur bleibt bei dieser Form „abstrakt“)

$$u_E = a_{11} u_A + a_{12} i_A$$

$$i_E = a_{21} u_A + a_{22} i_A$$

$a_{11} = u_E / u_A \Big|_{i_A = 0}$

$a_{22} = i_E / i_A \Big|_{u_A = 0}$

$a_{12} = u_E / i_A \Big|_{u_A = 0}$

$a_{21} = i_E / u_A \Big|_{i_A = 0}$

Abb. 2.30: Kettenschaltung zweier Vierpole

(Alle Vierpolgleichungen lassen sich in Matrizenform schreiben. Durch Matrixkonvertierungen können die Parameter der sechs Formen ineinander umgewandelt werden.)

Für **Transistorschaltungen** hat sich die Verwendung der Hybridform mit den **h-Parametern** durchgesetzt. Es ist zu sehen, dass die **Messvorschrift mit den Anstiegen** $\Delta U_{BE}/\Delta I_B$, $\Delta I_C/\Delta U_{CE}$, $\Delta U_{BE}/\Delta U_{CE}$ und $\Delta I_C/\Delta I_B$ übereinstimmt¹⁵ (Abb. 2.23). Dabei wird h_{12} in der Regel vernachlässigt (vergleiche Abb. 2.23 vierter Quadrant), weil die Rückwirkungen sehr gering sind. Für den Transistor werden gleichwertig auch der Verstärkungsfaktor β sowie die Kleinsignalwiderstände r_{BE} und r_{CE} verwendet.

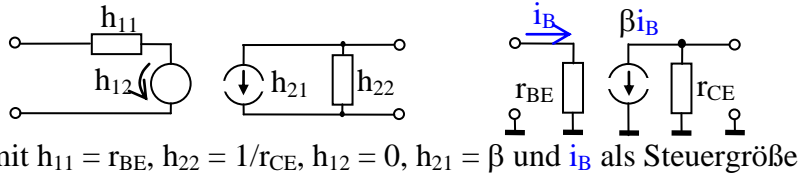


Abb. 2.31: Kleinsignalerersatzschaltung des Transistors

Es gibt drei Transistorgrundschaltungen mit unterschiedlichen Betriebseigenschaften. Diese können an den Kleinsignalerersatzschaltungen verdeutlicht werden.

Die Kondensatoren sowie die Batterie in Abb. 2.32, Abb. 2.33 und Abb. 2.34 sollen für die Signalfrequenz (das Kleinsignal) keinen Widerstand (0Ω) haben. (Für Gleichstrom haben die Kondensatoren einen unendlichen Widerstand.)

vollständige Schaltung:

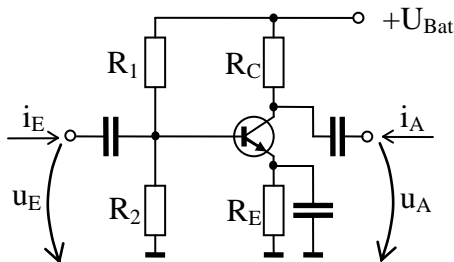
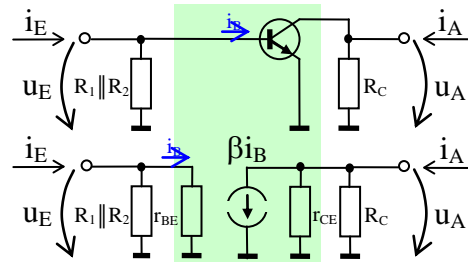


Abb. 2.32: Emitterschaltung

Kleinsignalerersatzschaltung ohne und mit Transistorersatzschaltung :



Mit der Emitterschaltung lassen sich folgende Betriebswerte erreichen:

$R_{EIN} = (R_1 \parallel R_2) \parallel r_{BE}$	$\approx 0,5 \dots 20 \text{ k}\Omega$	mittel
$R_{AUS} = R_C \parallel r_{CE}$	$\approx 1 \dots 100 \text{ k}\Omega$	mittel
$v_{u \text{ leer}} = -\beta (R_C \parallel r_{CE})/r_{BE}$	$\approx -100 \dots 1 \text{ 000}$	gegenphasig, hoch
$v_i \text{ kurz} = \beta (R_1 \parallel R_2)/(R_1 \parallel R_2 + r_{BE})$	$\approx \beta$	≈ 100 hoch

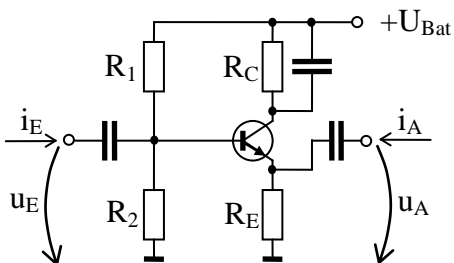
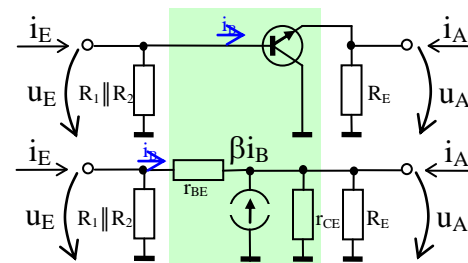


Abb. 2.33: Kollektorschaltung



¹⁵ Diese werden immer mit dem feststehenden Parameter der Kurvenschar, also keiner Änderung (Kleinsignal ist Null) bestimmt.

Mit der Kollektorschaltung lassen sich folgende Betriebswerte erreichen:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{EIN}} &= (R_1 \parallel R_2) \parallel [r_{\text{BE}} + (\beta + 1)r_{\text{CE}} \parallel R_E] \approx 0,2 \dots 1 \text{ M}\Omega && \text{hoch} \\
 R_{\text{AUS}} &= (R_E \parallel r_{\text{CE}}) \parallel r_{\text{BE}} / (\beta + 1) \approx 50 \dots 500 \Omega && \text{niedrig} \\
 v_{u \text{ leer}} &= [r_{\text{BE}} / (\beta + 1) R_E \parallel r_{\text{CE}} + 1]^{-1} < 1 && \text{keine} \\
 v_{i \text{ kurz}} &= -\beta (R_1 \parallel R_2) / (R_1 \parallel R_2 + r_{\text{BE}}) \approx -\beta \approx -100 && \text{gegenphasig, hoch}
 \end{aligned}$$

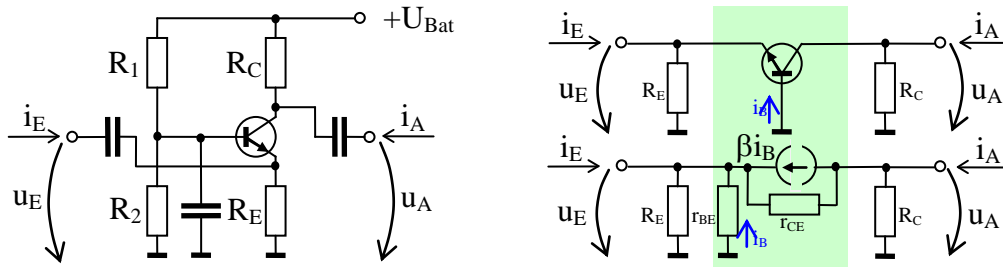


Abb. 2.34: Basisschaltung

Mit der Kollektorschaltung lassen sich folgende Betriebswerte erreichen:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{EIN}} &= (R_E \parallel r_{\text{BE}}) / \beta \approx 50 \dots 200 \Omega && \text{niedrig} \\
 R_{\text{AUS}} &= (R_C \parallel r_{\text{CE}}) (1 + \beta R_E / r_{\text{BE}}) \approx 0,5 \dots 2 \text{ M}\Omega && \text{hoch} \\
 v_{u \text{ leer}} &= \beta (R_C \parallel r_{\text{CE}}) / r_{\text{BE}} \approx 100 \dots 1 \text{ 000} && \text{hoch} \\
 v_{i \text{ kurz}} &\approx -1 \approx -1 && \text{gegenphasig, keine}
 \end{aligned}$$

Die Standardverstärkerstufe im NF-Bereich wird mit der Emitterschaltung realisiert (hohe Verstärkung). Kollektorstufen finden ihre Verwendung vor allem in Impedanzwandlerstufen (hoher Ein-, geringer Ausgangswiderstand, keine Verstärkung). Die Basisschaltung wird z.T. für Hochfrequenzanwendungen eingesetzt (günstigere Rauschanpassung mit geringem Eingangswiderstand).

Soll das dynamische Verhalten auch für höhere Frequenzen richtig wiedergegeben werden, sind Gehäuse und Sperrschichtkapazitäten in die Ersatzschaltungen einzufügen. Für das Großsignalverhalten wurden von Ebers und Moll Ersatzschaltungen entwickelt, sie werden abgewandelt in Simulationssystemen verwendet.

Weiterführendes zur Schaltungstechnik ist der Spezialliteratur zu entnehmen (siehe z.B. [7] und insbesondere [8]). Die Behandlung der Eigenschaften wichtiger Signale wird in AEP III fortgeführt.

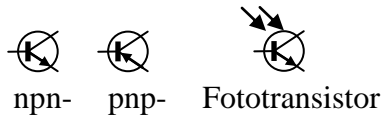
2.3.4 Kennwerte und Übungen zum Transistor

Wichtige Kennwerte von Bipolartransistoren sind:

1. Grenzdaten
 - Maximaler Kollektorstrom $- I_{\text{CM}}$ (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
 - Maximaler mittlerer Kollektorstrom $- I_{\text{CAV}}$
 - Maximaler Basisstrom $- I_{\text{BM}}$ (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
 - Max. Kollektor-Emitter-Sperrspannung $- U_{\text{CE0}}$
 - Maximale Sperrschichttemperatur $- \vartheta_{\text{J}}$
 - Maximale Verlustleistung $- P_{\text{tot}}$
2. Kenndaten
 - Gleichstromverstärkung $- B = I_{\text{C}} / I_{\text{B}}$ (bei Nennarbeitspunkt)

- Kurzschlussstromverstärkung $-\beta$ (bei Nennarbeitspunkt)
- Transitfrequenz $-f_T$ (bei Nennarbeitspunkt)
- Rauschzahl $-F$ (bei Nennarbeitspunkt)

3. Schaltzeichen



Aufgabe 2.3.1

Für einen Transistor empfiehlt der Hersteller den Arbeitspunkt $U_{CE} = 5 \text{ V}$ und $I_C = 2 \text{ mA}$. Die Gleichstromverstärkung wird mit $B = 180$ für diesen Arbeitspunkt angegeben. Zur Spannungsversorgung steht eine Batterie mit 12 V zur Verfügung.

Frage 1: Wie sind R_C , R_1 und R_2 zu wählen?

Hinweis: Aus B kann I_B bestimmt werden, nur Normwerte (E 6 mit 20 %) verwenden.

Frage 2: Wie verändert sich R_C , wenn ein R_E mit 220Ω eingesetzt werden soll?

Frage 3: Wie könnte die Schaltung aussehen mit einem Einstellregler für R_1 und R_2 ?

Aufgabe 2.3.2

Für den gleichen Arbeitspunkt, wie er in Aufgabe 2.3.1 verwendet wird, gibt der Hersteller für 1 kHz die h -Parameter $h_{11} = 2,7 \text{ k}\Omega$, $h_{22} = 18 \mu\text{S}$, $h_{12} = 10^{-4}$ und $h_{21} = 220$ an. Für eine Verstärkerstufe in Emitterschaltung Abb. 2.32 kann damit und mit den in Aufgabe 2.3.1 ermittelten Werten für R_C (R_E soll durch einen Kondensator unwirksam sein), R_1 und R_2 die Leerlaufspannungsverstärkung $v_{u \text{ leer}} = u_A/u_E$ bei $i_A = 0$ bestimmt werden.

Frage: Wie groß ist $v_{u \text{ leer}}$?

Hinweis: Am Eingang die Stromteilung beachten; am Ausgang reicht die Gesamtspannung.

Aufgabe 2.3.3

Für einen Leistungstransistor empfiehlt der Hersteller den Arbeitspunkt $U_{CE} = 2 \text{ V}$ und $I_C = 150 \text{ mA}$. Die Gleichstromverstärkung wird mit $B = 100$ für diesen Arbeitspunkt angegeben. Zur Spannungsversorgung steht eine Batterie mit 12 V zur Verfügung.

Frage 1: Wie sind R_C , R_1 und R_2 zu wählen?

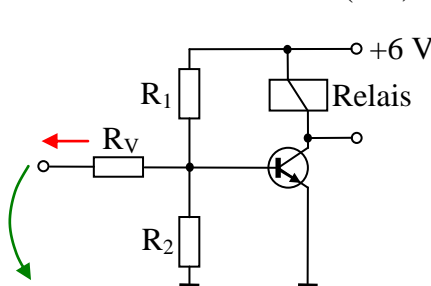
Hinweis: Aus B kann I_B bestimmt werden, nur Normwerte (E 6 mit 20 %) verwenden.

Frage 3: Wie könnte die Schaltung aussehen mit einem Einstellregler für R_1 und R_2 ?

Zusatzaufgabe: Vergleiche die Ergebnisse mit Aufgabe 2.3.1!

Aufgabe 2.3.4

Ein Transistor soll ein Relais (6 V , 10 mA mit $I_{\text{Schalt}} > 8 \text{ mA}$, $I_{\text{Abfall}} < 1 \text{ mA}$) schalten.



Das Eingangssignal beträgt entweder
 Low-Signal: $0 \text{ V} \dots \text{ max. } 0,2 \text{ V}$ und $\text{max. } 2 \text{ mA}$ oder
 High-Signal: $5 \text{ V} \dots \text{ min. } 3,4 \text{ V}$ und $\text{max. } -0,2 \text{ mA}$.
 Auf der Arbeitsgeraden in der Kennlinie wurden zwei Arbeitspunkte ausgewählt:
 $I_C = 9,75 \text{ mA}$, $U_{CE} = 0,15 \text{ V}$, $I_B = 0,1 \text{ mA}$, $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$
 $I_C = 0,5 \text{ mA}$, $U_{CE} = 5,7 \text{ V}$, $I_B \approx 0 \text{ mA}$, $U_{BE} < 0,4 \text{ V}$.
 Der Transistor wirkt als Schalter (kein Kleinsignal).

Abb. 2.35: Relaisansteuerung mit einem Transistor

Frage: Wie groß sind R_1 , R_2 und R_V zu wählen?

Hinweis: Ungünstige Fälle berücksichtigen. Es werden praktisch zwei Arbeitspunkte (Teilschaltung des Eingangs für Low- und High- Signal) einzeln dimensioniert. Da es mehr Unbekannte (R_1 , R_2 , R_V , I_E , $U_{B\text{Low}}$) als Gleichungen sowie Ungleichungen gibt, muss gewählt werden. Vorschlag: $R_1 = \infty$ versuchen.

2.3.5 Messungen am Transistorverstärker

Ein Transistorverstärker ist mit dem Transistor BC 547 B nach den Schaltungen in Abb. 2.32, Abb. 2.33 und Abb. 2.34 aufzubauen und zu erproben. Das Datenblatt des Transistors BC 547 B steht zur Verfügung.

Versuchsaufbau:

Eingangsspannung (vom Funktionsgenerator): ca. 10 mV bei 1 kHz,
Versorgungsspannung (vom Netzgerät): 12 V,
Oszilloskop zum Messen von u_E und u_A ,
Multimeter für das Einjustieren des Arbeitspunktes,
Schaltung siehe Transistorgrundschaltungen Abb. 2.32, Abb. 2.33 und Abb. 2.34

Versuchsdurchführung:

1. Dimensionierung der Schaltung des Verstärkers ausgehend vom Arbeitspunkt $U_{CE} = 5V$ und $I_C = 2 \text{ mA}$ bei $B = 180$ (Bestimmung und Wahl von R_1 , R_2 , R_C bei $R_E = 220 \Omega$)
 2. Messen der Leerlaufspannungsverstärkung
 3. Messen des Eingangswiderstandes
 4. Messen des Ausgangswiderstandes
 5. Messen der Kurzschlussstromverstärkung
- } für Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung

Die Kondensatoren werden zu $10 \mu\text{F}$ gewählt. Die Kondensatoren parallel zum Emitterwiderstand und insbesondere der Koppelkondensator am Eingang der Basisschaltung müssen wegen der kleinen Widerstände größer gewählt werden, z.B. $50 \mu\text{F}$.

Der Ein- und der Ausgangswiderstand für das Signal kann nur durch Vergleich mit äußeren Widerständen ermittelt werden (Entspricht der Methodik beim Grundstromkreis.).

Zusammenfassung der Versuchsergebnisse:

- Die Dimensionierung des Arbeitspunktes erfolgt entsprechend Aufgabe 2.3.1. Zur Herstellung der Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung sind nur die Anschlüsse der Kondensatoren zu verändern, der Arbeitspunkt wird beibehalten.
- Die gemessenen Verstärkungs- und Widerstandswerte entsprechen den Erwartungen. Mit dem Standardtransistor und dem allgemein gewählten Arbeitspunkt können natürlich nicht „Bestwerte“ für alle Varianten erreicht werden.
- Für die Messung des Eingangswiderstands kann mit einem definierten Vorwiderstand und für den Ausgangswiderstand durch eine definierte Last ein zweiter Messwert ermittelt werden und im Vergleich die Berechnung erfolgen. Dazu müssen beide Widerstände etwa die Größe des zu bestimmenden Widerstandes haben, um eine entsprechende Genauigkeit zu erreichen.

2.4 Feldeffekttransistor

2.4.1 Trägeranreicherung und –verarmung im Kanal

Der Feldeffekttransistor wurde Ende der 1920er Jahre als unipolarer Transistor bekannt, konnte aber erst mit entwickelter Siliziumtechnologie produziert werden. Den technologisch am einfachsten zu realisierenden Aufbau hat der **Sperrschicht-Feldeffekttransistor**. Bei diesem wird die Isolation durch einen in Sperrrichtung betriebenen PN-Übergang erreicht (diese ist nicht an der Halbleiteroberfläche, Abb. 2.36 a). Dagegen wird der **Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate** an der Oberfläche eines Chips durch Fotolithografie realisiert (Abb. 2.36 b).

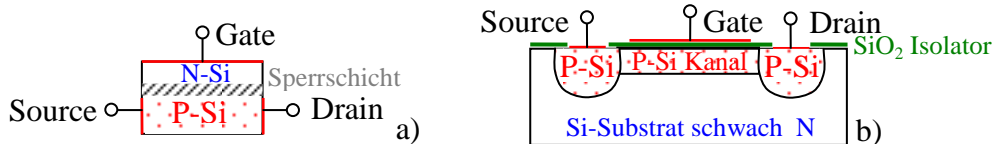


Abb. 2.36: a) Sperrschicht- und b) MOS-Feldeffekttransistor

Der Kanal (zur Leitung vorgesehener Bereich, in Abb. 2.36 jeweils ein P-Kanal) befindet sich zwischen der Source- und der Drainelektrode. Dieser Kanal nutzt nur eine Trägerart, ist unipolar. Es gibt deshalb alle Ausführungen entweder mit P- oder mit N-Kanal.

Die Leitfähigkeit des Kanals wird durch Anreicherung bzw. Verdrängung der jeweiligen Trägersorte mit Hilfe des elektrischen Feldes vom Gate zum Kanal gesteuert.

An die Gateelektrode wird eine Spannung gegenüber dem Source U_{GS} angelegt. Diese sperrt den PN-Übergang beim Sperrschicht-Feldeffekttransistor (d.h. Isolation) und verdrängt die Träger im Sperrschichtbereich mit zunehmender Spannung (vergleiche Abschnitt 2.2.2 und Abb. 2.11 c, sichtbar an der Sperrschichtverbreiterung, die den Kanal abschnürt). Da nur der Sperrbereich genutzt werden kann, gibt es nur Verarmungstypen.

Beim Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate entspricht die Anordnung Gateelektrode – Isolator – Kanal einem Kondensator. Das Feld dieses Kondensators verdrängt ebenfalls die Träger um die notwendige Ladung (als Raumladung bleiben die feststehenden Ionen) zu speichern. Mit dieser Anordnung können aber auch Träger angereichert werden, wenn durch ein Feld in umgekehrter Richtung zusätzliche Träger für den „Kondensator“ gespeichert werden.

Aus dieser Überlegung folgt, dass es sechs Typen von Feldeffekttransistoren (FET) gibt.

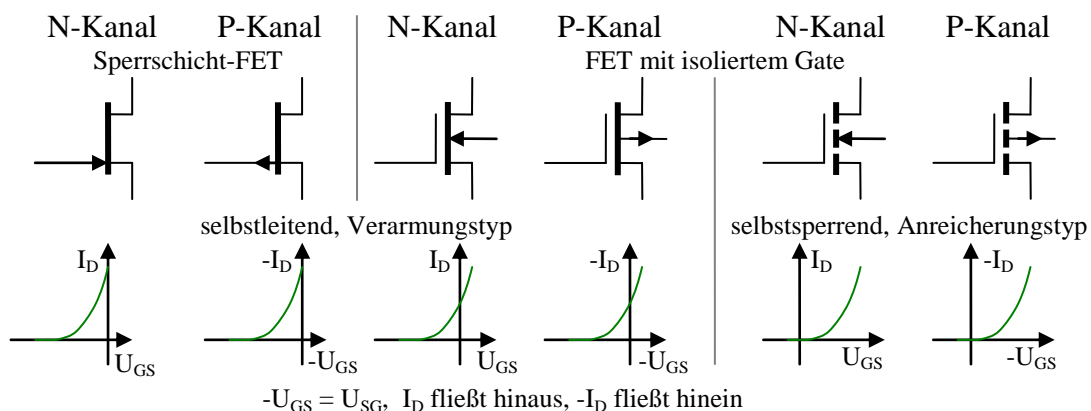


Abb. 2.37: Typen der Feldeffekttransistoren und ihre Steuerkennlinien

Dank der Isolation zwischen Gate und Kanal fließt nur ein **extrem geringer Gategleichstrom** (beim Sperrschicht-FET der Sperrreststrom < 1 nA). Nur das Laden und Entladen der Gate-

Source-Kapazität bei Spannungsänderungen benötigt einen Strom. Deshalb spricht man von einer **leistungslosen Steuerung**.

Wegen der geringen Größe der Gate-Source-Kapazität reichen **kleinste Ladungsmengen, um die Durchbruchspannung** zu erreichen ($U_{GS} = Q/C_{GC}$), wobei der Transistor insbesondere bei FETs mit isoliertem Gate zerstört würde. Deshalb werden viele Herstellertypen durch eine Z-Diode geschützt. Ungeschützte Exemplare werden mit kurzgeschlossenen Anschlüssen geliefert und müssen sehr vorsichtig gehandhabt werden.

Feldeffekttransistoren mit isoliertem Gate werden auf einem Chip mittels Fotolithografie in einem Durchlauf mit nur einem Diffusionsprozess realisiert und ermöglichen so umfangreiche Strukturen. Da heute wegen des geringen Leistungsbedarfs fast ausschließlich CMOS (komplementäre MOS) mit je einem selbstsperrenden N- und P-Kanal Transistor in Reihenschaltung ausgeführt werden, sind zwei Durchläufe notwendig.

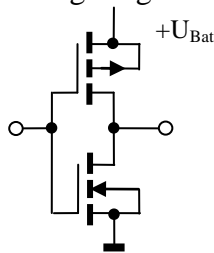


Abb. 2.38: Schaltung eines CMOS Inverters [8]

Liegt am Eingang von Abb. 2.38 $+U_{Bat}$, leitet der untere (N-Kanal) Transistor und am Ausgang wird $U = 0$. Liegt dagegen $U = 0$ am Eingang, leitet der obere (P-Kanal) Transistor und am Ausgang folgt U_{Bat} . Der andere Transistor ist jeweils gesperrt. Es kann also nie ein Strom quer von U_{Bat} nach 0 (Masse) fließen. Das Substrat ist z.B. auf Masse zu legen, damit der PN-Übergang zwischen P(bzw. N)-Substrat und N(bzw.P)-Kanal gesperrt ist. Im Umschaltmoment leiten allerdings beide (wenn auch unterschiedlich gut) und mit zunehmender Taktfrequenz wird dann mehr Leistung benötigt.

2.4.2 Kennlinien, Ersatz- und Grundschaltungen des FET

Das Ausgangskennlinienfeld der Feldeffekttransistoren sieht ähnlich aus wie das des Bipolartransistors. Die Steuerkennlinie ist mit der Elektronenröhre vergleichbar.

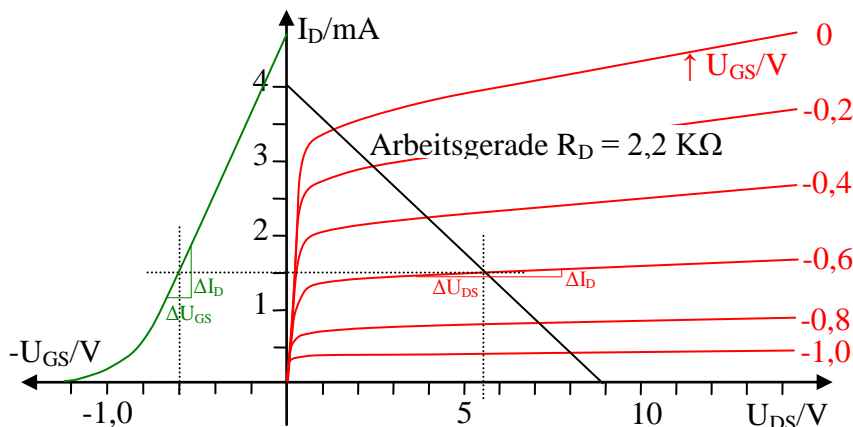


Abb. 2.39: Kennlinie eines N-Kanal Sperrschicht-Feldeffekttransistors

Die Kennlinie wird auch beim Feldeffekttransistor zur Dimensionierung des Arbeitspunktes benötigt. Dazu sind U_{DS} und I_D sowie das zugehörige U_{GS} entsprechend der gewählten Arbeitsgeraden abzulesen (bzw. Standardarbeitspunkte des Herstellers zu nutzen).

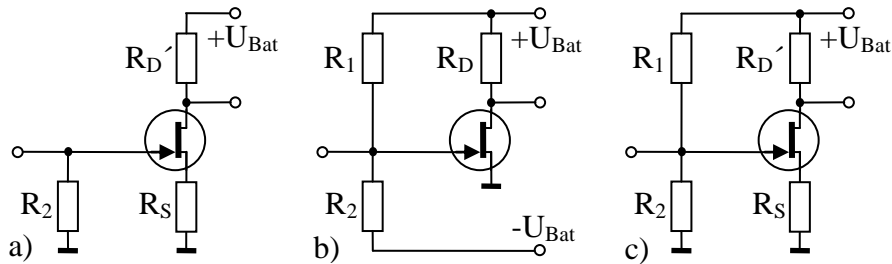


Abb. 2.40: Schaltungen zur Einstellung des Arbeitspunktes eines FET

Durch den Drainwiderstand (R_D in Abb. 2.40 b) wird der Arbeitspunkt festgelegt.

$$R_D = \frac{U_{\text{Bat}} - U_{\text{DS}}}{I_D} \quad (2.11)$$

R_1 und R_2 können sehr hochohmig ausfallen. Es muss aber die notwendige negative Gatevorspannung entweder durch eine zusätzliche Spannungsquelle ($-U_{\text{Bat}}$ Abb. 2.40 b) oder durch eine Verschiebung der Sourcespannung (Abb. 2.40 a bzw. c durch R_S) beachtet werden. Dafür ist dann R_D wieder in R_D' und R_S aufzuteilen. R_S ergibt sich in Abb. 2.40 a zu

$$R_S = \frac{U_{\text{GS}}}{I_D} \quad \text{und} \quad R_D' = R_D - R_S \quad (2.12)$$

Da normalerweise kein Eingangsstrom fließt, kann das Gate mit R_2 (Abb. 2.40 a) hochohmig auf Masse gelegt werden (ca. 1 ... 10 M Ω).

Außer der Sourceschaltung gibt es auch beim FET eine Drain- und eine Gateschaltung (Weiterführendes dazu siehe [7] und [8]).

Wie beim Bipolartransistor hat sich auch bei den Feldeffekttransistoren eine ähnliche Kleinsignalersatzschaltung für Kleinsignalanwendungen durchgesetzt.

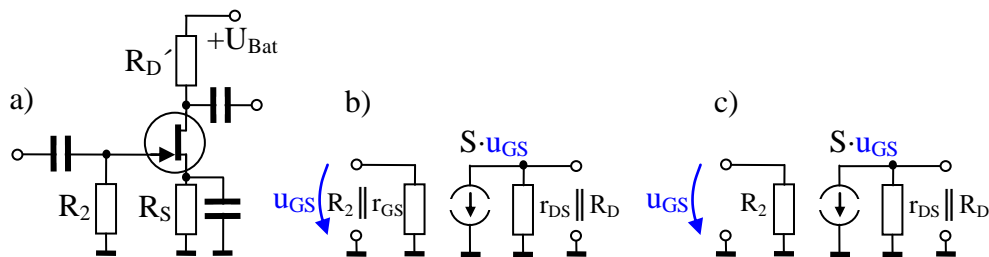


Abb. 2.41: Kleinsignalersatzschaltung des FET in Sourceschaltung

Die Steilheit $S = \Delta I_D / \Delta U_{\text{GS}} = y_{21}$ und $r_{\text{DS}} = \Delta U_{\text{DS}} / \Delta I_D = 1/y_{22}$ entsprechen den Kennlinien in Abb. 2.39. (Es wird die Leitwertform verwendet Abb. 2.28.) Da $r_{\text{GS}} = 1/y_{11}$ sehr groß ist (Isolationswiderstand zwischen Gate und Kanal), wird er üblicherweise ganz vernachlässigt (Abb. 2.41 c). Auch die Rückwirkungen y_{12} werden praktisch immer vernachlässigt. Deshalb findet man nur 2 Quadranten für das Kennlinienfeld. Vergleiche auch Abschnitt 2.3.3.

Für eine Ersatzschaltung, die auch das dynamische Verhalten richtig beschreiben soll, müssen zuerst die Gate-Source-Kapazität und weiter z.B. die Gehäusekapazität berücksichtigt werden.

Die Schaltungen der anderen Feldeffekttransistorentypen funktionieren entsprechend (Weiterführendes dazu siehe [7] und [8]).

2.4.3 Kennwerte und Übungen zum Feldeffekttransistor

Wichtige Kennwerte von Feldeffekttransistoren sind:

1. Grenzdaten
 - Maximaler Drainstrom – I_{DM} (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
 - Maximaler Drainkurzschlussstrom – I_{DSS} (bei gegebenem U_{DS} und U_{GS})
 - Maximale Gate-Source-Spannung – $U_{GS M}$ (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
 - Maximale Drain-Source-Spannung – U_{CE0}
 - Maximale Sperrschichttemperatur – ϑ_J
 - Maximale Gesamtverlustleistung – P_{tot}
2. Kenndaten
 - Vorwärtssteilheit – $S = y_{21}$ (bei Nennarbeitspunkt)
3. Schaltzeichen

Die Schaltzeichen stehen in Abb. 2.37 für integrierte Feldeffekttransistoren. Einzelne Feldeffekttransistoren werden dagegen mit einem Kreis umrandet.

Aufgabe 2.4.1

Ein selbstleitender N-Kanal MOS-FET wird in Sourceschaltung entsprechend Abb. 2.41 a mit $U_{Bat} = 9\text{ V}$ aufgebaut. Aus den Angaben des Herstellers folgen $I_D = 1,5\text{ mA}$, $U_{DS} = 5,5\text{ V}$ bei einer Gatevorspannung $U_{GS} = -0,6\text{ V}$. In diesem Arbeitspunkt wird $S = 6\text{ mS}$ angegeben (vergleiche Abb. 2.39).

Frage 1: Wie sind R_D und R_S zu dimensionieren?

Frage 2: Wie groß wird die Leerlaufspannungsverstärkung $v_{u\text{ Leer}}$?

Hinweis: Nutze Abb. 2.41 c! Es gilt $R_D \ll r_{DS}^{16}$, somit kann r_{DS} vernachlässigt werden. (R_2 spielt keine Rolle und ist außerdem sehr groß gegenüber dem Ausgangswiderstand der Eingangsspannungsquelle, er kann z.B. zu $1\text{ M}\Omega$ gewählt werden).

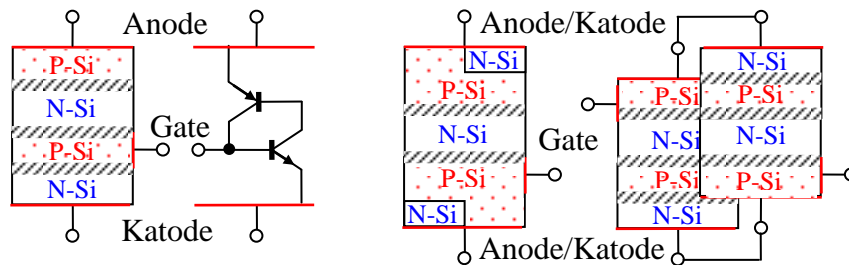
Zusatzfrage 1: Wie würde die Schaltung mit einem selbstleitenden P-Kanal MOS-FET aussehen (sonst vergleichbare Parameter)?

Zusatzfrage 2: Wie würde die Schaltung mit einem selbstsperrenden N-Kanal MOS-FET aussehen (sonst vergleichbare Parameter)?

¹⁶ Die Steigung der Kennlinie ist sehr viel flacher als die der Arbeitsgeraden (Abb. 2.39).

2.5 Weitere Halbleiterbauelemente

Die Palette der Bauelemente und -varianten ist sehr groß. Dazu kommt eine Vielzahl komplexer integrierter Schaltungen. An dieser Stelle sollen die Vierschichtbauelemente – Vierschichtdiode, Tyristor, Diac und Triac – genannt werden.



Tyristor und Prinzipschaltung Triac und Triac aus 2 \updownarrow Tyristoren
3 Sperrschichten

Abb. 2.42: Schichtenfolge von Tyristor und Triac

Wird an den Tyristor in Abb. 2.42 eine Spannung (mit „+“ an die Anode und „-“ an die Katode) gelegt, befinden sich die beiden äußeren Sperrschichten in Durchlassrichtung und die mittlere in Sperrichtung. Durch eine positive Spannung am Gate (d.h. Durchlassrichtung für Kathode – Gate) beginnt wie beim Transistor die Trägerinjektion und die mittlere Sperrschicht wird leitend. Wird die Spannung vom Gate wieder entfernt, tritt ein Selbsthalteeffekt ein, der an den beiden sich gegenseitig steuernden Transistoren der Prinzipschaltung sichtbar ist. Für diesen Prozess der „Zündung“ reicht also ein kurzer Spannungsimpuls.

Bei einer Spannung (mit „-“ an der Anode und „+“ an der Katode) sind die beiden äußeren Sperrschichten gesperrt und ein Leiten ist nicht möglich.

Weil die Zündung bei einer entsprechenden Durchbruchsspannung auch ohne Impuls erfolgt, kann ein „Tyristor ohne Gate“ als Vierschichtdiode mit definierter Schaltspannung hergestellt werden.

Der Triac in Abb. 2.42 besteht aus zwei antiparallel angeordneten Tyristoren und schaltet somit in beiden Richtungen. Der Diac ist das entsprechende Analogon zur Vierschichtdiode.

Da diese Bauelemente für die hohen Ströme der Leistungselektronik mit großen Querschnittsflächen hergestellt werden, erfolgt das Zünden nicht über die ganze Fläche einheitlich, sondern beginnt an einer Stelle und breitet sich von dort schnell lawinenartig über die ganze Fläche aus. Erfolgt der Stromanstieg schneller als das Ausbreiten, wird diese Stelle überlastet und der Tyristor zerstört. Deshalb muss ein maximal zulässiger Stromanstieg beachtet werden.

Der Tyristor wird erst wieder sperrend, wenn alle injizierten Träger abgeflossen sind. Daraus ergibt sich die Freierdezeit, die der Tyristor mindestens stromlos sein muss, um wieder sperren zu können.

In diesem Verhalten liegt die Problematik für die Herstellung „abschaltbarer“ leistungselektronischer Bauelemente. Für nicht so hohe Leistungen werden deshalb Bipolartransistoren, Leistungs-MOS-FET sowie deren Kombination im IGBT verwendet.

Die Anwendung dieser Bauelemente erfolgt im Rahmen der Veranstaltung AEP IV.

3 Analoge Schaltungstechnik

3.1 Einteilung von Verstärkerschaltungen

3.1.1 Arbeitspunkt, Eigenschaften und Betriebsverhalten

Ein Verstärker (mit Röhren, heute mit Halbleiterbauelementen) hat immer eine nichtlineare Kennlinie. Daher haben sich mit der Zeit mehrere Betriebsweisen herauskristallisiert.

Zuerst beherrscht wurde der **A-Betrieb** (Kleinsignalverstärker). Das Prinzip ist in Abb. 3.1 verdeutlicht. Die Eingangsspannung u_E wird auf den Arbeitspunkt

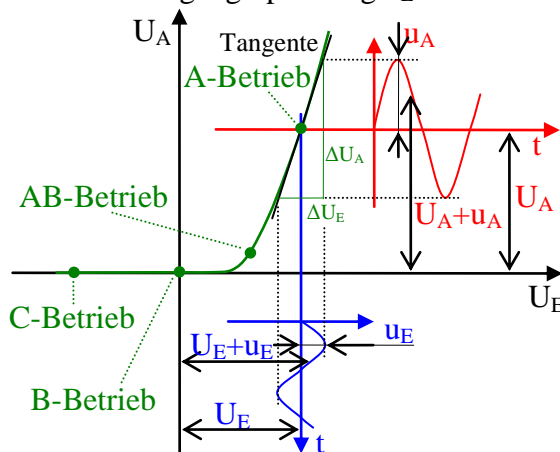


Abb. 3.1: Betriebsweisen und ihre Arbeitspunkte

(A-Betrieb, U_E und U_A) aufaddiert und entsprechend der Steigung der Kennlinie in diesem Punkt verändert sich die Ausgangsspannung um u_A . Ist die Steigung hoch, wird eine hohe Verstärkung $v = u_A/u_E$ erreicht. Die Signalspannungen u_E und u_A sind dabei grundsätzlich durch Schaltungsmaßnahmen am Ein- und Ausgang vom Arbeitspunkt zu trennen (vergleiche Abb. 2.32, Abb. 2.33 und Abb. 2.34), aber am Verstärkerelement zu addieren. Es können nur Aussteuerungen um den Arbeitspunkt zugelassen werden, die in einem hinreichend linearen Bereich um den Arbeitspunkt liegen. Die maximale Aussteuerung wird aus den maximal zulässigen Signalverzerrungen (Klirrfaktor im Audibereich, siehe AEP III) bestimmt. Der große Nachteil beim A-Betrieb ist der Ruhestrom (damit Leistungsverbrauch) auch ohne Signal durch den Arbeitspunkt.

Das wäre im **B-Betrieb** nicht der Fall (Abb. 3.1). Es würden aber insbesondere bei Transistoren¹⁷ nur die Signalspitzen, bei denen die positive Halbwelle von u_E über den Kennlinienknick reicht, am Ausgang erscheinen. Deshalb wurde für die Transistortechnik der AB-Betrieb entwickelt, für den der Arbeitspunkt durch die Vorspannung des Arbeitspunktes U_E in den Knick verlegt wurde. Der geringe Ruhestrom muss dabei hingenommen werden. Diese Betriebsart hat sich heute als Gegentaktendverstärker durchgesetzt (Abb. 3.2). Dabei muss jede Halbwelle durch eine eigene Stufe verstärkt werden. Die Kennlinien beider Stufen sind komplementär zu justieren (1. und 3. Quadrant). Dazu wird in der Regel ein Paar komplementäre Transistoren (NPN- und PNP-Transistoren mit ausgesuchten spiegelgleichen Kennlinien) genutzt und durch passende Dioden die Arbeitspunktverschiebung realisiert. Die Ausgangssignale beider Transistoren werden addiert, so dass eine Summenkennlinie

¹⁷ Bei Röhren war dies etwas günstiger.

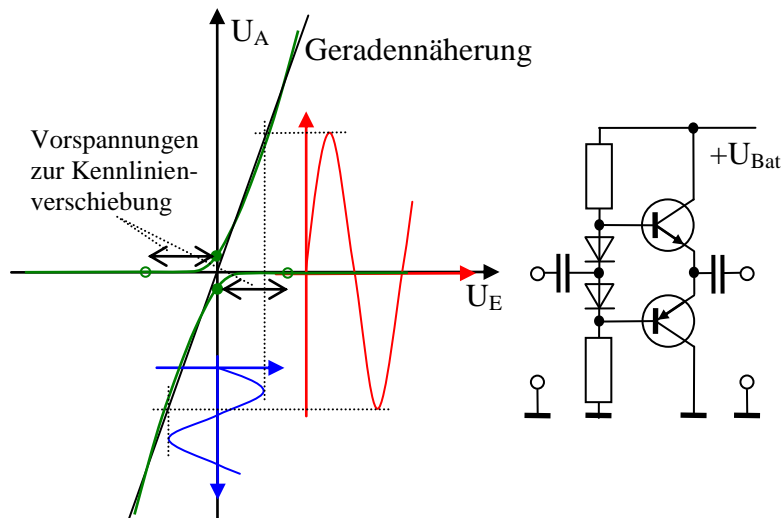


Abb. 3.2: AB-Gegentaktbetrieb¹⁸

erscheint. Diese kann relativ genau einer Geraden entsprechen, wodurch praktisch ein Großsignalverstärker entsteht (Abb. 3.2).

Für Impulsverstärker (Aufrischung von Impulsen ohne kleine Störungen) wird der **C-Betrieb** genutzt (Abb. 3.1).

Eine weitere Betriebsart ist der Zerhackerverstärker (Choppverstärker) **D-Betrieb**, bei dem das Eingangssignal mit einem Gleichanteil zerhackt, dieses reine Wechsignale danach verstärkt (z.B. bei A-Betrieb) und anschließend wieder gleichgerichtet wird. Dieser Betrieb war notwendig, da mit A-, AB- oder B-Verstärkern keine Gleichsignale verarbeitet werden konnten. Heute steht dazu der Operationsverstärker zur Verfügung (siehe 3.2). Das Grundprinzip beim D-Betrieb ähnelt stark einer Pulsamplituden- oder auch einer Pulsbreitenmodulation (siehe AEP III).

3.1.2 Anforderungen der Anwendung

Verstärker werden für verschiedene Anwendungen benötigt und gebaut. Es hat sich gezeigt, dass es nicht sinnvoll ist, einen Verstärker zu entwickeln, der alles kann. Unterschiedliche Anforderungen ergeben sich z.B. aus:

- dem Signalpegel (z.B. Spannungsbereich, Klein-, Großsignal...)
- dem notwendigen Eingangswiderstand,
- der Signalfrequenz und der Signalbandbreite,
- dem geforderten Ausgangswiderstand,
- der geforderten Verstärkung und Ausgangsleistung.

Danach haben sich z.B. folgende Grundtypen herausgestellt:

- Audioverstärker (NF-Verstärker angepasst an Audiosignale),
- Videoverstärker (Breitbandverstärker angepasst an Videosignale),
- HF-Verstärker (für unterschiedliche Einsatzfälle bei hohen Frequenzen),
- ZF-Verstärker (selektive HF-Verstärker für verschiedene Zwischenfrequenzen),
- Gleichspannungsverstärker (für Signale von 0 Hz bis ...) usw.

Als universell und am besten einsetzbar hat sich dabei der Operationsverstärker in Form eines integrierten Bausteins erwiesen.

¹⁸ Die Schaltungen sind heute wesentlich ausgefeilter als das einfache Beispiel und außerdem als integrierte Bausteine verfügbar.

3.2 Operationsverstärkertechnik

3.2.1 Differenzverstärker, Operationsverstärker und seine Parameter

Der Ausgangspunkt für die Entwicklung des Operationsverstärkers war die Forderung der Regelungstechnik, Gleichsignale zu verstärken. Das ermöglichte der Differenzverstärker.

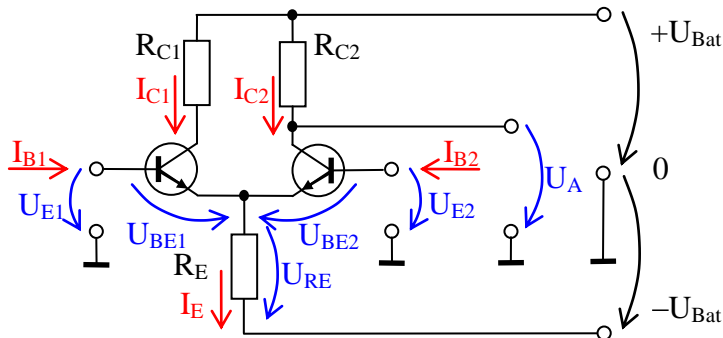


Abb. 3.3: Differenzverstärker (Prinzipschaltung)

Nach dem Knotenpunktsatz und den Maschensätzen werden:

$$\begin{aligned} I_E &= I_{B1} + I_{C1} + I_{B2} + I_{C2} \\ U_{BE1} &= U_{E1} + U_{Bat} - U_{RE} = U_{E1} + U_{Bat} - I_E \cdot R_E \\ U_{BE2} &= U_{E2} + U_{Bat} - U_{RE} = U_{E2} + U_{Bat} - I_E \cdot R_E . \end{aligned} \quad (3.1)$$

Für den Differenzverstärker Abb. 3.3 sind **gleiche Transistoren mit den gleichen Arbeitspunkten** notwendig. Für jedes $U_{E1} = U_{E2}$ stellen sich die Ströme $I_{B1} + I_{C1} + I_{B2} + I_{C2} = I_E$ so ein, dass I_E genau die beiden richtigen Steuerspannungen $U_{BE1} = U_{BE2}$ nach (3.1) ergibt (d.h., $\Delta U_{BE1/2} = \Delta U_{E1/2} - \Delta I_E \cdot R_E$ ¹⁹). Es ist an (3.1) zu sehen, dass eine Vergrößerung von $U_{E1} = U_{E2}$ zwar zu einer Erhöhung der Ströme führen würde, durch den damit größeren I_E aber beide U_{BE} wieder verkleinert und somit die Wirkung der Vergrößerung beider U_E zunichte gemacht wird²⁰. Es stellt sich also entsprechend der Transistoren und ihrem Arbeitspunkt **vermittels gemeinsamen I_E ein Gleichgewicht** ein und U_A verändert sich unbedeutend. Da beide Transistoren ihre Emittterströme über denselben R_E nach $-U_{Bat}$ leiten, tragen beide zu diesem Gleichgewicht gleichsam bei.

Wird nur U_{E1} vergrößert, erfolgt die Rückwirkung über das Gleichgewicht dennoch auf die U_{BE} beider Transistoren. Dabei wird die Wirkung der Erhöhung von U_{E1} teils zurückgenommen, I_{C1} steigt also nur zum Teil und zum anderen Teil wird I_{C2} verringert. Über $I_{C2} \cdot R_{C2}$ wird bei **Vergrößerung von U_{E1}** danach U_A größer. Wird dagegen U_{E2} vergrößert, steigt I_{C2} zum Teil und I_{C1} verkleinert sich. D.h., bei **Vergrößerung von U_{E2}** wird U_A kleiner. Das stärkere Ansteuern eines Transistors sperrt also immer in gleichem Maße den anderen. Der Strom I_E des Gleichgewichts verändert sich kaum, teilt sich aber auf beide Transistoren entsprechend U_{E1} und U_{E2} auf. Nach dem Ersetzen von R_E durch eine Konstantstromquelle²¹ wird dieses Verhalten noch effektiver.

Wir haben also **je einen Eingang**, der am Ausgang mit **gleichsinniger** bzw. **gegensinniger Verstärkung** erscheint. Das Prinzip ermöglicht infolge des „nachgeführten Arbeitspunktes“ auch **Gleichsignale** und funktioniert mit geringem Abstand (ca. 0,7 V) von $-U_{Bat}$ bis $+U_{Bat}$.

¹⁹ Da sich U_{Bat} nicht ändert.

²⁰ Da schon eine geringe Verkleinerung von U_B den I_B stark verkleinert (Abb. 2.23 im 3. Quadranten), folgt eine geringfügige zurückbleibende Stromerhöhung.

²¹ Kann durch eine Transistorschaltung realisiert werden.

Aus dem Differenzverstärker entwickelte sich der **Operationsverstärker**, der für die Regelungstechnik und insbesondere in Analogrechnern schon mit Röhren gebaut wurde. Erst billige integrierte Schaltkreise ermöglichten die enorme und weite Verbreitung.

Für den Operationsverstärker wurde der Differenzverstärker mit weiteren Verstärkerstufen und einem Gegentaktendverstärker komplettiert. Einige Typen benötigen außen noch vom Hersteller festgelegte Elemente zur Frequenzkompensation oder für einen Nullabgleich.

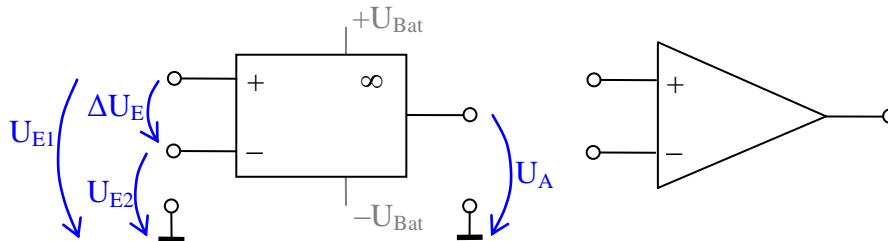


Abb. 3.4: Operationsverstärker (Schaltbilder)

Durch seine fast idealen Eigenschaften wird der Operationsverstärker (OV) als Bauelement betrachtet, ohne seine innere Struktur näher zu beachten. Die Schaltbilder zeigt Abb. 3.4. Der Operationsverstärker selbst benötigt in der Regel keinen Masseanschluss, die Batterie muss aber üblicherweise in der Mitte auf Masse liegen, so entsteht ein definiertes Bezugspotential. Einen Vergleich der Parameter eines idealen Operationsverstärkers mit einigen Standardtypen zeigt die folgende Tabelle.

	idealer OV	Standardtyp z.B. $\mu\text{A} 741$	MOS Eingänge z.B. CA 3140	Präzisionstyp z.B. $\mu\text{A} 714$
v_0	∞	200 000	100 000	500 000
Eingangswiderstand	∞	2 M Ω	1,5 T Ω	50 M Ω
Ausgangswiderstand	0	75 Ω	60 Ω	60 Ω
max. Ausgangsstrom	unbegrenzt	20 mA	22 mA	20 mA
Eingangsspannungsdifferenz (Offsetspannung)	0	1 mV	8 mV	30 μV
Eingangsruhestrom	0	80 nA	5 pA	1,2 nA
Eingangsruhestromdifferenz (Offsetstrom)	0	20 nA	0,5 pA	0,5 nA
Offsetspannungsdrift	0	6 $\mu\text{V/K}$	10 $\mu\text{V/K}$	0,3 $\mu\text{V/K}$
Gleichtaktunterdrückung	∞	90 dB	90 dB	123 dB
Transitfrequenz	unbegrenzt	1 MHz	4,5 MHz	0,6 MHz

Tabelle 3.1: Vergleich der Parameter von Operationsverstärkern

zu den Parametern:

1. Wenn die **Eigenverstärkung** $v_0 \approx \infty$ ist, muss die Differenzspannung $U_{E1} - U_{E2} \approx 0$ sein, sonst würde durch die hohe Verstärkung $U_A \rightarrow \infty$ gehen. (Mit $U_E = 75 \mu\text{V}$ und $v_0 = 200000$ wäre bei $U_{\text{Bat}} = 15 \text{ V}$ die Aussteuergrenze längst erreicht; das ist noch weniger als 1/10 der Offsetspannung einer immer vorhandenen Störspannung.) Das heißt auch, dass die **Eigenverstärkung v_0 nicht direkt genutzt werden kann.**

2. Der **Eingangsruhestrom** wird nach Abb. 3.5 ermittelt: $I_i = (I_+ + I_-)/2$.

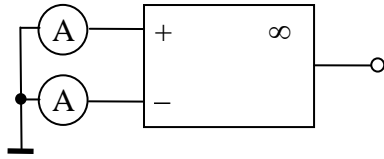


Abb. 3.5: Messung des Eingangsruhestromes

Diesen Ruhestrom benötigt der Baustein zur Funktion (Basisströme für den Arbeitspunkt); er muss durch die äußere Beschaltung möglich sein.

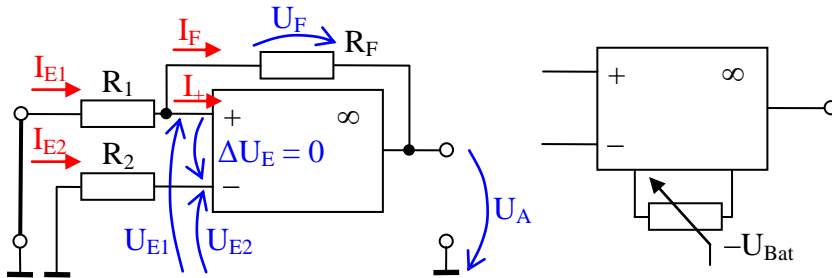


Abb. 3.6: Typische Operationsverstärkerschaltung und Nullabgleich

Betragen in Abb. 3.6 die Ruhestrome I_+ als auch $I_- (= I_{E2})$ je 100 nA bei $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, werden $U_{E1} = U_{E2} = 1 \text{ mV}$ (wegen $\Delta U_E = 0$). Dann wird der Strom I_{E1} nach dem Ohm'schen Gesetz 100 nA und I_F nach dem Knotensatz genau Null. Damit kann nach dem Maschensatz ($U_{E1} + U_F + U_A = 0$) für U_A nur -1 mV entstehen. Diese Abweichung entsteht nicht, wenn $R_1 \parallel R_F = R_2$ dimensioniert wird. (Dann wird $I_{E1} \cdot R_1 = 1 \text{ mV}$ und $I_F \cdot R_F = 1 \text{ mV}$ somit $U_A = 0$.) Nicht zu große Unsymmetrien sowie Abweichungen von den gleichen Ruhestromen (**Offsetstrom** $I_{i0} = I_+ - I_-$) können auch durch einen Nullabgleich ausgeglichen werden. Auf keinen Fall darf durch einen Kondensator ein Ruhestrom verhindert werden.

Bei niederohmiger Beschaltung (R_1, R_2) ist der Offsetstrom I_{i0} unbedeutend (es bleibt $I_{i0} \cdot R \ll U_{i0}$ der **Offsetspannung**), bei hochohmiger Auslegung kann die Wirkung des Offsetstromes bedeutend werden. Als Richtwert kann $R_{1/2} < \text{bis } \approx U_{i0}/I_{i0}$ dienen (nach Tabelle 3.1 $1 \text{ mV}/20 \text{ nA} = 50 \text{ k}\Omega$).

3. Die **Offsetspannungsdrift** erzeugt eine Ausgangsspannungsänderung ohne Eingangsspannungsänderung in Abhängigkeit von der Erwärmung der OV-Chips. Sie wird als äquivalente Eingangsspannung pro Temperaturänderung angegeben.
4. Bei der **Gleichtaktverstärkung** geht es um die Unterdrückung der Verstärkung der Gleichtaktspannung.

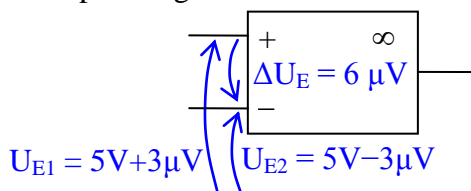


Abb. 3.7: Gleichtaktspannung und Differenzspannung

In Abb. 3.7 beträgt die Differenzspannung $6 \mu\text{V}$ und die Gleichtaktspannung $(U_{E1} + U_{E2})/2 = 5 \text{ V}$. Leider wird die Gleichtaktspannung ebenfalls geringfügig verstärkt ($v_+ = U_{A+}/U_{E+}$). Da die Gleichtaktspannung in der Regel relativ groß ist, können Störungen die Folge sein. Die **Gleichtaktunterdrückung** $k_{CMR} = v_u - v_+$ (jeweils in dB gemessen) ist

das Maß für diesen Aspekt. Je größer die Unterdrückung, desto besser ist der Baustein²² (bzw. die Gesamtschaltung).

5. Der **Frequenzgang** zeigt, dass kein Verstärker unendlich hohe Frequenzen verarbeiten kann. Im Normalfall besteht für eine bestimmte Technik und ihren jeweiligen Entwicklungsstand die Regel, dass das **Produkt aus Verstärkung und Bandbreite konstant** ist. D.h., je höher die Verstärkung ist, desto geringer muss die Bandbreite sein (beim Operationsverstärker 0 Hz bis obere Grenzfrequenz). Für einen Operationsverstärker wäre nach Abb. 3.8 die obere Grenzfrequenz bei $v = 10^5$ gerade 10 Hz ($\rightarrow 10^5 \cdot 10$). Wird v durch Schaltungsmaßnahmen verringert, steigt die Grenzfrequenz in gleichem Maße. Bei $v = 10$ wird die Grenzfrequenz 100 kHz ($\rightarrow 10 \cdot 10^5$). Die Grenzfrequenz, bei der gerade die Verstärkung 1 erreicht wird, heißt **Transitfrequenz** ($\rightarrow 1 \cdot 10^6$).

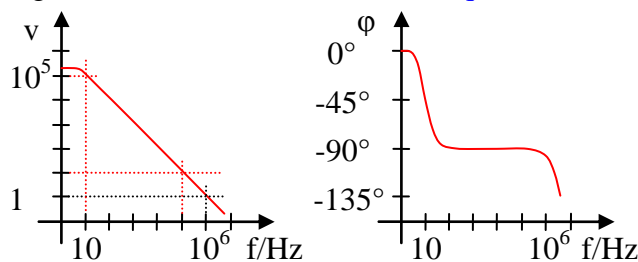


Abb. 3.8: Frequenz und Phasengang der Verstärkung eines typischen OV

Ein Problem kann auch die mit dem Frequenzgang verbundene Phasenverschiebung der Ausgangs- gegenüber der Eingangsspannung werden (**Phasengang**), wenn eine Rückführung vom Aus- zum Eingang vorgesehen ist. Eine „Mitkopplung“ würde zu Schwingungen der Schaltung führen.

Eine Kleinsignalbetrachtung ist für den Operationsverstärker nicht explizit erforderlich. Solange die Aussteuerung im linearen Bereich der Kennlinie (ca. von $-U_{\text{Bat}} + 0,7 \text{ V}$ bis zu $+U_{\text{Bat}} - 0,7 \text{ V}$) bleibt, ist eine lineare Betrachtungsweise ohne weiteres gegeben.

3.2.2 Prinzip der Gegenkopplung

Mit- und **Gegenkopplung** wurden nach physikalischen Wirkungsweisen schon früh genutzt, aber erst eine regelungstechnische Betrachtungsweise brachte eine umfassende Erklärung.

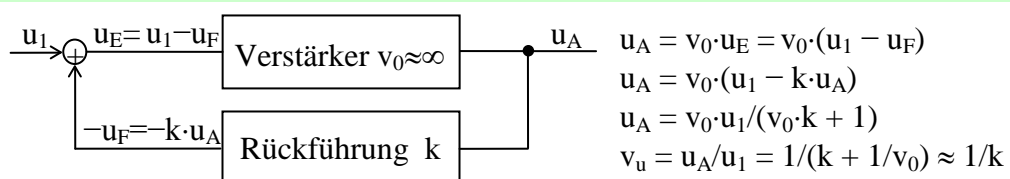


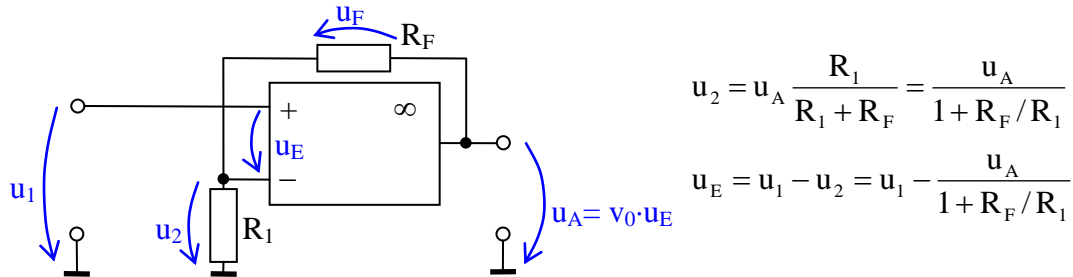
Abb. 3.9: Darstellung der Gegenkopplung als Regelkreis

Bei einer Verstärkung von $v_0 \approx \infty$ hängt die Gesamtverstärkung v_u praktisch nur von der gegengekoppelten Rückführung mit $0 < k < 1$ ab (Minuszeichen bei der Summation). Eine Mitkopplung hätte ein Pluszeichen bei der Summation, wodurch der Nenner mit steigendem k zu Null werden kann (Instabilität oder Eigenschwingungen).

²² Z.B. ergibt $v_u = 10^5 = 100 \text{ dB}$ und die dagegen geringe $v_- = 3,16 = 10 \text{ dB}$ ein $k_{\text{CMR}} = 90 \text{ dB}$. Dabei würde (ohne Offsetspannung) $u_A = v_u \cdot 6 \mu\text{V} = 1,2 \text{ V}$ und $U_{A-} = v_- \cdot 5 \text{ V} = 15,8 \text{ V}$.

Für unseren Operationsverstärker sind zwei Schaltungsvarianten für eine Rückführung möglich – **Spannungs- und Stromgegenkopplung**.

In der Schaltung nach Abb. 3.10 wird ein Teil der **Ausgangsspannung** an den **negierenden Eingang zurückgeführt** – **Spannungsgegenkopplung**.



$$u_2 = u_A \frac{R_1}{R_1 + R_F} = \frac{u_A}{1 + R_F/R_1}$$

$$u_E = u_1 - u_2 = u_1 - \frac{u_A}{1 + R_F/R_1}$$

Abb. 3.10: Spannungsgegenkopplung – nichtinvertierender Verstärker

Dabei wird die Gesamtverstärkung

$$v_u = \frac{u_A}{u_1} = \frac{u_A}{u_E + u_A / (1 + R_F/R_1)} = \frac{u_A}{u_A / v_0 + u_A / (1 + R_F/R_1)}$$

$$v_u \approx 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad \text{für} \quad v_0 \rightarrow \infty .$$

(3.2)

Die Leerlaufspannungsverstärkung v_u der gesamten Schaltung ist durch das **Verhältnis der Widerstände R_F und R_1** sehr genau einzustellen. (Das gilt, solange $v_0 \gg 1 + R_F/R_1$ ist.) Dabei ergibt der Fall **$R_F = 0$ als Sonderfall $v_u = 1$** (R_1 kann dabei auch ∞ sein).

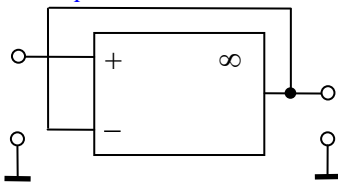


Abb. 3.11: Nichtinvertierender Verstärker mit $v_u = 1$

Der **Eingangswiderstand** ergibt sich für den nichtinvertierenden Verstärker zu

$$R_{Eges} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_E + u_A / (1 + R_F/R_1)}{i_1} = \frac{u_E}{i_1} \left(1 + \frac{v_0}{1 + R_F/R_1} \right)$$

$$R_{Eges} \approx R_E \frac{v_0}{v_u} .$$

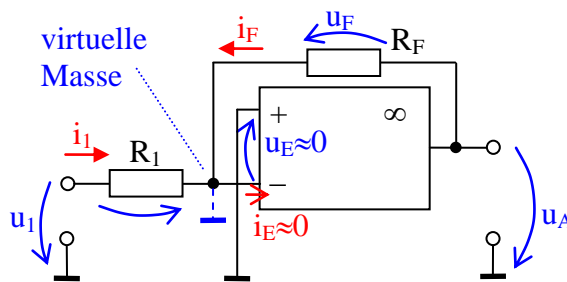
(3.3)

D.h., der Eingangswiderstand wird in dem Maße vergrößert, wie die Verstärkung verkleinert wird (für $v_u = 100$ wird z.B. $R_{Eges} = R_E \cdot 200000/100 = R_E \cdot 2000$ und nach Tabelle 3.1 $R_E = 2 \text{ M}\Omega$ bis $1,5 \text{ T}\Omega \cdot 2000 = 4 \text{ G}\Omega$ bis $3000 \text{ T}\Omega$). Diese **hohen erreichbaren Eingangswiderstände** sind der Hauptanwendungsfall des nichtinvertierenden Verstärkers, der deshalb auch **Elektrometerverstärker** genannt wird.

Zur Dimensionierung des Spannungsteilers R_F, R_1 wird der Querstrom mindestens $10 \cdot (I_1 + I_{i0})$ (unbelasteter Teiler) aber nicht größer als 95% I_{Amax} (Ausgangsstrom wird für den Ausgang benötigt) gewählt.

Bei Einbeziehung der **Gleichtaktverstärkung** in die Untersuchungen zeigt sich das Problem, dass deren Einfluss sehr störend sein kann und **keine Verbesserung durch die Gegenkopplung** erfährt. Deshalb sind dem Einsatz Grenzen gesetzt.

In der Schaltung nach Abb. 3.12 wird der Strom i_F vom Ausgang zum negierenden Eingang zurückgeführt – **Stromgegenkopplung**.



Knotensatz:

$$i_1 = i_E - i_F \approx -i_F$$

mit $u_E \approx 0$, $i_E \approx 0$ und

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1} \quad \text{sowie} \quad i_F = \frac{u_A}{R_F}$$

Abb. 3.12: Stromgegenkopplung – invertierender Verstärker²³

Damit wird die Gesamtverstärkung

$$v_u = \frac{u_A}{u_1} = \frac{u_A / -i_F}{u_1 / i_1} = -\frac{R_F}{R_1} .$$

(3.4)

Gleichung (3.4) sagt einmal aus, dass die **Gesamtverstärkung negativ** und somit die Ausgangsspannung invertiert (negiert oder 180° phasenverschoben) ist und dass zum anderen wiederum nur das **Verhältnis der Widerstände R_F und R_1** die Verstärkung bestimmt. Durch das Minuszeichen (infolge der Schaltungsvariante) wird die **Gleichtaktverstärkung in gleichem Maße verringert** und kann hier gut beherrscht werden.

Der **Eingangswiderstand** der Gesamtschaltung findet dagegen **keine Verbesserung**.

$$R_{Eges} = \frac{u_1}{i_1} = R_1$$

(3.5)

Außerdem kann R_1 nicht beliebig hoch gewählt werden (siehe Hinweise Abschnitt 3.2.1 nach 2. Der Eingangsruhestrom).

Da für sehr viele Anwendungen der Eingangswiderstand ausreichend ist und da das Invertieren nicht behindert (bzw. durch eine zweite Stufe behoben werden kann), wird diese **Schaltung hauptsächlich angewandt**.

Weitere Parameter werden **durch die Gegenkopplung in gleichem Maße verbessert**, so z.B. die **Temperaturdrift, der Frequenzgang** (siehe Hinweise Abschnitt 3.2.1 nach 5. Der Frequenzgang), der **Ausgangswiderstand** oder auch geringe **Nichtlinearitäten** in der Kennlinie. Insbesondere damit die genutzten Näherungen gültig sind und nicht immer mehr Zusatzeffekte behandelt werden müssen, sollte die **Gesamtverstärkung einer Stufe nicht wesentlich über 100** liegen. (Bei den heutigen Preisen ist eine zweite Verstärkerstufe erheblich billiger als der sonst folgende Entwicklungsaufwand.)

3.2.3 Dimensionierung von Operationsverstärkerschaltungen

Die Dimensionierung soll an einem Beispiel erörtert werden. Dazu steht die Aufgabe, das Signal eines Sensors auf das Standardeingangssignal einer SPS oder einer PC-I/O-Karte zu verstärken, um den vollen Bereich der Auflösung des Analog-Digital-Wandlers zu nutzen. Der Sensor liefert eine **Ausgangsleerlaufspannung** von $u_{sen} = 0 \dots \pm 100 \text{ mV}$ bei einem **Innenwiderstand** des Sensors von $R_{sen} = 500 \Omega$. Das **Ausgangssignal** soll $u_a = 0 \dots \pm 10 \text{ V}$ betragen.

²³ Da $i_E = u_E/R_E$ ist, muss auch $i_E \approx 0$ sein.

Es wird als Operationsverstärker ein **Standardtyp** nach Tabelle 3.1 eingesetzt. Es müssen die **Schaltung dimensioniert** (Schaltungsvariante, Verstärkung, Steuerkennlinie sowie R_1 , R_2 und R_F), der **Eingangswiderstand** kontrolliert, der **Frequenzgang** und die **Drift** überprüft werden.

Bestimmung der Verstärkung:

Die notwendige **Verstärkung** ergibt sich aus der vorhandenen maximalen Eingangsspannung und der maximal geforderten Ausgangsspannung nach der Verstärkung.

$$v_u = \frac{u_{A\text{SollMax}}}{u_{I\text{IstMax}}} = \frac{10\text{ V}}{100\text{ mV}} = 100$$

(Wird der invertierende Verstärker gewählt, muss $v_u = -100$ realisiert werden.)

Bestimmung der Schaltungselemente (R_1 sowie R_F):

Die Widerstände an den beiden Eingängen sollten $R_{1/2} < \text{bis } \approx U_{i0}/I_{i0} = 50\text{ k}\Omega$ (vergleiche Abschnitt 3.2.1 nach 2. Der Eingangsruhestrom) sein. In der Praxis wählt man 10 bis 20 k Ω . Dafür ist zu prüfen, ob der **Eingangswiderstand genügend groß** gegenüber dem Innenwiderstand des Sensors ($R_E \gg R_{\text{sen}}$) ist, damit das Sensorsignal u_{sen} möglichst vollständig am Verstärkereingang zur Verfügung steht. Für den invertierenden Verstärker folgt, $R_E \equiv R_1 = 10 \dots 20\text{ k}\Omega \gg 500\ \Omega$. Das entspricht einem Spannungsverlust von 5% ... 2,5% und ist in der Praxis vertretbar (evtl. kann es durch geringfügig höher justierte Verstärkung ausgeglichen werden; es findet aber **keine unnötige Verringerung der Messgröße** und somit der Auflösung und daraus folgend der Genauigkeit statt).

Es wird gewählt: Schaltungsvariante **invertierender Verstärker** und $R_1 = R_2 = 20\text{ k}\Omega$ (R_2 aus Symmetriegründen gleich, da $20\text{ k}\Omega \parallel 2\text{ M}\Omega \approx 20\text{ k}\Omega$).

Damit kann nach (3.4) R_F bestimmt werden.

$$v_u = -\frac{R_F}{R_1} \quad \text{d.h.} \quad R_F = -v_u R_1 = -(-100) 20\text{ k}\Omega = 2\text{ M}\Omega$$

Die **Schaltung** dazu zeigt Abb. 3.13.

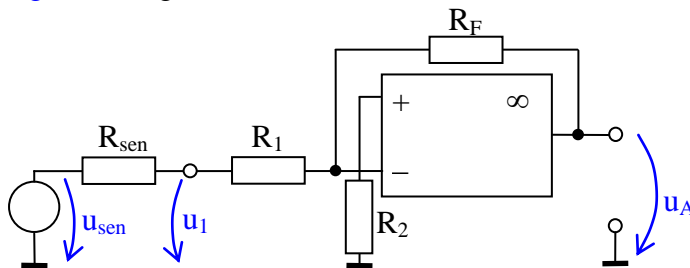


Abb. 3.13: Gewählte und dimensionierte Schaltung des Verstärkers

(Zur Korrektur der Verstärkung und der Bauelementeungenauigkeiten kann z.B. R_F als Einstellregler ausgelegt werden.)

Damit die **Verstärkungskennlinie** im Bereich $\pm 10\text{ V}$ linear ist, sollte die Batteriespannung $+12\text{ V}$ und -12 V *gewählt* werden (je nach Netzteil oder Batterien sind auch $\pm 15\text{ V}$ möglich).

Kontrolle des Ausgangswiderstandes:

Der **Ausgangswiderstand** des Signals wird durch die Gegenkopplung noch verkleinert [8] und beträgt $R_{A\text{ges}} \approx R_A v_u/v_0 = 75\ \Omega \cdot 100/200000 = 38\text{ m}\Omega$.

Kontrolle des Frequenzganges:

Aus der Darstellung von Abb. 3.8 kann der **Frequenzgang** für eine Verstärkung von 100 gezeichnet werden (Abb. 3.14). Alternativ kann mit dem Produkt aus Verstärkung und

Bandbreite gerechnet werden.

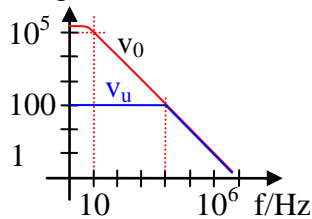


Abb. 3.14: Frequenzgang für Verstärkung $v_u = 100$

Es ist ablesbar, dass der Frequenzgang von 0 bis 10 kHz reicht. Das muss mit den Daten des Sensorsignals verglichen werden. Sind dessen Signalfrequenzen höher, können z.B. zwei Verstärkerstufen mit jeweils der Verstärkung 10 hintereinander genutzt werden.

Kontrolle der Drift:

Eine Betrachtung der **Drift** über den gesamten **Einsatztemperaturbereich** (z.B. 0 °C bis 50 °C) ergibt mit 6 $\mu\text{V}/\text{K}$ und $v_u = 100$ eine Spannungsunsicherheit am Ausgang von $u_A = 30 \text{ mV}$. Dagegen werden kurzzeitige **Temperaturschwankungen** des Chips von ca. 5 K eine Spannungsschwankung am Ausgang von $u_A = 3 \text{ mV}$ ergeben. Das Erstere bedeutet, dass entweder ein **Spannungsfehler** von 30 mV (entspricht $30 \text{ mV}/10\text{V} = 3 \text{ ‰}$ des Endwertes) verkraftbar sein muss oder gemäß der Umgebungstemperatur eine Nullpunktkorrektur erforderlich ist. Das Zweite bedeutet, dass eine **Spannungsgenauigkeit** von 3 mV (entspricht 0,3 ‰ des Endwertes) in Kauf genommen werden muss.

3.2.4 Messen von Parametern bei Operationsverstärkern

Für einen praktischen Einsatz sind die **Parameter** (Verstärkung, Eingangswiderstand, Verstärkungskennlinie, Ausgangswiderstand, Frequenzgang und Drift) des Verstärkers **durch Messungen** zu bestätigen und evtl. zu justieren. Es kann notwendig sein, dieses im gesamten vorgesehenen Einsatztemperaturbereich zu realisieren.

Messung der Verstärkung, Verstärkungskennlinie und des Frequenzgangs:

Die **Verstärkung** der Spannung bei ausgangsseitigem Leerlauf $v_{u\text{leer}}$ muss mit $R_L = \infty$ gemessen werden. Dabei sind **Testsignale** (am sinnvollsten Sinussignale) auf den Eingang zu geben und entsprechend der Signaleigenschaften zu messen (z.B. mit einem Oszilloskop von der positiven Spannungsspitze bis zur negativen Spannungsspitze des Sinussignals u_{ss}). Da das Messgerät am Eingang direkt parallel liegt, zeigt es unmittelbar die richtige Spannung. Am Ausgang muss der Messgeräteinnenwiderstand einen Leerlauf bedeuten.

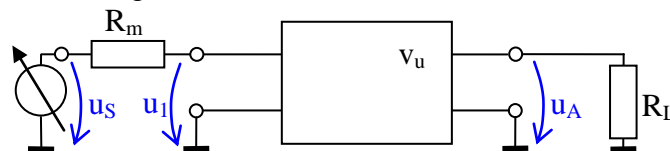


Abb. 3.15: Messschaltung für den Operationsverstärker

Die Verstärkung ist für den gesamten Aussteuerbereich (**Verstärkungskennlinie**) und den gesamten Frequenzbereich (**Frequenzgang**) zu ermitteln. Dabei sollte neben der Amplitude auch die Kurvenform kontrolliert werden, sonst führen Verzerrungen der Kurvenform zu groben Fehlern²⁴.

²⁴ Bei Sinusform sind nur nichtlineare Verzerrungen (z.B. eine Begrenzung) zu erwarten. Bei z.B. Rechtecksignalen müssen auch lineare Verzerrungen durch den Frequenzgang beachtet werden.

Messung des Eingangswiderstandes:

Werden in der Messschaltung nach Abb. 3.15 die Signalspannung u_S und die Eingangsspannung u_1 gemessen, kann bei bekanntem Messwiderstand R_m der **Eingangswiderstand für die Signale** berechnet werden.

$$R_{Eges} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1 R_m}{(u_S - u_1)}$$

Der Messwiderstand sollte aus Gründen der Genauigkeit etwa die Größe des Eingangswiderstandes haben.

Messung des Ausgangswiderstandes:

Wird in der Messschaltung nach Abb. 3.15 die Ausgangsspannung u_A einmal für Leerlauf u_{A1} und zweitens für einen Lastwiderstand u_{A2} gemessen, kann bei bekanntem Lastwiderstand R_L der **Ausgangswiderstand für die Signale** bestimmt werden (solange lineare Verhältnisse gelten).

$$R_{Ages} = \frac{u_{RA2}}{i_{A2}} = \frac{u_{A1} - u_{A2}}{i_{A2}} = \frac{u_{A1} - u_{A2}}{u_{A2}} R_L$$

Hierbei sollte der Lastwiderstand aus Gründen der Genauigkeit etwa die Größe des Ausgangswiderstandes haben (für $R_L = R_A$ wäre $u_{A1} = 2u_{A2}$)²⁵.

Messung der Drift:

Die **Drift** kann nur durch präzise Messungen im Temperaturschrank und Beobachtung über längere Zeit ermittelt werden. Einen Eindruck gibt die Messung nach Abb. 3.16.

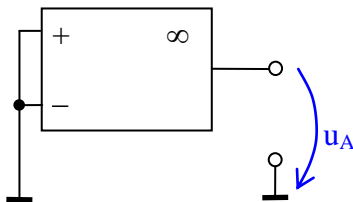


Abb. 3.16: Beobachtung der Drift

Die Eingänge werden beide direkt auf Masse gelegt, ohne Gegenkopplung mit voller Verstärkung wird der Nullpunkt justiert und die Ausgangsspannung beobachtet. Bei sehr schlechten Exemplaren kann der Nullabgleich nicht erreicht werden, aber auch bei den besseren läuft die Ausgangsspannung nach wenigen Sekunden bis Minuten weg und erreicht meist sogar die positive oder negative Sättigung. Nur bei relativ guten Exemplaren, die nicht in die Sättigung laufen, können aus den Schwankungen brauchbare Rückschlüsse gezogen werden.

3.2.5 Übungen zum Operationsverstärker

Aufgabe 3.2.1

Ein Messverstärker ist mit dem Operationsverstärkerschaltkreis TBA 221B (kompatibel mit μA 741 Tabelle 3.1) aufzubauen und zu erproben. Gegeben:

- Eingangsspannung (Leerlaufspannung des Messwandlers) = 0 bis 250 mV ,
- Innenwiderstand des Messwandlers = 200 Ω und
- Ausgangsspannung entsprechend dem Standardsignal = 0 bis 10 V.

²⁵ Vergleiche Abschnitt Grundstromkreis in AEP I.

Frage 1: Kann der invertierende Verstärker verwendet werden?

Frage 2: Welche Werte sind für R_1 und R_2 zu wählen?

Frage 3: Wie groß muss v_u sein?

Frage 4: Was ergibt sich für R_F ?

Frage 5: Welche Versorgungsspannungen sollten für die notwendige Aussteuerbarkeit gewählt werden?

Frage 6: Wie groß werden der Eingangs-, der Ausgangswiderstand, der Frequenzgang und die Drift?

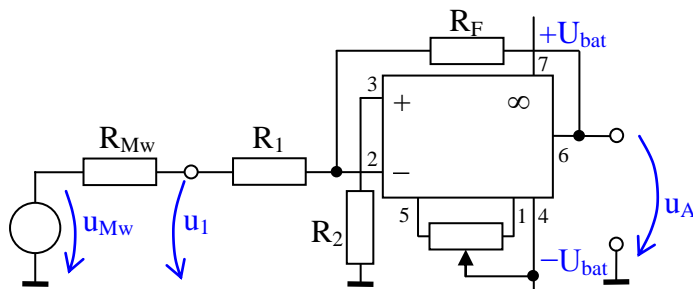


Abb. 3.17: Schaltung mit Nullabgleich und Pinnbelegung des Bausteins

Zusatzaufgabe: Bauen Sie den Verstärker auf und messen Sie die Parameter von Frage 3, 6 und die Verstärkungskennlinie nach.

3.3 Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Bei den folgenden Schaltungsbeispielen werden nur die für die Funktion signifikanten Bauelemente dargestellt. Für eine praktische Nutzung sind die Spannungsversorgung und je nach Typ eine Nullpunkt Korrektur oder Frequenzkompensationsschaltungen nach Herstellerangaben hinzuzufügen. Anstelle über R_2 wird der nichtinvertierende Eingang wegen der Übersichtlichkeit auf Masse gelegt.

Komparator

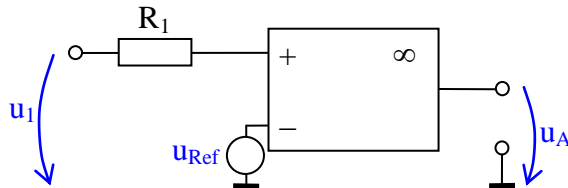


Abb. 3.18: Komparatorschaltung mit Operationsverstärker

Ist die Spannung u_1 gerade größer als die Referenzspannung u_{Ref} wird durch die hohe Eigenverstärkung $u_A \approx +U_{Bat}$, für $u_1 < u_{Ref}$ folgt $u_A \approx -U_{Bat}$. Für diese Komparatorschaltung muss kein besonders guter Operationsverstärker eingesetzt werden. Es gibt dafür ausgelegte Typen, die durch ihre geringere Eigenverstärkung sogar etwas schneller „umklappen“.

Verstärker mit Tief-, Hoch- und Bandpassverhalten

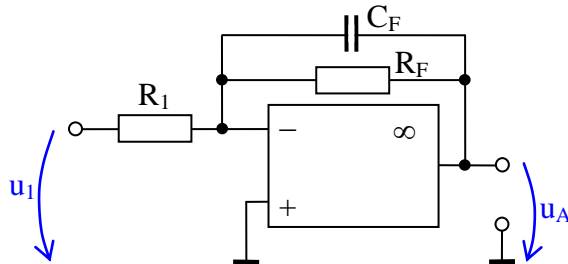


Abb. 3.19: Verstärker mit Tiefpassverhalten

Mit steigender Frequenz vergrößert C_F den Strom der Gegenkopplung und somit wird die Verstärkung geringer. Bei $f = \infty$ wird die Verstärkung somit Null.

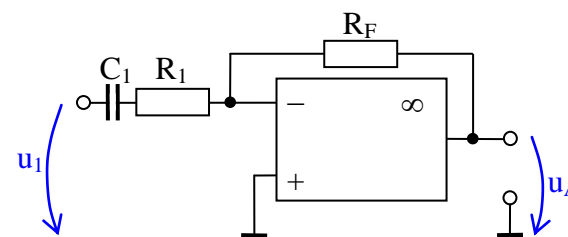


Abb. 3.20: Verstärker mit Hochpassverhalten

Bei $f = 0$ Hz ist $i_1 = 0$ und die Verstärkung wird Null. Mit steigender Frequenz vergrößert C_1 den Strom am Eingang und somit die Verstärkung bis $-R_F/R_1$ (aber nur bis zur Frequenzgrenze des OV).

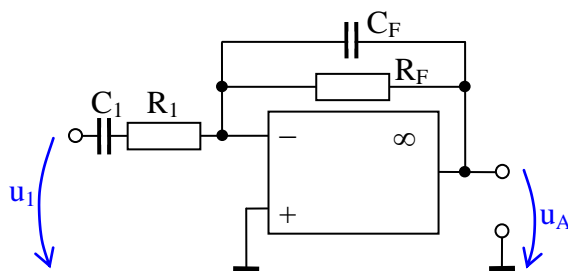


Abb. 3.21: Verstärker mit Bandpassverhalten

Die beiden Kondensatoren wirken sowohl wie bei Abb. 3.19 und bei Abb. 3.20. Das ist nur sinnvoll, wenn mit steigender Frequenz zuerst der Hochpass v_u vergrößert und danach der Tiefpass v_u wieder verkleinert.

(Eine genauere Untersuchung des Frequenzverhaltens erfolgt in AEP III.)

Summation

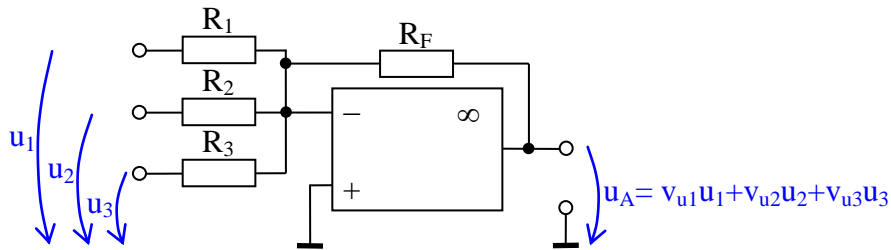


Abb. 3.22: Summierender Verstärker

Aus dem Knotenpunktsatz in Abb. 3.22 folgt $i_1 + i_2 + i_3 = -i_F$ und somit wird

$$u_A = -\left(\frac{R_F}{R_1}u_1 + \frac{R_F}{R_2}u_2 + \frac{R_F}{R_3}u_3\right).$$

Sind in Abb. 3.22 R_1 , R_2 und R_3 gleich, sind auch die Verstärkungsfaktoren v_{u1} , v_{u2} und v_{u3} gleich, ansonsten entsprechen diese dem jeweiligen Verhältnis von R_x zu R_F .

Beispiel der Wirkung nichtlinearer Bauelemente

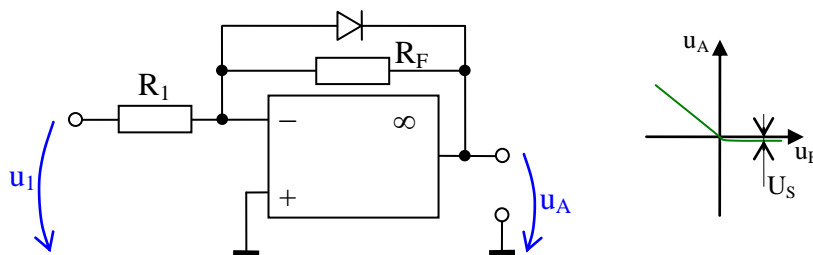
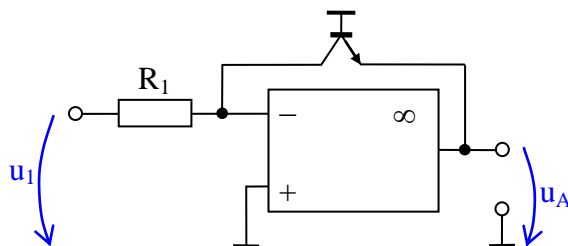


Abb. 3.23: Diode in der Gegenkopplung

Eine positive Eingangsspannung gibt eine negative Ausgangsspannung, bis die Schwellspannung der Diode erreicht und diese so niederohmig wird, dass sich die Verstärkung zu Null ergibt. Bei einer negativen Eingangsspannung und somit positiver Ausgangsspannung wirkt die Diode nicht.

Durch entsprechende Justierung sowie eine zweite Schaltung für die positive Eingangsspannung können Präzisionsgleichrichter (ohne Schwellspannungen) gebaut werden.

Logarithmierender Verstärker



$$I_C = I_{CS}e^{U_{BE}/U_T} \quad \text{mit } U_T = kT/q_0$$

$$u_A = U_{BE} = U_T \ln(I_C/I_{CS})$$

$$I_C = -i_1 = -u_1/R_1$$

$$u_A = U_T \ln(u_1/R_1 I_{CS}) \quad \text{für } u_1 > 0$$

Abb. 3.24: Nutzung der Transistorkennlinie in der Gegenkopplung ²⁶

Bei entsprechend präziser Justierung ist u_A (in einem bestimmten Aussteuerungsbereich) eine exakte Funktion des Logarithmus von u_1 . Präzisionsschaltkreise nach diesem Funktionsprinzip werden zur Multiplikation und Division eingesetzt. Jedes elektronische Wirkleistungs- und Echtheftwertmessgerät nutzt heute diese Schaltkreise. Viele Schaltungen wie z.B. Summierer, Integrationsschaltungen usw. wurden insbesondere durch die Analogrechentechnik hervorgebracht.

²⁶ Siehe [8], vergleiche auch mit der Diodenkennlinie (2.7).

4 Digitale Schaltungstechnik

4.1 Grundlagen digitaler Signale

4.1.1 Informationstechnische Grundlagen digitaler Signale

Der Ausgangspunkt zur Behandlung von Signalen sind die Begriffe **Information**, **Zeichen** und **Signal**, wie sie in der DIN 44300 dargelegt werden.

Der Begriff Information wird in verschiedenen Wissensgebieten verwendet und ist schwer allgemein festzulegen. In der Umgangssprache wird er im Sinne von Kenntniserwerb über Sachverhalte und Vorgänge mit Neuigkeitsgehalt verstanden. Der exakte Begriff im philosophischen Sinne ist an das menschliche Denken gebunden. **Informationen** können **erst im Gehirn** vorhanden sein.

Nach Shannon (dem Begründer der **technischen** Informationstheorie) ist der Wert einer **Information** die durch sie „beseitigte Unsicherheit“. Ihr Wert wird also wahrscheinlichkeitstheoretisch festgelegt und ist somit einer technischen Beurteilung zugänglich, ohne dass die Bedeutung der Information für den Menschen direkt zu beachten ist.

Informationen müssen durch **Zeichen** repräsentiert werden. Die Bedeutung der Zeichen für den Menschen muss vereinbart sein (z.B. die Zeichen des Alphabets bedeuten Laute, die Zeichen des Morsealphabets stehen für Buchstaben und Ziffern, die Zeichen der ASCII-Tabelle stehen für Buchstaben, Ziffern und Sonderzeichen usw.).

Träger der Zeichen sind **Signale** (z.B. elektrische Spannungen als zeitabhängige Signale, modulierte elektromagnetische Strahlung, akustische Schwingungen usw.).

Die **technische Informationstheorie** betrachtet von den drei Aspekten der Sprache

- Semantik – inhaltliche Bedeutung,
- Sigmatik – Zeichen sowie
- Pragmatik – Zweckbestimmung des Inhalts

nur den sigmatischen Aspekt.

Die Einteilung von Signalen nach ihren Eigenschaften bezüglich Amplitude und Zeit zeigt Tabelle 4.1.

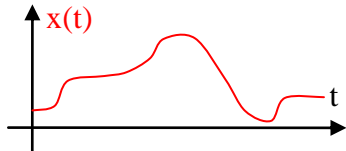
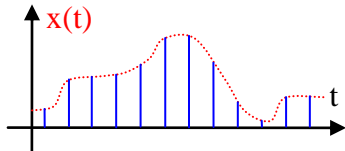
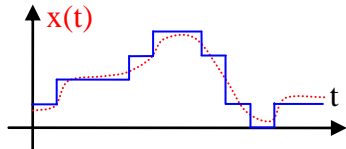
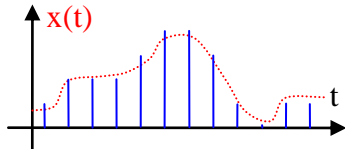
	kontinuierliches Signal	diskontinuierliches Signal
stetiges Signal	analoges Signal als zeitabhängige Größe (1) 	abgetastetes analoges Signal zu diskreten Zeitpunkten (2) 
diskretes Signal	diskrete Signalstufen als zeitkontinuierliches Signal (3) 	diskrete Signalstufen zu diskreten Zeitpunkten (4) 

Tabelle 4.1: Einteilung von Signalen

Beispiele für

- (1) sehr viele Mess- und Sensorsignale
- (2) Abtast- oder Stichprobenmessungen
- (3) inkrementelle Geber, Codescheibe
- (4) zeit- und amplitudendiskrete Signale

Sonderformen von

- (1) frequenzanaloge Signale $\hat{U}\cos\{2\pi f(t)t\}$ mit $x(t) \sim f(t)$ und $\hat{U} = \text{const}$
- (4) **binäre Signale** (nur Amplitudenstufe 0 oder 1, z.B. Pulsmodulation PCM)

Es werden mehrere Arten pulsmodulierter Signale genutzt. Bei allen praktisch genutzten Signalen ist die Amplitude konstant und somit ohne Information. Die Pulsamplitudenmodulation entspricht dem abgetasteten analogen Signal und tritt normalerweise nur als Zwischenstufe bei der Signalumformung (Analog-Digital-Wandlung) auf.

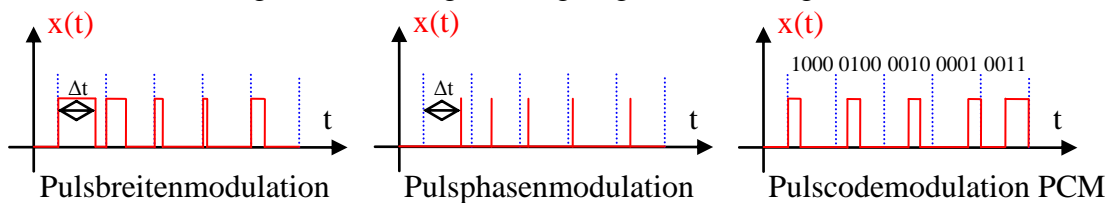


Abb. 4.1: pulsmodierte Signale

Die Pulsbreitenmodulation und die Pulsphasenmodulation sind zeitdiskrete, aber amplitudenkontinuierliche Signale. Sowohl die Pulsbreite (oder -länge) wie die Pulsphase (jeweils Δt) können beliebige Werte ($0 < \Delta t < \text{Taktabstand}$) annehmen.

Die Pulsmodulation, die für die Übertragungstechnik schon vor der Entwicklung der Digitaltechnik bekannt war, gehört zu den **zeit- und amplitudendiskreten Signalen** und zu der Sonderform der binären oder digitalen Signale. Die **binären, binärcodierten oder digitalen Signale** führten zu einem eigenständigen Bereich der Schaltungstechnik und Signalverarbeitung. Ihre mathematischen Grundlagen sind die Dualzahlen und die **Boole'sche Algebra** (oder Schaltalgebra).

4.1.2 Mathematische Grundlagen – Zahlensysteme

Das Dezimalzahlensystem ist als Stellen- oder **Positionssystem** (Ziffern mit Stellenwert im Zahlwort) aufgebaut, basiert auf der **Grundzahl** „10“ und hat zehn **Ziffern** (0, 1, ... 9). Im Zahlwort werden die Ziffern mit ihrem Stellenwert multipliziert und danach addiert.

Nach dem gleichen Verfahren können Zahlensysteme z.B. mit den Grundzahlen

- „2“, den Ziffern 0 und 1 und dem Stellenwert 2^n – **Dualzahlen**²⁷ oder Binärzahlen,
- „8“ ($= 2^3$), den Ziffern 0, 1, ... 7 und dem Stellenwert 8^n – **Oktalzahlen** oder
- „16“ ($= 2^4$), den Ziffern 0, 1, ... 9, A ... F und dem Stellenwert 16^n – **Hexadezimalzahlen** gebildet werden²⁸.

²⁷ Kleinste Grundzahl, da mit nur einer Ziffer kein Positionssystem möglich ist.


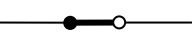
²⁸ Dabei ist n eine ganze Zahl. Sie nimmt mit jeder Stelle der Ziffer im Zahlwort nach links zu. Ein Komma wird zwischen der Stelle 0 und -1 angeordnet.

Binärzahlen	Oktalzahlen	Dezimalzahlen	Hexadezimalzahlen	BCD-Code
0	0	0	0	0000 0000
1	1	1	1	0000 0001
10	2	2	2	0000 0010
11	3	3	3	0000 0011
100	4	4	4	0000 0100
101	5	5	5	0000 0101
110	6	6	6	0000 0110
111	7	7	7	0000 0111
1000	10	8	8	0000 1000
1001	11	9	9	0000 1001
1010	12	10	A	0001 0000
1011	13	11	B	0001 0001
1100	14	12	C	0001 0010
1101	15	13	D	0001 0011
1110	16	14	E	0001 0100
1111	17	15	F	0001 0101
10000	20	16	10	0001 0110
10001	21	17	11	0001 0111

Tabelle 4.2: Vergleich der Zahlensysteme

Der Vergleich in Tabelle 4.2 zeigt, dass die Dualzahlen sehr lange Zahlwörter ergeben und somit für den Normalgebrauch nicht geeignet sind. Als zu den Dualzahlen kompatibles System hat sich im Gebrauch für die Computertechnik deshalb das Hexadezimalsystem durchgesetzt. Die Sonderform der binärcodierten Dezimalzahlen (BCD-Code) wird heute nur noch bei speziellen Anwendungen (z.B. für Zähler, wenn keine Umwandlung für die Anzeige erforderlich sein soll) genutzt.

Die besondere **technische Bedeutung der Dualzahlen**, dem einfachsten Zahlensystem, folgt aus den technischen Möglichkeiten, mit außerordentlich hoher **Störfestigkeit** zwei Ziffern (d.h. zwei Zustände) realisieren zu können.

Ziffer	logischer Wert	Schaltzustand	Beispiele für elektrische Signale
0	Nein oder Falsch		+3,6...+6V (V24) oder 0 ... 0,8 V (TTL-Eingang)
1	Ja oder Wahr		-3,6...-6V (V24) oder 2,0 ... 5 V (TTL-Eingang)

Darüber hinaus können auch die Rechenoperationen mit Dualzahlen besonders einfach realisiert werden.

Umwandlung **Dual- ↔ Dezimalzahlen**

$$\begin{aligned}
 110101_B &= \begin{Bmatrix} 1 \cdot 2^5 \\ +1 \cdot 2^4 \\ +0 \cdot 2^3 \\ +1 \cdot 2^2 \\ +0 \cdot 2^1 \\ +1 \cdot 2^0 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 1 \cdot 32 \\ +1 \cdot 16 \\ +0 \cdot 8 \\ +1 \cdot 4 \\ +0 \cdot 2 \\ +1 \cdot 1 \end{Bmatrix} = 53_D \\
 53_D &= \begin{Bmatrix} 5 \cdot 10^1 \\ +3 \cdot 10^0 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 101 \cdot 1010 \\ + 11 \cdot 1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 101 \cdot 1000 \\ +101 \cdot 10 \\ + 11 \cdot 1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 101000 \\ + 1010 \\ + 111 \end{Bmatrix} \begin{matrix} \\ \\ \text{Übertrag} \end{matrix} \\
 &= 110101_B
 \end{aligned}$$

Es ist an den Beispielen zu erkennen, dass eine Umwandlung stellenweise erfolgen kann. Dabei sind nur noch die einzelnen Ziffern und Stellenwerte umzuwandeln. Die Addition erfolgt wie gewohnt (bei Berücksichtigung des Übertrages).

Umwandlung Dual- ↔ Hexadezimalzahlen

$$\begin{array}{c} 0011|0101_B \\ 3 \quad | \quad 5_H \end{array}$$

Die Umwandlung ist nach Einteilung in Vierergruppen möglich, da gerade vier Binärstellen eine Hexadezimalstelle ergeben.

Andere Umwandlungen erfolgen analog, wobei die Umwandlung in Zahlensysteme, die miteinander kompatibel sind (wie Dual- und Hexadezimalzahlen), besonders einfach wird.

Addition von Dualzahlen

$$\begin{array}{r} 11101 \quad 29_D \\ + 1110 \quad 14_D \\ \hline 101011 \quad 43_D \end{array}$$

Die Vorgehensweise ist die gleiche wie bei Dezimalzahlen.

Multiplikation von Dualzahlen

$$\begin{array}{r} 11101 \cdot 1110 \quad 29_D \cdot 14_D \\ \hline 11101 \\ 11101 \\ 11101 \\ 00000 \\ \hline 110010110 \quad 406_D \end{array}$$

Auch hier ist die Vorgehensweise die gleiche wie bei Dezimalzahlen. Es treten aber nur Multiplikationen mit 1 oder 0 auf. Somit reduziert sich die Operation auf eine Verschiebung um entsprechend viele Stellen und eine Addition.

Subtraktion und Division erfolgen in gleichartiger Weise.

Als **Maßbezeichnung** im SI System für eine **binäre Einheit** (0 oder 1) wurde 1 bit festgelegt. Da $2^{10} = 1024 \approx 1000$ ist, hat sich dafür die Maßbezeichnung 1 Kbit, für 2^{20} die Bezeichnung 1 Mbit usw. durchgesetzt. Werden acht binäre Einheiten zu einem **binären Wort** zusammengefasst, lautet die Einheit 1 B (Byte) und des Weiteren 1 KB, 1 MB usw.

4.1.3 Quantisierung von Signalen und Codierung

Zur Umwandlung **analoger Signale in digitale Signale** müssen sowohl eine Zeitquantisierung als auch eine Amplituden- oder Wertquantisierung erfolgen.

In der Praxis erfolgt diese Umwandlung meist in zwei Schritten zu einem digitalen oder diskreten Signal (bei inkrementellen Gebern quasi in einem Schritt).

In Abb. 4.2 sind beide Möglichkeiten für die zwei Schritte der Wandlung dargestellt. Als Zwischenergebnis ergibt sich einmal ein **abgetastetes analoges** Signal und zum anderen ein **diskretes zeitkontinuierliches** Signal. Erfolgt die Zeitquantisierung zuerst, findet dies normalerweise durch ein Abtast- und Halteglied oft in Verbindung mit einem Multiplexer für

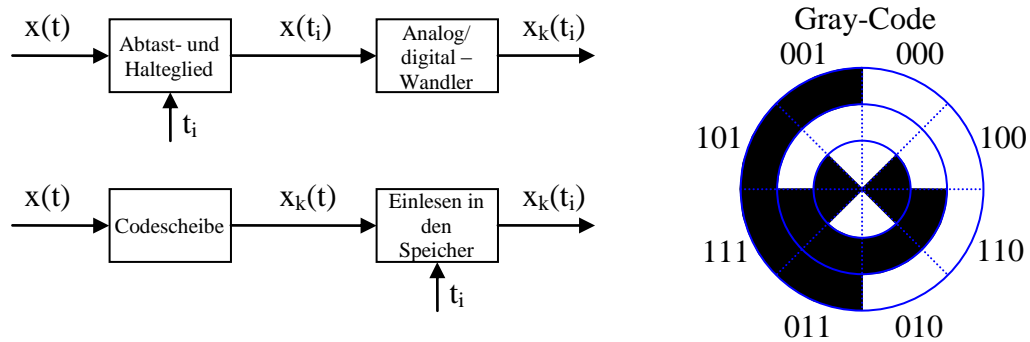


Abb. 4.2: Analog – Digital – Wandlung in zwei Schritten und Codescheibe

mehrere Signale nacheinander statt. Werden zur Wandlung z.B. Codescheiben oder -lineale (gelesen z.B. mit Lichtschranken) benutzt, muss als zweiter Schritt mit festgelegtem Takt der Wert gelesen werden. Bei inkrementellen Gebern werden für feststehende Wertänderungen Impulse erzeugt, gelesen und addiert (z.B. rotierende Lochscheibe mit Lichtschranke). Für Codescheiben und ähnliche Anordnungen eignet sich besonders der Gray-Code, da sich immer nur ein Bit zur gleichen Zeit ändert und somit nur ein geringer Fehler entsteht (infolge der Ansprechempfindlichkeit der Lichtschranke). Bei einem Code mit Dualzahlen müssten sich mehrere Bit absolut exakt gleichzeitig ändern, sonst ergibt es dazwischen Werte, die völlig unkalkulierbare Fehler ergeben. Das kann dann nur durch Mehrfachablesen jeder Spur und mehrere Scheiben korrigiert werden. Natürlich muss für eine Weiterverarbeitung meist eine Umkodierung in Dualzahlen erfolgen.

Analog-Digital-Umsetzer führen die Wertquantisierung und Codierung in Dualzahlen durch.

Die verschiedenen Verfahren unterscheiden sich z.B. im Zeitbedarf für die Wandlung, in der Genauigkeit oder im Aufwand.

- **Dreiecksverfahren**

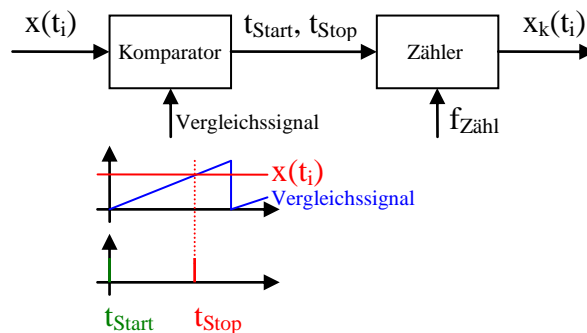


Abb. 4.3: Prinzip des ADU nach dem Dreiecksverfahren

Das abgetastete Signal wird mit einem zeitproportionalen Signal (Dreieckssignal) durch einen Komparator verglichen. Stimmen beide Signale überein, wird das Stoppsignal ausgelöst. Zwischen Startsignal (Beginn des Dreiecks) und Stoppsignal zählt der Zähler eine geeichte Impulsfrequenz. Das Ergebnis der Zählung ist $x_k(t_i)$ (entsprechend dem Zähler als Dualzahl).

Der Umsetzungsvorgang erfolgt sehr schnell, aber mit von der Amplitude abhängiger Dauer. Die Genauigkeit ist nicht sehr hoch.

- **Balanceverfahren**

Der Wert wird in Abb. 4.4 nach folgendem Algorithmus ermittelt:

- Schalter des größten Wertes schließen. Ist die Summe der Vergleichssignale kleiner als $x(t_i)$, bleibt der Schalter geschlossen, ist sie größer, wird er wieder geöffnet.

- Schalter des zweitgrößten Wertes schließen. Ist die Summe der Vergleichssignale kleiner, bleibt der Schalter wieder geschlossen, größer, wird er wiederum geöffnet.
- Weiter bis zum kleinsten Wert.

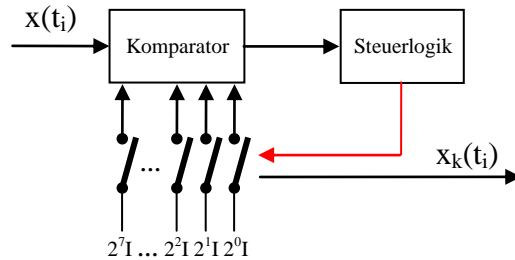


Abb. 4.4: Prinzip des Balanceverfahrens

Nach dem kleinsten Wert entspricht die Stellung der Schalter der Dualzahl. Die Genauigkeit hängt von der Justierung der Vergleichssignale, der Summation und dem Komparator ab und kann sehr hoch sein. Das Verfahren ist relativ langsam, die Umsetzzeit aber immer gleich.

• **Treppenverfahren**

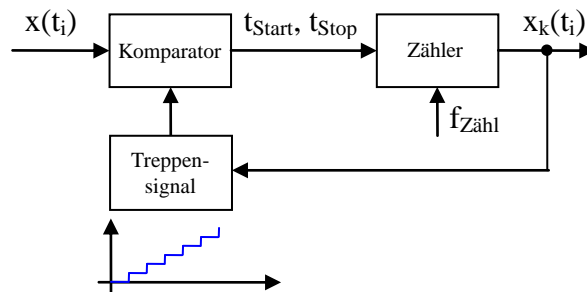


Abb. 4.5: Prinzip des Treppenverfahrens

Das Verfahren funktioniert ähnlich wie das Dreiecksverfahren. Durch die Treppenspannung kann die Genauigkeit besser gestaltet werden.

• **Umsetzung über ein frequenzanaloges Signal**

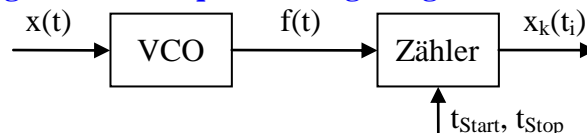


Abb. 4.6: Zählen eines frequenzanalogen Signals

Der Spannungs-Frequenz-Umsetzer (VCO – Voltage controlled Oscillator) erzeugt ein Signal mit einer Frequenz proportional zur Spannung ($f = k \cdot u$ mit $u = x\{t\}$). Diese Frequenz wird in einem geeichten Intervall gezählt. Das Verfahren ist relativ schnell, die Genauigkeit hängt am VCO. Wenn sich im Zeitintervall die Spannung etwas ändert, wird durch den Zählvorgang (entspricht Integration) der Mittelwert über dem Zeitintervall gebildet.

• **Inkrementelle Geber**

Es werden Einzelimpulse erzeugt, die jeweils einer festgelegten Signaländerung entsprechen (z.B. durch ein mitbewegtes abgetastetes Strichgitter). Durch Zählen der Impulse von einer Nullstellung an ist der genaue Wert als Dualzahl verfügbar. Die Genauigkeit hängt z.B. am Strichgitter. Das Problem besteht im „Verschlucken“ von Impulsen und dem Aufsummieren dieser Fehler. Es ist somit immer wieder die Nullstellung anzufahren.

Heute ist eine Vielzahl Schaltkreise verfügbar, die eingesetzt werden können. Diese unterscheiden sich im Eingangsspannungsbereich, im Eingangswiderstand, in der

Genauigkeit, im Ausgangswertebereich (8, 12, 16 ... bit) oder in der Versorgungsspannung und Leistung. Z.T. ist zusätzlich evtl. ein Multiplexer, ein Abtast- und Halteglied oder auch ein Datenpuffer notwendig. Fast immer ist eine Pegelanpassung, in manchen Fällen ein Präzisionsgleichrichter notwendig, um den Eingangsspannungsbereich voll auszunutzen und somit die Genauigkeit des Wertebereiches auch zu realisieren.

Die Zeitquantisierung erfolgt durch Abtastung des Signals in der Regel mit fester Abtastrate.

Damit ein Signal aus dem abgetasteten Signal wieder reproduziert werden kann (d.h., damit es repräsentativ ist), muss die **Abtastung genügend schnell** erfolgen. Dabei ist die höchste im Signal vorhandene Frequenz entscheidend. Um den Anteil mit der höchsten Frequenz gerade noch erfassen zu können, sind **mindestens zwei Abtastungen pro Periode** (dieser Frequenz) erforderlich. Aus dieser Tatsache hat Shannon das **Abtasttheorem** aufgestellt.

$$\Delta t_{Ab} = T_{Min}/2 = 1/2f_{Max}$$

Wird das Abtasttheorem eingehalten, kann der Signalanteil f_{Max} mit einer Genauigkeit von gerade 50 % reproduziert werden, aber es treten noch keine völlig unkalkulierbaren Verfälschungen des Signals auf. Solche Signalverfälschungen können gut mit einem Digitalspeicheroszillografen beobachtet werden, wenn z.B. ein höherfrequentes Sinussignal mit immer geringerer Zeitauflösung dargestellt wird. Dabei kommt es nicht auf die Signalanteile mit der höchsten „gewollten“ Frequenz, sondern auf **die höchste tatsächlich vorhandene Frequenz** an. Im Fall, dass nur tiefere Frequenzen interessieren, **müssen vor der Abtastung** mit einem **Filter** die höheren Anteile abgetrennt werden.

4.1.4 Grundlagen digitaler Signalverarbeitung – Schaltalgebra

Alle Rechenoperationen mit Binärzahlen lassen sich auf drei logische Grundfunktionen zurückführen. Diese stimmen mit den Grundfunktionen der Aussagenlogik überein.

Die drei Grundfunktionen können am besten mit einer Wahrheitstabelle verdeutlicht werden.

- UND – Funktion (oder AND bzw. Konjunktion)

$x_1 \wedge x_2 = y$	x_1	x_2	y	Wenn x_1 und x_2 erfüllt sind, dann ist y wahr.
	0	0	0	
	1	0	0	
	0	1	0	
	1	1	1	

- ODER – Funktion (oder OR bzw. Disjunktion)

$x_1 \vee x_2 = y$	x_1	x_2	y	Wenn x_1 oder x_2 erfüllt sind, dann ist y wahr.
	0	0	0	
	1	0	1	
	0	1	1	
	1	1	1	

- NICHT – Funktion (oder NOT bzw. Negation)

$\bar{x} = y$	x	y	Wenn x nicht erfüllt ist, dann ist y wahr und umgekehrt. dabei gilt $\overline{(\bar{x})} = x$
	0	1	
	1	0	

Diese Grundfunktionen können durch einfache **technische Anordnungen** realisiert werden.

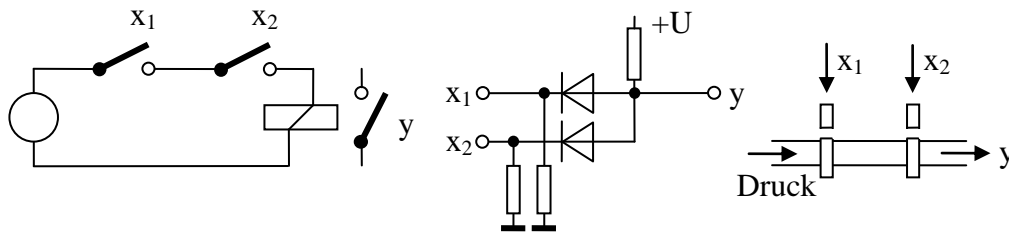


Abb. 4.7: Realisierung einer UND – Schaltung mit Relais, Dioden und Pneumatik

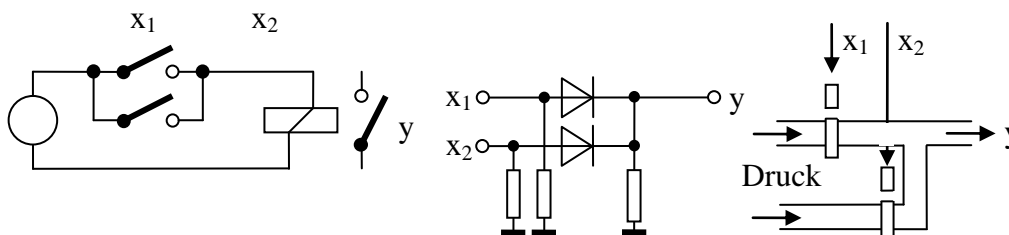


Abb. 4.8: Realisierung einer ODER – Schaltung mit Relais, Dioden und Pneumatik

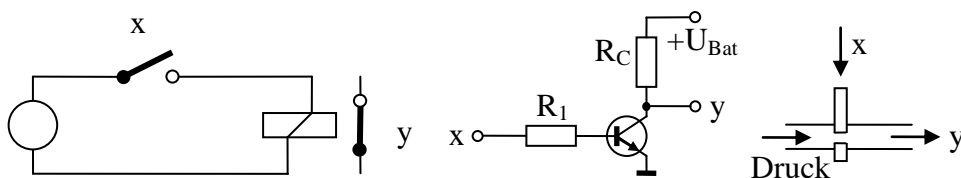


Abb. 4.9: Realisierung einer NICHT – Schaltung mit Relais, Transistor und Pneumatik

Eine Logik mit Relais ist zu groß und mechanisch zu anfällig, die Dioden-Transistor-Logik hat ungünstige Bedingungen bezüglich der Ein- und Ausgangsbelastung. Durchgesetzt hat sich die **TTL- Schaltungstechnik** (Transistor-Transistor-Logik) und in hochintegrierten Schaltungen die **C-MOS Schaltungstechnik** (vergleiche Abb. 2.38). In speziellen Bereichen werden pneumatische oder hydraulische Elemente eingesetzt.

Bei TTL-Schaltkreisen dominiert die Realisierung zusammengesetzter Funktionen.

- N AND

$\overline{x_1 \wedge x_2} = y$	x_1	x_2	y
	0	0	1
	1	0	1
	0	1	1
	1	1	0

Wenn $(x_1 \wedge x_2)$ nicht erfüllt ist, dann ist y wahr.

- NOR

$\overline{x_1 \vee x_2} = y$	x_1	x_2	y
	0	0	1
	1	0	0
	0	1	0
	1	1	0

Wenn $(x_1 \vee x_2)$ nicht erfüllt ist, dann ist y wahr.

Die **Nutzung dieser Bausteine stellt keine Einschränkung dar**, da mit mehreren Bausteinen beider oder eines beider Typen alle Funktionen realisierbar sind (siehe Absorptionsgesetze).

Für die logischen Grundfunktionen und ihre Operationen werden die **Symbole** in Abb. 4.10 verwendet. Darunter sind die Zeitverläufe der Ein- und Ausgangssignale dargestellt.

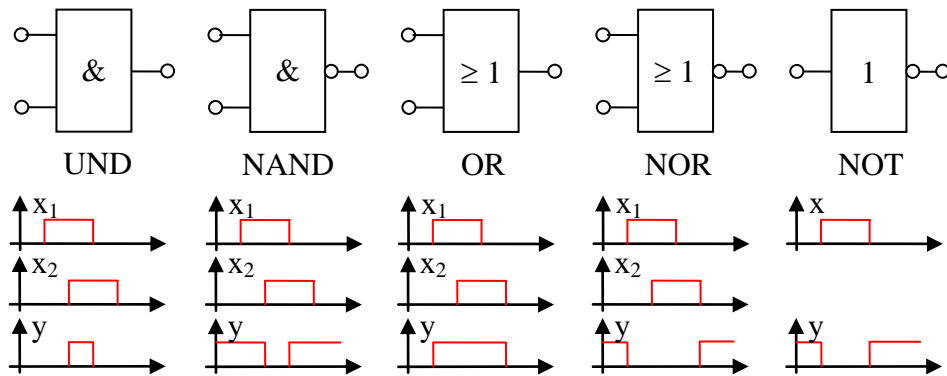


Abb. 4.10: Symbole für die logischen Operationen und ihre Signalverläufe

Die Zeitverläufe der Ein- und Ausgangssignale zeigen die Wirkungsweise der Funktionen noch einmal sehr deutlich. Bei zusätzlicher Beachtung von **Reaktionszeiten** (wie Ansprechverzögerung oder Abfallverzögerung) kann mit solchen Darstellungen bei komplexeren **Schaltungen überprüft** werden, ob durch unterschiedliche Verzögerungen Schaltfehler (**Hasards**) entstehen können.

Für das Arbeiten mit logischen Funktionen gibt es eine Reihe sehr praktische **Rechenregeln**.

- Rechenregeln mit Konstanten

$$\begin{array}{llll} \bar{0} = 1 & 0 \wedge 0 = 0 & & \\ \bar{1} = 0 & 0 \wedge x = 0 & 1 \wedge x = x & x_1 \wedge x_2 = x_1 x_2 \\ & x \wedge x = x & \bar{x} \wedge x = 0 & \\ & 0 \vee 0 = 0 & & \\ & 0 \vee x = x & 1 \vee x = 1 & \\ & x \vee x = x & \bar{x} \vee x = 1 & \end{array}$$

- Kommutatives Gesetz (Vertauschung)

$$\begin{array}{l} x_1 x_2 = x_2 x_1 \\ x_1 \vee x_2 = x_2 \vee x_1 \end{array}$$

- Assoziatives Gesetz (Verbindung)

$$\begin{array}{l} x_1 x_2 x_3 = x_1 (x_2 x_3) = (x_1 x_2) x_3 \dots \\ x_1 \vee x_2 \vee x_3 = x_1 \vee (x_2 \vee x_3) = (x_1 \vee x_2) \vee x_3 \dots \end{array}$$

- Distributives Gesetz (Verteilung)

$$\begin{array}{l} x_1 (x_2 \vee x_3) = x_1 x_2 \vee x_1 x_3 \\ x_1 \vee (x_2 x_3) = (x_1 \vee x_2)(x_1 \vee x_3) \end{array}$$

- Absorptionsgesetze

$$\begin{array}{l} x_1 \vee x_1 x_2 = x_1 \\ x_1 (x_1 \vee x_2) = x_1 \\ x_1 (\bar{x}_1 \vee x_2) = x_1 x_2 \\ \overline{x_1 \vee \bar{x}_1 x_2} = \overline{x_1} \vee x_2 \\ \overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \\ \overline{x_1 \vee x_2} = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \end{array}$$

Diese Rechenregeln sind mit Wahrheitstabellen ²⁹ oder durch Umformen zu beweisen.

Des Weiteren gelten **Vorrangregeln** für die Schreibweise. Sind keine Klammern gesetzt, gilt:

1. Negation,
2. UND (AND; auch Multiplikationspunkt oder kein Zeichen),
3. ODER (OR)

²⁹ Dabei sind bei mehreren Variablen die Wahrheitstabellen so anzulegen, dass alle Kombinationen entstehen.

Dabei entspricht 2. vor 3. der Regel Punkt- vor Strichrechnung.

Redundante Formeln oder Ausdrücke können mit diesen Regeln vereinfacht werden.

Bedeutet z.B. $y = 1$, dass die Tür offen sein muss, wenn entweder $x_1 = 1$ jemand hereingeht oder $x_2 = 1$ jemand hinausgeht. Die Tür muss also offen ($y = 1$) sein, wenn $x_1\bar{x}_2$ nur jemand hineingeht oder \bar{x}_1x_2 nur jemand hinausgeht oder beides x_1x_2 vorliegt.

$$y = x_1x_2 \vee x_1\bar{x}_2 \vee \bar{x}_1x_2$$

$$y = x_1(x_2 \vee \bar{x}_2) \vee x_2(x_1 \vee \bar{x}_1) \quad \text{Wurde mit Klammern zusammengefasst}^{30}.$$

$$y = x_1 \vee x_2$$

Für das Minimieren bis zur Minimalform (ohne Redundanz) wurden auch graphische Methoden (z.B. [Karnaugh-Veitch-Diagramm](#)) entwickelt. Heute gibt es dazu Rechnerprogramme, mit denen neben dem Minimieren auch eine Optimierung auf die vorhandenen logischen Elemente (z.B. in einem ASIC) durch gezieltes Erweitern stattfindet.

4.1.5 Übungen zu Zahlen, Codierung und Schaltalgebra

Aufgabe 4.1.1

Wandeln Sie die Dezimalzahl 128, 192 und 240 (die in Subnetmasken vorkommen) in eine Hexadezimalzahl, Oktalzahl und Binärzahl um.

Aufgabe 4.1.2

Führen Sie eine bitweise UND-Verknüpfung der Binärzahlen der IP-Adresse 134.28.125.31 mit der Subnetmaske 255.255.255.128 (Dezimalzahlangabe) durch.

Aufgabe 4.1.3

Addieren Sie 118_{Dez} und 10_{Dez} als Binärzahlen. Multiplizieren Sie beide Zahlen als Binärzahlen. Multiplizieren Sie 118_{Dez} und 8_{Dez} als Binärzahlen.

Aufgabe 4.1.4

Geben Sie für ein Codelineal mit 3 bit Auflösung von 0 bis 10 mm den Gray-Code für 5,4 mm an. Wie lautet der Code für 4 bit Auflösung.

Aufgabe 4.1.5

Stellen Sie für beide Schaltungen die Funktionen auf und vergleichen Sie diese.

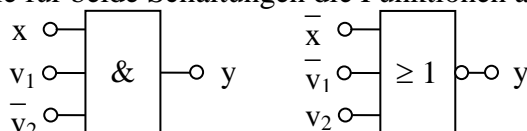


Abb. 4.11: Signal mit zwei Verriegelungen (v_1 =Luftklappe, v_2 =Sicherheitstür)

³⁰ Dabei ist es zulässig, den ersten Term zweimal zu benutzen, da das logische Ergebnis unverändert bleibt.

4.2 Kombinatorische Schaltungen

4.2.1 Entwurf kombinatorischer Schaltungen

Kombinatorische Schaltungen oder **Schaltnetze** bestehen aus OR, (NOR,) AND, (NAND) und NOT Funktionen (Bausteinen), sind aber **speicherfrei**.

Im Allgemeinen findet eine getrennte Betrachtung aller Eingangs- mit den jeweiligen Ausgangsgrößen statt.

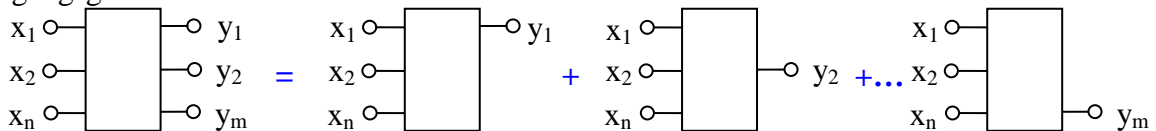


Abb. 4.12: Allgemeines Schaltnetz mit n Ein- und m Ausgängen

Die Aufgabenstellung für ein Schaltnetz muss für jede vorkommende Kombination der Eingänge festlegen, welche Werte die Ausgänge annehmen müssen. Dazu ist eine **Belegungstabelle** zu erarbeiten. Das Beispiel einer Treppenlichtsteuerung soll das demonstrieren.

- x_1 Taster Erdgeschoss (ein oder aus)
- x_2 Taster Obergeschoss (ein oder aus)
- x_3 Zeitschalter (läuft oder abgelaufen)
- y_1 Licht (ein oder aus)
- y_2 Kontrolllicht in den Tastern (ein oder aus)
- y_3 Zeitschalter (starten oder nicht starten)

In der Belegungstabelle müssen die Ausgänge für alle Kombinationen der möglichen Zustände aller Eingänge festgelegt werden. Bei drei Eingängen 8 Kombinationen.

Nr.	x_1	x_2	x_3	y_1	y_2	y_3	
1	0	0	0	0	1	0	nur Kontrollleuchten sollen ein sein
2	1	0	0	1	1	1	wenn Taster 1 betätigt, Licht und Zeitschalter ein
3	0	1	0	1	1	1	wenn Taster 2 betätigt, Licht und Zeitschalter ein
4	1	1	0	1	1	1	gleichfalls, wenn zufällig beide Taster betätigt
5	0	0	1	1	0	0	wenn Licht ein, alles ignorieren
6	1	0	1	1	0	0	wenn Licht ein, alles ignorieren
7	0	1	1	1	0	0	wenn Licht ein, alles ignorieren
8	1	1	1	1	0	0	wenn Licht ein, alles ignorieren

In Kombination 2, 3 und 4 könnten für die geplante Funktion die Kontrollleuchten der Taster auch aus sein.

Aus der Belegungstabelle können die **disjunktiven kanonischen Normalformen** (eine ODER-Verknüpfung aller Eingangsbelegungen für jeweils $y = 1$) für jeden Ausgang erstellt werden. Für y_1 ergibt das die Belegungen 2 bis 8, für y_2 die Belegungen 1 bis 4 und für y_3 die Belegungen 2 bis 4.

$$\begin{aligned}
 y_1 &= \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 x_2 x_3 \vee x_1 x_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 x_2 x_3 \vee x_1 x_2 x_3 \\
 y_2 &= \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 \vee \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 x_2 x_3 \\
 y_3 &= \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3
 \end{aligned}$$

(4.1)

Durch **Minimierung** kann daraus die Form erstellt werden, die den geringsten Bauelementebedarf erfordert.

$$y_3 = (x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee x_1 x_2) \bar{x}_3 = [(x_1 \vee \bar{x}_1) x_2 \vee (x_2 \vee \bar{x}_2) x_1] \bar{x}_3 = \underline{(x_1 \vee x_2) \bar{x}_3}$$

↳ zweimal verwendet

$$y_2 = (\bar{x}_1 \bar{x}_2 \vee x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee x_1 x_2) \bar{x}_3 = \bar{x}_3$$

↳ Klammer immer erfüllt

$$y_1 = (x_1 \vee x_2) \bar{x}_3 \vee (\bar{x}_1 \bar{x}_2 \vee x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee x_1 x_2) x_3 = \underline{(x_1 \vee x_2) \bar{x}_3 \vee x_3}$$

↳ 2...4 wie oben ↳ Klammer immer erfüllt

(4.2)

Technisch würde auch $y_1 = x_3$ für die richtige Funktion reichen; dann würde das Licht erst nach Loslassen des Tasters leuchten.

Die **logische Schaltung** (das Schaltnetz) kann direkt nach den minimierten Funktionen aus der Belegungstabelle aufgebaut werden.

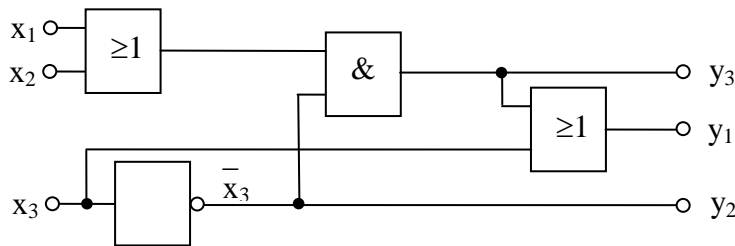


Abb. 4.13: Schaltung der Treppenlichtsteuerung

Für Abb. 4.13 sind in der Regel drei Schaltkreise (1x OR, 1x AND und 1x NOT) notwendig und es bleiben in den üblicherweise verwendeten Mehrfachgattern viele Gatter ungenutzt. Oft ist es günstiger, die Schaltung nur aus einer Sorte Gatter zu realisieren. In diesem Beispiel soll die Treppenlichtsteuerung nur aus NOR-Gattern aufgebaut werden. Dazu sind die drei **Funktionen** (4.2) so zu **erweitern**, dass sie nur negierte ODER ($\overline{a \vee b}$) erfordern. Es kann dazu ohne Veränderung eine doppelte Negation verwendet werden.

$$y_1 = \overline{\overline{(x_1 \vee x_2) \bar{x}_3 \vee x_3}} = \overline{\overline{(x_1 \vee x_2)} \vee \overline{\overline{x_3}} \vee \overline{\overline{x_3}}} = \overline{\overline{(x_1 \vee x_2)} \vee x_3 \vee x_3} = \overline{\overline{(x_1 \vee x_2)} \vee x_3} = \overline{\overline{(x_1 \vee x_2)} \vee x_3}$$

(4.3)

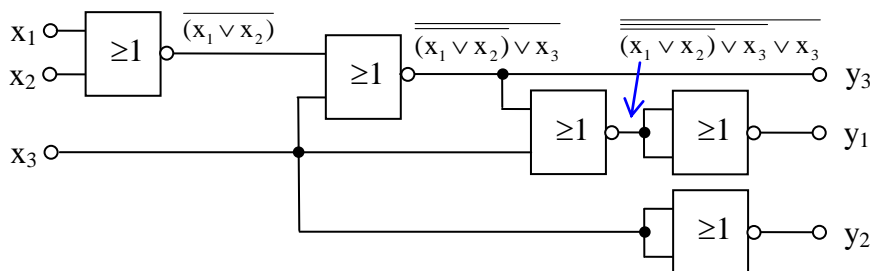


Abb. 4.14: Schaltung der Treppenlichtsteuerung mit 5 NOR-Gattern

Bei der Umformung wurden die Absorptionsgesetze verwendet. Für $\overline{ab} = \overline{a} \vee \overline{b}$ werden also beide Variablen und die logische Funktion ($\wedge \rightarrow \vee$) jeweils „negiert“.

Diese Realisierung benötigt 5 NOR-Gatter; es können demnach z.B. **zwei** Schaltkreise mit je vier NOR-Gattern verwendet werden.

Einige Beispiele sollen das Vorgehen und die Möglichkeiten aufzeigen. Weitere sind in [8] zu finden.

4.2.2 Beispiel - Additionsschaltung

Eine **Analyse des Algorithmus** der Addition ergibt die erforderliche **Belegungstabelle**.

$$\begin{array}{r}
 111 \\
 + 111 \\
 \hline
 1010
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{r}
 7_D \\
 3_D \\
 1 \\
 \hline
 10_D
 \end{array}$$

Überträge

Zuerst wird die **niedrigste Stelle** beider Zahlen betrachtet.

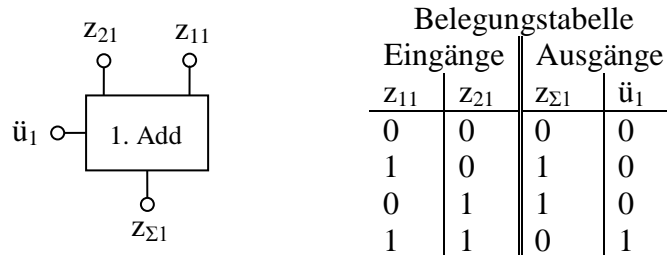


Abb. 4.15: Addition der niedrigsten Ziffern z11 und z21 zweier Zahlen

Die **logischen Funktionen** aus der Belegungstabelle werden:

- für die Summe (disjunktive Normalform; für zwei Ausdrücke wird dabei zΣ1 = 1)

$$z_{\Sigma 1} = z_{11} \bar{z}_{21} \vee \bar{z}_{11} z_{21} \quad ^{31},$$

- und für den Übertrag (mit nur einem Ausdruck)

$$\bar{u}_1 = z_{11} z_{21}$$

eine einfache UND-Verknüpfung.

Für die **n-te Stelle** muss der Übertrag der (n-1)-ten Stelle zusätzlich berücksichtigt werden.

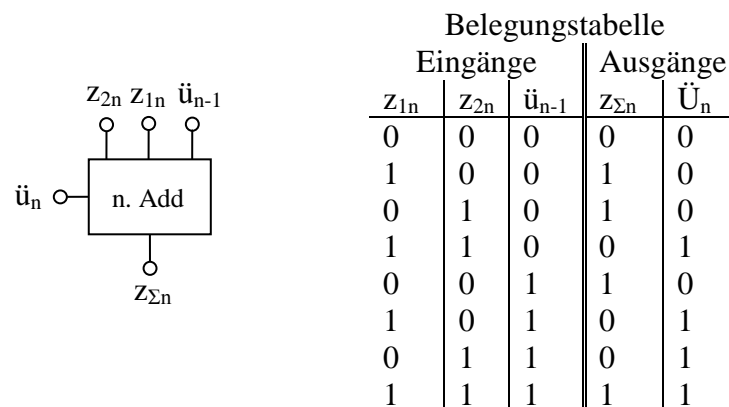


Abb. 4.16: Addition der n-ten Ziffern z1n und z2n zweier Zahlen

Die **logischen Funktionen** für die n-te Stelle (mit je vier Ausdrücken) werden:

$$z_{\Sigma n} = z_{1n} \bar{z}_{2n} \bar{u}_{n-1} \vee \bar{z}_{1n} z_{2n} \bar{u}_{n-1} \vee \bar{z}_{1n} \bar{z}_{2n} u_{n-1} \vee z_{1n} z_{2n} u_{n-1}$$

$$\bar{u}_n = z_{1n} z_{2n} \bar{u}_{n-1} \vee z_{1n} \bar{z}_{2n} u_{n-1} \vee \bar{z}_{1n} z_{2n} u_{n-1} \vee z_{1n} z_{2n} u_{n-1}$$

Nach dem **Minimieren** wird daraus:

$$z_{\Sigma n} = (z_{1n} \bar{z}_{2n} \vee \bar{z}_{1n} z_{2n}) \bar{u}_{n-1} \vee (z_{1n} \bar{z}_{2n} \vee z_{1n} z_{2n}) u_{n-1}$$

$$z_{\Sigma n} = (z_{1n} \bar{z}_{2n} \vee \bar{z}_{1n} z_{2n}) \bar{u}_{n-1} \vee (z_{1n} \bar{z}_{2n} \vee z_{1n} z_{2n}) u_{n-1} \quad ^{32}$$

$$\bar{u}_n = z_{1n} z_{2n} \bar{u}_{n-1} \vee z_{1n} \bar{z}_{2n} u_{n-1} \vee \bar{z}_{1n} z_{2n} u_{n-1} \vee z_{1n} z_{2n} u_{n-1}$$

$$\bar{u}_n = z_{1n} z_{2n} (\bar{u}_{n-1} \vee u_{n-1}) \vee (z_{1n} z_{2n} \vee \bar{z}_{1n} z_{2n}) u_{n-1} = z_{1n} z_{2n} \vee (z_{1n} \bar{z}_{2n} \vee \bar{z}_{1n} z_{2n}) u_{n-1}$$

³¹ Das entspricht einem Exklusiv – Oder also der Funktion „entweder oder“. EXOR-Baustein oder Symbol „=1“

³² Vergleiche Belegungstabelle; zΣn entspricht $\bar{A} \bar{u}_{n-1} \vee \bar{A} u_{n-1}$

In der Praxis hat es sich bewährt, einen Baustein für einen **Halbaddierer** und mit zwei Halbaddierern einen **Volladdierer** für die Addition einer Stelle zu realisieren. Diese Volladdierer können dann **je nach Anzahl Stellen aneinandergelängt** werden. So erreicht man eine sehr flexible Anordnung.

Der Halbaddierer entspricht der Addition der niedrigsten Stelle einer Ziffer.

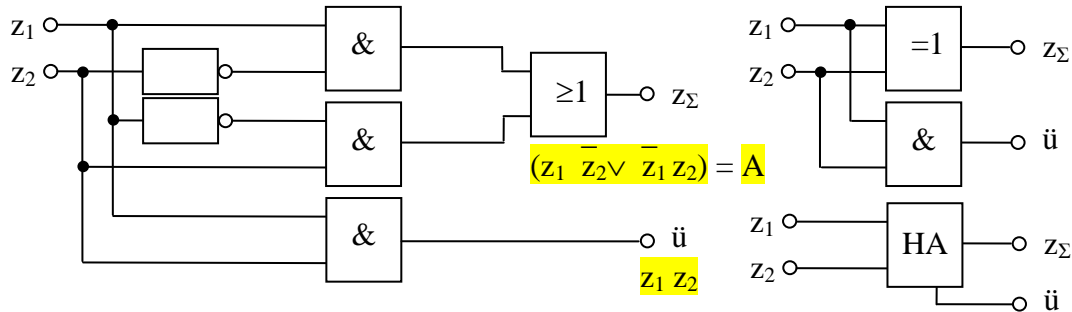


Abb. 4.17: Halbaddierer mit NOT, AND u. OR, mit EXOR u. AND und als Symbol

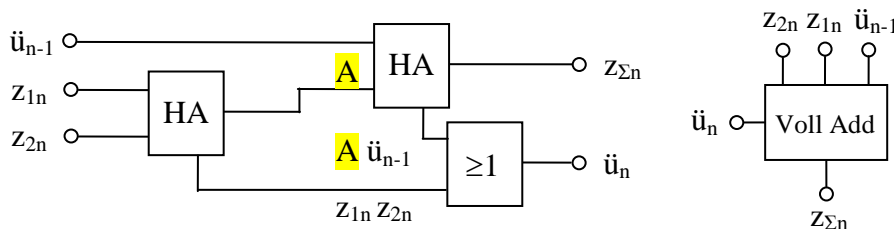


Abb. 4.18: Volladdierer mit zwei Halbaddierern und AND sowie als Symbol

Für eine **Addition von m Ziffern** werden m Volladdierer verbunden.

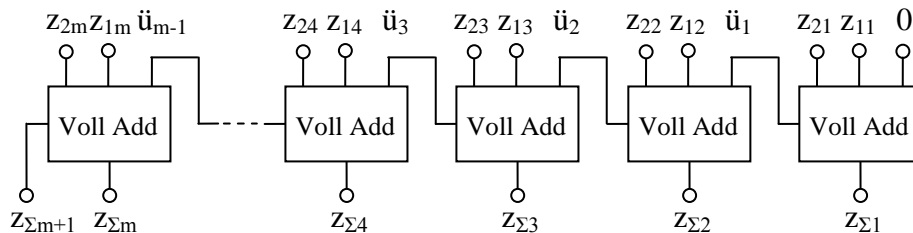


Abb. 4.19: Addition von zwei Zahlen mit m Ziffern

In der Rechentechnik werden viele weitere kombinatorische Schaltungen (also Schaltungen ohne Speicher) verwendet. So z. B. Vergleicher (>, =, <), zur Multiplikation die Linksverschiebung, zur Division die Rechtsverschiebung oder die Komplementbildung.

4.2.3 Übungsaufgaben und Versuch zu Schaltnetzen

Aufgabe 4.2.1

Entwickeln Sie die Belegungstabelle, die Funktion und die Schaltung für einen Vergleich zweier logischer Werte entsprechend $y = x_1 > x_2$ (Werte jeweils True oder False).

Aufgabe 4.2.2

Entwickeln Sie für die Treppenlichtsteuerung nach (4.2) eine Schaltung ausschließlich mit NAND-Gattern.

Aufgabe 4.2.3 – Versuch zu Schaltnetzen

Untersuchung der Schaltungen der Treppenlichtsteuerung.

Versuchsaufbau:

Stecken Sie auf einem Testbrett die Schaltungen mit jeweils zwei vierfach NOR bzw. NAND Bausteinen. Die Eingänge sind mit Steckern entsprechend dem gewünschten Zustand auf Masse bzw. +5 V zu legen. Verbinden Sie die Ausgänge der Schaltung mit je einer Anzeigediode.

Versuchsdurchführung:

Überprüfen Sie die gesamte Belegungstabelle.

Zusammenfassung der Versuchsergebnisse:

Nur die vollständige Überprüfung der Belegungstabelle stellt die richtige Funktion sicher.

4.3 Sequentielle Schaltungen

4.3.1 Wichtige Speicheranordnungen

Sequentielle Schaltungen oder **Schaltwerke** bestehen aus Schaltnetzen mit **Speichern** (mindestens einem) **zur Rückführung** von Ausgangs- zu den Eingangswerten.

In Abb. 4.20 wird das Grundprinzip eines Schaltwerkes dargestellt. Je nach Arbeitsweise sind dabei verschiedene Speichertypen einzusetzen.

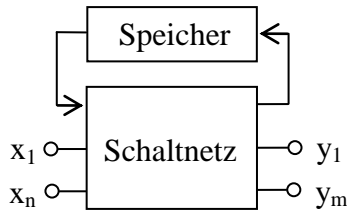


Abb. 4.20: Prinzip eines Schaltwerks

Speicher werden in der Elektronik durch bistabile Kippstufen realisiert. Diese können asynchron oder synchron arbeiten.

Die **asynchrone Kippstufe** wird als **RS-Flipflop** z.B. durch zwei NOR realisiert. Dabei existieren ein Eingang zum **Setzen** des Speichers und ein zweiter zum Löschen (**Reset**). Normalerweise steht sowohl der Ausgang (Q) als auch der negierte Ausgang zur Verfügung.

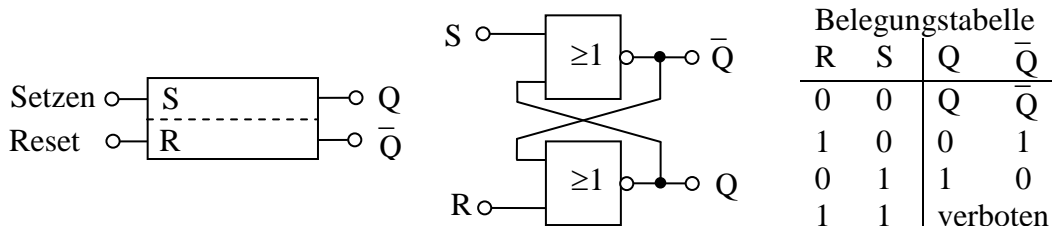


Abb. 4.21: RS-Flipflop als Symbol, mit zwei NOR-Gattern und Belegungstabelle

Liegt an S und R „Null“ (entspricht Lowpegel), bleibt der gespeicherte Wert (0 oder 1) erhalten. Würden beide Eingänge gleichzeitig „1“ (entspricht Highpegel), wäre der Ausgang von vielen Zufällen abhängig und ist somit undefiniert. Dieser Fall ist deshalb verboten.

RS-Flipflops werden in der Praxis aus zwei NOR-Gattern realisiert und stehen in der Regel nicht als Spezialbausteine zur Verfügung.

Eine **synchrone Kippstufe** enthält zusätzlich zum RS-Flipflop eine Taktsteuerung und wird auch als Auffangflipflop bezeichnet.

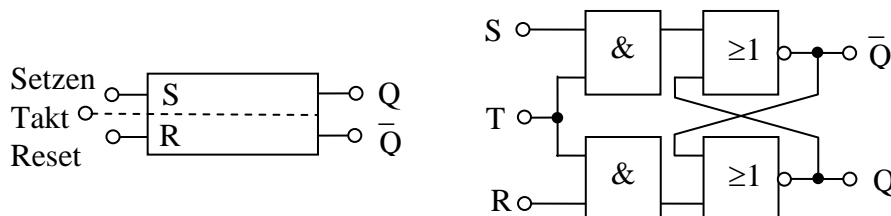


Abb. 4.22: Taktgesteuertes RS-Flipflop und Schaltung mit Gattern

Durch die zusätzlichen UND-Gatter wirken die Signale an R bzw. S nur dann am RS-Flipflop, wenn gleichzeitig das Taktsignal auf „1“ liegt. Sind mehrere dieser Flipflops hintereinander angeordnet, könnte während der Taktzeit der Wert durch mehrere Speicher laufen. Die

Taktung soll aber für eine eindeutige Übernahme sorgen und keine weiteren Veränderungen zulassen.

Dazu ist in einem **RS-Master-Slave-Flipflop** neben dem Hauptspeicher ein Zwischenspeicher notwendig. Während des Taktes erfolgt so eine Übernahme in den Zwischenspeicher und nach Taktende die Übergabe in den Hauptspeicher.

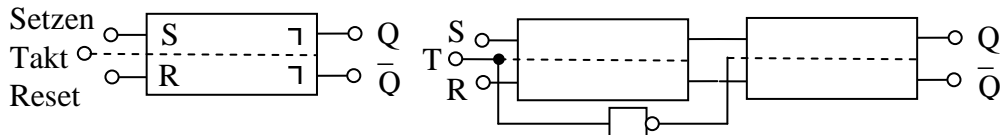


Abb. 4.23: RS-Master-Slave-Flipflop und Aufbau aus zwei getakteten RS-Flipflops

Ist das Taktsignal auf „1“, lassen beide UND-Gatter des ersten getakteten RS-Flipflops (siehe Abb. 4.22) die Signale „R“ bzw. „S“ durch, während die des zweiten getakteten RS-Flipflops durch das NOT-Gatter sperren. Damit ist der **erste Speicher offen** und kann übernehmen und der **zweite gesperrt**. Nach Taktende (Taktsignal = 0) wird der **erste Speicher gesperrt**, durch das NOT-Gatter ist der **zweite offen** und so erfolgt die Übergabe an den Hauptspeicher.

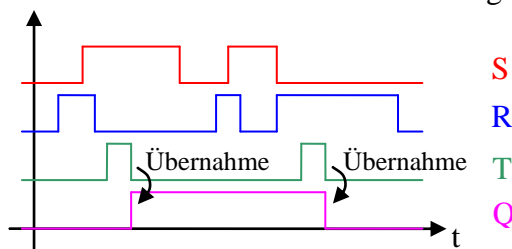


Abb. 4.24: Taktschema mit Störimpulsen

Es bleibt aber nach wie vor das gleichzeitige Auftreten von $R = S = 1$ (während des Taktes) verboten und würde zu ungewollten Zuständen führen.

Das wird durch eine weitere Verriegelung in einem **JK-Master-Slave-Flipflop** gelöst.

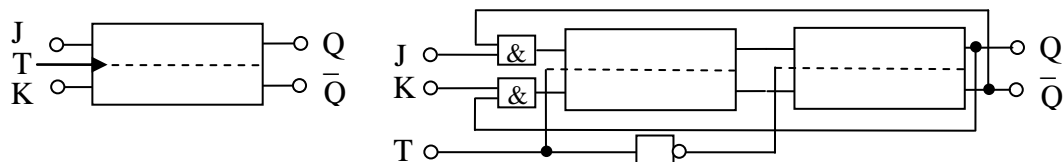


Abb. 4.25: JK-Master-Slave-Flipflop und Aufbau aus zwei getakteten RS-Flipflops

Liegt an J und K gleichzeitig „1“, ist je nach dem Wert von Q das obere oder untere UND-Gatter geöffnet. Durch die gekreuzte Rückführung erfolgt nach Taktende eine Umkehrung von Q (Q wird \bar{Q}). Damit wird die Belegungstabelle nach Taktende:

K	J	Q	
0	0	Q	Speichern Wert wird gehalten
1	0	0	Löschen (Reset)
0	1	1	Setzen
1	1	\bar{Q}	Umkehr von Q gegenüber vor dem Takt

Die R- und S-Eingänge können zur Voreinstellung als allgemeines Preset und Reset zusätzlich herausgeführt sein. Damit ist das JK-Master-Slave-Flipflop ein **universell einsetzbares** Speicherelement.

Anwendung für **Teilerschaltungen**

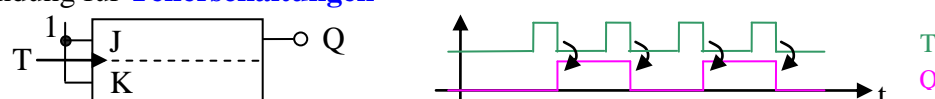


Abb. 4.26: Teilung der Taktfrequenz auf $f/2$

Werden an einem JK-Master-Slave-Flipflop J und K ständig auf „1“ gelegt, erfolgt **zum Ende jedes Taktsignals eine Umkehr des Ausgangs Q** (siehe Abb. 4.26). Das so entstehende Ausgangssignal hat demzufolge genau die halbe Frequenz. Werden jeweils an den Ausgang die Takteingänge gleicher Schaltungen (entsprechend Abb. 4.26) angeschlossen, wird die Frequenz immer wieder auf die Hälfte geteilt. So sind **Teiler für $f/2^n$** realisierbar. Durch eine spezielle Beschaltung sind aber auch ungerade Teiler möglich.

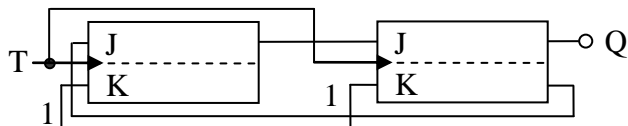


Abb. 4.27: Teiler auf $f/3$

Für $Q_1 = Q_2 = 0$ ist $J_1 = \bar{Q}_2 = K_1 = 1$ aber $J_2 = Q_1 = 0$ und $K_2 = 1$. Nach dem Ende des ersten Taktes wird nach der Belegungstabelle Q_1 also umgekehrt ($\rightarrow 1$), während Q_2 gelöscht wird (\rightarrow bleibt 0). Nun sind $J_1 = J_2 = K_1 = K_2 = 1$ und nach dem Ende des zweiten Taktes kehren sich beide Ausgänge um. Es werden $Q_1 = 0$ und $Q_2 = 1$. Jetzt sind $J_1 = \bar{Q}_2 = 0$ und $J_2 = Q_1 = 0$ und es werden nach dem Ende des dritten Taktes beide Ausgänge gelöscht (bleiben oder werden 0). Das ist wieder der Anfangszustand. Aus **drei Takten** wird also immer **einer**. (Da die Taktfrequenz von vornherein kein Taktverhältnis von 1:1 haben muss, ist es kein Problem, dass $f/3$ ebenfalls kein Taktverhältnis von 1:1 hat.)

Anwendung für **Zählerschaltungen**

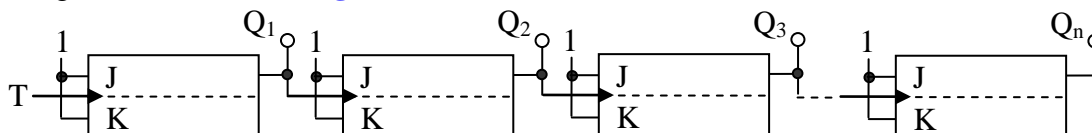


Abb. 4.28: Binärzähler für die Taktfrequenz mit Anzeige von n Binärziffern

Da jeder Baustein die Taktfrequenz auf die Hälfte teilt, erscheinen zum Schluss Q_n bis Q_1 als Anzahl der Impulse. Dieser **Binärzähler** ergibt somit sofort eine Binärzahl.

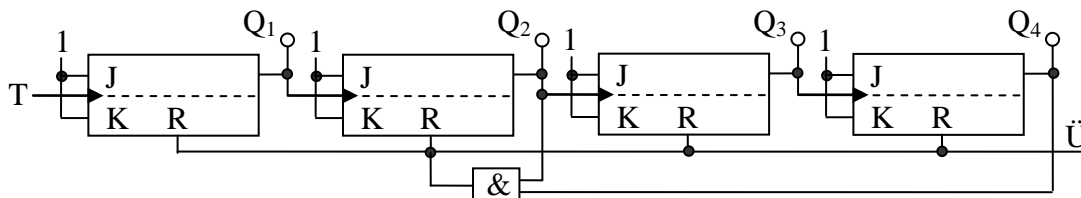


Abb. 4.29: Dezimalzähler mit BCD Code und Übertrag für die nächste Dekade

Ein **Dezimalzähler** wird realisiert, indem bei Erreichen der Ziffer 10_D (1010_B ergibt am UND-Gatterausgang 1) alle Bausteine zurückgesetzt werden und die Zählung mit dem 11. Impuls neu beginnt. Gleichzeitig wird der Rücksetzimpuls als Übertrag für den Takteingang der nächsten Dekade genutzt.

Für die dargestellten Zählerschaltungen wirken sich die Ein- und Ausschaltzeiten der Bausteine als Laufzeitverzögerungen zwischen den Bausteinen aus. Das ergibt eine **asynchrone Zählung** wodurch kurzzeitig Zwischenzustände möglich sind, die nicht dem aktuellen Zählerstand entsprechen.

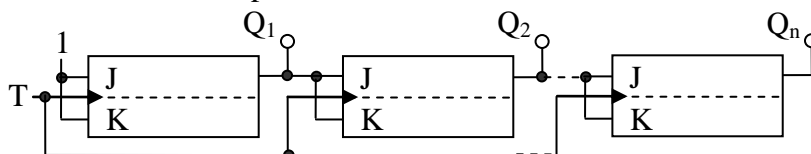


Abb. 4.30: Synchrone Kopplung für Zähler

Die Kopplung der Stufen des Zählers nach Abb. 4.30 ermöglicht eine **synchrone Zählung**, da nach Taktende alle Stufen den aktuellen Wert haben. (Laufzeiten liegen vor Taktende und das Taktende wirkt an allen Stufen gleichzeitig.)

Diese **universellen Zähler** mit **Voreinstellung** können zusätzlich durch eine Umschaltung als **Vorwärts- und Rückwärtszähler**³³ ausgelegt werden.

Zähler sind als Schaltkreise in vielen Konfigurationen und Varianten verfügbar.

Anwendung für **Schieberegister-** und **Ringzählerschaltungen**

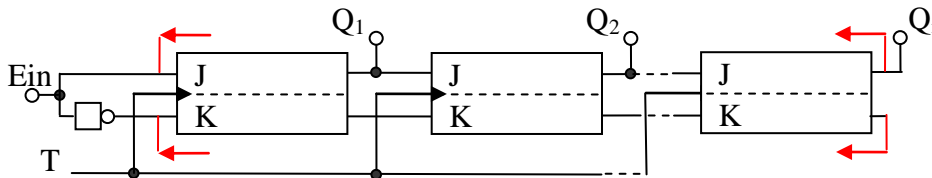


Abb. 4.31: Schieberegister und Ringzähler (mit roter Rückführung)

Wird am Eingang ein Bit-Muster eingespeist, **läuft dieses Bit-Muster mit jedem Taktsignal Stufe für Stufe durch das Schieberegister** (da eine „1“ am Ausgang ein Setzen der nächsten Stufe am Ende des folgenden Taktes bewirkt; eine „0“ bewirkt ein Löschen). Dazu muss die Taktfrequenz größer oder bestenfalls gleich der Bit-Änderungsfrequenz sein. Wenn die Taktfrequenz groß genug ist, finden sich in der Belegung der Stufen auch die richtigen Zeitabstände wieder.

Wird die rote Rückführung in Abb. 4.31 genutzt, ergibt sich ein Ringzähler. Ein voreingestelltes **Bit-Muster läuft mit jedem Takt im Kreis** eine Stelle weiter herum.

Außer bistabilen Kippstufen können **monostabile** und **astabile** Kippstufen realisiert und genutzt werden.

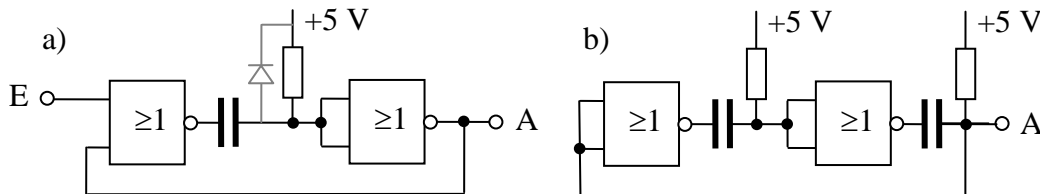


Abb. 4.32: a) Monostabile und b) astabile Kippstufen

Bei der monostabilen Kippstufe wird im **Ruhezustand** kein Ladestrom für C fließen. Das ergibt folgenden **stabilen Zustand**: Eingänge des ersten NOR „0“ und Ausgang „1“, Eingänge des zweiten NOR beide „1“ und Ausgang „0“ (so ist auch wirklich der untere Eingang des ersten NOR „0“ und C ungeladen). Wird an den Eingang ein kurzer Impuls gelegt, wird der Ausgang des ersten NOR „0“. Da sich der Kondensator nur langsam aufladen kann, muss das Nullsignal erst einmal auch an beiden Eingängen des zweiten NOR liegen und der Ausgang wird „1“. Damit ist ein Eingang des ersten NOR weiterhin „1“, auch wenn der Impuls zu Ende ist. Dieser **Zustand ist instabil**, weil sich der Kondensator auflädt und nach einer (durch R, C und den Schwellspannungen) festgelegten Zeit die Spannung an den Eingängen des zweiten NOR dieses durchschaltet. Damit wird der Ausgang „0“, demzufolge sind beide Eingänge des ersten NOR „0“ und der Ausgang wieder „1“. Da der Kondensator noch aufgeladen ist, würden die Eingänge des zweiten NOR auf fast 10 V angehoben werden. Die Diode ist dann aber in Durchlassrichtung und entlädt den Kondensator sehr schnell. Dadurch ist die monostabile Stufe sofort wieder im **stabilen Ruhezustand** (und erneut einsatzfähig) und

³³ Eine voreingestellte Zahl wird zurückgezählt und kann normalerweise bei Erreichen von Null einen Impuls (z.B. als Interruptsignal) auslösen.

die Eingänge des zweiten NOR werden vor **Überspannung geschützt**. Die Anwendung findet für die **Herstellung einer gewissen Impulslänge** statt.

Die astabile Kippstufe hat keinen **stabilen Ruhezustand**, sondern es läuft umgekehrt der gleiche instabile Vorgang ab. Damit schalten entsprechend R, C und den Schwellspannungen beide NOR immer hin und her. Die Anwendung erfolgt zur **Schwingungserzeugung**.

Weitere Anordnungen sind in [8] zu finden.

4.3.2 Beispiel für den Entwurf einer Ablaufsteuerung

Ablaufsteuerungen bzw. **Schrittketten** sind die Hauptanwendungen von **Schaltwerken**. Für diese ist heute eine Programmiersprache in der IEC 61131-3 festgelegt.

Als Beispiel soll die Regelung einer Heizungsanlage für ein Wohnhaus entworfen werden. Der **Ausgangspunkt** ist die **Analyse deren Funktion**. Die Hauptfunktionen sind:

- das Verarbeiten des manuellen Ein- und Ausschaltens der Anlage,
- die Steuerung der Umwälzpumpe (Einschalten, wenn die Heizung läuft),
- die temperaturabhängige Steuerung des Brenners und
- die Steuerung von Kontrolllampen für Pumpe und Brenner.

In diesem vereinfachten Beispiel soll die Temperaturregelung durch Ein- und Ausschalten des Brenners zwischen oberem und unterem Temperatursollwert des Raumes realisiert werden.

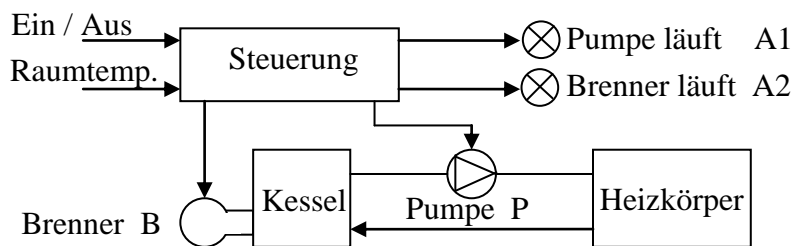


Abb. 4.33: Prinzipdarstellung der Heizungsanlage

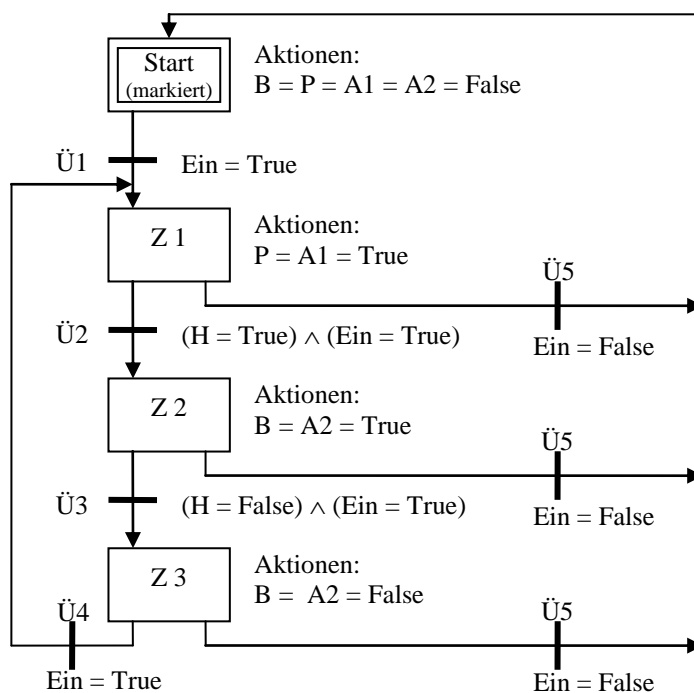


Abb. 4.34: Funktionsplan der Steuerung (Ablaufsteuerung)

Im (analog zu IEC 61131-3 erstellten) **Funktionsplan der Steuerung** (Abb. 4.34) bedeuten:

- Start = **Startzustand**, dieser ist zu Beginn aktiviert (markiert) und seine Aktionen werden sofort zu Beginn ausgeführt (**Ausgangszustand** wird hergestellt).
- Z1 bis Z3 = **Zustände** mit ihren **Aktionen**.
- Ü1 bis Ü5 = Übergangsbedingungen (**Transitionen**); wenn sie erfüllt sind, wird der **nächste Zustand aktiviert** und der **alte Zustand deaktiviert**, somit werden danach die Aktionen des neuen Zustandes ausgeführt.
- Ein = True, wenn die Heizung manuell eingeschaltet wurde, sonst False.
- H = Wärmeanforderung, sie ist True, wenn die Isttemperatur kleiner ist als die untere Solltemperatur ($t_{ist} < t_{soll\ untere}$), und False, wenn ($t_{ist} > t_{soll\ obere}$) ist.

Die Transitionen in Abb. 4.34 wurden so dargestellt, dass bei mehreren möglichen logisch immer nur eine richtig sein kann (mit Hilfe der UND Verknüpfungen). Praktisch sind auch **Prioritäten** einstellbar.

Die Aktionen des Zustands Z3 werden (wie mindestens für jeden Zustand) **genau einmal durchgeführt**, weil eine der anschließenden Transitionen immer sofort erfüllt ist.

Auf der Basis des Funktionsplanes kann eine **Hardwaresteuerung** als **Schrittfolge** (eine Grundform des Schaltwerkes) entworfen werden.

Jeder Hardwareschritt besteht aus einem Speicher, der zur **Aktivierung** gesetzt und zur **Deaktivierung** gelöscht werden kann. Der **Speicherausgang steuert die Aktionen**. Beim Start (Power-On-Reset) erhält der Speicher des ersten Schritts ein **Preset-** und alle anderen einen **Reset-Impuls**. D.h., nur der erste Schritt ist nach dem Start aktiviert.

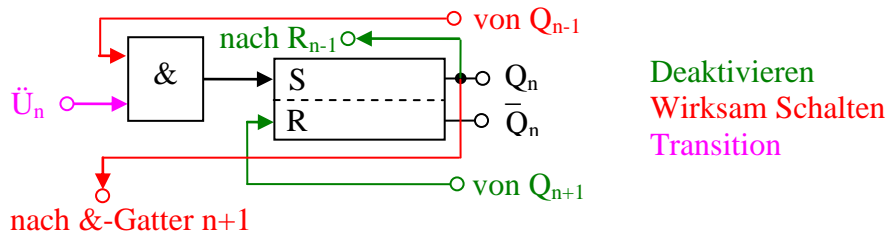


Abb. 4.35: Hardware für den n-ten Schritt

Nur, wenn der **vorherige Schritt aktiv** ist ($Q_{n-1} = 1$), **wirkt die Transition** (\ddot{U}_n) über das UND-Gatter. Wird dieser Schritt durch $\ddot{U}_n = 1$ ($\rightarrow S = 1 \rightarrow Q_n = 1$) aktiv, wirkt $Q_n = 1$ auf R_{n-1} zurück und **löscht** den Speicher des **vorherigen Schritts**. Durch $Q_n = 1$ wird außerdem die **Transition des nächsten Schritts auf Durchgang** gesetzt. Wenn der nächste Schritt aktiv wird ($Q_{n+1} = 1$), wird der **jetzige Schritt vom nächsten über R gelöscht** (deaktiviert).

Q_n und \bar{Q}_n werden zum Schalten der **Aktionen** eingesetzt.

Die Übergangsbedingungen werden z.B. durch kombinatorische Schaltungen realisiert. Für die Aktionen werden weitere Speicher benötigt, wenn sie über den aktuellen Schritt hinaus bestehen sollen. Dabei können durch kombinatorische Schaltungen zusätzlich Verriegelungen realisiert werden.

Der Funktionsplan (Abb. 4.34) zeigt, dass einige Zustände von **mehreren Transitionen** aktiviert werden können. Darüber hinaus sind dann auch **mehrere Vorgänger** vorhanden. Auch das muss durch entsprechende kombinatorische Schaltungen berücksichtigt werden.

Abb. 4.36 stellt die vollständige Schaltung der Hardware des Beispiels der vereinfachten Heizungssteuerung vor.

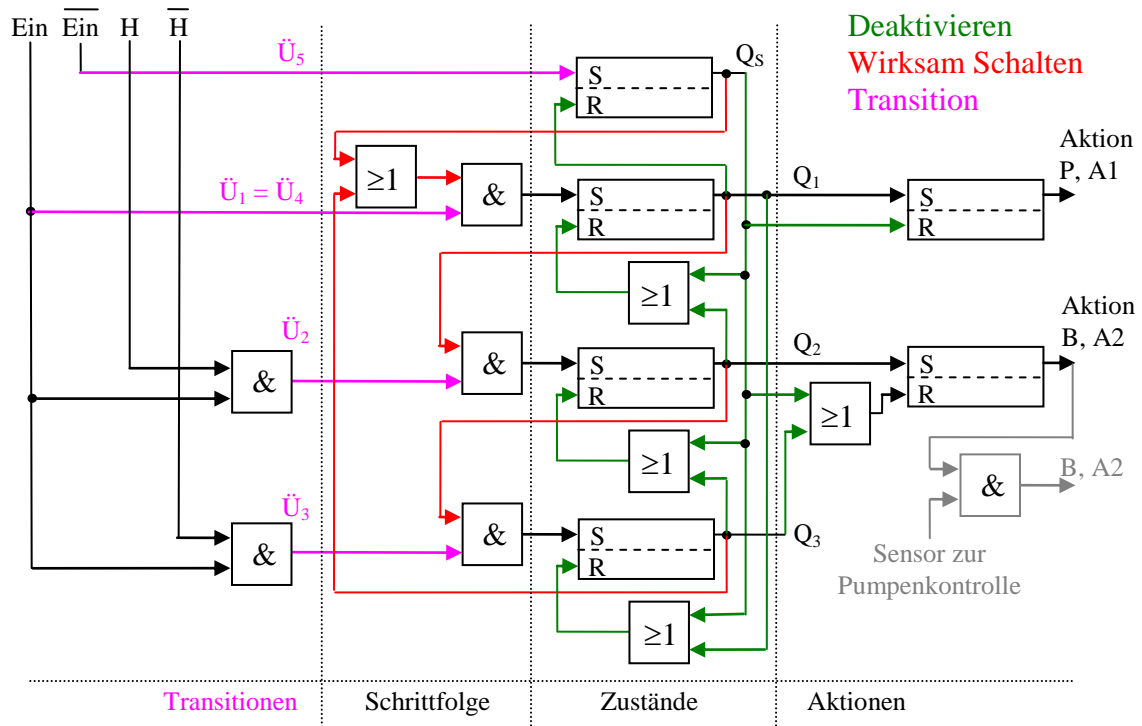


Abb. 4.36: Hardware der Heizungssteuerung

Es ist deutlich zu sehen, dass bei mehreren Nachfolgern durch das ODER-Gatter jeder Zustand löschen kann (der 1. und 2. Zustand je durch den Zustand Start als auch den unmittelbaren Nachfolger; der 3. Zustand durch den Zustand Start als auch den 1. Zustand). Genauso wird die Transition des 2. Zustands sowohl vom Zustand Start als auch vom 4. auf wirksam geschaltet.

Eine **Verriegelung** für den Fall, dass die Pumpe ausfällt und somit nicht wirksam ist, zeigt die zusätzliche grau angedeutete Schaltung.

Nicht dargestellt worden sind die **Verbindungen des Preset-Pins** vom Zustand Start und der **Reset-Pins** aller anderen an den Reset-Taster. Weiterhin muss die **Spannungsversorgung** der Bausteine berücksichtigt werden.

4.3.3 Versuch zur Schrittkette

Untersuchung der Schaltung der Heizungssteuerung.

Versuchsaufbau:

Stecken Sie auf einem Testbrett die Schaltung.

Es steht ein vorbereitetes Modul der Schrittkette zur Verfügung. Für die Wärmeanforderung mit Temperaturerfassung kann ein Vergleichersbaustein genutzt werden. Der Einschalter ist mit einem Umschalter zwischen Masse bzw. +5 V zu realisieren. Verbinden Sie die Ausgänge der Aktionen mit je einer Anzeigediode.

Versuchsdurchführung: Überprüfen Sie die Funktion aller Kombinationen von Ein und H.

Zusammenfassung der Versuchsergebnisse:

Nur die vollständige Überprüfung aller Kombinationen stellt die richtige Funktion sicher. Es

Grundlagen der Halbleiterbauelemente sowie Analyse analoger und digitaler Schaltungen

sind Fehler im vorbereiteten Modul zu finden.

4.4 Richtungen der weiteren Entwicklung

Die in 4.2 und 4.3 dargestellten Bausteine und deren Möglichkeiten sind nach wie vor für kleinere Aufgaben sehr vorteilhaft einsetzbar. Die weitere Entwicklung geht über

- SPLD (Simple Programmable Logic Device),
- PLA (Programmable Logic Array),
- PAL (Programmable Array Logic),
- GAL (Gate Array Logic),
- CPLD (Complex Programmable Logic Device),
- FPGA (Field Programmable Gate Array) bis zum
- ASIC (Application Specific Integrated Circuit)

zu **hochintegrierten Logikanordnungen**, die in der Regel von einem Konfigurationsprogramm einmalig **frei konfiguriert** (Erstellen des gewünschten Schaltnetzes bzw. -werkes) werden können. In diesen Bausteinen ist je nach Typ eine relativ große Anzahl von Gattern, Speichern ... Ein- und Ausgänge, evtl. A/D- und D/A-Wandler usw. enthalten.

Eine andere Entwicklungsrichtung geht zu **programmierbaren bis zu prozessorgesteuerten Lösungen**. SPS (Speicherprogrammierbare Steuerungen) standen am Anfang, heute wird insbesondere für größere Aufgaben vorteilhaft ein Industrie-PC eingesetzt.

Aus den in 4.2 und 4.3 aufgezeigten Entwicklungen sind auch die für SPS genormten Programmiersprachen (IEC 61131-3) mit hervorgegangen und viele **Lösungen wurden direkt übernommen** (z.B. die Schrittkette).

5 Beispielaufgabe Prozessinterface für einen PC

Zum Sammeln erster eigener praktischer Erfahrungen bietet sich eine [Projektaufgabe](#) an. Immer wieder wird es notwendig sein, Sensoren und Aktoren an die Ein- und Ausgänge von SPS, Feldbusknoten oder PC anzupassen. Ob neue, günstig verfügbare oder als Ersatz beschaffte Sensoren oder Aktoren zum Einsatz kommen, normalerweise ist ein zusätzliches [Interface](#) erforderlich.

Gegebene Sensoren:

1. Temperatursensor PT 100
2. Durchflussmesswertgeber mit 125 Impulsen pro Liter und $R_a = 15 \text{ k}\Omega$ oder ∞

Gegebener Aktor:

Es muss ein Relais (12 V Steuerspannung, 230 V und 2 A Wechselfspannung/strom für die Schaltkontakte) angesteuert werden.

Der an das Interface anzuschließende Prozesseingang wird über USB an einen PC angeschlossen und hat Low-Power-Schotky TTL Ein- und Ausgänge sowie A/D-Wandlereingänge für 0...10 V. Für dieses Gerät stehen ein OPC-Server und Prozessvisualisierungssoftware zur Verfügung.

6 Literaturverzeichnis

- [1] Dörner, Dietrich: Die Logik des Misslingens, S. 58 und insgesamt, Rowohlt Verlag GmbH 1989
- [2] Mierdel, G.: Elektrophysik, S. 15-74, insbesondere 42 ff und 66 ff, VEB Verlag Technik Berlin 1970
- [3] Spenke, Eberhard: Elektronische Halbleiter, S. 4-30 und 247-390, Springer Verlag Berlin/Heidelberg/New York 1965
- [4] Paul, Reinhold: Halbleiterphysik, S. 78-125, VEB Verlag Technik Berlin 1974
- [5] Weißmantel, Christian und Hamann, Claus; Grundlagen der Festkörperphysik, S. 88, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften Berlin 1981
- [6] Boeck, Erich: Theoretische Untersuchungen des Impulsverhaltens von Lumineszenzdioden, Heft 9 S. 989-994, Wissenschaftliche Zeitschrift der Universität Rostock 27. Jahrgang (1978) Mathematisch-Naturwissenschaftliche Reihe
- [7] Lindner, Brauer, Lehmann: Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik, S. 402-411 und 424-425, Fachbuchverlag Leipzig-Köln 1993
- [8] Tietze, Ulrich und Schenk, Christoph: Halbleiterschaltungstechnik, insgesamt, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York 1991