

Industrielle Elektronik

Lehrbehelf für die Vorlesungen

E 2 B

für die Studienrichtungen
Kunststofftechnik,
Werkstoffwissenschaften

Elektronik

für die Studienrichtung
Angewandte Geowissenschaften

F. Aschenbrenner

Inhalt	1
1. Einführung	6
1.1. Begriffe	8
1.1.1. Spannung und Strom.....	8
1.1.2. Darstellung von Wechselspannungen und Strömen	10
1.1.3. Impedanz	10
1.1.4. Admittanz	11
1.1.5. Komplexer Verstärkungsfaktor	12
1.1.6. Quellen.....	13
2. Passive Bauelemente.....	14
2.1. Ohmsche Widerstände.....	14
2.1.1. Festwiderstände	15
2.1.1.1. Drahtwiderstände	15
2.1.1.2. Kohleschichtwiderstände.....	16
2.1.1.3. Metallschichtwiderstände	16
2.1.1.4. Massewiderstände	17
2.2.2. Allgemeine Merkmale von Widerständen	17
2.1.3. Stellbare Widerstände	18
2.1.4. Veränderbare Widerstände.....	19
2.1.4.1. Dehnungsmessstreifen.....	19
2.1.4.2. Thermisch veränderbare Widerstände.....	20
2.1.4.3. Fotowiderstände	21
2.1.4.4. Varistoren (VDR)	22
2.1.4.4. Feldplatten (MDR)	22
2.2. Kondensatoren.....	23
2.2.1. Prinzipieller Aufbau von Kondensatoren	24
2.2.2. Allgemeine Merkmale von Kondensatoren.....	24
2.2.3. Festkondensatoren	26
2.2.3.1. Papierkondensator	26
2.2.3.2. Kunststoffkondensatoren.....	27
2.2.3.3. Metallpapierkondensatoren (MP)	27
2.2.3.4. Metall-Kunststoffkondensator (MK).....	28
2.2.3.5. Metall-Lackkondensator (ML).....	28
2.2.3.6. Keramikkondensator	28

2.2.3.7. Glimmerkondensator	29
2.2.3.8. Elektrolytkondensator (Elko)	29
2.2.3.9. Allgemeine Eigenschaften von Festkondensatoren	32
2.2.4. Mechanisch veränderbare Kondensatoren	33
2.2.4.1. Drehkondensator	33
2.2.4.2. Trimmkondensator	33
2.2.5. Schaltung von Kondensatoren	33
2.2.5. Kapazität von verschiedenen Anordnungen	34
2.3. Induktivitäten	36
2.3.1. Prinzipieller Aufbau von Induktivitäten und Allgemeines	37
2.3.2. Allgemeine Merkmale von Induktivitäten	39
2.3.3. Ausführungsformen von Induktivitäten	41
2.3.3.1. Luftspulen	41
2.3.3.2. Niederfrequenz-Spulen mit Eisenkern	41
2.3.3.3. Hochfrequenz-Spulen mit Kern	42
2.3.3.4. Gekoppelte Spulensysteme	43
2.3.3.5. Schaltung von Induktivitäten	45
2.3.3.5. Induktivität von verschiedenen Anordnungen	46
2.4. Schaltungen mit passiven Bauelementen	49
2.4.1. R-C-Kombinationen	49
2.4.1.1. Tiefpass	49
2.4.1.2. Hochpass	50
2.4.1.3. Wien-Glied, R-C-Bandpass	52
2.4.1.4. R-C-Brückenpass	53
2.4.1.5. Schalten einer R-C-Kombination	54
2.4.2. R-L-Kombinationen	56
2.4.2.1. Tiefpass	56
2.4.2.3. Schalten einer R-L-Kombination	57
2.4.3. R-L-C-Kombinationen	59
2.4.3.1. R-L-C-Bandsperre	59
2.4.3.2. R-L-C-Bandpass (Verlustlose Bauelemente)	60
3. Halbleiter	62
3.1 Allgemeines	62
3.2. Eigenleitung	63
3.3. Störstellenleitung	65
3.3.1. Donator (N)	65
3.3.2. Akzeptor (P)	66

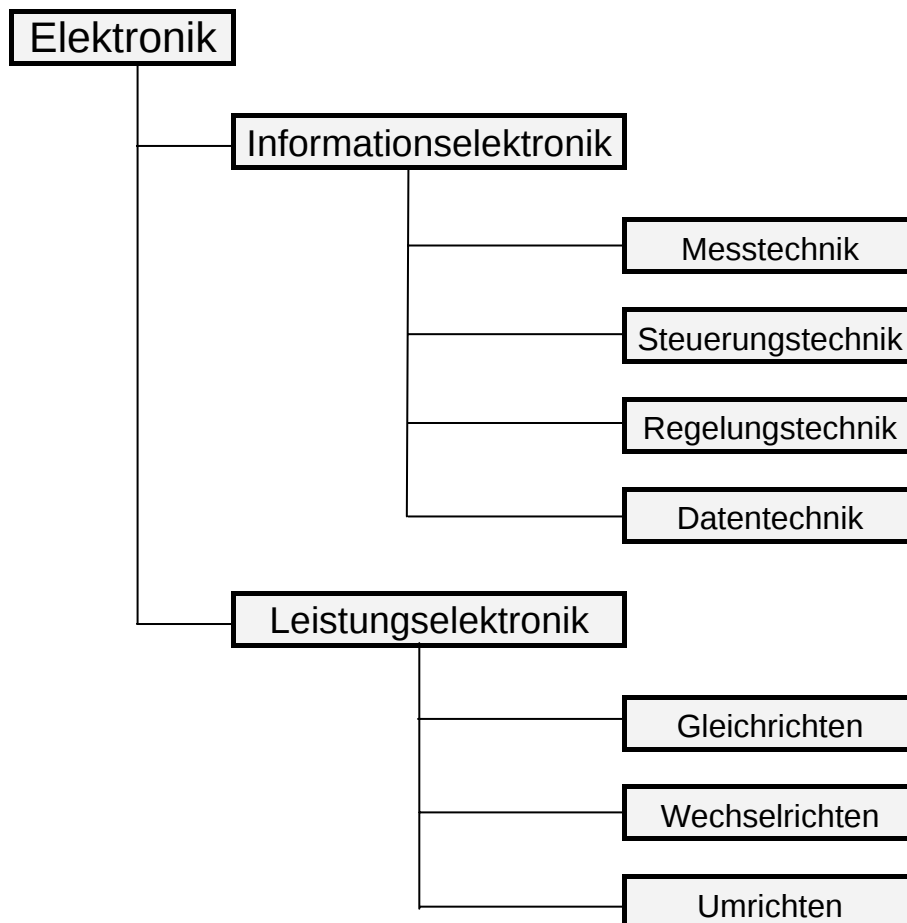
3.3.3. Temperatureinfluss auf dotierte Halbleiter.....	67
3.3.4. PN-Übergang	67
3.3.4.1. PN-Übergang ohne Spannungsbelastung	68
3.3.4.1. PN-Übergang Durchlassbelastung.....	68
3.3.4.1. PN-Übergang Sperrbelastung	69
3.4. Dioden	69
3.4.1. Allgemeines	69
3.4.2 Praktische Ausführung.....	71
3.4.3. Anwendung von Dioden.....	72
3.4.3.1. Einweggleichrichter	72
3.4.3.2. Vollweggleichrichterschaltung (B2 Brückenschaltung)	74
3.4.3.3. Vollweggleichrichterschaltung (M2 Mittelpunktschaltung)	76
3.4.3.4. Drehstromgleichrichterschaltung (M3 Mittelpunktschaltung)	78
3.4.3.5. Drehstromgleichrichterschaltung (B6 Brückenschaltung)	79
3.4.3.6. Villardschaltung	81
3.4.3.7. Greinacher Schaltung.....	83
3.4.3.8. Mittelwertgleichrichtung	84
3.4.3.9. Reihen- und Parallelschaltung von Dioden	85
3.4.4. Zener- und Avalanche-Dioden.....	86
3.4.4.1. Stabilisierung von Gleichspannungen mit Z-Dioden	88
3.4.6. Kapazitätsdioden (Varicap).....	89
3.4.7. Schottky-Dioden (Hot Carrier Dioden).....	90
3.4.8. Foto-Dioden	90
3.4.9. Fotoelement.....	91
3.4.10. Leucht-Dioden (LED)	91
3.4.11. Laser-Dioden	94
3.5. Transistoren	95
3.5.1. Aufbau von bipolaren Transistoren.....	95
3.5.2. Wirkungsweise von bipolaren Transistoren.....	98
3.5.3. Kennlinien und charakteristische Daten von Transistoren	99
3.5.4. Verlustleistung in Transistoren	102
3.5.5. Anwendung von Transistoren	104
3.5.5.1. Emitterschaltung.....	105
3.5.5.2. Kollektorschaltung (Emitterfolger)	112
3.5.5.3. Mehrstufige Wechselspannungs- bzw. Stromverstärkung.....	113
3.5.5.4. Differenzverstärker	114
3.6. Operationsverstärker.....	116
3.6.1. Eigenschaften des Operationsverstärkers.....	116

3.6.2. Interner Aufbau eines Operationsverstärkers	119
3.6.3. Anwendung des Operationsverstärkers	120
3.6.3.1. Umkehrverstärker (Invertierer)	120
3.6.3.2. Elektrometerverstärker (Nichtinvertierer)	121
3.6.3.3. Umkehrintegrator (Integrierer)	123
3.6.3.4. Umkehrdifferenziator (Differenzierer)	123
3.6.3.5. Umkehrsummierer	124
3.7. Feldeffekttransistoren (FET)	125
3.7.1. Allgemeines	125
3.7.2. Einteilung von FET	125
3.7.3. Sperrschicht FET (PN-FET, J-FET)	126
3.7.3.1. Aufbau und Wirkungsweise	126
3.7.4. Isolierschicht FET (MOS-FET)	129
3.7.4.1. Verarmungstyp	129
3.7.4.2. Anreicherungstyp	131
3.7.5. Anwendung von FET	133
3.7.5.1. Kleinsignalverstärkung	133
3.7.5.2. Konstantstromquelle (FET-Diode)	136
3.7.5.3. FET als gesteuerter Widerstand	136
3.8. Thyristoren	137
3.8.1. Allgemeines	137
3.8.2. Aufbau von Thyristoren	138
3.8.3. Kenndaten von Thyristoren	139
3.8.4. Anwendung von Thyristoren	140
3.8.4.1. Gesteuerter Einweggleichrichter (M1)	140
3.8.4.2. Drehstrom-Brückengleichrichter (B6)	141
3.8.4.3. Wechselstromsteller (W1)	142
3.8.5. Sonderbauformen von Thyristoren	143
3.8.5.1. Abschaltthyristor (GTO-Thyristor)	143
3.8.5.2. Zweirichtungsthyristor (Triac)	144
3.8.5.2. Zweirichtungs-Schaltdiode (Diac)	144
3.8.6. Steuerblindleistung	145
4. Elektrische Antriebstechnik	146
4.1. Elemente eines elektrischen Antriebes	146
4.1.1. Arbeitsmaschinen	147
4.1.1.1. Lastmomente	147
4.1.2. Elektromotoren	150
4.1.2.1. Aufgaben des Elektromotors	150

4.1.2.2. Kriterien zur Auswahl des Elektromotors	150
4.1.2.3. Arten von Elektromotoren.....	151
4.1.2. Stelleinrichtungen für Drehzahl und Drehmoment.....	155
4.1.2.1. Stromrichter für Gleichstrommaschinen.....	155
4.1.2.2. Stromrichter für Drehstrommaschinen	157
4.1.3. Regeleinrichtungen	159
4.2. <i>Beispiele zur Antriebstechnik</i>	160
4.2.1. Gleichstromantrieb.....	160
4.2.2. Drehstromantrieb	161

1. Einführung

Der Name Elektronik stammt eigentlich von der Bewegung eines Elektrons im Hochvakuum einer Elektronenröhre. Heute versteht man unter Elektronik einen Überbegriff, der die Technik der elektrischen Stromkreise und Schaltungen in der Informationselektronik und Leistungselektronik umfasst.



Die Unterscheidung in Informationselektronik und Leistungselektronik erfolgt durch die Höhe der fließenden Ströme und durch die Vorgabe von Zielen.

Die Ströme in der Informationselektronik sind in der Regel erheblich kleiner als in der Leistungselektronik. Die wichtigste Forderung an eine Schaltung der Informationselektronik ist die störungsfreie Datenübertragung. Der Wirkungsgrad solcher Schaltungen ist dabei nur von zweitrangiger Bedeutung. Leistungselektronische Schaltungen dienen zum Energietransport. Wichtig ist dabei die Minimierung der auftretenden Verluste.

Da Schaltungen der Leistungselektronik immer Teile der Informationselektronik enthalten, ist der Aufbau solcher Schaltungen so vorzunehmen, dass keine Beeinflussung der Informationssignale durch elektromagnetische Felder entstehen kann. Die Ströme in einer leistungselektronischen Schaltung sind meist nicht sinus-

förmig und weisen oft schnelle Größenänderungen auf. Dadurch entstehen energiereiche Störsignale, die durch geeigneten Aufbau von den Steuerleitungen ferngehalten werden müssen.

Zu diesem Zweck werden diese Leitungen gegen elektrische Felder entsprechend abgeschirmt ausgeführt. Gleichzeitig ist wegen der elektromagnetischen Felder jegliche Schleifenbildung zu vermeiden.

Lange Zeit wurden informationselektronische Schaltungen fast ausschließlich in Analogtechnik ausgeführt. Erst mit der Möglichkeit der schnellen Umwandlung in digitale Signale mit einer gleichzeitigen Verbilligung der Komponenten, setzte sich die Digitaltechnik stark durch. Die Störsicherheit von digitalen Schaltungen ist größer als bei gleichwertigen analogen Ausführungen. Den Nachteil der begrenzten Auflösung durch die Quantisierung nimmt man dabei auf Grund der vielen Vorteile in Kauf. Diese Vorteile sind unter anderem die störsichere Datenfernübertragung, die einfache Speicherung und die Möglichkeit des Einsatzes von Mikroprozessoren.

Da im Prinzip alle komplexen technischen Prozesse von der Betriebssicherheit der zugehörigen Informationselektronik abhängig sind, ist ein möglichst übersichtlicher, wartungsfreundlicher Systemaufbau zu wählen. Die Bedienung soll von Laien möglich sein. Im Störfall soll durch einfaches Austauschen von fehlerhaften Schaltungsteilen eine Reparatur durchgeführt werden können. Der defekte Schaltungsteil soll dabei durch Kontrollen identifizierbar sein. Das Bausteinprinzip erfüllt am ehesten diese Forderungen. Man unterteilt dazu in folgende Elemente:

Bauelement: Ist die unterste Einheit, die nicht ohne den Verlust ihrer wesentlichen elektrischen Eigenschaften weiter teilbar ist.

Baugruppe: Ist die konstruktions-, funktions- oder fertigungsmäßig günstigste Zusammenfassung mehrerer Bauelemente, z. B. in einer Steckeinheit, die aber alleine noch nicht funktionsfähig sein muss.

Baustein: Ist die unterste abgeschlossene Einheit, die bei Zuführung der geeigneten Hilfsenergie funktionsfähig ist.

Gerät: Ist eine autarke, nach außen geschlossene Einheit, die bei Zuführung von Speiseenergie eine Aufgabenstellung erfüllen kann.

Anlage: Ist die Zusammenfassung elektronischer und nichtelektronischer Geräte und Bausteine zur Erfüllung einer komplexen, genau definierten Aufgabenstellung.

1.1. Begriffe

Zu Beginn sollen die wichtigsten Begriffe und Festlegungen der Elektronik kurz zusammengefasst werden.

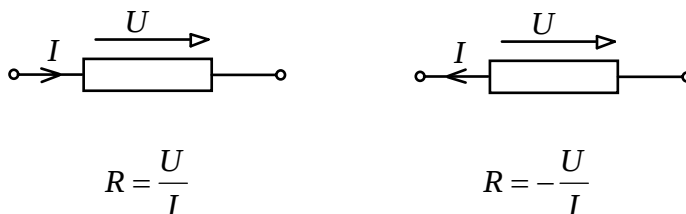
1.1.1. Spannung und Strom

Die elektrische Spannung ist die Potentialdifferenz zwischen zwei Punkten, wie z. B. den Klemmen einer Energiequelle. Obwohl die Spannung eine skalare Größe ist, wird ihr ein Pfeil zugeordnet, der vom höheren zum niedrigeren Potential zeigt. Wenn die Potentiale mit V_x und V_y bezeichnet werden, ergibt sich für die Spannung:

$$U_{xy} = V_x - V_y \quad U_{yx} = V_y - V_x$$

Wird z. B. ein Bezugspotential $V_y = 0$ gewählt, so wird $U_x = V_x$. Dieses Bezugspotential wird in Schaltungen mit dem Massezeichen  versehen.

Liegt an einem Verbraucher eine Spannung an, so fließt ein Strom. Auch der Strom ist eine skalare Größe. Trotzdem wird auch dem Strom ein Pfeil zugeordnet. Es wird vereinbart, dass der Strompfeil vom höheren zum niedrigeren Potential beim Verbraucher zeigt. Der Strom wird positiv gezählt, wenn Flussrichtung und Pfeilrichtung übereinstimmen.

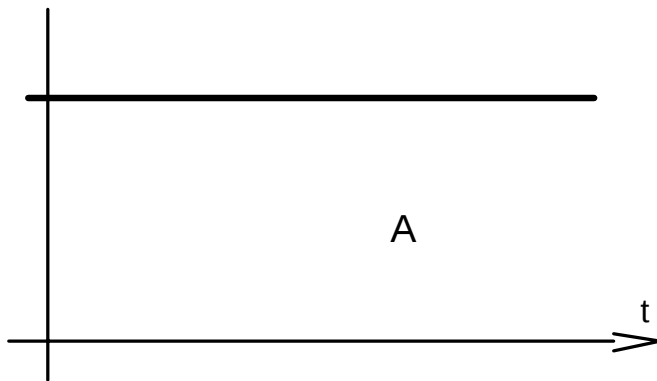


Diese Festlegungen gelten allgemein für Gleichspannungen. Sie sind aber auch auf Wechselspannungen übertragbar, wenn auf Momentanwerte bezogen wird.

Gleichgrößen werden üblicherweise mit Großbuchstaben, z. B. U , I , dargestellt. Ist diese Größe aus einer Gleichrichterschaltung als arithmetischer Mittelwert entstanden, wird oft auch die Schreibweise $\bar{U}$, $\bar{I}$ verwendet.

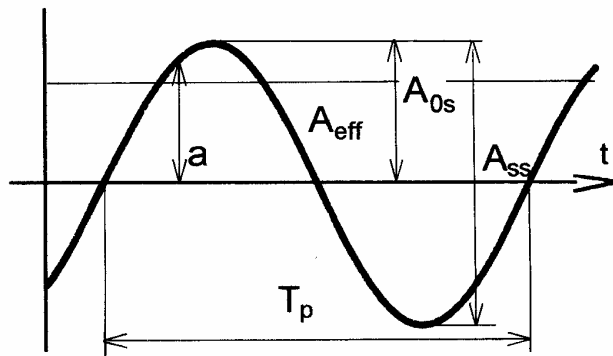
Zeitlich veränderliche Größen werden mit Kleinbuchstaben, z. B. u , i , geschrieben. Der Effektivwert einer Wechselgröße ist der geometrische Mittelwert und wird mit U_{eff} , I_{eff} dargestellt. Werden bei Wechselgrößen nur Großbuchstaben ohne Indizes verwendet, so ist immer der Effektivwert gemeint. Der Scheitelwert einer periodischen Größe wird mit $\hat{U}$, $\hat{I}$ oder U_{0s} , I_{0s} bezeichnet.

Sinusförmige Wechselgrößen sind ein Spezialfall von zeitlich veränderlichen Größen. Sie werden oft als quasistationär bezeichnet und können in komplexer Form $\underline{U}$, $\underline{I}$ geschrieben werden.



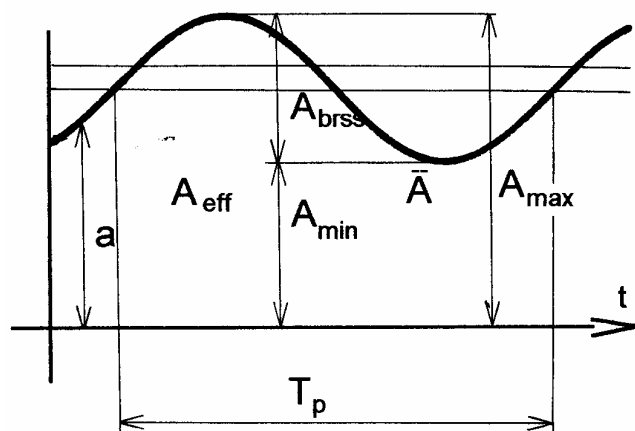
Gleichgröße

A Gleichgröße,
unabhängig von der
Zeit



Wechselgröße

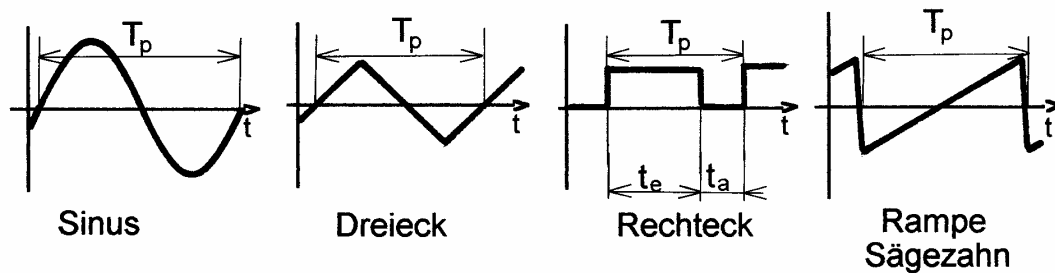
$A_{0s} = \hat{A}$ Amplitude
Scheitelwert
 A_{ss} Spitze-Spitze-Wert
 T_p Periodendauer
 $f = 1/T_p$ Frequenz
 $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ Kreisfrequenz
 A_{eff} Effektivwert



Mischgröße

$\bar{A}$ Gleichanteil
 A_{min} Minimalwert
 A_{max} Maximalwert
 A_{brss} Brummwert
Spitze-Spitze

Gebräuchliche Signalformen in der Elektronik



1.1.2. Darstellung von Wechselspannungen und Strömen

Bei sinusförmigen Wechselspannungen und Strömen ergeben sich die Momentanwerte zu:

$$u(t) = \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_u)$$

$$i(t) = \hat{I} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_i)$$

wobei $U_{\text{eff}} = \hat{U} / \sqrt{2}$
 $I_{\text{eff}} = \hat{I} / \sqrt{2}$ ist.

Solche Wechselgrößen können auch in komplexer Form dargestellt werden.

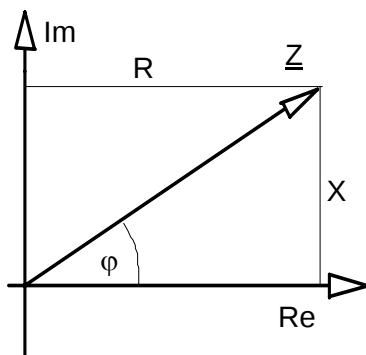
$$\underline{U} = \hat{U} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_u)} \quad \text{mit} \quad \hat{U} = |\underline{U}|$$

$$\underline{I} = \hat{I} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_i)} \quad \hat{I} = |\underline{I}|$$

1.1.3. Impedanz

Der komplexe Widerstand wird als Impedanz (Scheinwiderstand) bezeichnet. Die Definition erfolgt nach dem Ohmschen Gesetz.

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\hat{U} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_u)}}{\hat{I} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_i)}} = |\underline{Z}| \cdot e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = |\underline{Z}| \cdot e^{j\varphi_z} = R + j \cdot X \quad |\underline{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad \tan \varphi = \frac{X}{R}$$



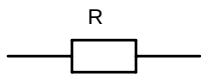
für $X > 0$ liegt ohmsch-induktive Belastung,
 $X < 0$ ohmsch-kapazitive Belastung
 und $X = 0$ rein ohmsche Belastung vor.

R ist der Wirkwiderstand und zugleich der Realteil von $\underline{Z}$. Die Größe X wird als Blindwiderstand bezeichnet. Mathematisch ist sie einfach der Imaginärteil von $\underline{Z}$.

Die Darstellung im Zeigerdiagramm ist in erster Linie eine Rechenhilfe beim Umgang mit komplexen Zahlen. Die Zeiger in diesem Diagramm sind Zeitzeiger, die mit der

Kreisfrequenz ω um den Nullpunkt umlaufen. Die relative Lage der Zeiger zueinander ändert sich nicht. Damit ist die zeitliche Verschiebung dieser Zeiger in diesem Diagramm stets ablesbar. Ein Zeiger, der im Uhrzeigersinn gegen den Bezugszeiger weitergedreht liegt, ist daher zeitlich nacheilend.

Für die drei idealisiert gedachten passiven Grundbauelemente sind im folgenden die Zusammenhänge zwischen Strom und Spannung für sinusförmige Wechselgrößen dargestellt.



$$u = R \cdot i$$

$$\underline{U} \cdot e^{j\omega t} = R \cdot \underline{I} \cdot e^{j\omega t}$$

$$\underline{U} = R \cdot \underline{I}$$

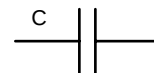


$$u = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$\underline{U} \cdot e^{j\omega t} = L \cdot \underline{I} \cdot \frac{d e^{j\omega t}}{dt}$$

$$\underline{U} \cdot e^{j\omega t} = L \cdot \underline{I} \cdot j\omega \cdot e^{j\omega t}$$

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot j\omega \cdot L$$



$$u = \frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt$$

$$\underline{U} \cdot e^{j\omega t} = \frac{1}{C} \cdot \int e^{j\omega t} \cdot dt$$

$$\underline{U} \cdot e^{j\omega t} = \frac{\underline{I}}{j\omega \cdot C} \cdot e^{j\omega t}$$

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C}$$

Blindwiderstand einer Spule: $X_L = j\omega \cdot L$, eines Kondensators: $X_C = \frac{1}{j\omega \cdot C}$

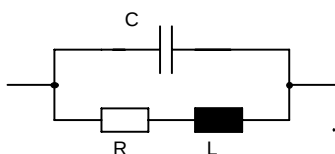
1.1.4. Admittanz

Der komplexe Leitwert wird als Admittanz (Scheinleitwert) bezeichnet.

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} \quad \underline{Y} = G + j \cdot B \quad |\underline{Y}| = \sqrt{G^2 + B^2}$$

Mit Leitwerten wird oft bei Parallelschaltungen gerechnet.

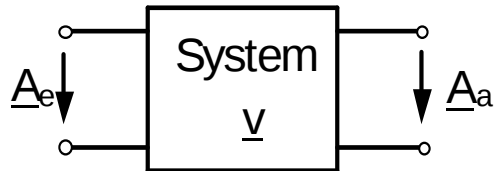
Beispiel:



$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = j\omega \cdot C + \frac{1}{R + j\omega \cdot L}$$

1.1.5. Komplexer Verstärkungsfaktor

Der komplexe Verstärkungsfaktor liefert den Zusammenhang zwischen sinusförmiger Ausgangs- und Eingangsgröße einer Schaltung.



$$\underline{v} = \frac{\underline{A}_a}{\underline{A}_e} = \frac{\hat{A}_a \cdot e^{j(\omega t + \varphi_a)}}{\hat{A}_e \cdot e^{j(\omega t + \varphi_e)}} = |\underline{v}| \cdot e^{j\varphi}$$

Zu beachten ist, dass der Winkel zwischen Ausgangs- und Eingangsgröße wieder mit φ bezeichnet wird. Bei Verwechslungsgefahr mit dem Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung ist einer der Winkel mit einem Index zu versehen.

Der Frequenzgang einer Schaltung ist im Bodediagramm grafisch darstellbar. Dazu wird der Betrag von $\underline{v}$ in einem logarithmischen Maßstab über dem Logarithmus der Kreisfrequenz als Amplitudengang aufgetragen. Die gebräuchliche Darstellung von $|\underline{v}|$ erfolgt in dB (Dezibel). Da das Bel ursprünglich als Leistungsmaß definiert wurde, kommt in der Gleichung für das Verhältnis von zwei Spannungen der Faktor 20 vor.

$$v_P = \lg \frac{P_a}{P_e}$$

Logarithmisches Leistungsmaß in Bel

$$v_P = \lg \frac{U_a^2 / R_a}{U_e^2 / R_e}$$

für $R_a = R_e$ ergibt sich

$$v_U = 2 \cdot \lg \frac{U_a}{U_e} \text{ in Bel}$$

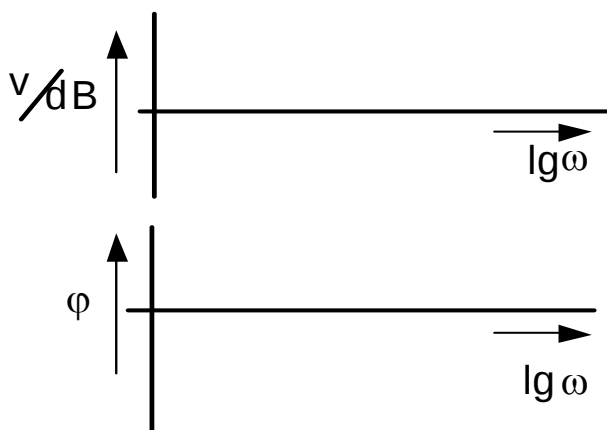
$$v_U = 20 \cdot \lg \frac{U_a}{U_e}$$

Logarithmisches Spannungsmaß in Dezibel

Der Phasengang ist aus $\underline{v}$ berechenbar

$$\varphi = \arctan \frac{\text{Im}(\underline{v})}{\text{Re}(\underline{v})}$$

Bodediagramm

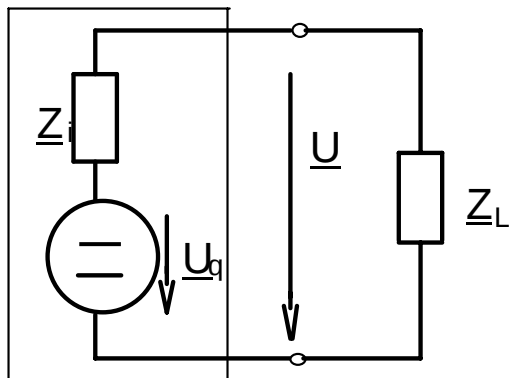


Amplitudengang

Phasengang

1.1.6. Quellen

Eine Quelle liefert an den Klemmen elektrische Energie.



Am Innenwiderstand der Quelle fällt infolge des Stromes eine Spannung ab.

$$\underline{U} = \underline{U}_q - \underline{I} \cdot \underline{Z}_i$$

Grenzfälle:

$\underline{Z}_i \rightarrow 0$	Konstantspannungsquelle
$\underline{Z}_i \rightarrow \infty$	bzw. $d\underline{Z}_i = d\underline{U}_q/dt \rightarrow \infty$ Konstantstromquelle
$\underline{Z}_L = 0$	Kurzschluss
	$\underline{Z}_L = \infty$ Leerlauf

Die Last kann an die Quelle nach verschiedenen Gesichtspunkten angepasst werden. Bei einer Konstantstromquelle werden die Verbraucher in Serie geschaltet. Man spricht von **Stromanpassung** (Unteranpassung, eingepprägter Strom).

$$P = \underline{I}^2 \cdot R_L$$

Die übertragbare Leistung wird durch den eingepprägten Strom und den Lastwiderstand bestimmt.

Liegt eine Konstantspannungsquelle vor, dann sind die Verbraucher in Serie zu schalten. Es liegt eine **Spannungsanpassung** (Überanpassung, eingepprägte Spannung) vor.

$$P = \underline{U}_q^2 / R_L = \underline{U}^2 / R_L$$

Die Leistung am Verbraucher wird durch die Quellenspannung vorgegeben.

Üblicherweise liegt aber in der Elektronik eine reale Quelle vor, an die die Impedanz des Verbrauchers anzupassen ist.

Die maximale Wirkleistung kann aus einer Quelle bei **Leistungsanpassung** entnommen werden. Dieser Fall liegt vor, wenn

$$\underline{Z}_i = \underline{Z}_L^* \quad \text{ist.}$$

Das heißt, dass die Realteile und die Imaginärteile von $\underline{Z}_i$ und $\underline{Z}_L$ gleich groß sein müssen. Das Vorzeichen der Imaginärteile muss jedoch unterschiedlich sein.

$$R_i = R_L \quad \text{und} \quad X_i = -X_L$$

Die Wirkleistung wird mit der Quellenspannung und dem Lastwiderstand mit

$$P = \underline{U}^2 / (4 \cdot R_L) \quad \text{berechnet.}$$

Der Wirkungsgrad bei der Leistungsanpassung beträgt aber nur 50%, weil am Innenwiderstand der Quelle gleich viel Wirkleistung wie am Verbraucher umgesetzt wird.

2. Passive Bauelemente

Passive Bauelemente sind im wesentlichen Ohmsche Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten und deren Kombinationen. Diese Elemente setzen elektrische Energie in eine andere Energieform um, oder sie speichern diese.

2.1. Ohmsche Widerstände

Der ohmsche Widerstand setzt beim Fließen eines Stromes elektrische Energie in Wärme um. Der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung ist durch das Ohmsche Gesetz definiert. Die umgesetzte Leistung am Widerstand ist im Joulschen Gesetz festgelegt.

$$U = R \cdot I \quad \text{Ohmsches Gesetz.}$$

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R} = I^2 \cdot R \quad \text{Joulsches Gesetz.}$$

Allgemein ist der Widerstand eines Körpers vom spezifischen Widerstand ρ des Materials und von der Geometrie abhängig.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad l \text{ Länge des Leiters, } A \text{ Querschnittsfläche des Leiters.}$$

Oft wird in der Literatur an Stelle des spezifischen Widerstandes der spezifische Leitwert κ angegeben, wobei

$$\kappa = \frac{1}{\rho} \quad \text{ist.}$$

Bei Temperaturänderungen im Widerstandsmaterial ändert sich der Widerstandswert. Man definiert dazu den Temperaturkoeffizienten.

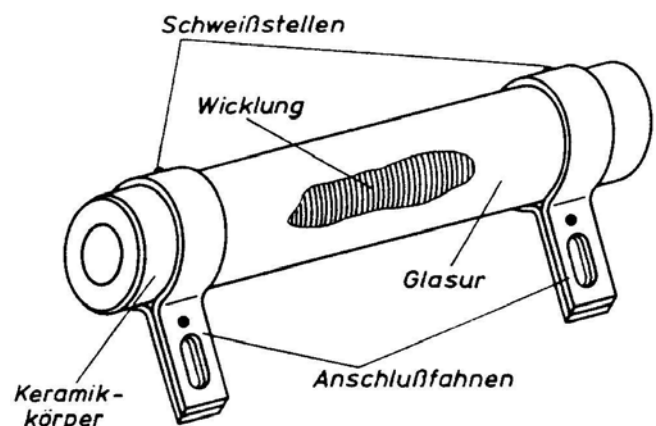
$$\alpha = \frac{\Delta R}{R_0 \cdot \Delta \vartheta} \quad R_{\vartheta} = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta)$$

2.1.1. Festwiderstände

Festwiderstände sollen einen konstanten Widerstandswert aufweisen, auch wenn sich äußere Parameter, wie elektromagnetische Strahlung, angelegte Spannung oder Temperatur ändern.

2.1.1.1. Drahtwiderstände

Drähte aus Chromnickel, Konstantan oder Manganin sind auf einem Keramikkörper aufgewickelt. Damit sich berührende Windungen nicht kurzschließen, ist der Draht mit einer isolierenden Oxydschicht überzogen. Nach außen sind diese Widerstände mit einer feuerfesten Glasur oder mit einer temperaturbeständigen Kunststoffschicht abgedeckt.



Aufbau eines Drahtwiderstandes.

Die Widerstandswerte sind durch die Bauweise auf ca. 100 kΩ beschränkt.

Der Temperaturkoeffizient beträgt ungefähr $\alpha = 2 \cdot 10^{-6} / \text{K}$.

Vorteile: Hohe Belastbarkeit (max. einige hundert Watt), hohe zeitliche Konstanz, kleiner Temperaturkoeffizient, hohe Betriebstemperatur (170°C fallweise bis 550°C) und kleine Fertigungstoleranzen.

Nachteile: Beschränkte Widerstandswerte. Durch den gewickelten Aufbau entsteht eine große Eigeninduktivität. Für hohe Frequenzen ist dieser Aufbau daher ungeeignet.

Diese Widerstände sind meist mit dem Wert und der Nennlast beschriftet.

Die zulässige Temperatur wird nicht so sehr vom Drahtmaterial festgelegt, sondern von der verwendeten Beschichtungsmasse und von den benachbarten Bauteilen. Außerdem limitiert die Lottemperaturfestigkeit die maximale Erwärmung.

2.1.1.2. Kohleschichtwiderstände

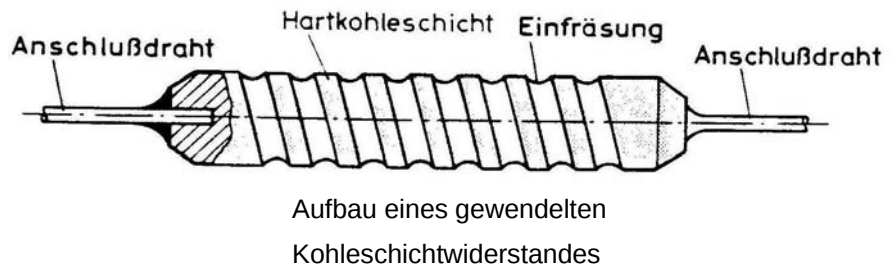
Auf einem Keramikkörper wird eine dünne Hartkohleschicht aufgespritzt. Die Länge und der Durchmesser des Keramikkörpers bestimmen mit der Dicke der Kohleschicht den Widerstandswert.

Widerstandsbereich von 1Ω - $100M\Omega$.

Belastbarkeit bis max. 4W. Der Temperaturkoeffizient beträgt: $\alpha = -500 \cdot 10^{-6}/K$. Durch die fallweise eingefräste Rille kann der Widerstandswert erhöht werden.

Vorteile: Geringer Preis, kleine Eigeninduktivität, große Widerstandswerte möglich.

Nachteile: Großer und negativer Temperaturkoeffizient, geringe Belastbarkeit (maximale Betriebstemperatur bei $110^\circ C$), große Abmessungen.



2.1.1.3. Metallschichtwiderstände

Auf einem Keramikkörper wird eine dünne Metallschicht aufgedampft. Die Anschlussdrähte sind mit aufgepressten Metallkappen verbunden. Widerstandswerte von 0.1Ω - $5M\Omega$ sind möglich. Der Temperaturkoeffizient beträgt: $\alpha = 10 \cdot 10^{-6}/K$. Die maximale Betriebstemperatur liegt bei $150^\circ C$.

Vorteile: Kleine Eigeninduktivität, genaue Widerstandswerte herstellbar, kleiner Temperaturkoeffizient, große Widerstandswerte möglich.

Nachteile: Relativ kleine Belastbarkeit und große Abmessungen gegenüber Drahtwiderständen.

2.1.1.4. Massewiderstände

Es wird ein zylindrischer Körper aus Bindemittel und Widerstandswerkstoff hergestellt. Die Drahtanschlüsse sind eingepresst. Durch die Bauweise ist eine Toleranz von weniger als 5 % nicht möglich.

Vorteil: Billiger Widerstand.

Nachteile: Große Toleranz, hoher Rauschpegel.

2.2.2. Allgemeine Merkmale von Widerständen

Widerstandsstufung: Die Werte werden nach einer geometrischen Reihe gestuft.

Multiplikator:	$\sqrt[6]{10}$	$\sqrt[12]{10}$	$\sqrt[24]{10}$	$\sqrt[48]{10}$	$\sqrt[96]{10}$
Reihe:	E6	E12	E24	E48	E96
Toleranz:	$\pm 20\%$	$\pm 10\%$	$\pm 5\%$	$\pm 2\%$	$\pm 1\%$

Durch den zur jeweiligen Reihe vorgesehenen Toleranzbereich sind alle Widerstandswerte lückenlos abgedeckt.

Farbcode: Außer bei Drahtwiderständen findet fast immer ein Farbringcode am Widerstand Verwendung. Dieser Code gibt Auskunft über den Wert und die Toleranz des Widerstandes. Für Widerstände bis zur Reihe E24 reicht ein Code mit 4 Ringen. Bei feinerer Stufung wird ein 5-Ring-Code verwendet.

Farbcode für Widerstände				
Kennfarbe	1. Ring 1. Ziffer	2. Ring 2. Ziffer	3. Ring Multiplikator	4. Ring Toleranz
Keine	-	-	-	$\pm 20\%$
Silber	-	-	10^{-2}	$\pm 10\%$
Gold	-	-	10^{-1}	$\pm 5\%$
Schwarz	0	0	10^0	-
Braun	1	1	10^1	$\pm 1\%$
Rot	2	2	10^2	$\pm 2\%$
Orange	3	3	10^3	-
Gelb	4	4	10^4	-
Grün	5	5	10^5	$\pm 0,5\%$
Blau	6	6	10^6	-
Violett	7	7	10^7	-
Grau	8	8	10^8	-
Weiß	9	9	10^9	-

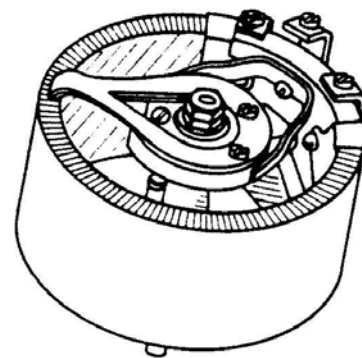
Konstanz: Alle irreversiblen Änderungen durch Temperatur, Zeit und Spannung werden damit berücksichtigt.

Widerstände werden in Güteklassen eingeteilt (5, 2 und 0,5). Die Ziffer bedeutet die höchstzulässige Widerstandsänderung in % nach einer Belastung mit Nennlast über eine Zeit von 5000 Stunden.

2.1.3. Stellbare Widerstände

Diese werden als Potentiometer oder Trimmer bezeichnet und haben drei Anschlüsse. Der Schleifkontakt greift einen Teil der Widerstandsbahn ab. Die Bewegung kann kreisbogenförmig oder gerade sein.

Die Widerstandsbahn ist entweder als Drahtwendel oder als Kohleschicht aufgebaut. Ähnlich wie bei Festwiderständen sind Drahtwiderstandspotentiometer höher belastbar als Schichtpotentiometer.



Drahttrimmer

Merkmale:

Schichtpotentiometer: 100 Ω - 10 M Ω

Toleranz $\pm 20\%$

Belastung 0,05 - 2 W

Drahtwiderstandspotentiometer: 5 Ω - 50 k Ω

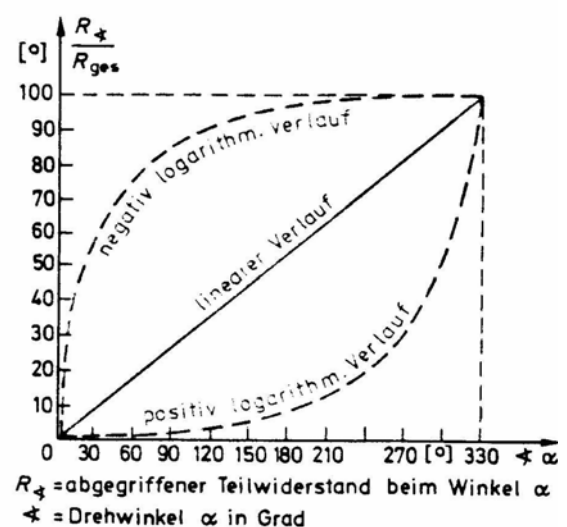
Toleranz $\pm 10\%$

Belastung 0,5 - 100 W

Die Nennbelastung gilt aber nur für den Gesamtwiderstand. Bei Teilwiderstand muss die Belastung proportional vermindert werden.

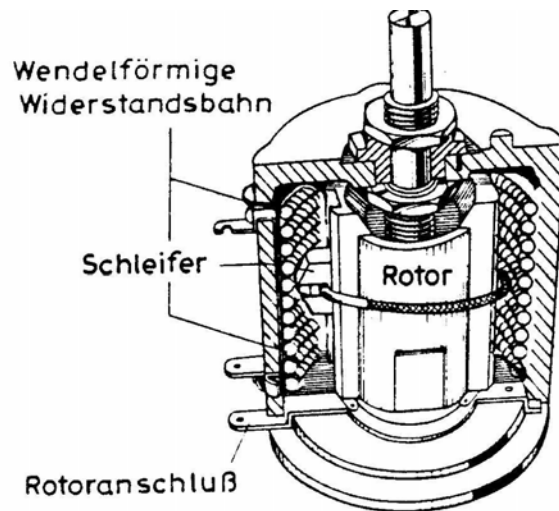
Die Werte sind nach einer 1 - 2,5 - 5 Reihe genormt.

Die Kennlinie kann linear oder logarithmisch sein. Nimmt der Widerstand zuerst weniger zu, spricht man von einem positiv-logarithmischen Verlauf.



Kennlinie von Potentiometern

Reicht die mögliche Auflösung eines eingängigen Potentiometers ($\alpha_{\max} = 330^\circ$) nicht aus, können auch mehrgängige Potentiometer verwendet werden. Mit einem Drehknopf mit eingebauter Zähleinrichtung kann der Widerstandswert meist auf 0,1 % genau eingestellt werden. Es gibt aber auch mehrgängige Trimmer, bei denen zum Einstellen ein Schraubendreher verwendet wird.



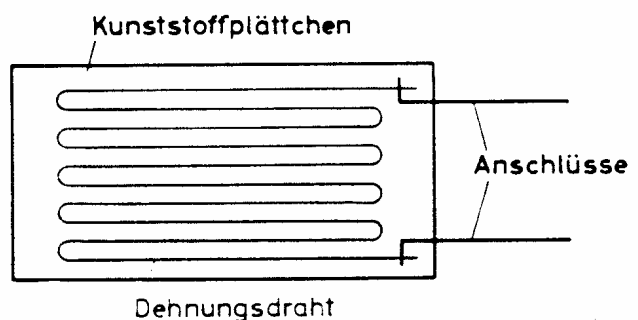
Schnitt durch ein Präzisionsmehrgangpotentiometer. $\alpha = 10 \times 360^\circ$

2.1.4. Veränderbare Widerstände

Veränderbare Widerstände werden durch den äußeren Einfluss einer physikalischen Größe entsprechend beeinflusst.

2.1.4.1. Dehnungsmessstreifen

Der Dehnungsmessstreifen (DMS) ist ein mechanisch veränderbarer Widerstand. Durch die elastische Formänderung in einem Körper ändert sich der Ohmsche Widerstand. Üblicherweise wird ein Gitter aus dünnem Konstantandraht oder Konstantanfolie auf einem Träger aufgebracht. Durch die Dehnung entsteht eine Längenänderung Δl , eine Querschnittsänderung ΔA und eine Änderung des spezifischen Widerstandes $\Delta \rho$. Diese Änderungen werden im K-Faktor des DMS zusammengefasst.



Aufbau eines Dehnungsmessstreifens

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

ε : ist die mechanische Dehnung.

Für Konstantan beträgt $K = 2$. Bei Halbleiter DMS gibt es K-Faktoren bis 100. Allerdings ist der K-Wert bei Halbleitern stark temperaturabhängig.

Der Widerstand im ungedehnten Zustand ist bei Dehnungsmessstreifen aus Konstantan meist $120 - 600 \, \Omega$.

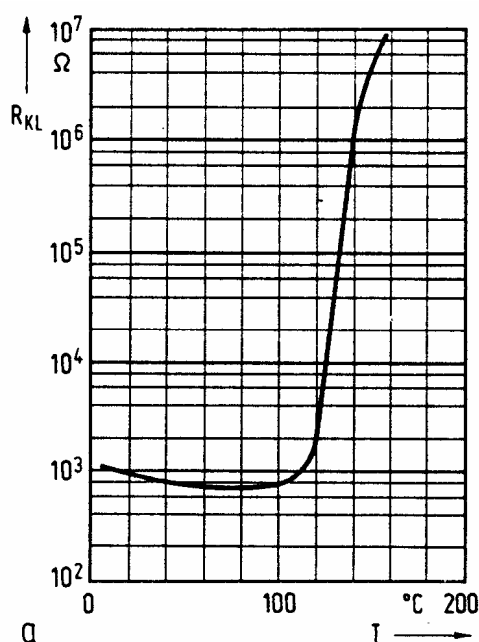
DMS werden zur Messung von Längenänderung, mechanischer Spannung, Kraft, Biegemoment und Drehmoment verwendet. Sie eignen sich auch für dynamische Messungen bis ca. 100 kHz.

2.1.4.2. Thermisch veränderbare Widerstände

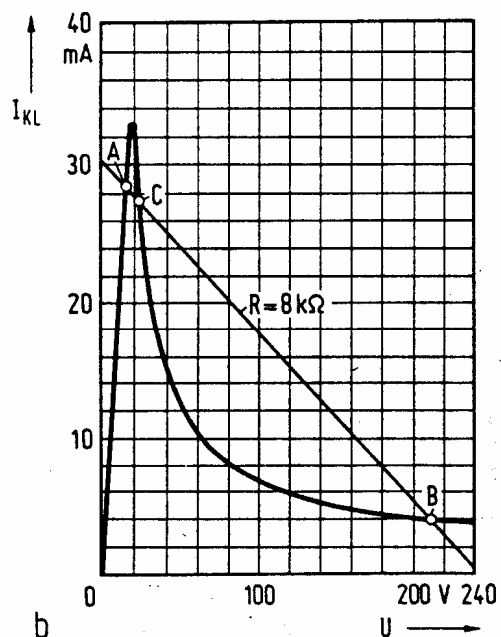
Der Widerstand ändert sich stark bei Temperaturänderung. Zum Unterschied von den sonst verwendeten Widerstandsmaterialien erfolgt bei diesen Widerständen keine lineare Änderung mit der Temperatur.

Kaltleiter: (PTC)

Beim Kaltleiter ist der Anfangswiderstand gering. Er bleibt bis zu einer Grenztemperatur weitgehend konstant.



Widerstandskennlinie eines PTC



$U-I$ - Kennlinie eines PTC

Material: Bariumtitanat in keramischer Form.

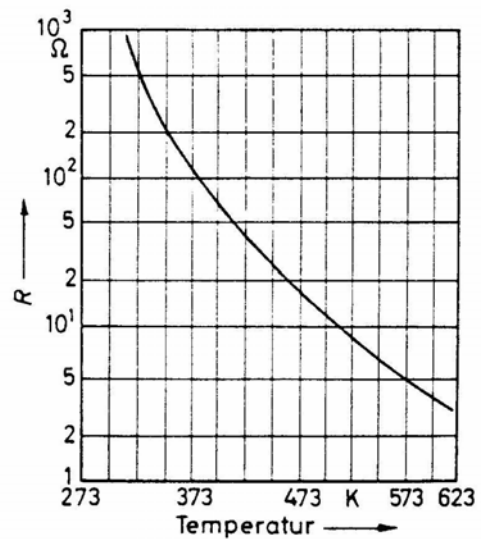
Anwendung: Für Messzwecke als Temperaturfühler, als Übertemperaturmelder, als Temperatursicherung, als Flüssigkeitsstandanzeige und bei temperaturabhängigen Stromregelungen.

Heißleiter: (NTC)

Hoher Anfangswiderstand, der mit der Temperatur abnimmt.

Material: Magnesium- oder Titanoxyd oder Urandioxyd.

Anwendung: Als Messfühler für Temperaturmessung, Strömungsgeschwindigkeit und Durchflussmenge, als Einschaltstrombegrenzung, für Einschaltverzögerung bei elektromagnetisch betätigten Schaltern.



Widerstandskennlinie eines NTC

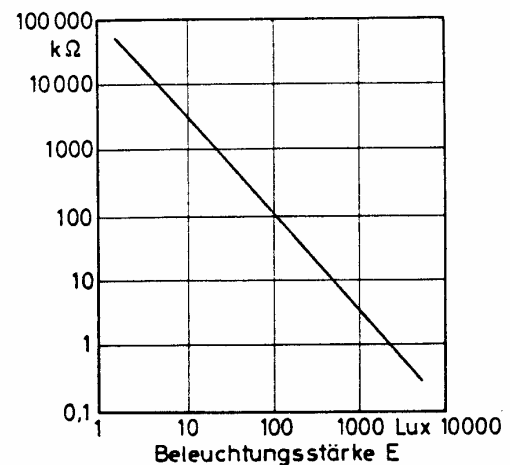
2.1.4.3. Fotowiderstände

Durch den Einfluss der elektromagnetischen Strahlung sinkt der Widerstand, weil bei bestimmten Materialien Ladungsträger freigesetzt werden.

Die Widerstandsänderung geht relativ langsam vor sich. Ein Fotowiderstand kann Lichtänderungen nur bis zu einer Frequenz von einigen Hz folgen.

Material: Kadmiumsulfid und Bleisulfid.

Material	Maximale Empfindlichkeit bei
CdS	600 nm
PbS	2500 nm



Widerstandskennlinie eines Fotowiderstandes

Anwendung: Als Flammenwächter und als Fühler für eine Helligkeitssteuerung von Fernsehgeräten. Früher auch für Belichtungsmesser bei langsamen Nachführmesseinrichtungen.

2.1.4.4. Varistoren (VDR)

Der Widerstand nimmt mit steigender Spannung ab. Die Abnahme erfolgt aber nicht linear, sondern nach einer Kurve, die nach einer Funktion verläuft.

$$U = k \cdot I^\beta \quad k = 14 \div 1000$$

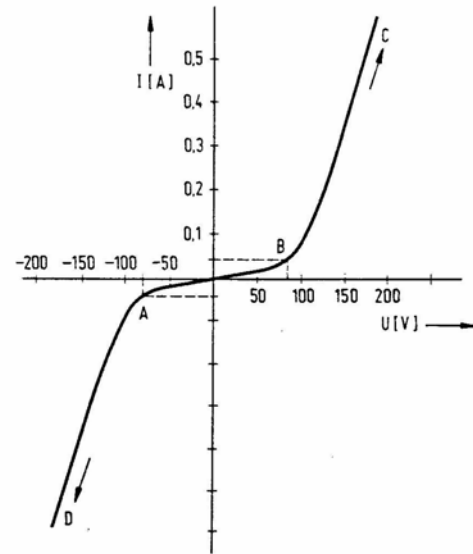
$$\beta = 0,15 \div 0,35$$

k : Widerstandskonstante

β : Regelfaktor, Steigung der Kennlinie.

Material: Siliziumkarbid-Körner werden mit Bindemittel vermischt und zu einer keramikartigen Masse gesintert.

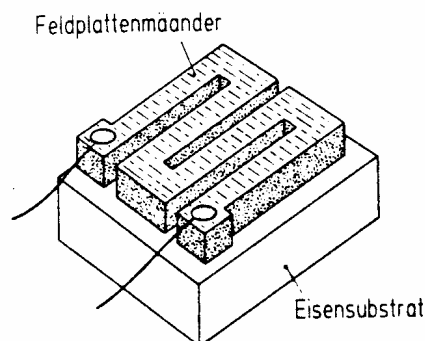
Anwendung: Als Überspannungsschutz, zur Funkenlöschung bei Schaltvorgängen an Induktivitäten, als Schutzbeschaltung für Halbleiterventile und zur Skalendehnung bei Voltmetern.



U - I Kennlinie eines VDR

2.1.4.4. Feldplatten (MDR)

Bei der Feldplatte erhöht sich der Widerstand mit zunehmender magnetischer Feldstärke. Die Ladungsträgerbahnen verschieben sich unter dem Einfluss des magnetischen Feldes wie bei einer Hallsonde. Im Unterschied zur Hallsonde werden in die Feldplatte zwei Werkstoffe mit unterschiedlichem Vorzeichen beim Hallkoeffizienten eingebaut (Nickel-Antimonnadeln in einem Indium-Antimonplättchen). Die

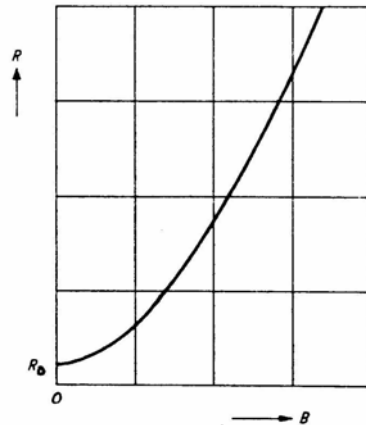


Aufbau eines MDR

Widerstandsbahn bildet sich daher zickzackförmig im Plättchen aus und wird mit zunehmender Feldstärke verlängert. Nach außen hin wird daher keine Spannung wie bei einer Hallsonde gemessen, sondern es wird die Widerstandserhöhung registriert. Man kann mit einer Feldplatte daher nur die Größe, nicht aber die Richtung des Magnetfeldes messen.

Material: In-Sb in Kristallform mit einlegierten Ni-Sb Nadeln. Die mäanderförmigen Halbleiter werden auf ein Substrat aus Ferrit oder Kunststoff aufgeklebt.

Anwendung: Als Messsonde für Magnetfelder, für berührungslose Lage- und Drehzahlgeber.



R - B Kennlinie eines MDR

2.2. Kondensatoren

Legt man an einen Kondensator eine Gleichspannung, dann fließt ein Ladestrom, der ihn auflädt. Der Strom ändert sich mit der zeitlich veränderlichen Ladungsmenge.

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = C \cdot \frac{dU}{dt}$$

C wird als Kapazität des Kondensators bezeichnet. Nach dem Ladevorgang geht der Strom bei einem idealen Kondensator auf Null zurück. Im Kondensator ist dann elektrische Energie W_e gespeichert.

$$W_e = \frac{C \cdot U^2}{2}$$

Legt man einen Kondensator an eine sinusförmige Wechselspannung, wird er mit der Schwingfrequenz f zyklisch geladen und entladen. Dadurch entsteht ein Verschiebestrom

$$I = U \cdot j\omega \cdot C$$

der vom Blindwiderstand des Kondensators $X_c = \frac{1}{j\omega \cdot C}$ abhängt.

Der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung beträgt bei einem idealen Kondensator 90° . Der Strom eilt gegenüber der Spannung zeitlich vor.

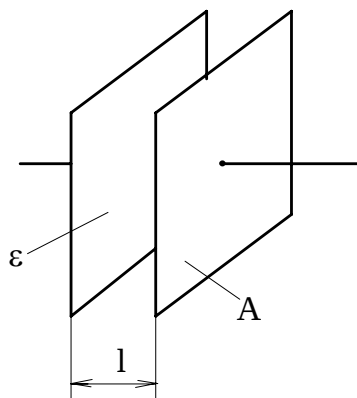
Die Einheit der Kapazität ist das Farad.

$$F = \frac{A \cdot s}{V}$$

Weil diese Einheit unhandlich groß ist, wird in der Elektronik meist mit mF, μ F, nF und pF gerechnet.

2.2.1. Prinzipieller Aufbau von Kondensatoren

Das Prinzip eines Kondensators sieht man am einfachsten an einer Plattenanordnung. Die beiden Flächen sind durch ein Dielektrikum voneinander isoliert.



$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{l}$$

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$$

$$\varepsilon_0 = 8,8543 \cdot 10^{-12}$$

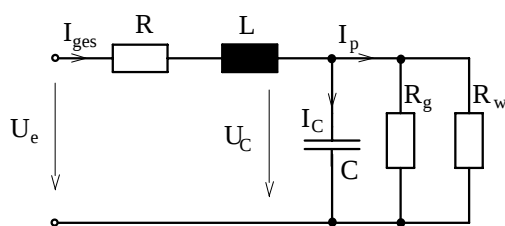
Dielektrische
Konstante des Vakuums

$$\varepsilon_r = 1 - 10^5$$

Dielektrizitätszahl

2.2.2. Allgemeine Merkmale von Kondensatoren

Ein idealer Kondensator ist technisch nicht realisierbar. Bei einem realen Kondensator treten immer Verluste durch den ohmschen Widerstand in der Zuleitung auf. Außerdem ist fallweise die Eigeninduktivität der Leitungen und der gesamten Anordnung zu berücksichtigen. Bei einem idealen Isolator ist der ohmsche Widerstand unendlich groß. Bei realen Dielektrika fließt ein Wirkstrom, weil schon der Gleichstromwiderstand kleiner als unendlich ist. Außerdem gibt es im Dielektrikum Wechselstromverluste, die mit der Frequenz zunehmen.

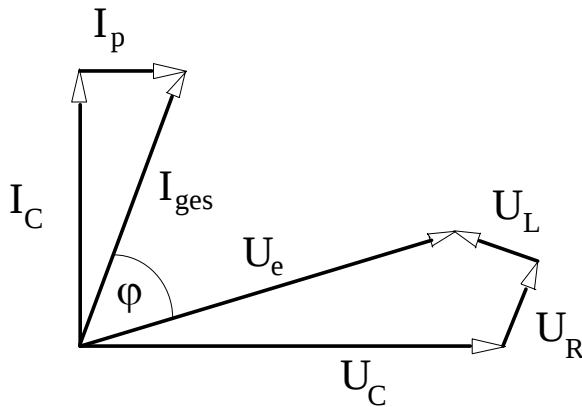


R_g Isolierwiderstand

R_w Ersatzwiderstand für dielektrische
Verluste

R Zuleitungswiderstand

Ersatzschaltbild eines realen Kondensators



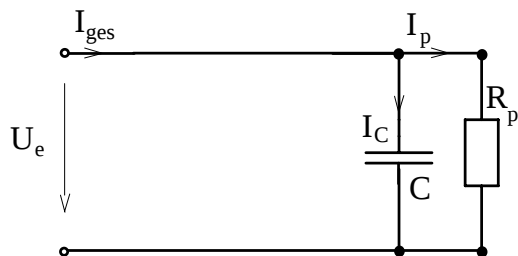
Die Phasenverschiebung φ ist daher beim realen Kondensator kleiner als 90° .

Zeigerdiagramm eines realen Kondensators

Die Verluste werden meist in vereinfachten Ersatzschaltbildern erfasst, die dann je nach Bauweise des Kondensators und nach dem Frequenzbereich variiert werden. Der Einfluss der Eigeninduktivität darf üblicherweise vernachlässigt werden.

Parallelersatzschaltung:

Man fasst dabei alle parasitären Anteile des Kondensators in einem Parallelwiderstand zusammen.

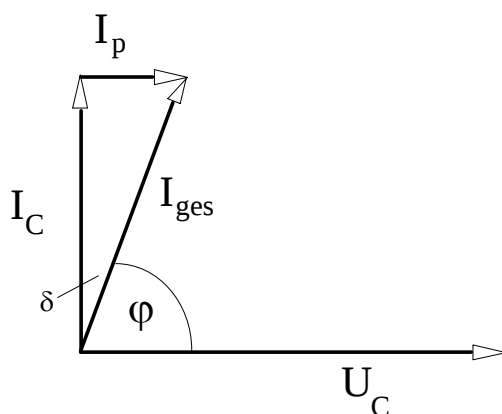


$$\underline{I}_{ges} = \underline{I}_C + \underline{I}_p$$

$$\delta = 90 - \varphi \quad \text{Verlustwinkel}$$

$$\tan \delta = \frac{I_p}{I_C} = \frac{U_c / R_p}{U_c \cdot \omega \cdot C}$$

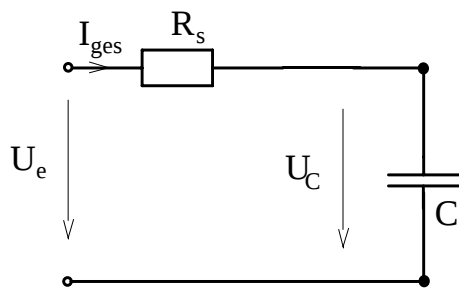
$$\tan \delta = \frac{1}{\omega \cdot R \cdot C} \quad \text{Verlustfaktor}$$



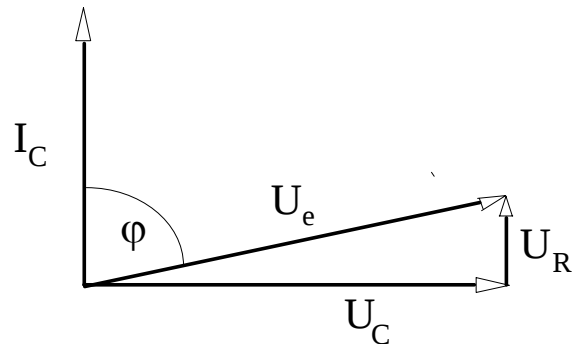
Der Verlustfaktor nimmt mit steigender Frequenz ab, wenn man die Parallelersatzschaltung verwendet. Dies entspricht dem Verhalten eines Wickelkondensators bei niederen Frequenzen.

Seriensatzschaltung:

Bei der Seriensatzschaltung ersetzt ein Serienwiderstand die Verluste im realen Kondensator.



$$\underline{U}_e = \underline{U}_C + \underline{U}_R \quad \tan \delta = \frac{U_R}{U_C} = \frac{I \cdot R_s}{I / \omega \cdot C}$$



$\tan \delta = \omega \cdot R_s \cdot C$ Der Verlustfaktor steigt mit der Frequenz. Diese Ersatzschaltung wird für hohe Frequenzen verwendet.

Kennzeichnung von Kondensatoren:

Fallweise wird für Kondensatoren ein Farbcode wie bei ohmschen Widerständen verwendet. Die Grundeinheit, auf die sich der Code bezieht, ist 1pF.

Auch Buchstabencodes werden für die Kennzeichnung von Kondensatoren verwendet. Die Größe wird durch einen Kleinbuchstaben und eine Zahl angegeben, die Toleranz mit einem Großbuchstaben. Der Kleinbuchstabe steht an der Stelle des Kommazeichens.

Beispiel: Die Bezeichnung 3 n 3 K heißt 3,3 nF Kapazität mit einer Toleranz von 10%

2.2.3. Festkondensatoren

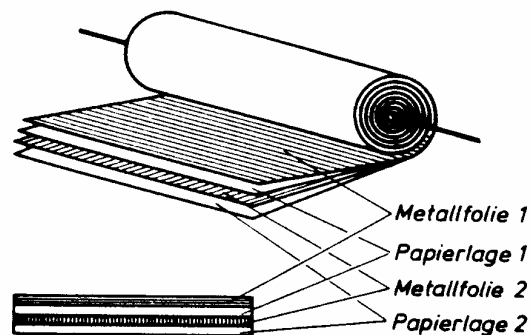
Man versucht, einen möglichst großen Kapazitätswert pro Volumen unterzubringen. Dazu ist der Abstand zwischen den leitenden Belägen soweit zu verringern, wie es die Spannungsfestigkeit zulässt. Die Dielektrizitätszahl des Isolierstoffes und die Fläche soll möglichst groß sein. Man wählt daher meist einen gewickelten Aufbau.

2.2.3.1. Papierkondensator

Der Papierkondensator besteht aus zwei Papier- und zwei Metallfolien, die wechselseitig übereinandergeschichtet und zusammengerollt sind.

Papierkondensatoren werden aus Preisgründen überall dort verwendet, wo an die Güte des Kondensators keine besonderen Anforderungen gestellt werden.

Der Verlustfaktor ($\tan \delta = 10^{-2}$) eines Papierkondensators ist ziemlich hoch und die Zuverlässigkeit relativ klein. Bei einem Fehler in der Isolierpapierschicht, oder bei Spannungsüberbeanspruchung bildet sich ein Kurzschluss, der die beiden Metallfolien verschweißt.



Aufbau eines Papierkondensators

2.2.3.2. Kunststoffkondensatoren

Der Kunststoffkondensator entspricht vom Aufbau einem Papierkondensator; nur wird statt dem Isolierpapier eine Folie aus Kunststoff verwendet. Die Durchschlagsfestigkeit von Kunststoffen ist wesentlich größer als bei Papier. Außerdem nimmt Kunststoff im Gegensatz zu Papier keine Feuchtigkeit auf.

Bei Polystyrolfolien (Styroflexkondensator) erzielt man einen sehr hohen Isolationswiderstand. Dadurch wird der Verlustfaktor ($\tan \delta = 10^{-4}$) sehr klein.

Auch Folien aus Polyester ("Hostaphan") werden wegen ihrer Durchschlagsfestigkeit (80 kV/mm) und ihrer hohen Reißfestigkeit verwendet. Dadurch kann eine sehr dünne Polyesterfolie hergestellt werden. Diese Kondensatoren haben daher eine sehr hohe Kapazität pro Volumen. Der Verlustfaktor ($\tan \delta = 10^{-2} \div 10^{-3}$) ist aber höher als bei einem Styroflexkondensator.

Für Kondensatoren die bei höherer Temperatur eingesetzt werden, verwendet man Polytetrafluoräthylen ("Teflon").

Für hohe Ansprüche an den Verlustfaktor kann auch eine Polypropylenfolie verwendet werden, weil bei diesem Material die dielektrischen Verluste sehr klein sind.

2.2.3.3. Metallpapierkondensatoren (MP)

Auf eine Papierschicht wird ein sehr dünner Metallbelag aufgedampft. Zusammen mit einer weiteren Isolierpapierschicht wird ein Wickel gebildet. Bei einem Überschlag durch Spannungsspitzen verdampft örtlich die Metallschicht und der Funke erlischt. MP-Kondensatoren haben daher einen Selbsttheileffekt.

2.2.3.4. Metall-Kunststoffkondensator (MK)

Diese Kondensatoren sind wie MP-Kondensatoren aufgebaut. Statt dem Papier wird Kunststoff verwendet. Es kommen dabei dieselben Stoffe wie beim Kunststoffkondensator zur Anwendung.

Durch die hohe Durchschlagsfestigkeit dieser Folien kann man so Hochspannungskondensatoren mit kleinen Abmessungen bauen.

Auch Metallkunststoffkondensatoren sind durch das örtliche Verdampfen des Metallbelages selbstheilend.

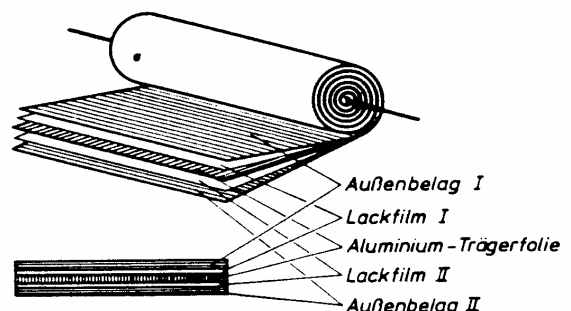
2.2.3.5. Metall-Lackkondensator (ML)

Folien und Papier sind aus mechanischen Gründen nicht beliebig dünn herstellbar. Mit dünnsten wirtschaftlich verarbeitbaren Folien ergeben sich Kondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von ca. 160 V.

Man benötigt aber häufig nur eine Spannungsfestigkeit von 30 V. MP- und MK-Kondensatoren sind für solche Anwendungen überdimensioniert und verbrauchen unnötigen Platz.

Beim ML-Kondensator wird eine Trägermetallfolie beidseitig lackiert und anschließend mit einem Metallbelag bedampft. Der ML-Kondensator ist auch wirtschaftlich für kleine Nennspannungen mit sehr kleinen Abmessungen herstellbar.

Bei einem Überschlag tritt auch bei diesen Kondensatoren der Selbstheil-effekt auf.

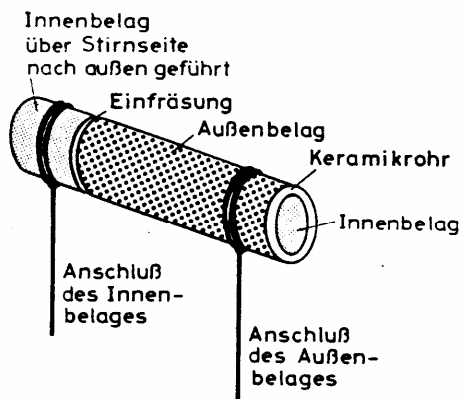


Aufbau eines Metall-Lackkondensators

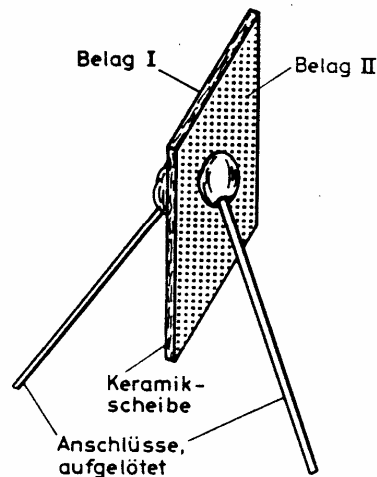
2.2.3.6. Keramik kondensator

Für Hochfrequenzanordnungen sind gewickelte Kondensatoren wegen der hohen Eigeninduktivität nicht geeignet. Es gibt dabei Röhren- und Scheibenkondensatoren. Der Metallbelag wird bei beiden auf einen dünnen Keramikträger auf galvanischem Weg aufgebracht.

Die Eigenschaften dieser Kondensatoren sind von der Bauform unabhängig. Das Keramikmaterial hat aber großen Einfluss. Meist haben Keramiksorten mit hoher Dielektrizitätszahl einen hohen nichtlinearen Temperaturkoeffizienten. Sie ermöglichen aber dafür kleine Abmessungen.



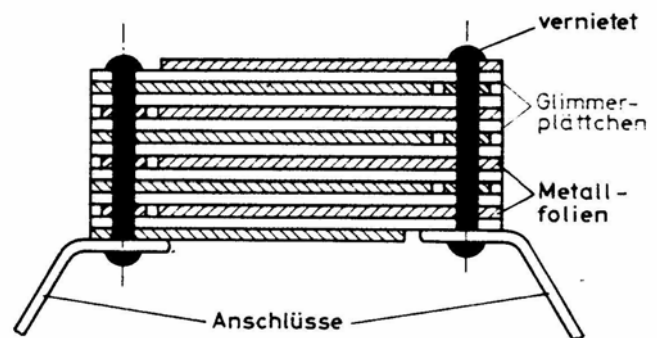
Prinzipieller Aufbau eines
Keramik-Röhrchenkondensator



Prinzipieller Aufbau eines
Keramik-Scheibenkondensator

2.2.3.7. Glimmerkondensator

Bevor geeignete Keramikmassen verfügbar waren, wurden in der Hochfrequenztechnik Glimmerkondensatoren verwendet. Wegen ihrer guten Eigenschaften, wie kleiner Verlustfaktor ($\tan \delta = 10^{-4}$ bei $f = 1 \text{ MHz}$) und kleiner Temperaturkoeffizient, werden sie noch immer gebaut. In Europa gibt es aber kaum noch Abbaugelände für Glimmer, was die Herstellung verteuert.



Prinzipieller Aufbau eines
Glimmerkondensators

2.2.3.8. Elektrolytkondensator (Elko)

In vielen Geräten sind Kondensatoren mit sehr hohen Kapazitätswerten ($1 \div 10000 \mu\text{F}$) erforderlich. Gleichzeitig ist man natürlich bestrebt, so wenig Platz wie möglich zu verbrauchen. Wenn es die technischen Anforderungen erlauben, werden in so einem Fall Elektrolytkondensatoren verwendet.

Das Dielektrikum eines Elkos ist immer eine hauchdünne Oxidschicht auf einer Metallelektrode. Der zweite Pol des Elkos wird durch einen Elektrolyten gebildet. Dieser steht mit dem Gehäuse des Kondensators in leitender Verbindung. Weil die Oxidschicht sehr dünn ist ($0,1 \mu\text{m}$), erhält man große Kapazitätswerte.

Die Polung eines Elkos ist allerdings zu beachten. Es muss immer der positive Anschluss an die oxidierte Elektrode angelegt werden. Bei einer Fehlpolung wird die Oxidschicht abgebaut und der Kondensator zerstört.

Beim Elektrolyten unterscheidet man zwischen flüssigen und festen Typen.

Aluminiumelko:

Im Aluminiumelko wird ein flüssiger Elektrolyt (Natriumborat, Borsäure, Schwefelsäure oder Kaliumpermanganat) verwendet. Bei der Herstellung wird eine dünne Aluminiumfolie mit einer Lage aus saugfähigem Papier zusammengerollt. Dieser Wickel wird in einen leitfähigen Becher eingebaut und mit Elektrolytflüssigkeit gefüllt. Der Kondensator wird nun an eine Gleichspannung gelegt, dadurch bildet der Elektrolyt auf der Alufolie eine Oxidschicht.

Zur Aufrechterhaltung dieser Schicht ist ständig ein schwacher Wirkstrom notwendig ($10\mu\text{A} / \mu\text{F}$). Der Verlustfaktor eines Alu-Elkos ist damit ziemlich hoch ($\tan \delta = 0,2$ bei 50 Hz). Auch die Eigeninduktivität ist relativ groß.

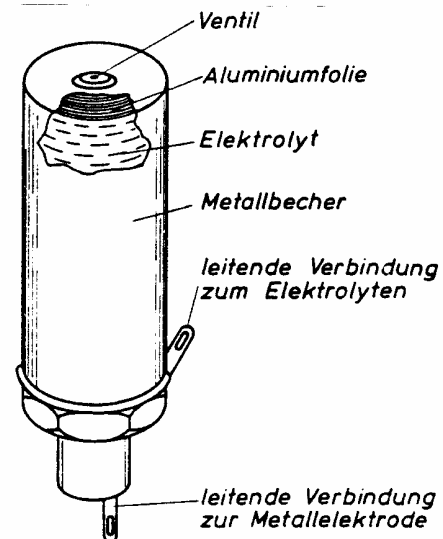
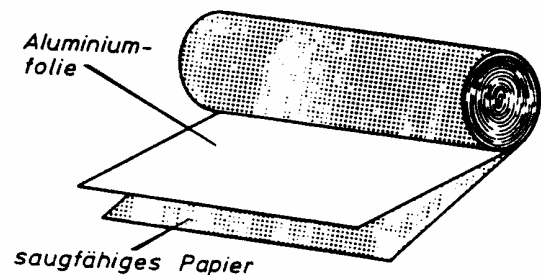
Der flüssige Elektrolyt ist empfindlich gegen hohe Temperaturen. Der Kondensator altert dabei sehr schnell.

Bei einer Temperatur von 85°C sinkt die Kapazität nach 900 Betriebsstunden auf 40 % der Anfangskapazität. Der Verlustfaktor steigt dabei von 0,2 auf 1,0.

Bei tiefen Temperaturen friert der Elektrolyt ein. Der zulässige Arbeitsbereich liegt daher zwischen -25°C und $+85^\circ\text{C}$.

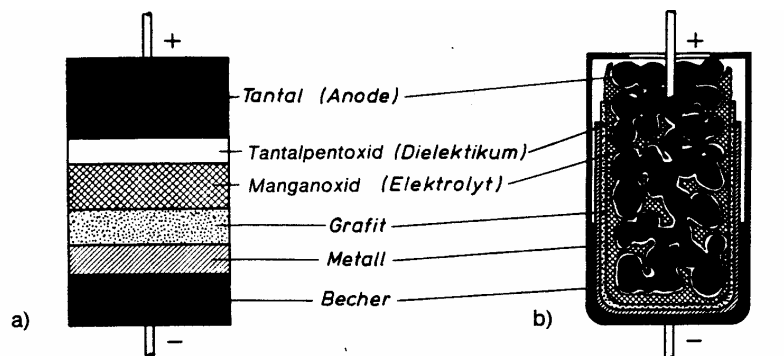
Tantalelko:

Für einen höheren Temperaturbereich (-60°C bis $+125^\circ\text{C}$) eignet sich ein Kondensator, der aus Tantalfolie hergestellt ist. Der Verlustfaktor solcher Elkos ist wesentlich kleiner als bei einem Aluminiumelko. Tantal ist aber um ein Mehrfaches teurer als Aluminium.



Prinzipieller Aufbau eines Alu-Elkos

Sehr häufig werden Tantalelkos mit festem Elektrolyten und gesinterter Anode ausgeführt. Es wird dazu Tantalpulver in eine Form gepresst und im Vakuum bei hoher Temperatur gesintert.

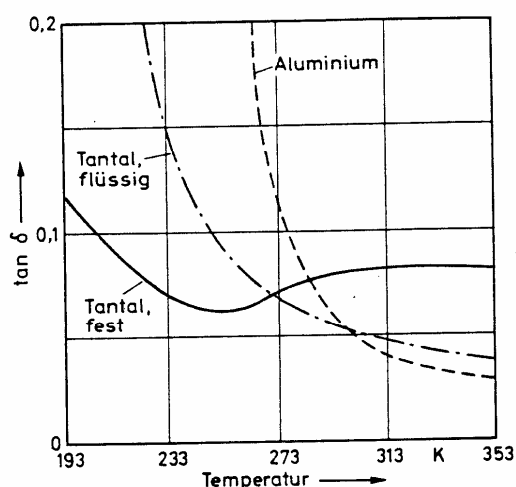
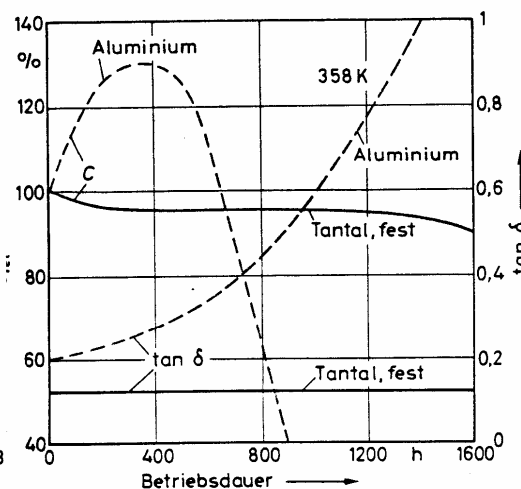


Ta-Elko, prinzipielle Schichtanordnung

Schnitt durch einen Ta-Elko

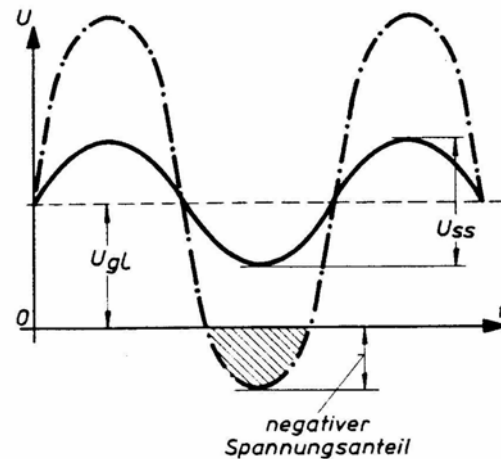
Durch das Sintern erhält man einen porösen Körper mit einer großen Oberfläche (1500 cm^2 Fläche bei 1 cm^3 Volumen), der mit einer dünnen Tantalpentoxid (Ta_2O_5) als Dielektrikum versehen wird (formieren). Die Sinterhohlräume werden mit einer Manganverbindung getränkt. Durch Wärmeeinwirkung entsteht der feste Elektrolyt Manganoxid MnO_2 (Braunstein). Auf eine Grafitschicht wird eine Metallschicht aufgespritzt, die mit dem Becher verlötet wird.

Der Tantalelko hat in Summe bessere Eigenschaften als ein Aluminiumelko. Die Dielektrizitätszahl ist bei Aluminiumoxid ($\epsilon_{rAl} = 7$) wesentlich kleiner als bei Tantalexid ($\epsilon_{rTa} = 27$). Dadurch ist die Kapazität pro Volumen beim Tantalelko größer und der Verlustfaktor kleiner.

Temperaturabhängigkeit
des VerlustfaktorsBetriebsdauerabhängigkeit
von Verlustfaktor und Kapazität
bei hoher Temperatur

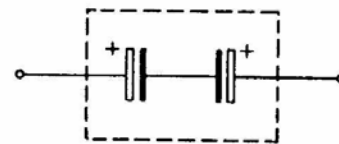
Unabhängig von der Bauweise dürfen Elkos nur mit einer Gleichspannung betrieben werden.

Liegt eine Mischspannung an, so darf der negative Anteil nicht zu groß werden. Solche Mischspannungen treten auf, wenn Elkos als Koppelkondensatoren in Verstärkerstufen verwendet werden.



Mischspannung an einem Elko

Beim Betrieb mit Wechselspannung müssen die Kathoden von zwei Elkos verbunden werden. Es gibt solche bipolaren Schaltungen auch fertig in ein Gehäuse eingebaut.



Bipolarer Elko

2.2.3.9. Allgemeine Eigenschaften von Festkondensatoren

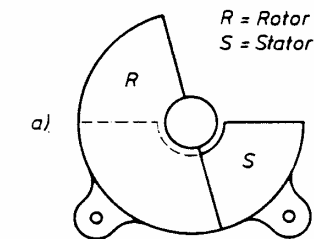
	Papier-Kondensator	Metall-Papier-Kondensator	Kunststoff-Kondensator	Metall-Kunststoff-Kondensator	Metall-Lack-Kondensator	Keramik-Kondensator	Elektrolyt-Kondensator
Bereich	100pF-1μF	100nF-50μF	2pF-50nF	10nF-250nF	100nF-200μF	0,5pF-50nF	500nF-50mF
Toleranzen	± 20 %	± 20 %	± 20 %	± 20 %	± 20 %	± 10 %	-20 % +50%
Eigen-induktivität	groß	groß	klein	mittel	mittel	sehr klein	groß
Verlustfaktor	10 ⁻² bei 800 Hz	10 ⁻² bei 800 Hz	10 ⁻⁴ bei 800 Hz	10 ⁻² bei 800 Hz	20 x 10 ⁻³ bei 800 Hz	10 ⁻³ bei 1 MHz	0,2 bei 50 Hz
Temperatur-koeffizient	3 x 10 ⁻³ /K	10 ⁻³ /K	-10 x 10 ⁻⁶ /K	10 ⁻³ /K	10 ⁻³ /K	rel klein	groß
Temperatur-bereich	-20....+85 in °C	-40....+85 in °C	-10....+70 in °C	-55....+150 in °C	-35....+75 in °C	-25....+85 in °C	-20....+85 (-60....+125)
Abmessung rel.	groß	groß	mittel	klein	sehr klein	groß	sehr klein
Betriebs-spannung	125....1000 V	160....600 V	50....500 V	300V....5 kV	60....120 V	250....500 V	3....650 V
selbstheilend	nein	ja	nein	ja	ja	nein	ja
gepolt	nein	nein	nein	nein	nein	nein	ja

2.2.4. Mechanisch veränderbare Kondensatoren

Die Kapazität eines Kondensators kann man entweder durch Verändern des Plattenabstandes oder durch Verändern der Fläche beeinflussen.

2.2.4.1. Drehkondensator

Der Drehkondensator besteht aus einem feststehenden Plattenpaket (Stator) und einem beweglichem Plattenpaket (Rotor). Der Rotor greift kammförmig zwischen die Platten des Stators. Die Kennlinie kann, ähnlich wie bei einem Potentiometer, linear oder logarithmisch sein.



Plattenform eines Drehkondensators

Bei Drehkondensatoren wird meist Luft als Dielektrikum verwendet. Der Kapazitätsbereich liegt zwischen 50 pF und 600 pF.

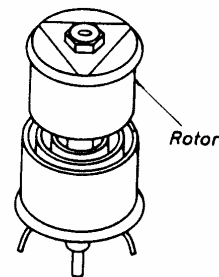
Solche Kondensatoren werden in der Elektronik zum Abgleichen von Brückenschaltungen, Schwingkreisen und Filtern verwendet.

2.2.4.2. Trimmkondensator

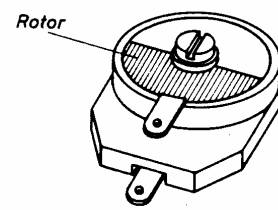
Trimmer sind ähnlich wie Drehkondensatoren aufgebaut. Man benötigt aber zum Verstellen der Kapazität ein Werkzeug. Trimmer werden dann eingesetzt, wenn eine willkürliche Verstellung von außen unerwünscht ist.

Oft wird bei Trimmern ein

Keramikplättchen oder ein Keramikröhrchen als Dielektrikum verwendet.



Lufttrimmer



Scheibentrimmer

2.2.5. Schaltung von Kondensatoren

Bei der **Serienschaltung** von Kondensatoren werden die Teilspannungen addiert.

$$\underline{U}_{ges} = \underline{U}_1 + \underline{U}_2 + \dots + \underline{U}_k + \dots + \underline{U}_n = \sum_{k=1}^n \underline{U}_k$$

$$\frac{\underline{I}}{j\omega \cdot C_{ges}} = \frac{\underline{I}}{j\omega} \cdot \sum_{k=1}^n \frac{1}{C_k}$$

$$\frac{1}{C_{ges}} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{C_k}$$

Durch die Serienschaltung wird die Gesamtkapazität kleiner, weil der wirksame Plattenabstand vergrößert wird.

Bei einer **Parallelschaltung** werden die Teilströme addiert.

$$\underline{I}_{ges} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \dots + \underline{I}_k + \dots + \underline{I}_n = \sum_{k=1}^n \underline{I}_k$$

$$\underline{U} \cdot j\omega \cdot C_{ges} = \underline{U} \cdot j\omega \cdot \sum_{k=1}^n C_k$$

$$C_{ges} = \sum_{k=1}^n C_k$$

Durch die Parallelschaltung wird die Gesamtkapazität größer, weil die wirksame Fläche vergrößert wird

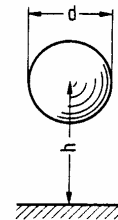
2.2.5. Kapazität von verschiedenen Anordnungen

Sehr oft benötigt man beim Berechnen von Schaltungen die Kapazität, die durch Leitungsanordnungen, Abschirmungen, Gehäuseteile oder ähnliches entsteht.

Kugelförmiger Körper:

Alle Maße in cm; Kapazitätswerte in pF

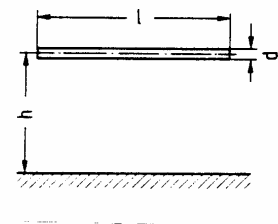
$$C = 0,555 \cdot \left(1 + \frac{d}{4 \cdot h}\right) \quad \text{für } d < h$$



Gerader horizontaler Zylinder

Alle Maße in cm; Kapazitätswerte in pF

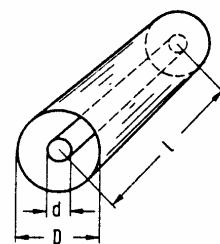
$$\text{für } l > h \quad C = \frac{0,241 \cdot l}{\lg \left\{ \frac{2 \cdot h}{d} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - \frac{1}{(2 \cdot h/d)}} \right] \right\}}$$



$$\text{für } l > h > d \quad C \approx \frac{0,241 \cdot l}{\lg(4 \cdot h/d)}$$

Koaxiale Leitung:

Alle Maße in cm; Kapazitätswerte in pF

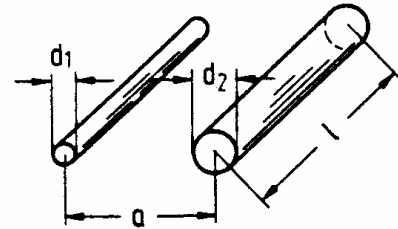


für $l > D$
$$C = \frac{0,241 \cdot l}{\lg(D/d)}$$

Paralleldrahtleitung:

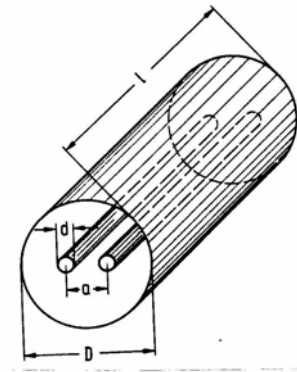
Alle Maße in cm; Kapazitätswerte in pF

$$C = \frac{0,241 \cdot l}{\lg(4 \cdot a^2 / d_1 \cdot d_2)}$$

**Paralleldrahtleitung abgeschirmt:**

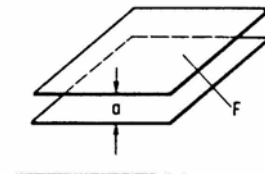
Alle Maße in cm; Kapazitätswerte in pF

$$C = \frac{0,121 \cdot l}{\lg[2 \cdot a \cdot (D^2 - a^2) / d \cdot (D^2 + a^2)]}$$

**Zwei parallele Platten:**

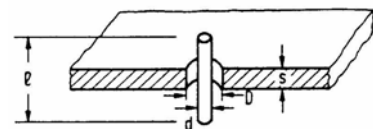
Alle Maße in cm; Kapazitätswerte in pF

$$C = 0,0885 \cdot \frac{F}{a}$$

**Durchführung:**

Alle Maße in cm; Kapazitätswerte in pF

$$C \approx \frac{0,56 \cdot l}{\ln(2D/d)}$$



2.3. Induktivitäten

Wenn durch einen Leiter ein elektrischer Strom fließt, so baut sich um diesen Leiter ein Magnetfeld auf. Zur zeichnerischen Darstellung dieses Feldes können Feldlinienbilder verwendet werden. Sie ermöglichen eine Aussage über die magnetische Flussdichte ($\vec{B}$) an einer beliebigen Stelle.

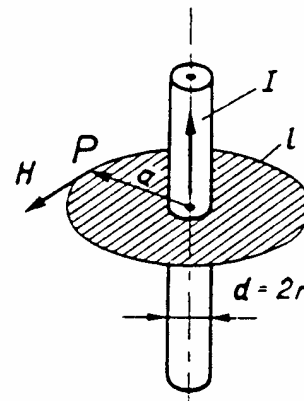
Die Richtungszuordnung zwischen dem Strom, dessen Richtung durch den Leiter vorgegeben ist, und der vektoriellen Größe der magnetischen Feldstärke ($\vec{H}$), erfolgt nach der "Rechtsschraubenregel".

Der Betrag der Feldstärke kann mit dem **Durchflutungsgesetz** errechnet werden.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \Theta \quad \text{oder vereinfacht:}$$

$$H = \frac{I \cdot N}{l}$$

N : Windungszahl
 l : Länge der Feldlinie

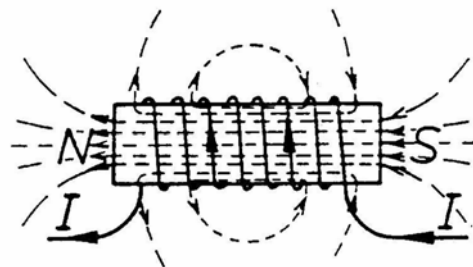


Feldstärke neben einem stromdurchflossenen Leiter

Für den stromdurchflossenen Leiter ergibt sich daher für die Feldstärke:

$$H = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot a} \quad \text{Dimension:} \quad \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

Fasst man mehrere Windungen zu einer Spule zusammen, kann wie bei einem Dauermagneten ein Nord- und ein Südpol festgelegt werden. Am Nordpol treten die Feldlinien aus und nach einem geschlossenen Linienzug am Südpol wieder ein. Abgesehen von der unvermeidbaren Streuung, herrscht im Inneren der Spule eine konstante Flussdichte.



Feldbild einer zylindrischen Spule

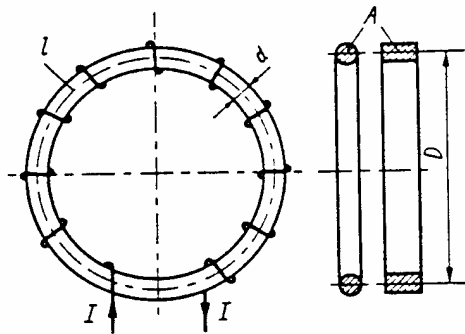
Ändert sich in einer Leiterschleife das Magnetfeld, so wird eine Spannung erzeugt. Die Höhe der Spannung kann nach dem **Induktionsgesetz** errechnet werden.

$$U_i = N \cdot \frac{\partial}{\partial t} \int \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad \text{oder vereinfacht} \quad U_i = N \frac{d\Phi}{dt}$$

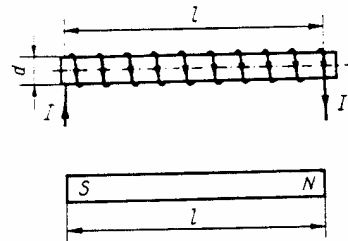
$B = \frac{\Phi}{A}$	Flussdichte (Induktion)	Dimension:	$\frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = \text{T (Tesla)}$
Φ :	Magnetischer Fluss	Dimension:	$\text{Vs} = \text{Wb (Weber)}$

2.3.1. Prinzipieller Aufbau von Induktivitäten und Allgemeines

Im Prinzip ist eine Induktivität immer spulenförmig aufgebaut. Es kann sich dabei um eine Luftspule oder um eine Induktivität mit einem Kern handeln. Meist werden ferromagnetische Kerne verwendet.



Ringspule



Zylinderspule

Der Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und Flußdichte ist durch die Permeabilitätszahl gegeben.

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad \mu_r$$

Permeabilität des leeren Raumes, Naturkonstante
relative Permeabilitätszahl

Man unterscheidet:

Diamagnetische Stoffe (Gold, Kupfer, Quecksilber, Silber, Wasser, Wismut, Zink, Glas), bei denen $\mu_r < 1$ ($0,999.830 \div 0,999.991$), die also das Magnetfeld schwächen.

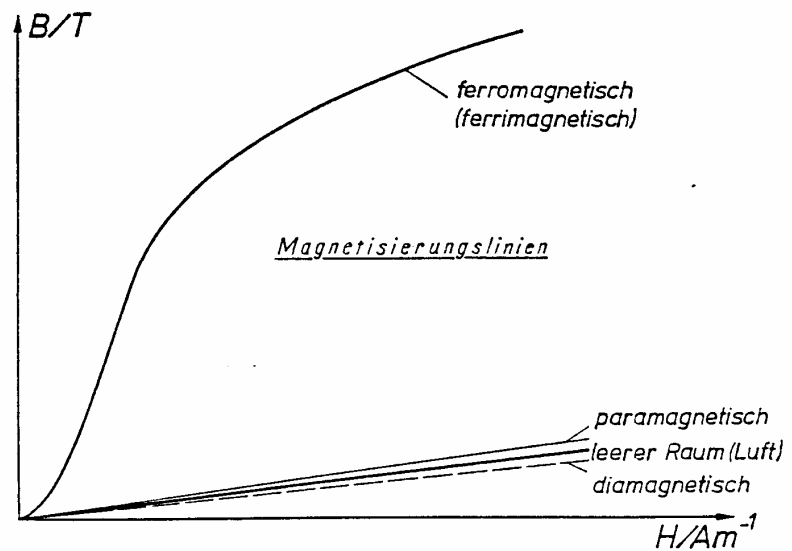
Paramagnetische Stoffe (Aluminium, Luft, Palladium, Platin, Hartgummi), bei denen $\mu_r > 1$ ($1,000.000.4 \div 1,000.690$), die daher das Magnetfeld verstärken.

Ferromagnetische Stoffe (Eisen, Nickel, Kobalt, Nickel-Eisenlegierungen) und **ferrimagnetische** Stoffe (Mangan-Zink-Ferrite, Nickel-Zink-Ferrite, Fe_2O_3), bei denen $\mu_r \gg 1$. Das Magnetfeld wird bei diesen Stoffen wesentlich verstärkt; es ist aber zu beachten, dass $\mu_r = f \Phi / \mathcal{L}$.

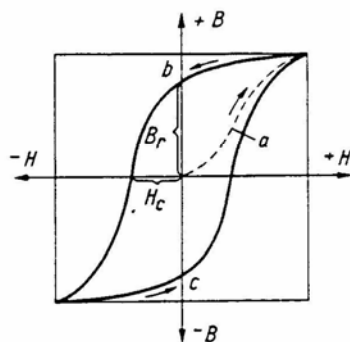
Antiferromagnetische Stoffe (Nickel-Mangan-Stahl, Nickel-Mangan-Chromstahl, Manganoxid, Eisenoxid, Nickeloxid), die sich unterhalb einer gewissen Grenztemperatur (Néel-Temperatur) diamagnetisch und oberhalb paramagnetisch verhalten.

Für Spulenkörper werden ferromagnetische und ferrimagnetische Werkstoffe verwendet.

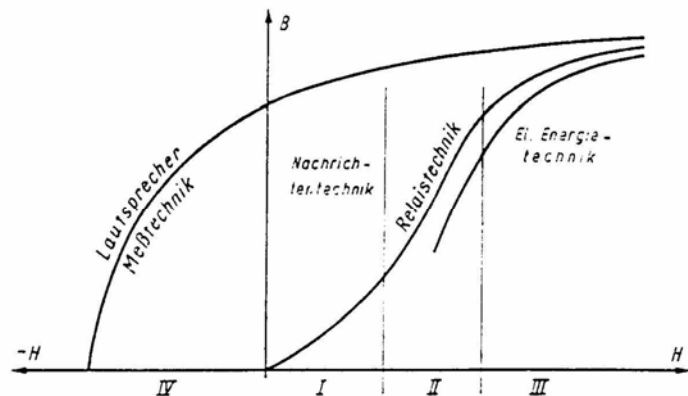
Im Bild ist der prinzipielle Verlauf der Magnetisierungslinien von Stoffgattungen dargestellt. Paramagnetische und diamagnetische Werkstoffe zeigen lineares Verhalten. Bei ferro- und ferrimagnetischen Stoffen gibt es ein nichtlineares Verhalten zwischen Feldstärke und Flussdichte. Außerdem gibt es bei solchen Stoffen eine Neukurve, die beim erstmaligen Magnetisieren durchlaufen wird und eine Hysteresiskurve, die beim Ummagnetisieren auftritt.



Magnetisierungskennlinien, grundsätzlicher Verlauf



Hysteresisschleifen



Anwendungsgebiete der Kennlinie

Die Kennzahl einer Spule ist der Induktivitätswert L . Sie wird mit dem magnetischen Leitwert A_L und N^2 berechnet.

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

$$\text{Dimension von } L: \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A}} = \text{H (Henry)}$$

$A_L = f(\text{Geometrie und } \mu_r)$ Induktivitätskonstante, magnetischer Leitwert.

2.3.2. Allgemeine Merkmale von Induktivitäten

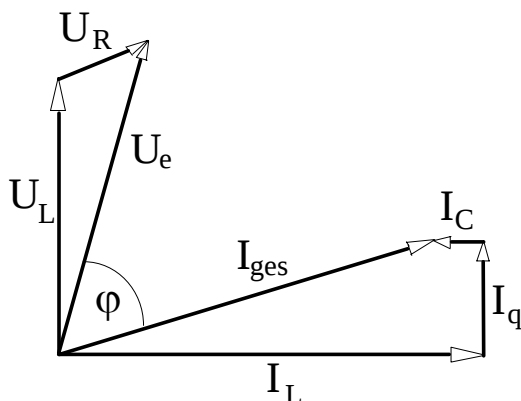
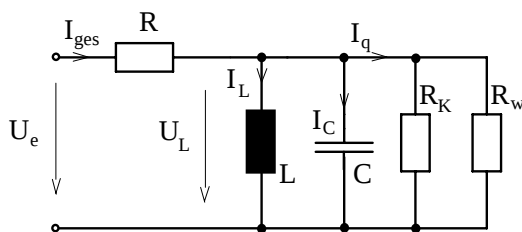
Eine ideale Induktivität ist technisch nicht realisierbar. Die Verluste setzen sich aus verschiedenen Teilen zusammen.

Verluste durch den **ohmschen Widerstand** des Drahtes und **Stromverdrängungsverluste** und **Wirbelstromverluste** im Draht werden durch den einen Widerstand (R) in Serie berücksichtigt.

Wirbelstrom und **Ummagnetisierungsverluste** im Eisenkern sind in einem Parallelwiderstand (R_K) ersetzt.

Streuverluste des magnetischen Flusses und **dielektrische Verluste** zwischen den Windungen werden durch einen Widerstand (R_w) parallel zur Induktivität erfasst.

Außerdem tritt eine parasitäre Kapazität (C) zwischen den Windungen auf



Die Phasenverschiebung ist bei einer realen Induktivität kleiner als 90° .

Der Differenzwinkel zwischen 90° und dem Phasenwinkel φ wird als Verlustwinkel δ bezeichnet. Der Verlustfaktor ist $\tan \delta$.

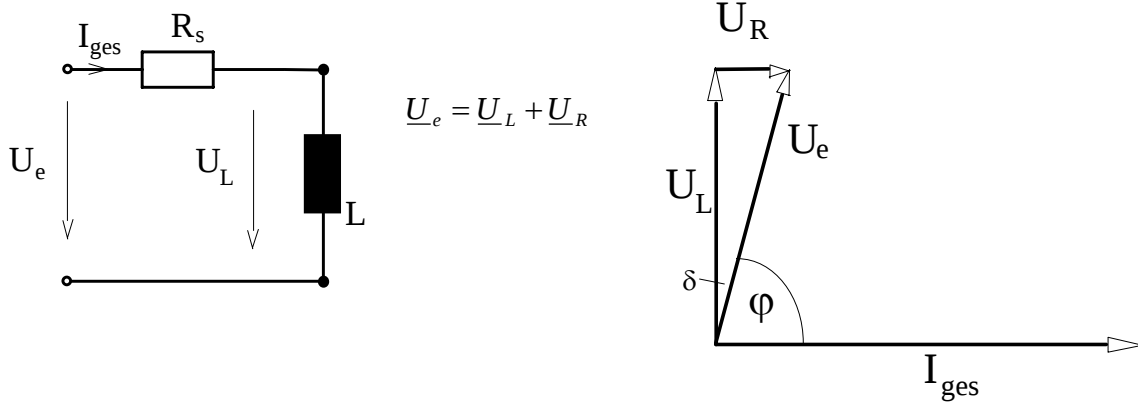
$$Q = 1/\tan \delta$$

Man versucht auch bei Induktivitäten mit vereinfachten Ersatzschaltungen auszukommen. Für Luftspulen kann auch mit guter Näherung eine Serienerersatzschaltung bei niedriger Frequenz verwendet werden. Für hohe Frequenzen ist auch für eine Luftspule die Serienerersatzschaltung nicht mehr hinreichend, weil durch den Skin-Effekt im Leiter die Verluste nicht linear mit der Frequenz zunehmen.

Bei Spulen mit Eisenkern wird der Induktivitätswert durch Sättigung stromabhängig. Die Verluste im Kern nehmen überproportional mit der Frequenz zu. Für solche Spulen muss daher meist eine Kombination aus Serien- und Parallelerersatzschaltung verwendet werden.

Seriensatzschaltung:

Alle Verluste der Spule werden in einem seriellen Widerstand zusammengefasst. Die Eigenkapazität wird dabei vernachlässigt.



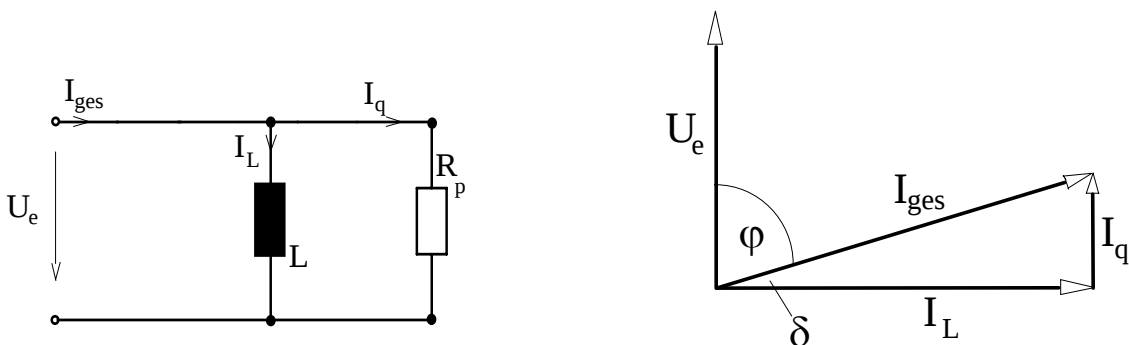
$$\underline{U}_e = \underline{U}_L + \underline{U}_R$$

$$\tan \delta = \frac{U_R}{U_L} = \frac{I \cdot R_s}{I \cdot \omega \cdot L} = \frac{R_s}{\omega \cdot L}$$

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R_s}$$

Parallelsatzschaltung:

Alle Verluste der Spule werden in einem Parallelwiderstand zusammengefasst. Die Eigenkapazität wird dabei vernachlässigt.



$$\underline{I}_{ges} = \underline{I}_L + \underline{I}_q$$

$$\tan \delta = \frac{I_q}{I_L} = \frac{U_e / R_p}{U_e / \omega \cdot L} = \frac{\omega \cdot L}{R_p}$$

$$Q = \frac{R_p}{\omega \cdot L}$$

2.3.3. Ausführungsformen von Induktivitäten

Die Ausführung einer Induktivität hängt vom Anwendungszweck und von der Betriebsfrequenz der Spule ab.

2.3.3.1. Luftspulen

Bei Luftspulen ist die Induktivität vom Strom unabhängig, weil die relative Permeabilität von Luft konstant ist. ($\mu_r = 1,000.000.4$).

Meist werden die Spulen möglichst kurz und mit großem Durchmesser gebaut, weil dadurch der magnetische Leitwert zunimmt.

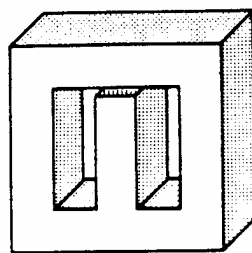
Anwendung meist als Stromanstiegsbegrenzungs-drossel und als Glättungsinduktivität bei stromrichter-gespeisten Gleichstromantrieben.

2.3.3.2. Niederfrequenz-Spulen mit Eisenkern

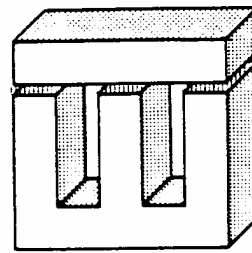
Bis zu einer Frequenz von ca 20 kHz kann für den Kern einer Induktivität ein geblechter Aufbau verwendet werden.

Kernschnitte:

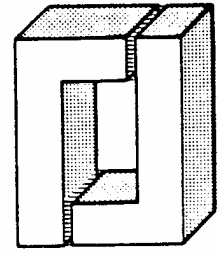
Bei jedem Kern wird ein Luftspalt oder ein Spalt aus einem paramagnetischen Material eingebaut. Dies dient zur Linearisierung und zur Minimierung der vom Strom abhängigen Änderung des magnetischen Leitwertes.



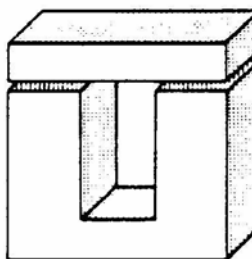
M-Kern



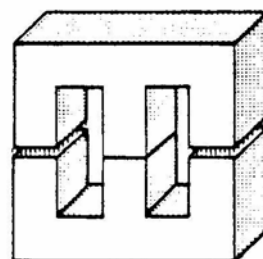
EI-Kern



LL-Kern



UI-Kern



MM-Kern

Kernmaterial:

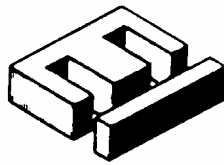
Material	Zusammensetzung (Anmerkungen)	Anfangs- permeabilität μ_{ra}	Maximal- permeabilität μ_{rm}	Koerzitivfeld- stärke A / m	Spezifischer Widerstand $\Omega \cdot \text{mm}^2 / \text{m}$
Dynamoblech (Trafoblech)	Techn. Eisen mit ca. (0,7...4,3) % Si	400...600	6×10^3	32...64	0,20...0,55
Trafoblech kaltgewalzt	Techn. Eisen mit ca. (2,7...3,3) % Si	4000	10×10^3	12...20	0,40...0,47
Reineisen	Fe (bei 1300° in H geglüht)	5×10^3	180×10^3	4,0	0,10
Hipernik	50 % Ni, 50 % Fe	5×10^3	56×10^3	3,2	0,45
Permanorm 5000 (Ni-Fe-orientiert)	50 % Ni, 50 % Fe (Sonderglühung)	4×10^3	50×10^3	4,0	0,45
Permalloy C	78 % Ni, 3,8 % Mo, 18,2 % Fe	16×10^3	100×10^3	2,4	0,16
Mumetall	76 % Ni, 17 % Fe, 5 % Cu, 2 % Cr	30×10^3	100×10^3	2,4	0,50
Ultraperm	79 % Ni, 16 % Fe, 5 % Mo	100×10^3	400×10^3	0,4	0,60
Mangan-Zink Ferrit	(Sinterwerkstoff geeignet für den HF-Bereich)	2×10^3	3×10^3	10,0	10^7

Die Kerne werden aus isolierten Blechen geschichtet. Die Blechstärke geht von 1/10 bis 1 mm. Für jeden Blechschnitt wird vom Hersteller der jeweilige magnetische Leitwert angegeben. Die Windungszahl ist dann einfach auszurechnen.

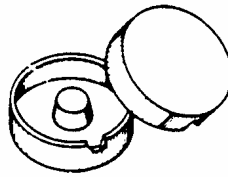
2.3.3.3. Hochfrequenz-Spulen mit Kern

Für höhere Frequenzen verursacht auch ein geblechter Aufbau zu hohe Eisenverluste. Für solche Kerne wird **Pulvereisen** oder ein weichmagnetischer **Ferrit** verwendet.

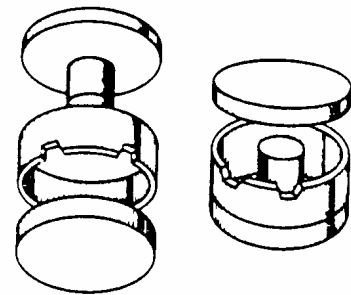
Bei einem Pulvereisenkern wird kugelig verdüstetes Eisenpulver mit einer Korngröße von $< 0,1$ mm unter Zugabe von Kunstharz unter hohem Druck, meist nach einem isostatischem Verfahren, zum fertigen Körper verpresst. Die Eisenverluste können verkleinert werden, wenn die Pulverteile vor dem Verpressen mit einer elektrisch nichtleitenden Schicht überzogen werden.

Kernformen:

EI-Kern



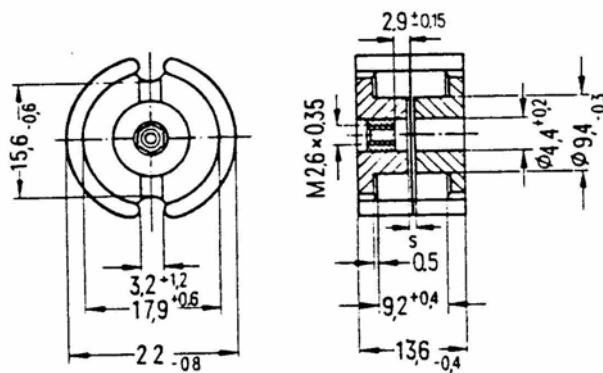
Schalenkern



Topfkern

Für weichmagnetische Ferritkerne wird aus feinem Pulver von Eisen- Nickel- Zink- und Manganoxiden durch Verpressen ein Körper hergestellt. Dieser erhält durch Sintern bei hoher Temperatur (bis 1300° C) eine keramische Struktur.

Die Wicklung erfolgt wegen der Stromverdrängung mit dünnen Kupferdrähten. Für höchste Frequenzen wird eine HF-Litze verwendet, die aus oberflächenversilberten Drähten besteht. Der Abgleich der Induktivität ist durch eine Schraube möglich, die den Luftspalt teilweise überbrückt.



Schalenkern nach DIN 41293

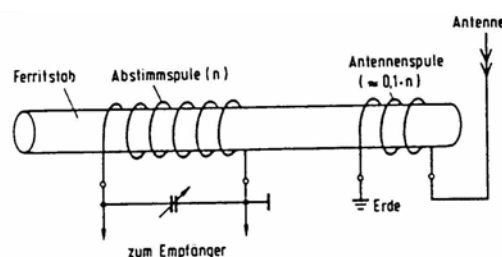
Schalenkern nach DIN 41293

2.3.3.4. Gekoppelte Spulensysteme

Spulen können über ein gemeinsames Magnetfeld miteinander gekoppelt sein. Der Kopplungsgrad, d.h. wie viele magnetische "Feldlinien" von der Primärspule durch die Sekundärspule verlaufen, bestimmt die Sekundärspannung und damit die Leistungsübertragung des Systems.

$$K = \frac{\Phi_1}{\Phi_2} \quad \text{Kopplungsgrad}$$

Bei gekoppelten Schwingkreisen ist die Kopplung nur lose, weil sonst eine zu große Dämpfung auftritt.



Gekoppelte Schwingkreisspule

Gekoppelte Schwingkreisspule

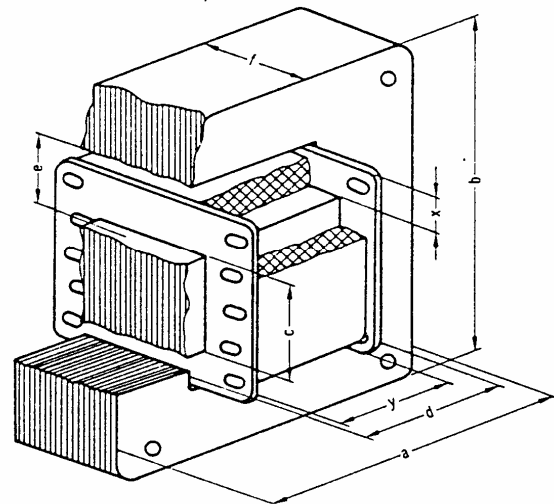
2.3.3.4.1. Transformator für kleine Leistungen

Der Transformator hat eine möglichst enge Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspule. Er hat die Aufgabe, eine Wechselspannung $\underline{U}_1$ (Primärspannung) in eine zweite Wechselspannung $\underline{U}_2$, oder mehrere Sekundärspannungen umzuformen.

Die notwendigen Wicklungen je Spannungssystem werden so auf einem gemeinsamen Eisenkern montiert, dass die Streuung des magnetischen Flusses so klein wie möglich ist.

Die Primärwicklung verursacht im Kern eine Magnetfeldänderung. Dadurch wird in den anderen Spulen eine Spannung induziert.

Meist werden Mantelkerne verwendet. Dazu gibt es fertige Normblechschnitte. Dadurch wird die Dimensionierung eines Netztransformators erheblich vereinfacht.



Netztransformator mit Mantelkern

Für die Festlegung des Kernschnittes geht man von der Gesamtleistung der einzelnen Wicklungen aus.

$$S_{ges} = S_1 + S_2 + S_3 + \dots$$

Scheinleistung gesamt in

V · A

Aus dieser Gesamtleistung lässt sich mit einer Näherungsformel der wirksame Eisenquerschnitt A_E in cm^2 bestimmen.

$$A_E \approx 1,1 \cdot \sqrt{S_{ges}}$$

Man wählt nun den nächst größeren Normkern und berechnet die Windungszahl.

$$N = \frac{U \cdot 10^4}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot A_E}$$

B : Flussdichte in T

Unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades wird als Ausgleich des Spannungsverlustes in den Sekundärwicklungen die Windungszahl um 10 bis 20 % größer gewählt als die Rechnung ergibt.

$$A_{Cu} = \frac{I}{s}$$

Mit der Wahl der Stromdichte s zwischen 2 A/mm^2 (innere Wicklung) und 4 A/mm^2 (äußere Wicklung) wird der Drahtquerschnitt berechnet.

Dimensionierung von Netztransformatoren für $f = 50\text{Hz}$ und $B = 1\text{T}$
(nach Telefunken)

Nr.	Wert	Dim.	Normkern						
			M42	M55	M65	M74	M85	M102a	M102b
1	Höchstlast (Wicklung ungeteilt)	VA	4,5	12	26	48	62	120	180
2	Höchstlast (Wicklung geteilt)	VA	3	6	21	40	52	100	160
3	Spannung je Wdg. (Leerlauf)	mV/w	44,6	84,4	134	183	230	298	447
4	Windungen für 220 V (Leerlauf)	w/220	4940	2610	1650	1200	956	740	494
5	Prim. Wdg. für 220 V (Höchstlast)	w/220	4300	2400	1550	1150	920	718	482
6	Sek. Wdg. für 220 V (Höchstlast)	w/220	6400	2980	1790	1280	1010	770	506
7	Eisenverluste	W	0,8	1,9	3,5	3,8	5,6	8,5	13,0
8	Wirkungsgrad	%	60	70	77	83	84	87,5	88,5
9	Blechdicke	mm	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
10	Blechsorte (nach Eisenverlusten)	V_{1T}	3,0	3,0	3,0	2,3	2,3	2,3	2,3
11	Stromdichte innen	A/mm ²	4,5	3,8	3,3	3,0	2,9	2,4	2,3
12	Stromdichte außen	A/mm ²	5,2	4,3	3,6	3,3	3,3	2,8	2,7
13	Kupferverluste (Höchstlast)	W	2	3	4	5	6	8	9
14	Fensterhöhe nutzbar	mm	6,6	7,5	9,2	10,4	9,3	12,2	12,2
15	Fensterlänge nutzbar	mm	24	30	35	43	46	58	58
16	Kernbreite	mm	12	17	20	23	29	34	34
17	Pakethöhe	mm	15	20	27	32	32	35	52
18	Eisenquerschnitt brutto	cm ²	1,8	3,4	5,4	7,4	9,3	12	18
19	Fensterquerschnitt	cm ²	2,7	4,0	5,6	7,1	7,5	11,5	11,5
20	Eisengewicht	kg	0,14	0,33	0,62	0,88	1,3	2,0	3,0
21	Kupfergewicht	kg	0,04	0,09	0,16	0,28	0,3	0,55	0,65
22	Windungslänge innere Hälfte	cm	7,3	9,6	12,1	14,2	15,1	17,1	20,6
23	Windungslänge äußere Hälfte	cm	9,8	12,4	15,2	17,9	18,6	21,4	24,9

2.3.3.5. Schaltung von Induktivitäten

Bei der **Serienschaltung** von Induktivitäten werden die Teilspannungen addiert.

$$\underline{U}_{ges} = \underline{U}_1 + \underline{U}_2 + \dots + \underline{U}_k + \dots + \underline{U}_n = \sum_{k=1}^n \underline{U}_k$$

$$\underline{I} \cdot j\omega \cdot L_{ges} = \underline{I} \cdot j\omega \cdot \sum_{k=1}^n L_k$$

$L_{ges} = \sum_{k=1}^n L_k$ Durch die Serienschaltung wird die Gesamtinduktivität größer.

Bei einer **Parallelschaltung** von Induktivitäten werden die Teilströme addiert.

$$\underline{I}_{ges} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \dots + \underline{I}_k + \dots + \underline{I}_n = \sum_{k=1}^n \underline{I}_k \quad \frac{\underline{U}}{j\omega \cdot L_{ges}} = \frac{\underline{U}}{j\omega} \cdot \sum_{k=1}^n \frac{1}{L_k}$$

$\frac{1}{L_{ges}} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{L_k}$ Durch die Parallelschaltung wird die Gesamtinduktivität kleiner.

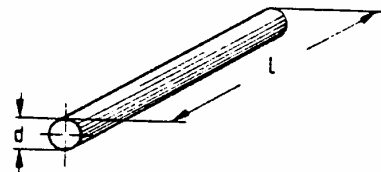
2.3.3.5. Induktivität von verschiedenen Anordnungen

Beim Berechnen von Schaltungen wird häufig die Eigeninduktivität von Leitungen und konstruktiven Teilen benötigt.

Gerader, gestreckter Leiter:

Alle Maße in mm; Induktivitätswerte in nH

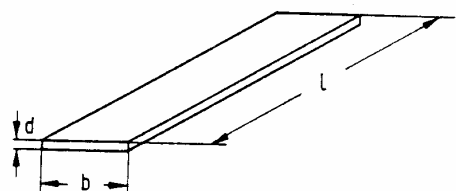
$$L \approx \frac{l}{d}$$



Gerader Bandleiter:

Alle Maße in cm; Induktivitätswerte in nH

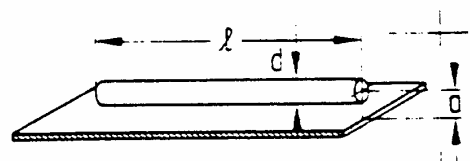
$$L \approx 2 \cdot l \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot l}{b + d} + 0,75 \right)$$



Leiter mit Fläche als Rückleiter:

Alle Maße in cm; Induktivitätswerte in nH

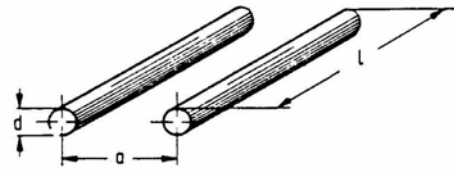
$$L \approx 2 \cdot l \cdot \ln \frac{4 \cdot a}{d}$$



Doppelleitung:

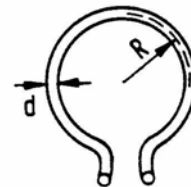
Alle Maße in cm; Induktivitätswerte in nH

$$L \approx 4 \cdot l \cdot \ln \frac{2 \cdot a}{d}$$

**Leiterschleife:**

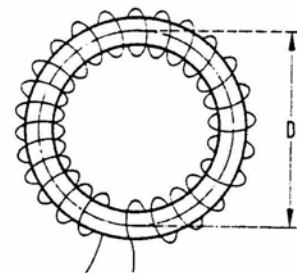
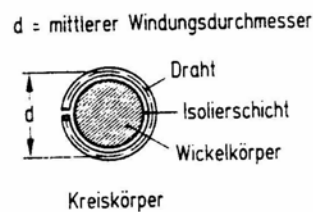
Alle Maße in cm; Induktivitätswerte in nH

$$L \approx 2 \cdot \pi \cdot \ln \left(\frac{16 \cdot R}{d} - 2 \right)$$

**Ringspule, kreisförmiger Querschnitt:**

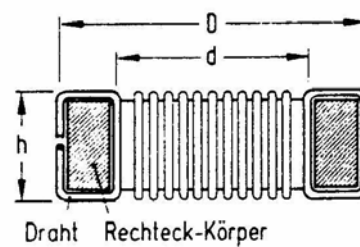
Alle Maße in cm; Induktivitätswerte in nH

$$L \approx \frac{\pi \cdot n^2 \cdot d^2}{D}$$

**Ringspule, rechteckförmiger Querschnitt:**

Alle Maße in cm; Induktivitätswerte in nH

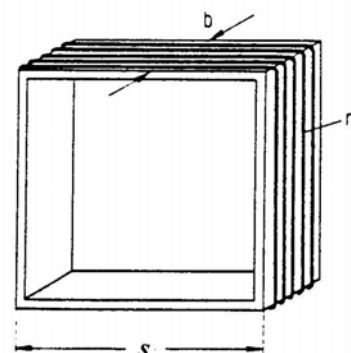
$$L \approx 1,85 \cdot h \cdot n^2 \cdot \ln \frac{D}{d}$$

**Rahmenspule:**

Alle Maße in cm

Induktivitätswerte in nH

$$L \approx \frac{20 \cdot (1,27 \cdot s)^2 \cdot n^2}{1,27 \cdot s + 2 \cdot b}$$

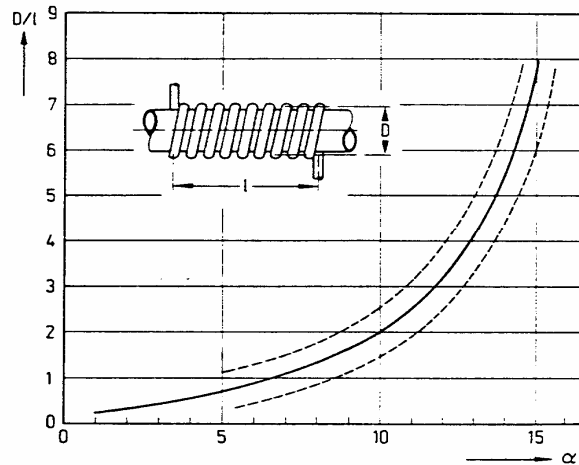


Einlagige Spule:

Alle Maße in cm.

Induktivitätswerte in nH

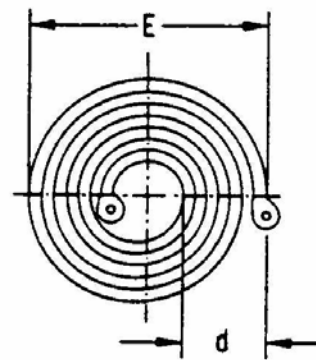
$$L \approx D \cdot n^2 \cdot \alpha$$

**Spiralspule:**

Alle Maße in cm

Induktivitätswerte in nH

$$L \approx \frac{21,5 \cdot n^2 \cdot (E - d)}{1 + 2,72 \cdot d / (E - d)}$$

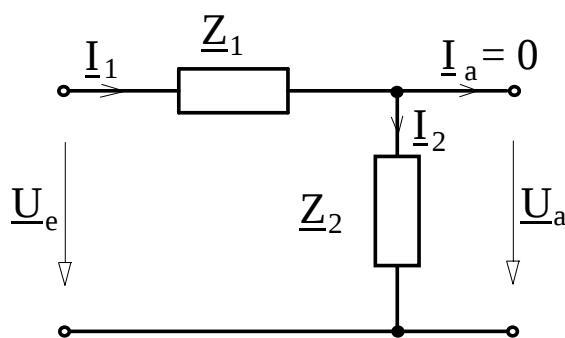


2.4. Schaltungen mit passiven Bauelementen

2.4.1. R-C-Kombinationen

In diesem Kapitel werden Filterschaltungen für sinusförmige Wechselgrößen und Schaltvorgänge in Gleichstromkreisen untersucht.

Bei der Herleitung der Gleichungen zu den Filterschaltungen gilt stets der unbelastete Zustand.



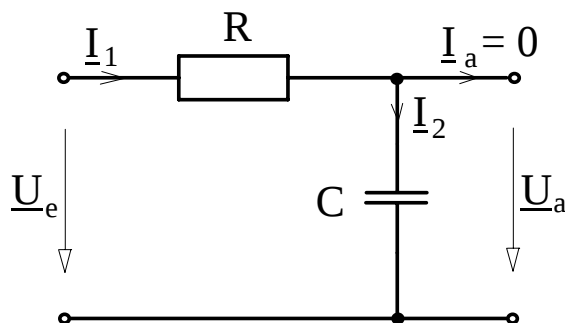
$$\underline{v} = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e}$$

$$\underline{I}_a = 0 \rightarrow \underline{I}_1 = \underline{I}_2$$

$$\underline{U}_e = \underline{I}_1 \cdot (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \quad \underline{U}_a = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_2$$

$$\underline{v} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \quad \text{Spannungsteilerregel}$$

2.4.1.1. Tiefpass



Bei einem Tiefpass werden Signale unterhalb der Grenzfrequenz nur wenig bedämpft.

$$\underline{Z}_1 = R \quad \underline{Z}_2 = \frac{1}{j\omega \cdot C}$$

$$\underline{v} = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C}}{R + \frac{1}{j\omega \cdot C}} = \frac{1}{1 + j\omega \cdot R \cdot C} = \frac{1 - j\omega \cdot R \cdot C}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2}$$

$$|\underline{v}| = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2}}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2}}$$

$$\tan \varphi = \underline{\underline{-\omega \cdot R \cdot C}}$$

Grenzfrequenz: $|\tan \varphi| = 1$

$$|-1| = \omega_g \cdot R \cdot C \rightarrow \omega_g = \frac{1}{R \cdot C} \quad |v|_{\omega=\omega_g} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad |v|_{\omega=\omega_g} [\text{dB}] = 20 \cdot \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -3,02 \cong \underline{\underline{-3\text{dB}}}$$

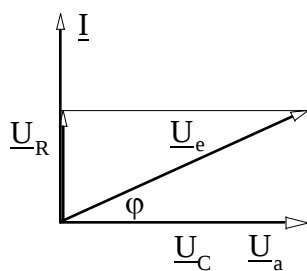
$$\varphi|_{\omega=\omega_g} = \arctan(-1) = \underline{\underline{-45^\circ}}$$

Kurvendiskussion:

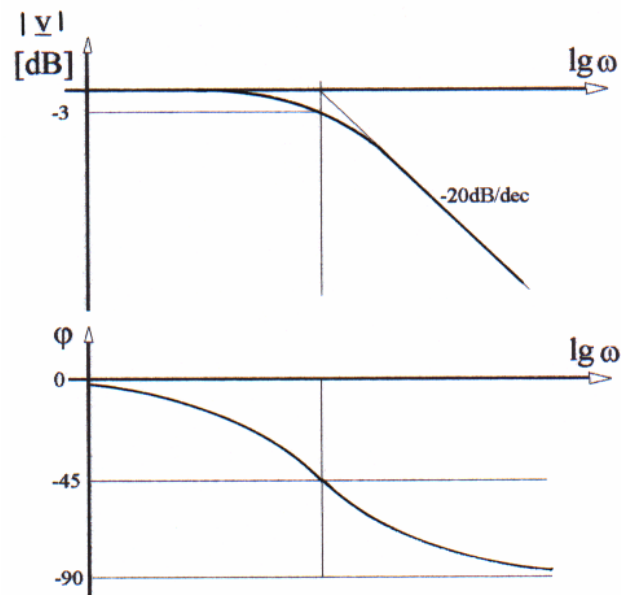
$$|v|_{\omega=0} = \underline{\underline{1}} \quad |v|_{\omega=0} [\text{dB}] = \underline{\underline{0}} \quad \varphi|_{\omega=0} = \arctan(0) = \underline{\underline{0^\circ}}$$

$$|v|_{\omega=\infty} = \underline{\underline{0}} \quad |v|_{\omega=\infty} [\text{dB}] = \underline{\underline{-\infty}} \quad \varphi|_{\omega=\infty} = \arctan(-\infty) = \underline{\underline{-90^\circ}}$$

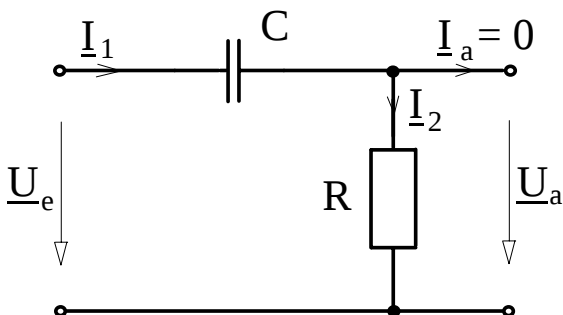
Zeigerdiagramm:



Bodediagramm



2.4.1.2. Hochpass



Bei einem Hochpass werden Signale oberhalb der Grenzfrequenz nur wenig bedämpft.

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega \cdot C} \quad Z_2 = R$$

$$\underline{v} = \frac{\omega \cdot R \cdot C}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2} \cdot (\omega \cdot R \cdot C + j)$$

$$|\underline{v}| = \frac{\omega \cdot R \cdot C}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2} \cdot \sqrt{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2} = \frac{\omega \cdot R \cdot C}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2}} \quad \tan \varphi = \frac{1}{\omega \cdot R \cdot C}$$

Grenzfrequenz: $|\tan \varphi| = 1$

$$|1| = \frac{1}{\omega_g \cdot R \cdot C} \rightarrow \omega_g = \frac{1}{R \cdot C} \quad |\underline{v}|_{\omega=\omega_g} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad |\underline{v}|_{\omega=\omega_g} [\text{dB}] = 20 \cdot \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -3,02 \cong \underline{\underline{-3\text{dB}}}$$

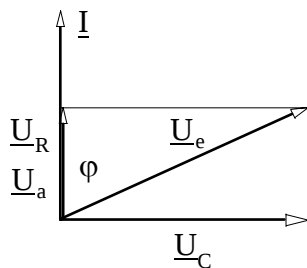
$$\varphi|_{\omega=\omega_g} = \arctan(1) = \underline{\underline{45^\circ}}$$

Kurvendiskussion:

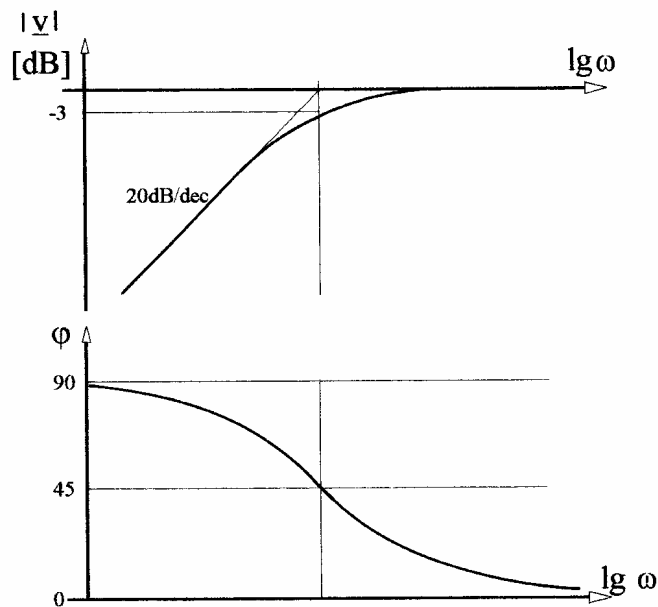
$$|\underline{v}|_{\omega=0} = \underline{\underline{0}} \quad |\underline{v}|_{\omega=0} [\text{dB}] = \underline{\underline{-\infty}} \quad \varphi|_{\omega=0} = \arctan(\infty) = \underline{\underline{90^\circ}}$$

$$|\underline{v}|_{\omega=\infty} = \underline{\underline{1}} \quad |\underline{v}|_{\omega=\infty} [\text{dB}] = \underline{\underline{0}} \quad \varphi|_{\omega=\infty} = \arctan(0) = \underline{\underline{0^\circ}}$$

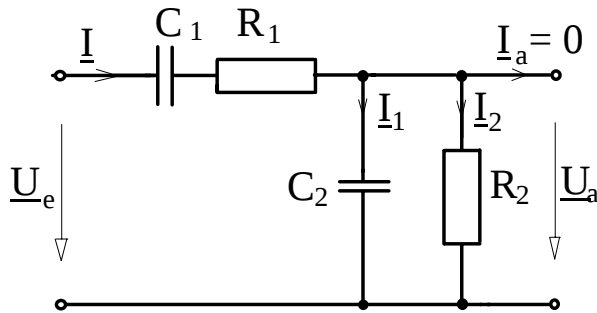
Zeigerdiagramm:



Bodediagramm



2.4.1.3. Wien-Glied, R-C-Bandpass



Bei einem Bandpass werden Signale innerhalb der Bandbreite nur wenig bedämpft.

$$\underline{Z}_1 = \frac{1}{j\omega \cdot C_1} + R_1$$

$$\frac{1}{\underline{Z}_2} = j\omega \cdot C_2 + \frac{1}{R_2}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{R_2}{j\omega \cdot R_2 \cdot C_2 + 1}$$

$$|\underline{v}| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}\right)^2 + \left(\omega \cdot R_1 \cdot C_2 - \frac{1}{\omega \cdot R_2 \cdot C_1}\right)^2}}$$

$$\tan \varphi = \frac{\frac{1}{\omega \cdot R_2 \cdot C_1} - \omega \cdot R_1 \cdot C_2}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}}$$

Annahme: $R_1 = n \cdot R_2$

$$C_1 = \frac{1}{n} \cdot C_2$$

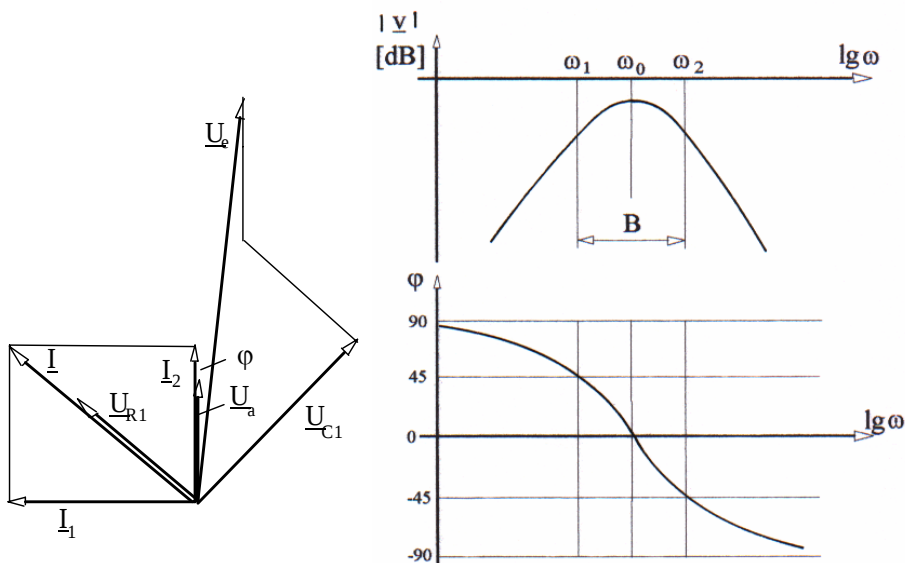
Resonanzfrequenz:

$$\tan \varphi = 0$$

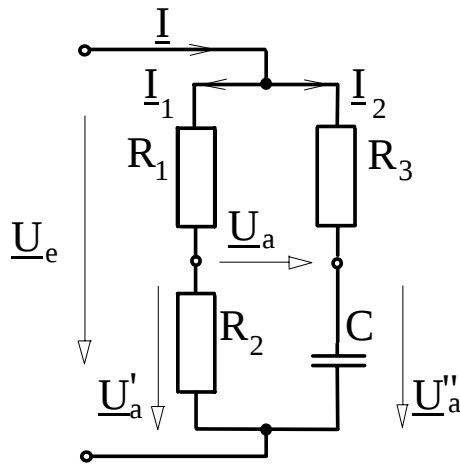
$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2}$$

Zeigerdiagramm:

Bodediagramm



2.4.1.4. R-C-Brückenpass



Der Brückenpass ist variabel beschaltbar.

Er kann geschaltet werden als:

Hochpass: $R_1 = 0$

Tiefpass: $R_2 = 0$

Allpass: $R_1 = R_2$

Knoten: $\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2$

Masche

1:

$$\underline{U}_e = \underline{I}_1 \cdot (R_1 + R_2) \rightarrow \underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_e}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Masche 2: } \underline{U}_e = \underline{I}_2 \cdot \left(R_3 + \frac{1}{j\omega \cdot C} \right) \rightarrow \underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_e}{R_3 + \frac{1}{j\omega \cdot C}}$$

$$|\underline{v}| = \frac{\sqrt{(\omega^2 \cdot R_2 \cdot R_3^2 \cdot C^2 - R_1^2)^2 + (\omega^2 \cdot R_2 \cdot R_3^2 \cdot C^2 - R_1^2)^2}}{R_1 + R_2 + \omega^2 \cdot R_3^2 \cdot C^2 \cdot (R_1 + R_2)} \quad \tan \varphi = \frac{\omega \cdot R_3 \cdot C \cdot (R_1 + R_2)}{\omega^2 \cdot R_2 \cdot R_3^2 \cdot C^2 - R_1^2}$$

Sonderfall: **Hochpass** $R_1 = 0, R_2 = R, R_3 \cdot C = k$

$$|\underline{v}| = \frac{\omega \cdot k}{1 + \omega^2 \cdot k^2} \cdot \sqrt{(\omega^2 \cdot k^2 + 1)} = \frac{\omega \cdot R_3 \cdot C}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot R_3^2 \cdot C^2}} \quad \tan \varphi = \frac{1}{\omega \cdot R_3 \cdot C}$$

Sonderfall: **Tiefpass** $R_2 = 0, R_1 = R, R_3 \cdot C = k$

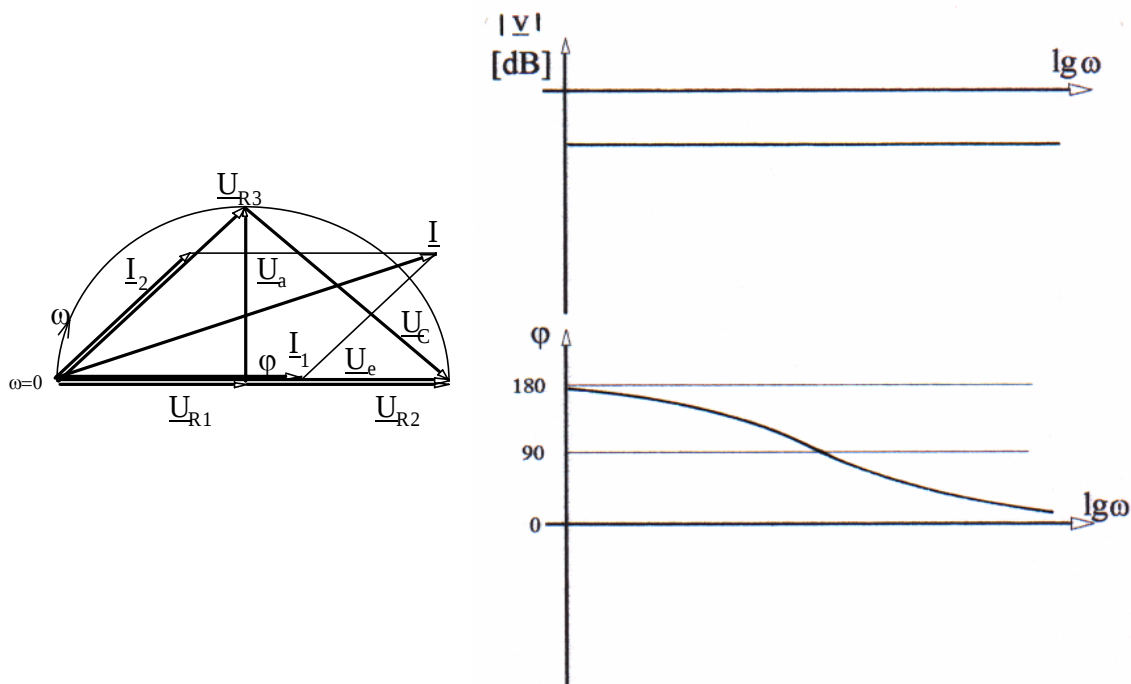
$$|\underline{v}| = \frac{1}{\omega^2 \cdot k^2 + 1} \cdot \sqrt{\omega^2 \cdot k^2 + 1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot R_3 \cdot C}} \quad \tan \varphi = -\omega \cdot R_3 \cdot C$$

Sonderfall: **Allpass** $R_1 = R_2 = R, R_3 \cdot C = k$

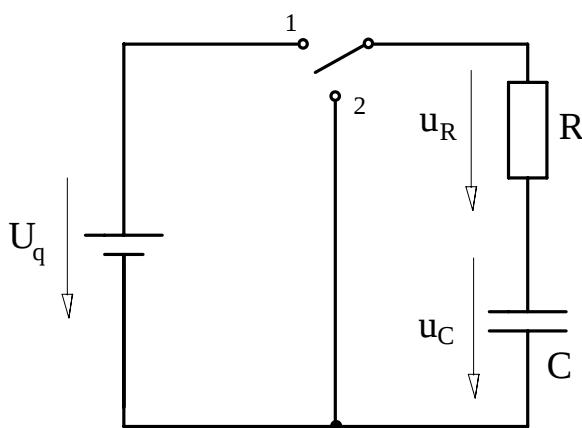
$$\underline{v} = \frac{R \cdot (-1 + \omega^2 \cdot k^2 + j\omega \cdot 2 \cdot k)}{2 \cdot R \cdot (1 + \omega^2 \cdot k^2)} = \frac{\omega^2 \cdot k^2 - 1 + j\omega \cdot 2 \cdot k}{2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot k^2)}$$

$$|y| = \frac{1}{2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot k^2)} \sqrt{(\omega^2 \cdot k^2 - 1)^2 + 4 \cdot \omega^2 \cdot k^2} = \frac{\sqrt{\omega^4 \cdot k^4 - 2 \cdot \omega^2 \cdot k^2 + 1 + 4 \cdot \omega^2 \cdot k^2}}{2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot k^2)} = \frac{1}{2}$$

$$\tan \varphi = \frac{2 \cdot \omega \cdot k}{\omega^2 \cdot k^2 - 1} = \frac{2 \cdot \omega \cdot R_3 \cdot C}{\omega^2 \cdot R_3^2 \cdot C^2 - 1}$$



2.4.1.5. Schalten einer R-C-Kombination



Einschalten (Schalterstellung 1)

$$u_R + u_C = U_q$$

$$i \cdot R + u_C = U_q \quad i = C \cdot \frac{du_C}{dt}$$

$$R \cdot C \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C = U_q$$

Inhomogene Dgl. 1. Ordnung,
Lösung durch Separation der Variablen:

$$\frac{du_C}{u_C - U_q} = -\frac{dt}{R \cdot C}$$

$$R \cdot C = T$$

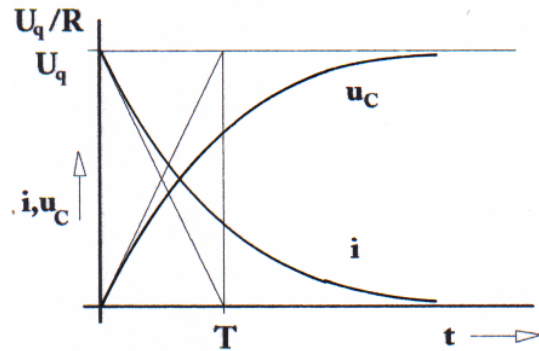
$$\ln(u_C - U_q) = -\frac{t}{T} + C_1$$

$$u_C - U_q = e^{-\frac{t}{T}} \cdot C_2$$

Anfangsbedingung: $t = 0 \rightarrow u_C = 0 \rightarrow C_2 = -U_q$

$$\underline{u_C = U_q \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)}$$

$$i = -C \cdot (-U_q) \cdot \frac{1}{R \cdot C} \cdot e^{-\frac{t}{T}} = \underline{\underline{\frac{U_q}{R} \cdot e^{-\frac{t}{T}}}}$$



Gespeicherte Energie im Kondensator:

$$\underline{\underline{W = C \cdot \frac{u_C^2}{2}}}$$

Ausschalten (Schalterstellung 2)

$$u_R + u_C = 0$$

$$i \cdot R + u_C = 0$$

$$i = C \cdot \frac{du_C}{dt}$$

$$R \cdot C \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$$

Homogene Dgl. 1. Ordnung

$$\frac{du_C}{u_C} = -\frac{dt}{R \cdot C}$$

$$R \cdot C = T$$

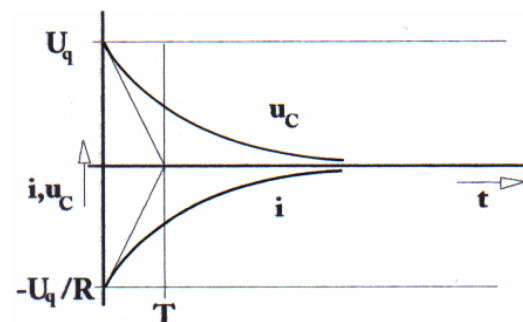
$$\ln u_C = -\frac{t}{T} + C_1$$

$$u_C = e^{-\frac{t}{T}} \cdot C_2$$

Anfangsbedingung: $t = 0 \rightarrow u_C = U_q \rightarrow C_2 = U_q$

$$\underline{\underline{u_C = U_q \cdot e^{-\frac{t}{T}}}}$$

$$i = -C \cdot U_q \cdot \frac{1}{R \cdot C} \cdot e^{-\frac{t}{T}} = \underline{\underline{-\frac{U_q}{R} \cdot e^{-\frac{t}{T}}}}$$

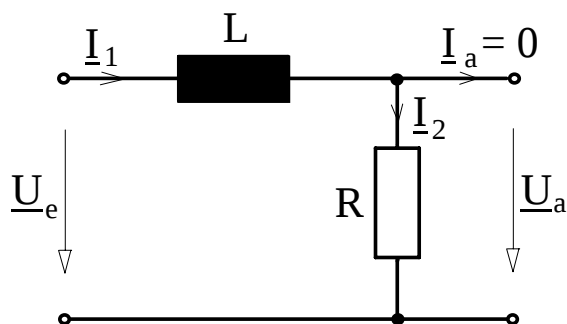


2.4.2. R-L-Kombinationen

In diesem Kapitel werden Filterschaltungen für sinusförmige Wechselgrößen und Schaltvorgänge in Gleichstromkreisen untersucht.

Bei der Herleitung der Gleichungen zu den Filterschaltungen gilt stets der unbelastete Zustand.

2.4.2.1. Tiefpass



Bei einem Tiefpass werden Signale unterhalb der Grenzfrequenz nur wenig bedämpft.

$$\underline{Z}_1 = j\omega \cdot L$$

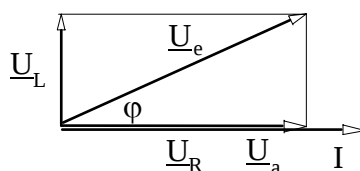
$$\underline{Z}_2 = R$$

$$\underline{v} = \frac{R}{j\omega \cdot L + R} = \frac{R^2 - j\omega \cdot R \cdot L}{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}$$

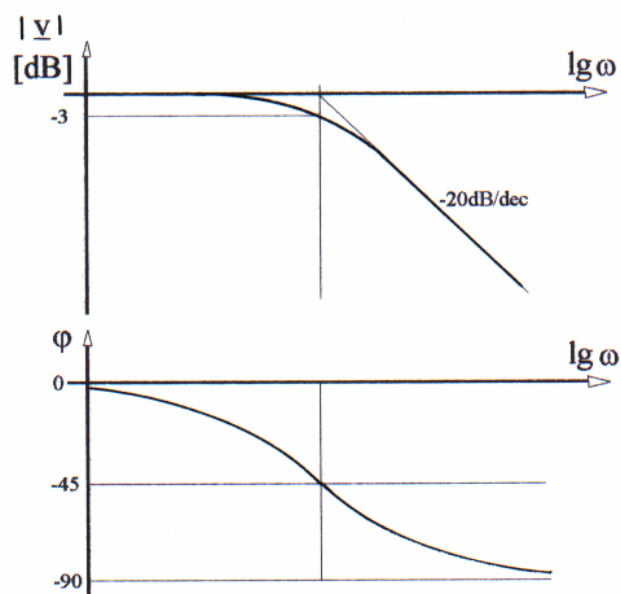
$$|\underline{v}| = \frac{R \cdot \sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}}{R^2 + \omega^2 \cdot L^2} = \frac{R^2}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}}$$

$$\tan \varphi = -\frac{\omega \cdot L}{R}$$

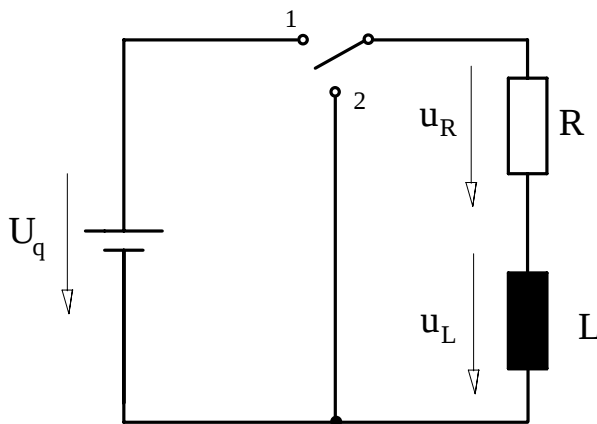
Zeigerdiagramm:



Bodediagramm



2.4.2.3. Schalten einer R-L-Kombination



Einschalten (Schalterstellung 1)

$$u_R + u_L = U_q$$

$$i \cdot R + L \cdot \frac{di}{dt} = U_q \quad u_L = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di}{dt} + i = \frac{U_q}{R}$$

$$\frac{U_q}{R} = I \quad \text{Strom stationär}$$

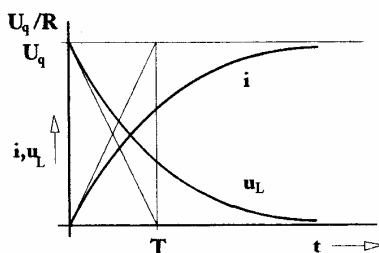
Inhomogene Dgl. 1. Ordnung, Lösung durch Separation der Variablen:

$$\frac{di}{i - I} = -\frac{dt}{\frac{L}{R}} \quad \frac{L}{R} = T$$

$$\ln(i - I) = -\frac{t}{T} + C_1$$

$$i - I = e^{-\frac{t}{T}} \cdot C_2 \quad \text{Anfangsbedingung: } t = 0 \rightarrow i = 0 \rightarrow C_2 = -I$$

$$\underline{\underline{i = I \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)}} \quad u_L = -L \cdot (-I) \cdot \frac{R}{L} \cdot e^{-\frac{t}{T}} = \underline{\underline{U_q \cdot e^{-\frac{t}{T}}}}$$



Gespeicherte Energie in der Spule:

$$\underline{\underline{W = L \cdot \frac{i^2}{2}}}$$

Ausschalten (Schalterstellung 2)

$$u_R + u_L = 0$$

$$i \cdot R + L \cdot \frac{di}{dt} = 0 \quad u_L = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di}{dt} + i = 0$$

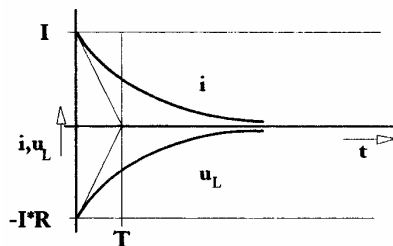
Homogene Dgl. 1. Ordnung, Lösung durch
Separation der Variablen:

$$\frac{di}{i} = -\frac{dt}{\frac{L}{R}} \quad \frac{L}{R} = T$$

$$\ln i = -\frac{t}{T} + C_1$$

$$i = e^{-\frac{t}{T}} \cdot C_2 \quad \text{Anfangsbedingung: } t = 0 \rightarrow C_2 = I$$

$$i = \underline{I \cdot e^{-\frac{t}{T}}} \quad u_L = -L \cdot I \cdot \frac{R}{L} \cdot e^{-\frac{t}{T}} = \underline{\underline{-I \cdot R \cdot e^{-\frac{t}{T}}}}$$



Der Entladewiderstand R begrenzt die Spannung beim Abschalten.

Wird die Spannung am Schaltkontakt mit einem Voltmeter gemessen, tritt beim Weglassen des Entladewiderstandes eine sehr hohe Überspannung auf, die das Messgerät zerstören kann.

$$u_{L0} = R_M \cdot I$$

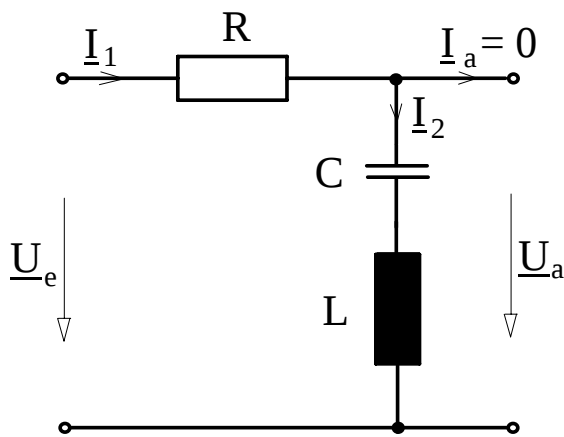
R_M : Innerwiderstand des Voltmeters.
(10 MΩ bei einem Multimeter)

I : Spulenstrom vor dem Abschalten.

Auf einen niederohmigen Entladewiderstand soll daher beim Abschalten von Induktivitäten nicht verzichtet werden.

2.4.3. R-L-C-Kombinationen

2.4.3.1. R-L-C-Bandsperre



Die Bandsperre ist ein Serienresonanzkreis

Bei einer Bandsperre werden Signale außerhalb der Bandbreite nur wenig bedämpft.

$$\underline{Z}_1 = R \quad \underline{Z}_2 = j\omega \cdot L + \frac{1}{j\omega \cdot C}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}{j\omega \cdot C}$$

$$\underline{v} = \frac{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C + j\omega \cdot R \cdot C}$$

$$|\underline{v}| = \frac{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}{\sqrt{(1 - \omega^2 \cdot L \cdot C)^2 + (\omega \cdot R \cdot C)^2}} \quad \tan \varphi = \frac{-\omega \cdot R \cdot C}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}$$

Resonanzfrequenz: $|\underline{U}_C| = |\underline{U}_L| \rightarrow |\underline{v}| = 0$

$$0 = 1 - \omega^2 \cdot L \cdot C \quad \omega_0 = \frac{1}{\pm \sqrt{L \cdot C}} \quad \tan \varphi|_{\omega=\omega_0} = \frac{\pm \sqrt{L \cdot C}}{1 - \frac{L \cdot C}{L \cdot C}} = \pm \infty$$

Bandbreite: $B = \omega_2 - \omega_1$

Güte: $Q = \frac{\omega_0}{B}$

$$B = \frac{2 \cdot R \cdot C}{2 \cdot L \cdot C} = \frac{R}{L} \quad Q = \frac{1}{\frac{\sqrt{L \cdot C}}{R}} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$|\underline{v}|_{\omega=0} = 1 \quad |\underline{v}|_{\omega=0} [\text{dB}] = 0$$

$$\varphi|_{\omega=0} = \arctan(0) = 0^\circ$$

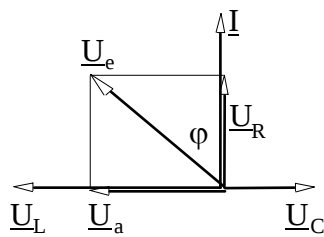
$$|\underline{v}|_{\omega=\omega_0} = 0 \quad |\underline{v}|_{\omega=\omega_0} [\text{dB}] = -\infty$$

$$\varphi|_{\omega=\omega_0} = \arctan(\mp \infty) = \mp 90^\circ$$

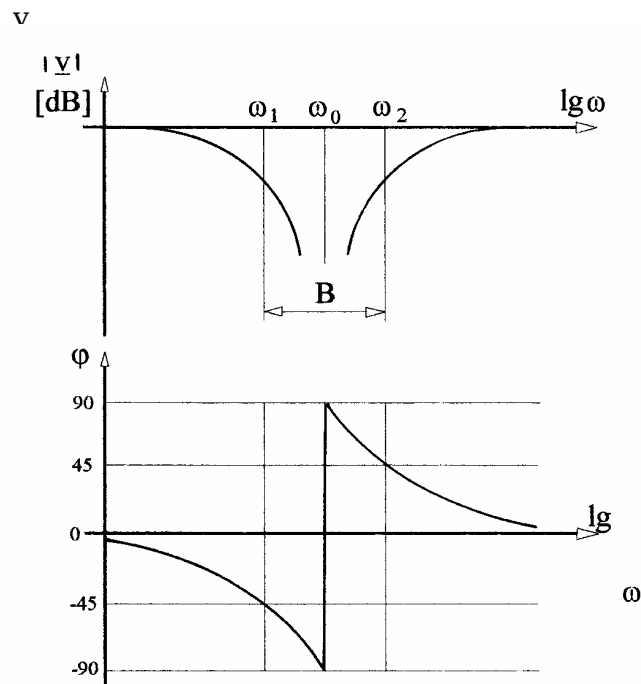
$$|\underline{v}|_{\omega=\infty} = 1 \quad |\underline{v}|_{\omega=\infty} [\text{dB}] = 0$$

$$\varphi|_{\omega=\infty} = \arctan(0) = 0^\circ$$

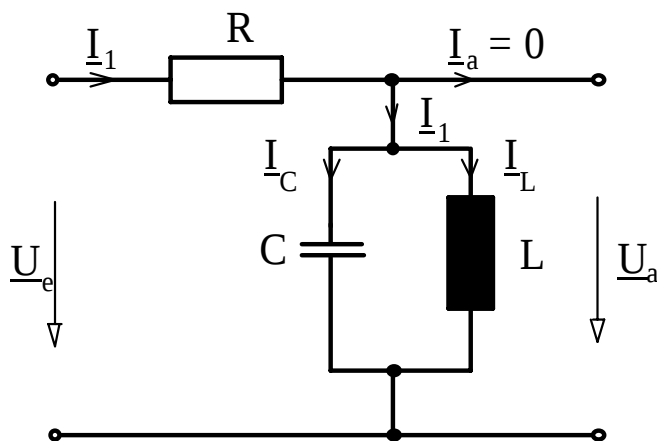
Zeigerdiagramm:



Bodediagramm:



2.4.3.2. R-L-C-Bandpass (Verlustlose Bauelemente)



Die R-L-C-Bandsperre ist ein Parallelresonanzkreis. Bei einem Bandpass werden Signale innerhalb der Bandbreite nur wenig bedämpft.

$$\underline{Z}_1 = R$$

$$\frac{1}{\underline{Z}_2} = j\omega \cdot C + \frac{1}{j\omega \cdot L}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{j\omega \cdot L}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}$$

$$\underline{v} = \frac{\frac{j\omega \cdot L}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}}{R + \frac{j\omega \cdot L}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}} = \frac{j\omega \cdot L}{R \cdot (1 - \omega^2 \cdot L \cdot C) + j\omega \cdot L}$$

$$\underline{v} = \frac{1}{1 + j \cdot R \cdot \left(\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L} \right)}$$

$$|\underline{v}| = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2 \cdot \left(\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L} \right)^2}}$$

$$\tan \varphi = R \cdot \left(\frac{1}{\omega \cdot L} - \omega \cdot C \right)$$

Resonanzfrequenz: $\tan \varphi = 0$

$$0 = \frac{1}{\omega_0 \cdot L} - \omega_0 \cdot C \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

Grenzfrequenz: $|\tan \varphi| = 1$

$$R \cdot \left(\frac{1}{\omega \cdot L} - \omega \cdot C \right) = \pm 1$$

Bandbreite: $B = \omega_2 - \omega_1$

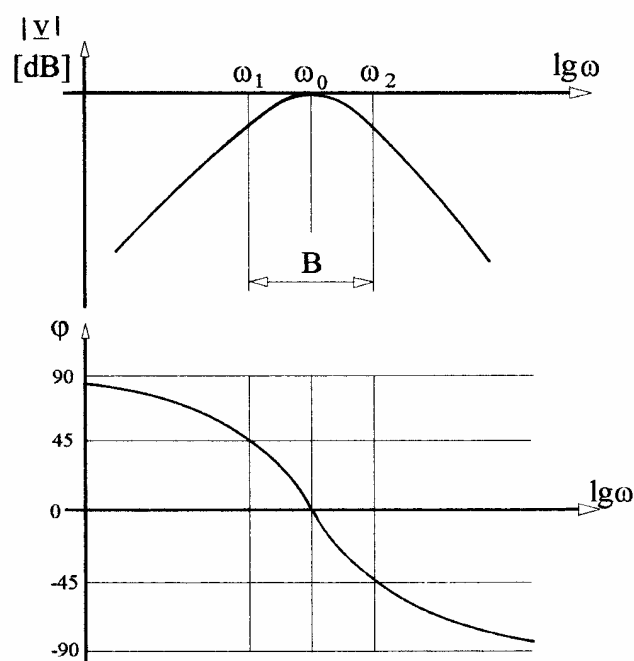
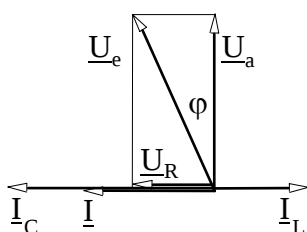
Güte: $Q = \frac{\omega_0}{B}$

$$B = \frac{2 \cdot L}{2 \cdot R \cdot L \cdot C} = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$Q = \frac{\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}}{\frac{1}{R \cdot C}} = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Zeigerdiagramm:

Bodediagramm:



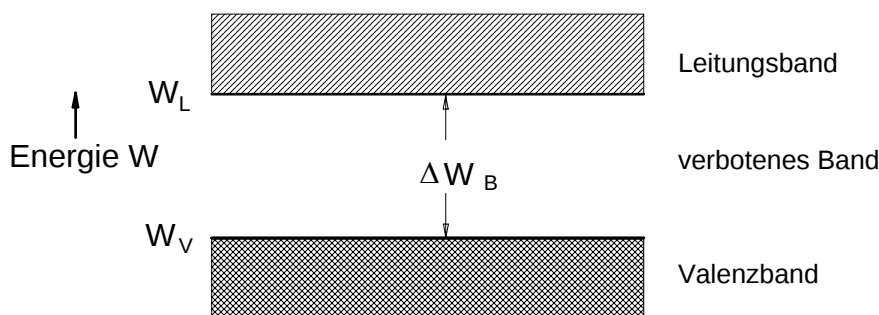
3. Halbleiter

3.1 Allgemeines

Die elektrische Leitfähigkeit eines Stoffes ist in erster Linie von der Anzahl der freien Ladungsträger abhängig. Bei Festkörpern findet im Gegensatz zu flüssigen oder gasförmigen Stoffen praktisch keine Ionenleitung statt. Die Atome sind im Kristallverband an ihre Gitterplätze gebunden. Der Stromtransport erfolgt durch freie Elektronen. Die Elektronenbewegung beeinflusst die Struktur des Stoffes nicht.

Um jedes Atom kreisen gleich viele negative Ladungen wie im Kern Protonen enthalten sind. Jene Elektronen, die vom Kern am weitesten entfernt sind, werden als Valenzelektronen bezeichnet. Sie sind für das chemische Verhalten des Stoffes verantwortlich. Sie stellen die Verbindung zu benachbarten Atomen im Kristall her.

Die Energie eines Elektrons nimmt mit dem Abstand vom Kern zu. Man kann nach der Quantentheorie von Planck den Elektronen Energieschalen zuordnen. Diese lassen sich vereinfacht schematisch als Energiebänder darstellen.



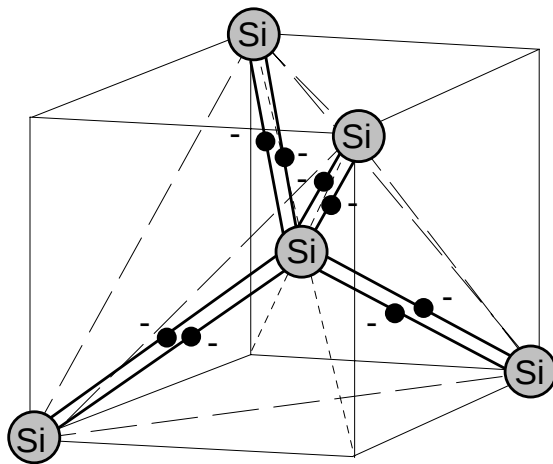
Energiebändermodell

Das Valenzband umfasst die Energiezustände der fest im Kristallgitter verankerten Elektronen. Sie können sich im elektrischen Feld nicht bewegen. Um ein Valenzelektron ins Leitungsband zu überführen, muss die Energiedifferenz ΔW_B zugeführt werden.

Im Leitungsband sind die Energiezustände der frei beweglichen Elektronen zusammengefasst. Diese Elektronen sind die Träger des Stromes.

Bei Metallen überlappen sich diese Energieniveaus. Es steht daher stets eine große Zahl von Elektronen im Leitungsband zur Verfügung. Bei Halbleiter und beim Isolator besteht zwischen den Bändern eine Energiedifferenz. Ab einer Größe von $\Delta W_B \leq 3 \text{ eV}$ spricht man üblicherweise von einem Isolator. Bei einer Temperatur von 0 K besteht kein Unterschied zwischen Isolator und Halbleiter.

Die wichtigsten Halbleiter **Silizium** und **Germanium** sind 4-wertig.
Der Kristall ist tetraederförmig aufgebaut.



Alle Wertigkeiten sind abgesättigt.
Das Element wirkt bei einer Temperatur von 0 K daher als idealer Isolator.

3.2. Eigenleitung

Die Höhe des Stromes in einem Leiter ergibt sich mit:

$$I = e \cdot n \cdot v \cdot A$$

e : Elementarladung ($1,6 \cdot 10^{-19}$ As)

n : Anzahl der Ladungsträger je Volumseinheit

v : Driftgeschwindigkeit in Feldrichtung

A : Querschnittsfläche

Die Stromdichte kann auch mit der spezifischen Leitfähigkeit und der Feldstärke berechnet werden.

$$s = \kappa \cdot E = e \cdot n \cdot v$$

s : Stromdichte

κ : spezifische Leitfähigkeit

E : elektrische Feldstärke

$$\mu = \frac{v}{E}$$

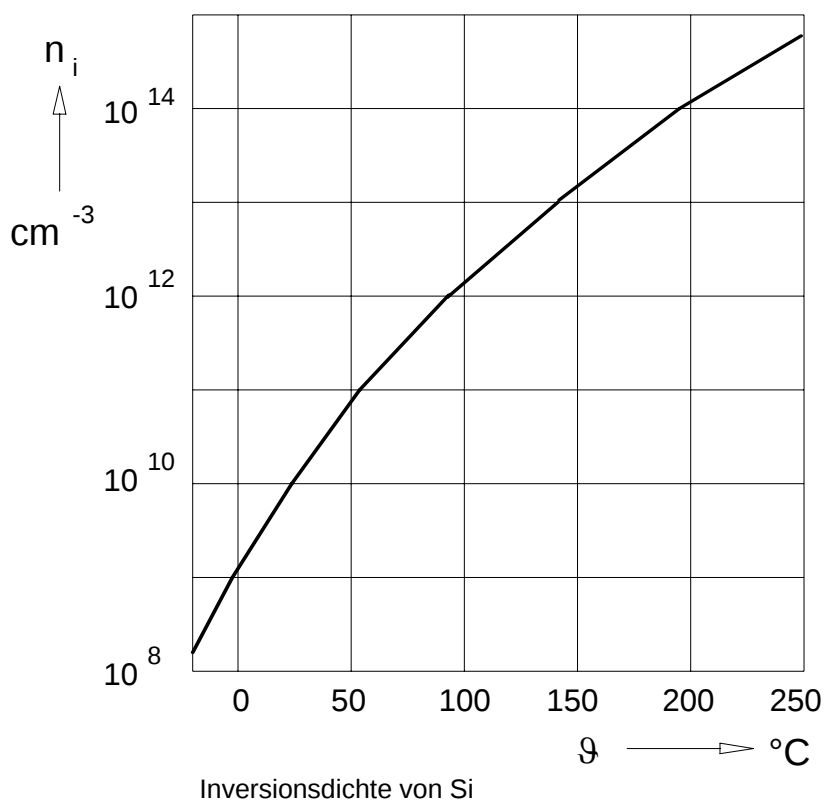
μ : Beweglichkeit

Die Beweglichkeit ist das Maß dafür, wie schnell sich Ladungsträger in Richtung des elektrischen Feldes in einem Gitterverband fortbewegen können. Man unterscheidet die Beweglichkeit von Elektronen und so genannten Defektelektronen. Jedes Elektron, das durch Energiezufuhr (Inversion) ins Leitungsband gelangt, hinterlässt eine Lücke. Diese wird als Defektelektron bezeichnet.

Die Energie kann außer in Form von Wärme auch durch Strahlung zugeführt werden. Diese Erscheinung wird innerer fotoelektrischer Effekt bezeichnet und findet bei Fotowiderständen und Fotohalbleitern seine Anwendung.

Wichtige Daten der Halbleiter Germanium und Silizium für T = 300 K

Größe	Einheit	Ge	Si
Ordnungszahl		32	14
Valenzelektronen		4	4
Anzahl der Atome	cm^{-3}	$4,24 \cdot 10^{22}$	$4,99 \cdot 10^{22}$
Anzahl der Ladungsträger n_i	cm^{-3}	$2,4 \cdot 10^{13}$	$1,5 \cdot 10^{10}$
Elektronenbeweglichkeit μ_n	$\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$	3800	1800
Defektelektronenbeweglichkeit μ_p	$\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$	1300	500
Spezifischer Widerstand ρ	$\Omega \cdot \text{cm}$	50	63000
Energiedifferenz ΔW_B	eV	0,72	1,1
Elektronen-Diffusionskonstante D_n	$\text{cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$	100	31
Defektelektronen-Diffusionskonstante D_p	$\text{cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$	49	13



Bei einem chemisch reinen Halbleiter stehen bei Raumtemperatur freie Elektronen im Leitungsband zur Verfügung. Es entsteht dadurch beim Anlegen eines äußeren Feldes ein Elektronenstrom mit der Beweglichkeit μ_n .

Gleichzeitig entsteht im Valenzband ein Defektelektron. Dieses Loch bewegt sich mit der Beweglichkeit μ_p . Die Beweglichkeit der Elektronen ist bei einem

Halbleiter 20 - 40-mal so groß wie bei einem metallischen Leiter. Es stehen aber ungleich weniger freie Elektronen zur Verfügung.

n_0 : Anzahl der Elektronen durch Inversion

p_0 : Anzahl der Defektelektronen durch Inversion

n_i : Inversionsdichte

$n_i = n_0 = p_0$ Gilt beim chemisch reinen Halbleiter

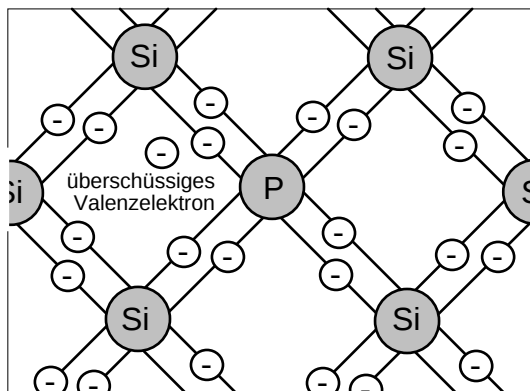
$n_i^2 = n_0 \cdot p_0$ Allgemein gültig. Auch für "verunreinigte" Halbleiter.

3.3. Störstellenleitung

Werden Elemente der III. oder V. Gruppe des periodischen Systems in das Gitter von Germanium oder Silizium eingebaut, steigt die Leitfähigkeit an. Diese äußerst geringe "Verunreinigung" des Halbleiters wird durch Dotieren des vorher hergestellten Einkristalls erreicht.

3.3.1. Donator (N)

In das Gitter wird ein 5-wertiges Element, z.B. Phosphor eingebaut.



Struktur eines Donators

Das 5. Elektron am P-Atom wird nicht zur Bindung benötigt. Es ist ohne großen Energieaufwand von seinem Atom lösbar.

Dadurch entsteht ein Überschuss an freien Elektronen und damit eine **N-Leitfähigkeit** bzw. ein **N-Leiter**.

Die Beweglichkeit dieses überschüssigen Valenzelektrons ist gleich groß wie die der Elektronen die durch In-

version gebildet worden sind. Die Dotierung ist immer so gewählt, dass bei Betriebstemperatur die Donatorkonzentration gegenüber der Inversionsdichte überwiegt.

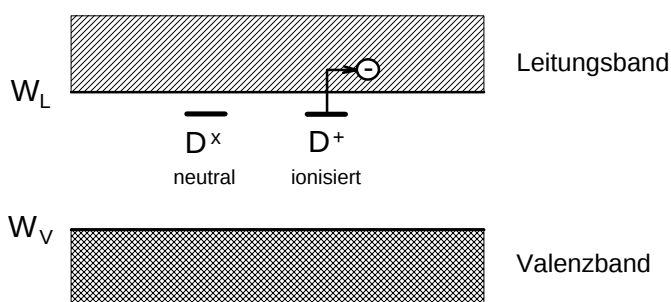
n_{D+} : Donatorkonzentration durch Dotation

n_0 : Anzahl der Elektronen

p_0 : Anzahl der Defektelektronen

Weil $n_{D+} \gg n_i$ kann man näherungsweise $n_0 \approx n_{D+}$ annehmen. Die Gleichung $n_i^2 = n_0 \cdot p_0$ gilt aber auch für dotierte Halbleiter. Dadurch wird $n_0 \gg p_0$.

Die Leitfähigkeit des dotierten Halbleiters wird daher in erster Linie durch die Donatorkonzentration festgelegt.



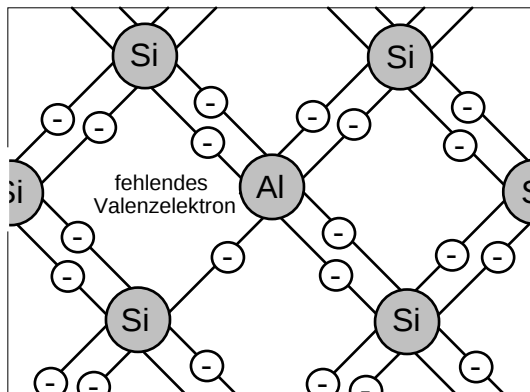
Donator im Energiebändermodell

Die Elektronen sind bei einem N-Leiter die Majoritäts- und die Löcher die Minoritätsträger.

Die Leitfähigkeit der Löcher kann daher vernachlässigt werden.

3.3.2. Akzeptor (P)

In das Gitter wird ein 3-wertiges Element, z.B. Aluminium eingebaut.



Struktur eines Akzeptors

Die hier fehlende Bindung wird als Loch oder Defektelektron bezeichnet, weil ein Valenzelektron fehlt.

Dieses Defektelektron kann mit geringem Energieaufwand von dem Al-Atom gelöst werden. Dadurch entsteht ein Überschuss an Defektelektronen und damit eine **P-Leitfähigkeit** bzw. ein **P-Leiter**.

Die Beweglichkeit dieses Defektelektrons ist gleich groß wie die der Löcher die durch Inversion gebildet worden sind. Die Dotierung ist immer so gewählt, dass bei Betriebstemperatur die Akzeptorkonzentration gegenüber der Inversionsdichte überwiegt.

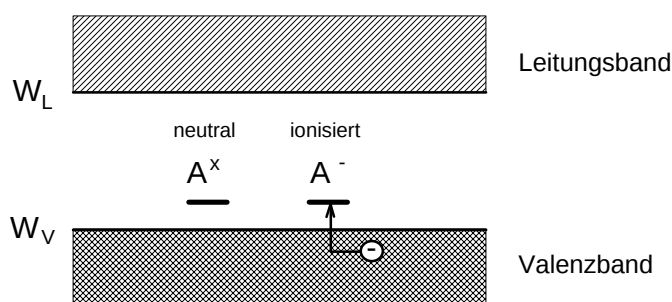
n_{A^-} : Akzeptorkonzentration durch Dotation

n_0 : Anzahl der Elektronen

p_0 : Anzahl der Defektelektronen

Weil $n_{A^-} \gg n_i$ kann man näherungsweise $p_0 \approx n_{A^-}$ annehmen. Die Gleichung $n_i^2 = n_0 \cdot p_0$ gilt aber auch für dotierte Halbleiter. Dadurch wird $p_0 \gg n_0$.

Die Leitfähigkeit des dotierten Halbleiters wird daher in erster Linie durch die Akzeptorkonzentration festgelegt.



Akzeptor im Energiebändermodell

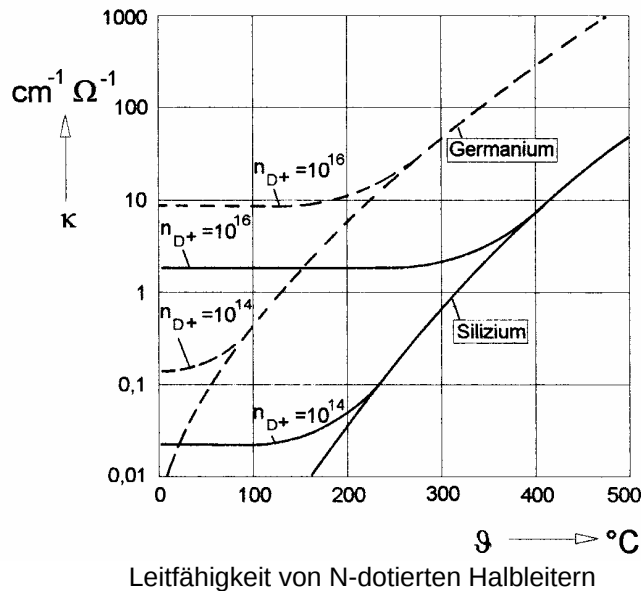
$$\kappa = e \cdot \mu_p \cdot n_{A^-}$$

Die Löcher sind bei einem N-Leiter die Majoritäts- und die Elektronen die Minoritätsträger.

Die Leitfähigkeit der Elektronen kann daher vernachlässigt werden.

3.3.3. Temperatureinfluss auf dotierte Halbleiter

Die maximale Betriebstemperatur in einem dotierten Halbleiter wird durch den Übergang von der Störstellenleitung zur Eigenleitung vorgegeben.



Die Leitfähigkeit bei niederen Temperaturen hängt von der Trägerkonzentration im Halbleiter ab.

Die Übergangstemperatur von der Störstellenleitung zur Eigenleitung hängt vom Halbleitermaterial und von der Trägerkonzentration ab.

Bei hoher Temperatur überwiegt die Eigenleitung durch die Inversionsdichte.

3.3.4. PN-Übergang

Wird in einem Halbleiterkristall eine Seite P- und die andere Seite N-dotiert, entsteht an der Grenzschicht ein PN-Übergang. Im P-dotierten Gebiet stehen freie positive Ladungsträger und im N-dotierten freie negative Ladungsträger für den elektrischen Strom zur Verfügung. In der Nähe der Grenzschicht diffundieren infolge des Konzentrationsunterschiedes P-leitende Löcher in das N-Gebiet und genauso N-leitende Elektronen in das P-Gebiet. Es fließen in der Grenzschicht daher Diffusionsströme.

$$I_{nDiff} = +A \cdot e \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx}$$

$$I_{pDiff} = -A \cdot e \cdot D_p \cdot \frac{dp}{dx}$$

n : Elektronendichte (Im N-Gebiet gilt: $n = n_{D+}$)

p : Löcherdichte (Im P-Gebiet gilt: $p = n_{A-}$)

D_n : Elektronen-Diffusionskonstante

D_p : Defektelektronen-Diffusionskonstante

An der Grenzschicht neutralisieren sich die Majoritätsladungsträger weitgehend. Im Kristallgitter sind jedoch Störstellen eingebaut, die unbeweglich sind. Aus der Trennfläche wird daher eine dünne elektrische Doppelschicht mit positiver Ladungsbelegung auf der N-Seite und negativer Ladungsbelegung auf der P-Seite. Dadurch entsteht ein elektrisches Feld, das alle beweglichen Ladungsträger aus der Trenn-

fläche herauszieht. Die Leitfähigkeit der Übergangsschicht wird dadurch stark reduziert. Die Feldstärke E_D zwischen P- und N-Halbleiter ist so gerichtet, dass sie den Übergang von weiteren Majoritätsladungsträgern erschwert.

Gerät jedoch ein Minoritätsladungsträger in den Wirkungsbereich der Doppelschicht, wird er vom elektrischen Feld erfasst und auf die andere Seite gezogen. Im Gleichgewichtszustand wird daher der Diffusionsstrom durch den Feldstrom kompensiert. Dieser besteht aus Minoritätsladungsträgern und ist dem Diffusionsstrom entgegengesetzt.

$$I_{nFeld} = -n \cdot (-e) \cdot A \cdot \mu_n \cdot E_D$$

$$I_{pFeld} = +p \cdot (+e) \cdot A \cdot \mu_p \cdot E_D$$

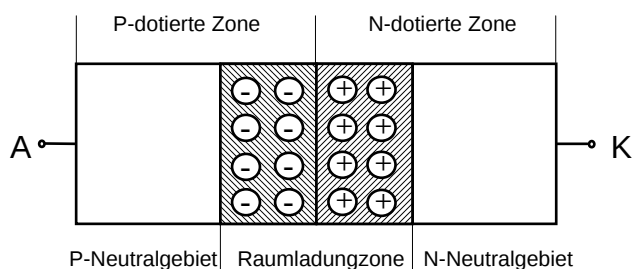
μ_n : Elektronenbeweglichkeit

μ_p : Defektelektronenbeweglichkeit

E_D : Elektrische Feldstärke zwischen P- und N-Gebiet.

3.3.4.1. PN-Übergang ohne Spannungsbelastung

Wird von außen keine Spannung angelegt, dann fließen nur die vorhin besprochenen Diffusionsströme und Feldströme an der Grenzschrift. An den Anschlüssen des Halbleiters kann daher keine Spannung gemessen werden.

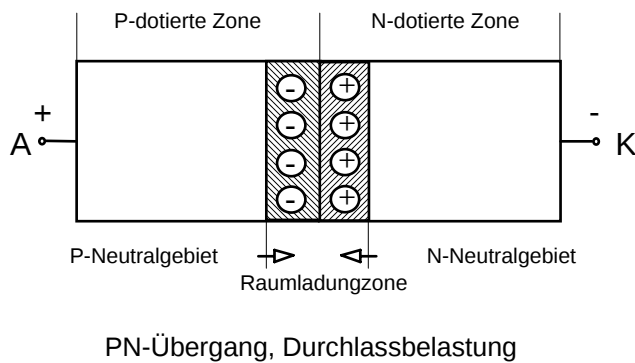


PN-Übergang, unbelastet.

3.3.4.1. PN-Übergang Durchlassbelastung

Legt man an das PN-System eine Spannung mit dem positiven Anschluss (+) an das P-Gebiet und dem negativen (-) an das N-Gebiet, so fließt ein Durchlassstrom.

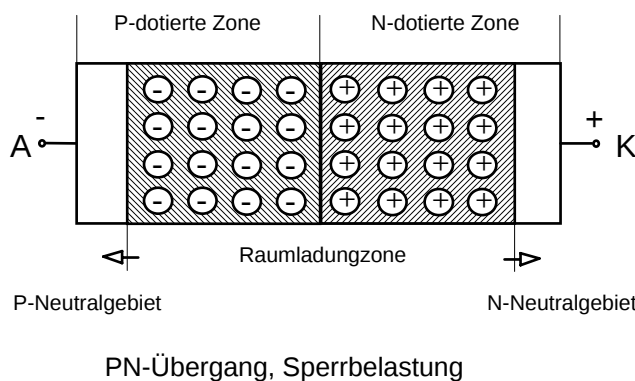
Damit dieser Strom fließen kann, müssen die beweglichen Ladungsträger gegen das elektrische Feld der Raumladungszone transportiert werden. Es ist daher eine gewisse Mindestspannung nötig, damit ein Stromfluss entsteht.



Es diffundieren Löcher in das N-dotierte und Elektronen in das P-dotierte Gebiet. Dadurch sinken die inneren Feld- und Diffusionsströme und der Strom, der durch die äußere Spannung getrieben wird, kann ansteigen.

3.3.4.1. PN-Übergang Sperrbelastung

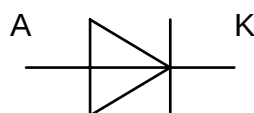
Legt man an das PN-System eine Spannung mit dem positiven Anschluss (+) an das N-Gebiet und dem negativen (-) an das P-Gebiet, so liegt Sperrbelastung vor. Die von außen angelegte Spannung verstärkt das Feld in der Raumladungszone.



Die beweglichen Ladungsträger werden aus dem Grenzgebiet herausgesaugt und die Raumladungszone dehnt sich aus, bis der Potentialunterschied im Wesentlichen gleich der angelegten Spannung ist.

3.4. Dioden

3.4.1. Allgemeines



A: Anode
K: Kathode

Schaltsymbol, Klemmenbezeichnung

Die Halbleiterdiode ist die praktische technische Anwendung eines PN-Überganges. Das meist verwendete Halbleitermaterial ist das **Silizium**

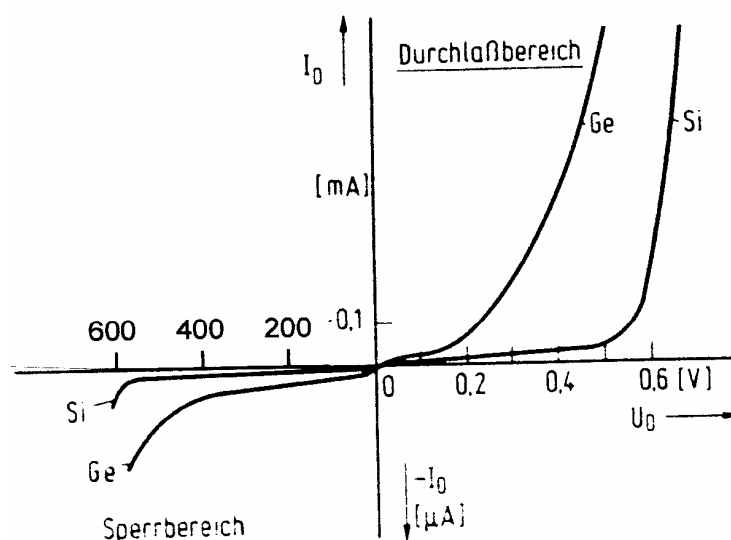
(Si). Fallweise werden auch **Germaniumdioden** (Ge) verwendet. Früher wurden auch noch Dioden aus **Selen** (Se) und **Kupferoxidul** (CuO₂) gebaut.

Silizium bringt gegenüber allen anderen Elementen eigentlich nur Vorteile. Nur im Bereich sehr kleiner Spannungen in Durchlassrichtung wirkt sich die hohe Durchlassspannung von Silizium negativ aus. Die Durchlasskennlinie selbst ist dann

bei Silizium erheblich steiler als bei allen andern Elementen. Dadurch sind die Durchlassverluste bei Siliziumdioden am kleinsten.

Charakteristische Eigenschaften von Halbleitermaterial für Dioden

Material	Einheit	CuO ₂	Se	Ge	Si
Spezifische Strombelastung	Acm ⁻²	0,04	0,07	40	80
Sperrspannung	V	10	25	160	540
Maximale Betriebstemperatur	K	323	358	348	453
Wirkungsgrad einer Gleichrichterzelle	%	78	92	98,5	99,6
Relativer Platzbedarf zur Leistung		30	15	3	1
Durchlassspannung (Schleusenspannung)	V	0,2	0,6	0,3	0,7
Innenwiderstand	Ωcm ⁻²	2	1,1	4 · 10 ⁻³	10 ⁻³



Diodenkennlinie

Diodenkennlinie

Die Durchlassspannung wird durch die Raumladungszone am PN-Übergang verursacht. Sie entspricht der Energie, die notwendig ist, um diese Zone abzubauen.

Sie wird durch den Schnitt der Tangente an die Durchlasskennlinie mit der Spannungsachse vorgegeben. Der Strom steigt ab der Schleusenspannung stark an.

In Näherungsrechnungen

für die Verluste, die an einer Diode auftreten, rechnet man mit 1 Volt Spannungsabfall am Halbleiter. Es entstehen daher ungefähr 1 Watt Verluste für den Strom von 1 Ampere in der Diode.

In Sperrichtung fließt in einer Diode ein sehr kleiner, thermisch bedingter Reststrom. Der Spannungsmaßstab an der gezeigten Diodenkennlinie ist natürlich im Sperrbereich ein anderer als im Durchlassbereich.

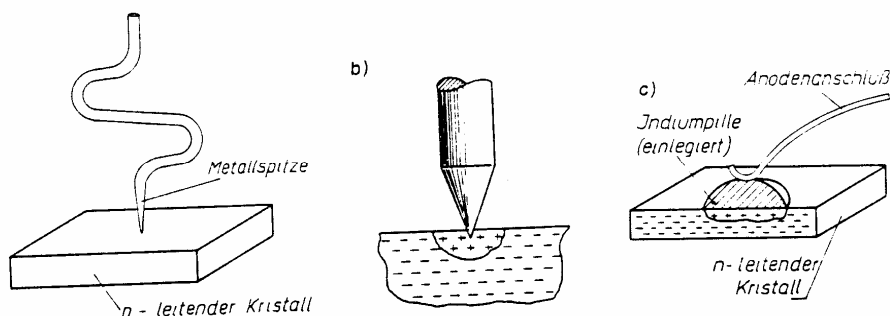
Das Ansteigen der Feldstärke mit zunehmender Spannung in Sperrrichtung führt zu Veränderungen im Kristall, wenn eine gewisse Grenze überschritten wird. Das elektrische Feld reißt dabei Elektronen aus dem Gitterverband heraus. Dieser Vorgang wird mit **Zenereffekt** bezeichnet. Es beginnt dadurch ein Strom in Rückwärtsrichtung

der Diode zu fließen. Zusätzlich zu diesem Zenereffekt tritt bei noch höheren Feldstärken der **Avalancheeffekt** auf. Es erhalten dabei die herausgerissenen Elektronen durch Beschleunigung im elektrischen Feld eine so hohe Eigenenergie, dass sie beim Auftreffen auf Atomverbindungen weitere Elektronen herausschlagen können.

Beide Effekte haben einen starken Anstieg des Sperrstromes zur Folge. Durch die Ausbildung von hochbelasteten Stromfäden im Halbleiter wird dieser thermisch örtlich zerstört. Es gibt aber Spezialdioden (**Zenerdioden**), bei denen diese Effekte ausgenutzt werden können, weil sich durch besondere Dotation der Strom gleichmäßig über die Fläche aufteilt.

3.4.2 Praktische Ausführung

Je nach Anwendungszweck sind Halbleiterdioden verschieden aufgebaut. Man unterscheidet zwischen Spitzen- und Flächendioden.

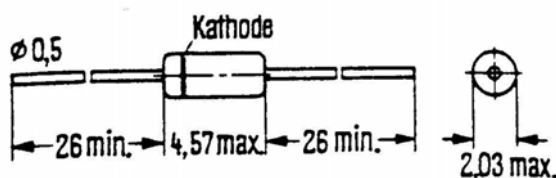


Prinzipieller Aufbau von Spitzendioden und Flächendioden

Für sehr kleine Ströme können Spitzendioden verwendet werden. Bei diesen Dioden wird eine Metallspitze durch einen Stromstoß mit einem N-dotierten Halbleiter verschweißt. Die Umgebung der Spitze wird durch den Eintritt von Metallatomen in den Halbleiterkristall P-leitend. Somit entsteht unmittelbar vor der Spitze eine Sperr-

schicht. Sie ist etwa $20\text{ }\mu\text{m}$ dick.

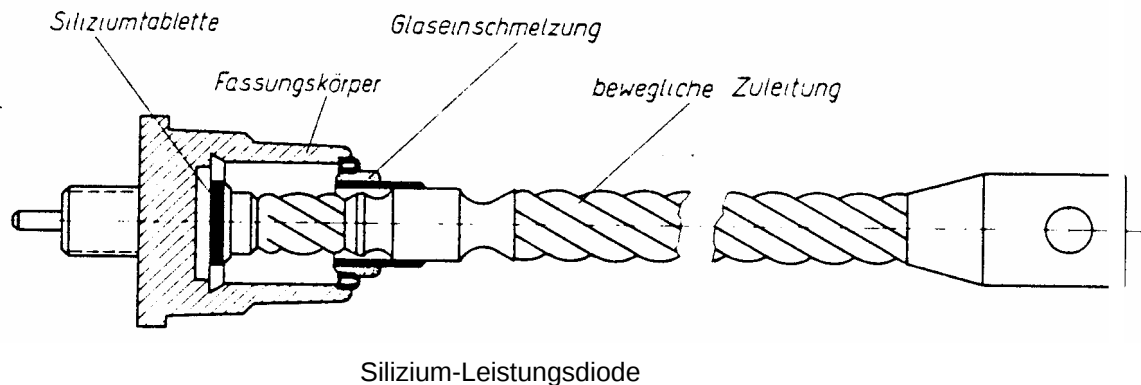
Die Metallspitze ist die **Anode (A)** und das Halbleiterplättchen die **Kathode (K)** der Anordnung. Für den Durchlassbetrieb ist daher der positive (+) Anschluss an die Metallspitze zu legen. Durch die



Kleinsignaldiode

kleine Fläche der Sperrschicht ist die Sperrschichtkapazität klein (einige pF). Die Spitzendiode ist daher für hohe Frequenzen geeignet.

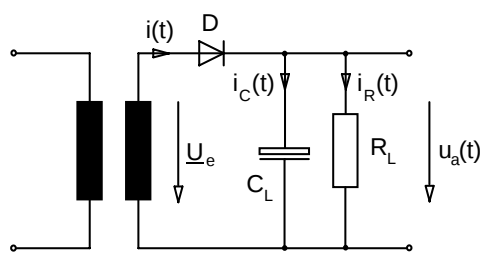
Für größere Ströme und niedrigere Frequenzen werden Flächendioden verwendet. Es gibt Flächendioden, die für einige 1000 A geeignet sind. Sie müssen in ein entsprechendes Gehäuse, das die Wärme gut leitet, eingebaut werden.



Für höchste Ströme werden die Dioden scheibenförmig aufgebaut. Sie werden in einen Kühlkörper eingepresst und mit Flüssigkeit gekühlt. Bei kleinerer Belastung wird der Kühlkörper gerippt mit Luftkühlung ausgeführt.

3.4.3. Anwendung von Dioden

3.4.3.1. Einweggleichrichter



$i(t)$: Diodenstrom

$\underline{U}_e$: Eingangsspannung

$u_a(t)$: Ausgangsspannung

D : Diode

C_L : Glättungskondensator

R_L : Lastwiderstand

Die Eingangsspannung ist eine Wechselspannung, die meist aus einem Transformator entnommen wird. Der Transformator dient zur Spannungsanpassung und zur galvanischen Trennung vom Netz.

$$\underline{U}_e = u_e(t) = \hat{U}_e \cdot \sin \omega \cdot t = U_{e(\text{eff})} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \omega \cdot t$$

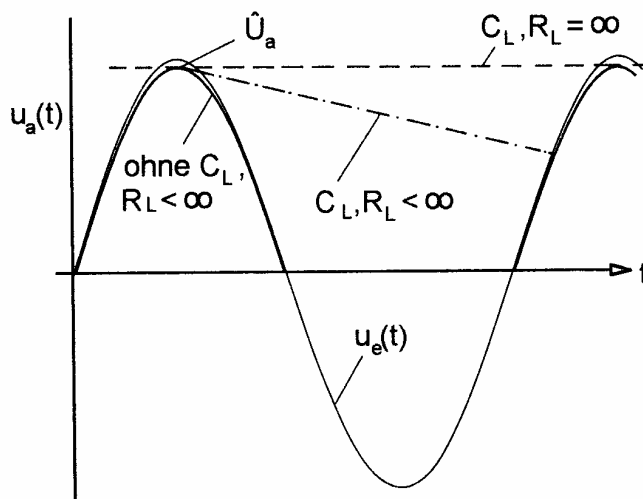
Idealisierte Verhältnisse:

$U_D = 0$	Schleusenspannung der Diode
$r = 0$	Dynamischer Innenwiderstand der Diode
$R_i = 0$	Innenwiderstand des Transformators
$C_L = 0$	Ohne Glättungskapazität.

$$u_a(t) = \frac{1}{T_p} \cdot \int_0^{T_p/2} u_e(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \cdot \hat{U}_e \quad \text{Ausgangsspannung bei idealisierten Verhältnissen.}$$

Man erhält für das Verhältnis $\frac{\text{Gleichrichtwert}}{\text{Effektivwert}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0,45$

Bei einer **realen** Einweggleichrichterschaltung ist der Einfluss der Innenwiderstände unter Last zu berücksichtigen.



Der Maximalwert der Ausgangsspannung im Leerlauf ergibt:

$$\hat{U}_{a0} = U_e \cdot \sqrt{2} - U_D$$

Spannungsverluste treten durch die nicht idealen Eigenschaften des Glättungskondensators auf. Bei Belastung fällt auch Spannung am Innenwiderstand der Quelle ab. An der Diode tritt bei unbelasteter Schaltung durch die Kapazität eine Spannung von annähernd dem Spitze-Spitze-Wert der Eingangsspannung auf.

$$U_{\text{sperr}} \geq 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_e \quad \text{Notwendige Sperrspannung an der Diode.}$$

Wird die Schaltung belastet, dann entstehen Spannungsabfälle an den Innenwiderständen. Während der positiven Halbwelle wird der Kondensator geladen. Die Quelle muss daher den Ladestrom und den Laststrom liefern.

$$i(t) = i_C(t) + i_R(t)$$

Während die negative Halbwelle der Eingangsspannung anliegt, wird der Kondensator entladen. Die Spannung an der Last sinkt daher während dieser Zeit ab. Je größer der Kapazitätswert ist, umso kleiner wird die Welligkeit der Ausgangsspannung. Diese Welligkeit kann näherungsweise berechnet werden.

$$U_{Br,SS} \approx \frac{I_a}{C_L \cdot f}$$

$U_{Br,SS}$: Brummspannung

I_a : mittlerer Gleichstrom am Ausgang in mA.

f : Frequenz der Eingangsspannung in Hz

C_L : Glättungskapazität in μF .

$$w = \frac{U_{Br,SS}}{\bar{U}_a}$$

w : Welligkeit $f_w = 50 \text{ Hz}$ Frequenz der Welligkeit

$\bar{U}_a$: mittlere Ausgangsspannung.

Der Mittelwert des Durchlassstromes I_D durch die Diode entspricht dem Gleichstrom I_a am Ausgang. Die mittlere Ausgangsspannung $\bar{U}_a$ kann aus Scheitelwert $\hat{U}_a$ und Brummspannung $U_{Br,SS}$ berechnet werden.

$$\bar{I}_D = I_a$$

$$\bar{U}_a = \hat{U}_a - \frac{1}{2} \cdot U_{Br,SS}$$

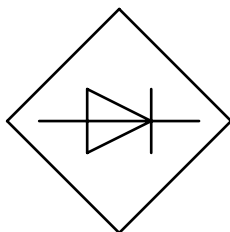
Der periodische Spitzenstrom I_{DS} kann für große Kapazitätswerte ($C_L \gg 1/\omega \cdot R_L$) näherungsweise berechnet werden.

$$I_{DS} \approx \frac{\hat{U}_a}{\sqrt{R_L \cdot R_i}}$$

$$I_{DE} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot U_e}{R_i}$$

Der Einschaltstrom I_{DE} fließt bei ungeladenem Kondensator. Neben Platz- und Kostengründen begrenzt dieser Einschaltstrom die Größe der Kapazität, die zur Glättung eingebaut wird.

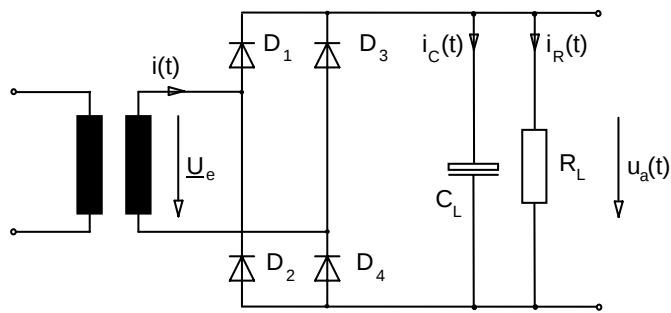
3.4.3.2. Vollweggleichrichterschaltung (B2 Brückenschaltung)



Symbol einer B2-Schaltung

Diese Schaltung wird auch als **Grätzschaltung** bezeichnet.

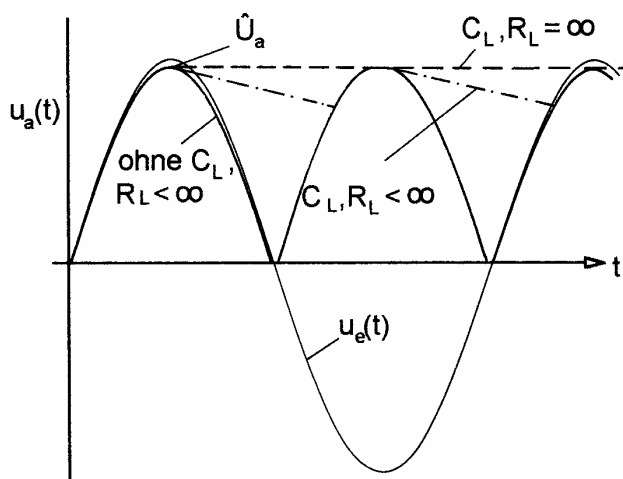
Sie wird häufig zur Erzeugung der notwendigen Versorgungsspannung in elektronischen Geräten verwendet. Es gibt fertige Baugruppen, in der die vier Dioden eingebaut sind. Sie sind intern bereits entsprechend geschaltet.



$i(t)$: Diodenstrom
 $\underline{U}_e$: Eingangsspannung
 $u_a(t)$: Ausgangsspannung
 D : Dioden
 C_L : Glättungskondensator
 R_L : Lastwiderstand

B2 Gleichrichterbrückenschaltung (Grätzschaltung)

Bei dieser Schaltung wird die positive und die negative Halbwelle der Eingangsspannung genutzt. Der Kondensator wird während jeder Halbwelle geladen. Dadurch verkürzt sich die Entladezeit. Die Welligkeit wird bei gleich großem Kondensator näherungsweise auf die Hälfte reduziert.



Für die Zweipulsbrückenschaltung (Grätzschaltung, B2-Schaltung) gelten folgende Zusammenhänge:

$$\hat{U}_{a0} = U_e \sqrt{2} - 2 \cdot U_D \quad \text{Leerlaufausgangsspannung}$$

$$U_{\text{sperr}} \geq \sqrt{2} \cdot U_e \quad \text{notwendige Sperrspannung an der Diode.}$$

$$U_{\text{Br. SS}} \approx \frac{I_a}{2 \cdot C_L \cdot f} \quad \text{Brummspannung}$$

I_a : mittlerer Gleichstrom am Ausgang in mA.

f : Frequenz der Eingangsspannung in Hz

C_L : Glättungskapazität in μF .

$$w = \frac{U_{Br,SS}}{U_a}$$

Welligkeit

$$f_w = 100 \text{ Hz}$$

Frequenz der Welligkeit

$$\bar{I}_D = \frac{1}{2} \cdot I_a$$

mittlerer Durchlassstrom einer Diode

$$\bar{U}_a = \hat{U}_a - \frac{1}{2} \cdot U_{Br,SS}$$

mittlere Ausgangsspannung

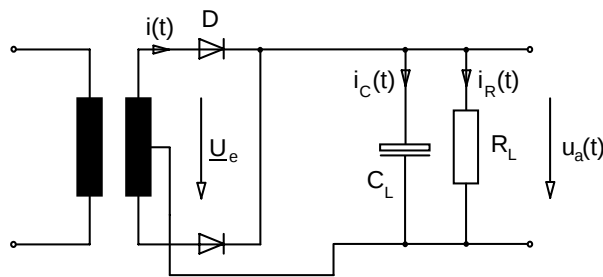
$$I_{DS} \approx \frac{\hat{U}_a}{\sqrt{2 \cdot R_L \cdot R_i}}$$

periodischer Spitzenstrom

$$I_{DE} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot U_e}{R_i}$$

Einschaltspitzenstrom

3.4.3.3. Vollweggleichrichterschaltung (M2 Mittelpunktschaltung)

 $i(t)$: Diodenstrom $\underline{U}_e$: Eingangsspannung $u_a(t)$: Ausgangsspannung D : Dioden C_L : Glättungskondensator R_L : Lastwiderstand

M2 Gleichrichtermittelpunktschaltung

Diese Schaltung wird bei Transformatoren mit Mittelanzapfung verwendet. Für dieselbe Ausgangsspannung wie bei einer Brückenschaltung wird die doppelte Windungszahl im Transformator benötigt. Der mittlere Strom in den Windungen ist dafür nur halb so groß, weil jeder Halbwelle ein eigener Wicklungsteil zugeordnet werden kann.

Für die Zweipuls-Mittelpunktschaltung (M2-Schaltung) gelten folgende Zusammenhänge:

$$\hat{U}_{a0} = \frac{1}{2} \cdot U_e \sqrt{2} - U_D$$

Leerlaufausgangsspannung

$$U_{sperr} \geq \sqrt{2} \cdot U_e$$

notwendige Sperrspannung an der Diode.

$$U_{Br,SS} \approx \frac{I_a}{2 \cdot C_L \cdot f}$$

Brummspannung

 I_a : mittlerer Gleichstrom am Ausgang in mA. f : Frequenz der Eingangsspannung in Hz C_L : Glättungskapazität im μF .

$$w = \frac{U_{Br,SS}}{U_a}$$

Welligkeit

$$f_w = 100 \text{ Hz}$$

Frequenz der Welligkeit

$$\bar{I}_D = \frac{1}{2} \cdot I_a$$

mittlerer Durchlassstrom einer Diode

$$\bar{U}_a = \hat{U}_a - \frac{1}{2} \cdot U_{Br,SS}$$

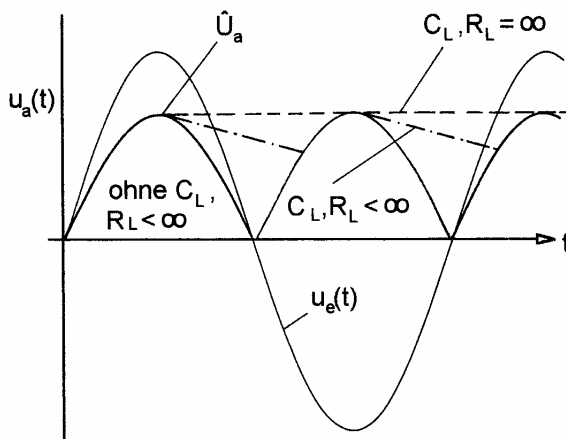
mittlere Ausgangsspannung

$$I_{DS} \approx \frac{\hat{U}_a}{\sqrt{2 \cdot R_L \cdot R_i}}$$

periodischer Spitzenstrom

$$I_{DE} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot U_e}{R_i}$$

Einschaltspitzenstrom

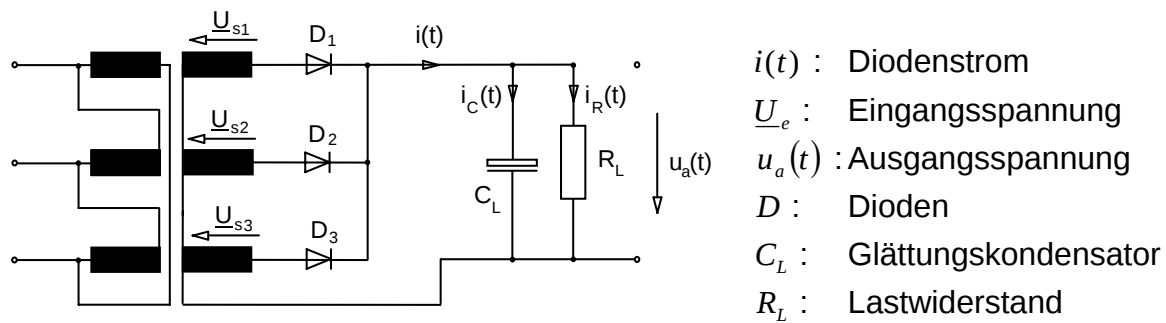


Bei einer Mittelpunktschaltung werden nur zwei Dioden benötigt. Sie müssen bezogen auf die Ausgangsspannung aber die doppelte Sperrspannung wie bei einer Brückenschaltung aufweisen.

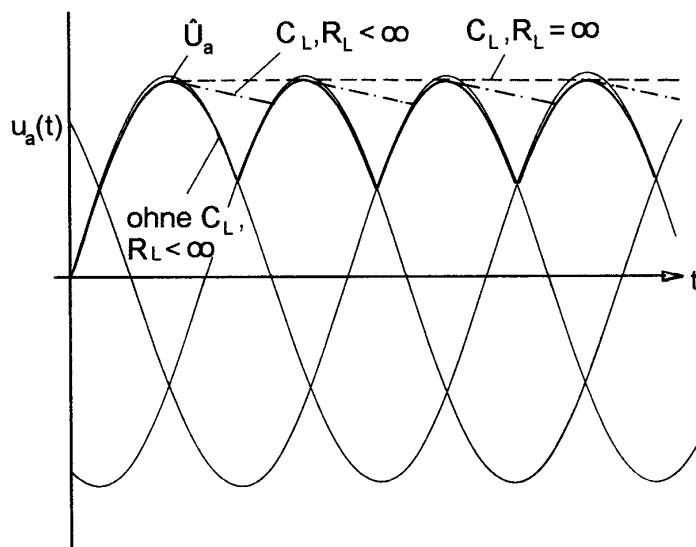
Für die Gleichrichtung sehr kleiner Spannungen ist es ein Vorteil, dass der Durchlassspannungsabfall nur einer Diodenstrecke berücksichtigt werden muss. Im Vergleich dazu durchläuft der Zweigstrom bei einer Brückenschaltung immer mindestens zwei Dioden.

3.4.3.4. Drehstromgleichrichterschaltung (M3 Mittelpunktschaltung)

Wird eine größere Leistung auf der Gleichstromseite benötigt, kann man das Drehstromnetz als Quelle für die Gleichrichterschaltung verwenden



M3 Gleichrichtermittelpunktschaltung



Für die Dreipuls-Mittelpunktschaltung (M3-Schaltung) gelten folgende Zusammenhänge:

$$\hat{U}_{a0} = U_s \cdot \sqrt{2} - U_D \quad \text{Leerlaufausgangsspannung}$$

$$U_{\text{sperr}} \geq \sqrt{6} \cdot U_s \quad \text{notwendige Sperrspannung an der Diode.}$$

$$U_{\text{Br,SS}} \approx \frac{I_a}{3 \cdot C_L \cdot f} \quad \text{Brummspannung}$$

$$w = \frac{U_{Br,SS}}{U_a}$$

I_a : mittlerer Gleichstrom am Ausgang in mA.
 f : Frequenz der Eingangsspannung in Hz
 C_L : Glättungskapazität im μF .
 Welligkeit

$$f_w = 150 \text{ Hz}$$

Frequenz der Welligkeit

$$\bar{I}_D = \frac{1}{3} \cdot I_a$$

mittlerer Durchlassstrom einer Diode

$$\bar{U}_a = \hat{U}_a - \frac{1}{2} \cdot U_{Br,SS}$$

mittlere Ausgangsspannung

$$I_{DS} \approx \frac{\hat{U}_a}{\sqrt{3 \cdot R_L \cdot R_i}}$$

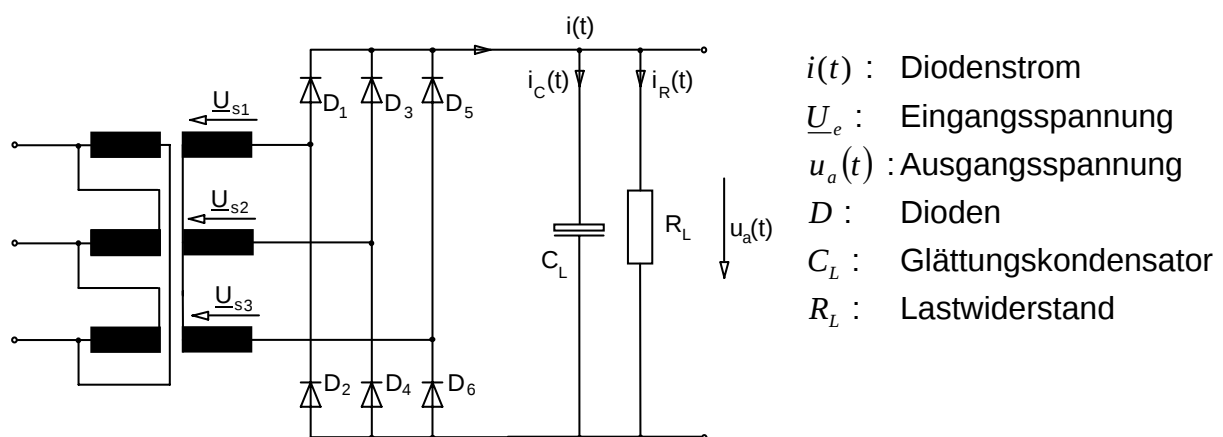
periodischer Spitzenstrom

$$I_{DE} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot U_s}{R_i}$$

Einschaltspitzenstrom

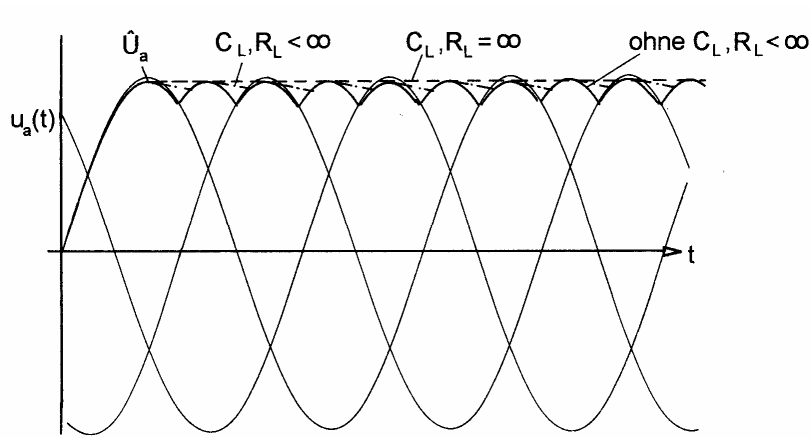
Bei einer Dreipuls-Mittelpunktschaltung werden nur drei Dioden benötigt. Sie müssen, bezogen auf die Ausgangsspannung, aber die doppelte Sperrspannung wie bei einer Brückenschaltung aufweisen.

3.4.3.5. Drehstromgleichrichterschaltung (B6 Brückenschaltung)



B6 Drehstrombrückenschaltung

Die Sechspulsbrückenschaltung liefert auch ohne Glättungskondensator eine sehr kleine Welligkeit, weil beide Halbwellen der verketteten Spannung des Drehstromsystems für die Bildung der Gleichspannung zur Verfügung stehen.



Für die Sechspuls-Brückenschaltung (B6-Schaltung) gelten folgende Zusammenhänge:

$$\hat{U}_{a0} = U_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} - 2 \cdot U_D$$

Leerlaufausgangsspannung

$$U_{sperr} \geq \sqrt{6} \cdot U_s$$

notwendige Sperrspannung an der Diode.

$$U_{Br,SS} \approx \frac{I_a}{6 \cdot C_L \cdot f}$$

Brummspannung

I_a : mittlerer Gleichstrom am Ausgang in mA.

f : Frequenz der Eingangsspannung in Hz

C_L : Glättungskapazität in μF .

$$w = \frac{U_{Br,SS}}{U_a}$$

Welligkeit ($w = 4,2\%$ ohne Kondensator)

$$f_w = 300 \text{ Hz}$$

Frequenz der Welligkeit

$$\bar{I}_D = \frac{1}{3} \cdot I_a$$

mittlerer Durchlassstrom einer Diode

$$\bar{U}_a = \hat{U}_a - \frac{1}{2} \cdot U_{Br,SS}$$

mittlere Ausgangsspannung

$$I_{DS} \approx \frac{\hat{U}_a}{\sqrt{3 \cdot R_L \cdot R_i}}$$

periodischer Spitzenstrom

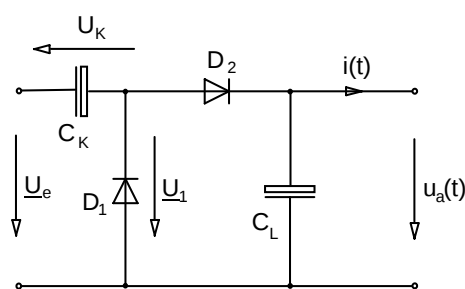
$$I_{DE} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot U_s}{R_i}$$

Einschaltspitzenstrom

Für alle Anwendungen, für die die Leistung und die Welligkeit der B6 Schaltung keine ausreichenden Ergebnisse liefert, kann eine 12-pulsige Brückenschaltung (B12) eingesetzt werden.

Diese besteht im Prinzip aus zwei B6 Schaltungen. Sie werden von einem Transformator mit zwei Sekundärwicklungen versorgt. Durch die Schaltgruppe des Transformators sind die Spannungen der beiden Sekundärwicklungen um 30° phasenverschoben.

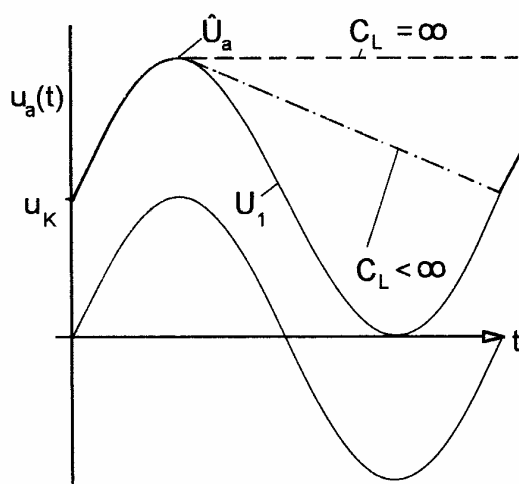
3.4.3.6. Villardschaltung



Villardschaltung

Die Villardschaltung dient zur "Spannungsverdoppelung".

Sie erzeugt eine Gleichspannung, deren maximale Größe annähernd dem Spitze-Spitze-Wert der Eingangsspannung entspricht.



Spannungsverlauf an der Villardschaltung

Am Eingang der Schaltung liegt die sinusförmige Wechselspannung $\underline{U}_e$.

Die Diode D_1 wird leitend, wenn die positive Halbwelle am unteren Ende der Schaltung liegt. Die Kapazität C_K wird auf die Spannung U_K aufgeladen. Idealisiert für einen unendlich großen Kondensator erhält man

$$u_K = \sqrt{2} \cdot U_e$$

Kehrt nun die Eingangsspannung die Polarität um, dann sperrt die Diode D_1 und zur Spannung am Kondensator wird die positive Halbwelle der Eingangsspannung addiert.

$$u_1(t) = U_K + u_e(t)$$

$$\underline{U}_1 = U_K + \underline{U}_e$$

$\underline{U}_1$ ist somit die um $\sqrt{2} \cdot U_e$ in den positiven Bereich verschobene Eingangsspannung. Wieder unter idealisierten Voraussetzungen lädt sich der Kondensator C_L auf den Scheitelwert von $\underline{U}_1$ auf.

$$\hat{U}_a = \hat{U}_1 = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_e$$

Die Größe von C_L bestimmt den Wert der Brummspannung. Der Innenwiderstand der Wechselspannungsquelle und die Größe von C_K bestimmen den Scheitelwert der Ausgangsspannung. Meist wird C_K und C_L gleich groß gewählt.

Für die Villardschaltung gelten folgende Zusammenhänge:

$$\hat{U}_a = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_e \quad \text{Leelaufgangsspannung}$$

$$U_{\text{Sperr}} \geq 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_e \quad \text{notwendige Sperrspannung an der Diode.}$$

$$U_{\text{Br,SS}} \approx \frac{I_a}{C_L \cdot f} \quad \text{Brummspannung}$$

I_a : mittlerer Gleichstrom am Ausgang in mA.

f : Frequenz der Eingangsspannung in Hz

C_L : Glättungskapazität in μF .

$$w = \frac{U_{\text{Br,SS}}}{U_a} \quad \text{Welligkeit}$$

$$f_w = 50 \text{ Hz} \quad \text{Frequenz der Welligkeit}$$

$$\bar{I}_D = I_a \quad \text{mittlerer Durchlassstrom einer Diode}$$

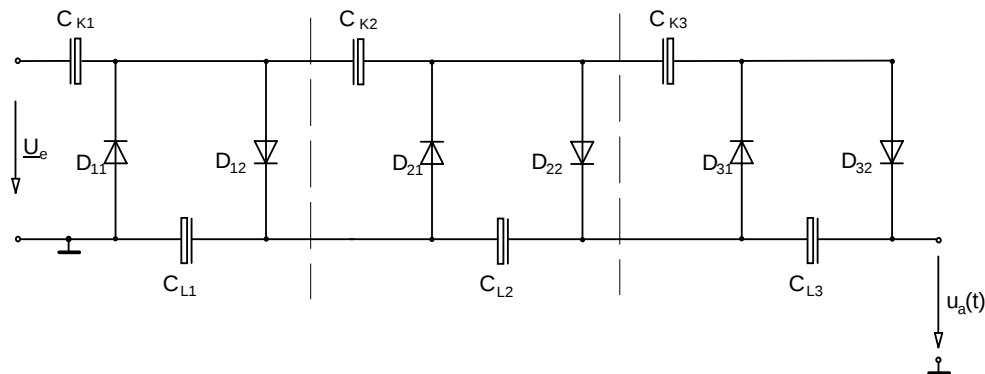
$$U_K = \sqrt{2} \cdot U_e \quad \text{maximale Spannung an } C_K$$

$$U_L = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_e \quad \text{maximale Spannung an } C_L$$

Die Villardschaltung wird dort verwendet, wo die Gleichspannungshöhe für den Anwendungsfall ausreicht. Aus dem 220 V Netz kann eine Gleichspannung mit einem Spitzenwert von 620 V erzeugt werden.

Für höhere Gleichspannungen kann ein Transformator vorgeschaltet werden. Oft wird aber lieber eine mehrstufige Schaltung zur Spannungserhöhung verwendet.

3.4.3.7. Greinacher Schaltung



Greinacher Schaltung, 3-stufige Kaskade

Die Greinacherschaltung dient zur Spannungsvervielfachung. In jeder Stufe erfolgt Spannungsverdopplung.

Für eine n-stufige Kaskade gelten folgende Zusammenhänge:

$$\hat{U}_a = 2 \cdot n \cdot \sqrt{2} \cdot U_e$$

Leelaufgangsspannung

$$U_{Sperr} \geq 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_e$$

notwendige Sperrspannung an der Diode.

$$U_{Br,SS} \approx \frac{I_a}{f} \cdot \sum_{j=1}^n \frac{1}{C_{Lj}}$$

Brummspannung

I_a : mittlerer Gleichstrom am Ausgang in mA.

f : Frequenz der Eingangsspannung in Hz

C_{Lj} : Glättungskapazitäten in μF .

$$w = \frac{U_{Br,SS}}{U_a}$$

Welligkeit

$$f_w = 50 \text{ Hz}$$

Frequenz der Welligkeit

$$\bar{I}_D = n \cdot I_a$$

mittlerer Durchlassstrom einer Diode

$$U_K = \sqrt{2} \cdot U_e$$

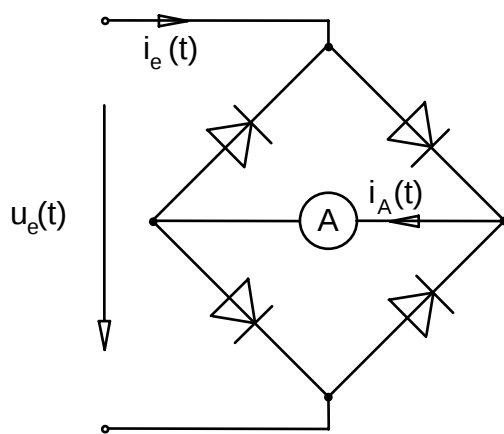
maximale Spannung an C_K

$$U_L = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_e$$

maximale Spannung an C_L

Die Greinacher Schaltung wird zur Erzeugung hoher Gleichspannungen verwendet. Die Kathodenstrahlröhre eines Oszilloscops und die Bildröhre eines Monitors oder Fernsehgerätes verwenden Greinacher-Kaskaden für die Nachbeschleunigungsspannung (bis 25 kV). Auch in der Hochspannungsprüftechnik werden Greinacher-Kaskaden eingesetzt (bis 5 MV).

3.4.3.8. Mittelwertgleichrichtung



Mittelwertgleichrichter

Die Mittelwertgleichrichtung ermöglicht das Messen einer Wechselgröße mit einem Drehspulmesswerk.

Dieses Messwerk bildet den arithmetischen Mittelwert des Stromes, der durch das Gerät fließt. Ohne Gleichrichter ist dieser Wert einer Wechselgröße aber Null.

Durch die Vollweggleichrichtung fließen immer nur Ströme in einer Richtung, unabhängig davon welche Halbwelle gerade am Eingang der Schaltung anliegt.

$$\bar{I}_A = \frac{1}{T_p} \cdot \int_0^{T_p} |i_e| \cdot dt$$

$$I_{A, \text{Eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_p} \cdot \int_0^{T_p} |i_e|^2 \cdot dt}$$

Arithmetischer Mittelwert

T_p : Periodendauer

Effektivwert.

Für **sinusförmige** Wechselgrößen:

$$i_e(t) = \hat{I}_e \cdot \sin \omega \cdot t$$

$$\bar{I}_A = \frac{2 \cdot \hat{I}_e}{T_p} \cdot \int_0^{T_p/2} \sin \omega \cdot t \cdot dt = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}_e$$

Arithmetischer Mittelwert

$$I_{A, \text{Eff}} = \hat{I}_e \cdot \sqrt{\frac{1}{T_p} \cdot \int_0^{T_p} \sin^2 \omega \cdot t \cdot dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \hat{I}_e$$

Effektivwert

$$I_{A, \text{Eff}} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \bar{I}_A$$

Eichfaktor der Skala (Formfaktor)

Bei einer Wechselgröße ist immer der Effektivwert von Interesse. Das Drehspulmesswerk wird daher in Effektivwerten geeicht, obwohl es den arithmetischen Mittelwert misst.

Für **dreieckförmige** Wechselgrößen:

$$I_{A, \text{Eff}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \bar{I}_A$$

Für **weißes Rauschen**:

$$I_{A, \text{Eff}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \bar{I}_A$$

Der Zusammenhang zwischen Effektivwert und arithmetischem Mittelwert ist daher von der Kurvenform abhängig. Ist ein Messgerät für sinusförmige Wechselgrößen kalibriert, treten bei anderer Kurvenform erhebliche Messfehler auf.

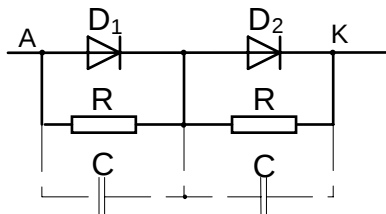
Fehlanzeigen bei verschiedenen Kurvenformen:

Rechteckförmige Kurven:	Anzeige um 11 % zu groß.
Dreieckförmige Kurven:	Anzeige um 4 % zu klein.
Weißes Rauschen:	Anzeige um 11 % zu klein.

3.4.3.9. Reihen- und Parallelschaltung von Dioden

3.4.3.9.1. Reihenschaltung

Reicht die Sperrspannung einer Diode nicht aus, müssen mehrere Dioden in Reihe geschaltet werden. Allgemein nimmt man Dioden vom gleichen Typ. Es ist aber zu beachten, dass auch gleiche Dioden durch Streuung unterschiedliche Sperrströme und verschieden große Sperrschichtkapazitäten aufweisen. Dadurch teilt sich die Sperrspannung nicht gleichmäßig auf alle Dioden auf. Dadurch kann z. B. eine Diode unzulässig hoch belastet werden.



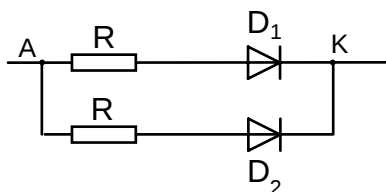
Serienschaltung von Dioden

Gegenüber der Sperrstromdifferenz sollte der Strom durch die Widerstände groß sein. Er muss jedoch viel kleiner als der Durchlassstrom sein.

Bei Dioden mit kleinen Sperrströmen teilt sich die angelegte Spannung umgekehrt proportional zu den Sperrschichtkapazitäten der Dioden auf. In diesem Fall sind kapazitive Spannungsteiler als Potentialsteuerung günstiger.

3.4.3.9.2. Parallelschaltung

Bei hohen Strömen können Dioden parallel geschaltet werden. Man verwendet wieder Dioden desselben Typs. Bei Parallelschaltung müssen die unterschiedlichen Durchlassströme beachtet werden.



Der Spannungsabfall an den Widerständen muss größer sein als die Durchlassspannungsdifferenz.

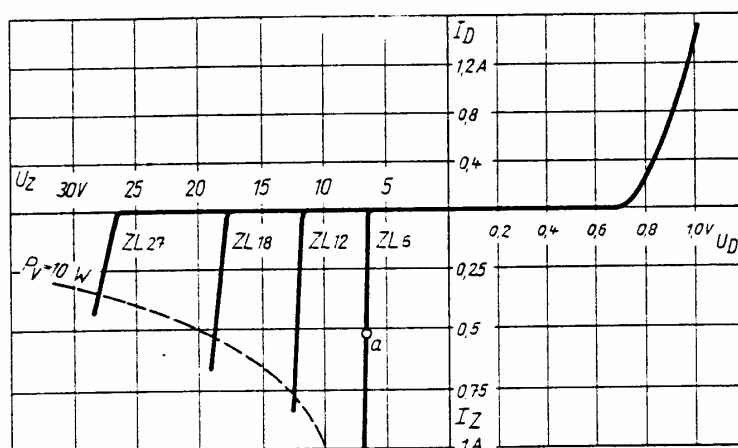
Parallelschaltung von Dioden

3.4.4. Zener- und Avalanche-Dioden

Im Durchlassbereich entspricht das Verhalten der Z-Diode einem normalen Halbleitergleichrichter. Es fließen daher bei Spannungen oberhalb der Durchlassspannung (ca. 0,7 V) hohe Ströme.

Der Durchlassbereich ist bei Z-Dioden aber nicht von Interesse. Sie werden nämlich im Sperrbereich betrieben. Zunächst fließt in dieser Richtung nur ein sehr kleiner Sperrstrom, weil aus dem PN-Übergang alle freien Ladungsträger herausgezogen werden.

Die Sperrspannung verursacht in dem sehr dünnen PN-Übergang ein elektrisches Feld. Ab einer gewissen Feldstärke (ca. 500 000 V/cm bei Si) reißt die Kraft auf die Valenzelektronen diese aus dem Atomverband heraus. Dies wird als **Zenereffekt** bezeichnet. Bei hoher Sperrspannung tritt zusätzlich noch der **Avalancheeffekt** (Lawineneffekt) auf. Durch die hohe elektrische Feldstärke werden die herausgerissenen Elektronen auf eine so hohe Geschwindigkeit beschleunigt, dass sie beim Auftreffen weitere Paarverbindungen zerstören.

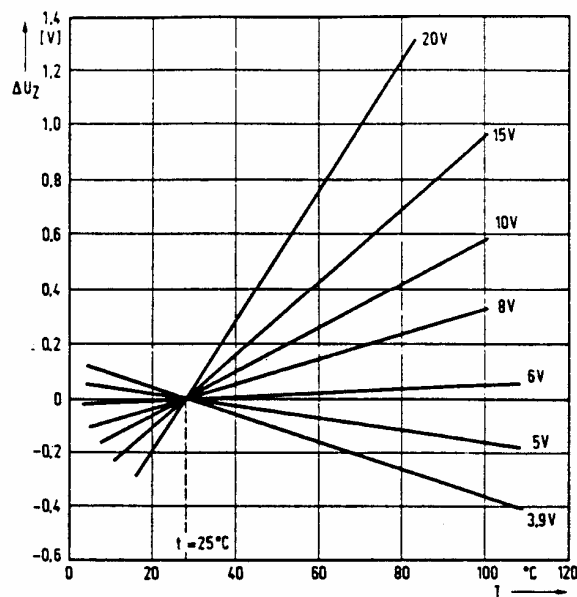


Kennlinien verschiedener Zenerdioden

Der Strom steigt sehr stark an. Im Gegensatz zu normalen Halbleiterdioden teilt sich der Strom bei Z-Dioden und A-Dioden gleichmäßig auf die Fläche auf. Die Grenzspannung, bei der ein erheblicher

Strom in Sperrrichtung zu fließen beginnt, wird allgemein als Zenerspannung bezeichnet. Das Auftreten dieser Effekte führt bei Z-Dioden und A-Dioden zu keinen irreversiblen Schäden im Halbleiter.

Unterhalb einer Spannung von 5,7 V überwiegt der Zenereffekt. Er ist durch einen negativen Temperaturkoeffizienten gekennzeichnet. Die Steilheit der UI-Kennlinie nimmt von kleinen Spannungen in Richtung 5,7 V immer mehr zu.



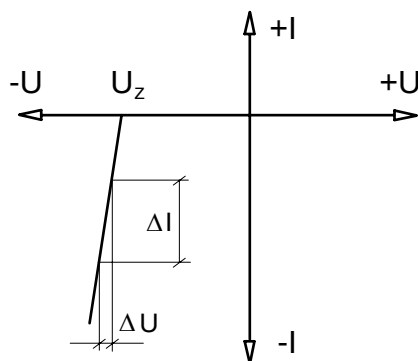
Temperatureinfluss bei Z- und A-Dioden

Ab dieser Grenze überwiegt der Avalancheeffekt gegenüber dem Zenereffekt. Der Temperaturkoeffizient ist beim Avalancheeffekt positiv. Die Steilheit der UI-Kennlinie nimmt über 5,7 V wieder langsam ab. Die Höhe der Zenerspannung hängt von der Dotierung und vorwiegend von der Dicke des PN-Überganges ab.

Beispiel: Für eine technisch übliche Dotierung beträgt die auslösende Feldstärke ca. 500 000 V/cm. Bei einer Sperrschichtdicke von 0,2 μm erhält man daher folgende Z-Spannung:

$$U_z = E \cdot d \quad \text{Z-Spannung}$$

$$\underline{\underline{U_z = 500\,000\,\text{V/cm} \cdot 0,2 \cdot 10^{-4}\,\text{cm} = 10\text{V}}}$$



Der dynamische Widerstand hat durch die hohe Steilheit der Kennlinie eine sehr kleine Größe:

$$r_z = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad \text{Dynamischer Widerstand}$$

Im Halbleiter entsteht eine Verlustleistung. Näherungsweise gilt (für $r_z = 0$):

$$P_V = U_z \cdot I_z \quad \text{Verlustleistung}$$

Zur Begrenzung der Verlustleistung in der Z-Diode wird oft ein Vorwiderstand in Serie geschaltet.

Es gibt Z-Dioden und A-Dioden mit einer zulässigen Verlustleistung von und einer Z-Spannung von

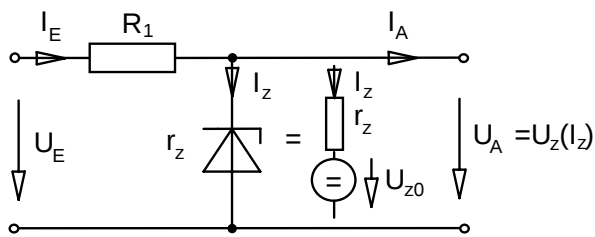
$$P_{V,Zul} = \text{mW} \div 10\,\text{W}$$

$$U_z = 1\,\text{V} \div 300\,\text{V}.$$

3.4.4.1. Stabilisierung von Gleichspannungen mit Z-Dioden

Mit Hilfe von Z-Dioden können sehr einfache Schaltungen zur Spannungsstabilisierung aufgebaut werden. Große Stromänderungen in der Diode verursachen auf Grund der steilen Kennlinie nur kleine Spannungsänderungen.

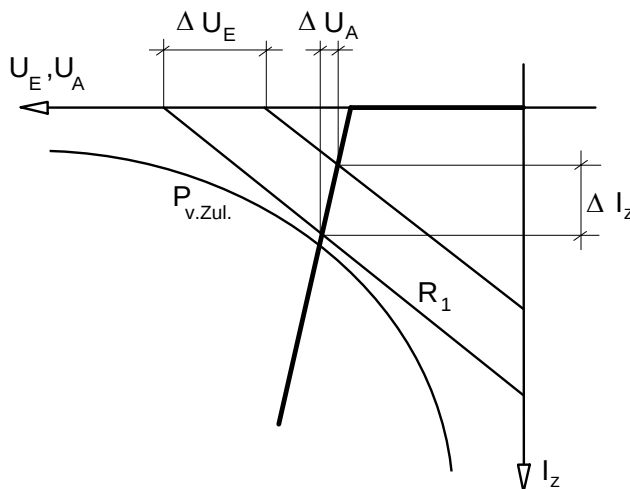
Sinn einer Stabilisierungsschaltung ist es, die Ausgangsspannung konstant zu halten, obwohl sich die Belastung oder die Eingangsspannung ändert.



Einfache Stabilisierungsschaltung

Für die Überlegungen zur Spannungsstabilisierung wird die Zenerdiode durch die Spannungsquelle mit der Spannung U_{z0} und dem dynamischen Widerstand r_z ersetzt.

Änderung der Eingangsspannung:



$$U_E = R_1 \cdot (I_z + I_A) + U_z$$

$$U_z = U_{z0} + I_z \cdot r_z \Rightarrow I_z = \frac{1}{r_z} \cdot (U_z - U_{z0})$$

$$U_E = U_z + I_A \cdot R_1 + \frac{R_1}{r_z} \cdot (U_z - U_{z0})$$

$$\left. \frac{dU_E}{dU_z} \right|_{I_A = \text{konst.}} = 1 + \frac{R_1}{r_z}$$

$$\frac{R_1}{r_z} \gg 1 \Rightarrow dU_z \approx \frac{r_z}{R_1} \cdot dU_E$$

$$G = \frac{dU_E}{dU_A} = \frac{R_1}{r_z}$$

$$G = (10 \div 100)$$

Stabilisierungsfaktor

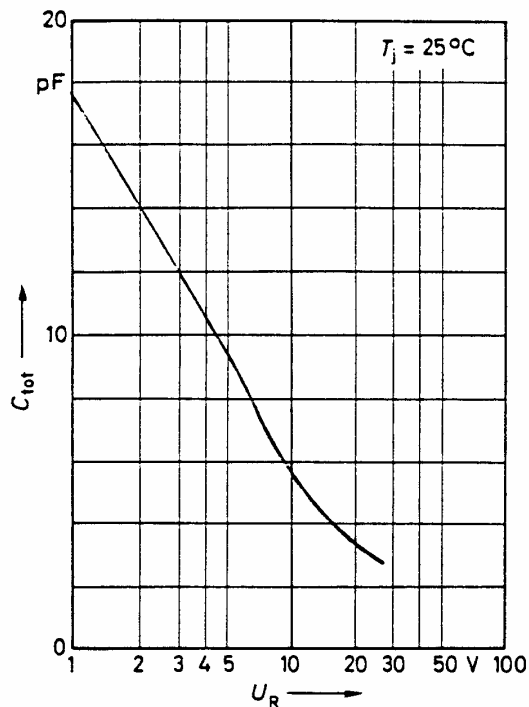
Änderung des Ausgangsstromes

$$U_E = U_z + I_A \cdot R_1 + \frac{R_1}{r_z} \cdot (U_z - U_{z0}) \quad \frac{R_1}{r_z} \gg 1 \Rightarrow U_z \approx U_E \cdot \frac{r_z}{R_1} - I_A \cdot r_z + U_{z0}$$

$$\left. \frac{dU_z}{dI_A} \right|_{U_E = \text{konst.}} \approx -r_z$$

$$dU_A \approx -r_z \cdot dI_A$$

3.4.6. Kapazitätsdioden (Varicap)

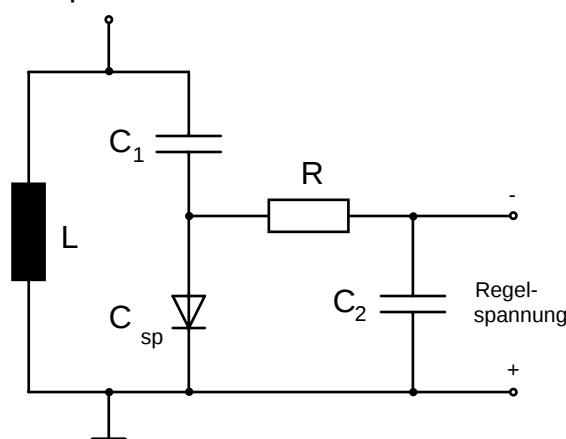


Kennlinie einer Kapazitätsdiode

Ein gesperrter PN-Übergang wirkt wie das Dielektrikum eines Kondensators. Die Größe der Sperrschichtkapazität ist von der Geometrie und der Höhe der Spannung in Sperrichtung abhängig. Je größer die Spannung ist, umso breiter wird der PN-Übergang und umso kleiner wird die Sperrschichtkapazität.

Normalerweise ist diese Kapazitätsänderung unerwünscht. Bei Kapazitätsvariations-Dioden wird dieser Effekt aber ausgenutzt. Man verändert dazu die Kapazität mit einer Regelspannung und damit die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises.

Die Kapazitätsvariations-Diode wird in Reihe zum Schwingkreiskondensator C_1

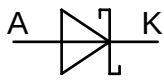


Schwingkreis mit Varicapabstimmung

geschaltet. Mit steigender Regelspannung sinkt die Kapazität und steigt die Resonanzfrequenz des Schwingkreises.

Diese Bauelemente werden häufig in automatischen Abstimmkreisen für UKW- und Fernsehempfänger (AFC o.ä.) verwendet.

3.4.7. Schottky-Dioden (Hot Carrier Dioden)



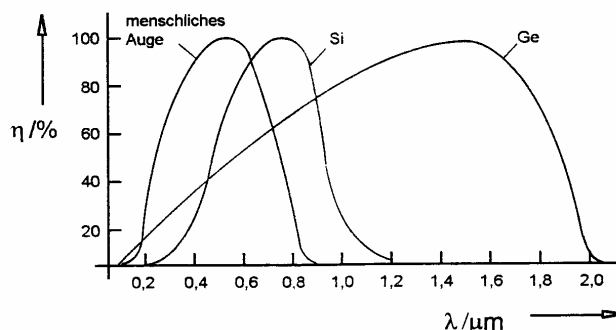
Symbol

Bei einer konventionellen Halbleiterdiode speichert der PN-Übergang eine Ladung wenn ein Durchlassstrom fließt. Diese Ladung muss in Sperrichtung abfließen bevor der PN-Übergang sperren kann. Die Zeit dafür wird als Schaltzeit bezeichnet. Bei Schottky-Dioden wird ein Metall-Halbleiterübergang benutzt, der ebenfalls Gleichrichterwirkung zeigt, aber nur kleine Ladungsmengen speichert. Die Schaltzeit dieser Dioden liegt bei 100 ps. Vorteilhafterweise beträgt die Schleusenspannung in Durchlassrichtung nur 0,3 V.

Diese Dioden werden zum Gleichrichten von hochfrequenten Signalen und in schnellen Logikschaltungen verwendet.

3.4.8. Foto-Dioden

Wird ein in Sperrichtung belasteter PN-Übergang einer elektromagnetischen Strahlung, z. B. Licht ausgesetzt, dann ändert sich der Sperrstrom in Abhängigkeit von der Energie der Strahlung.

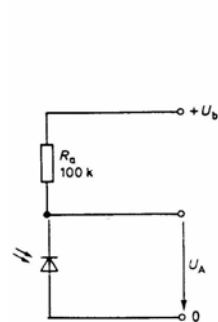


Relative Empfindlichkeit von Fotodioden

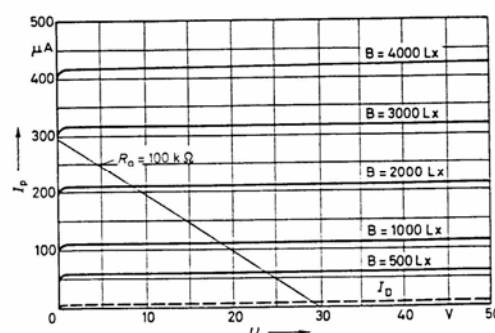
Man sieht, dass Si-Fotodioden ein sehr ähnliches Verhalten wie das menschliche Auge zeigen.

Fotodioden können auf Lichtänderungen viel schneller reagieren als Fotowiderstände.

Ihre Grenzfrequenz liegt bei 10 MHz (Sonderbauformen bis 1 GHz). Die Empfindlichkeit ist bei Fotodioden allerdings geringer als bei Fotowiderständen.



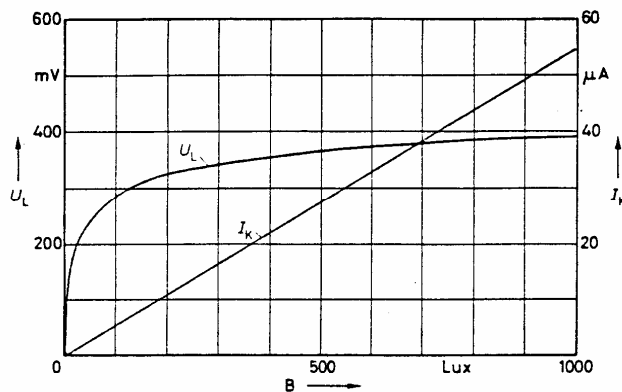
Schaltung von Fotodioden



Kennlinienfeld einer Fotodiode mit Arbeitswiderstand

3.4.9. Fotoelement

Das Fotoelement arbeitet im vierten Quadranten der UI-Kennlinie einer Diode. Durch die Zufuhr von Strahlungsenergie an den PN-Übergang wird das Gleichgewicht zwischen Diffusions- und Feldstrom verschoben. Schon bei niedriger Strahlungsintensität ist von außen eine Fotospannung am PN-System messbar.



Kennlinie eines Fotoelements

Diese Spannung beträgt bei Si-Halbleitern etwa 0,4 bis 0,5 V. Verbindet man die Anode mit der Kathode, dann fließt ein Fotostrom (Kurzschlussstrom). Die Höhe dieses Stromes hängt von der Strahlungsintensität ab.

Fotoelemente werden gleich wie Fotodioden als Belichtungsmesser

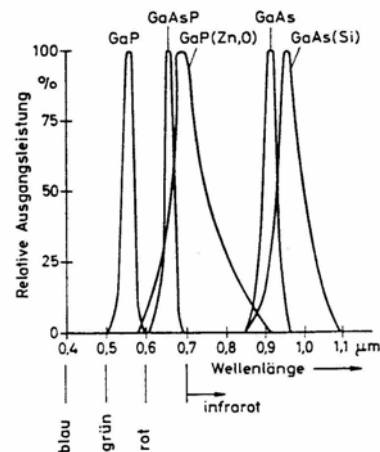
verwendet. Großflächige Fotoelemente dienen als **Solarzellen** zur direkten Umwandlung von Licht in elektrische Energie. Es werden dazu immer mehrere Zellen zur Erhöhung der Spannung in Serie geschaltet. Die Stromstärke wird durch die Zellengröße bestimmt. Oft werden auch Parallelschaltungen durchgeführt.

3.4.10. Leucht-Dioden (LED)

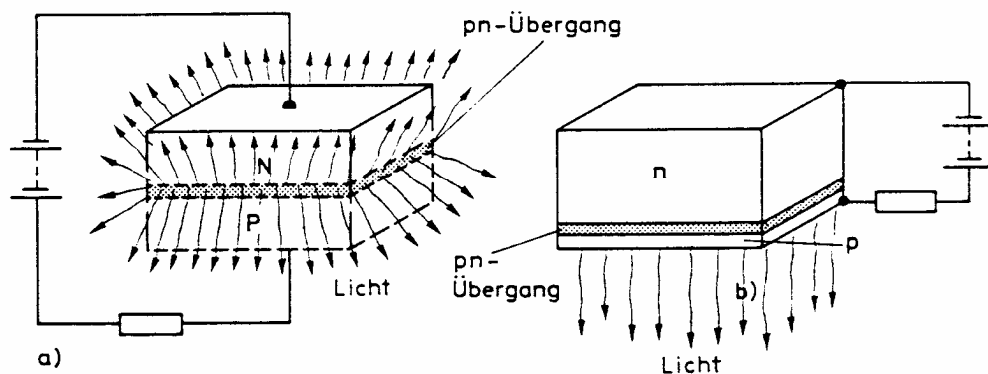
Die Energiezustände von Ladungsträgern werden durch die zugeführte elektrische Energie im Halbleiter geändert. Diese Arbeit wird von den Elektronen beim Rückfall in den Urzustand in Form von Licht abgegeben. Diese Vorgänge spielen sich jedoch nicht im homogenen Halbleiterkristall, sondern in dem sehr dünnen PN-Übergang einer Halbleiterdiode ab. Diese Diode wird in Durchlassrichtung betrieben.

Als Werkstoff für LEDs wird weder Silizium noch Germanium verwendet. Am besten sind Kombinationen aus drei- und fünfwertigen Halbleiterstoffen geeignet. Das dreiwertige **Gallium** wird mit Formen des fünfwertigen Phosphors (**Phosphid**), Arsens (**Arsenid**) oder des Antimons (**Antimonid**) verbunden. Man bezeichnet dies als intermetallische Verbindungen.

Durch die entsprechende Materialkombination sind LEDs für verschiedene Lichtfarben herstellbar. Der Wirkungsgrad ist bei Infrarot (etwa 5 %) am größten und sinkt überproportional mit der Wellenlänge des ausgestrahlten Lichtes. Die Durchlassspannung ist allgemein wesentlich größer (1,6 bis 3 V) als bei Siliziumdioden. Mit kürzerer Wellenlänge steigt die Durchlassspannung.



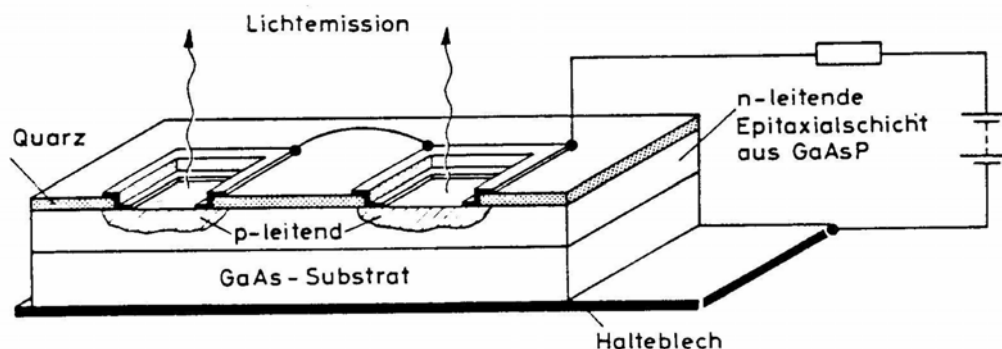
Spektrale Verteilung verschiedener LEDs



Prinzipieller Aufbau von LEDs: a) Kantenstrahler, b) Flächenstrahler.

Im Aufbau unterscheidet man zwischen Flächenstrahlern und Kantenstrahlern. Beim Flächenstrahler liegt der PN-Übergang nahe der Kristalloberfläche. Er strahlt somit über die gesamte Kristallfläche. Beim Kantenstrahler befindet sich der PN-Übergang weiter im Inneren des Kristalls.

Bei der Herstellung von LEDs wird die Epitaxial-Planartechnik verwendet. Eine Epitaxialschicht ist eine dünne einkristalline Schicht, die man auf dotierte

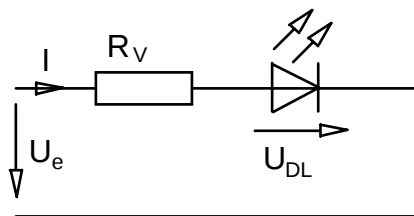


Schnitt durch eine Ga As P Leuchtdiode in Epitaxial-Planartechnik

Halbleiterkristalle auf metallurgischem Wege aufwachsen lässt. Diese Schicht hat die gleiche Leitung wie der Trägerkristall, aber eine viel geringere Störstellendichte. Die Epitaxialschicht wird mit einer dünnen (0,2 bis 0,5 μm) Quarzschicht überzogen. Durch eingeätzte Fenster können verdampfte Zinkatome eindiffundieren. Es entsteht ein PN-Übergang, der sich unter die verbleibende Quarzschicht schiebt und damit gegen äußere Einflüsse geschützt ist.

Durch die Planartechnik können viele solcher Dioden gleichzeitig auf einer Kristallscheibe hergestellt werden. Die Scheibe wird anschließend in einzelne Dioden getrennt. Diese werden in Kunststoffperlen eingegossen, die als Gehäuse und als Linse dienen.

Leuchtdioden werden mit Gleichstrom oder pulsierendem Gleichstrom betrieben. Die erreichbare Lichtpulsfrequenz liegt bei 1 MHz. Bei Wechselspannungsbetrieb müssen zwei LEDs antiparallel geschaltet werden.



$$I_{D,Zul} = 15 \div 20 \text{ mA}$$

zulässiger Strom

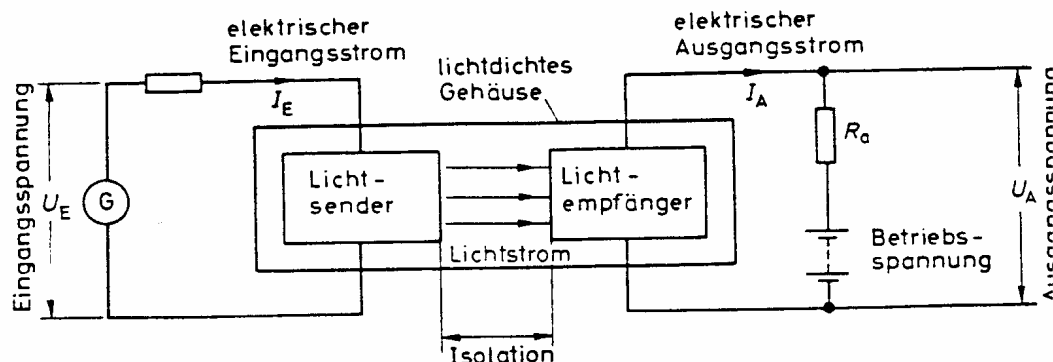
$$R_V = \frac{U_e - U_{DL}}{I_{D,Zul}}$$

Vorwiderstand

Schaltung einer LED

LEDs werden für die Anzeige von Zahlen als 7-Segmentanzeige geschaltet. Für alphanumerische Zeichen verwendet man Mehrsegmentanzeigen oder Punktmatrixdarstellungen. Die einzelnen LEDs werden meist direkt von einer entsprechenden Dekodierschaltung angesteuert.

Eine weitere Anwendung für LEDs ist der **Optokoppler**.

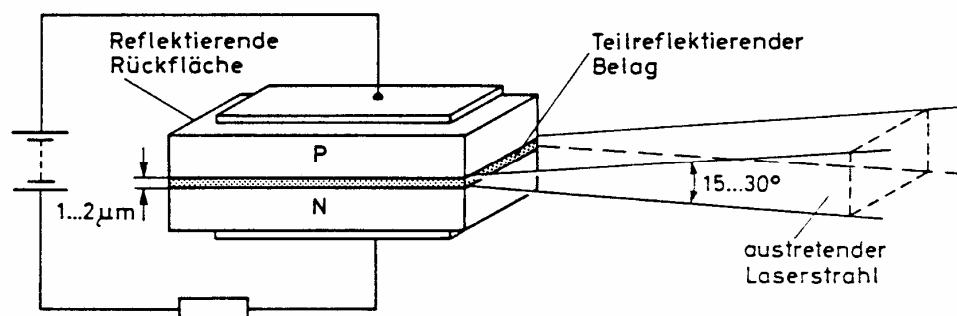


Prinzipielle Schaltung eines Optokopplers

Der Optokoppler dient zur galvanischen Trennung von zwei Kreisen. Es werden dazu ein Lichtsender (LED) und ein Lichtempfänger (Fotodiode, Fototransistor) in ein lichtdichtes Gehäuse eingebaut.

Mit diesen Schaltungen können digitale Signale sehr einfach übertragen werden. Es gibt aber auch lineare Optokoppler, mit denen Trennverstärker aufgebaut werden können.

3.4.11. Laser-Dioden



Prinzipieller Aufbau einer Laserdiode

Bei der Laserdiode wird ein kantenstrahlender PN-Übergang in einem Ga As- oder Ga P-Halbleiter an zwei Flächen verspiegelt. Durch die Rekombination im PN-System wird Licht bestimmter Wellenlänge emittiert, welches an den Spiegeln reflektiert wird. Das Gesamtsystem ist nun als optischer Resonator aufzufassen, in dem Lichtverstärkung durch stimulierte Emission auftritt. Ein Teil dieses Lichtes tritt durch die teildurchlässige Verspiegelung aus und zeigt Laserlichteigenschaften (monochromatisches, kohärentes Licht).

Vergleich zwischen Glühlampe, LED und Laserdiode

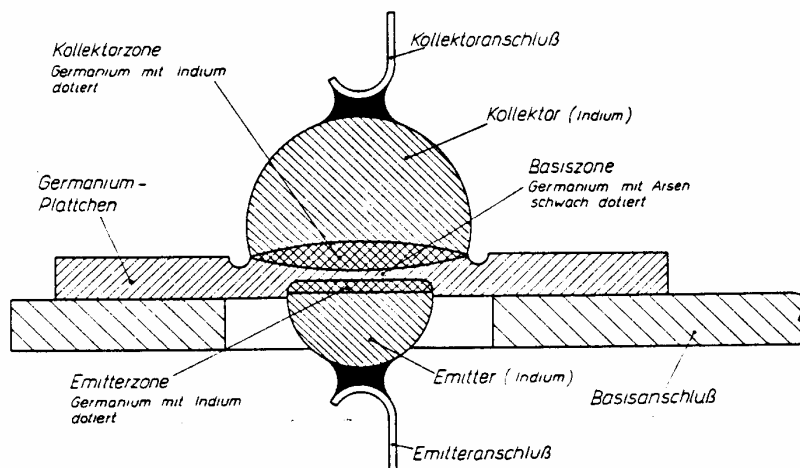
	Glühlampe	LED	Laserdiode
Elektrischer Wirkungsgrad	<1 %	2...7 %	4...10 %
Licht-Dauerleistung	-	1 mW	20 mW
Licht Pulsleistung	-	50 mW	100 W
Strahlungsdichte	-	5 W/cm ²	4 kW/cm ²
Leuchtdichte	300 Cd/cm ²	0,1...150 Cd/cm ²	
Licht/Strom-Abhängigkeit	nicht linear	linear	linear ab 10 A/cm ²
Anzeigeverzögerung	0,1 s	10 ns	10 ns
Spektrale Bandbreite	500 nm	10...40 nm	1 nm
Lebensdauer	1000 h	10 ⁵ ...10 ⁶ h	10 ⁵ ...10 ⁶ h

3.5. Transistoren

3.5.1. Aufbau von bipolaren Transistoren

Ein Transistor besteht aus drei Schichten, die verschiedene Leitungsmechanismen aufweisen. Es gibt NPN- und PNP- Transistoren. Die mittlere Schicht (Basis) ist sehr dünn (50 μm) und niedriger dotiert als die Randschichten (Kollektor und Emitter).

Vom technologischen Aufbau her unterscheidet man zwischen verschiedenen Transistortypen.

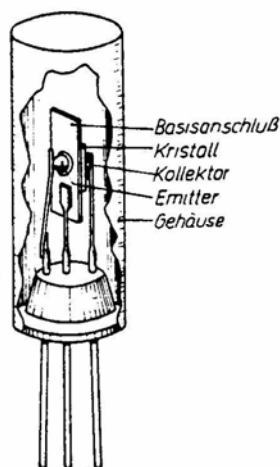


Schnitt durch einen Legierungstransistor

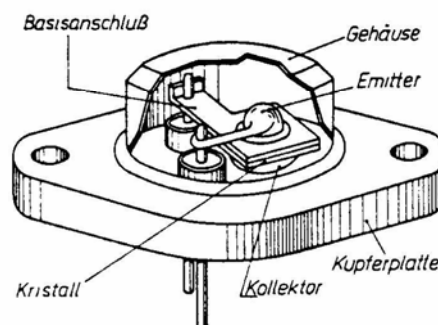
Die ursprünglich verwendete Form ist der **Legierungstransistor**.

Diese Technologie war in erster Linie bei Germaniumtransistoren zu finden. Nachteiligerweise musste der Halbleiterkristall von beiden Seiten her behandelt werden. Dies ist für eine rationelle Fertigung nachteilig.

Die fertigen Transistorelemente wurden dann bei Kleinsignaltypen in ein geschwärztes Glasgehäuse eingebaut. Bei Hochleistungs-Transistoren wurde das Halbleitersystem auf ein Halbleitblech aufgelötet und in ein Metallgehäuse eingesetzt.



Kleinsignaltransistor



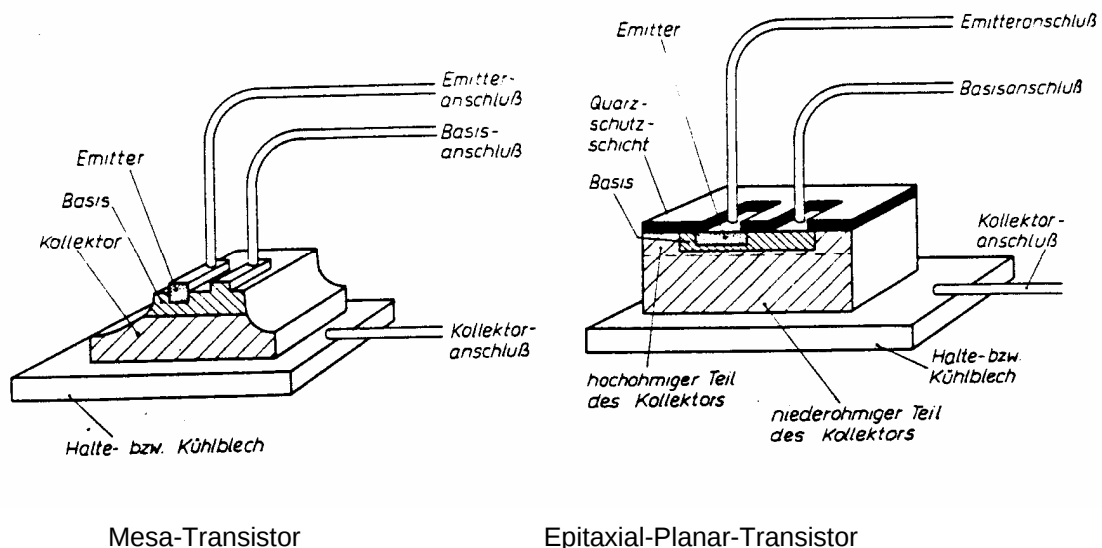
Hochleistungstransistor

Außer den fertigungstechnischen Nachteilen hat der Legierungstransistor auch nur eine bescheidene Grenzfrequenz.

Dieser Nachteil wird von Bauweisen umgangen, bei denen man Fremdatome eindiffundieren lässt. Man erhitzt dazu diese Dotierungselemente bis sich Dampf bildet. Dieser wird mit Hilfe eines Schutzgases über den erhitzten Halbleiterkristall geführt. Dabei bauen sich die Fremdatome in das Kristallgitter ein. Die Dichte der Störstellen ist an der Oberfläche größer als im Inneren in der Nähe der PN-Übergänge.

Diese, eigentlich unabsichtlich entstandene Verteilung erhöht die Grenzfrequenz. Weil sich am PN-Übergang nur wenige Störstellen gegenüberstehen entsteht nur eine kleine Sperrschichtkapazität. Außerdem verursacht die ungleichmäßige Störstellenverteilung ein Driftfeld (Bewegungsfeld), das die Ladungsträger zusätzlich beschleunigt. Dies verkürzt die Ladungsträgerlaufzeit im Kristall. Auf diese Weise lassen sich Transistoren herstellen, die Signale bis in den Gigahertzbereich bearbeiten können.

Bei den im Diffusionsverfahren hergestellten Transistoren unterscheidet man zwischen **Mesa-Transistoren** und **Planar-Transistoren**.



Mesa-Transistor

Epitaxial-Planar-Transistor

Beim Mesa-Transistor müssen die Fremdatome für den Kollektor von unten in den Kristall diffundieren. Für Basis und Kollektor dringen die Dotierungselemente von oben in den Halbleiter ein. Die PN-Übergänge können bei dieser Bauform bis an die Kristalloberfläche gelangen und sind gegen äußere Einflüsse schlecht geschützt.

Dieser Nachteil wird beim Planar-Transistor vermieden. Die verschiedenen Zonen sind hier in den Kristall hinein versenkt, dessen Oberfläche durch eine Quarzschicht schützend abgedeckt ist.

Ein weiterer Vorteil der Planartechnik ist, dass die Arbeitsvorgänge nur von einer Seite Halbleiter durchgeführt werden. Es können auf einer Silizium-Scheibe mehrere 1000 Transistoren gleichzeitig hergestellt werden.

Bei der Herstellung wird eine N-leitende Siliziumscheibe mit einer Quarzschicht überzogen. In diese Schicht werden nun auf fotolithografischem Wege zunächst die

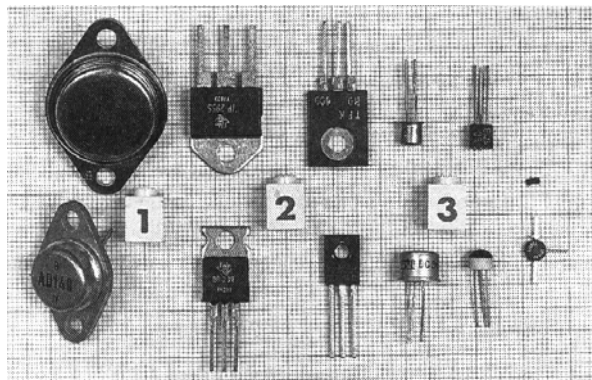
Fenster für die Basis eingätzt und in diese Fremdatome eindiffundiert. Anschließend werden die Fenster für die Emitterzonen eingätzt.

Vielfach wird bei der Herstellung solcher Transistoren die Epitaxialtechnik angewendet. Es werden dabei dünne einkristalline Schichten mit dem gleichen Leitungsmechanismus wie in der Trägerschicht auf diese aufgebracht. Die Störstellenkonzentration der Epitaxialschicht ist aber meist nur ein Tausendstel der Dichte in der Grundsicht. Die Schicht ist ungefähr 10 µm dick. In diese Schicht sind nun die Basis-Emitterzonen eingebettet. Es wird dadurch das Verhältnis zwischen Sperr- und Durchlasswiderstand günstiger. Im Sperrzustand gibt es nur ganz wenige Störstellen am PN-Übergang. Dadurch erhält man nur sehr kleine Sperrströme. Im Durchlassbereich gibt es aber im Kristall genügend Ladungsträger, dass der Widerstand sehr gering wird.

Bei diesen Transistoren erhält man eine hohe Stromverstärkung und große Belastbarkeit. Die Grenzfrequenz solcher Bauelemente ist ebenfalls sehr hoch.

Die Epitaxial-Planar-Technik schaffte durch die guten Eigenschaften der so hergestellten Halbleiter die Voraussetzungen für die Herstellung integrierter Schaltungen.

Die fertigen Transistoren werden voneinander getrennt und in Gehäuse eingebaut. Man verwendet unterschiedlich große Metall- und Kunststoffgehäuse.



Gehäusebauformen von Transistoren

Gehäuseformen (Beispiele)

- 1 oben links: TO-3 (2N3055)
- 1 unten links: SOT-9 (AD148)
- 2 oben links: TO-218 AA (TIP2955)
- 2 oben rechts: TO-126/SOT-22 (BD600)
- 2 unten links: SOT-32P/TO-66P (BD239)
- 2 unten rechts: SOT-125/SOT-32 (BD140)
- 3 oben links: TO-18 (BC107)
- 3 oben rechts: TO-92/SOT-54 (BC171)
- 3 rechts Mitte: SOT-23/SOT143
- 3 unten links: TO-39
- 3 unten Mitte: TO-106/105
- 3 unten rechts: SOT37/4 (BFR 90)

Je nach Hersteller und Land gibt es verschiedene Bezeichnungen für Transistortypen. Es werden dabei Kombinationen aus Buchstaben und Ziffern verwendet.

Eine **häufig verwendete Bezeichnungsform** besteht aus zwei oder drei Buchstaben und einer Ziffer und fallweise noch ein Buchstabe.

Der **erste Buchstabe** steht für das Halbleitermaterial

A für Ge,

B für Si,

C für Kombinationen aus 3- mit 5-wertigem Material, usw.

Der **zweite Buchstabe** steht für die Type des Bauelementes

A für Dioden,

B für Kapazitätsdioden,

C für Niederfrequenz-Transistoren,

D für Niederfrequenz-Leistungstransistoren,

F für Hochfrequenz-Transistoren

L für Hochfrequenz-Leistungstransistoren, usw.

Der **dritte Buchstabe** (falls vorhanden) kennzeichnet das Einsatzgebiet.

Die **Ziffer** und der fallweise vorhandene Buchstabe dienen zur laufenden Kennzeichnung.

In der **amerikanischen Literatur** ist eine fortlaufende Nummer für Halbleiterbauelemente gebräuchlich. Davor steht eine Kennziffer für die Anzahl der PN-Übergänge.

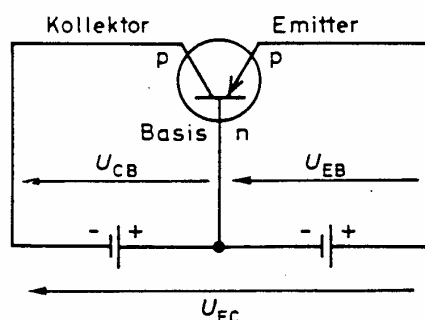
1N für Dioden

2N für Transistoren usw.

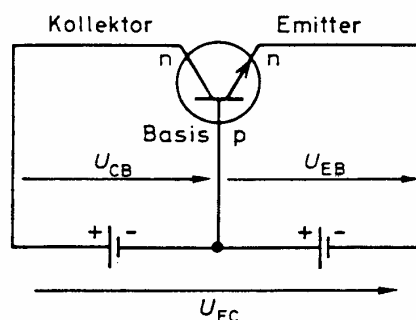
Grundsätzlich sollte man bei unbekannten Typen immer ein Datenbuch verwenden, da es prinzipiell keine bindende Normbezeichnung für Halbleiterbauelemente gibt.

3.5.2. Wirkungsweise von bipolaren Transistoren

Die Wirkungsweise des bipolaren Transistors beruht darauf, dass die Basisschicht sehr dünn ist und durch Ladungsträger überschwemmt werden kann. Die Basis-Emitterstrecke wird für den Betrieb immer in Durchlassrichtung geschaltet. Dadurch fließt ein Strom I_{BE} über diese Strecke. Der Zusammenhang zwischen Spannung und Strom entspricht der Durchlasskennlinie einer Diode. Liegt kein Signal an der Basis-Emitterstrecke an, dann ist der Übergang vom Kollektor zum Emitter durch den PN-Übergang gesperrt.



Betriebsspannungen am PNP-Transistor

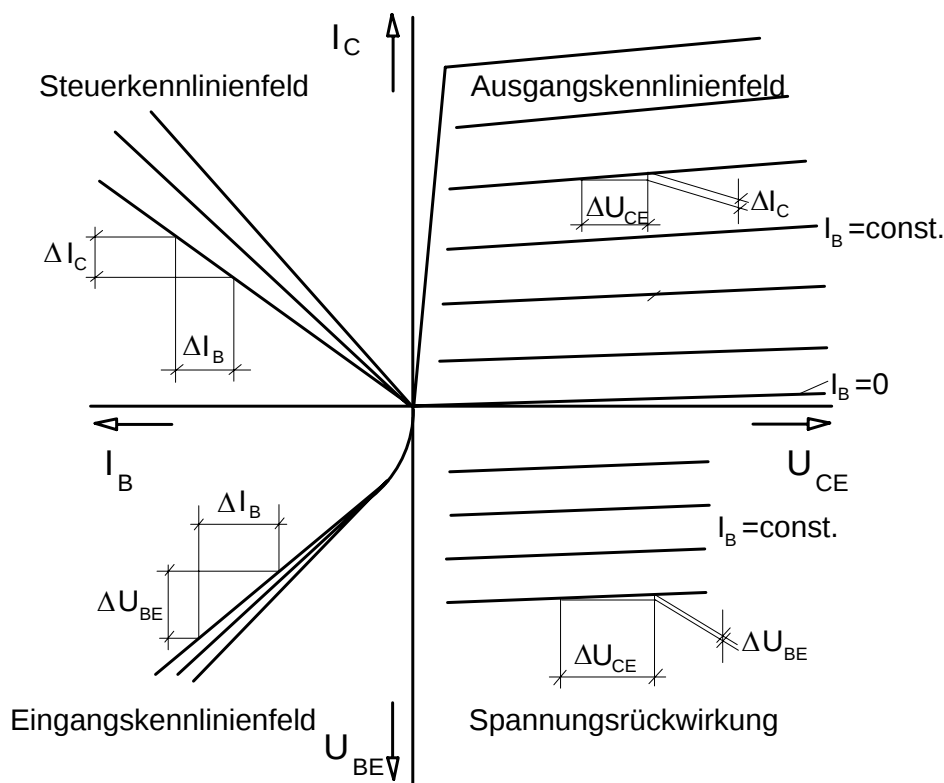


Betriebsspannungen am NPN-Transistor

Es fließt nur ein kleiner, thermisch bedingter Reststrom (Sperrstrom). Bei einem NPN-Transistor wird der Kollektor gegenüber dem Emitter auf positives Potential gelegt. Die Kollektor-Basisstrecke ist daher in Sperrrichtung.

Weil die Ladungsträger aus dem niederohmigen Emitterkreis die dünne und niedriger dotierte Basisschicht überschwemmen können, fließt nun auch ein Strom I_{CE} über die Kollektor-Emitterstrecke. Dieser Strom ist vom Basis-Emitterstrom abhängig.

3.5.3. Kennlinien und charakteristische Daten von Transistoren



Transistorkennlinienfeld (Vierquadrantendarstellung)

Bei der Darstellung der Transistorkennlinienfelder wird häufig ein Vierquadrantenschema gewählt. Diese Darstellungsform dient zum Verfolgen von Signalgrößen im Transistor wenn er als aktives Bauelement eingesetzt wird. Die Maßstäbe der Achsen für die Ströme und die Spannungen sind in diesem Diagramm unterschiedlich. Bei einem Kleinsignaltransistor wird der Basisstrom beispielsweise in μA und der Kollektorstrom in mA aufgetragen.

Das **Eingangskennlinienfeld** wird im dritten Quadranten dargestellt. Der Parameter dieser Kurvenschar ist die Kollektor-Emitterspannung U_{CE} . Oft wird dieses Feld nur durch eine einzelne Kennlinie ersetzt (Eingangskennlinie). Die wichtigste Kenngröße ist der differentielle Widerstand.

$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \quad \text{differentieller Eingangswiderstand.}$$

Der differentielle Widerstand beträgt bei Kleinsignaltransistoren 100 Ω bis 100 k Ω . Die Kennlinie zeigt die typische Krümmung einer Diodenkennlinie, weil diese Strecke im Prinzip wie eine Diode in Durchlassrichtung betrieben wird. Bei Germaniumtransistoren beträgt die Durchlassspannung 0,1 V bis 0,4 V, bei Siliziumtransistoren 0,5 V bis 0,8 V.

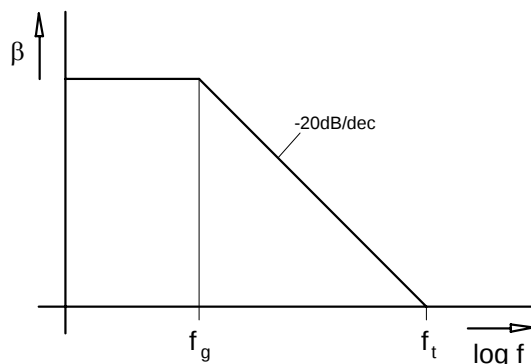
Der zweite Quadrant liefert den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Basisstrom. Das Kennlinienfeld wird als **Steuerkennlinienfeld** bezeichnet und wird oft durch eine Kennlinie ersetzt (Steuerkennlinie). Der Parameter des Steuerkennlinienfeldes ist die Kollektor-Emitterspannung U_{CE} . Die Kennlinien sind außerdem von der Frequenz abhängig.

Die wichtigsten Kenngrößen sind die Kleinsignalverstärkung und die Gleichstromverstärkung.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad \text{Kleinsignalverstärkung}$$

$$B = \frac{I_C}{I_B} \quad \text{Gleichstromverstärkung}$$

Die Kleinsignalverstärkung beträgt bei Kleinsignaltransistoren 100 bis 1000. Bei Leistungstransistoren 10 bis 100. Näherungsweise ist die Gleichstromverstärkung gleich groß wie die Kleinsignalverstärkung.



Amplitudengang der Kleinsignalverstärkung

Die Kleinsignalverstärkung eines Transistors zeigt Tiefpassverhalten.

Bei der Grenzfrequenz f_g ist die Verstärkung um 3 dB abgefallen. Ab diesem Punkt nimmt sie mit 20 dB pro Dekade ab.

Bei der Transistfrequenz f_t ist die Verstärkung 0 dB (einfach).

Außer von der Frequenz hängt die Kleinsignalverstärkung vom Kollektorstrom und von der Temperatur ab. Mit zunehmender Temperatur steigt die Verstärkung. Bei ca. 10 % des zulässigen Kollektordauerstromes liegt das Maximum der Verstärkung.

Das **Ausgangskennlinienfeld** wird im ersten Quadranten dargestellt. Der Parameter dieser Kurvenschar ist der Basisstrom. Für den Basisstrom Null fließt über die Kollektor-Emitterstrecke nur ein sehr kleiner Sperrstrom. In dem Kennlinienfeld kann ein differentieller Widerstand definiert werden.

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \quad \text{differentieller Ausgangswiderstand.}$$

Dieser Wert beträgt bei Kleinsignaltransistoren 10 kΩ bis 1 MΩ

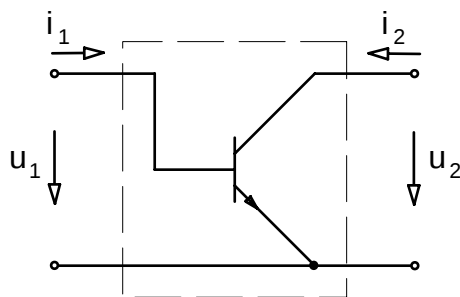
Im vierten Quadranten wird die **Spannungsrückwirkung** dargestellt. Der Parameter dieser Kurvenschar ist der Basisstrom.

$$v_r = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \quad \text{Spannungsrückwirkung}$$

Die Spannungsrückwirkung beträgt 10^{-4} bis 10^{-6} und wird meist vernachlässigt.

Oft wählt man für Transistoren eine Vierpoldarstellung, um sie bei der Analyse komplexer Schaltungen mathematisch erfassen zu können.

Die Kenngrößen eines Transistors, wie sie aus dem Vierquadrantenkennlinienfeld ersichtlich sind, können auch sehr einfach aus der Vierpoldarstellung mit Hilfe der **h-Matrix** abgelesen werden. In den Datenblättern werden diese **h-Parameter** häufig angegeben.



$$u_1 \triangleq \Delta U_{BE} \quad \text{Eingangswechselspannung}$$

$$u_2 \triangleq \Delta U_{CE} \quad \text{Ausgangswechselspannung}$$

$$i_1 \triangleq \Delta I_B \quad \text{Eingangswechselstrom}$$

$$i_2 \triangleq \Delta I_C \quad \text{Ausgangswechselstrom}$$

Vierpoldarstellung eines Transistors

$$u_1 = h_{11e} \cdot i_1 + h_{12e} \cdot i_2$$

$$h_{11e} \triangleq r_{BE}$$

$$h_{12e} \triangleq v_r$$

$$i_2 = h_{21e} \cdot i_1 + h_{22e} \cdot u_2$$

$$h_{21e} \triangleq \beta$$

$$h_{22e} \triangleq \frac{1}{r_{CE}}$$

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

Vierpolgleichung in Matrizenschreibweise.

Charakteristische Werte von Transistoren

Typ		Kollektor-Spannung U_{CE} [V]	Kollektor-Strom I_C [mA]	Stromverstärkung B	Transitfrequenz f_t [MHz]	Basis-Strom I_B [μA]	Gehäuse z. B.
Kleinsignal-Transistoren	NPN	1...20	0,1...20	250	300	0,4...80	TO-18, SOT-23
Kleinsignal-Transistoren	PNP	-1...-10	-0,1...-20	200	150	0,5...100	TO-18, SOT-23
mittlere Leistung	NPN	10...40	5...150	120	130	40...1000	TO-39
mittlere Leistung	PNP	-10...-40	-5...-150	80	90	62...1500	TO-39
große Leistung	NPN	10...80	0,1 A...5 A	100	100	1 mA... 50 mA	TO-220
sehr große Leistung	NPN	10...50	1 A...15 A	20...120	1	25 mA... 375 mA	TO-3
Leistungs-Darlington	NPN	3...100	0,1 A...15 A	500...5000	300	60 μA... 10 mA	TO-220
Hochvolt-Transistor	NPN	10...1000	3...100	30	100	100...3300	TO-126
HF-Transistor (Vorverstärker)	NPN	1...25	0,1...20	30...120	300...>5000	1...100	SOT-37

3.5.4. Verlustleistung in Transistoren

Durch den Stromfluss im Transistor entsteht ein Spannungsabfall. Auf diese Weise kommt es zu Verlusten. Abhängig vom Transistortyp ist eine bestimmte Verlustleistung zulässig.

$$P = U_{CE} \cdot I_C + U_{BE} \cdot I_B \approx U_{CE} \cdot I_C$$

Die Verluste in der Basis-Emitterzone können meist gegenüber der Verlustleistung der Kollektor-Emitter-Strecke vernachlässigt werden.

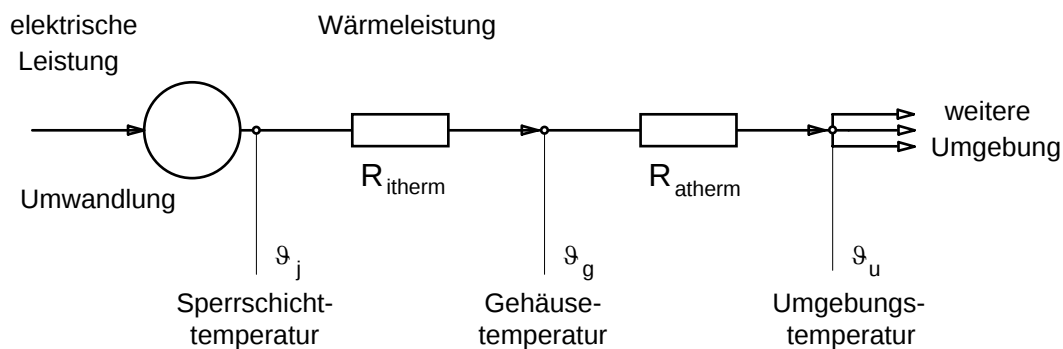
Durch diese Verluste entsteht im Transistor eine Erwärmung. Die Sperrschichttemperatur ϑ_j der PN-Übergänge darf dabei eine bestimmte Grenztemperatur nicht überschreiten.

Für die gängigen Halbleitermaterialien gilt:

$\vartheta_{j, Si} = 175 \text{ °C}$ Maximale Sperrschichttemperatur für Silizium

$\vartheta_{j, Ge} = 90 \text{ °C}$ Maximale Sperrschichttemperatur für Germanium

Die entstehende Wärme muss nach außen abgeführt werden. Es sind dabei verschiedene Wärmewiderstände zu überwinden.



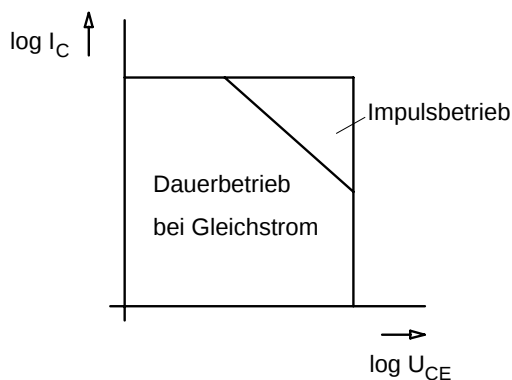
Thermisches Ersatzschaltbild eines Transistors

R_{itherm} innerer thermischer Widerstand

R_{atherm} äußerer thermischer Widerstand

$R_{thermges} = R_{itherm} + R_{atherm} + \dots = \sum R_{therm}$ gesamter thermischer Widerstand

$P_V = \frac{\vartheta_j - \vartheta_u}{R_{thermges}}$ Verlustleistung im Transistor



Erlaubter Arbeitsbereich eines Transistors

Wird ein Transistor mit Gleichstrom betrieben, dann dürfen der maximal zulässige Kollektorstrom und die zulässige Kollektor-Emitterspannung nicht gleichzeitig auftreten.

Beim Betrieb mit gepulsten Strömen gilt diese Einschränkung nur teilweise. In erster Linie hängt nun die Erwärmung vom Puls-Pausenverhältnis ab.

Wird ein Transistor als Schalter verwendet, ist zu beachten, dass die Verluste von der Art der Belastungsimpedanz abhängen.

Bei ohmscher Last ist die Verlustleistung am Transistor beim Ein- und Ausschalten gleich groß.

Bei ohmsch-induktiver Last sind die Ausschaltverluste wesentlich größer als die Einschaltverluste. Die Ursache ist das Auftreten einer Überspannung wenn eine Induktivität abgeschaltet wird.

Bei ohmsch-kapazitiver Last treten beim Einschalten die größeren Verluste auf, weil bei ungeladenem Kondensator ein hoher Einschaltstrom fließt.

3.5.5. Anwendung von Transistoren

Der Transistor wird hauptsächlich als Verstärker für Strom, Spannung und Leistung verwendet. Eine weitere wichtige Anwendung ist das Schalten von Strömen. Speziell bei Schaltnetzteilen und in der Wechselrichtertechnik sind gepulste Spannungen nötig. Bipolare Leistungstransistoren können bis zu einer Frequenz von ca. 5 kHz in solchen Schaltungen verwendet werden.

In der Verstärkertechnik wird der Transistor als diskretes Bauelement oder im Verband von integrierten Schaltungen eingesetzt. Abhängig davon, welcher Transistoranschluss dem Steuer- und dem Leistungskreis gemeinsam ist, unterscheidet man zwischen den verschiedenen Grundschaltungen.

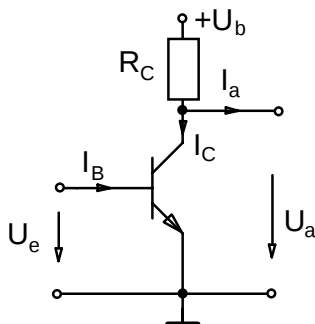
Es gibt die Basisschaltung, die Emitterschaltung und die Kollektorschaltung.

Vergleich von möglichen Transistorschaltungen.

	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
Spannungsverstärkung	groß	groß	>1
Stromverstärkung	groß	>1	groß
obere Grenzfrequenz	niedrig	hoch	sehr hoch
Eingangswiderstand	ca. 1 kΩ	ca. 100 Ω	ca. 250 kΩ
Ausgangswiderstand	ca. 10 kΩ	ca. 200 kΩ	ca. 1 kΩ
Phasenverschiebung E-A	180°	0°	0°
Anwendungsbeispiele	Spannungsverstärker Schalterbetrieb	Hf-Verstärker Oszillatoren	Impedanzwandler Stromverstärker

3.5.5.1. Emitterschaltung

3.5.5.1.1 Transistor als Schalter



Emitterschaltung

In dieser einfachen Form ist der Transistor in Emitterschaltung in der Lage einen Stromkreis zu schalten.

Wenn kein Signal an der Basis anliegt, dann sperrt der Transistor.

Bei einer Eingangsspannung, die größer als die Durchlassspannung der Eingangskennlinie ist, "schaltet" der Transistor ein. Der Kollektorstrom steigt gemäß der Kleinsignalverstärkung mit dem

Basisstrom an. Der Basisstrom selbst nimmt gemäß der Eingangskennlinie mit der Eingangsspannung zu.

$$\Delta I_B = \frac{\Delta U_e}{r_{BE}} \quad \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Der Widerstand R_C ist an die Versorgungsspannung (Betriebsspannung) U_b angeschlossen.

Der Strom I_C verursacht daher einen Spannungsabfall im Widerstand. Die Ausgangsspannung wird um diesen Wert kleiner sein als die Versorgungsspannung.

$$\Delta I_C = \beta \cdot \frac{\Delta U_e}{r_{BE}}$$

$$\Delta U_a = \Delta(U_b - I_C \cdot R_C) = -\Delta I_C \cdot R_C = -\beta \cdot \frac{R_C}{r_{BE}} \cdot \Delta U_e$$

$$v_U = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \approx -\beta \cdot \frac{R_C}{r_{BE}} \quad \text{Spannungsverstärkung näherungsweise}$$

Bei der Herleitung dieser Gleichung wurde die Rückwirkung der Kollektor-Emitterspannung auf den Kollektorstrom und auf die Basis-Emitterspannung vernachlässigt. Es wurde $r_{CE} = \infty$ und $v_r = 0$ gesetzt.

Die exakte Gleichung lässt sich mit Hilfe der h-Matrix herleiten. Man erhält für die exakte Spannungsverstärkung bei der Emitterschaltung

$$v_u = -\beta \cdot \frac{1}{r_{BE} \cdot \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} \right) - v_r} \quad \text{Spannungsverstärkung}$$

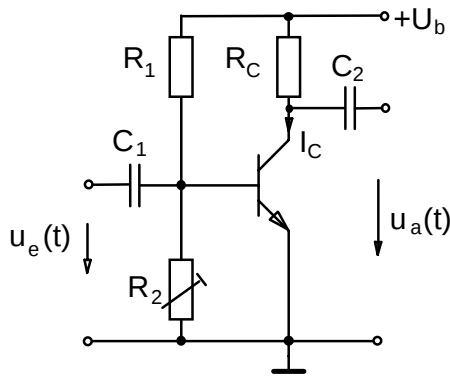
Oft wird auch nur die Spannungsrückwirkung vernachlässigt.

$$v_u \approx -\beta \cdot \frac{R_C \parallel r_{CE}}{r_{BE}}$$

Mit dieser Gleichung wird meist die Spannungsverstärkung einer Emitterschaltung berechnet. Da die Transistorparameter stark streuen, ist es nicht sinnvoll genauer zu rechnen.

3.5.5.1.2. Wechselspannungsverstärker

Für eine Verstärkerschaltung ist immer eine Arbeitspunkteinstellung notwendig. Dieser Punkt legt die Gleichstrompotentiale U_{BEA} und U_{CEA} im Transistor fest. An der Kollektor-Emitterstrecke wählt man meist die Hälfte der Betriebsspannung als Größe für das Potential im Arbeitspunkt. Dies ermöglicht eine optimale Aussteuerbarkeit der Schaltung, sowohl für positive als auch für negative Halbwellen.



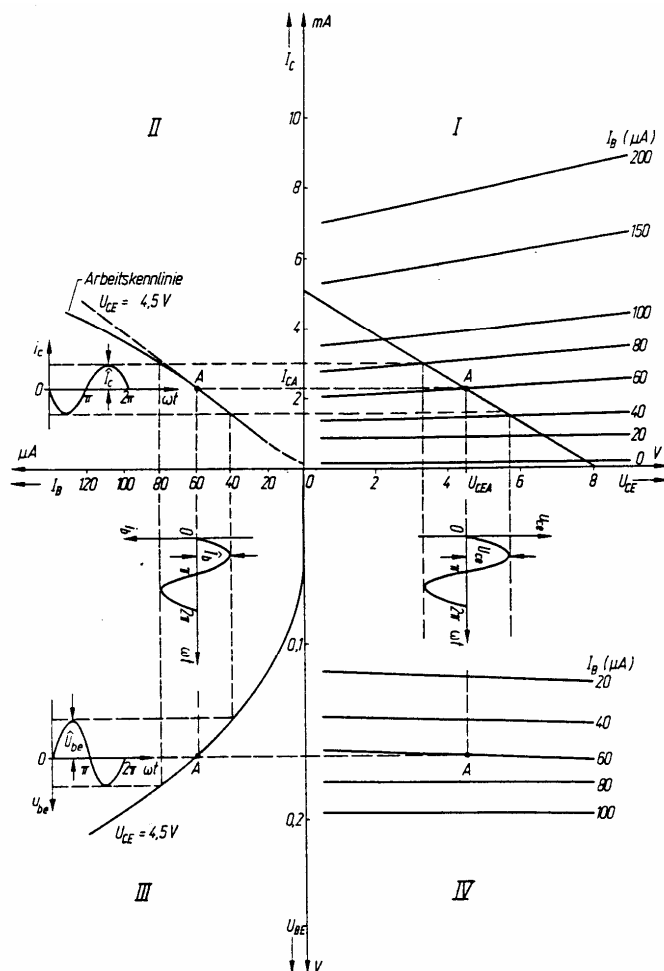
Emitterschaltung, Arbeitspunkteinstellung durch Spannungsteiler

Mit dem Widerstand R_C und der Versorgungsspannung U_b ist der Kollektorstrom im Arbeitspunkt festgelegt.

$$I_{CA} = \frac{U_b}{2 \cdot R_C}$$

Der Basisstrom im Arbeitspunkt wird mit der Gleichstromverstärkung $B \approx h_{12e}$ berechnet.

$$I_{BA} = \frac{I_{CA}}{B}$$



Arbeitspunkteinstellung und Verstärkungsvorgang

Der differentielle Eingangswiderstand $r_{BE} = h_{11e}$ liefert die Eingangsspannung im Arbeitspunkt.

$$U_{BEA} = I_{BA} \cdot r_{BE}$$

Im Ausgangskennlinienfeld wird die Widerstandsgerade für R_C um die Versorgungsspannung U_b gespiegelt eingetragen. Man kann daher den Spannungsabfall im Widerstand und im Transistor gleichzeitig ablesen. Die Kondensatoren C_1 und C_2 trennen die Versorgungsspannung von den Wechselspannungskreisen.

Mit dem Spannungsteiler, der mit den Widerständen R_1 und R_2 gebildet wird, wird nun dieses Potential eingestellt. Der Strom über den Spannungsteiler wird 5- bis 10-mal so groß wie der Basisstrom im Arbeitspunkt gewählt.

Mit Hilfe der Koppelkapazität C_1 wird nun eine Wechselspannung an die Basis des Transistors gelegt. Dadurch entsteht am Eingang eine Mischspannung, bestehend aus der Eingangswechselspannung und dem Basis-Emitterpotential im Arbeitspunkt.

Die Änderung der Basis-Emitterspannung bewirkt eine Änderung des Basisstromes. Gemäß der Kleinsignalverstärkung ändert sich der Kollektorstrom.

Die Änderungen des Kollektorstromes bewirken die Überlagerung einer Wechselspannung über das Kollektor-Emitterpotential im Arbeitspunkt. Nach dem Kondensator C_2 am Ausgang kann die nun verstärkte Wechselspannung abgegriffen werden. Der Kondensator trennt die Ausgangswechselspannung u_a von der Versorgungsspannung U_b .

Die beiden Kondensatoren sind über die Grenzfrequenz einer Hochpassschaltung festgelegt.

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{gu} \cdot r_e}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{gu} \cdot (r_a + R_L)}$$

f_{gu} : gewünschte untere Grenzfrequenz R_L : Lastwiderstand

$r_e = r_{BE} \parallel R_1 \parallel R_2$ dynamischer Eingangswiderstand der Schaltung

$r_a = r_{CE} \parallel R_C$ dynamischer Ausgangswiderstand der Schaltung

Unter Vernachlässigung der Spannungsrückwirkung kann die Spannungsverstärkung berechnet werden

$$v_U = \beta \cdot \frac{r_a}{r_e} \quad (v_U \approx 100 \text{ bei Schaltungen mit Kleinsignaltransistoren})$$

Die Emitterschaltung bewirkt eine Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung von 180° .

Dieses Verhalten lässt sich im Vierquadrantenkennlinienfeld erklären:

Wenn an der Kapazität C_1 die positive Halbwelle der Eingangsspannung anliegt, so erhöht sich die Spannung an der Basis-Emitterstrecke. Dadurch steigt der Strom durch die Basis-Emitterstrecke und der Strom durch den Kollektor an. Eine Vergrößerung des Kollektorstromes bewirkt aber eine Erhöhung des Spannungsabfalls am Widerstand R_C . Die Spannung am Kollektor sinkt dadurch und nach dem Kondensator C_2 entsteht nun die negative Halbwelle der Ausgangsspannung.

Ein Nachteil des Spannungsteilers ist die Belastung der steuernden Wechselspannungsquelle. Bezüglich der Wechselspannungen liegen die Widerstände R_1 , R_2 und r_{BE} parallel. Der Widerstand R_2 ist in der Regel um mindestens eine Zehnerpotenz kleiner als der Widerstand R_1 . Dies ergibt sich aus der relativ kleinen Spannung U_{BEA} , die mit Hilfe des Spannungsteilers R_1 und R_2 eingestellt wird. Bei einer Parallelschaltung ist nun der Gesamtwiderstand immer kleiner als der kleinste Einzelwiderstand.

Ein Problem stellt auch die geringe thermische Stabilität dieser Schaltung dar. Die Basis-Emitterspannung ändert sich mit der Temperatur.

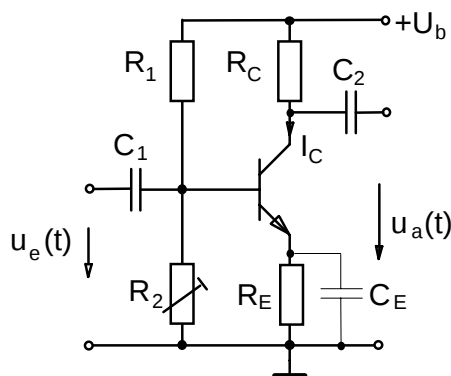
$$U_{BE}(\vartheta_1) = U_{BE}(\vartheta_0) \pm d_T(\vartheta_1 - \vartheta_0)$$

d_T : Temperaturdurchgriff etwa $-(2 \div 3)$ mV/K

Bei NPN Transistoren gilt in der Gleichung das positive und bei PNP das negative Vorzeichen. Mit der Änderung dieser Spannung werden auch die Ströme im Transistor verändert. Dadurch verschiebt sich der Arbeitspunkt.

Stabilisierend wirkt ein NTC-Widerstand parallel zu R_2 oder eine Halbleiterdiode (in Durchlassrichtung für den Strom über den Spannungsteiler) seriell zu R_2 .

Eine wirksame Methode ist auch eine Stromgegenkopplung. Diese wirkt auch gleichzeitig gegen die Verzerrung von Signalen.



Emitterschaltung, Arbeitspunkteinstellung durch Spannungsteiler. Stabilisierung durch Stromgegenkopplung.

Es wird dazu zwischen Emitter und Masse ein Widerstand eingebaut. Der Widerstand wird üblicher Weise so dimensioniert, dass ca. 10 bis 20 % der Betriebsspannung daran abfallen.

$$U_{EA} = (0,1 \div 0,2) \cdot U_b \quad R_E \approx \frac{U_b}{(5 \div 10) \cdot I_{CA}}$$

Die Spannung an R_2 steigt um diesen Spannungsabfall an. Dadurch wird auch der Wert des Widerstandes R_2 vergrößert. Die

Widerstandserhöhung belastet nun auch die Signalquelle weniger, weil ja R_2 der kleinste der Parallelwiderstände am Eingang war.

Der Arbeitspunkt wird stabilisiert, weil die temperaturbedingte Änderung der Basis-Emitterspannung auf die gesamte Eingangsspannung an Einfluss verliert.

Die Verzerrung von Signalen wird dadurch verkleinert, weil der Arbeitspunkt in der Eingangskennlinie in den linearen Bereich verschoben wird. Man sieht aus dem Vierquadrantenfeld, dass die Signale beim Verstärkungsvorgang immer an den einzelnen Kennlinien abgebildet werden. Nur wenn diese Kennlinien Geraden sind, kommt es zu keinen Verzerrungen bei der Abbildung.

Am stärksten wirkt sich eben die Krümmung der Eingangskennlinie im unteren Bereich aus. Wird eine sinusförmige Eingangsspannung durch den Koppelkondensator an die Basis des Transistors gelegt, so entsteht bereits in der Basisstromänderung ein Oberwellengehalt.

Die Abweichung der Ausgangsspannung von der Sinusform ist aus dem Klirrfaktor abzulesen.

$$K = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \hat{U}_n^2}}{\hat{U}_1} \cdot 100 [\%]$$

$\hat{U}_n$: Amplituden der Oberwellen $\hat{U}_1$: Amplitude der Grundwelle.

Bei einer Reihenschaltung mehrerer (m) Verstärkerstufen erhält man:

$$K_{ges} = \sqrt{\sum_{i=1}^m K_i^2}$$

Die Spannungsverstärkung v'_U der Schaltung mit dem Gegenkoppelwiderstand R_E , aber ohne den strichliert gezeichneten Kondensator C_E , erhält man näherungsweise aus:

$$\frac{1}{v'_U} \approx \frac{1}{v_U} + \frac{R_E}{R_C} \quad v_U : \text{ Verstärkung ohne Gegenkopplung}$$

$$K' = K \cdot \frac{v'_U}{v_U} \quad K : \text{ Klirrfaktor ohne} \quad K' : \text{ Klirrfaktor mit Gegenkopplung}$$

Der Eingangswiderstand r'_e der Schaltung steigt wegen der Vergrößerung von R_2 und durch den Rückkoppelwiderstand R_E selbst an.

$$r'_e = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{BE} + \beta \cdot R_E)$$

Der Ausgangswiderstand der Schaltung wird durch die Gegenkopplung nicht wesentlich beeinflusst.

Wird parallel zum Rückkoppelwiderstand R_E der Kondensator C_E geschaltet, dann wird der Spannungsabfall für Wechselspannungen am Widerstand verringert.

Die Wechselspannungsverstärkung dieser Schaltung erhält man näherungsweise:

$$\frac{1}{v'_U} \approx \frac{1}{v_U} + \frac{R_E \parallel 1/\omega \cdot C_E}{R_C} \quad v'_U : \text{ Wechselspannungsverstärkung}$$

Für eine Verschiebung des Arbeitspunktes ist die Driftverstärkung verantwortlich.

$$\frac{1}{v_D} \approx \frac{1}{v_U} + \frac{R_E}{R_C} \quad v_D : \text{ Driftverstärkung}$$

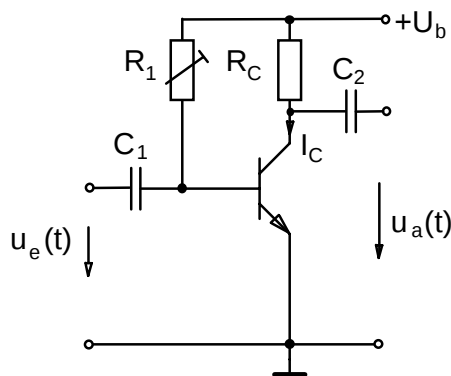
v_U : Spannungsverstärkung ohne R_E und C_E

Die Kapazität C_E wird aus der Grenzfrequenz eines Hochpasses berechnet.

$$C_E = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{gu} \cdot R_C}$$

Man bezeichnet diese Schaltungsvariante, bei der ein ausreichend großer Kondensator C_E zum Widerstand R_E parallelgeschaltet wird, als Gleichstromgegenkopplung.

Eine Alternative zur Arbeitspunkteinstellung mit einem Spannungsteiler ist die Schaltung mit dem Basisvorwiderstand.



Emitterschaltung, Arbeitspunkteinstellung durch Basisvorwiderstand

Der Widerstand R_1 wird durch den Basisstrom I_{BA} im Arbeitspunkt festgelegt.

Die Größe des Stromes wird auf dieselbe Weise wie bei der Arbeitspunkteinstellung mit einem Basisspannungsteiler gewählt.

Der Strom, der nun durch den Vorwiderstand fließt, ist ungefähr um eine Zehnerpotenz kleiner als beim Spannungsteiler, bei dem ja zusätzlich zum Basisstrom ein Querstrom notwendig ist. Dadurch wird die-

ser Widerstand im gleichen Ausmaß größer. Der niederohmige Widerstand R_2 des Spannungsteilers ist bei der Schaltung mit dem Basisvorwiderstand überhaupt nicht vorhanden.

Der dynamische Eingangswiderstand der Schaltung steigt dadurch stark an und die Signalquelle wird erheblich weniger belastet.

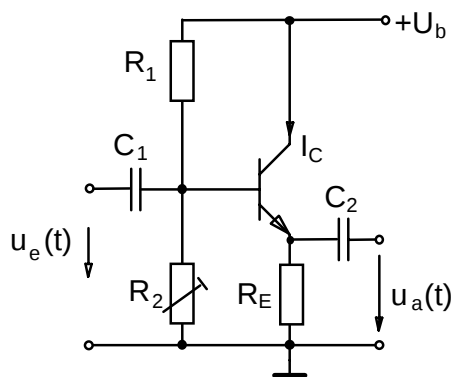
$$r_e = R_1 \parallel r_{BE}$$

Ein weiterer Vorteil ist die größere thermische Stabilität dieser Schaltung, weil temperaturbedingte Änderungen in der Basis-Emitterspannung keine Verschiebung des Arbeitspunktes ergeben.

Ein Temperatureinfluss, der auch nicht kompensierbar ist, bleibt aber erhalten. Die Verstärkung des Transistors ist nämlich auch temperaturabhängig. Dadurch ändert sich trotz stabilem Basisstrom der Arbeitspunkt im Ausgangskennlinienfeld.

Auch Änderungen des Basisvorwiderstandes wirken sich voll auf den Kollektorstrom aus.

3.5.5.2. Kollektorschaltung (Emitterfolger)



Kollektorschaltung, Arbeitspunkteinstellung durch Spannungsteiler.

Die Schaltung wirkt wie eine voll stromgegekoppelte Emitterschaltung.

Überlagert man dem Basispotential eine Wechselspannung, dann wird mit dem positiven Anstieg der Eingangsspannung der Basisstrom und damit der Strom über die Kollektor-Emitterstrecke größer. Dadurch steigt die Spannung am Emitter an.

$$\hat{u}_a = \hat{u}_e - U_{BEA}$$

Eingangsspannung und Ausgangsspannung sind daher bei dieser Schaltung in Phase. Weil das Ausgangspotential dem Eingangspotential folgt, wird diese Schaltung häufig als Emitterfolger bezeichnet.

Unter Vernachlässigung der Spannungsrückwirkung erhält man für die Spannungsverstärkung näherungsweise:

$$v_U \approx 1 - \frac{r_{BE}}{\beta \cdot (r_{CE} \parallel R_E)} \quad \text{und weil: } r_{BE} \ll \beta \cdot (r_{CE} \parallel R_E) \text{ ist, wird} \quad v_U \approx 1$$

Der Eingangswiderstand wird wie bei der Emitterschaltung berechnet.

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{BE} + \beta \cdot R_E)$$

Er ist aber größer als bei einer Emitterschaltung weil die Widerstandswerte von R_2 und R_E bei der Kollektorschaltung größer sind.

Der Ausgangswiderstand ergibt einen relativ kleinen Wert.

$$r_a = R_E \parallel \frac{r_{BE}}{\beta} \parallel r_{CE}$$

Die Stromverstärkung dieser Schaltung entspricht näherungsweise der Kleinsignalverstärkung des Transistors.

$$v_I \approx \beta$$

Der Klirrfaktor ist wegen der vollen Stromgegenkopplung erheblich kleiner als bei einer Emitterschaltung.

Außer als Stromverstärker ist die Kollektorschaltung sehr gut als Impedanzwandler einsetzbar. Der Eingangswiderstand ist sehr hoch und der Ausgangswiderstand relativ niedrig.

3.5.5.3. Mehrstufige Wechselspannungs- bzw. Stromverstärkung

Mit einer Emitterschaltung ist eine Spannungsverstärkung von ca. 100-fach realisierbar. Wird eine größere Verstärkung benötigt, dann kann man auch mehrere Stufen hintereinander schalten.

$$v_{U_{ges}} = v_1 \cdot v_2 \cdot \dots \cdot v_n = \prod_{i=1}^n v_i \qquad K_{ges} = \sqrt{K_1^2 + K_2^2 + \dots + K_n^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^n K_n^2}$$

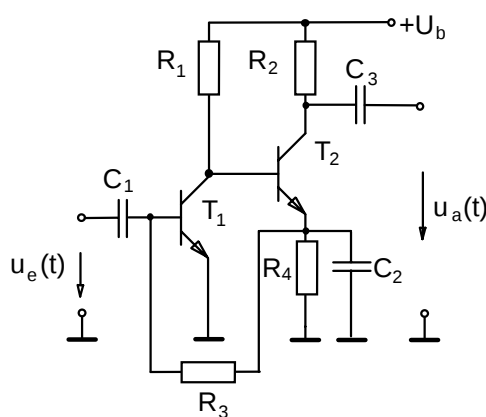
Neben der Verstärkung steigt naturgemäß auch der Klirrfaktor an. Es ist nun notwendig, durch geeignete Rückkopplungen die Verzerrungen zu verkleinern und die Arbeitspunkte zu stabilisieren.

Man muss daher Strom- und Spannungsgegenkopplungen über mehrere Verstärkerstufen hinweg durchführen. Dies ist aber bei kapazitiv gekoppelten Stufen wegen des Frequenzganges dieser Hochpassschaltungen nicht durchführbar.

Man verwendet für mehrstufige Verstärker daher galvanisch gekoppelte Stufen. Bei dieser Schaltung lassen sich durch Gleichstromgegenkopplung alle Arbeitspunkte gleichzeitig stabilisieren. Aber auch Wechselstromgegenkopplungen

zur Verminderung des Klirrfaktors sind bei galvanisch verbundenen Stufen möglich. Der notwendige Bauteilaufwand ist bei diesen Schaltungen auch kleiner als bei der Hintereinanderschaltung von Einzelverstärkern.

3.5.5.3.1. Zweistufiger Wechselspannungsverstärker



Zweistufiger galvanisch gekoppelter Transistor-Spannungsverstärker für Wechselspannungen.

Für die Wechselspannungsverstärkung arbeiten die Transistoren T_1 und T_2 in Emitterschaltung ohne Gegenkopplung.

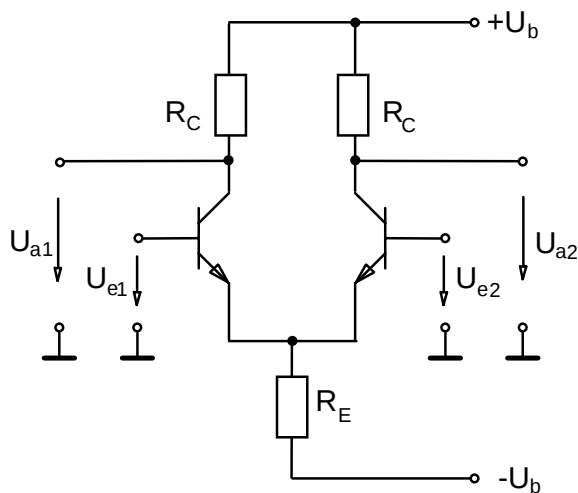
Der Widerstand R_4 bewirkt durch seinen Spannungsabfall eine Gleichstromgegenkopplung. Dadurch wird der Arbeitspunkt von Transistor T_1 mit Hilfe einer Gleichspannungsrückkopplung festgelegt. Gleichzeitig werden die Arbeitspunkte beider Transistoren stabilisiert.

Wird z. B. durch Temperaturzunahme der

Kollektorruhestrom von T_2 erhöht, so steigt damit der ihm proportionale Emitterstrom und der Spannungsabfall an R_4 an. Dies bewirkt eine Erhöhung des Basisstromes und des Kollektorruhestromes in T_1 . Hiermit verbunden ist eine Vergrößerung des Spannungsabfalls in R_1 und führt zu einer Senkung des Basispotentials in T_2 . Dadurch verringert sich der Basisstrom von T_2 soweit, bis der ursprüngliche Wert des Kollektorruhestromes in T_2 wieder erreicht ist.

3.5.5.4. Differenzverstärker

Der Differenzverstärker ist ein direktgekoppelter Gleichspannungsverstärker mit zwei Eingängen und zwei Ausgängen.



Symmetrischer Differenzverstärker

Die Differenz der Eingangsspannungen wird verstärkt.

$$v_D = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_D} \quad U_D = U_{e1} - U_{e2}$$

Für die Annahme einer Differenzsteuerung der Eingänge $\Delta U_{e1} = -\Delta U_{e2}$ erhält man bei konstantem Emitterpotential.

$$\Delta U_{BE1} = -\Delta U_{BE2} = \frac{1}{2} \cdot U_D$$

Die beiden Transistoren arbeiten beide in Emitterschaltung. Für die Spannungsverstärkung erhält man daher:

$$v_U = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_D} = \frac{\Delta U_{a1}}{2 \cdot \Delta U_{BE1}} = -\beta \cdot \frac{R_C \parallel r_{CE}}{2 \cdot r_{BE}} \quad v_U = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_D} = \frac{\Delta U_{a2}}{2 \cdot \Delta U_{BE2}} = +\beta \cdot \frac{R_C \parallel r_{CE}}{2 \cdot r_{BE}}$$

Die Kollektorspannungsänderungen sind somit entgegengesetzt gleich und nur halb so groß wie bei der Emitterschaltung, weil sich die Eingangsspannung hier gleichmäßig auf beide Transistoren aufteilt.

Außer der Differenzverstärkung tritt aber immer auch eine **Gleichtaktverstärkung** auf. Legt man beide Eingänge an dieselbe Spannung U_{GI} , dann teilt sich der Emitterstrom gleichmäßig auf beide Transistoren auf. Sie wirken in diesem Fall wie parallelgeschaltete unbelastete Emitterfolger. Bei einer Änderung dieser Spannung wird auch der Emitterstrom verändert

$$\Delta I_E = \frac{\Delta U_{Gl}}{R_E}$$

Die Kollektorströme ändern sich nur halb so stark und erzeugen eine Änderung der Ausgangsspannung:

$$-\Delta U_a = \Delta U_{Gl} \cdot \frac{R_C}{2 \cdot R_E} \quad v_{Gl} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{Gl}} = \frac{R_C}{2 \cdot R_E} \quad \text{Gleichtaktverstärkung}$$

Damit die Gleichtaktverstärkung klein ist, muss man R_E so groß wie möglich machen. Bei konstanter negativer Betriebsspannung erreicht man jedoch nur ca. einfache Gleichtaktverstärkung, sonst nimmt durch den zu großen Widerstand R_E der Kollektorstrom zu stark ab.

Üblicher Weise wird die Differenzverstärkung $v_U \approx 50$ und die Gleichtaktverstärkung $v_{Gl} \approx 1$

$$G = \frac{v_u}{v_{Gl}} \approx \beta \cdot \frac{R_E}{r_{BE}} \quad \text{Gleichtaktunterdrückung}$$

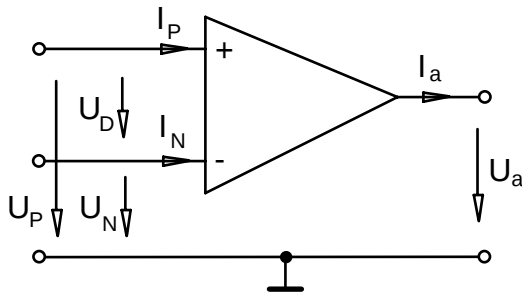
$$r_D = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_{e1}} = -\frac{\Delta U_D}{\Delta I_{e2}} = 2 \cdot r_{BE} \quad \text{Differenzeingangswiderstand}$$

$$r_{Gl} = \frac{\Delta U_{Gl}}{\Delta I_{e1}} = \frac{\Delta U_{Gl}}{\Delta I_{e2}} = 2 \cdot \beta \cdot R_E \quad \text{Gleichtakteingangswiderstand}$$

$$r_a = R_C \parallel r_{CE} \quad \text{Ausgangswiderstand} \quad I_B = \frac{1}{2} \cdot (I_{e1} + I_{e2}) = \frac{I_E}{2 \cdot B} \quad \text{Eingangsruehestrom}$$

3.6. Operationsverstärker

Der Operationsverstärker ist ein Verstärker mit hoher Verstärkung. Er ist für Gleich- und Wechselgrößen geeignet. In der Schaltungstechnik der Anwendungen ist der Innenaufbau nicht wichtig, sondern man betrachtet nur seine Eigenschaften wie bei einem diskreten Bauelement. Man ordnet einem Operationsverstärker auch ein eigenes Schaltsymbol zu:



Operationsverstärker Schaltsymbol

Die Versorgungsspannungen werden am Schaltsymbol meist nicht eingetragen.

Es gibt zwei Eingänge. Der **nichtinvertierende** Eingang wird mit **+** und der **invertierende** mit **-** gekennzeichnet.

Verstärkt wird immer die Differenzspannung.

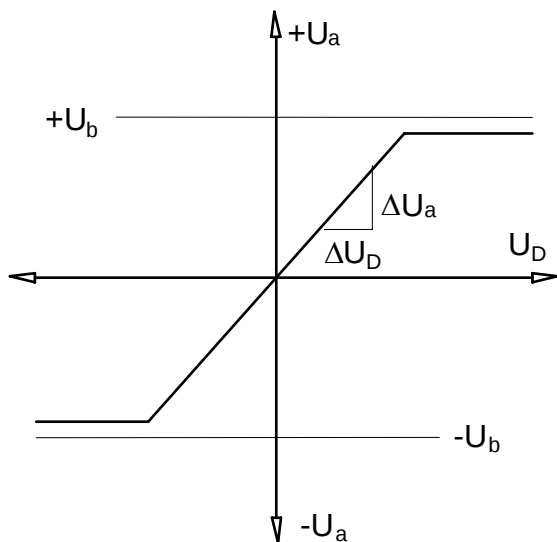
$$v = \frac{U_a}{U_D} = \frac{U_a}{U_P - U_N} \quad \begin{array}{ll} \text{für } U_P = 0 \rightarrow U_a = -v \cdot U_N & (180^\circ \text{ Phasendrehung}) \\ \text{für } U_N = 0 \rightarrow U_a = +v \cdot U_P & (0^\circ \text{ Phasendrehung}) \end{array}$$

3.6.1. Eigenschaften des Operationsverstärkers

Parameter	Symbol	Idealer Wert	Realer Wert typisch
Leerlaufverstärkung	v	∞	$10^5 \dots 10^7$
Gleichtaktverstärkung	v_{Gl}	0	10
Gleichtaktunterdrückung	G	∞	$10^4 \dots 10^6$
Leerlaufbandbreite, Grenzfrequenz	B, f_q	∞	10...100 Hz
Transitfrequenz (Verstärkung x Bandbreite)	f_t	∞	1...100 Mhz
Differenzeingangswiderstand	r_D	∞	1...100 MΩ
Gleichtakteingangswiderstand	r_{Gl}	∞	1...10 GΩ
Eingangsruhestrom	I_B	0	< 50 nA
Offsetstrom	I_O	0	< 5 nA
Offsetspannungsdrift	$\Delta U_O / \Delta \vartheta$	0	5 μV/K
Ausgangsaussteuerungsbereich	$U_{a \max}$	∞	$U_b - 2 \text{ V}$
Maximaler Ausgangsstrom	$I_{a \max}$	∞	20...100 mA
Ausgangswiderstand	r_a	0	1 kΩ

Bei der Untersuchung von Anwendungsschaltungen geht man von diesen definierten idealisierten Eigenschaften aus. Fallweise müssen die realen Eigenschaften bei einer Schaltungsanalyse berücksichtigt werden.

Die Verstärkung eines realen Operationsverstärkers ist sehr groß (10^5 bis 10^7). Es ist daher besonders auf die begrenzte Aussteuerbarkeit zu achten.



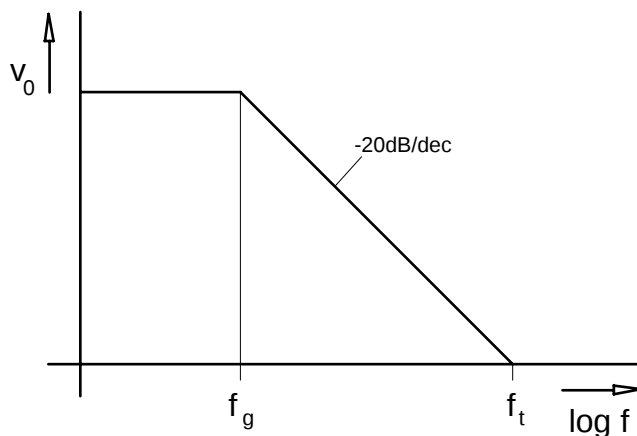
Wird am Eingang eine zu hohe Spannung angelegt, dann wird der Verstärker übersteuert.

Übersteuern heißt, dass Signale verformt (abgeplattet) werden, weil die Ausgangsspannung nicht mehr folgen kann.

Die Aussteuerbarkeit ist in erster Linie durch die Versorgungsspannung begrenzt.

Differenzverstärkung eines Operationsverstärkers

Das Frequenzverhalten eines Operationsverstärkers weicht von den idealisierten Eigenschaften stark ab.

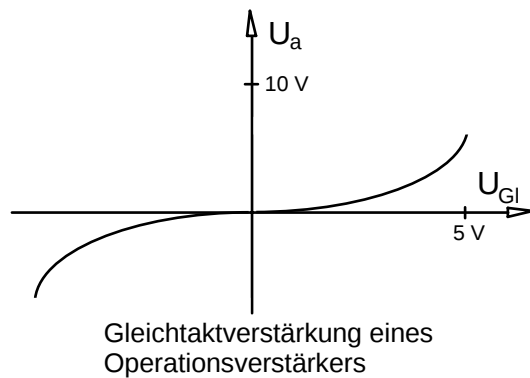


Amplitudengang der Leerlaufsignalverstärkung

Dieses Verhalten entspricht dem Amplitudenverlauf der Klein-signalverstärkung eines Transistors.

Der Phasengang entspricht auch annähernd einem Tiefpassverhalten. Die Phasenverschiebung kann beim Operationsverstärker aber größer als -90° werden.

Legt man an den P- und N-Eingang dieselbe Spannung U_{GI} , dann bleibt die Differenzspannung $U_D = 0$. Diese Betriebsart heißt Gleichtaktaussteuerung. Bei einem Idealen Operationsverstärker ist die Ausgangsspannung $U_a = 0$.



Beim realen Operationsverstärker rechnet man mit Gleichtaktverstärkung (common mode gain) von ca. 10-fach.

In den Datenblättern wird statt diesem Wert oft die **Gleichtaktunterdrückung** G (common mode rejection ratio, CMRR) angegeben. $G = v/v_{Gl}$

Der Differenzeingangswiderstand ist beim realen Operationsverstärker von den Transistoren am Eingang der Schaltung abhängig.

$$r_D = \frac{\Delta U_P}{\Delta I_P} \quad \text{für } U_N = 0 \quad \text{und} \quad r_D = \frac{\Delta U_N}{\Delta I_N} \quad \text{für } U_P = 0$$

Der Gleichakteingangswiderstand ist größer als der Differenzeingangswiderstand. Bei vielen Operationsverstärkern gilt näherungsweise $r_{Gl} \approx 100 \cdot r_D$

$$r_{Gl} = \frac{\Delta U_P}{\Delta I_P} \approx \frac{\Delta U_N}{\Delta I_N} \quad \text{für } U_P = U_N = U_{Gl}$$

Wegen der endlichen Eingangswiderstände fließt ein Eingangsstrom. Diesem überlagert sich noch zusätzlich ein Gleichstrom. Man unterscheidet den Eingangsruhestrom und den Offsetstrom.

Der **Eingangsruhestrom** (input bias current) ist definiert als

$$I_B = \frac{I_P + I_N}{2} \quad \text{für } U_P = U_N = 0.$$

Der **Offsetstrom** (input offset current) ist die Eingangsruhestromdifferenz:

$$I_O = I_P - I_N \approx 0,1 \cdot I_B \quad \text{für } U_P = U_N = 0.$$

Der Offsetstrom ist temperaturabhängig. Sein Temperaturkoeffizient wird als **Offsetstromdrift** bezeichnet.

Beim realen Verstärker ist die Ausgangsspannung U_a auch dann nicht Null, wenn man $U_P = U_N = 0$ macht. Man definiert die **Offsetspannung** U_o (input offset voltage) als die Spannungsdifferenz, die zwischen den beiden Eingängen liegen muss, damit $U_a = 0$ wird.

$$U_o = U_P - U_N \quad \text{für } U_a = 0$$

Die Offsetspannung muss durch eine geeignete Schaltung kompensiert werden. Zusätzlich tritt eine **Offsetspannungsdrift** auf.

$$\Delta U_o(\vartheta, t, U_b) = \frac{\partial U_o}{\partial \vartheta} \cdot \Delta \vartheta + \frac{\partial U_o}{\partial t} \cdot \Delta t + \frac{\partial U_o}{\partial U_b} \cdot \Delta U_b$$

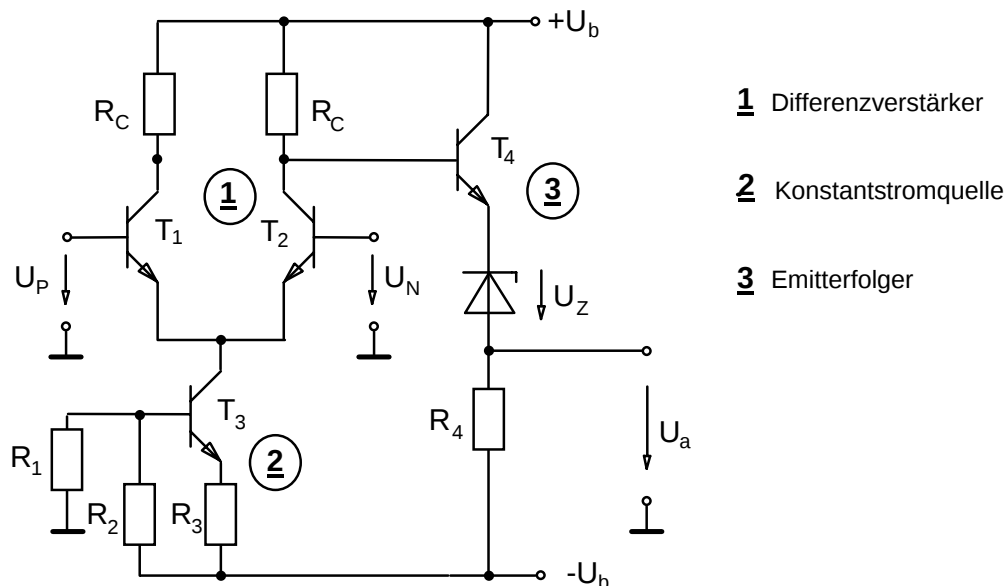
Der Temperaturkoeffizient beträgt: $\partial U_o / \partial \vartheta = 1 \mu\text{V} / \text{K} \div 100 \mu\text{V} / \text{K}$.

Der Langzeitkoeffizient beträgt: $\partial U_o / \partial t = 10 \mu\text{V} / \text{d} \div 1 \text{mV} / \text{d}$.

Der Einfluss von Betriebsspannungsschwankungen ist näherungsweise:

$$\partial U_o / \partial U_b = 1 \mu\text{V} / \text{V} \div 100 \mu\text{V} / \text{V}$$

3.6.2. Interner Aufbau eines Operationsverstärkers



Prinzipieller Aufbau eines Operationsverstärkers

Der Operationsverstärker ist auch für Gleichspannungen geeignet. Er hat daher einen Differenzverstärker zur Spannungsverstärkung. Dieser Verstärker ist in der Praxis mehrstufig ausgeführt, damit eine hohe Verstärkung erzielt wird.

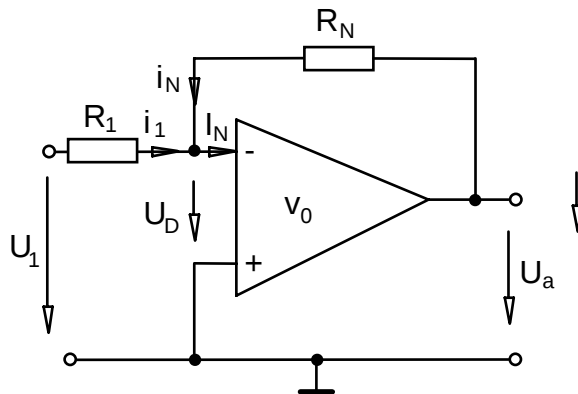
Der Emitterwiderstand wird für eine hohe Gleichtaktunterdrückung durch eine Konstantstromquelle ersetzt.

Der Transistor in Kollektorschaltung ermöglicht einen niedrigen Ausgangswiderstand. Zur Erzielung einer möglichst großen Aussteuerbarkeit wird das Kollektoruhepotential des Emitterfolgers mit einer Zenerdiode angehoben.

3.6.3. Anwendung des Operationsverstärkers

Bei der Untersuchung der Anwendungsschaltungen setzt man meist einen idealen Operationsverstärker voraus.

3.6.3.1. Umkehrverstärker (Invertierer)



Umkehrverstärker

Beim idealen Operationsverstärker ist die Leerlaufverstärkung $v_0 = \infty$ und der Eingangsstrom $I_N = 0$.

Man kann daher für den Knoten am Eingang anschreiben:

$$i_1 + i_N = 0$$

Dieser Knoten ist beim idealen Operationsverstärker ein virtueller Nullpunkt, weil der nichtinvertierende Eingang auf Masse gelegt ist. Bei $v_0 = \infty$ muss aber

die Differenzspannung $U_D = 0$ werden. Die Eingangsspannung U_1 fällt daher am Widerstand R_1 und die Ausgangsspannung U_a am Widerstand R_N ab.

$$i_1 = \frac{U_1}{R_1} \quad \text{und} \quad i_N = \frac{U_a}{R_N}$$

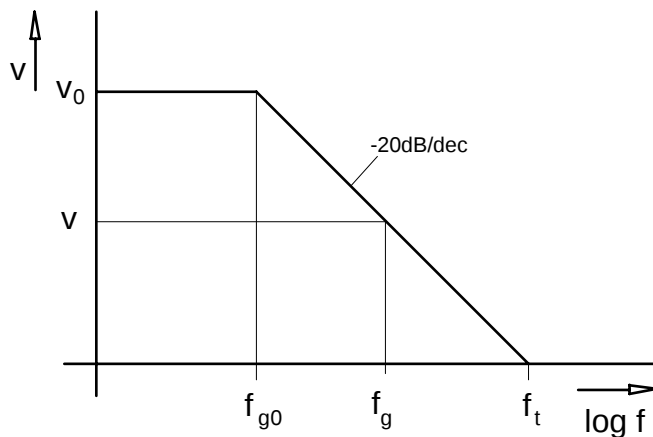
Durch Einsetzen in die Knotengleichung erhält man:

$$v = -\frac{U_a}{U_1} = -\frac{R_N}{R_1}$$

Die Verstärkung des Umkehrverstärkers lässt sich daher mit den Besaltungswiderständen festlegen. Der Fehler, den man bei dieser Näherung begeht, ist relativ klein, weil die Leerlaufverstärkung sehr groß ist.

Das Verhältnis zwischen Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers zur Verstärkung des Invertierers wird mit Schleifenverstärkung g bezeichnet.

$$g = \frac{v_0}{v} \quad \text{Schleifenverstärkung.}$$



Amplitudengang des Umkehrverstärkers

Die Bandbreite des Umkehrverstärkers vergrößert sich um die Schleifenverstärkung.

$$f_g = g \cdot f_{g0}$$

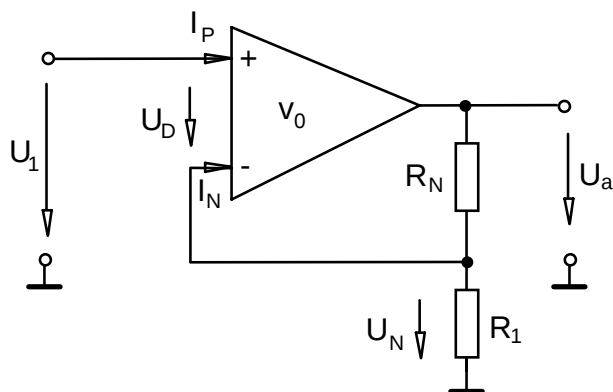
Der Klirrfaktor des Verstärkers wird durch die Gegenkopplung verringert

$$K = \frac{K_0}{g}$$

Der Eingangswiderstand des Umkehrverstärkers, mit dem die Signalquelle belastet wird, ist näherungsweise R_1 . Dieser relativ kleine Widerstand ist eigentlich der einzige gravierende Nachteil dieser Schaltung.

Diese wird sehr häufig in der analogen Regelungstechnik als Proportionalregler (P-Regler) verwendet.

3.6.3.2. Elektrometerverstärker (Nichtinvertierer)



Elektrometerverstärker

Beim Elektrometerverstärker liegt das Eingangssignal direkt am nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers.

Der Spannungsteiler am Ausgang ist beim idealen Operationsverstärker unbelastet. Es lässt sich daher U_N berechnen.

$$U_N = U_a \cdot \frac{R_1}{R_N + R_1}$$

Weiters ist beim idealen Verstärker mit $v_0 = \infty$ die Spannung $U_D = 0$. Man erhält daher mit $U_N = U_1$

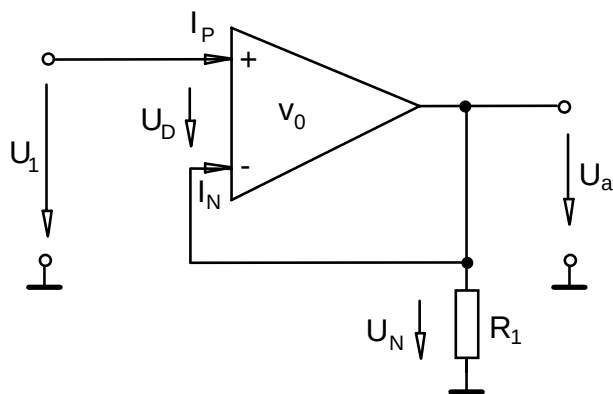
$$v = \frac{U_a}{U_1} = 1 + \frac{R_N}{R_1}$$

Der Eingangswiderstand dieser Schaltung ist wesentlich größer als beim Invertierer.

$$r_e = 2 \cdot r_{gl}$$

Störend bei dieser Schaltung ist nur der Eingangsruhestrom, weil er durch diese Art der Gegenkopplung nicht verkleinert wird.

Eine sehr wichtige Eigenschaft ist das große Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangswiderstand.



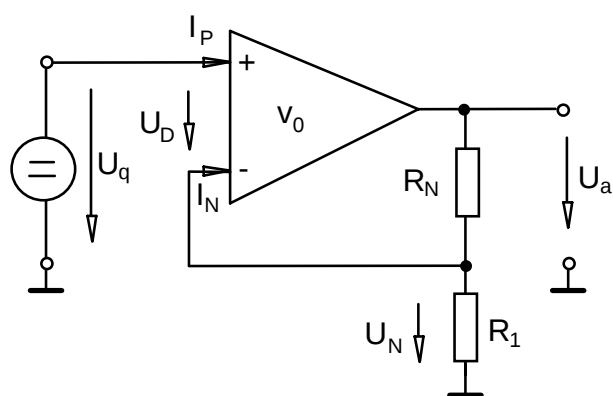
Impedanzwandler

Diese Schaltung wird daher sehr häufig als **Impedanzwandler** verwendet. Für einfache Spannungsverstärkung $U_a = U_1$, erhält man beim Einsetzen in die Gleichung für die Verstärkung.

$$1 = 1 + \frac{R_N}{R_1} \rightarrow R_N = 0$$

Der Widerstand R_N wird einfach durch eine Leitung ersetzt. Die große

Schleifenverstärkung ($g = v_0$) senkt den Klirrfaktor des Operationsverstärkers stark ab. Das Eingangssignal des Impedanzwandlers wird daher fast nicht verzerrt.



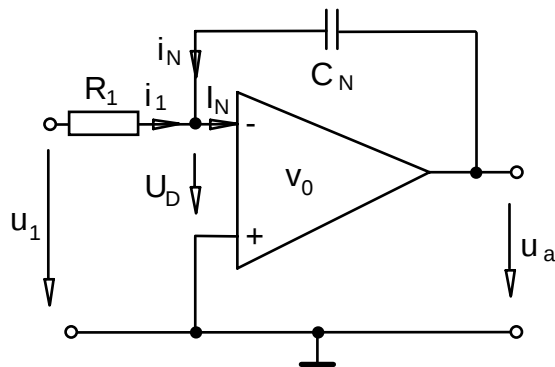
Spannungsquelle

Auch als Spannungsquelle kann diese Schaltung sehr gut verwendet werden. Der Ausgangswiderstand wird sehr klein.

$$U_a = U_q \left(1 + \frac{R_N}{R_1} \right)$$

$$r_a = \frac{r_{a0}}{g}$$

3.6.3.3. Umkehrintegrator (Integrierer)



Umkehrintegrator

Wie beim Invertierer setzt man die Gleichung für Knoten im virtuellen Nullpunkt an.

$$i_1 + i_N = 0 \quad i_1 = \frac{u_1}{R_1}$$

Der Strom durch den Kondensator erhält man mit:

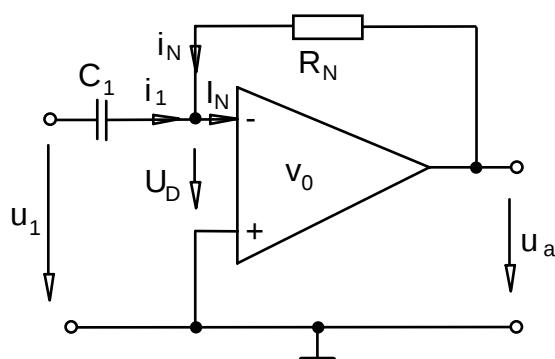
$$i_N = i_C = C \cdot \frac{du_a}{dt}$$

Durch Umformen ergibt sich für die Ausgangsspannung

$$u_a = -\frac{1}{R_1 \cdot C_N} \cdot \int u_1 \cdot dt \quad T_i = R_1 \cdot C_N \quad \text{Integrationszeitkonstante}$$

Diese Schaltung wird allgemein als Integrator und in der analogen Regelungstechnik als I-Regler verwendet.

3.6.3.4. Umkehrdifferenziator (Differenzierer)



Umkehrdifferenziator

Wie beim Invertierer setzt man die Gleichung für Knoten im virtuellen Nullpunkt an.

$$i_1 + i_N = 0 \quad i_N = \frac{u_a}{R_N}$$

Der Strom durch den Kondensator erhält man mit:

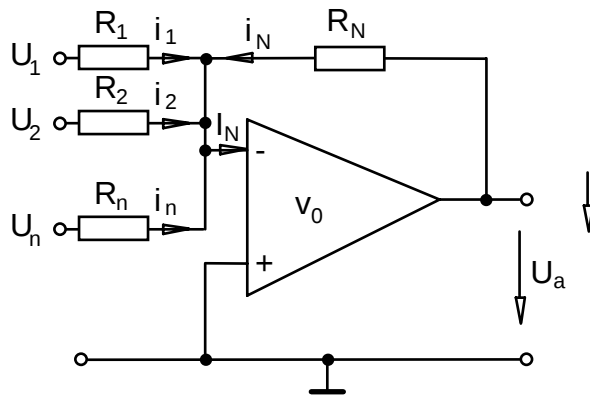
$$i_1 = i_C = C \cdot \frac{du_1}{dt}$$

Durch Umformen ergibt sich für die Ausgangsspannung

$$u_a = -R_N \cdot C_1 \cdot \frac{du_1}{dt} \quad T_d = R_N \cdot C_1 \quad \text{Differenzierzeitkonstante}$$

Diese Schaltung wird allgemein als Differenzierer und in der analogen Regelungstechnik als D-Regler verwendet.

3.6.3.5. Umkehrsummierer



Umkehrsummierer

Wie beim Invertierer setzt man die Gleichung für Knoten im virtuellen Nullpunkt an.

$$i_1 + i_2 + \dots + i_n + i_N = 0 \quad \sum_{i=1}^n i_i + i_N = 0$$

$$i_1 = \frac{U_1}{R_1} \quad i_2 = \frac{U_2}{R_2} \quad i_n = \frac{U_n}{R_n} \quad i_N = \frac{U_a}{R_N}$$

$$-U_a = \frac{R_N}{R_1} \cdot U_1 + \frac{R_N}{R_2} \cdot U_2 + \dots + \frac{R_N}{R_n} \cdot U_n$$

$$-U_a = R_N \cdot \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i}$$

Bei dieser Schaltung kann jede Eingangsspannung mit einem konstanten Faktor multipliziert werden. Man bezeichnet diesen Vorgang als gewichtetes Summieren.

Häufig werden aber lauter gleiche Widerstände eingebaut.

$$-U_a = \sum_{i=1}^n U_i \quad \text{für } R_i = R_N$$

Diese Schaltung kann einzelne Spannungen zu einer Mischspannung addieren. Sie wird auch häufig in der analogen Regelungstechnik zum Summieren von Signalen verwendet.

3.7. Feldeffekttransistoren (FET)

3.7.1. Allgemeines

Das Prinzip des Feldeffekttransistors (Unipolartransistor: nur eine Ladungsträgerart) ist seit langem bekannt. Schon 1928 wurde es von Lilienfeld zum Patent angemeldet. Die breitbandige industrielle Nutzung erfolgte aber erst ca. 40 Jahre später, als bereits bipolare Transistoren die Halbleitertechnik fast ausschließlich beherrschten. Gegenüber bipolaren Transistoren bieten Feldeffekttransistoren aber einige Vorteile. Die wichtigsten sind: Großer Eingangswiderstand, geringe Steuerleistung und hohe Grenzfrequenz.

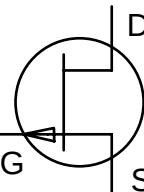
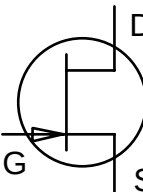
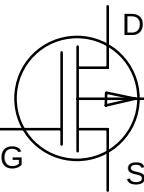
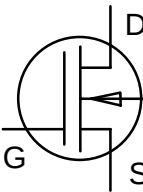
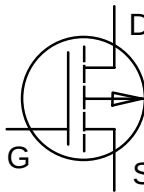
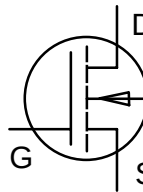
Die Funktion des Feldeffekttransistors beruht auf die Verschiebung von Ladungsträgern im elektrischen Feld. Bei einem Halbleiterkristall lässt sich daher durch ein quer zur Stromrichtung anliegendes elektrisches Feld die Leitfähigkeit eines Kanals stark beeinflussen.

3.7.2. Einteilung von FET

Man unterscheidet **selbstleitende** und **selbstsperrende** FET hinsichtlich ihrer Leitfähigkeit im Lastkreis.

Nach Aufbau und Wirkungsweise wird in **Sperrschicht FET** (PN-FET, J-FET) und **Isolierschicht FET** (IG-FET, MOS-FET, MIS-FET) unterteilt.

Einteilung von FET

FET					
PN-FET		MOS-FET			
		Verarmungstyp		Anreicherungstyp	
P-Kanal	N-Kanal	P-Kanal	N-Kanal	P-Kanal	N-Kanal
					
selbstleitend				selbstsperrend	

Anschlussbezeichnung:

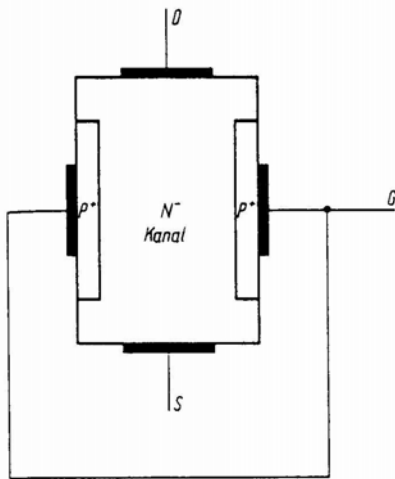
G:	Gate (Gitter, Steuerelektrode)
S:	Source (Quelle)
D:	Drain (Abfluss)
B:	Bulk (Block, Masse, Substrat)

(meist intern mit Source verbunden)

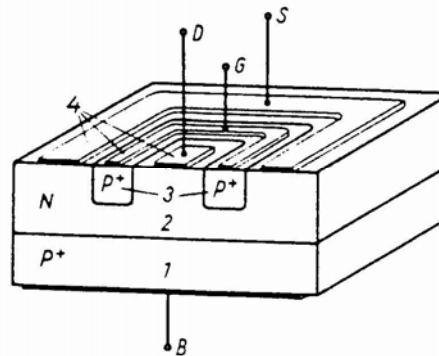
3.7.3. Sperrschicht FET (PN-FET, J-FET)

3.7.3.1. Aufbau und Wirkungsweise

Der Steueranschluss ist durch eine Sperrschicht vom leitenden Kanal isoliert.



Prinzipieller Aufbau eines N-Kanal PN-FET

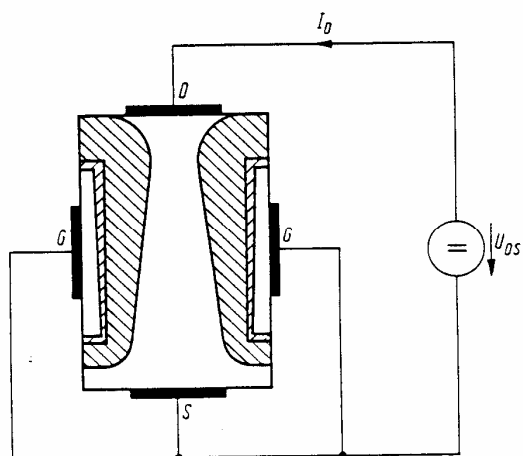
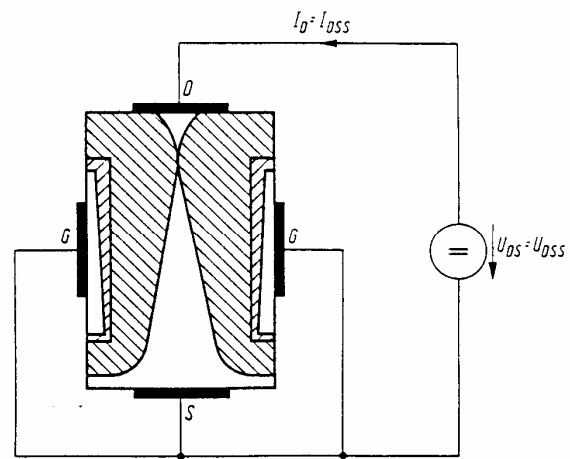


Schnitt durch einen in Planatechnik hergestellten PN-FET

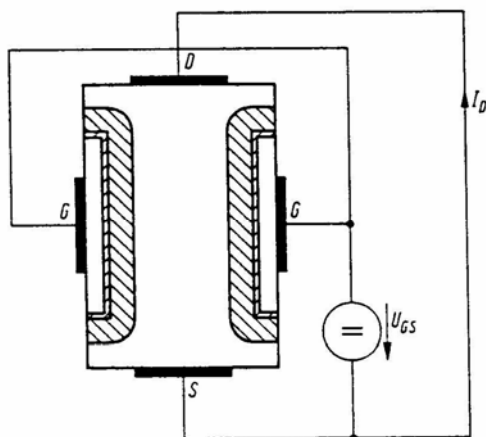
Der Halbleiterkanal ist niedriger dotiert als die Gatezonen. Am Gate darf eine Spannung immer nur in Sperrrichtung angelegt werden. Es fließt daher im Steuerkreis nur ein sehr kleiner Sperrstrom.

Die Leitfähigkeit des Kanals kann durch die Gate-Source-Spannung beeinflusst werden. Der PN-FET bietet daher die Möglichkeit einen Laststrom über die Drain-Source-Strecke fast leistungslos mit einer Gatespannung zu steuern. Zum Unterschied vom bipolaren Transistor, bei dem der Basisstrom den Kollektorstrom steuert, ist dabei der Gatestrom beim FET sehr klein.

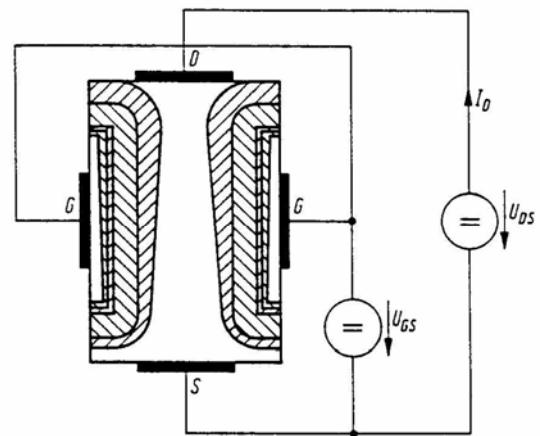
Die Leitfähigkeit des schwach dotierten Kanals wird aber auch von der Sperrschicht des PN-Überganges der hoch dotierten Gatezonen beeinflusst. Auch wenn am Gate keine Spannung gegenüber der Sourcelektrode anliegt, nimmt mit zunehmender Drain-Source-Spannung der Kanalwiderstand zu.

Sperrschichtverlauf bei $U_{DS} < U_{DSS}$ Sperrschichtverlauf bei $U_{DS} = U_{DSS}$

Durch den Kanalstrom verbreitern sich die beiden Sperrschichten des PN-Überganges. Ab einer Grenzspannung (Abschnürgrenze, Kniespannung U_{DSS}) stellt sich ein Konstantstrom ein



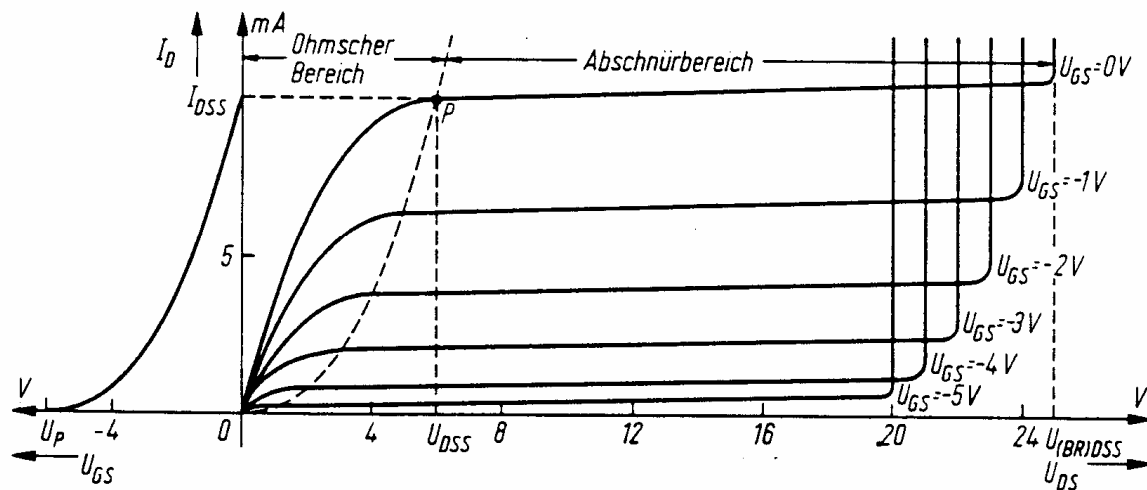
Sperrschichtverlauf bei angelegter Gate-Source-Spannung



Sperrschichtverlauf bei angelegter Drain-Source- und Gate-Source-Spannung

Im Bereich niedriger Drain-Source-Spannungen verhält sich der PN-FET wie ein ohmscher Widerstand. Ab der Abschnürgrenze stellt sich abhängig von der Gate-Source-Spannung ein nahezu konstanter Drainstrom ein. Dieser Bereich wird als aktiver Bereich oder Abschnürbereich bezeichnet.

Oberhalb einer gewissen Gate-Source-Spannung (Pinch-off-Spannung) kommt der Stromfluss durch den Kanal praktisch zum Erliegen. Es fließt dann nur noch ein sehr kleiner thermisch bedingter Reststrom.



$$I_D = f(U_{GS}) \Big|_{U_{DS}=\text{const.}}$$

Steuerkennlinie
Eingangskennlinie

$$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS}=\text{const.}}$$

Ausgangskennlinienfeld

Die Abschnürgrenze lässt sich mit der Gate-Source-Spannung bestimmen.

$$U_{DSS} = U_{GS} - U_P$$

Kenngrößen eines PN-FET

I_{DSS}	Drain-Source-Kurzschlussstrom (Sättigungswert des Drainstromes bei $U_{GS} = 0$)	mA-Bereich
I_{GSS}	Gate-Reststrom, stark temperaturabhängig	nA-Bereich
U_P	Gate-Source-Abschnürspannung (Pinch-off-Spannung)	1 - 10 V
U_{DSS}	Kniespannung (Abschnürgrenze)	1 - 10 V
$U_{(BR)DSS}$	Drain-Source-Durchbruchspannung bei $U_{GS} = 0$	20 - 50 V
$U_{(BR)GSS}$	Gate-Source-Durchbruchspannung bei $U_{DS} = 0$	20 - 50 V
R_{GS}	Statischer Eingangswiderstand	GΩ Bereich
C_{GS} bzw. C_{11}	Eingangskapazität	5 - 10 pF

$$r_{GS} = \left. \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta I_G} \right|_{U_{DS}=\text{const.}} \quad \text{Differentieller Eingangswiderstand} \quad 1 - 10 \text{ G}\Omega$$

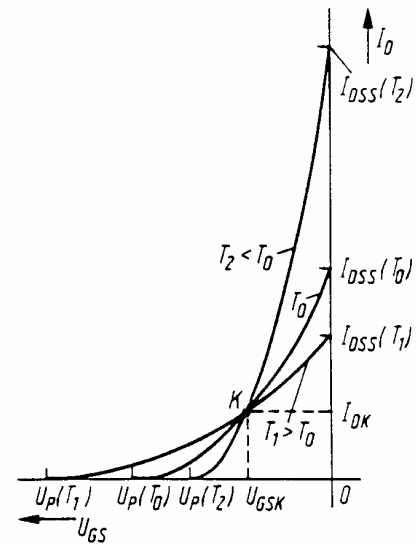
$$r_{GS} = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS}=\text{const.}} \quad \text{Differentieller Ausgangswiderstand} \quad 10 - 100 \text{ k}\Omega$$

$$S = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DS}=\text{const.}} \quad \text{Differentielle Vorwärtsteilheit} \quad \text{bis } 1,5 \text{ S}$$

$P_{tot,max} = \frac{g_{j,max} - g_{U,max}}{R_{th,U}}$	Höchst zulässige Verlustleistung	ca. 300 mW
$g_{j,max}$	Maximale Sperrschichttemperatur	ca. 150 °C

Die Übertragungskennlinie (Steuerkennlinie) zeigt eine deutliche Temperaturabhängigkeit. Mit steigender Temperatur sinkt die Steilheit der Kennlinie. Dadurch sinkt bei Temperaturerhöhung der Drainstrom und die Gate-Source-Abschnürspannung nimmt zu.

Der Drainstrom nimmt mit steigender Temperatur durch die Verringerung der Beweglichkeit der Ladungsträger im Kanal ab. Eine thermische Zerstörung des Halbleiters ist daher beim PN-FET wesentlich unwahrscheinlicher als bei einem bipolaren Transistor. Bei diesem hat nämlich eine Temperaturerhöhung eine Stromerhöhung zur Folge.



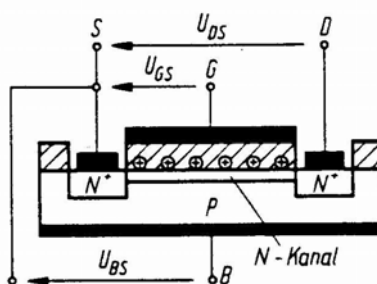
Temperaturabhängigkeit der Übertragungskennlinie

3.7.4. Isolierschicht FET (MOS-FET)

3.7.4.1. Verarmungstyp

Der Verarmungstyp ist selbstleitend. Die Leitung erfolgt wie bei einem PN-FET in einem schwach dotiertem Halbleiterkanal.

3.7.4.1.1. Aufbau und Wirkungsweise



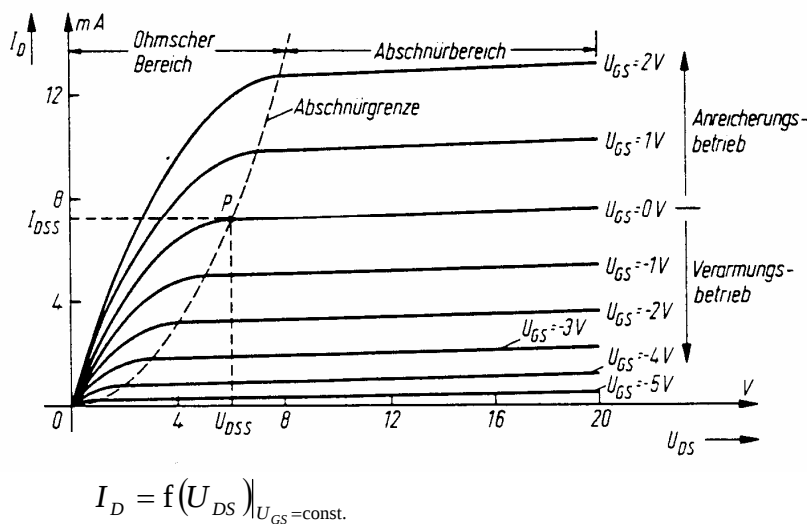
N-Kanal MOS-FET, prinzipieller Aufbau

Ein P-leitender Si-Kristall (Substrat) besitzt zwei eindiffundierte Inseln mit hoher N-Dotierung. Zwischen diesen N-Inseln befindet sich ein schwach dotierter N-Kanal. Darüber liegt eine Isolationsschicht (meist SiO_2 = MOS-Typ oder Si_3N_4 = MNS-Typ). Die Anschlussinseln bestehen aus aufgedampftem Aluminium. Der Sourceanschluß ist meist mit Bulk verbunden.

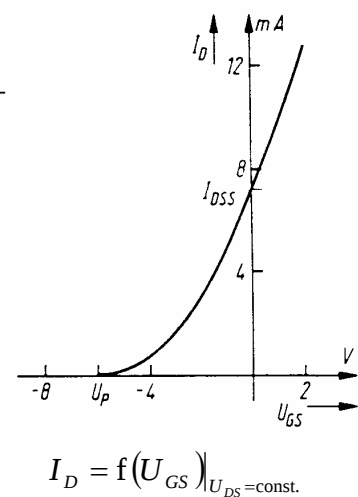
Legt man eine Spannung $+U_{DS}$ zwischen Drain und Source an, so fließt der Drainstrom I_D durch den Kanal. Gleich wie bei einem PN-FET steigt der Strom bis zu einem Maximalwert an. Verursacht wird diese Strombegrenzung durch das Verbreitern der Sperrschicht zwischen dem P-dotierten Substrat und dem N-Kanal. Diese Sperrschicht breitet sich immer weiter in den N-Kanal aus und schnürt diesen ab einer gewissen Stromdichte ab.

Legt man zusätzlich eine Spannung zwischen Gate und Bulk an, kann der effektive Kanalquerschnitt gesteuert werden. Bei negativer Spannung $-U_{GS}$ wird die Isolierte Gateelektrode negativ geladen. Durch Influenzwirkung werden die beweglichen Elektronen aus dem Kanal in Richtung Bulk gedrängt. Die Leitfähigkeit des Kanals nimmt dadurch ab und der maximale Drainstrom sinkt. Beim Erreichen einer bestimmten Spannung $-U_{GS} = -U_p$ ist der Kanal total an Elektronen verarmt und der Stromfluss kommt praktisch zum Erliegen. Im Bereich negativer Gatespannungen verhält sich daher der MOS-FET nach außen hin wie ein PN-FET. Der "Steuerstrom", der am Gateanschluß fließt, ist aber noch erheblich kleiner als beim PN-FET. Beim MOS-FET ist es ein Isolierstrom durch ein Dielektrikum und beim PN-FET ist es ein Sperrstrom.

Zum Unterschied vom PN-FET darf man bei einem MOS-FET auch eine positive Spannung $+U_{GS}$ zwischen Gate und Bulk anschließen. Weil der N-Kanal mit Ladungsträgern angereichert wird, kann der maximale Drainstrom dadurch erhöht werden.



Ausgangskennlinienfeld eines selbstleitenden N-Kanal MOS-FETs

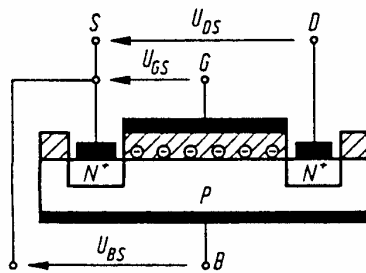


Übertragungskennlinie Steuerkennlinie

3.7.4.2. Anreicherungstyp

Der Anreicherungstyp ist selbstsperrend. Es fließt im Ausgangszustand zwischen Drain und Source nur ein Sperrstrom.

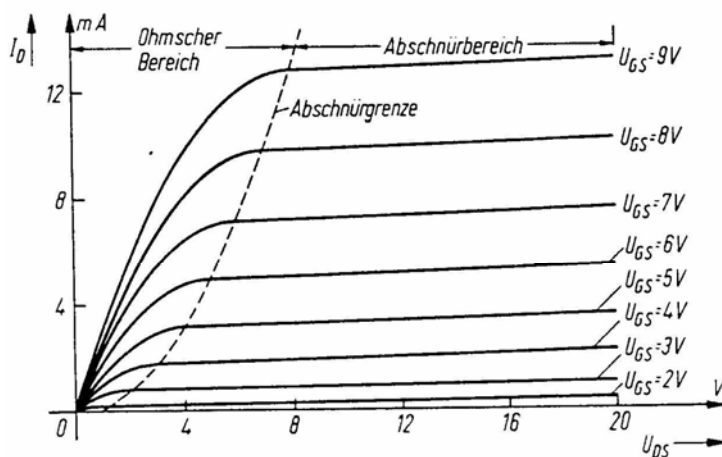
3.7.4.2.1. Aufbau und Wirkungsweise



N-Kanal MOS-FET, prinzipieller Aufbau

Der Aufbau ist gleich wie bei einem selbstleitenden MOS-FET mit Ausnahme des schwach dotierten Kanals. Bulk und Source sind auch hier meist verbunden. Legt man eine Spannung zwischen Drain und Source, fließt praktisch kein Drainstrom (ausgenommen Sperrstrom). Es liegen schaltungstechnisch zwei PN-Übergänge in Gegenreihenschaltung vor.

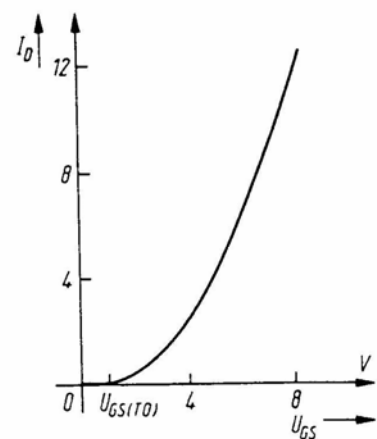
Das Anlegen einer negativen Steuerspannung $-U_{GS}$ hat nach außen hin kaum einen Einfluss. Die P-Zone zwischen den N⁺-Gateinseln wird durch Influenz noch weiter an Elektronen verarmt. Dadurch wird der Sperrstrom noch weiter verkleinert. Diese Betriebsweise ist daher technisch ohne Bedeutung.



$$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS} = \text{const.}}$$

$$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS} = \text{const.}}$$

Ausgangskennlinienfeld eines selbstsperrenden N-Kanal MOS-FETs



$$I_D = f(U_{GS}) \Big|_{U_{DS} = \text{const.}}$$

$$I_D = f(U_{GS}) \Big|_{U_{DS} = \text{const.}}$$

Übertragungskennlinie Steuerkennlinie

Eine positive Spannung zwischen Gate und Source $+U_{GS}$ reichert durch Influenz die P-Zone unterhalb der Gate-Elektrode mit Elektronen an. Bei einer gewissen Spannung "schlägt" diese Zone in eine schwache N-Dotierung um.

Dadurch entsteht ein leitfähiger Kanal zwischen Drain und Source. Der Drain-Strom steigt von $I_D = 0$ beginnend beim Anlegen der Gate-turn-on-Spannung $U_{GS} = U_{GS(TO)}$ an. Der Drainstrom kann ähnlich wie bei einem selbstleitenden MOS-FET einen Maximalwert abhängig von der Steuerspannung erreichen.

Häufig werden solche Bauelemente als trägheits- und verlustarme Schalter in der Digitaltechnik verwendet.

Kenngrößen eines MOS-FET

I_{GSS}	Gate-Reststrom, stark temperaturabhängig.	pA-Bereich
$U_{(BR)GSS}$	Gate-Source-Durchbruchspannung bei $U_{DS} = 0$	20 - 50 V
C_{GS} bzw. C_{11}	Eingangskapazität	5 - 10 pF
d	Isolierschichtdicke	ca. 0,1 μm
$E_{BR(Si)}$	Durchbruchfeldstärke von Silizium	10^6 V/cm

$r_{GS} = \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta I_G} \bigg _{U_{DS}=\text{const.}}$	Differentieller Eingangswiderstand	bis $10^{15} \Omega$
$r_{GS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \bigg _{U_{GS}=\text{const.}}$	Differentieller Ausgangswiderstand	10 - 100 k Ω
$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \bigg _{U_{DS}=\text{const.}}$	Differentielle Vorwärtssteilheit	bis 1,5 S

Gate-Schutz

Wegen der sehr kleinen Gate-Kapazität führen schon sehr kleine Ladungsmengen (z.B. statische Aufladung) zu einer hohen Spannungsbelastung und damit oft zur Zerstörung des Halbleiterventils bei unsachgemäßer Manipulation.

Beispiel: $C_{11} = 10 \text{ pF}$, $Q = 10 \text{ nC}$ (statische Aufladung durch Kunststoffboden)

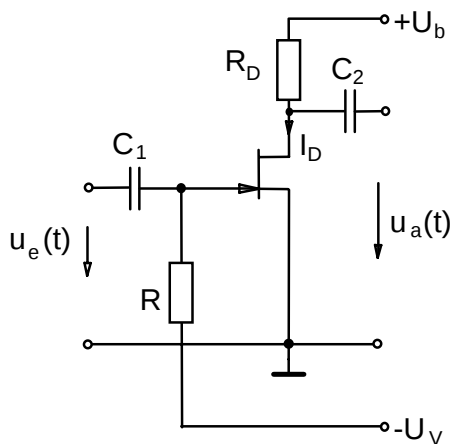
$$U = \frac{Q}{C} = \frac{10^{-8} \text{ C}}{10^{-11} \text{ F}} = \underline{\underline{1000 \text{ V}}}$$

Der Umgang mit solchen Bauelementen erfordert nicht nur ständiges Entladen des Körpers, sondern auch peinliche Sauberkeit. Der Übergangswiderstand eines Fingerabdrucks ist viel kleiner als der Eingangswiderstand.

3.7.5. Anwendung von FET

3.7.5.1. Kleinsignalverstärkung

3.7.5.1.1. Source-Schaltung mit zwei Versorgungsspannungen

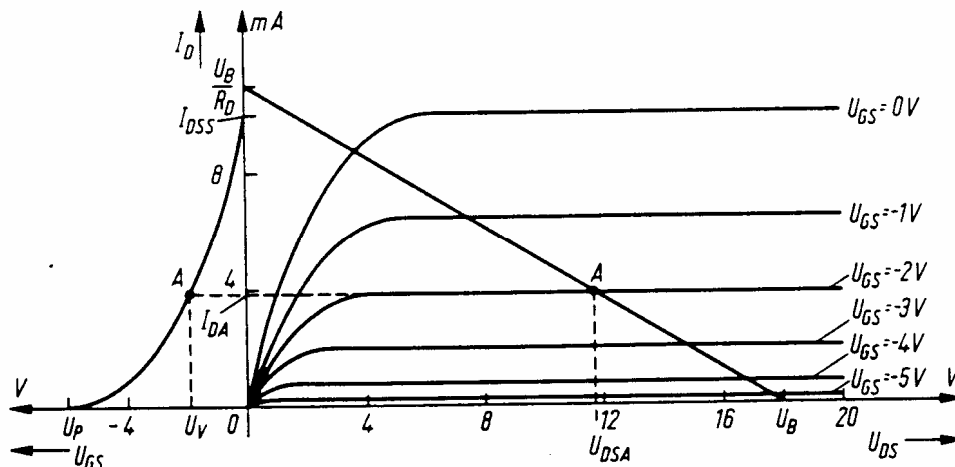


N-Kanal PN-FET in Sourceschaltung mit zwei Versorgungsspannungen.

Der Sourceanschluss liegt auf Massepotential. Man benötigt eine positive Versorgungsspannung für den Drain und eine negative für die Gateelektrode

Der Widerstand R dient als Schutzwiderstand bei der Vorspannungserzeugung. Näherungsweise ergibt er den dynamischen Eingangswiderstand r_e der Schaltung.

$$r_e = \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta I_e} = R \parallel r_{GSA} = \frac{R \cdot r_{GSA}}{R + r_{GSA}} \approx R$$



Übertragungskennlinie und Ausgangskennlinienfeld mit Arbeitspunkteinstellung

$$r_a = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_a} = R_D \parallel r_{DSA} = \frac{R_D \cdot r_{DSA}}{R_D + r_{DSA}}$$

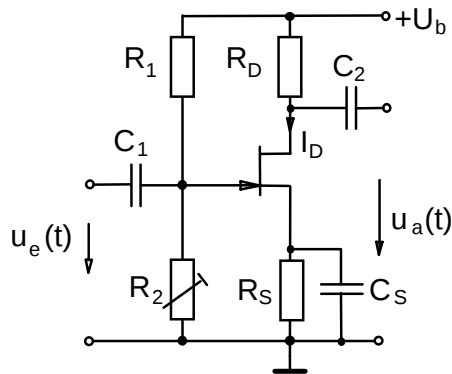
dynamischer Ausgangswiderstand

$$v_U = -\frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = -\frac{\Delta(I_{DA} \cdot r_a)}{\Delta U_{GS}} = -\frac{\Delta I_{DA}}{\Delta U_{GS}} \cdot r_a = -S \cdot r_a$$

Spannungsverstärkung

näherungsweise.

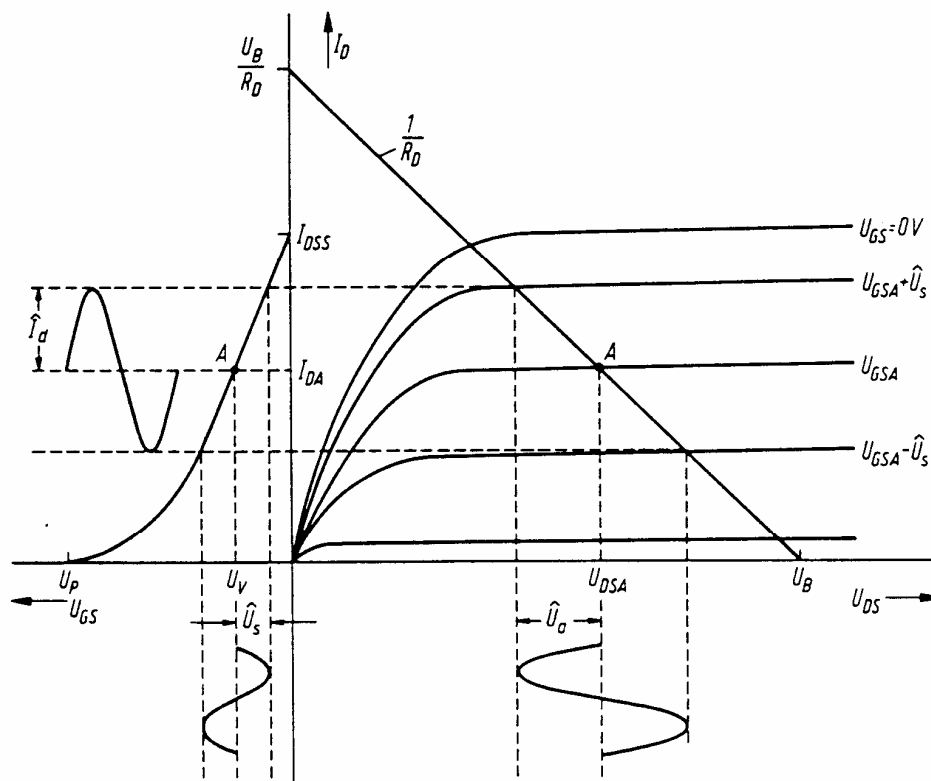
3.7.5.1.2. Source-Schaltung mit Gatespannungsteiler



N-Kanal PN-FET in Sourceschaltung mit Gatespannungsteiler.

Bei dieser Schaltung erfolgt eine Gleichstromgegenkopplung über den Widerstand R_s . Dadurch wird das Sourcepotential gegenüber Masse angehoben und man benötigt für das Gate keine eigene Spannungsquelle.

Der Arbeitspunkt wird durch einen Spannungsteiler bestehend aus R_1 und R_2 eingestellt. Das Gate-Ruhepotential ist negativ gegenüber dem Source-Potential.



Übertragungskennlinie und Ausgangskennlinienfeld mit Arbeitspunkt und Verstärkungsvorgang

Der dynamische Eingangswiderstand der Schaltung wird in erster Linie durch den Spannungsteiler festgelegt und ist daher wesentlich geringer als bei der Schaltung mit der Gatespannungsquelle.

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{GS}$$

$$r_{GS} \gg R_1, R_2 \rightarrow r_e \approx R_1 \parallel R_2$$

dynamischer Eingangswiderstand

$$r_a = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = R_D \parallel r_{DSA}$$

dynamischer Ausgangswiderstand

Die Wechselspannungsverstärkung kann näherungsweise berechnet werden.

$$v_U = -\frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = -\frac{\Delta(I_{DA} \cdot r_a)}{\Delta U_{GS}} = -\frac{\Delta I_{DA}}{\Delta U_{GS}} \cdot r_a = -S \cdot r_a$$

Die erzielbare Spannungsverstärkung bei einem FET in Source-Schaltung ist nur ca. ein Zehntel der möglichen Verstärkung eines bipolaren Transistors in Emitter-schaltung.

Die Kondensatoren C_1 und C_2 dienen zur Trennung der Signalspannungen von der Versorgungsspannung. Die Kapazität C_s überbrückt für Wechselgrößen den Widerstand R_s . Die Gegenkopplung ist daher für Wechselgrößen unwirksam und die Verstärkung wird dadurch nicht gemindert. Der Klirrfaktor ist bei FETs von Haus aus geringer als bei bipolaren Transistoren.

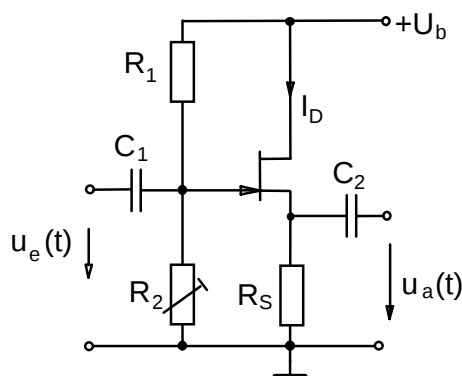
Die Größe der Kondensatoren wird über die gewünschte untere Grenzfrequenz f_{gu} berechnet.

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{gu} \cdot r_e}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{gu} \cdot r_a}$$

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{gu} \cdot R_s}$$

3.7.5.1.3. Drain-Schaltung mit Gatespannungsteiler



N-Kanal PN-FET in Drainschaltung mit Gatespannungsteiler.

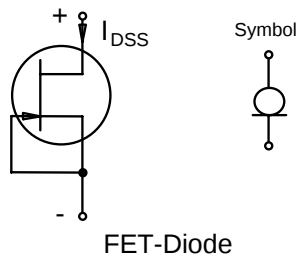
Die Drainschaltung mit einem FET entspricht der Kollektorschaltung mit bipolaren Transistoren.

Die Spannungsverstärkung v_U ist etwas kleiner als Eins.

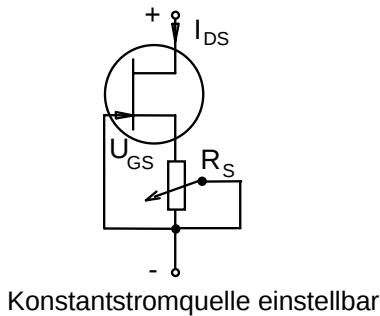
Die Hauptanwendung dieser Schaltung ist der Impedanzwandler weil der Ausgangswiderstand entsprechend klein ist.

$$r_a \approx \frac{r_{DS}}{1 + r_{DS}}$$

3.7.5.2. Konstantstromquelle (FET-Diode)



Im Abschnürbereich eines FET stellt sich ein konstanter Strom ein. Die Höhe des Stromes I_{DSS} hängt vom FET-Typ ab. Die Spannung kann ohne nennenswerten Stromanstieg bis zur Durchbruchspannung $U_{(BR)DSS}$ gesteigert werden.



Wird ein einstellbarer Strom benötigt, kann man mit einem veränderbaren Widerstand eine Spannung abgreifen und an das Gate anschließen.

Mit der Änderung der Gatespannung $-U_{GS}$ verändert man auch den Drainstrom I_{DS} . Dieser bleibt ab der Abschnürgrenze im erlaubten Spannungsbereich weitgehend konstant.

3.7.5.3. FET als gesteuerter Widerstand

Im Bereich kleiner Spannungen verhält sich ein FET wie ein ohmscher Widerstand. Die Steigung der Strom-Spannungskennlinien im ohmschen Bereich des Ausgangskennlinienfeldes ist von der Gate-Source-Spannung $-U_{GS}$ abhängig. Die steilste Kennlinie erhält man für $U_{GS} = 0$. Dies entspricht dem kleinsten einstellbaren Widerstand.

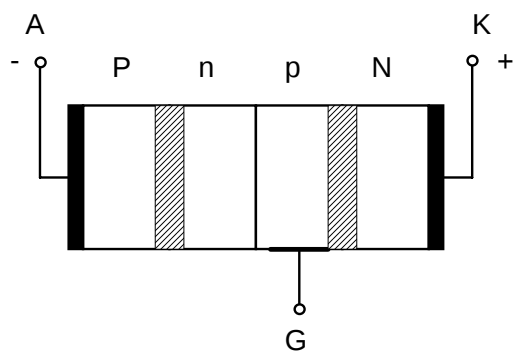
Mit der Zunahme der negativen Gatespannung wird die Ausgangskennlinie flacher und der Widerstand des FET steigt damit an. Es ist aber zu beachten, dass die Kennlinie nur im Bereich sehr kleiner Ströme einigermaßen linear ist.

3.8. Thyristoren

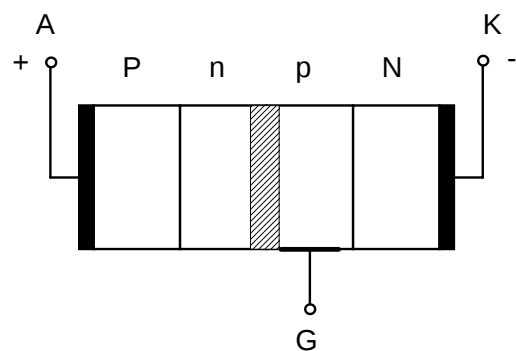
3.8.1. Allgemeines

Der Thyristor ist ein Vierschicht-Halbleiterbauelement. Die Dotierung ist P-n-p-N. Die beiden mittleren Schichten n und p sind erheblich niedriger dotiert als die P und N Randzonen. Wie bei einer Diode ist die P-Schicht der Anodenanschluss (A). An der N-Zone ist der Kathodenanschluss (K) angebracht. Der Steueranschluss wird mit Gate (G) bezeichnet und liegt an der p-Zone.

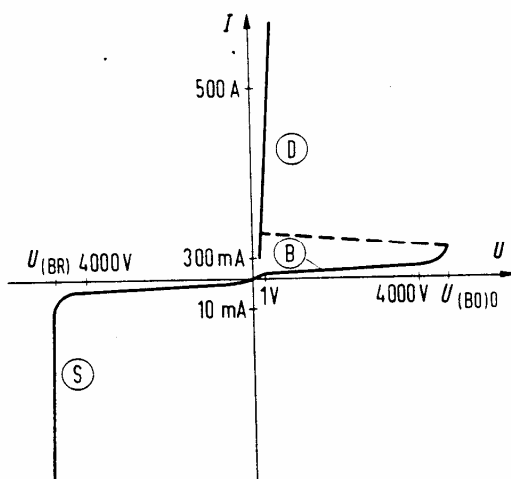
Beim Anlegen einer äußeren Spannung sperrt entweder der niedrig dotierte innere p-n-Übergang (Blockier- bzw. Durchlassbelastung), oder die äußeren hoch dotierten Übergänge (Sperrbelastung).



Thyristor, Aufbau schematisch
Sperrlastbelastung



Thyristor, Aufbau schematisch
Blockier- bzw. Durchlassbelastung



Thyristorkennlinie schematisch

Bei Beanspruchung in Rückwärtsrichtung können die beiden äußeren P-N-Übergänge hohe Sperrspannungen aufnehmen. Beim Überschreiten dieser Spannung wird das Ventil zerstört.

In Vorwärtsrichtung sperrt der innere p-n-Übergang. Es können gleich hohe Spannungen wie in Rückwärtsrichtung blockiert werden. Bei entsprechend hoher Feldstärke wird die Sperrschicht von Ladungsträgern von den äußeren Gebieten überschwemmt und der Thyristor wird leitfähig.

Der reguläre Zündvorgang erfolgt aber immer durch das Anlegen einer Spannungsquelle an den Gate-Anschluss. Es ist nicht notwendig, dass eine Gleichspannung ständig einen Steuerstrom über das Gate treibt. Der Thyristor wird durch einen kurzen Steuerstromimpuls gezündet und bleibt dann solange leitfähig, bis der Haltestrom im Laststromkreis unterschritten wird.

Der Zündstromimpuls benötigt eine gewisse Mindestgröße, damit das Ventil wie eine Diode leitend wird. Bei zu kleinem Zündimpuls ergibt sich beim Zünden ein Spannungsabfall in Vorwärtsrichtung. Dadurch entstehen unnötige Einschaltverluste und Verzögerungen.

Thyristoren erreichen die höchsten Grenzwerte aller Halbleiterventile. Die Sperrspannung kann, ähnlich wie bei Leistungsdioden, bis 4000 V betragen. Die Scheibengröße von maximal 100 mm ermöglicht Durchlassströme bis 3000 A. Für die Verlustberechnung am Halbleiterventil rechnet man mit einer Durchlassspannung von 2 V. Wegen der hohen Verlustdichte (6 kW bei einer 100 mm Scheibe!) ist eine spezielle Kühleinrichtung notwendig.

3.8.2. Aufbau von Thyristoren

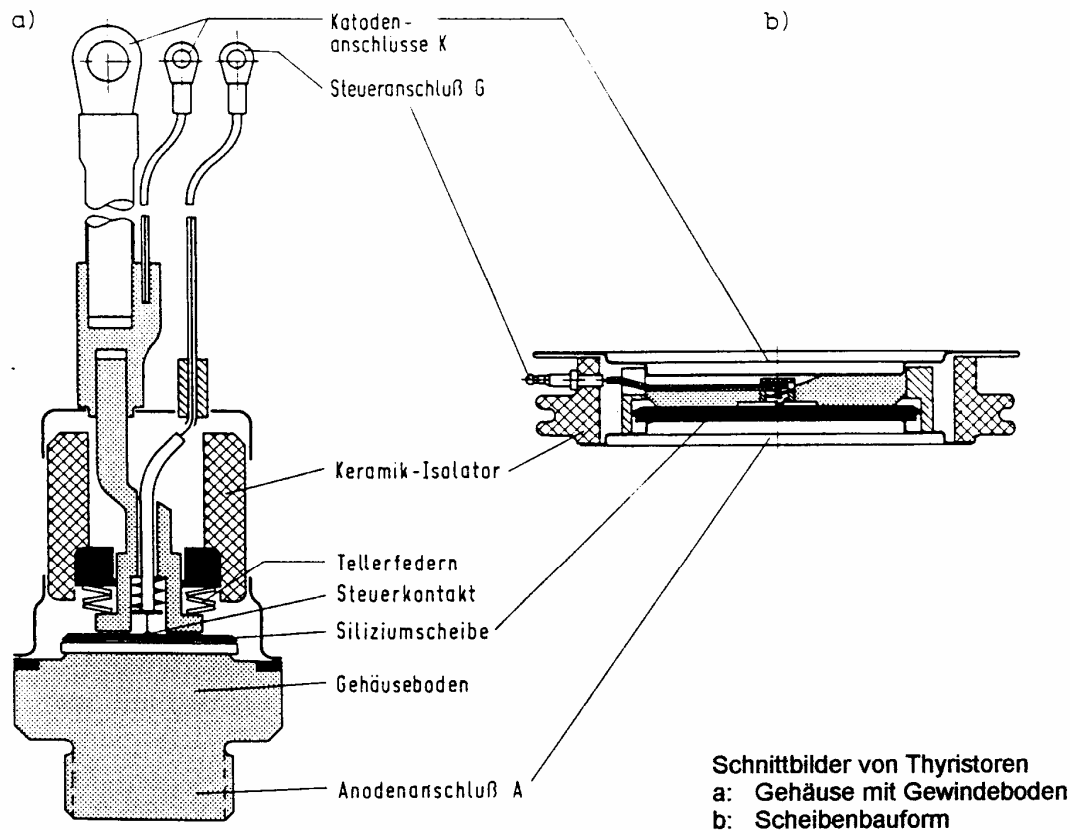
Ein Thyristor benötigt ein isolierendes gasdichtes Gehäuse. Die Siliziumscheibe von etwa 0,3 mm Dicke befindet sich in einer Schutzgasatmosphäre. Die Stromdichte darf maximal 2 A/mm² betragen.

Bei Thyristoren bis ca. 16 A werden dieselben Gehäuse und Kühlkörper wie bei Transistoren verwendet.

Zur Wärmeübertragung an den Kühlkörper gibt es bei Thyristoren größerer Leistung entweder einen Schraubkontakt oder einen Presssitz. Die Kühlung erfolgt mit Luft, oder bei hohen Leistungen mit Flüssigkeit.

Einer der beiden Leistungsanschlüsse ist aus Wärmeleitungsgründen mit dem metallischen Gehäuseteil verbunden. Meist gibt es bei Thyristoren gleicher elektrischer Eigenschaften wahlweise den Typ mit Anode oder Kathode am Schraubanschluss. Bei Brückenschaltungen können dann jeweils zwei Leistungshalbleiter auf einem gemeinsamen Kühlkörper untergebracht werden.

Es gibt aber auch fertige Halbbrücken in einem Gehäuse. In diese Module sind dann die beiden Thyristoren und fallweise für spezielle Anwendungen auch Freilaufdioden eingebaut. Ein kompakter übersichtlicher Aufbau von leistungselektronischen Schaltungen ist damit möglich.



3.8.3. Kenndaten von Thyristoren

Die Werte in den Datenblättern bestimmen die Anwendbarkeit einzelner Ventiltypen für den jeweiligen Schaltungsaufbau. Da diese Bauelemente in jeder Hinsicht sehr hoch ausgenutzt sind, müssen die Grenzwerte genau beachtet werden.

U_{DRM} **Spitzensperrspannung:** Höchstzulässiger Augenblickswert der periodisch auftretenden Spannung im Sperrzustand in Vorwärts- bzw. Rückwärtsrichtung. Im Netzbetrieb werden bis 70 % des Wertes ausgenutzt.

I_{TAV} **Dauergrenzstrom:** Höchstzulässiger Mittelwert des Durchlassstromes bei sinusförmiger 50 Hz Halbschwingung und definierter Gehäusetemperatur.

I_{TRMS} **Grenzeffektivstrom:** Höchstzulässiger Effektivwert des Durchlassstromes bei definierter Gehäusetemperatur.

I_{TSM} **Stoßstromgrenzwert:** Höchstzulässiger, nicht periodisch auftretender Augenblickswert eines einzelnen Stromimpulses bei sinusförmiger Halbschwingung und 10 mS Dauer. Wiederholung erst nach definierter Mindestzeit zulässig.

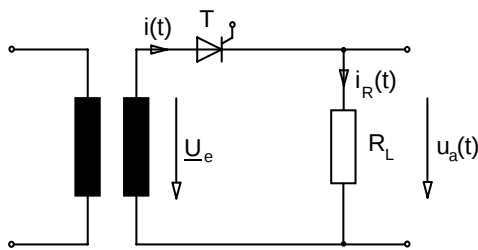
$\int i^2 dt$ **Grenzlastintegral:** Höchstzulässiger Wert für das Zeitintegral des quadrierten Durchlassstroms bei definierter Kurvenform und Dauer.

3.8.4. Anwendung von Thyristoren

Ein Thyristor kann durch einen Steuerimpuls eingeschaltet werden. Nach dem Einschalten entspricht die Strom-Spannungskennlinie dem Durchlassast einer Diodenkennlinie. Zu beachten ist, dass ein konventioneller Thyristor erst dann erlischt, wenn ein gewisser Mindeststrom (Haltestrom) unterschritten wird.

Aus der Unzahl der Anwendungsschaltungen in der Leistungselektronik werden hier nur einfache Beispiele prinzipiell dargestellt.

3.8.4.1. Gesteuerter Einweggleichrichter (M1)

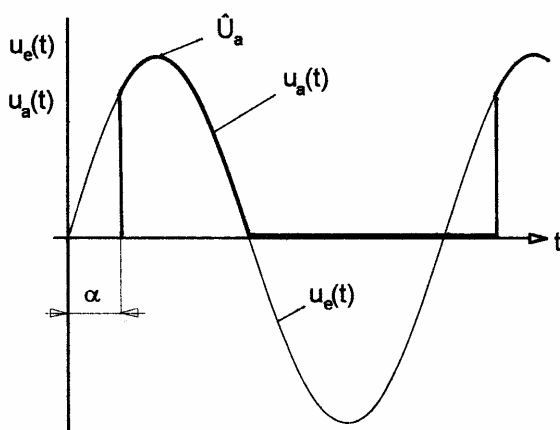


Gesteuerter Einweggleichrichter prinzipiell

Die Schaltung entspricht dem ungesteuerten Einweggleichrichter; nur das hier statt der Diode ein Thyristor verwendet wird.

Durch eine geeignete Schaltung kann ein Zündverzugswinkel α (Steuerwinkel) gegenüber dem Nulldurchgang der Spannung erzeugt werden.

Durch diese Phasenanschnittsteuerung kann der Mittelwert $U_{d\alpha}$ der Ausgangsspannung u_a variiert werden. Im Nulldurchgang der Spannung wird bei ohmscher Last auch der Ventilstrom zu Null und es erfolgt ein Löschen des Thyristors.



$$U_{d\alpha} = \sqrt{2} \cdot U_e \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega \cdot t \cdot dt$$

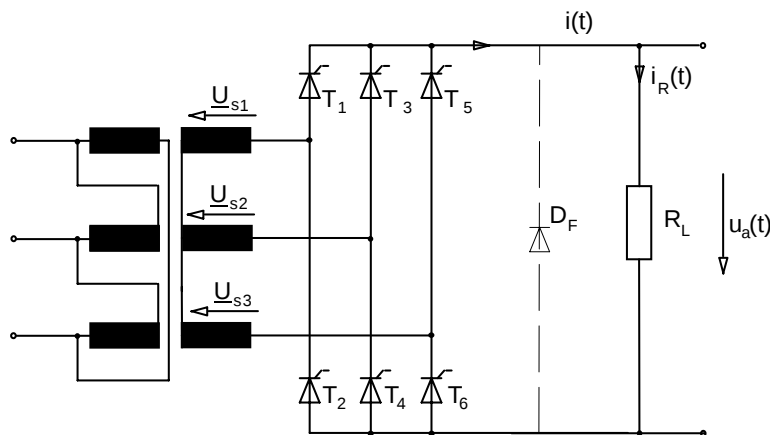
$$U_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_e}{2 \cdot \pi} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

Mittelwert der Ausgangsspannung

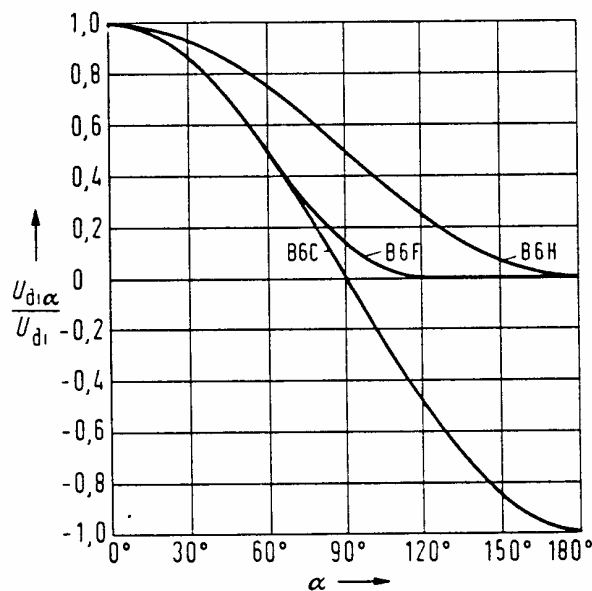
$$U_{di} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_e \approx 0,45 \cdot U_e$$

Ideelle Gleichspannung für $\alpha = 0$

3.8.4.2. Drehstrom-Brückengleichrichter (B6)



Vollgesteuerte B6 Drehstrombrückenschaltung



Steuerkennlinie von Brückenschaltungen

Diese Schaltung wird sehr häufig zur Erzeugung einer variablen Gleichspannung aus dem Drehstromnetz verwendet.

Das Steuergerät für eine **vollgesteuerte** Drehstrom-Brückenschaltung (**B6C** Schaltung) ist ziemlich aufwendig, weil für jedes Ventil drehstrombedingt Doppelpulse mit 60° Phasenverschiebung benötigt werden. Je nach Steuerwinkel erhält man eine positive oder negative Gleichspannung am Ausgang.

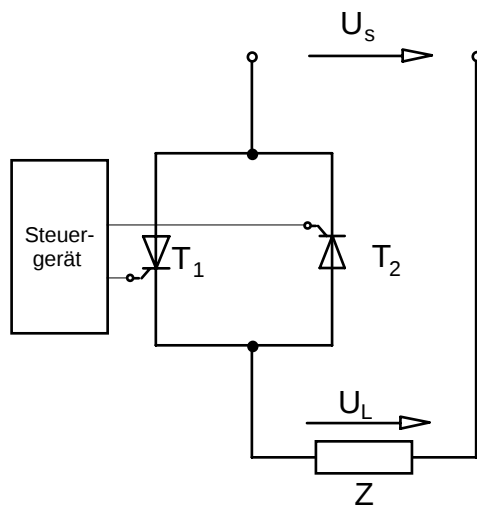
$$U_{di} = \frac{6 \cdot \sqrt{6}}{2 \cdot \pi} \cdot U_s \approx 2,34 \cdot U_s$$

Wird nur eine positive Gleichspannung benötigt, kann auch eine **halbgesteuerte** Brückenschaltung

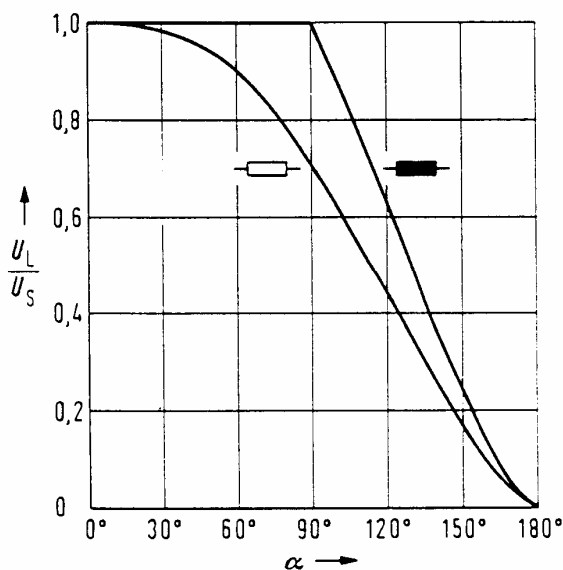
(**B6H** Schaltung) verwendet werden. Drei Thyristoren können dabei durch Dioden ersetzt werden.

Bei ohmsch-induktiver Last bringt eine **Freilaufdiode** (**B6F** Schaltung) eine Verbesserung hinsichtlich der Netzrückwirkung. Außerdem benötigt man nur ein einfacheres Steuergerät als bei der B6C. Die Ausgangsspannung ist aber bei der B6F-Schaltung immer nur positiv und der Steuerbereich ist eingeschränkt. Bei einem Steuerwinkel von 120° wird die Spannung bereits Null.

3.8.4.3. Wechselstromsteller (W1)



Thyristor-Wechselwegschaltung (W1)



Steuerkennlinie des Wechselstromstellers bei ohmscher und induktiver Last

Mit dieser Schaltung kann durch Phasenanschnitt die Spannung U_L an der Lastimpedanz verändert werden

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot U_s^2 \cdot 2 \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \omega \cdot t \cdot dt}$$

$$U_L = U_s \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sin 2\alpha}$$

Bei ohmscher Belastung kann in einem Steuerbereich von 0° bis 180° die Spannung U_L zwischen nahezu Null und dem Höchstwert U_s eingestellt werden.

Bei induktiver Last erfolgt eine Spannungsänderung erst ab einem Steuerwinkel von 90° .

$$U_L = U_s \cdot \sqrt{2 \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sin 2\alpha \right)}$$

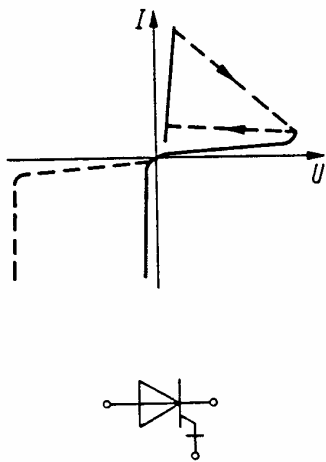
In der Praxis ist meist eine Kombination aus ohmscher und induktiver Last vorhanden. Die Steuerkennlinie liegt dann zwischen diesen beiden Grenzkennlinien.

Mit diesem Verfahren kann komfortabel und mit geringen Verlusten die Last an einem Wechselstromverbraucher verändert werden. Wegen der großen Netzurückwirkung darf dieses Verfahren aber nur für Beleuchtungskörper (Helligkeitsregler) oder für kleine Werkzeugmaschinen mit Universalmotoren (Drehzahlsteller) verwendet werden.

3.8.5. Sonderbauformen von Thyristoren

Für unterschiedliche Anwendungszwecke wurden im Lauf der Zeit verschiedene Ventilarten entwickelt, die auf das Grundprinzip eines Thyristors aufbauen.

3.8.5.1. Abschaltthyristor (GTO-Thyristor)



Symbol und Kennlinie eines GTO

Der GTO- (**G**ate-**t**urn-**o**ff-) Thyristor kann wie ein herkömmlicher Thyristor durch einen Gateimpuls gezündet werden. Er kann aber zusätzlich durch einen Steuerstrom in umgekehrter Richtung gelöscht werden.

Die Gatestruktur ist beim GTO fein verzweigt und flächenförmig ausgebildet wie der Basisanschluss eines Leistungstransistors. Durch diesen Aufbau wird der Abschalt-Steuerstrom intern verstärkt und der Haltestrom im Leistungskreis unterschritten. Auf diese Weise kann der GTO gelöscht werden.

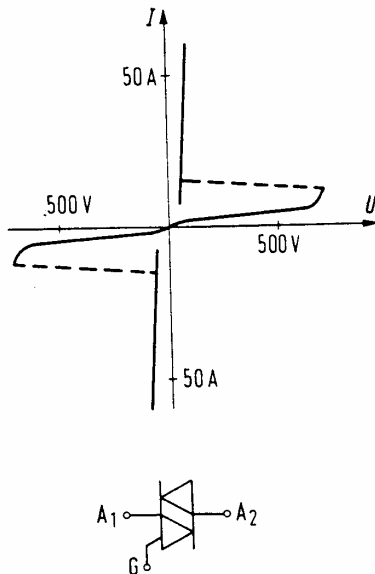
Die Durchlass- und Schaltverluste sind etwas größer als bei einem konventionellen Thyristor. Die höchstzulässige Sperrspannung reicht beim GTO bis 3000 V. Der maximal beherrschbare periodisch abschaltbare Strom beträgt über 2000 A.

Noch sind Abschaltthyristoren erheblich teurer als konventionelle Thyristoren und erfordern außerdem eine wesentlich aufwendigere Ansteuerungs- und Schutztechnik. Der Wegfall von Löscheinrichtungen, die bei vielen Schaltungen sonst notwendig sind, ist aber ein großer Vorteil für manche Anwendungszwecke.

Der GTO wird bevorzugt in der Leistungselektronik für Pulsschaltungen, wie **Pulswechselrichter** und **Gleichstromsteller**, größerer Leistung eingesetzt.

Für Ströme unter 400 A und Spannungen unter 1000 V sind für solche Schaltungen aber bipolare Leistungstransistoren, oder Power-MOS-FETs, oder IGBTs (**I**nsulated-**g**ate-**b**ipolar-**t**ransistor) besser geeignet. Diese Bauelemente verursachen beim Schalten geringere Verluste, sind für höhere Schaltfrequenzen geeignet und einfacher ansteuerbar. Zurzeit sind Leistungstransistoren jedoch nur für einen Strom bis 400 A und eine Sperrspannung von 1400 V verfügbar.

3.8.5.2. Zweirichtungsthyristor (Triac)



Symbol und Kennlinie eines Triac
keitsregler für Glühlampen.

Der Triac (**Triode alternating current switch**) entspricht in der Wirkungsweise der Gegenparallelschaltung von zwei Thyristoren.

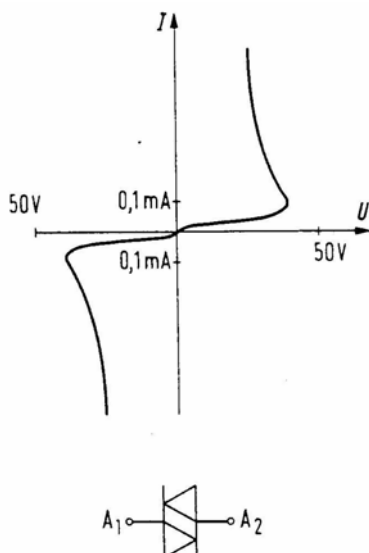
Die beiden Thyristorsysteme sind in einem fünfschichtigen Element vereinigt. Es gibt einen gemeinsamen Steueranschluss, der für beide Stromrichtungen wirksam ist.

Für Ströme bis 16 A wird meist ein Gehäuse wie bei Leistungstransistoren verwendet. Es gibt aber auch Schraubgehäuse für Ströme bis 100 A.

Der Triac vereinfacht viele Schaltungen in der Wechselstromtechnik.

Die Hauptanwendung ist der einfache Helligkeitsregler für Glühlampen.

3.8.5.2. Zweirichtungs-Schaltdiode (Diac)



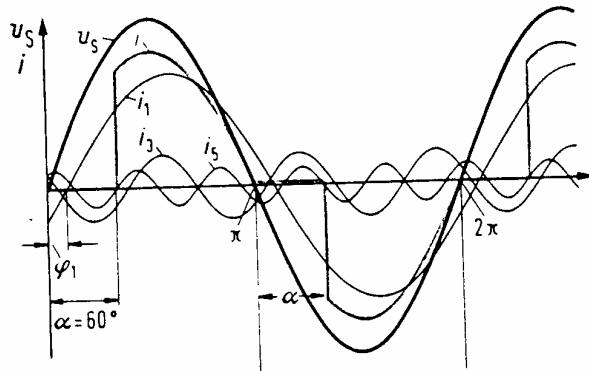
Symbol und Kennlinie eines Diac

Der Diac (**Diode alternating current switch**) ist die Gegenparallelschaltung von zwei Vierschichtdioden. Diese entspricht vom Aufbau einem Thyristor ohne Steueranschluss. Beim Überschreiten einer Kippspannung wird die Vierschichtdiode in Vorwärtsrichtung leitend. Der gegenparallele Aufbau des Diac ermöglicht diese Leitung oberhalb der Kippspannung für beide Stromrichtungen.

Die Kippspannung liegt zwischen 25 und 150 V. Diac werden für die Impulserzeugung in Steuersätzen verwendet. Der Zündwinkel bei einer Triacsteuerung wird oft mit einem RC-Glied und einem Diac eingestellt, wobei über

den stellbaren Widerstand die Zeitkonstante der Aufladung bis zur Kippspannung des Diac verändert wird.

3.8.6. Steuerblindleistung



Spannung und Strom bei Phasenanschnittsteuerungen

Durch den Phasenanschnitt bei Thyristorsteuerungen kommt es zu einer Blindleistung. Diese Blindleistung tritt auch bei rein ohmschen Verbrauchern auf. Man unterscheidet zwei Anteile. Der Strom eilt auch bei ohmschen Verbrauchern durch den Steuerwinkel α gegenüber der Spannung nach. Außerdem ist der Strom nicht sinusförmig.

Zerlegt man diese periodische, aber nicht harmonische Schwingung nach Fourier in eine Grundwelle und in Oberwellen, sieht man, dass die Grundwelle um den Winkel φ_1 gegenüber der Spannung nacheilt. Dieser Anteil wird als **Verschiebungsblindleistung** bezeichnet.

$$Q_1 = U_S \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 \quad \text{Verschiebungsblindleistung}$$

U_S : Strangspannung, Effektivwert

I_1 : Grundwellenstrom, Effektivwert

φ_1 : Phasenwinkel zwischen Spannung und Grundwellenstrom

Die Stromoberwellen ergeben mit der Spannung die **Verzerrungsblindleistung**.

$$D = U_S \cdot \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_v^2} \quad \text{Verzerrungsblindleistung}$$

Für nicht sinusförmigen Strom wird die **Wirkleistung** durch Integration bestimmt.

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad \text{Wirkleistung}$$

Wirkleistung und Blindleistung ergeben die **Scheinleistung** und damit den **Leistungsfaktor**.

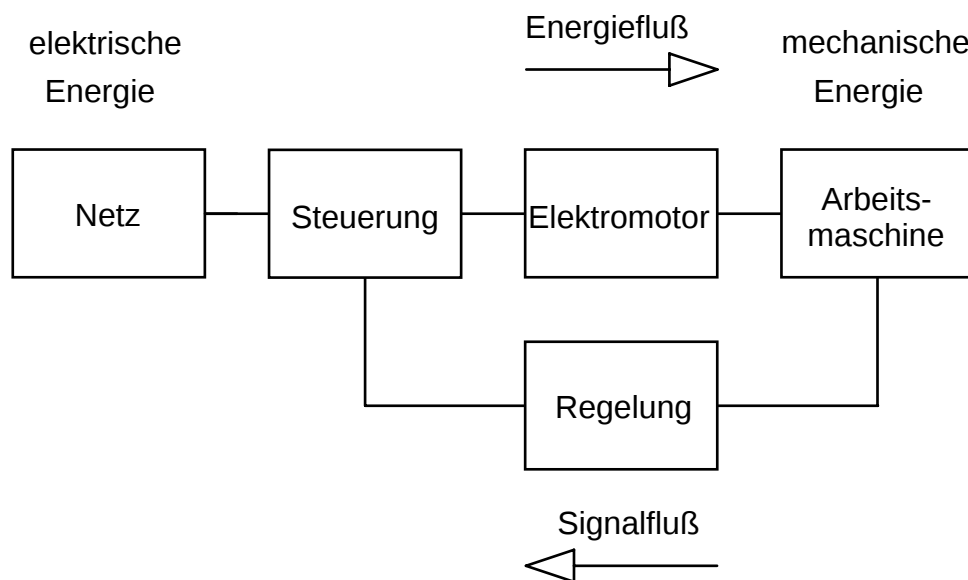
$$S = \sqrt{P^2 + Q_1^2 + D^2} \quad \text{Scheinleistung} \quad \lambda = \frac{S}{P} \quad \text{Leistungsfaktor}$$

4. Elektrische Antriebstechnik

4.1. Elemente eines elektrischen Antriebes

Ein elektrischer Antrieb besteht aus folgenden Komponenten:

- Arbeitsmaschinen und Fahrzeuge
- Elektrische Antriebsmotoren
- Stelleinrichtung für Drehzahl und Drehmoment
- Regler, Sollwertgeber und Messglieder
- Elektrisches Netz



Blockschaltbild eines elektrischen Antriebes

Alle Komponenten müssen nicht zwangsläufig immer vorhanden sein. Bei Einfachantrieben entfallen meist die Steuerung und die Regelung. Bei Antrieben mit einer Steuerung wird fallweise auf die Regeleinrichtung verzichtet, wenn keine großen Genauigkeitsanforderungen an die Drehzahl- oder Drehmomentkonstanz gestellt werden.

Die einzelnen Komponenten sollen im Folgenden kurz überblicksweise besprochen werden. Ein genaues Eingehen auf Details ist wegen des großen Umfanges dieses Wissensgebietes nicht möglich.

4.1.1. Arbeitsmaschinen

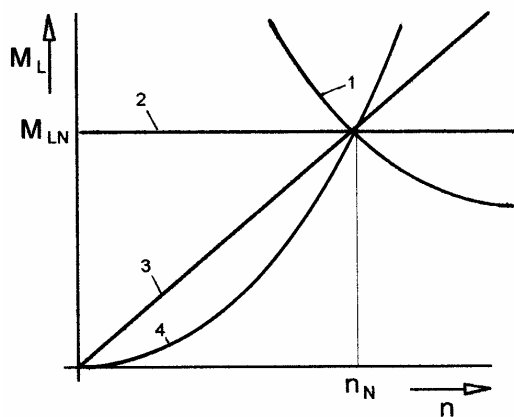
Aus der Sicht der Elektrotechnik ist eine Arbeitsmaschine hinreichend genau beschrieben, wenn die charakteristischen Kennlinien bekannt sind. Für regelungstechnische Untersuchungen ist noch die Kenntnis der Ersatzdifferentialgleichungen der transienten Vorgänge notwendig.

Für eine einfache Dimensionierung der elektrischen Antriebskomponenten reicht meist schon der Lastmomentverlauf.

4.1.1.1. Lastmomente

4.1.1.1.1. Drehzahlabhängiges Lastmoment

Meist ist das Drehmoment und damit die Antriebsleistung von der Drehzahl abhängig. Bei vielen Arbeitsmaschinen lässt sich dieser Zusammenhang für eine Bemessung der elektrischen Antriebsteile mathematisch hinreichend genau nachbilden.



Drehzahlabhängiges Lastmoment

Allgemein gilt $P_L = M_L \cdot \omega$
 $\omega = \pi \cdot n$

- 1: konstante Antriebsleistung
fallendes Drehmoment
- 2: linear steigende Antriebsleistung
konstantes Drehmoment
- 3: quadratisch steigende Leistung
linear steigendes Drehmoment
- 4: kubisch steigende Leistung
quadratisch steigendes Drehmoment

Arbeitsmaschinen mit **konstanter Antriebsleistung (fallendes Drehmoment)** sind zum Beispiel Aufwickelmaschinen (Haspel) für Bandblech, Papierbahnen, Textilbahnen, usw. mit gleich bleibendem Bandzug F und konstanter Transportgeschwindigkeit v .

$$P_L = F \cdot v = M_L \cdot \pi \cdot n = M_L \cdot \omega = \text{const.}$$

$$M_L = \frac{P_L}{\omega} \approx \frac{k}{n}$$

Ein **konstantes Lastmoment (linear steigende Leistung)** gibt es bei Hebezeugen, Aufzügen und Winden. Vernachlässigt man die Reibung, ist das Drehmoment von der Drehzahl nicht abhängig.

$$M_L = F \cdot r \qquad F = m \cdot g \qquad M_L = m \cdot g \cdot r = \text{const.} \qquad P_L = M_L \cdot \omega \approx k \cdot n$$

Dieselbe Kennlinie gilt für alle Arbeitsmaschinen mit reiner Hub-, Reibungs- und Formänderungsarbeit, also für die mittlere Last von Kolbenpumpen und Kolbenverdichtern, für Zahnradpumpen, Lager, Getriebe, Mühlen, Fließbänder und Walzwerke.

Ein **linear ansteigendes Lastmoment (quadratisch steigende Leistung)** verlangen Maschinen mit geschwindigkeitsproportionaler Reibung. Solche Arbeitsmaschinen mit Viskosereibung sind Walzen zum Bearbeiten von Papier-, Textil- oder Gummivliesen (Kalandern).

$$M_L \approx k \cdot n \qquad P_L = M_L \cdot \omega \approx k \cdot n^2$$

Elektrische Wirbelstrombremsen und Maschinen mit Permanentmagneten oder konstanter elektrischer Erregung bei gleich bleibendem Bremswiderstand zeigen auch dieses Betriebsverhalten.

Ein **quadratisch ansteigendes Lastmoment (kubisch steigende Leistung)** benötigen Maschinen bei denen Gas- oder Flüssigkeitswiderstände zu überwinden sind.

$$M_L \approx k \cdot n^2 \qquad P_L = M_L \cdot \omega \approx k \cdot n^3$$

Solche Maschinen sind Lüfter aller Art, Propeller, Schiffsschrauben, Kreiselpumpen, Kreiselverdichter, Zentrifugen, Rührwerke und der Luftwiderstand von Fahrzeugen.

Alle diese Kennlinien sind idealisiert dargestellt. Durch die Lagerreibung kommt es bei Arbeitsmaschinen beim Anfahren zu einem zusätzlichen Losbrechmoment in der Größenordnung von 15 % des Nennlastmomentes.

4.1.1.1.2. Winkelabhängiges Lastmoment

Bei allen Kolbenmaschinen ändert sich mit dem Hub die Kolbenkraft. Weiters tragen die zu beschleunigenden und zu verzögernden Massen bei der Hubbewegung zu einem oszillierenden Drehmoment bei.

Für die Dauerleistung der elektrischen Antriebskomponenten ist das mittlere Drehmoment maßgeblich. Zu beachten sind aber die fallweise hohen Spitzenwerte des Drehmomentes, wenn der Kolben verdichtet.

Der Maschinenstrom ändert sich mit dem Drehmoment. Große Stromschwankungen können aber zu periodischen Einbrüchen der Netzspannung führen. Dies wirkt sich störend auf Beleuchtungseinrichtungen und elektronische Geräte aus.

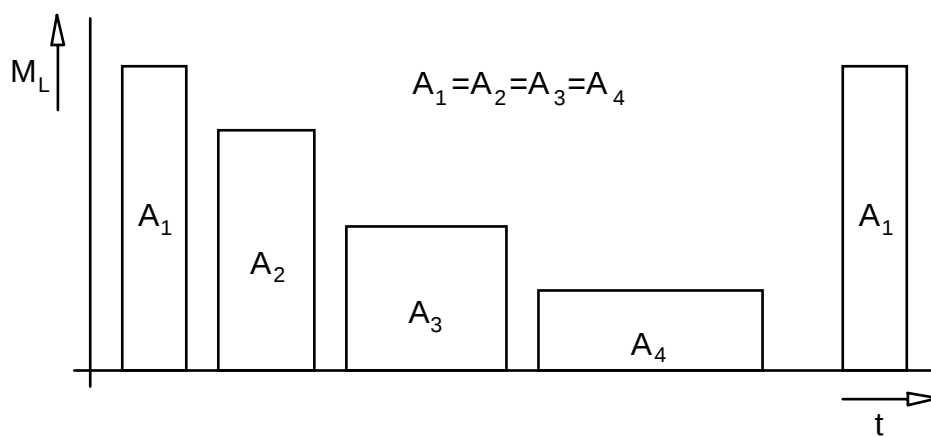
Abhilfe gegen zu große Schwankungen bringt eine Schwungmasse auf der Welle der Kolbenmaschine.

4.1.1.1.3. Wegabhängiges Lastmoment

Bei elektrisch angetriebenen Fahrzeugen ändert sich das Antriebsmoment wegabhängig. Anfahrkräfte sind größer als der Fahrwiderstand bei konstanter Fahrt. Steigungen, Krümmungen oder Talfahrten verändern ebenfalls das notwendige Drehmoment. Die Antriebsmomente werden meist in einem Fahrtdiagramm veranschaulicht.

4.1.1.1.4. Zeitabhängiges Lastmoment

Nur wenige Antriebe werden zeitlich gleichmäßig belastet. Bei vielen Arbeitsprozessen existiert eine periodische zeitabhängige Belastung. Bei einem Walzwerk ergibt das Bestreben nach möglichst gleich bleibender Formänderungsarbeit einen Stichplan mit unterschiedlichen Drehmomenten.



Stichplan bei einem Walzwerk

4.1.2. Elektromotoren

Die Wirkungsweise und der Aufbau eines Elektromotors werden hier nicht besprochen. An dieser Stelle soll eine kurze Zusammenfassung über die Aufgaben und Eigenschaften die Wahl des richtigen Motors erleichtern.

4.1.2.1. Aufgaben des Elektromotors

Folgende Aufgaben müssen von einem elektrischen Antriebsmotor erfüllt werden.

Anlauf: Der Antrieb muss auf die gewünschte Nenndrehzahl beschleunigt werden können.

Nennbetrieb: Ein Elektromotor ist für die am Typenschild angegebenen Nenndaten ausgelegt. Diese Werte müssen den normalen Nenngößen der angetriebenen Arbeitsmaschine entsprechen und auch gewisse Überlastungen zulassen.

Drehzahlstellung: Bei einem hochwertigen Antrieb sind meist die Drehzahl, das Beschleunigungsmoment oder andere Größen zu variieren. Der Motor benötigt dann eine seinen Eigenschaften angepasste Stellanrichtung und bei Bedarf eine Regeleinrichtung.

Bremmung: Zur Vermeidung unproduktiver Nebenzeiten oder zu großer Geschwindigkeit sowie zur Erzielung eines gewünschten Geschwindigkeitsverlaufs müssen Antriebe (möglichst unter Energierücklieferung) gebremst werden.

4.1.2.2. Kriterien zur Auswahl des Elektromotors

In erster Linie ist das Betriebsverhalten des Motors wie **Überlastbarkeit**, **Stellbarkeit**, **Regeldynamik** und **Betriebsart** für die Wahl des Motors maßgeblich. Auch die statische und dynamische **Stabilität** des Antriebes muss unbedingt gewährleistet sein.

Geringer **Wartungsaufwand** und hohe **Verfügbarkeit** durch eine entsprechende **Betriebssicherheit** sind bei produktionswichtigen Antrieben von großer Bedeutung. Der verfügbare **Netzanschluss** und die Aufstellbedingungen mit der notwendigen **Schutzart** und **Kühlung** sind bei der Motorenwahl zu beachten.

4.1.2.3. Arten von Elektromotoren

4.1.2.3.1. Asynchronmotoren

Industriell wird der Drehstromasynchronmotor mit **Käfigläufer** am häufigsten verwendet. Er zeichnet sich durch einen einfachen robusten Aufbau, geringe Herstellungskosten und hohe Wartungsarmut aus. Bei kleinen Motoren wird fallweise auch eine einphasige Lichtstromausführung mit Anlaufkondensator verwendet. Wenn ein Drehstromnetz zur Verfügung steht, ist wegen des höheren Preises und der schlechteren Nenndaten des Einphasenmotors aber immer eine Drehstromausführung zu wählen.

Käfigläufermotoren können beim Einschalten selbsttätig anlaufen. Sie nehmen dabei aber den 5- bis 7- fachen Wert des Nennstroms auf. **Niederspannungsmaschinen** ab ca. 5 kW werden daher meist mit einer Anlaufschaltung versehen (Stern-Dreieck-Schaltung, Anlauftransformator, o.ä.).

Bei Antrieben mit einem Stromrichter zur Drehzahlstellung wird der hohe Anlaufstrom durch einen "Frequenzanlauf" verhindert.

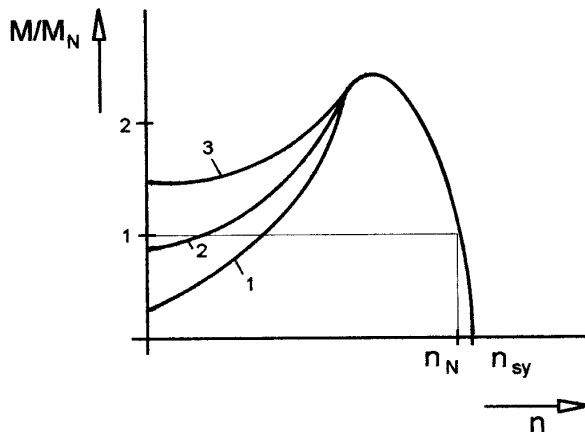
Hochspannungsmaschinen (3 bis 10 kV) werden in der Industrie von einem eigenen Netzabgang versorgt. Sie werden direkt eingeschaltet weil Hochspannungsgeräte für eine Anlaufstrombegrenzung zu teuer sind. Auch bei Großmaschinen mit Hochspannungsspeisung werden bei Bedarf Stromrichterschaltungen zur Drehzahlstellung verwendet. In diesem Fall ist dann auch ein Sanftanlauf über die Frequenz möglich.

Liegen extrem schwere Anlaufbedingungen vor, kann auch ein **Schleifringläufer** verwendet werden. Unter Verringerung des Anlaufstromes kann das Anfahrmoment bis zur Kippgrenze gesteigert werden.

Fallweise werden Schleifringläufermaschinen auch mit einem Stromrichter im Schleifringkreis (Stromrichterkaskade) verwendet. Diese Ausführung ist aber aus Kostengründen nur dann vorteilhaft wenn der Drehzahlstellbereich nicht sehr groß ist (Kreiselpumpenantriebe, Gebläseantriebe, o.ä.). Man spart bei diesem Stellantrieb zwar Bauleistung am Stromrichter, muss dafür aber eine teurere Maschine mit höherem Wartungsaufwand wählen.

Durch die Möglichkeit Leistungstransistoren bis zu einem Strom von 400 A in der Stromrichtertechnik einzusetzen, wird der Käfigläufer mit preiswerten Frequenzumrichtern auch bei kleinem Stellbereich immer häufiger verwendet.

Wird eine Asynchronmaschine mit mehr als dem Kippmoment belastet, gerät sie in den instabilen Bereich mit hoher Stromaufnahme und verringertem Drehmoment. Sinkt die Belastung, erreicht die Maschine wieder von selbst den stabilen Bereich.



M-n-Kennlinie von Asynchronmaschinen

- 1: Schleifringläufer ohne Widerstand
- 2: Käfigläufer mit Rundstabskäfig (stromverdrängungsfrei)
- 3: Käfigläufer mit Stromverdrängungsläufer

Eine Asynchronmaschine läuft stets mit einem Schlupf s

$$s = \frac{n_{sy} - n}{n_{sy}} = \frac{\Delta n}{n_{sy}}$$

4.1.2.3.2. Synchronmotoren

Synchronmaschinen laufen schlupffrei mit der Synchrondrehzahl. Es stellt sich bei Belastung nur ein Polradwinkel zwischen dem Ständerdrehfeld und dem Läufer ein. Wird eine Synchronmaschine überlastet, fällt sie außer Tritt und bleibt unter Aufnahme eines sehr hohen Stromes stehen.

Konventionelle Synchronmaschinen mit elektrisch erregtem Polrad und ohne Stromrichter werden fallweise für industrielle Durchlaufantriebe verwendet (z.B. Druckluftherzeugung). Sie werden dann übererregt betrieben und können so die Blindleistung der Asynchronmaschinen kompensieren.

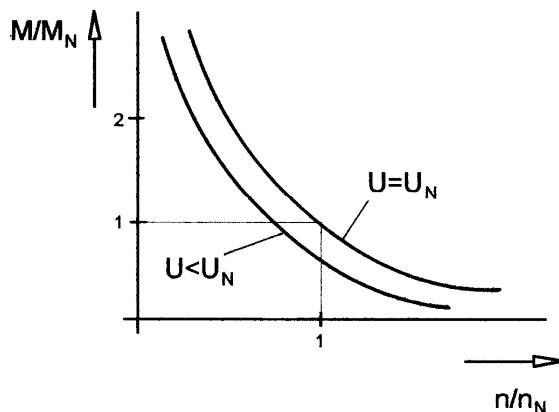
Synchronmotoren mit Permanentmagnetenerregung werden in Verbindung mit einem maschinengeführten Stromrichter sehr oft bei hochwertigen Servoantrieben und bei Industrierobotern eingesetzt. Mit Seltene-Erde-Magneten (Sm-Co, Nd-Fe-B) erzielt man eine Überlastbarkeit bis zum 10-fachen des Nennmomentes und eine extrem hohe Regeldynamik. Solche Antriebe können auch nicht außer Tritt fallen. Das Betriebsverhalten ähnelt dem einer fremderregten Gleichstrommaschine. Häufig werden diese Motoren daher als **"Brushless DC-Motoren"** bezeichnet.

Fallweise werden auch elektrisch erregte Synchronmaschinen mit einem Frequenzumrichter mit Gleichstromzwischenkreis kombiniert. Die Führung des Wechselrichters erfolgt von einem Geber auf der Maschinenwelle (Stromrichtermotor). Auch solche Antriebe sind kippstabil aber teuer.

Durch den aufwendigeren Aufbau sind Synchronmaschinen in der Herstellung teurer als Asynchronmaschinen gleicher Baugröße.

4.1.2.3.3. Gleichstrommotoren

Bei der Gleichstrommaschine unterscheidet man im Betriebsverhalten in **Nebenschlussmaschinen** und **Reihenschlussmaschinen**. **Fremderregte** und **permanentenerregte** Motoren verhalten sich bei Belastung gleich wie Nebenschlussmaschinen. Sie zeigen eine M-n-Kennlinie die relativ wenig von der Last abhängig ist ("Nebenschlussverhalten"). Beim Reihenschlussmotor sinkt bei Belastung die Drehzahl stark ab ("Reihenschlussverhalten")



M-n-Kennlinie von Reihenschlussmaschinen

Der Ankerstrom fließt auch durch die Erregerwicklung.

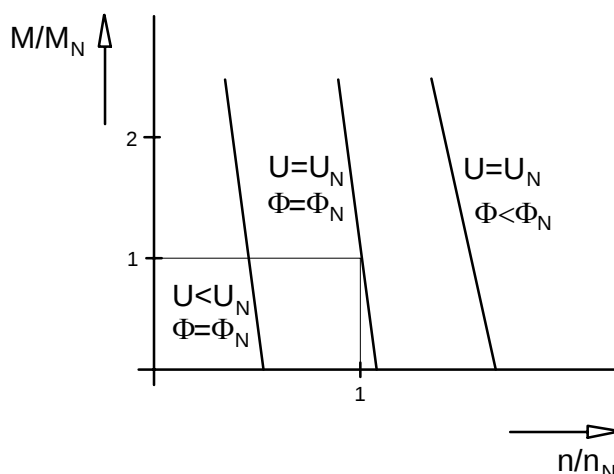
Das Drehmoment M steigt bei ungesättigter Maschine mit dem Quadrat des Stroms I_a

$$M \approx k \cdot I_a^2$$

Dieser Motor darf nie im Leerlauf betrieben werden, weil er dann durchgeht.

$$M \rightarrow 0 \quad \text{ergibt} \quad n \rightarrow \infty$$

Das Hauptfeld wird bei einer fremderregten Maschine (auch bei Nebenschluss) von einem unabhängigen Erregerstrom erzeugt.



Kennlinie von Nebenschlussmaschinen

$$M \approx k \cdot \Phi \cdot I_a \quad n \approx k_n \cdot \frac{U}{\Phi}$$

Das Drehmoment steigt annähernd linear mit dem Strom. Die Drehzahl steigt mit der Spannung an. Ab dem Erreichen der Nennspannung kann die Drehzahl durch Feldschwächung erhöht werden.

Die geringe Neigung der

Kennlinie bei Belastung wird durch den Spannungsabfall im Motor hervorgerufen.

Wegen ihres hohen Anfahrmoments wurden Reihenschlussmaschinen für Fahrzeuge und Hebezeuge verwendet.

Fremderregte Gleichstrommaschinen haben eine hohe Regeldynamik und eine einfache Möglichkeit der Drehzahlstellung. Sie werden in Walzwerken und in Servoantrieben eingesetzt.

Da die Gleichstrommaschine die teuerste Maschinengattung ist, wird sie in immer stärkerem Maß in Industrieantrieben von Drehstrommaschinen verdrängt. Durch die Weiterentwicklung in der Halbleitertechnik werden die Stromrichter immer billiger. Bei einer Gleichstrommaschine ist aber durch den komplizierten Ankeraufbau ein hoher Anteil an manueller Arbeit bei der Fertigung notwendig. Dies verteuert Gleichstromantriebe gegenüber Drehstromkomponenten.

Wegen des Wegfallens von Schleifkontakten haben Asynchronmaschinen und permanent erregte Synchronmaschinen auch eine wesentlich größere Betriebssicherheit und geringeren Wartungsaufwand als Gleichstrommaschinen.

Für Hilfsantriebe in Fahrzeugen mit einem Gleichstrombordnetz werden aber fast ausschließlich Gleichstrommaschinen verwendet.

4.1.2.3.4. Universalmotoren (Einphasen-Reihenschlussmotoren)

Diese sind weitgehend baugleich mit Gleichstromreihenschlussmaschinen. Sie werden in Haushaltsgeräten und Handwerkzeugen eingebaut. Die Leistung beträgt bis 2,5 kW und erlaubt ein direktes Einschalten am 220 V Netz. Oft ist in das Gerät ein einfacher Driac-Spannungssteller, fallweise mit einer Regelung, integriert.

Die Motoren laufen in diesen Geräten mit ziemlich hoher Drehzahl (ca. 30.000 1/min) damit bei geringem Gewicht die nötige Leistung umgesetzt werden kann. Die Reibung im Motor und im Reduziergetriebe verhindert das Durchgehen dieser Maschinen. Der Wirkungsgrad ist daher entsprechend ziemlich schlecht (50 bis 75 %). Auch der Leistungsfaktor ist relativ klein (0,65 bis 0,75).

Durch die Reihenschlusscharakteristik sinkt bei Belastung die Drehzahl stark ab. Der Strom steigt weniger stark als das Drehmoment. Diese Motoren vertragen daher ohne unmittelbaren Schaden eine sehr robuste Belastung. Die Lebenserwartung ist aber viel kleiner als bei einem Käfigläufermotor.

4.1.2.3.5. Linearmotoren

Linearmotoren sind Maschinen mit einer Wanderfeldwicklung und erzeugen eine Schubkraft an einer Reaktionsschiene. Sie werden für Werkzeugmaschinen mit langem Hub und für Linearantriebe hoher Beschleunigung verwendet.

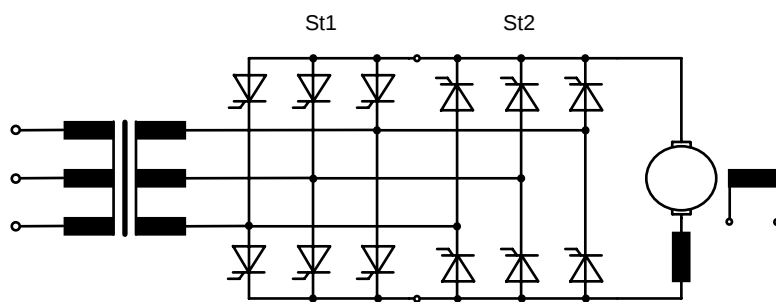
4.1.2. Stelleinrichtungen für Drehzahl und Drehmoment

Aus der Vielfalt der Stromrichterschaltungen werden hier einige Prinzipschaltungen ohne genaue Erklärung der Steuerelektronik dargestellt.

4.1.2.1. Stromrichter für Gleichstrommaschinen

Industriell steht meist ein Drehstromnetz zur Verfügung. Diese Schaltungen verwenden daher immer Gleichrichter zur Erzeugung der Gleichspannung. Die Stellung der Spannung erfolgt über eine Phasenanschnittsteuerung oder über eine Pulsbreitenmodulation.

4.1.2.1.1 Vollgesteuerte antiparallele Drehstrombrückenschaltung (B6C)A(B6C)



Vierquadrantenstromrichter für Gleichstrommaschinen

Diese Schaltung ermöglicht einen Vierquadrantenbetrieb mit einer Gleichstrommaschine.

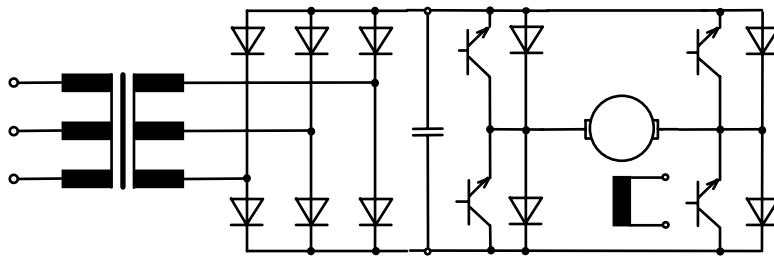
Die Drehrichtung der Maschine wird durch die Polarität der Spannung mit dem Steuerwinkel des jeweiligen Stromrichters festgelegt.

Die Drehmomentumkehr erfolgt über Stromumkehr. Dazu sind zwei Brückenschaltungen antiparallel aufgebaut. Es führt immer nur eine der beiden Brücken Strom. Beim Umschalten ist eine Sicherheitspause (ca. 4 ms) notwendig. Sehr oft wird nur ein Steuergerät für beide Stromrichter verwendet. Die Stromanregelzeit beträgt ca. 20 ms.

Charakteristische Werte	
Frequenz der Welligkeit	300 Hz
Stromlose Pause beim Reversieren	4 ms
Statistische Totzeit	1,7 ms
Stromanregelzeit	10 - 20 ms

Beim Bremsen des Antriebs kann die Bewegungsenergie ins Netz zurückgeliefert werden. Die Schaltung verursacht aber eine relativ große Steuerblindleistung.

4.1.2.1.2 Ungesteuerter Gleichrichter mit Transistorsteller



Pulsstromrichter für Gleichstrommaschinen

ren in der Pulsstufe ist auch bei dieser Schaltung ein Vierquadrantenbetrieb möglich. Zur Festlegung der zur Drehzahl passenden Spannung wird die Pulsbreite bei konstanter Pulsfrequenz entsprechend verändert (**Pulsbreitenmodulation**).

Die Maschine bildet den Mittelwert dieser gepulsten Spannung. In der Pause fließt der Maschinenstrom über die Freilaufdiode weiter.

Charakteristische Werte	
Frequenz der Welligkeit	2000 - 3000 Hz
Stromlose Pause beim Reversieren	-
Statistische Totzeit	0,25 - 0,17 ms
Stromanregelzeit	2 - 3 ms

Die Polarität der Spannung ist durch die Brückenschaltung vorgegeben.

Durch entsprechendes Ansteuern der Leistungstransistoren

Diese Schaltung ist von der Regeldynamik erheblich besser als die vollgesteuerte Brückenschaltung. Auch die Netzurückwirkung ist wesentlich geringer, weil kein Phasenanschnitt erfolgt.

Die verfügbare Leistung wird aber durch die Leistungstransistoren (400 A) beschränkt. Prinzipiell kann eine ähnliche Schaltung auch mit GTO-Thyristoren aufgebaut werden. Das erweitert den Leistungsbereich; die Pulsfrequenz muss aber deutlich gesenkt werden.

Diese Schaltung ist auch in Verbindung mit einem **Gleichstromnetz** anwendbar. Für Straßenbahnen oder Batteriefahrzeuge wird die Gleichspannung unmittelbar an die Pulsstufe eingespeist.

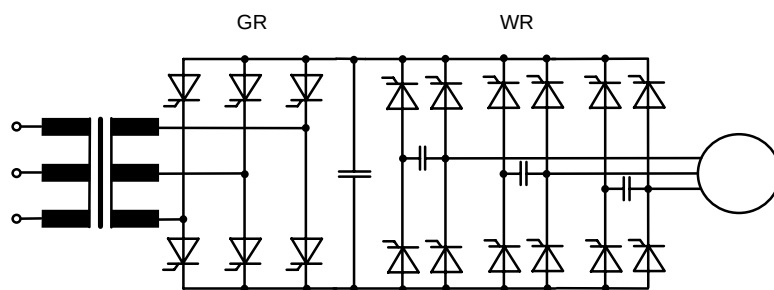
Es gibt auch **Gleichstromsteller** mit Thyristoren. Diese arbeiten aber nur mit geringer Frequenz (ca. 200 Hz), weil die Löschschaltung Energiespeicher enthält, die eine Umladezeit benötigen.

Durch elektronische Gleichstromsteller, egal ob mit Transistoren oder Thyristoren, kann bei Straßenbahnen gegenüber früheren Zeiten viel Energie gespart werden, weil keine Anlass- oder Bremswiderstände mehr benötigt werden.

4.1.2.2. Stromrichter für Drehstrommaschinen

Industriell steht ein Drehstromnetz konstanter Frequenz zur Verfügung. Um eine Drehstrommaschine in weiten Grenzen in ihrer Drehzahl zu stellen, muss die Frequenz und annähernd proportional dazu die Spannung verändert werden. Meist verwendet man dazu Zwischenkreisumrichter mit induktiver Glättung (**Gleichstromzwischenkreis**) oder kapazitiver Glättung (**Gleichspannungszwischenkreis**). Der Gleichspannungszwischenkreis wird häufiger verwendet, weil er für Mehrmotorenantriebe geeignet ist.

4.1.2.2.1 Thyristorumrichter mit Gleichspannungszwischenkreis



Gleichspannungszwischenkreisumrichter

Die Höhe der Zwischenkreisspannung wird mit Hilfe der vollgesteuerten Brückenschaltung auf der Netzseite eingestellt. Die Glättungskapazität befreit die Zwischenkreisspannung möglichst gut

von ihrer Welligkeit. Der fremdgeführte Thyristorwechselrichter in Brückenschaltung versorgt die Drehstrommaschine mit Spannungsblöcken variabler Frequenz. Durch die Eigeninduktivität des Motors ist der Strom trotz Rechteckspannung annähernd sinusförmig.

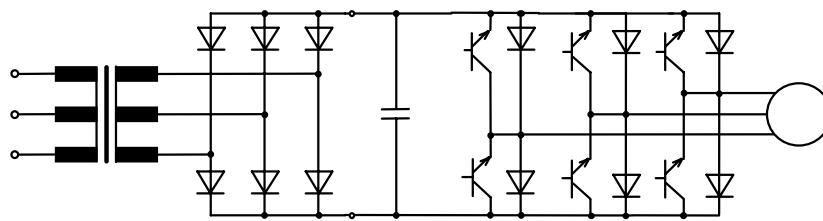
Charakteristische Werte	
Frequenz der Welligkeit	300 Hz
Stromlose Pause beim Reversieren	-
Statistische Totzeit	1,7 ms
Stromanregelzeit	10 - 20 ms

Die Drehzahl des Motors kann, wenn es mechanisch möglich ist auch über der Drehzahl bei Netzspeisung liegen. Ist die höchste Klemmenspannung erreicht und die Frequenz wird weiter er-

höht, ergibt sich wie bei einer Gleichstrommaschine ein Feldschwäcbereich mit annähernd konstanter Leistung.

Diese Schaltung ermöglicht einen Vierquadrantenbetrieb der Maschine mit Energierücklieferung ins Netz beim Bremsen. Sie verursacht aber eine relativ große Netzwirkung durch die vollgesteuerte Brückenschaltung.

4.1.2.2.2 Pulswechselrichter mit Gleichspannungszwischenkreis



Pulswechselrichter mit Gleichspannungszwischenkreis

Die Zwischenkreisspannung wird durch eine ungesteuerte Drehstrombrückenschaltung erzeugt. Der **Pulswechselrichter** wird von einer Steuerelektronik so ausge-

steuert, dass sich durch Pulsbreitenmodulation eine Unterschwingung ergibt mit der dann die Maschine betrieben wird. Die Maschine wird daher mit Spannungsblöcken konstanter Frequenz, aber unterschiedlicher Breite in der jeweiligen Phase angespeist. Die Blockbreite wird von der Steuerelektronik so gewählt, dass ein sinusförmiger Mittelwert der Spannung entsteht. In Verbindung mit einem sinusförmigen Maschinenstrom werden Drehmomentpendelungen und Zusatzverluste weitgehend vermieden.

Charakteristische Werte	
Frequenz der Welligkeit	4500 Hz
Stromlose Pause beim Reversieren	-
Statistische Totzeit	0,06 ms
Stromanregelzeit	0,3 - 0,5 ms

Auch bei diesem Wechselrichter ist ein Feldschwächbetrieb möglich.

Bei Bremsen kann aber keine Energie ins Netz zurückgeliefert, sondern nur im Glättungskondensator

gespeichert werden. Wird dabei die zulässige Kondensatorspannung im Zwischenkreis überschritten, schaltet ein Leistungshalbleiter einen Bremswiderstand ein. Die Netzurückwirkung ist dafür aber äußerst gering und die Regeldynamik des Antriebs um ein Vielfaches besser als bei einem Thyristorrichter.

Die verfügbare Leistung wird aber von den Leistungstransistoren begrenzt. Unter Absenkung der Pulsfrequenz kann eine ähnliche Schaltung für größere Leistung mit GTO-Thyristoren ausgeführt werden.

4.1.3. Regeleinrichtungen

Bei einer Regelung wird ein Vergleich von Vorgabewerten (**Sollwerten**) mit den tatsächlichen Werten (**Istwerten**) durchgeführt. Bei einem elektrischen Antrieb sind dies die Drehzahl und fallweise der Strom als Maß für das Drehmoment.

Die Regelgeräte werden meist analog in Operationsverstärkertechnik ausgeführt. Es gibt dabei **P**-, **I**-, **D**-, **PI**-, **PD**- und **PID**-Regler. Es werden aber auch digitale Regeleinrichtungen mit Mikroprozessor immer häufiger eingesetzt. Analoge Systeme haben meist kürzere Anregelzeiten. Digitale Regler sind dafür oft in der Genauigkeit überlegen.

Bei analogen Regeleinrichtungen erfolgt die Sollwertvorgabe mittels einer Spannung, bei digitalen mit einer codierten Zahl.

Stromistwerte werden durch Stromwandler oder Nebenwiderstände (Shunt) erfasst. Drehzahlwerte können mit einem Tachogenerator oder mit einem Pulsgeber mit Auswerteeinrichtung aufgenommen werden.

Meist wird bei einem elektrischen Antrieb das Regelsystem mehrschleifig ausgeführt. Dies ermöglicht eine Erhöhung der Regeldynamik weil bei einem elektrischen Antrieb unterschiedlich große Zeitkonstanten in der Regelstrecke vorkommen.

Die innere Schleife regelt den Maschinenstrom und damit das Drehmoment. Die elektrische Zeitkonstante des Motors ist maßgebend für die Stromänderungsgeschwindigkeit.

$$T_e = L/R \quad \text{elektrische Zeitkonstante}$$

Von dieser Regeleinrichtung werden Stromänderungen durch Drehmomentstöße und durch Netzspannungsänderungen ausgeglichen noch bevor es zu einer Drehzahländerung kommt.

Die äußere Schleife regelt die Drehzahländerung bei einem Sollwertsprung der Drehzahlvorgabe. Es steht dazu das Drehmoment zur Verfügung, das über den Sollwert des Stromreglers der inneren Schleife vorgegeben ist. Die maßgebliche Zeitkonstante des äußeren Regelkreises ist von mechanischen Größen abhängig und meist viel größer als die elektrische Zeitkonstante.

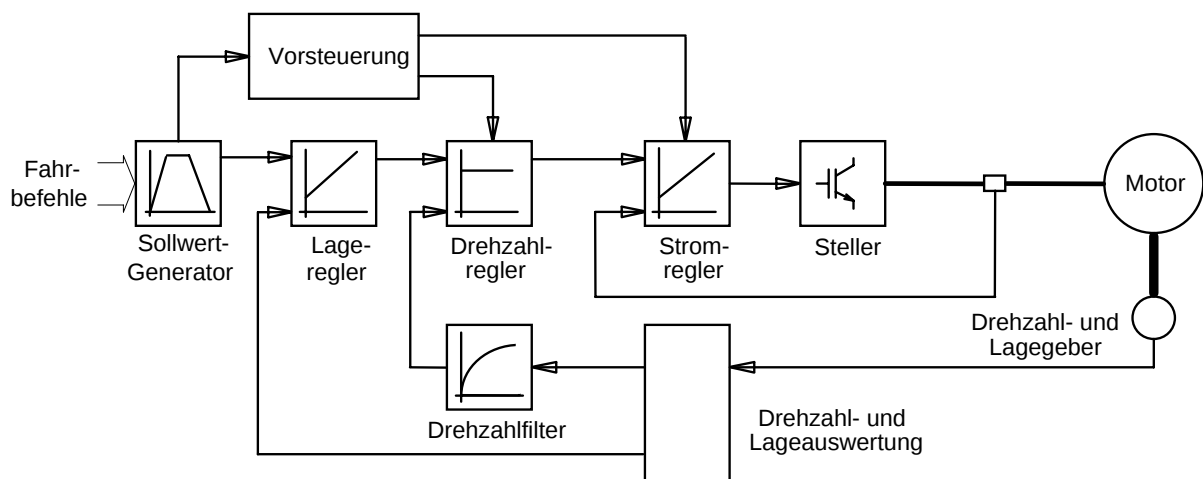
$$T_m = J \cdot \omega / M \quad \text{mechanische Zeitkonstante}$$

J : Massenträgheitsmoment ω : Winkelgeschwindigkeit

4.2. Beispiele zur Antriebstechnik

An dieser Stelle werden charakteristische Anwendungsbeispiele in Blockschaltbildform dargestellt. Eine genauere und vielfältigere Darstellung ist hier nicht möglich. Die Beispiele entsprechen dem Stand der Technik. Sie beschränken sich aber auf den Leistungsbereich der zurzeit mit bipolaren Leistungstransistoren, Power-MOS-FETs oder IGBTs (max. 1200 A und 1400 V) abgedeckt werden kann.

4.2.1. Gleichstromantrieb



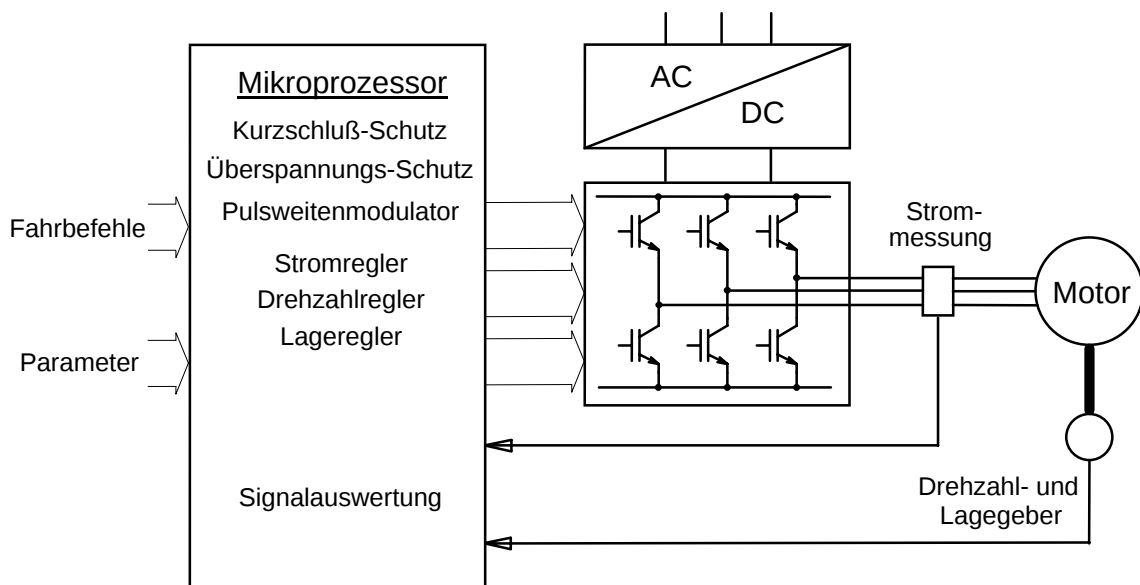
Geregelter Gleichstromantrieb

Dieser Gleichstromantrieb ist mit einem zweischleifigen Regelkreis ausgestattet. Der innere Kreis regelt über den Strom das Drehmoment. Der Stromregler greift dabei auf den Pulsbreitenmodulator des Stellers zu. Wird die Pulsbreite vergrößert, steigen damit die Motorspannung und der Maschinenstrom. Der äußere Kreis regelt die Drehzahl oder fallweise auch die Lage für einen Positionierantrieb. Der Drehzahlregler führt seine notwendigen Korrekturen am Stromreglereingang durch. Dieser erhöht oder senkt je nach Anforderung des Drehzahlreglers die Aussteuerung des Transistorstellers.

Die Steuerung des Antriebes kann von einem Mikroprozessor oder von diskret aufgebauten Steuerbausteinen oder fallweise auch händisch durchgeführt werden.

Der Transistorsteller im Leistungsteil kann von einer Gleichrichterschaltung aus dem Drehstromnetz oder auch direkt von einer Gleichspannungsquelle versorgt werden.

4.2.2. Drehstromantrieb



Drehstromantrieb mit Mikroprozessorsteuerung

In diesem Antrieb wird sowohl die Steuerung des Pulsweitenmodulators mit den zugehörigen Überwachungseinrichtungen als auch die zweischleifige Regelung mit einem Mikroprozessor durchgeführt.

Durch diese Zusammenfassung ist ein einfach zu bedienender, kompakter, komfortabler Antrieb realisierbar. Zusätzlich bietet eine solche Einheit auch Vorteile bei den Herstellungskosten gegenüber einem Antrieb mit diskret aufgebauter Steuerung und einer analogen Regeleinrichtung.