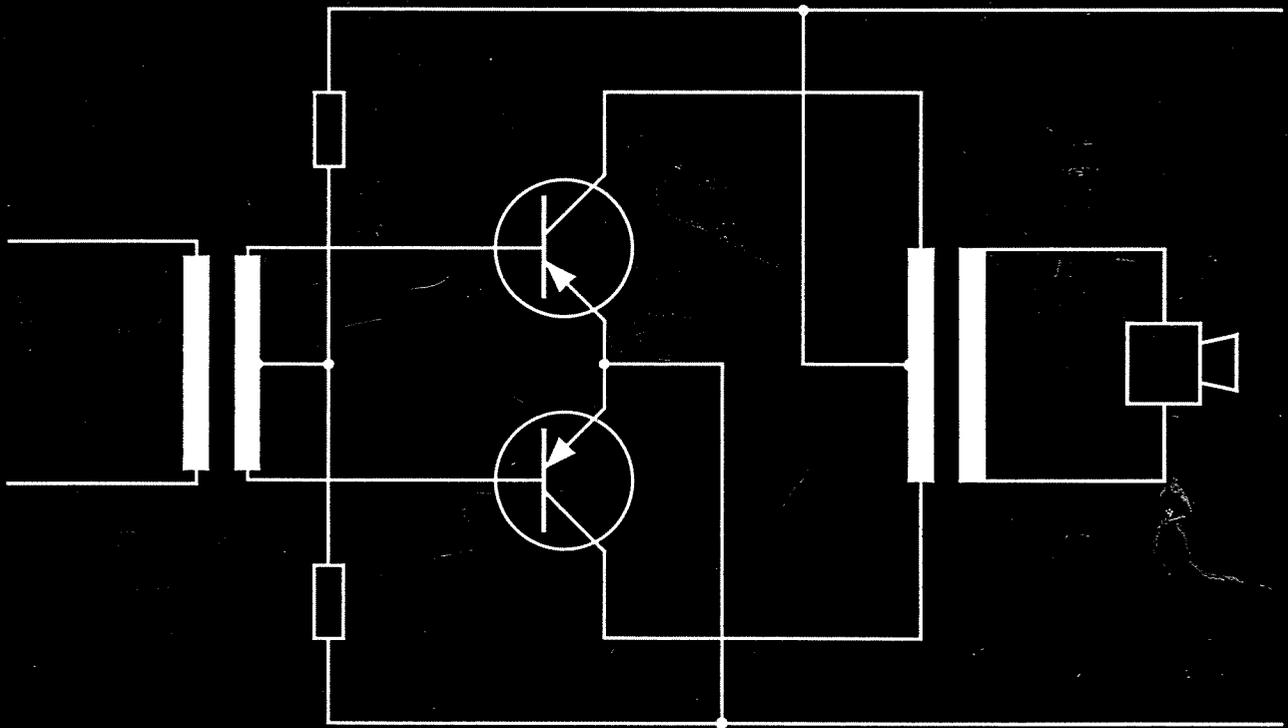


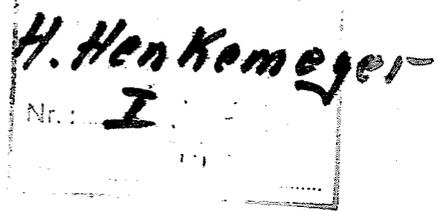
Handbuch der Elektronik



Teil 1
Analogtechnik

Handbuch der Elektronik

Herausgegeben mit Unterstützung des
Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen



Teil 1

Analogtechnik

Vorwort

Das „Handbuch der Elektronik“ besteht aus Teil 1 „Analogtechnik“, dem Teil 2 „Digitaltechnik“ und dem Teil 3 „Datenverarbeitung — Technik und Betrieb“. In dem vorliegenden Teil, der sich mit der Analogtechnik beschäftigt, werden die Grundlagen der Gleich- und Wechselstromlehre kurz wiederholt. Nach einer Beschreibung der physikalischen Vorgänge im Halbleiter werden die Eigenschaften und Anwendungen von Dioden und Transistoren, Verstärkerschaltungen und Schwingungserzeugern ausführlich dargestellt. Die Behandlung der Vierschicht-Halbleiter leitet sodann zu den Schaltungen der Energieelektronik, den Regelschaltungen, über. Nachdem die fotoelektronischen Bauelemente dargestellt worden sind, schließt Teil 1 mit den Feldeffekttransistoren ab.

Teil 2 des vorgenannten Handbuchs befaßt sich unter der Gesamtüberschrift „Digitaltechnik“ ausführlich mit folgenden Stoffgebieten: Grundlagen der Digitaltechnik; Baugruppen; Impulsformer; Kippschaltungen; Schaltwerke; Datenübertragung; Magnetkerntechnik; Grundsätzliches über EDV-Anlagen; Aufbau elektronischer Schaltkreise.

Unter der Überschrift „Datenverarbeitung — Technik und Betrieb“ beleuchten wir im Teil 3 des „Handbuchs der Elektronik“ die Datenverarbeitung einmal von der reinen Anlagentechnik her. Daneben wird dann der Betrieb, d.h. die Arbeitsweise einer EDV und der Ablauf von Programmen, aufgezeigt. Insgesamt geben wir hier also einen Einblick in das wichtige Gebiet der digitalen Datenverarbeitung; von den Grundlagen angefangen über Programmierung, Aufbau des Rechners mit Speichern und der peripheren Geräte bis hin zur Beschreibung eines Programmablaufs als Beispiel aus dem Betrieb.

Das dreiteilige Handbuch wird jeweils durch einen „Repetitor“ ergänzt. Diese drei Repetitorien (vgl. hierzu die Angaben auf den Umschlagseiten) bieten Gelegenheit, den anhand des dazugehörigen Lehrbuchs erarbeiteten Lehrstoff — systematisch programmiert — in Frage und Antwort zu wiederholen.

Als Ergänzung zu dem vorgenannten Handbuch kommt im Frühjahr 1971 weiter das Nachschlagewerk „Fachwörter der Elektronik“ heraus. In diesem Band sind in alphabetischer Reihenfolge die wichtigsten Fachwörter und Begriffe der Halbleitertechnik und Elektronik mit kurzen Erläuterungen registermäßig zusammengestellt. Der versierte Elektroniker findet hier weiter viele Erklärungen, die ihm das Lesen der Funktionsbeschreibungen für die im praktischen Betrieb eingeführten elektronischen Anlagen erleichtern werden.

Das mehrteilige „Handbuch der Elektronik“ und die dieses Buch ergänzenden Repetitorien ermöglichen es dem interessierten Techniker, sich mit der Technik von Gegenwart und Zukunft vertraut zu machen.

Die Herausgeber

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Grundlagen der Elektrotechnik	9
1.1. Die Grundrechnungsarten	9
1.2. Die Gleichstromlehre	10
1.2.1. Die wichtigsten Größen	10
1.2.2. Die Gesetze des Stromkreises	11
1.3. Die Wechselstromlehre	12
1.3.1. Die verschiedenen Werte von Wechselspannungen und -strömen	12
1.3.2. Wechselstromwiderstände	13
1.3.3. Wechselstromleistung	17
1.4. Arbeiten mit Kennlinien	17
1.5. Meßtechnik mit Zeigerinstrumenten	20
1.5.1. Drehspulmeßgerät	20
1.5.2. Strom- und Spannungsmessung	22
1.5.3. Widerstandsmessung	23
1.6. Meßverfahren mit Oszillografen	23
1.6.1. Prinzip des Elektronenstrahloszillografen	23
1.6.2. Darstellung des zeitlichen Verlaufs einer Spannung	24
1.6.3. Spannungsmessung mit Oszillografen	25
1.6.4. Frequenzmessung mit Oszillografen	26
1.6.5. Kennlinienaufnahme mit Oszillografen	26
2. Physikalische Grundlagen der Halbleiter	27
2.1. Halbleiterkristalle	27
2.2. Eigenleitung	28
2.3. Dotierung mit Akzeptoren und Donatoren	29
2.4. Störstellenleitung im N- und im P-Material	30
2.5. Einschichtableiter: NTC-, PTC- und Fotowiderstand	30
2.5.1. NTC-Widerstand	30
2.5.2. PTC-Widerstand	31
2.5.3. Fotowiderstand	31
2.6. PN-Übergang	32
2.7. Schwellspannung und Durchbruchspannung	33
2.8. PNP- und NPN-Transistoren; grundsätzlicher Aufbau und Wirkungsweise	34
3. Halbleiterdioden und ihre Anwendung	37
3.1. Eigenschaften und Kennlinien	37
3.2. Statischer und dynamischer Widerstand	38
3.3. Germanium- und Siliziumdioden, Unterschiede	40
3.4. Die Diode als Entkopplungselement	41
3.5. Die Diode in Funkenlöschkreisen	42
3.6. Die Diode als Schalter	42
3.7. Die Z-Diode und ihre Anwendung	43
3.8. Die Tunneliode und ihre Anwendung	46
3.9. Die Varaktordiode und ihre Anwendung	47
3.10. Der Varistor	47
3.11. Die Fotodiode	48

	Seite
4. Transistorgrundschaltungen	49
4.1. Transistorgrundschaltungen und ihre Eigenschaften	49
4.2. Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung	52
4.3. Frequenzverhalten von Transistoren	54
4.4. Der Transistor als veränderbarer Widerstand, Verstärker, Impedanzwandler und Schalter	54
4.4.1. Der Transistor als veränderbarer Widerstand	54
4.4.2. Der Transistor als Verstärker	55
4.4.3. Der Transistor als Impedanzwandler	55
4.4.4. Der Transistor als Schalter	56
4.5. Die Transistorkennlinien in der Emitterschaltung	56
4.5.1. Positive Zählrichtung der Spannungen und Ströme	56
4.5.2. Kennlinien der Emitterschaltung	57
4.6. Statischer und dynamischer Ein- und Ausgangswiderstand	58
4.7. Arbeitsbereich und Aussteuerung	58
4.8. Restströme	62
4.9. Temperaturverhalten	63
5. Der Transistor als Verstärker	64
5.1. Einstellung und Stabilisierung der Ruhestrome	64
5.2. Einstufige Verstärker	66
5.3. Mehrstufige Verstärker, Kopplungsmöglichkeiten	67
5.4. Dimensionierungsbeispiel für einen zweistufigen Verstärker	69
6. Der Transistor als Schwingungserzeuger	72
6.1. Prinzip der Schwingungserzeugung	72
6.2. LC-Generatoren	73
6.3. RC-Generatoren	74
6.4. Dimensionierungsbeispiel	79
7. Vierschicht Halbleiter	81
7.1. Aufbau und Wirkungsweise der Vierschichtdiode	81
7.2. Aufbau und Wirkungsweise des Thyristors	82
7.3. Aufbau und Wirkungsweise des DIAC	85
7.4. Aufbau und Wirkungsweise des TRIAC	85
8. Unijunktions transistor (UJT)	86
9. Halbleiterbauteile in der Stromversorgung	88
9.1. Prinzip der Serien- und Parallelstabilisierung	88
9.2. Spannungs- und Stromstabilisierung	89
9.2.1. Spannungstabilisierung mit Z-Dioden	89
9.2.2. Parallelstabilisierung mit Z-Diode und Transistor	95
9.2.3. Spannungstabilisierung durch Serienregelung	96
9.2.4. Stromstabilisierung durch Serienregelung	99
9.3. Spannungswandler	99

	Seite
10. Schaltungen mit Thyristoren und TRIAC	102
10.1. Thyristor als steuerbarer Gleichrichter	102
10.2. Thyristor als Wechselrichter	107
10.3. TRIAC im Wechselstromkreis	111
11. Fotoelektronische Bauelemente	113
11.1. Anwendung von Fotowiderständen, Fotodioden und Fotoelementen	113
11.2. Prinzip und Anwendung des Fototransistors	121
11.3. Prinzip und Wirkungsweise des Fotothyristors	122
12. Feldeffekt-Transistoren	124
12.1. Arten, Wirkungsweise und Aufbau der FET	124
12.2. Kennlinien der verschiedenen FET	126
12.3. Anwendungsbeispiele für FET	127

1. Grundlagen der Elektrotechnik

In diesem einführenden Abschnitt wollen wir die Ihnen bereits bekannten Grundlagen der Elektrotechnik noch einmal kurz zusammenfassen und wiederholen. Nur auf einige Punkte, die für das Verständnis der folgenden Abschnitte besonders wichtig sind, gehen wir ausführlicher ein.

1.1. Die Grundrechnungsarten

Wir unterscheiden sieben Grundrechnungsarten: das Addieren, Subtrahieren, Multiplizieren, Dividieren, Potenzieren, Radizieren und das Logarithmieren. Hiervon müssen die ersten sechs Rechnungsarten bekannt sein. Die ersten vier Grundrechnungsarten sind Ihnen sicher geläufig.

Eine Potenz ist eine abkürzende Schreibweise für die Multiplikation gleicher Faktoren:

$$a \cdot a \cdot a \cdot \dots \cdot a \text{ (n-mal)} = a^n$$

a^n ist also das Produkt aus den n gleichen Faktoren a . a bezeichnet man hier als Grundzahl oder Basis, n als Hochzahl oder Exponent.

Rechenregeln für Potenzen:

1. Es können nur Potenzen mit gleicher Basis **und** gleichem Exponenten addiert und subtrahiert werden: $2 \cdot 10^3 + 0,8 \cdot 10^3 = 2,8 \cdot 10^3$
2. Potenzen mit gleicher Basis werden miteinander multipliziert, indem man die Exponenten addiert: $2 \cdot 10^3 \cdot 0,8 \cdot 10^3 = 1,6 \cdot 10^{3+3} = 1,6 \cdot 10^6$

3. Potenzen mit gleicher Basis werden durcheinander dividiert, indem man die Exponenten voneinander subtrahiert:

$$\frac{2 \cdot 10^6}{0,8 \cdot 10^3} = 2,5 \cdot 10^{6-3} = 2,5 \cdot 10^3$$

4. Ist der Exponent einer Potenz Null, so wird der Wert der Potenz 1:

$$\frac{10^3}{10^3} = 10^{3-3} = 10^0 = 1$$

5. Eine Potenz mit negativem Exponenten ist gleich dem Kehrwert der Potenz mit gleicher Basis und positivem Exponenten:

$$\frac{1}{10^3} = \frac{10^0}{10^3} = 10^{0-3} = 10^{-3}$$

Bei den Musterbeispielen für die fünf für uns wichtigen Rechenregeln haben wir immer die 10 als Basis verwendet. Die Zehnerpotenzen kommen sehr häufig in Form der Vorsatzbezeichnungen für dezimale Vielfache und Teile von Maßeinheiten vor (s. Tafel).

In der Elektrotechnik werden die Vorsätze h, D, d und c nur selten verwendet.

Beispiele für die Anwendung der Regeln zusammen mit den Vorsatzbezeichnungen:

1. $200 \Omega + 4 \text{ k}\Omega + 0,03 \text{ M}\Omega = 0,2 \text{ k}\Omega + 4 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega = 34,2 \text{ k}\Omega$
2. $25 \mu\text{A} \cdot 3 \text{ kV} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ A} \cdot 3 \cdot 10^3 \text{ V} = 75 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 75 \text{ mW}$
3. $\frac{12 \text{ V}}{30 \text{ mA}} = \frac{12 \text{ V}}{30 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 0,4 \cdot \frac{1}{10^{-3}} \Omega = 0,4 \cdot 10^3 \Omega = 0,4 \text{ k}\Omega$
4. $4 \text{ mA} \cdot 2 \text{ k}\Omega = 4 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot 2 \cdot 10^3 \Omega = 8 \cdot 10^0 \text{ V} = 8 \text{ V}$

T	= Tera	= 10^{12}	=	1 000 000 000 000	das Billionenfache
G	= Giga	= 10^9	=	1 000 000 000	das Milliardenfache
M	= Mega	= 10^6	=	1 000 000	das Millionenfache
k	= Kilo	= 10^3	=	1 000	das Tausendfache
h	= Hekto	= 10^2	=	100	das Hundertfache
D	= Dekka	= 10^1	=	10	das Zehnfache
d	= Dezi	= 10^{-1}	=	0,1	ein Zehntel
c	= Centi	= 10^{-2}	=	0,01	ein Hundertstel
m	= Milli	= 10^{-3}	=	0,001	ein Tausendstel
μ	= Mikro	= 10^{-6}	=	0,000 001	ein Millionstel
n	= Nano	= 10^{-9}	=	0,000 000 001	ein Milliardenstel
p	= Pico	= 10^{-12}	=	0,000 000 000 001	ein Billionstel

$$5a. \frac{1}{20 \text{ kHz}} = \frac{1}{20 \cdot 10^3 \cdot 1/s} = 0,05 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 0,05 \text{ ms} \\ = 50 \mu\text{s}$$

$$5b. \frac{1}{2 \pi \cdot 800 \text{ Hz} \cdot 40 \text{ nF}} = \frac{1}{5000 \cdot 40 \cdot 10^{-9}} \Omega \\ \frac{1}{200 \cdot 10^{-6}} \Omega = 0,005 \cdot 10^6 \Omega = 0,005 \text{ M}\Omega = 5 \text{ k}\Omega$$

Von der Wurzelrechnung verwenden wir in der Elektrotechnik nur die Quadratwurzel. Hierbei wird die Zahl gesucht, die mit sich selbst multipliziert den Wert unter der Wurzel ergibt. Wir finden die Werte für die Quadratwurzeln in Wurzeltabellen oder mit einem Rechenschieber.

1.2. Die Gleichstromlehre

1.2.1. Die wichtigsten Größen

Die Elektrizität ist eine Eigenschaft der Elementarteilchen Elektronen und Protonen. Die Elektronen und Protonen haben unterschiedliche elektrische Eigenschaften: **die Elektronen sind negativ elektrisch geladen, die Protonen positiv.** Die Protonen bilden zusammen mit den elektrisch neutralen Neutronen den Atomkern, die Elektronen kreisen auf den sogenannten Elektronenschalen um den Atomkern. Da die elektrische Ladung eines Elektrons oder Protons sehr klein ist, verwendet man die Ladung von $6,24 \cdot 10^{18}$ Elektronen als Maßeinheit für elektrische Ladung.

Elektrische Ladung:

Formelzeichen Q

Maßeinheit C

$$1 \text{ C} = 1 \text{ Coulomb} = 6,24 \cdot 10^{18} \text{ Elektronen}$$

Die Elektronen der äußeren Schale sind nicht sehr fest an den Atomkern gebunden. Bei den Metallen, die nur sehr wenig Elektronen auf der äußeren Schale haben, lösen sich diese schon bei sehr tiefen Temperaturen vom Kern und bewegen sich ungeordnet zwischen den ein festes Kristallgitter bildenden Atomresten, die **Ionen** genannt werden. Diese Elektronen nennt man im Gegensatz zu den an die Atome gebundenen Elektronen freie Elektronen; sie bewirken die elektrische Leitfähigkeit der Metalle.

Bewegt sich elektrische Ladung, so spricht man von einem elektrischen Strom. In metallischen Leitern besteht der elektrische Strom in der gerichteten Bewegung der freien Elektronen. Der ungeordneten Bewegung der einzelnen freien Elektronen überlagert sich ein Drift in der Elektronenstromrichtung.

Unter der Stromstärke ist die Elektrizitätsmenge zu verstehen, die in der Zeiteinheit den Leiterquerschnitt durchsetzt.

Stromstärke:

Formelzeichen I

$$I = \frac{Q}{t}$$

(Stromstärke = Ladung pro Zeiteinheit)

Maßeinheit A (Ampere)

$$1 \text{ A} = \frac{1 \text{ C}}{1 \text{ s}} \quad 1 \text{ C} = 1 \text{ As}$$

Jeder Leiter setzt dem elektrischen Strom einen Widerstand entgegen. Das liegt einmal an der begrenzten Zahl von freien Elektronen und zum anderen daran, daß ihre Beweglichkeit durch die Ionen beeinträchtigt wird. Die Elektronen stoßen bei ihrer Bewegung gegen die Ionen, prallen ab, fliegen in entgegengesetzter Richtung und geben ihre Energie teilweise an sie ab. **Je größer also die Zahl der freien Elektronen und je größer ihre Beweglichkeit ist, desto größer ist die elektrische Leitfähigkeit eines Materials.**

Ein Stoff, der praktisch keine freien Elektronen enthält, ist daher ein Nichtleiter, ein **Isolator**.

Elektrischer Widerstand:

Formelzeichen R

Maßeinheit Ω = Ohm

Da für jedes Material die Zahl der freien Elektronen und ihre Beweglichkeit unterschiedlich sind, hat man eine Materialkonstante, den spezifischen Widerstand ρ eingeführt. Der spezifische Widerstand ist der Widerstand eines Leiters von 1 m Länge und 1 mm² Querschnitt bei 20° C.

Spezifischer Widerstand:

Formelzeichen ρ

$$\text{Maßeinheit } \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} = 10^{-4} \Omega\text{cm}$$

Mit dem spezifischen Widerstand läßt sich der Widerstand eines Leiters ausrechnen nach der Formel:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A}$$

Bei Parallelschaltungen ist es oft zweckmäßiger, mit Leitwerten statt mit Widerständen zu rechnen. Der Leitwert ist der Kehrwert des Widerstands.

Elektrischer Leitwert:

Formelzeichen $G = \frac{1}{R}$

Maßeinheit $S = \frac{1}{\Omega}$

Spezifischer Leitwert, Leitfähigkeit:

Formelzeichen: $\kappa = \frac{1}{\rho}$

Maßeinheit $\frac{m}{\Omega \text{ mm}^2} = \frac{Sm}{\text{mm}^2}$

$= 10^4 \frac{S}{\text{cm}}$

Formel zur Berechnung des Widerstands eines Leiters:

$R = \frac{l}{\kappa \cdot A}$

Der **Widerstand** eines Leiters ist **temperaturabhängig**. Die Ionen im Kristallgitter liegen nicht fest an ihrem Platz, sondern führen Schwingungen um ihre Ruhelage aus. Die Größe der Schwingungen steigt mit der Temperatur. Da die Ionen sich dadurch über einen größeren Raum bewegen, wird die Beweglichkeit der freien Elektronen eingeengt. Bei Metallen nimmt daher die Leitfähigkeit mit steigender Temperatur ab, der Widerstand wird größer.

Damit ein Strom über einen Widerstand fließen kann, muß eine elektrische Spannung vorhanden sein. Die Spannung ist also die Ursache für den Strom.

Elektrische Spannung:

Formelzeichen U

Maßeinheit $V = \text{Volt}$

1.2.2. Die Gesetze des Stromkreises

Nachdem wir die wichtigsten Größen der Gleichstromlehre wiederholt haben, folgt jetzt eine Zusammenfassung der Gesetze des Stromkreises.

Ohmsches Gesetz

$U = I \cdot R; \quad I = \frac{U}{R}; \quad R = \frac{U}{I}$

1. Kirchhoffsches Gesetz (Knotenregel)

In jedem Knotenpunkt ist die Summe der zufließen Ströme gleich der Summe der abfließenden Ströme:

$\sum I_{zu} = \sum I_{ab}$

2. Kirchhoffsches Gesetz (Maschenregel)

In jedem Stromkreis ist die Summe der Urspannungen gleich der Summe der Spannungsabfälle:

$\sum U_0 = \sum IR$

Reihenschaltung von Widerständen

$R_{ges} = R_1 + R_2 + \dots + R_n$

n gleiche Widerstände R in Reihe:

$R_{ges} = n \cdot R$

Parallelschaltung von Widerständen

$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$

Zwei Widerstände parallel:

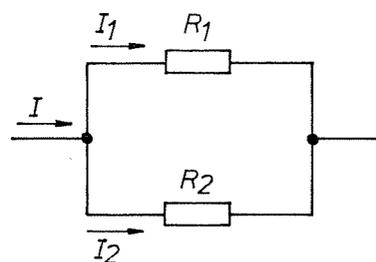
$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

n gleiche Widerstände R parallel:

$R_{ges} = \frac{R}{n}$

Stromverteilung in parallelen Widerständen

Parallele Widerstände



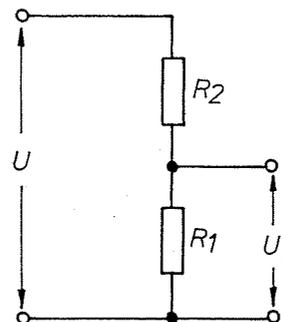
(Abb. 1)

In parallelen Widerständen (Abb. 1) verhalten sich die Ströme umgekehrt wie die Widerstände:

$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$

Der unbelastete Spannungsteiler

Spannungsteiler



(Abb. 2)

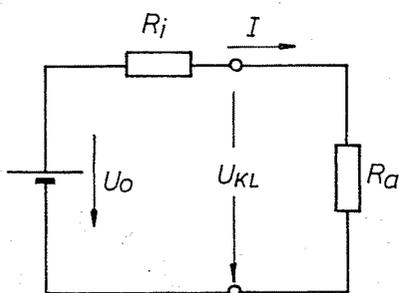
Beim unbelasteten Spannungsteiler (Abb. 2) verhält sich die Teilspannung zur Gesamtspannung wie der Teilwiderstand zum Gesamtwiderstand:

$$\frac{U_1}{U} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Diese Beziehung gilt auch für den belasteten Spannungsteiler, wenn der Strom durch die beiden Spannungsteilerwiderstände (der Querstrom) mindestens 5- bis 10mal größer ist als der Laststrom.

Klemmenspannung

Spannungsquelle



(Abb. 3)

Die Klemmenspannung U_{KL} einer Spannungsquelle (Abb. 3) ist um den inneren Spannungsabfall $I \cdot R_i$ kleiner als die Ursprungung U_0 :

$$U_{KL} = U_0 - I \cdot R_i = U_0 \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

$$I = \frac{U_0}{R_i + R_a}$$

Sonderfälle von R_a :

Leerlauf ($R_a = \infty$)

$$U_{KL} = U_0 \quad I = 0$$

Kurzschluß ($R_a = 0$)

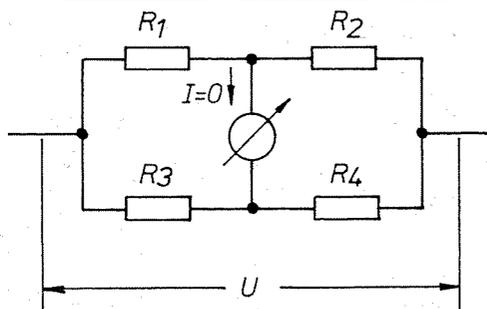
$$U_{KL} = 0 \quad I = I_K = \frac{U_0}{R_i}$$

Leistungsanpassung ($R_a = R_i$)

$$U_{KL} = \frac{U_0}{2} \quad I = \frac{U_0}{2R_i} = \frac{I_K}{2}$$

Bei der Leistungsanpassung gibt die Spannungsquelle die größte Leistung ab.

Wheatstonesche Brücke im Abgleich



(Abb. 4)

Im Abgleich ($I = 0$) erfüllen die Widerstände folgende Bedingung:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad \text{oder} \quad R_1 R_4 = R_2 R_3$$

Im Abgleich sind die beiden Produkte aus den kreuzweise gegenüberliegenden Widerständen gleich.

Elektrische Arbeit und Leistung

Leistung:

Formelzeichen P

Maßeinheit $W = \text{Watt}$

$$P = U \cdot I = I^2 R = \frac{U^2}{R}$$

Arbeit:

Formelzeichen W

Maßeinheit $Ws = \frac{1}{3,6 \cdot 10^6} \text{ kWh}$

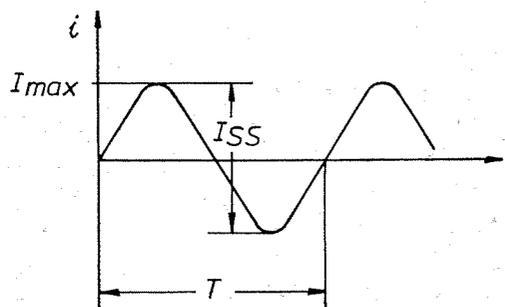
$$W = P \cdot t = U \cdot I \cdot t$$

1.3. Die Wechselstromlehre

1.3.1. Die verschiedenen Werte von Wechselspannungen und -strömen

Ein Wechselstrom ändert ständig seine Richtung. Am häufigsten kommt in der Praxis der sinusförmige Wechselstrom vor. Der Strom ändert seine Größe und Richtung nach einer Sinusfunktion.

Wechselstrom



(Abb. 5)

Die Zahl der Schwingungen (Perioden) in der Sekunde bezeichnet man als Frequenz.

Frequenz:

Formelzeichen f

Maßeinheit $\text{Hz} = \frac{1}{\text{s}}$

Die Zeit für eine Schwingung wird Periodendauer genannt.

Periodendauer:

Formelzeichen T

Maßeinheit s

Bei f Schwingungen in der Sekunde dauert eine Schwingung $\frac{1}{f}$ Sekunden.

$$T = \frac{1}{f}, \quad f = \frac{1}{T}$$

Der sinusförmige Wechselstrom verläuft nach folgender Funktion:

$$i = I_{\max} \cdot \sin \omega t$$

In dieser Formel bedeuten:

i = **Momentanwert** = Augenblickswert des Wechselstroms

I_{\max} = **Maximalwert** = Amplitude des Wechselstroms

ω = **Kreisfrequenz**

$$\omega = 2 \pi f$$

Der Abstand zwischen dem positiven und dem negativen Maximalwert wird als Strom-Spitze-Spitze I_{SS} bezeichnet.

$$I_{SS} = 2I_{\max}$$

Die hier für die Ströme angegebenen Bezeichnungen gelten entsprechend auch bei Wechselspannungen.

Unter dem **Effektivwert** oder dem quadratischen Mittelwert eines Wechselstroms (einer Wechselspannung) versteht man den Wert des Gleichstroms (der Gleichspannung), der (die) in einem gleichgroßen Widerstand die gleiche Leistung erzeugt wie der Wechselstrom (die Wechselspannung).

Für **sinusförmige** Spannungen und Ströme gilt:

$$U_{\text{eff}} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} = 0,707 U_{\max};$$

$$U_{\max} = 1,414 U_{\text{eff}}$$

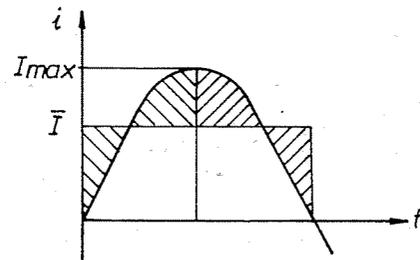
$$I_{\text{eff}} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} = 0,707 I_{\max};$$

$$I_{\max} = 1,414 I_{\text{eff}}$$

Der Index eff wird meist weggelassen. **In der Wechselstromlehre sind mit U und I immer die Effektivwerte gemeint.**

Den **arithmetischen Mittelwert** einer Halbwelle erhält man als Höhe des Rechtecks, das bei gleicher Länge wie die Halbwelle die gleiche Fläche wie die Halbwelle hat (Abb. 6).

Arithmetischer Mittelwert



(Abb. 6)

Für sinusförmige Spannungen und Ströme gilt:

$$U = \frac{2}{\pi} U_{\max} = 0,637 U_{\max}$$

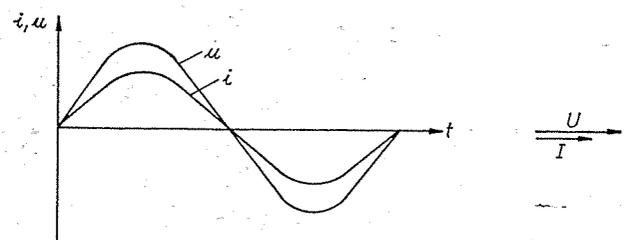
$$\bar{I} = \frac{2}{\pi} I_{\max} = 0,637 I_{\max}$$

1.3.2. Wechselstromwiderstände

Ein **Wirkwiderstand** verhält sich im Wechselstromkreis wie im Gleichstromkreis. Die Größe des Stroms ergibt sich in jedem Zeitpunkt nach dem Ohmschen Gesetz aus dem Momentanwert der Spannung und der Größe des Widerstands. Strom und Spannung sind in Phase, d.h., sie haben gleichzeitig ihre Nulldurchgänge und Maximalwerte. Der Phasenwinkel φ ist Null (Abb. 7). Es gilt:

$$I = \frac{U}{R}$$

Linien- und Zeigerdiagramm bei einem Wirkwiderstand



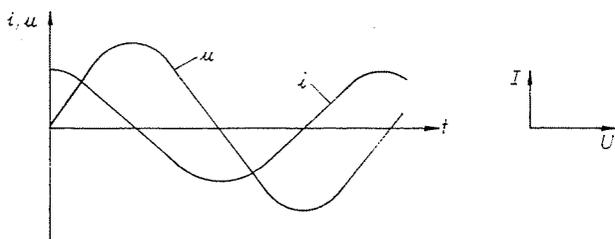
(Abb. 7)

Während ein Kondensator nach dem Aufladen bei Gleichstrom einen unendlich hohen Widerstand hat, kann Wechselstrom wegen der ständigen Auf- und Entladevorgänge über einen Kondensator fließen. Der **kapazitive Blindwiderstand**, der dem Wechselstrom entgegengesetzt wird, ist um so kleiner, je größer die Kapazität des Kondensators und die Frequenz sind. Es gilt:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{\omega C}; \quad I = \frac{U}{X_C}$$

Da ein Kondensator erst aufgeladen werden muß, also erst ein Strom in den Kondensator fließen muß, bevor an ihm eine Spannung gemessen werden kann, eilt beim Kondensator der Strom der Spannung voraus. Die Phasenverschiebung beträgt bei sinusförmigen Spannungen und Strömen 90° (Abb. 8).

Linien- und Zeigerdiagramm bei einem kapazitiven Blindwiderstand



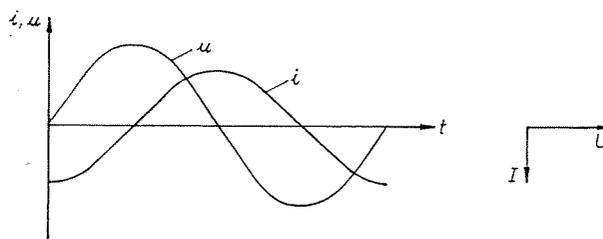
(Abb. 8)

Eine Spule setzt Gleichstrom nur den ohmschen Wicklungswiderstand entgegen. Bei Wechselstrom wird in der Spule durch das ständig wechselnde Magnetfeld eine Spannung induziert, die der außen angelegten Spannung entgegenwirkt. Dadurch steigt der Widerstand bei Wechselstrom. Die induzierte Gegenspannung und damit der **induktive Blindwiderstand** sind um so größer, je größer die Induktivität der Spule und die Frequenz sind. Es gilt:

$$X_L = 2\pi f \cdot L = \omega L; \quad I = \frac{U}{X_L}$$

Da der volle Strom erst fließen kann, wenn die induzierte Gegenspannung überwunden ist, eilt bei einer Spule die Spannung dem Strom voraus. Bei sinusförmigen Spannungen und Strömen beträgt die Phasenverschiebung 90° (Abb. 9).

Linien- und Zeigerdiagramm bei einem induktiven Blindwiderstand



(Abb. 9)

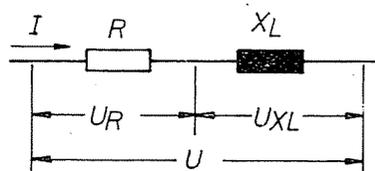
Den Gesamtwiderstand, der beim Zusammenwirken von Wirk- und Blindwiderständen entsteht, bezeichnet man als **Scheinwiderstand Z**.

Die für die verschiedenen Schaltungen nachfolgend angegebenen Formeln ergeben sich direkt aus den dargestellten Zeigerdiagrammen. Die Zeigerdiagramme entstehen aus folgenden Überlegungen:

Wir gehen von der den Bauelementen gemeinsamen Größe aus. Das ist bei einer Reihenschaltung der Strom, bei einer Parallelschaltung die Spannung. Anschließend zeichnen wir die Zeiger für die Spannungen bzw. Ströme ein. Bei Wirkwiderständen liegen Spannungs- und Stromzeiger parallel, beim induktiven Blindwiderstand liegt der Spannungszeiger um 90° vor dem Stromzeiger (entgegen dem Uhrzeigersinn), beim kapazitiven Blindwiderstand liegt der Spannungszeiger um 90° hinter dem Stromzeiger. Aus dem Spannungsdreieck entsteht das Widerstandsdreieck durch Division der einzelnen Seiten durch den gemeinsamen Strom. Das Leitwertdreieck ergibt sich, wenn man die Seiten des Stromdreiecks durch die gemeinsame Spannung dividiert.

Reihenschaltung aus R und X_L

Schaltung



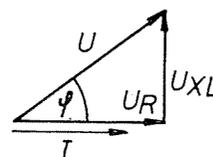
(Abb. 10)

$$U = Z \cdot I$$

$$U_R = R \cdot I$$

$$U_{XL} = X_L \cdot I$$

Spannungsdreieck



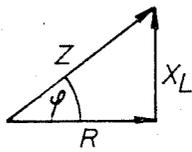
(Abb. 11)

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_{XL}^2}$$

$$U_R = U \cos \varphi$$

$$U_{XL} = U \sin \varphi$$

Widerstandsdreieck



(Abb. 12)

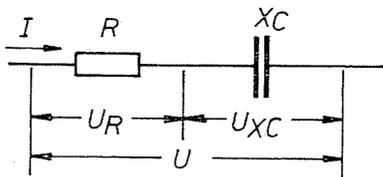
$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

$$R = Z \cos \varphi$$

$$X_L = Z \sin \varphi$$

Reihenschaltung aus R und X_C

Schaltung



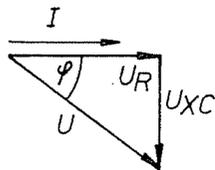
(Abb. 13)

$$U = Z \cdot I$$

$$U_R = R \cdot I$$

$$U_{X_C} = X_C \cdot I$$

Spannungsdreieck



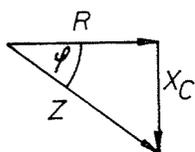
(Abb. 14)

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_{X_C}^2}$$

$$U_R = U \cdot \cos \varphi$$

$$U_{X_C} = U \cdot \sin \varphi$$

Widerstandsdreieck



(Abb. 15)

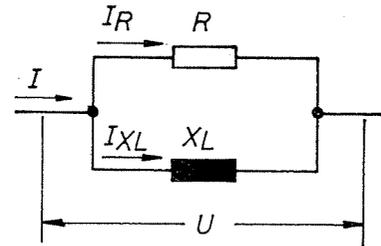
$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

$$R = Z \cos \varphi$$

$$X_C = Z \sin \varphi$$

Parallelschaltung aus R und X_L

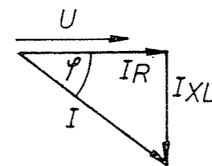
Schaltung



(Abb. 16)

$$Z = \frac{U}{I}; \quad I_R = \frac{U}{R}; \quad I_{X_L} = \frac{U}{X_L}$$

Stromdreieck



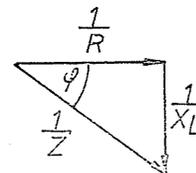
(Abb. 17)

$$I = \sqrt{I_R^2 + I_{X_L}^2}$$

$$I_R = I \cdot \cos \varphi$$

$$I_{X_L} = I \cdot \sin \varphi$$

Leitwertdreieck



(Abb. 18)

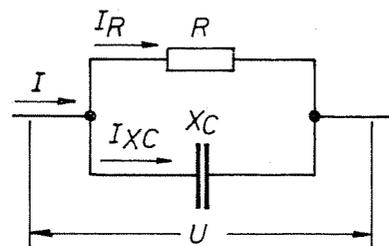
$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}} \quad \frac{1}{Z} = Y$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{Z} \cos \varphi; \quad R = \frac{Z}{\cos \varphi}$$

$$\frac{1}{X_L} = \frac{1}{Z} \sin \varphi; \quad X_L = \frac{Z}{\sin \varphi}$$

Parallelschaltung aus R und X_C

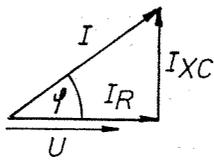
Schaltung



(Abb. 19)

$$Z = \frac{U}{I}; \quad I_R = \frac{U}{R}; \quad I_{X_C} = \frac{U}{X_C}$$

Stromdreieck



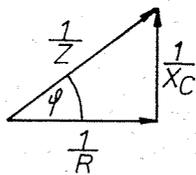
(Abb. 20)

$$I = \sqrt{I_R^2 + I_{XC}^2}$$

$$I_R = I \cdot \cos \varphi$$

$$I_{XC} = I \cdot \sin \varphi$$

Leitwertdreieck



(Abb. 21)

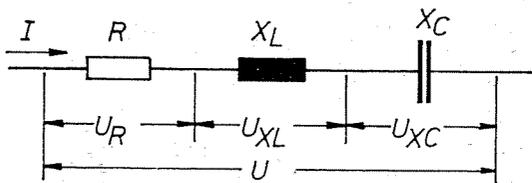
$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_C^2}} \quad \frac{1}{Z} = Y$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{Z} \cos \varphi ; \quad R = \frac{Z}{\cos \varphi}$$

$$\frac{1}{X_C} = \frac{1}{Z} \sin \varphi ; \quad X_C = \frac{Z}{\sin \varphi}$$

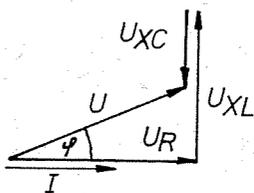
Reihenschaltung aus R, X_C und X_L

Schaltung



(Abb. 22)

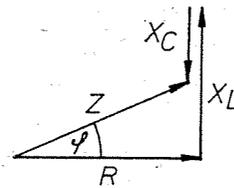
Spannungsdreieck



(Abb. 23)

$$U = \sqrt{U_R^2 + (U_{XL} - U_{XC})^2}$$

Widerstandsdreieck



(Abb. 24)

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Reihenresonanz:

Resonanz liegt vor, wenn $\varphi = 0$ ist, also $X_L = X_C$

Resonanzfrequenz f_0

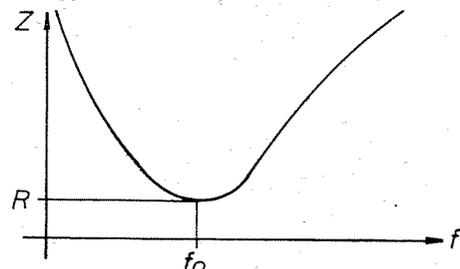
$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Z in Abhängigkeit von der Frequenz

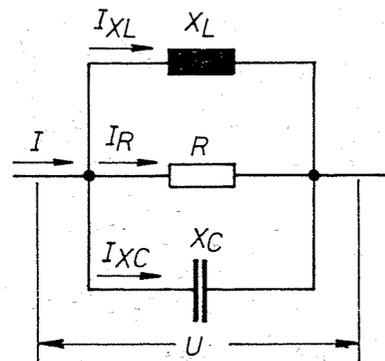


(Abb. 25)

Ein Reihenschwingkreis hat bei der Resonanzfrequenz den kleinsten Widerstand.

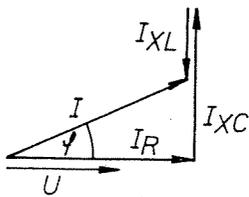
Parallelschaltung aus R, X_L und X_C

Schaltung



(Abb. 26)

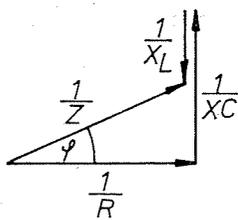
Stromdreieck



(Abb. 27)

$$I = \sqrt{I_R^2 + (I_{XC} - I_{XL})^2}$$

Leitwertdreieck

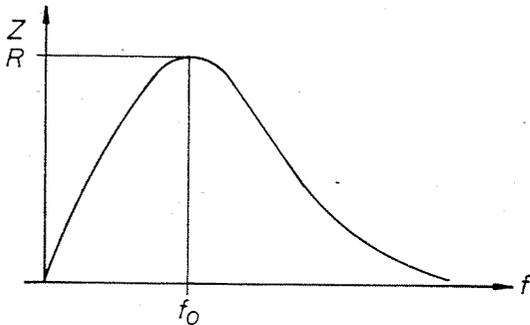


(Abb. 28)

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2}$$

Parallelresonanz:

Z in Abhängigkeit von der Frequenz



(Abb. 29)

Bei Resonanz

$$\varphi = 0, \quad \frac{1}{X_C} = \frac{1}{X_L}$$

$$X_L = X_C$$

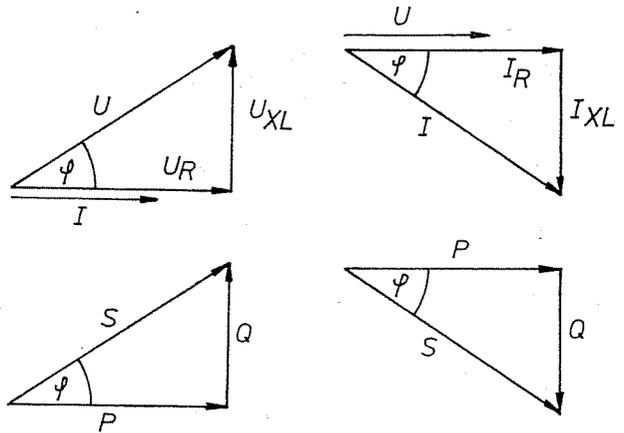
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Ein Parallelschwingkreis hat bei Resonanzfrequenz den größten Widerstand.

1.3.3. Wechselstromleistung

Man erhält das Leistungsdreieck aus dem Spannungsdreieck durch Multiplikation der einzelnen Seiten mit dem gemeinsamen Strom, aus dem Stromdreieck durch Multiplikation mit der gemeinsamen Spannung (Abb. 30).

Leistungsdreiecke



(Abb. 30)

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

$$S = U \cdot I$$

$$P = S \cdot \cos \varphi$$

$$P = U \cdot I \cos \varphi$$

$$Q = U \cdot I \sin \varphi$$

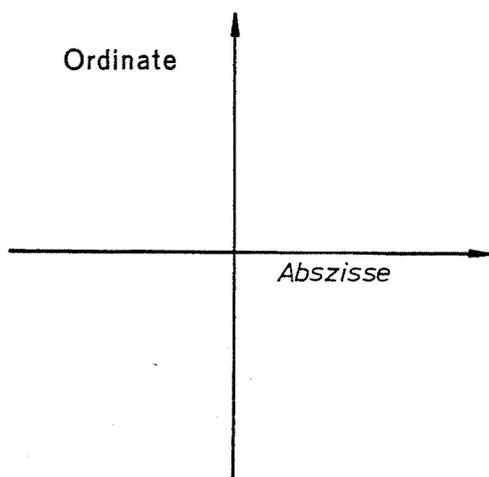
$$Q = S \cdot \sin \varphi$$

P ist die **Wirkleistung**, also die Leistung, die der Verbraucher wirklich aufnimmt. Q ist die **Blindleistung**, sie pendelt ständig zwischen dem Netz und dem Verbraucher hin und her; S ist die **Scheinleistung**.

1.4. Arbeiten mit Kennlinien

Eine Kennlinie ist die grafische Darstellung des Zusammenhangs zwischen zwei Größen. Die Kennlinien haben eine große Bedeutung, weil sie schnell und einfach die Eigenschaften und das Verhalten eines Bauelements erkennen lassen. Man stellt die Kennlinien meist in einem rechtwinkligen Koordinatensystem dar, das aus zwei sich in einem Winkel von 90° schneidenden Achsen besteht (Abb. 31). Die senkrechte Achse wird dabei als Ordinate, die waagerechte als Abszisse bezeichnet.

Rechtwinkliges Koordinatensystem

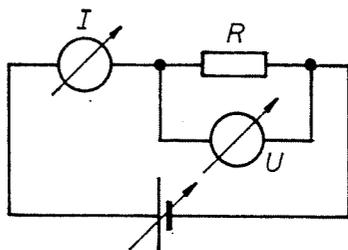


(Abb. 31)

Auf der Ordinate wird im allgemeinen die **abhängige Größe**, auf der Abszisse die **unabhängige Größe** im gewählten Maßstab abgetragen. Wenn zum Beispiel die Kennlinie eines ohmschen Widerstands gezeichnet werden soll, dann ist der Strom die von der Spannung abhängige Größe und wird auf der senkrechten Achse abgetragen, die Spannung als unabhängige Größe auf der waagerechten. Die Lage einzelner Punkte einer Kennlinie wird durch ihre Abstände von den beiden Achsen angegeben.

Kennlinien von ohmschen Widerständen

Meßschaltung

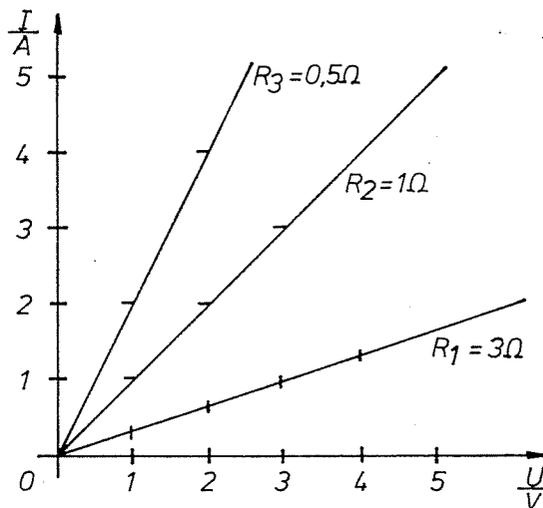


(Abb. 32)

Meßwerte

	$\frac{U}{V}$	0	1	2	3	4
$R_1 = 3\Omega$	$\frac{I}{A}$	0	0,33	0,67	1	1,33
$R_2 = 1\Omega$	$\frac{I}{A}$	0	1	2	3	4
$R_3 = 0,5\Omega$	$\frac{I}{A}$	0	2	4	6	8

Kennlinien



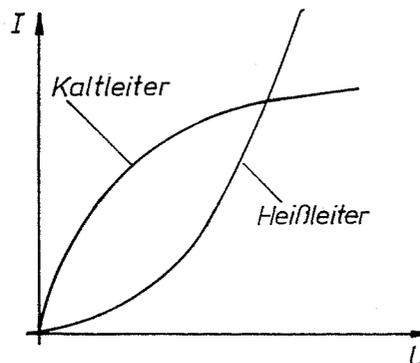
(Abb. 33)

Kennlinien werden gemessen; Abb. 32 zeigt die Schaltung zur Aufnahme der Strom-Spannungskennlinie von ohmschen Widerständen. In Abb. 33 sind für drei verschiedene Widerstände die Meßwerte und die Kennlinien dargestellt. **Wir entnehmen aus der Darstellung (Abb. 33): Ohmsche Widerstände haben geradlinige, sogenannte lineare Kennlinien. Bei konstantem Maßstab verläuft die Kennlinie eines ohmschen Widerstands um so steiler, je kleiner der Widerstand ist. Bei R gleich Null fällt die Kennlinie mit der Ordinate, bei R = ∞ mit der Abszisse zusammen.**

Beispiele für nichtlineare Kennlinien

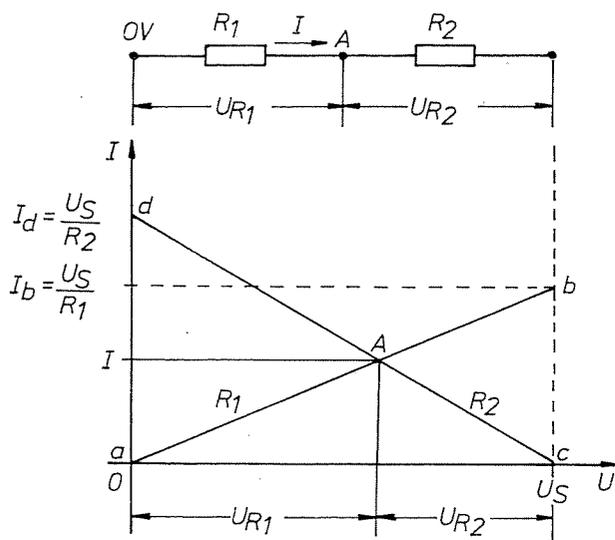
In Abb. 34 sind die Kennlinien eines Heiß- und eines Kaltleiters dargestellt. Bei einem Kaltleiter, z.B. einer Glühlampe, nimmt mit steigendem Strom und damit steigender Temperatur der Widerstand zu. Die Kennlinie wird daher immer flacher. Ein Heißleiter wird bei steigender Temperatur niederohmiger und daher seine Strom-Spannungskennlinie immer steiler.

Nichtlineare Kennlinien



(Abb. 34)

Kennlinien einer Reihenschaltung



(Abb. 35)

Bei einer Reihenschaltung von zwei Widerständen fällt an jedem Widerstand ein Teil der angelegten Speisespannung U_S ab. Nun soll im Kennlinienfeld der **Arbeitspunkt A**, das sind Strom und Spannung im Punkt A, bestimmt werden (Abb. 35). An R_1 steigt der Spannungsabfall von 0 V aus mit steigendem Strom an, an R_2 von U_S aus. Daher wird die Widerstandsgerade für R_1 im Nullpunkt beginnend eingetragen, die für R_2 im Punkt U_S der U-Achse beginnend. Der Schnittpunkt beider Widerstandsgeraden ist der Arbeitspunkt A.

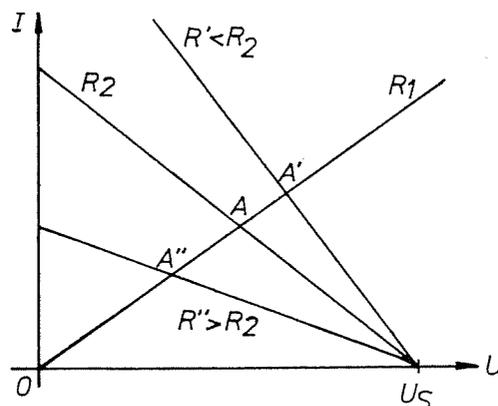
Jede Gerade läßt sich zeichnen, wenn zwei Punkte von ihr bekannt sind. Von der Widerstandsgeraden für R_1 bestimmt man die Punkte a und b (Abb. 35). Punkt a ist der Nullpunkt des Koordinatensystems; Punkt b ist der Arbeitspunkt, wenn R_2 gleich Null ist. Dann fällt die gesamte Spannung U_S an R_1 ab. Der Strom I_b beträgt demnach $\frac{U_S}{R_1}$. Der Punkt b ist also bestimmt durch $U = U_S$ und $I = I_b$. Die Widerstandsgerade für R_2 wird durch die Punkte c und d festgelegt. Punkt c liegt auf der Abszisse bei U_S . Punkt d ist der Arbeitspunkt, wenn R_1 gleich Null ist. Die gesamte Spannung U_S fällt dann an R_2 ab. Der Strom I_d beträgt also $\frac{U_S}{R_2}$. Der Punkt d liegt bei $U = 0$ und $I = I_d$.

Wir wollen nun betrachten, wie sich der Arbeitspunkt verändert, wenn wir einmal R_2 und zum anderen die Speisespannung U_S verändern. Von den Kennlinien für ohmsche Widerstände ist bekannt, daß mit fallendem Widerstand die Kennlinien steiler, mit steigendem Widerstand flacher werden. Daher liegt der Arbeitspunkt A'

bei dem kleineren Widerstand R_2' über A, der Arbeitspunkt A'' bei dem größeren Widerstand R_2'' unter A (Abb. 36).

Eine Änderung des Widerstands R_2 führt zu einer Steilheitsänderung mit dem Drehpunkt in U_S .

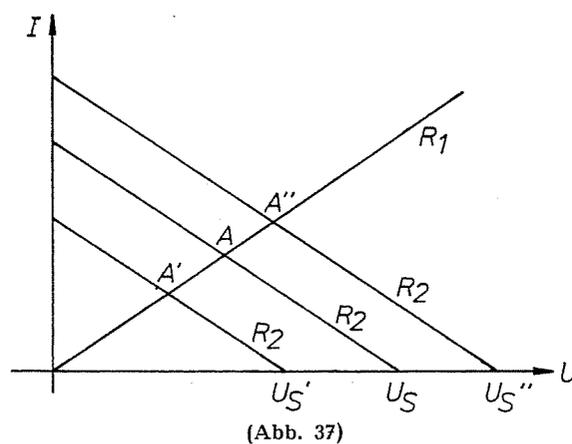
Arbeitspunktverschiebung bei Änderung von R_2



(Abb. 36)

Bei Veränderung von U_S verschiebt sich nicht nur der Punkt c, sondern auch der Punkt d (Abb. 37), weil sich mit U_S auch $I_d = \frac{U_S}{R_2}$ ändert. Eine Änderung der Speisespannung führt daher zu einer Parallelverschiebung der Widerstandsgeraden für R_2 .

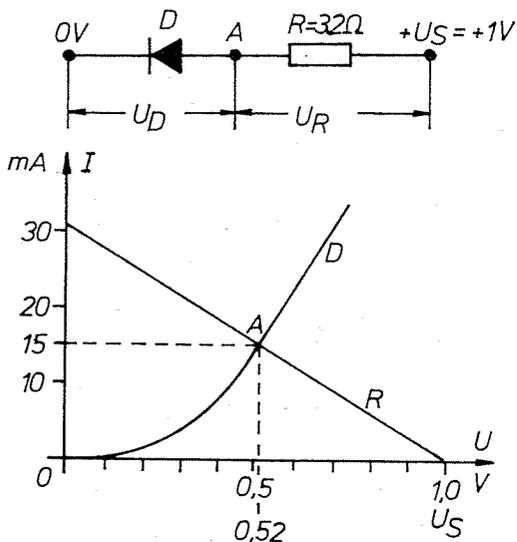
Arbeitspunktverschiebung bei Änderung von U_S



(Abb. 37)

Das Verfahren, den Arbeitspunkt bei einer Reihenschaltung durch den Schnittpunkt zweier Strom-Spannungs-Kennlinien zu ermitteln, ist auch bei nichtlinearen Kennlinien anwendbar. In Abb. 38 ist die Ermittlung des Arbeitspunktes für die Reihenschaltung einer Diode mit einem Wirkwiderstand dargestellt. Bei einem Spannungsabfall an der Diode von 0,52 V fließt ein Strom von 15 mA.

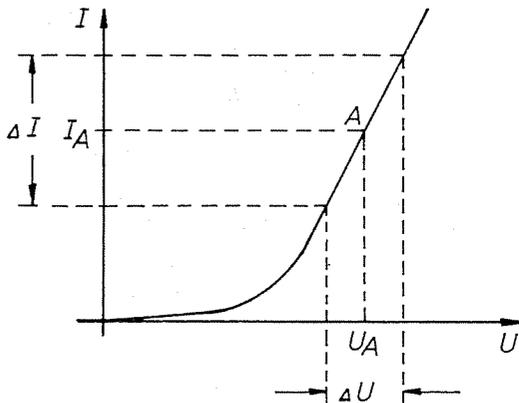
Reihenschaltung aus Diode und Widerstand



(Abb. 38)

Bei nichtlinearen Strom-Spannungs-Kennlinien unterscheidet man den **statischen Widerstand** und den **dynamischen Widerstand** (Abb. 39). Der statische Widerstand ist der Widerstand, den das Bauelement im jeweiligen Arbeitspunkt dem Gleichstrom entgegengesetzt. Er errechnet sich aus $R = \frac{U_A}{I_A}$.

Statischer und dynamischer Widerstand



(Abb. 39)

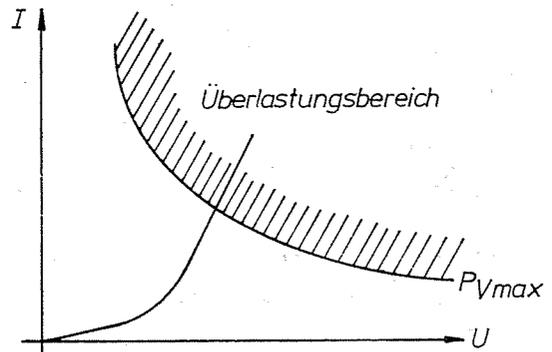
Der dynamische Widerstand ist wirksam, wenn der angelegten Gleichspannung eine Wechselspannung überlagert wird oder sich die Gleichspannung geringfügig ändert. Der dynamische Widerstand r ist also das Verhältnis einer Spannungsänderung ΔU zu einer Stromänderung ΔI .

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Bei Bauelementen mit linearer Strom-Spannungs-Kennlinie ist der dynamische Widerstand gleich dem statischen Widerstand.

Um Bauelemente nicht zu überlasten, darf eine maximale Verlustleistung P_{Vmax} nicht überschritten werden. Die Verlustleistung ergibt sich aus dem Strom durch das Bauelement multipliziert mit dem Spannungsabfall am Bauelement. Die maximale Verlustleistung ergibt im I-U-Kennlinienfeld eine Hyperbel (Abb. 40).

Verlustleistungshyperbel



(Abb. 40)

Wir konstruieren die Verlustleistungshyperbel, indem wir für eine beliebig angenommene Spannung den maximalen Strom ausrechnen aus $I_{max} = \frac{P_{Vmax}}{U}$. Weitere Punkte der P_{Vmax} -Linie

ergeben sich, wenn für die doppelte, dreifache, vierfache, halbe, dritte usw. Spannung der halbe, dritte, vierte, doppelte, dreifache, vierfache usw. Strom abgetragen wird, weil die doppelte ... Spannung multipliziert mit dem halben ... Strom die gleiche Leistung ergibt. Ein Bauelement darf nur unterhalb der Verlustleistungshyperbel betrieben werden. Liegt der Arbeitspunkt darüber, wird das Bauteil thermisch überlastet und bei längerem Betrieb zerstört.

1.5. Meßtechnik mit Zeigerinstrumenten

1.5.1. Drehpulmeßgerät

Für Strom-, Spannungs- und Widerstandsmessungen werden meist Drehspulinstrumente verwendet. Sie arbeiten nach folgendem Prinzip: Eine drehbar gelagerte Spule befindet sich im Magnetfeld. Auf ihrer Achse ist eine spiralförmige Rückstellfeder befestigt. Wenn durch die Spule ein Strom fließt, wird auf sie ein Drehmoment ausgeübt; dieses ist um so größer, je größer der Spulenstrom ist. Das Drehmoment verdreht die Spule gegen die Kraft der Rück-

stellfeder, und der auf der Achse befestigte Zeiger schlägt aus. Der Zeigerausschlag ist um so größer, je größer der Strom ist. Nach Abschalten des Stroms geht der Zeiger durch die Kraft der Rückstellfeder wieder in die Ruhelage. Das Drehspulmeßwerk mißt also Ströme. Da der Spulenstrom proportional der anliegenden Spannung ist, kann man auch Spannungen mit einem Drehspulmeßwerk messen. Bei konstanter Spannung ist der Spulenstrom umgekehrt proportional dem vorgeschalteten Widerstand, so daß Drehspulmeßwerke auch für die Widerstandsmessung verwendet werden können.

Auf Drehspulmeßwerken finden wir folgende Symbole:

	Drehspulmeßwerk allgemein
	Drehspulmeßwerk mit eingebautem Gleichrichter
1,5	Genauigkeitsklasse; sie gibt den maximalen Fehler in % des Skalenendwertes an, z.B. 1,5 %
	senkrechte Gebrauchslage
	waagerechte Gebrauchslage
	schräge Gebrauchslage (z.B. 60°)
	Zeigernullstellung
	Prüfspannung 500 V
	Prüfspannung größer als 500 V z.B. 2 kV

Ein Drehspulmeßwerk ist immer für einen ganz bestimmten Meßbereich ausgelegt. Durch Schaltungen zur Meßbereichserweiterung können mit einem Meßwerk auch größere Spannungen und Ströme gemessen werden. Um den Spannungsmessbereich zu vergrößern, schaltet man vor das Meßwerk einen Vorwiderstand, an dem die Spannung, die das Meßwerk nicht aufnehmen kann, abfällt. Wenn der Meßbereich n-mal größer werden soll, so muß der Vorwiderstand folgenden Wert haben:

$$R_v = R_i (n - 1)$$

R_i ist in dieser Formel der Innenwiderstand des Meßwerks. Soll das Meßwerk größere Ströme messen können,

so wird durch einen Nebenwiderstand parallel zum Meßwerk der Strom aufgeteilt, so daß nur noch ein Teil über das Meßwerk fließt. Für n-fache Erweiterung des Strommeßbereichs muß der Nebenwiderstand folgenden Wert haben:

$$R_N = \frac{R_i}{n - 1}$$

Die Richtung, in die der Zeiger eines Drehspulmeßwerks ausgelenkt wird, hängt von der Stromrichtung in der Spule ab. Bei Instrumenten, deren Zeigernullstellung nicht in der Mitte liegt, ist daher die an den Klemmen angegebene Polung unbedingt zu beachten. Aus dem gleichen Grund ist ein Drehspulmeßwerk nicht ohne weiteres zum Messen von Wechselspannungen und -strömen geeignet. Daher werden in den Wechselspannungs- und -strombereichen eines Vielfachinstruments Gleichrichter vor das Meßwerk geschaltet. Das Drehspulmeßwerk zeigt den arithmetischen Mittelwert an. Die Skalen sind so geeicht, daß sie für sinusförmige Spannungen und Ströme den Effektivwert angeben. Wegen der nichtlinearen Kennlinie der Gleichrichter — besonders im unteren Bereich — fangen die Wechselspannungs- und -strombereiche meistens erst bei höheren Werten an als die Gleichspannungs- und -strombereiche. Oft haben auch Instrumente für Gleich- und Wechselstrom unterschiedliche Skalen.

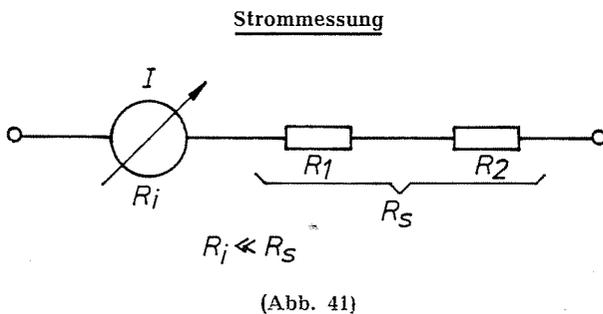
Beim **Messen mit Zeigerinstrumenten sind folgende Punkte unbedingt zu beachten:** Vor dem Einschalten der Spannung muß noch einmal die Richtigkeit der Meßschaltung überprüft werden. Vor allem wenn ein Strommesser wie ein Spannungsmesser angeschaltet ist, besteht die Gefahr, daß das Meßwerk zerstört wird. Bei Vielfachinstrumenten ist der Meßbereichsschalter immer auf den größten Spannungs- bzw. Strombereich einzustellen. Nach dem Einschalten wird dann der Meßbereich bis zu dem Bereich verkleinert, bei dem der größte Zeigerausschlag entsteht, ohne daß der Zeiger am Skalenende anschlägt. Mißt man in einem größeren Meßbereich bei kleinerem Zeigerausschlag, wird der Meßfehler größer, da der durch die Genauigkeitsklasse angegebene prozentuale Fehler sich immer auf den Skalenendwert bezieht. Ein Beispiel soll dies veranschaulichen:

Bei einem Meßinstrument mit der Genauigkeitsklasse 1,5 beträgt der absolute Fehler im 10-V-Bereich $\pm 1,5 \%$ von 10 V, also $\pm 0,15$ V, unabhängig von der Größe des Zeigerausschlags. Im 50-V-Bereich beträgt er dann $\pm 0,75$ V. Zeigt das Instrument im 10-V-Bereich 5 V an, so kann der wirkliche Wert der angelegten Spannung zwischen 4,85 V und 5,15 V liegen. Messen wir im 50-V-Bereich 5 V, so kann der wirkliche Wert zwischen 4,25 und 5,75 V liegen, der Fehler also $\pm 15 \%$ betragen.

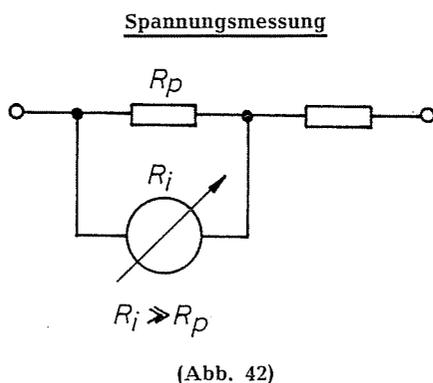
Um den Meßfehler möglichst klein zu halten, muß beim Ablesen immer senkrecht auf die Skala gesehen werden. Da zwischen Zeiger und Skala ein Abstand besteht, verändert sich der Ablesewert, wenn man statt senkrecht, schräg von einer Seite her auf das Meßinstrument sieht. Bei vielen Instrumenten ist zur Vermeidung dieses Fehlers die Skala mit einem Spiegel hinterlegt. Man liest richtig ab aus der Richtung, bei der das Spiegelbild des Zeigers vom Zeiger selbst verdeckt wird.

1.5.2. Strom- und Spannungsmessung

Ein **Strommesser** muß immer **in Reihe** zu dem Bauelement liegen, dessen Stromaufnahme wir messen wollen. Damit das Meßinstrument den Strom nicht ändert, muß sein Innenwiderstand R_i klein sein gegenüber dem Gesamtwiderstand des Stromkreises R_s .



Ein **Spannungsmesser** wird immer **parallel** zu dem Bauteil geschaltet, an dem man den Spannungsabfall messen will. Damit die Schaltung durch den Spannungsmesser nicht beeinflusst, damit also das Meßergebnis nicht verfälscht wird, muß der Innenwiderstand des Spannungsmessers R_i groß sein gegenüber dem Widerstand R_p des Bauteils, dem der Spannungsmesser parallel liegt.

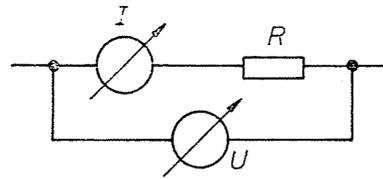


Da sich der Innenwiderstand eines Vielfachinstrumentes mit dem Meßbereich verändert, wird er — für alle Meßbereiche gültig — in **kOhm pro Volt** angegeben. Lautet die Angabe z.B. 20 kOhm/V, so beträgt der Innenwiderstand bei einem Meßbereich von 25 V:

$$25 \text{ V} \cdot 20 \text{ kOhm/V} = 500 \text{ kOhm}$$

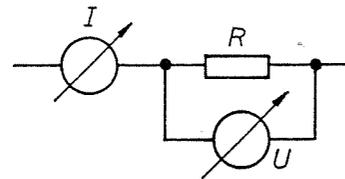
Bei gleichzeitiger Strom- und Spannungsmessung gibt es zwei mögliche Meßschaltungen (Abb. 43 und 44).

Stromrichtige Meßschaltung



(Abb. 43)

Spannungsrichtige Meßschaltung



(Abb. 44)

In der Schaltung nach Abb. 43 wird der Strom richtig gemessen, die Spannung aber um den Spannungsabfall am Strommesser zu groß. Der Fehler ist aber vernachlässigbar klein, wenn der Widerstand R groß ist gegenüber dem Innenwiderstand des Strommessers. Die Schaltung nach Abb. 43 wird also bei hochohmigen Widerständen verwendet.

Bei der Schaltung nach Abb. 44 wird die Spannung richtig gemessen, der Strom aber um den Strom durch den Spannungsmesser zu groß. In dieser Schaltung ist der Fehler vernachlässigbar klein, wenn der Innenwiderstand des Spannungsmessers groß ist gegenüber dem Widerstand R . Diese Schaltung wird also bei niederohmigen Widerständen verwendet. Die falsch gewählte Schaltung oder ein zu kleiner Innenwiderstand des Spannungsmessers bzw. ein zu großer Innenwiderstand des Strommessers zeigen sich dadurch, daß sich dann bei Meßbereichsänderungen der Meßwert ändert.

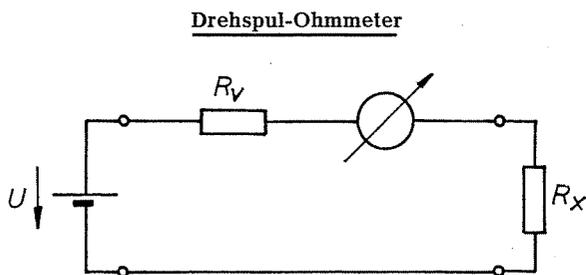
Oft müssen mit hochohmigen Instrumenten auch Ströme gemessen werden, so z.B. bei der Aufnahme von Strom-Spannung-Kennlinien mit einem Oszillografen. Da mit hochohmigen Instrumenten Ströme, wenn überhaupt, nur fehlerhaft zu messen sind, führt man hier die Strombestimmung auf eine Spannungsabfallmessung zurück. Dafür wird in den Stromkreis ein kleiner Meßwiderstand und parallel dazu der hochohmige Spannungsmesser geschaltet. Dividiert man die gemessene Spannung durch den Meßwiderstand, so ergibt sich der gesuchte Strom.

Beispiel: Meßwiderstand 10 Ohm. Der Strom ergibt sich dann in Ampere, wenn man die angezeigte Spannung durch 10 dividiert, oder in Milliampere, wenn die in V gemessene Spannung mit 100 multipliziert wird.

1.5.3. Widerstandsmessung

Die Größe eines Widerstands kann durch gleichzeitige Strom- und Spannungsmessung bestimmt werden. Wir haben uns im vorhergehenden Abschnitt ausführlich die beiden möglichen Schaltungen angesehen. Bei Verwendung einer Wechselspannung können mit diesem Verfahren auch Kapazitäten und Induktivitäten gemessen werden. Hierbei ergibt die gemessene Spannung dividiert durch den gemessenen Strom den kapazitiven oder induktiven Blindwiderstand, aus dem sich dann die Größe der Kapazität oder Induktivität berechnen läßt. Ist der zu messende Widerstand eine Zusammenschaltung aus einem Wirk- und einem induktiven Blindwiderstand, so mißt man zuerst mit Gleichstrom den Wirkwiderstand und dann mit Wechselstrom den Scheinwiderstand. Nach den bekannten Formeln aus der Wechselstromlehre lassen sich daraus dann der Blindwiderstand, die Induktivität und der Phasenwinkel berechnen, wobei natürlich die Frequenz der verwendeten Wechselspannung bekannt sein muß.

Das Verfahren, Widerstandswerte durch Strom- und Spannungsmessung zu ermitteln, hat den großen Nachteil, daß nach dem Messen noch gerechnet werden muß. Man hat daher Meßgeräte entwickelt, die den Widerstandswert bzw. die Kapazität oder Induktivität direkt anzeigen. Wir wollen uns nur die direkte Meßmethode für die Messung ohmscher Widerstände mit einem Drehspulinstrument genauer ansehen. Ein Drehspul-Ohmmeter arbeitet nach dem Prinzip, daß bei konstanter Spannung der Ausschlag des Zeigers umgekehrt proportional dem Widerstand ist. Die Grundschiung zeigt Abb. 45. Als Spannungsquelle werden meist 1,5-V-Stabelemente verwendet. Da die Spannung



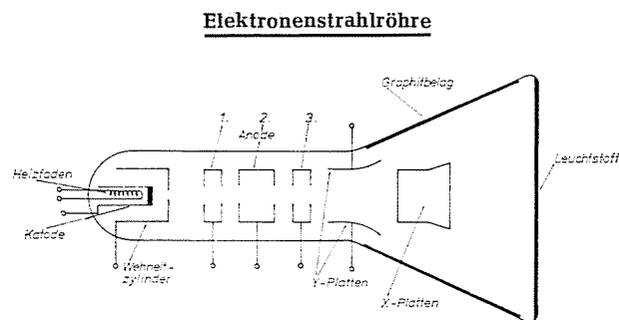
(Abb. 45)

einer Batterie durch Alterung absinkt, muß das Instrument vor jeder Messung geeicht werden. Die Eichung erfolgt für die beiden Skalenendpunkte, also für $R_x = 0$ und $R_x = \infty$. Bei $R_x = \infty$ fließt kein Strom, der Zeiger befindet sich in Ruhelage, die Einstellung wird bei unbeschalteten Klemmen mit der mechanischen Zeigernullstellung vorgenommen. Diese Einstellung ist unabhängig von der Batteriespannung. Für die Eichung bei dem Wert $R_x = 0$ werden die Klemmen kurzgeschlossen. Der Zeiger wird dann mit dem dafür vorgesehenen Regler auf den Wert 0 eingestellt. Mit diesem Regler verändert man bei Vielfachinstrumenten mit Widerstandsmeßbereichen einen Parallelwiderstand zum Meßwerk; bei reinen Ohmmetern (z.B. Triohm) wird ein magnetischer Nebenschluß verändert, der einen mehr oder weniger großen Teil der Kraftlinien an der Drehspule vorbeileitet.

1.6. Meßverfahren mit Oszillografen

1.6.1. Prinzip des Elektronenstrahloszillografen

Der Hauptbestandteil eines jeden Oszillografen ist die Elektronenstrahlröhre (Abb. 46), die im Prinzip folgendermaßen arbeitet. Aus der Kathode treten bei starker Erwärmung durch den Heizfaden Elektronen aus.



(Abb. 46)

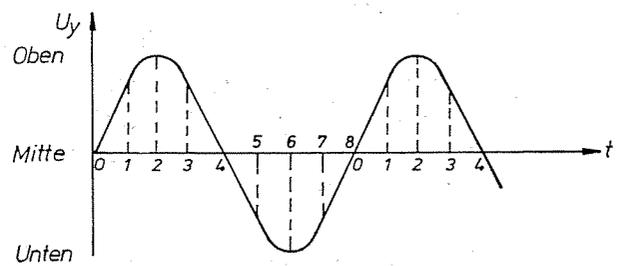
Diese werden durch die hohe positive Spannung an den drei Anoden stark beschleunigt und fliegen mit hoher Geschwindigkeit durch die Anoden und Ablenkplatten auf den Schirm. Der Schirm ist innen mit einem Leuchtstoff beschichtet, der beim Auftreffen der Elektronen aufleuchtet. Die drei Anoden bilden ein elektrisches Linsensystem, mit dem der Elektronenstrahl so gebündelt wird, daß er in einem scharfen Punkt auf den Schirm trifft. Die Brennweite dieser elektrischen Linse, d.h. die Schärfe des Leuchtflecks auf dem Schirm, kann durch Änderung der Spannung zwischen den Anoden verändert werden.

Vor der Katode befindet sich der Wehneltzylinder. Er liegt an einer gegenüber der Katode negativen regelbaren Spannung. Je negativer die Spannung am Wehneltzylinder ist, desto weniger Elektronen gelangen durch ihn hindurch und desto dunkler wird der Leuchtfleck. Mit der Spannung am Wehneltzylinder wird also die Helligkeit eingestellt. Der Graphitbelag im Inneren der Röhre vor dem Leuchtschirm liegt an der Anodenspannung. Er hat die Aufgabe, die beim Auftreffen des Elektronenstrahls aus der Leuchtschicht herausgeschlagenen Sekundärelektronen abzuleiten. Legt man an die Ablenkplatten eine Spannung, so wird der Elektronenstrahl abgelenkt. Mit den X-Platten läßt sich der Leuchtpunkt in waagrechter Richtung, mit den Y-Platten in senkrechter Richtung verschieben. Damit auch sehr kleine Eingangsspannungen eine sichtbare Ablenkung des Elektronenstrahls bewirken, sind vor die beiden Ablenkplattenpaare Verstärker geschaltet.

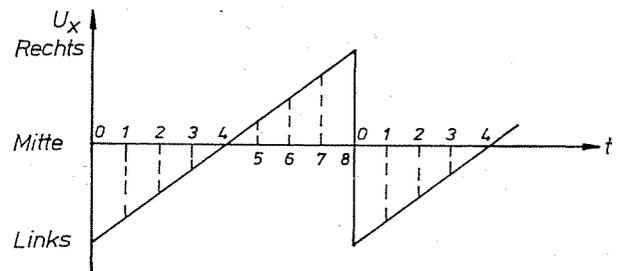
1.6.2. Darstellung des zeitlichen Verlaufs einer Spannung

Legt man eine sich ändernde Spannung an die Y-Platten, so wird dadurch der Leuchtpunkt entsprechend den Momentwerten der Spannung mehr oder weniger nach oben oder unten abgelenkt. Zieht man dabei den Elektronenstrahl gleichzeitig mit konstanter Geschwindigkeit von links nach rechts über den Bildschirm, so werden die einzelnen Momentanwerte nebeneinander abgebildet, und auf dem Schirm entsteht ein Bild, das den zeitlichen Verlauf der Spannung an den Y-Platten zeigt. Das Aufzeichnen der Kurve muß ständig wiederholt werden, weil die aufleuchtenden Stellen wieder dunkel werden, sobald der Elektronenstrahl nicht mehr an diesen Stellen auftrifft. Durch die Spannung an den X-Platten muß der Elektronenstrahl also ständig mit konstanter Geschwindigkeit von links nach rechts gezogen werden und dann sofort wieder nach links springen. Den Verlauf dieser Kippspannung zeigt Abb. 47 b. In Abb. 47 a, b und c ist die Entstehung des Schirmbildes für eine sinusförmige Spannung dargestellt. Im Zeitpunkt 0 befindet sich der Strahl ganz links durch u_x und hat, da u_y zu diesem Zeitpunkt Null ist, keine Auslenkung nach oben oder unten. Beim Zeitpunkt 1 hat sich der Strahl schon etwas zur Mitte hin bewegt und durch u_y nach oben. Im Punkt 4 sind u_x und u_y gleich Null, der Elektronenstrahl befindet sich daher in der Mitte des Bildschirms. Der Punkt 8 ist gleichzeitig der Punkt 0 für den nächsten Schreibvorgang.

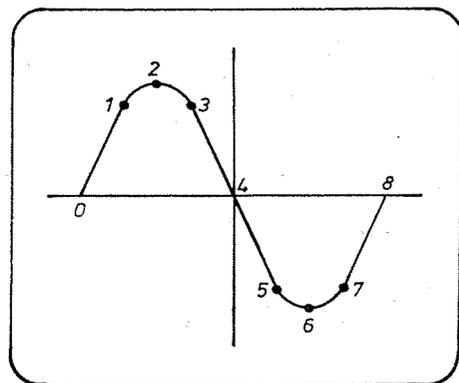
Entstehung eines Schirmbildes



(Abb. 47 a)



(Abb. 47 b)

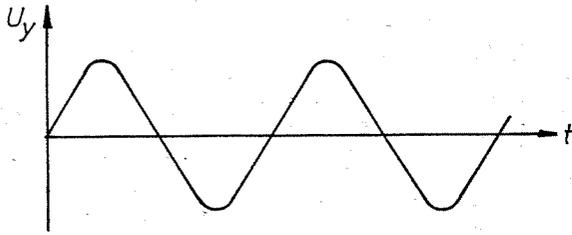


(Abb. 47 c)

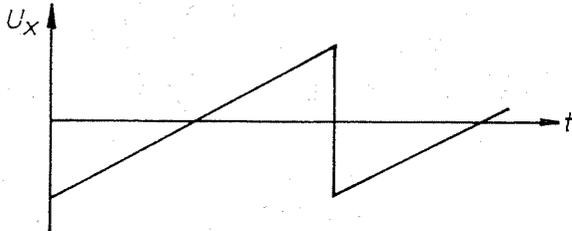
Damit immer wieder die gleiche Kurve gezeichnet wird, damit also ein einzelnes, stehendes Bild auf dem Schirm erscheint, muß bei jedem Durchlauf die Spannung u_y bei dem gleichen Wert beginnen. Das ist bei frei durchlaufender Kippspannung (Abb. 47 b) nur der Fall, wenn die Frequenz der Meßspannung an den Y-Platten ein ganzzahliges Vielfaches der Kippfrequenz ist.

Damit unabhängig vom Verhältnis zwischen Meß- und Kippfrequenz bei jeder Kippfrequenz ein stehendes Schirmbild entsteht, haben gute Oszillografen eine sogenannte Triggerung. Hierbei wird nach jedem Durchlauf die Kippspannung so lange festgehalten, bis die Meßspannung wieder den Anfangswert erreicht hat. Abb. 48 a bis c und Abb. 49 a bis c zeigen die Schirmbilder, die ohne und mit Triggerung entstehen, wenn die Meßfrequenz 1,5mal größer ist als die Kippfrequenz.

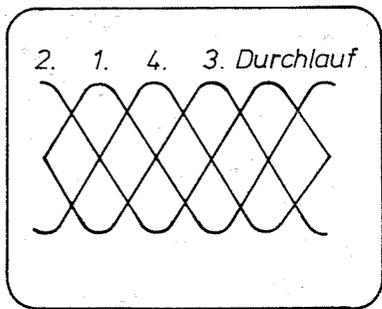
Schirmbild ohne Triggerung



(Abb. 48 a)

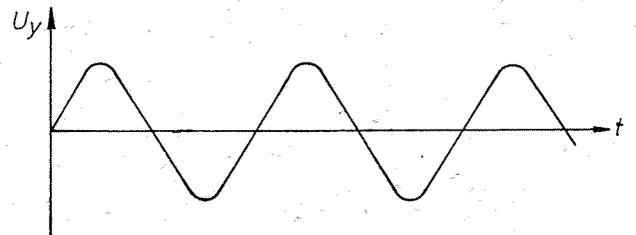


(Abb. 48 b)

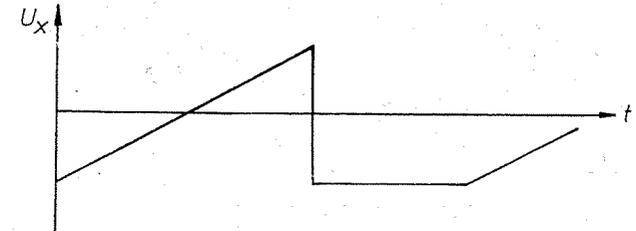


(Abb. 48 c)

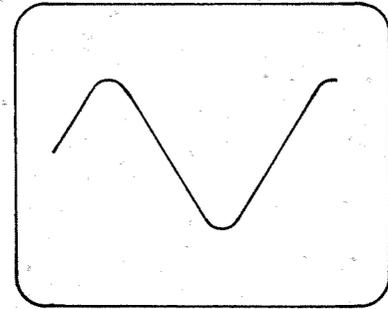
Schirmbild mit Triggerung



(Abb. 49 a)



(Abb. 49 b)



(Abb. 49 c)

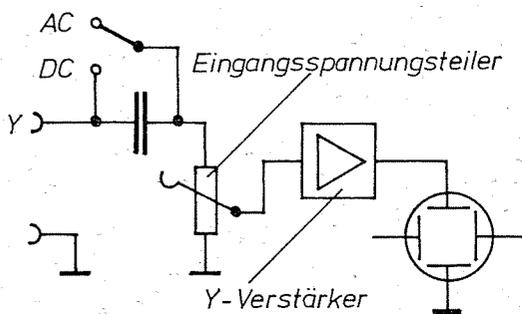
In Abb. 48 c beginnt der Durchlauf immer an dem Punkt von u_y , bei dem der vorhergehende Durchlauf endete. Bei Triggerung beginnt jeder Durchlauf an dem gleichen Punkt, so daß nur eine Kurve gezeichnet wird (Abb. 49 c).

meisten Oszillografen geeicht. Die eingestellte Eingangsempfindlichkeit a_y gibt an, wieviel Volt in der jeweiligen Stellung erforderlich sind, um den Elektronenstrahl um einen Zentimeter abzulenken. Die Maßeinheit von a_y ist also $\frac{V}{cm}$. Bezeichnet man die Höhe des Schirmbildes in cm als y , so ergibt sich die Spannung aus

$$U = y \cdot a_y.$$

1.6.3. Spannungsmessung mit Oszillografen

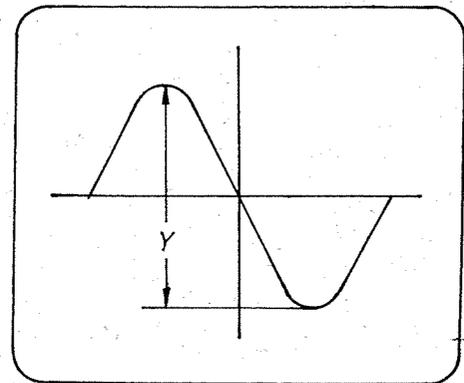
Y-Eingang



(Abb. 50)

Abb. 50 zeigt das Blockschaltbild für den Y-Eingang eines Oszillografen. Der in Stufen verstellbare Eingangsspannungsteiler ist bei den

Spannungsmessung



(Abb. 51)

Bei Wechselspannungen wird mit einem Oszillografen meist die Spannung-Spitze-Spitze gemessen. Abb. 51 zeigt, daß y dann der Abstand zwischen positivem und negativem Maximalwert in cm ist.

Beispiel: Für y werden auf dem Schirm 4 cm abgelesen. Der Eingangsteiler steht auf $\frac{50 \text{ mV}}{\text{cm}}$

$$\begin{aligned} \text{Meßergebnis: } U_{SS} &= y \cdot a_y \\ &= 4 \text{ cm} \cdot 50 \frac{\text{mV}}{\text{cm}} \\ &= 200 \text{ mV} = 0,2 \text{ V} \end{aligned}$$

Will man mit einem Oszillografen Gleichspannungen messen, so muß einmal die Triggerung ausgeschaltet und zum anderen der Schalter für die Art der Eingangsspannung auf Gleichspannung (meist mit DC = direct current = Gleichstrom bezeichnet) gestellt werden. Durch die Ausschaltung der Triggerung schwingt der Kippgenerator frei, also auch ohne Eingangsspannung, und auf dem Bildschirm erscheint eine waagerechte Linie. In der Stellung DC des Schalters für die Art der Eingangsspannung wird der Kondensator, der in der Stellung AC (AC = alternating current = Wechselstrom) eingeschaltet ist, überbrückt. Beim Anlegen einer Gleichspannung an den Y-Eingang verschiebt sich dann die waagerechte Linie je nach Polarität nach oben oder nach unten. Wird die Linie um y cm verschoben, so ergibt sich die Größe der angelegten Gleichspannung aus

$$U = y \cdot a_y,$$

wobei a_y wieder die eingestellte Eingangsempfindlichkeit ist.

1.6.4. Frequenzmessung mit Oszillografen

Wie wir im Abschn. 1.6.2. gesehen haben, entsteht bei getriggertem Betrieb des Oszillografen unabhängig von der Frequenz der Meßspannung ein stehendes Bild. Die Ablenkgeschwindigkeit läßt sich mit dem Zeitbasis(time-base)-schalter stufenweise einstellen. Der eingestellte Wert für die Kippfrequenz (Ablenkgeschwindigkeit) gilt nur dann, wenn die Triggerung eingeschaltet ist. Bei einigen Oszillografen muß außerdem die horizontale Amplitude, also die Länge der waagerechten Linie, auf die Länge der Bildschirmskala eingestellt werden. Die jeweilige

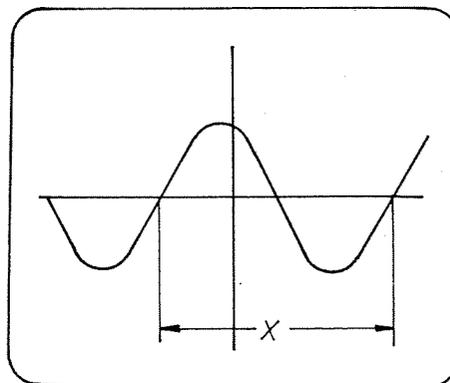
Stellung a_x des Zeitbasisschalters ist in $\frac{\text{ms}}{\text{cm}}$ oder

$\frac{\mu\text{s}}{\text{cm}}$ geeicht. Wenn die Länge einer Periode auf

dem Bildschirm x cm beträgt (Abb. 52), dann beträgt die Periodendauer

$$T = x \cdot a_x.$$

Frequenzmessung



(Abb. 52)

Die Frequenz errechnet sich dann aus: $f = \frac{1}{T}$

Beispiel: Der Zeitbasisschalter steht auf $a_x = 0,5 \frac{\text{ms}}{\text{cm}}$, d.h., der Elektronenstrahl braucht 0,5 ms, um 1 cm in waagerechter Richtung zurückzulegen.

Für eine volle Schwingung mißt man 2,5 cm. Die Periodendauer beträgt dann:

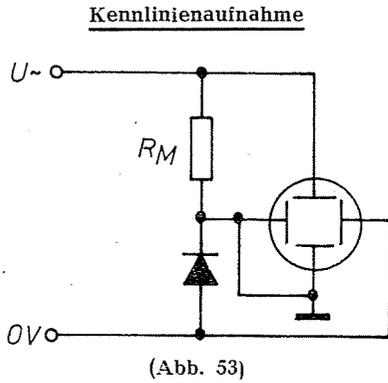
$$T = x \cdot a_x = 2,5 \text{ cm} \cdot 0,5 \frac{\text{ms}}{\text{cm}} = 1,25 \text{ ms.}$$

Die Frequenz: $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1,25 \text{ ms}} = \frac{1}{1,25 \cdot 10^{-3} \text{ s}} = 0,8 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 0,8 \text{ kHz} = 800 \text{ Hz.}$

1.6.5. Kennlinienaufnahme mit Oszillografen

Die Aufnahme der Strom-Spannungs-Kennlinie eines Bauelements mit Zeigerinstrumenten ist umständlich, weil sie punktweise vorgenommen werden muß. Mit einem Oszillografen kann man die ganze Kennlinie auf einmal darstellen. Bei Strom-Spannungs-Kennlinien wird der Strom auf der senkrechten, die Spannung auf der waagerechten Achse abgetragen (s. 1.4.). Der X-Eingang des Oszillografen wird daher wie ein Spannungsmesser parallel zum Bauelement geschaltet. Der Zeitbasisschalter ist dabei auf die Stellung „extern“ zu schalten. Bei Oszillografen, die keinen geeichten Spannungsteiler für den X-Eingang haben, muß vorher der X-Verstärker mit einer bekannten Gleichspannung geeicht werden.

Da ein Oszillograf nur auf Spannungen anspricht, ist der Strom — wie in Abschn. 1.5.2. beschrieben — auf eine Spannungsabfallmessung zurückzuführen. In Reihe zu dem Bauelement muß also ein kleiner Meßwiderstand R_M gelegt werden und parallel dazu der Y-Eingang des Oszillografen. Abb. 53 zeigt die Schaltung zur Aufnahme einer Diodenkennlinie. Weil bei



einem Oszillografen die gezeichnete Kurve immer wiederholt werden muß und damit alle Punkte der Kennlinie durchfahren werden, wird für die Kennlinienaufnahme eine Wechselspannung angelegt. Bei vielen Oszillografen sind eine Seite des X- und eine Seite des Y-Plattenpaares auf Masse gelegt. Bei diesen Oszillografen kann man die Kennlinien meist nur seiten- oder höhenvertauscht darstellen.

2. Physikalische Grundlagen der Halbleiter

2.1. Halbleiterkristalle

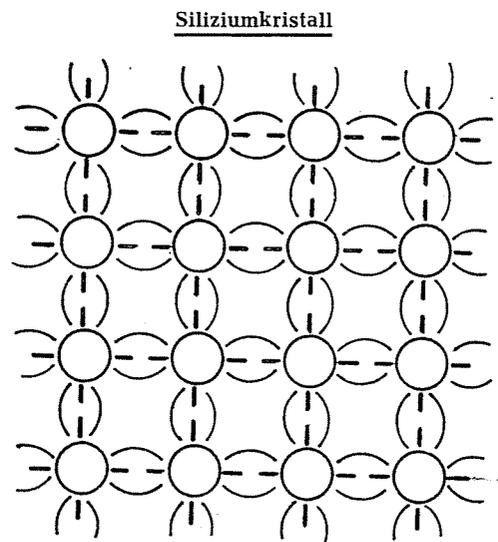
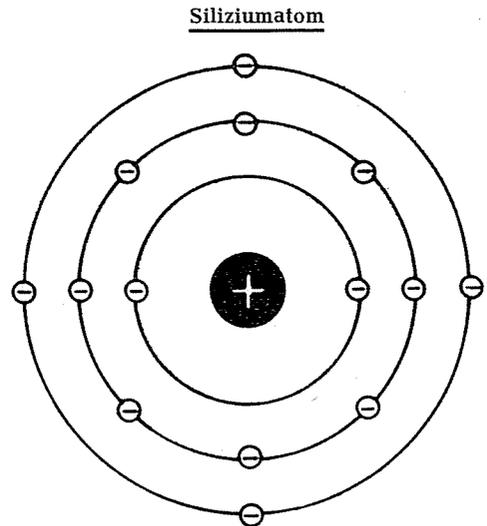
Halbleiter sind durch folgende Eigenschaften gekennzeichnet: ihre Leitfähigkeit liegt zwischen der von Leitern und Nichtleitern und ihr Widerstand nimmt bei Zufuhr von Wärme- oder Lichtenergie ab. Diese Eigenschaften ergeben sich aus dem Atomaufbau und dem Kristallgitter der Halbleiter.

Alle Atome haben das Bestreben, auf ihrer äußeren Schale acht Elektronen zu haben. Daraus entsteht der Antrieb für die Atome, miteinander chemische Verbindungen einzugehen. Ein Beispiel soll das erläutern:

Kochsalz ist die chemische Verbindung aus Natrium und Chlor. Das Natriumatom hat auf der äußeren Schale nur ein Elektron, das Chloratom sieben. Das Natriumatom gibt sein Elektron der äußeren Schale an das Chloratom ab. Das Chloratom hat dadurch die gewünschten acht Elektronen auf der äußeren Schale, das Natriumatom hat auf der nächstfolgenden Schale, die jetzt die äußere ist, ebenfalls acht Elektronen.

Die Metallatome erfüllen dieses Bestreben dadurch, daß sie ihre wenigen Elektronen der äußeren Schale an die Umgebung abgeben. Diese bewegen sich als freie Elektronen zwischen den Atomresten. Dadurch entsteht — wie wir schon im Abschn. 1.2. gesehen haben — die gute elektrische Leitfähigkeit der Metalle.

Die Atome der Halbleiterelemente haben vier Elektronen auf der äußeren Schale. Abb. 54 zeigt das Modell eines Siliziumatoms. Wie jedes Atom ist auch das Siliziumatom nach außen elektrisch neutral, denn im Kern befinden sich ebensoviele Protonen, wie Elektronen den Kern umkreisen. In Abb. 55 ist vereinfacht dargestellt, wie die Siliziumatome im Kristallgitter angeordnet sind. Hier sind neben dem Atomkern nur die vier Elektronen der äußeren Schale angedeutet. Wir sehen, daß jedes Atom von vier anderen umgeben ist. Die wirkliche Anordnung der Atome ist so, daß nicht in der Ebene, son-



dem im Raum jedes Siliziumatom von vier anderen umgeben ist. Die Siliziumatome erfüllen ihr Bestreben, auf der äußeren Schale acht Elektronen zu haben dadurch, daß jeweils ein **Valenzelektron** (so werden die Elektronen der äußeren Schale bezeichnet) eines Atoms und ein Valenzelektron des Nachbaratoms beide Atome gemeinsam umkreisen. Jedes Siliziumatom wird daher auf der äußeren Schale nicht von vier Elektronen, sondern von vier Elektronenpaaren, also von acht Elektronen umkreist. Die Kristalle der anderen Halbleiterelemente sind genauso aufgebaut.

Silizium wäre demnach ein idealer Nichtleiter, weil alle Elektronen an die Atome gebunden sind und daher keine freien Elektronen existieren. Dieser Zustand besteht jedoch nur am absoluten Nullpunkt ($0^\circ\text{K} = -273,15^\circ\text{C}$). Wie im Abschn. 1.2. schon erwähnt, bewirkt die Wärmeenergie, die jeder Körper oberhalb des absoluten Nullpunkts hat, daß die Atome Schwingungen um ihre Ruhelage ausführen, die um so größer sind, je höher die Temperatur ist. Wegen dieser Temperaturschwingungen der Atome verfehlen die Elektronen beim Übergang von einem Atom zum anderen manchmal das Nachbaratom. Sie fliegen dann als freie Elektronen durch das Kristallgitter. An der Stelle, wo das Elektron jetzt fehlt, verbleibt ein sogenanntes **Loch**, auch Fehlstelle oder **Defektelektron** genannt. An diesem Loch besteht eine positive Ladung, da hier wegen des fehlenden Elektrons die Zahl der Protonen im Atomkern größer ist als die Zahl der Elektronen. Es können die Löcher stark vereinfacht als positive Ladungsträger betrachtet werden. Den Vorgang, daß ein freies Elektron und ein Loch entstehen, wenn ein Elektron das Nachbaratom verfehlt, bezeichnet man als **Paarbildung**.

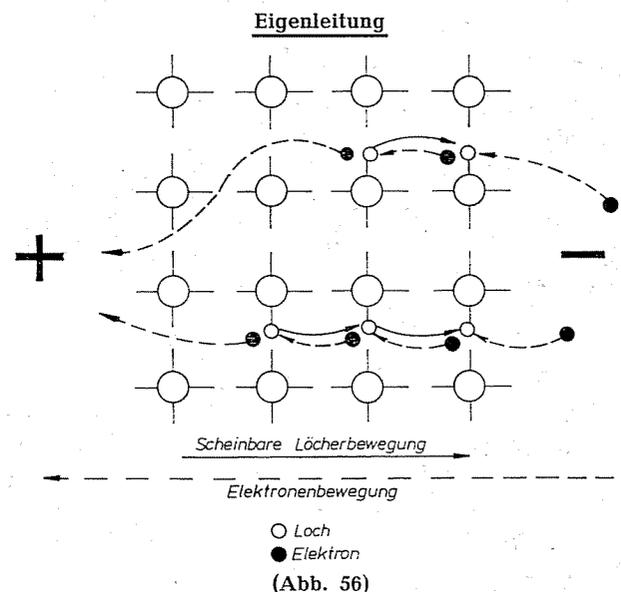
An jedem Loch besteht also eine positive Ladung. Wenn ein freies Elektron in den Einflußbereich der positiven Ladung eines Loches kommt, kann es von diesem eingefangen werden. Das Elektron umkreist dann wieder zwei Atome. Bei diesem Vorgang verschwinden also ein Loch und ein freies Elektron. Man nennt den Vorgang **Rekombination**.

Die Paarbildung und Rekombination treten insbesondere an den sogenannten **Rekombinationszentren** auf. Rekombinationszentren sind die Stellen, an denen sich im Halbleiterkristall durch Verunreinigungen andere Atome als die des Halbleitermaterials befinden, insbesondere Schwermetallatome. Die Zahl der Rekombinationszentren hat aber keinen Einfluß auf die Zahl der gleichzeitig vorhandenen freien Elektronen und Löcher, also keinen Einfluß auf die Leitfähigkeit, da sie sowohl die Paarbildung wie die Rekombination beschleunigen. Von der Anzahl der Rekombinationszentren ist aber die Lebensdauer der Ladungsträger, also die Zeit von der Paarbildung bis zur Rekombination, abhängig.

Wir haben gesehen, daß die Paarbildung durch die Temperaturschwingungen der Atome eintritt. Je höher die Temperatur ist, desto stärker schwingen auch die Atome und um so mehr Elektronen verfehlen das Nachbaratom, desto mehr freie Ladungsträger entstehen also. Mit steigender Temperatur nimmt der Widerstand der Halbleiter daher ab. Deswegen ist jeder Halbleiter ein Heißleiter, auch NTC-Widerstand (**N**egativer **T**emperaturkoeffizient) genannt.

2.2. Eigenleitung

Unter Eigenleitung, auch i-Leitung (intrinsic-leitung) genannt, versteht man die Vorgänge, die in reinem Halbleitermaterial beim Fließen eines Stroms auftreten. Das Besondere des Leitungsmechanismus bei Halbleitern besteht darin, daß neben den freien Elektronen auch die Löcher zur Leitfähigkeit beitragen (Abb. 56). Die



Löcher wandern dabei scheinbar von Plus nach Minus. In Wirklichkeit gehen aber Elektronen von einem Atom zum nächsten über, angetrieben von der außen angelegten Spannung und der positiven Ladung des benachbarten Loches. An der an Minus liegenden Seite des Halbleiters werden die Löcher dann von Elektronen ausgefüllt. Der Löcherstrom setzt sich also im Anschlußdraht als Elektronenstrom in Gegenrichtung fort.

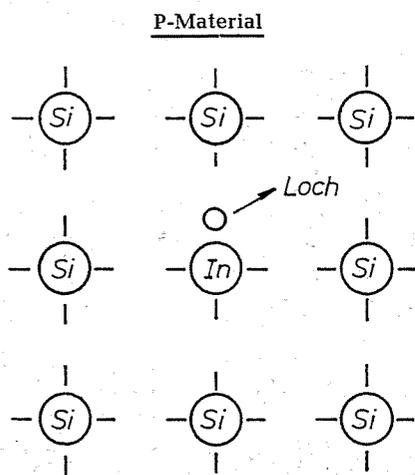
Obwohl in reinem Halbmateriale die Zahl der Löcher gleich der Zahl der freien Elektronen ist, ist der Anteil der freien Elektronen an der Leitfähigkeit größer als der der Löcher. Der Grund liegt in der größeren Beweglichkeit der freien Elektronen.

2.3. Dotierung mit Akzeptoren und Donatoren

Die Leitfähigkeit eines reinen Halbleitermaterials ist sehr gering. Germanium z.B. hat bei Raumtemperatur einen spezifischen Widerstand von ca. $500\,000 \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$, das heißt also, daß ein Draht aus reinem Germanium bei einem Querschnitt von einem Quadratmillimeter je Meter Länge bei Raumtemperatur einen Widerstand von 0,5 MOhm hat. Man vergleiche den Wert mit dem spezifischen Widerstand von Kupfer, der nur $0,018 \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$ beträgt.

Um die Leitfähigkeit zu vergrößern, muß die Zahl der freien Ladungsträger erhöht werden, da sich die Beweglichkeit bei konstanter Temperatur nicht beeinflussen läßt. Die Zahl der freien Ladungsträger läßt sich durch gezieltes Verunreinigen, durch das sogenannte **Dotieren**, beeinflussen.

Dotiert man ein Halbleitermaterial mit dreiwertigen Atomen, das sind Atome mit drei Elektronen auf der äußeren Schale, so fehlt bei jedem eingebauten Fremdatom ein Elektron für die Bindung an die vier Nachbaratome. Mit jedem dreiwertigen Fremdatom entsteht also ein zusätzliches Loch (Abb. 57). Durch die Dotierung



(Abb. 57)

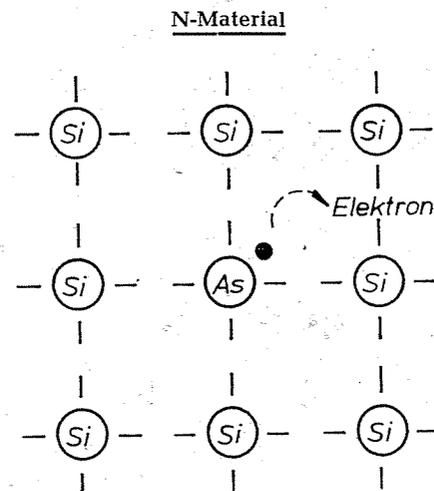
mit dreiwertigen Atomen wird die Anzahl der Löcher stark erhöht. Gleichzeitig nimmt die Zahl der freien Elektronen ab, weil wegen der größeren Anzahl von Löchern die freien Elektronen häufiger in den Einflußbereich eines Loches kommen und dadurch öfter eingefangen werden. In einem derartig verunreinigten Halbleitermaterial beruht die Leitfähigkeit daher überwiegend auf der Leitfähigkeit durch die sich wie positive Ladungsträger verhaltenden Löcher.

Ein mit dreiwertigen Fremdatomen verunreinigtes Halbleitermaterial wird daher als P-Material bezeichnet. Das P kennzeichnet dabei nicht einen Ladungszustand des Halbleiters, sondern nur die Art des Leitungsmechanismus. Wenn ein Elektron ein durch die Dotierung entstandenes Loch ausfüllt, entsteht dort ein negatives Ion, das gesamte Material bleibt aber elektrisch neutral, weil durch das an anderer Stelle dann vorhandene Loch die negative Ladung des Ions ausgeglichen wird.

Ein P-Material ist also ein Halbleiter, bei dem die Zahl der Löcher durch Dotierung mit dreiwertigen Fremdatomen stark erhöht wurde. Die dreiwertigen Fremdatome bilden zusätzliche Löcher und entziehen dadurch dem Halbleiter freie Elektronen; man nennt sie **Akzeptoren**. Dreiwertige Atome, die in Halbleitern als Akzeptoren wirken, sind z.B. Indium, Gallium, Bor und Aluminium.

Die Stärke der Dotierung kann stark schwanken. Bei starker Dotierung kommen auf ein Fremdatom ungefähr tausend Halbleiteratome, bei schwacher Dotierung mehrere Millionen. Je stärker die Dotierung ist, desto größer wird die Leitfähigkeit des Halbleiters.

Wird ein Halbleitermaterial mit fünfwertigen Atomen, also mit Atomen mit fünf Elektronen auf der äußeren Schale, dotiert, so bleibt bei jedem eingebauten Fremdatom ein Elektron übrig, das nicht für die Bindung an die vier Nachbaratome benötigt wird. Dieses Elektron löst sich sehr leicht vom Atom und fliegt als freies Elektron durch das Kristallgitter. Mit jedem fünfwertigen Fremdatom entsteht also ein zusätzliches freies Elektron (Abb. 58). Durch die starke Erhöhung der Anzahl der freien Elektronen wird gleichzeitig die Zahl der Löcher verrin-



(Abb. 58)

gert, weil wegen der größeren Zahl der freien Elektronen häufiger Elektronen in den Einflußbereich der Löcher kommen und diese ausfüllen. In einem mit fünfwertigen Atomen dotierten Halbleitermaterial ist die Zahl der freien Elektronen daher bedeutend größer als die Zahl der Löcher; die Leitfähigkeit beruht überwiegend auf der Leitfähigkeit durch die negativen freien Elektronen. Derartig verunreinigtes Halbleitermaterial wird als N-Material bezeichnet. Ebenso wie das P beim P-Material kennzeichnet das N beim N-Material keinen Ladungszustand, sondern die Art des überwiegenden Leitungsmechanismus. Die positive Raumladung der Ionen der Fremdatome wird ausgeglichen durch die größere Anzahl der freien Elektronen.

Im N-Material ist die Zahl der freien Elektronen bedeutend größer als die Zahl der Löcher; die Leitfähigkeit wird überwiegend durch die negativen freien Elektronen bewirkt. Die fünfwertigen Fremdatome bezeichnet man als **Donatoren**. Elemente, deren Atome als Donatoren verwendet werden, sind Arsen, Antimon und Phosphor.

Die Ladungsträger, die im jeweiligen Halbleitermaterial in der Überzahl vorhanden sind, bezeichnet man als **Majoritätsträger**, die in der Minderheit, als **Minoritätsträger**. In einem P-Material sind daher die Löcher Majoritätsträger, die freien Elektronen Minoritätsträger, und in einem N-Material die freien Elektronen Majoritätsträger und die Löcher Minoritätsträger.

2.4. Störstellenleitung im N- und im P-Material

Legt man an ein mit Fremdatomen gezielt verunreinigtes Halbleitermaterial eine Spannung, so besteht der Strom praktisch nur aus der gerichteten Bewegung der Majoritätsträger, also der Löcher im P-Material und der freien Elektronen im N-Material. Der Anteil der Minoritätsträger an der Leitfähigkeit ist sehr gering, und zwar um so kleiner, je stärker die Dotierung ist.

2.5. Einschichthalbleiter: NTC-, PTC- und Fotowiderstand

2.5.1. NTC-Widerstand

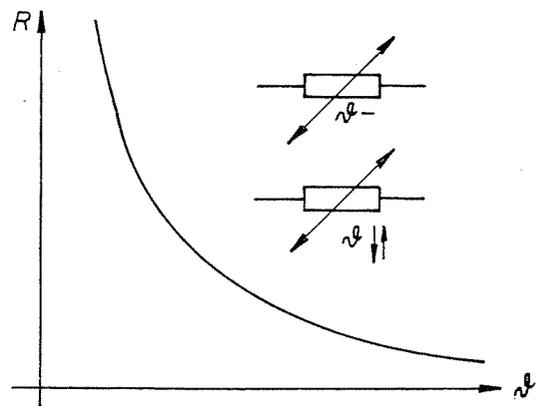
NTC-Widerstände haben einen mit steigender Temperatur fallenden Widerstand; sie werden daher auch **Heißleiter** genannt. Die Leitfähigkeit eines Materials hängt von der Zahl der freien Ladungsträger und von ihrer Beweglichkeit ab. Die Beweglichkeit nimmt bei steigender Temperatur wegen der größer werdenden Atomschwingungen ab. Die Widerstandsverminde-

rung wird daher durch eine Erhöhung der freien Ladungsträger bewirkt. Wie wir schon im Abschn. 2.1. gesehen haben, entstehen in Halbleitern bei steigender Temperatur mehr freie Elektronen und Löcher. NTC-Widerstände bestehen daher aus Halbleitermaterial.

Zu den Halbleitern gehören nicht nur die Elemente Germanium und Silizium. Es gibt auch chemische Verbindungen mit Halbleitereigenschaften. Zur Herstellung von NTC-Widerständen verwendet man Eisen-, Nickel- und Kobaltoxyde, denen noch andere Oxyde zugesetzt werden, um die Stabilität der Bauelemente zu erhöhen. Diese Oxyde werden gesintert, d.h. bei hohen Temperaturen unter hohem Druck und Verwendung von Bindemitteln zusammengepreßt.

Abb. 59 zeigt die Kennlinie eines NTC-Widerstands; der Widerstand nimmt sehr stark mit steigender Temperatur ab. Da die Eigenschaften dieses Widerstands nicht nur vom verwendeten Material, sondern auch von dem Herstellungsverfahren und den Abmessungen abhängen, haben NTC-Widerstände große Toleranzen.

Kennlinie und Symbole eines NTC-Widerstands



(Abb. 59)

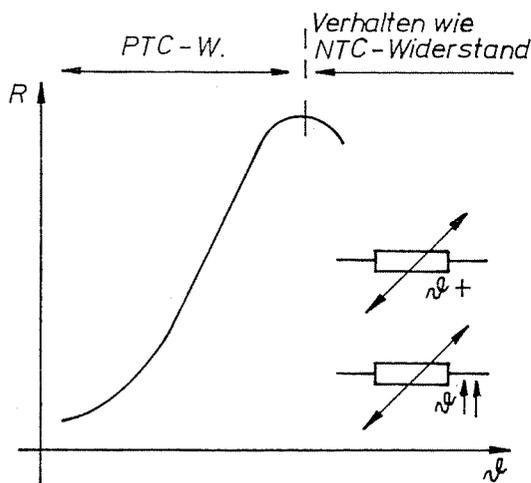
Bei der Anwendung von Heißleitern wird der Widerstand einmal durch die Umgebungstemperatur geändert, im anderen Fall durch die Änderung der elektrischen Belastung des Heißleiters. Im ersten Fall muß der Strom sehr klein sein, damit durch die elektrische Verlustleistung im Heißleiter keine Temperaturerhöhung in ihm entsteht. Bei dieser Betriebsart werden Heißleiter zur Temperaturmessung, Temperaturregelung und zum Ausgleich von Temperatureinflüssen (z.B. zur Arbeitspunktstabilisierung bei Transistoren) verwendet. Die Widerstandsänderung durch Belastungsänderung wird insbesondere für starke Relaischaltzeitverzögerungen angewandt. Beispiele hierfür finden wir u.a. im Wählsystem 55v.

2.5.2. PTC-Widerstand

Die Buchstaben PTC stehen für **positiver Temperaturkoeffizient**. Der Widerstand der PTC-Widerstände nimmt mit steigender Temperatur zu, sie werden daher auch **Kaltleiter** genannt. PTC-Widerstände bestehen trotz des entgegengesetzten Temperaturverhaltens gegenüber den NTC-Widerständen auch aus Halbleitermaterial. Bei den hierfür verwendeten Halbleitermaterialien entstehen die zusätzlichen freien Ladungsträger erst bei höheren Temperaturen. Bei Temperaturen bis zu einigen hundert Grad Celsius wird bei ihnen die Beweglichkeit der freien Ladungsträger durch die steigenden Temperaturschwingungen stark eingeschränkt. In höheren Temperaturbereichen nehmen sie dann Heißleitereigenschaft an. Der positive Temperaturkoeffizient kann sehr große Werte annehmen (bis zu 60 % pro °C), jedoch nur in einem kleinen Temperaturbereich.

Für Kaltleiter wird meist Bariumtitanat mit Metalloxyden versetzt verwendet; Abb. 60 zeigt die Kennlinie eines PTC-Widerstands. PTC-Widerstände werden zur Temperaturkompensation und zur Stromregelung verwendet. Weil der Temperaturkoeffizient dieser Widerstände in den häufig vorkommenden Temperaturbereichen größer ist als der der NTC-Widerstände, lassen sich mit ihnen oft einfachere Schaltungen verwirklichen.

Kennlinie und Symbole eines PTC-Widerstands



(Abb. 60)

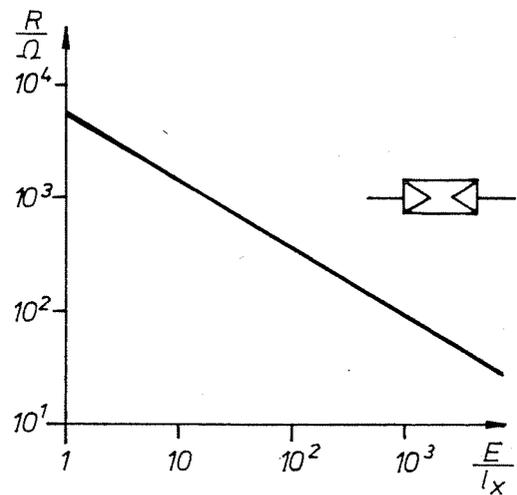
2.5.3. Fotowiderstand

Trifft Licht, treffen also Photonen auf ein Halbleitermaterial, so können sie, wenn sie genügend Energie haben, freie Elektronen und da-

mit auch Löcher erzeugen. Bei Halbleitern führt also nicht nur die Zufuhr von Wärmeenergie, sondern auch die Zufuhr von Lichtenergie zur Erhöhung der Zahl der freien Ladungsträger und damit zur Widerstandsverringern.

Fotowiderstände werden meist aus Verbindungshalbleitern hergestellt. Die üblichen Fotowiderstände bestehen aus Kadmiumsulfid (CdS), weil es im Bereich des sichtbaren Lichtes sehr empfindlich und außerdem sehr zuverlässig ist. Für Sonderanwendungen im Infrarotbereich und für die Messung sich schnell ändernder Zustände werden auch Blei- und Indiumverbindungen verwendet sowie mit Metallatomen verunreinigtes Germanium.

Kennlinie und Symbol eines Fotowiderstands



(Abb. 61)

Abb. 61 zeigt die Kennlinie eines Fotowiderstands; sie stellt den Widerstand R in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke E dar. Die Beleuchtungsstärke E wird in Lux (lx) gemessen. Damit Sie eine Vorstellung von der Größe der Maßeinheit Lux erhalten, sind im folgenden einige Werte angegeben: Tageslicht an einem Sommertag ca. 50 000 lx, an einem Wintertag ca. 10 000 lx, Beleuchtung in Wohn- und Arbeitsräumen ca. 200 bis 1000 lx, Mondlicht bei Vollmond ca. 0,15 lx.

Der Widerstandswert eines Fotowiderstands hängt nicht nur von der jeweiligen Beleuchtungsstärke, sondern auch von der Farbe des Lichtes ab. Fotowiderstände aus Kadmiumsulfid sind bei den Farben, die im Lichtspektrum zwischen grünem und rotem Licht liegen, am empfindlichsten.

Die üblichen Fotowiderstände sind sehr träge, d.h., es dauert relativ lange, bis sie bei einer Änderung der Beleuchtungsstärke ihren Widerstand geändert haben. Ihre Grenzfrequenz beträgt dabei nur wenige Hertz. Diese Trägheit ergibt sich aus der Lebensdauer der freien Elektronen und Löcher. Für hohe Lichtempfindlichkeit ist eine große Reinheit bei Kadmiumsulfidwiderständen erforderlich. Wegen der damit geringen Anzahl von Rekombinationszentren sind die Lebensdauer der Ladungsträger und damit die Trägheit groß (s. 2.1.). Weitere Erläuterungen und Anwendungsbeispiele finden Sie im Abschn. 11. dieses Bandes.

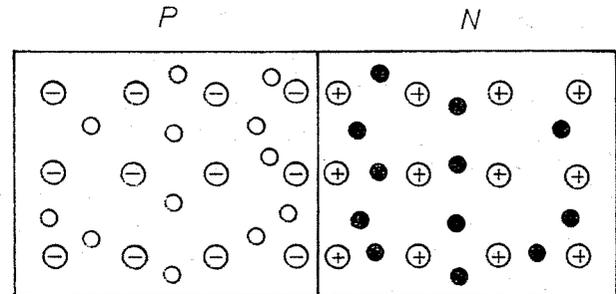
2.6. PN-Übergang

Ein PN-Übergang entsteht immer dann, wenn P- und N-Material direkt in Berührung kommen, z.B. also dann, wenn ein Halbleitermaterial auf der einen Seite mit Akzeptoren und auf der anderen mit Donatoren dotiert wird. In den Abb. 62 a bis c sind die Vorgänge dargestellt, die bei der Bildung eines PN-Übergangs auftreten. Wie wir aus Abschn. 2.3. wissen, sind im P-Material überwiegend Löcher vorhanden, im N-Material überwiegend freie Elektronen (Abb. 62 a). Die positive Ladung der Löcher wird im P-Material ausgeglichen durch die negativen Ionen, die entstehen, wenn ein freies Elektron das Loch bei einem Akzeptor ausfüllt. Beim N-Material wird die negative Ladung der freien Elektronen durch die positiven Ionen ausgeglichen, die bei den Donatoren durch die Abgabe eines Valenzelektrons entstehen. In Abb. 62 a bis c sind neben den Löchern und Elektronen nur die Ionen dargestellt, nicht aber die Halbleiteratome.

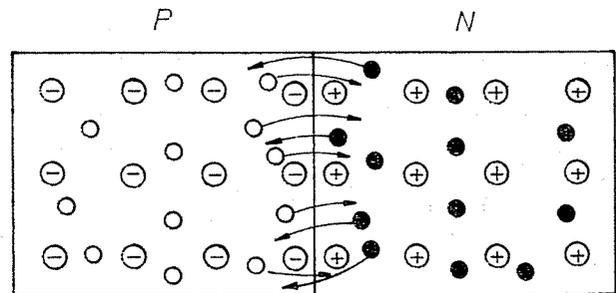
Unterschiedliche Konzentrationen versuchen sich auszugleichen. Bei ihren ungeordneten thermischen Bewegungen wandern daher freie Elektronen aus dem N-Material, das eine hohe Konzentration von freien Elektronen aufweist, in das P-Material, das eine sehr geringe Konzentration von freien Elektronen hat. Umgekehrt wandern Löcher aus dem gleichen Antrieb vom P- ins N-Material (Abb. 62 b). Die thermischen Bewegungen der freien Elektronen und Löcher ermöglichen diese Wanderung, die als **Diffusion** bezeichnet wird. Durch diesen Diffusionsstrom wandern also Löcher vom P- ins N-Material und freie Elektronen vom N- ins P-Material. Da durch den Diffusionsstrom Elektronen im N-Material und Löcher im P-Material fehlen und umgekehrt im P-Material zu viele

Elektronen, im N-Material zu viele Löcher sind, hat das P-Material jetzt eine negative, das N-Material eine positive Ladung.

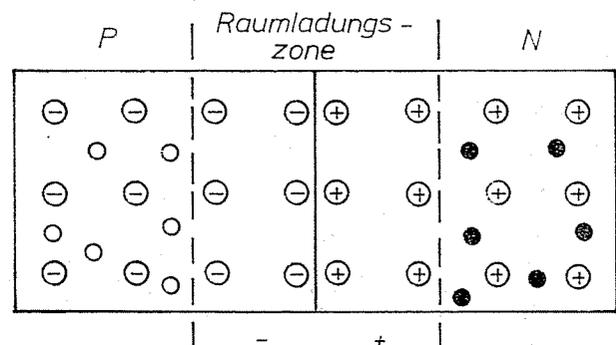
Entstehung der Raumladungszone und der Diffusionsspannung



(Abb. 62 a)



(Abb. 62 b)



Zeichenerklärung: ○ Loch
● Elektron
⊕ pos. Ion
⊖ neg. Ion

(Abb. 62 c)

Die positive Ladung im N-Material und die negative Ladung im P-Material verhindern, daß der Konzentrationsausgleich zwischen Löchern und Elektronen über den ganzen Halbleiter stattfindet. Die negative Ladung im P-Material stößt die freien Elektronen des N-Materials ab, so daß ab einer bestimmten Größe der negativen Ladung keine Elektronen mehr in das P-Material gelangen können. Umgekehrt gilt das gleiche für die Löcher.

Wenn die Löcher in das N-Material kommen, werden sie dort von den in großer Zahl vorhandenen freien Elektronen ausgefüllt. Die in das P-Material wandernden freien Elektronen werden dort von den Löchern eingefangen. In der Umgebung des PN-Übergangs entsteht daher eine Schicht, in der praktisch **keine freien Ladungsträger** vorhanden sind. Dieser Bereich, der im **P-Material** durch die negativen Ionen **negativ**, im **N-Material** durch die positiven Ionen **positiv** geladen ist, wird als **Raumladungszone** bezeichnet (Abb. 62 c).

Da sich P- und N-Material aufladen, entsteht zwischen ihnen eine Spannung, die man, weil sie durch den Diffusionsstrom entsteht, **Diffusionsspannung** nennt. Sie beträgt je nach dem verwendeten Halbleitermaterial und der herrschenden Temperatur zwischen 0,2 und 0,8 V.

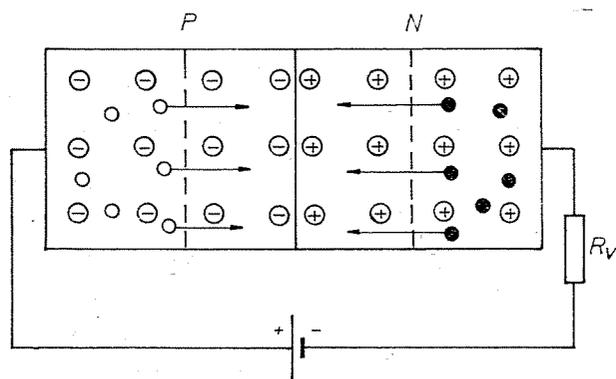
Diese Diffusionsspannung kann nicht direkt gemessen werden. Schaltet man nämlich ein Voltmeter an den PN-Übergang, so entstehen zwischen den Prüfspitzen und dem P- bzw. N-Material auch Diffusionsspannungen. Die Summe der drei Diffusionsspannungen ist Null. Das Voltmeter zeigt aber eine Spannung an, wenn sich die verschiedenen Übergänge auf unterschiedlichen Temperaturen befinden, weil die Diffusionsspannung auch von der Temperatur abhängt. Auf diesem Prinzip beruhen die Thermoelemente, bei denen sich zwei Übergänge von Materialien mit unterschiedlicher Konzentration der freien Ladungsträger auf verschiedenen Temperaturen befinden.

Die Breite der Raumladungszone hängt von der Stärke der Dotierung ab. Je stärker die Dotierung ist, desto dichter liegen die negativen Ionen im P-Material und die positiven Ionen im N-Material zusammen. Eine Raumladungszone mit geringerer Breite enthält daher genügend Raumladung, um den freien Elektronen aus dem N-Material und den Löchern aus dem P-Material das Diffundieren durch den PN-Übergang zu verwehren. **Die Raumladungszone ist daher um so schmaler, je stärker die Dotierung ist.**

2.7. Schwellspannung und Durchbruchspannung

Im Abschn. 2.6. haben wir das Verhalten eines PN-Übergangs ohne äußere Spannung behandelt. An der Grenze zwischen dem P- und dem N-Material entsteht eine Raumladungszone, die kaum noch freie Ladungsträger enthält, und zwischen P- und N-Material eine Diffusionsspannung. In diesem Abschnitt geht es darum, wie sich ein PN-Übergang beim Anlegen einer Spannung verhält.

PN-Übergang in Durchlaßrichtung

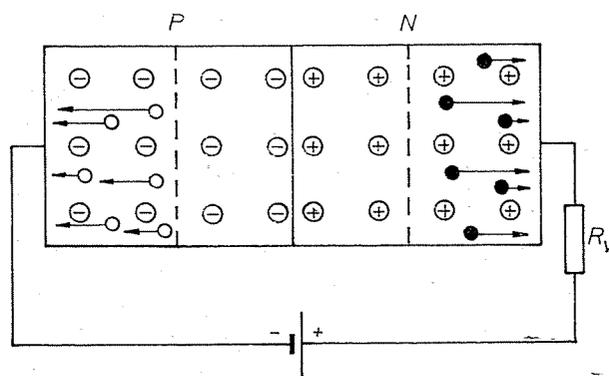


(Abb. 63)

Schaltet man die äußere Spannung so an den PN-Übergang, daß der Pluspol am P-Material und der Minuspol am N-Material liegt, so werden die Löcher im P-Material vom Pluspol und die freien Elektronen im N-Material vom Minuspol der außen angelegten Spannung in die fast ladungsträgerfreie Raumladungszone gedrückt (Abb. 63). Da wir jetzt auch in der Raumladungszone freie Ladungsträger haben, kann ein Strom über den PN-Übergang fließen. **Liegt Plus am P- und Minus am N-Material, so ist ein PN-Übergang in Durchlaßrichtung vorgespannt.**

Die von außen angelegte Spannung muß die Ladungsträger gegen die Wirkung der Diffusionsspannung in die Raumladungszone drücken. Daher wird ein PN-Übergang in Durchlaßrichtung erst niederohmig, wenn die außen angelegte Spannung größer ist als die Diffusionsspannung. Die angelegte äußere Spannung, bei der der PN-Übergang niederohmig wird, heißt **Schwellspannung, Schleusenspannung, Kniespannung** oder auch **Diffusionsspannung**, weil sie den gleichen Wert wie diese hat. Mit steigender Temperatur sinkt die Schwellspannung.

PN-Übergang in Sperrichtung



(Abb. 64)

Legt man die äußere Spannung mit dem Pluspol an das N-Material und den Minuspol an das P-Material, so zieht die angelegte Spannung die Löcher aus dem P-Material und die freien Elektronen aus dem N-Material von der Raumladungszone weg (Abb. 64). Die sehr hochohmige Raumladungszone wird dadurch verbreitert und es fließt praktisch kein Strom durch den PN-Übergang. **Liegt Plus am N-Material und Minus am P-Material, so ist ein PN-Übergang in Sperrrichtung vorgespannt.**

Über einen gesperrten PN-Übergang fließt nur der sehr kleine Sperrstrom. In der Raumladungszone entstehen durch die Temperaturschwingungen der Atome ständig einige Löcher und freie Elektronen. Die Löcher werden vom Minuspol, die freien Elektronen vom Pluspol der angelegten Spannung abgesaugt. Dieser Sperrstrom ist sehr stark temperaturabhängig.

Erhöht man die angelegte Spannung in Sperrrichtung, so beginnt ab einer bestimmten Spannung ein großer Strom zu fließen. Der PN-Übergang bricht durch und kann bei längerem Betrieb in diesem Bereich zerstört werden. Dieser Durchbruch kann die nachfolgend beschriebenen Ursachen haben.

Wärmedurchbruch: Bei steigender Sperrspannung steigt die Leistung, die am PN-Übergang in Wärme umgesetzt wird. Wird die durch diese Leistung erzeugte Wärme so groß, daß sie nicht mehr vollständig an die Umgebung abgegeben werden kann, so erhöht sich die Temperatur des PN-Übergangs stark. Damit steigt zusätzlich der Sperrstrom an, was wiederum eine Leistungserhöhung zur Folge hat. Die höhere Leistung läßt die Temperatur weiter steigen. Wird der Strom nicht durch einen Widerstand im äußeren Kreis begrenzt, so steigt die Temperatur über die maximale Sperrschichttemperatur (75° C bei Germanium, 150° C bei Silizium) an, und der PN-Übergang wird zerstört.

Avalanche- (Lawinen-) durchbruch: Je größer die Sperrspannung ist, desto stärker werden die in der Raumladungszone entstehenden freien Elektronen beschleunigt. Ab einer bestimmten Größe der Sperrspannung reicht ihre Bewegungsenergie aus, um beim Anstoßen an ein Atom aus diesem weitere freie Elektronen herauszuschlagen. Diese werden durch die äußere Spannung wieder so stark beschleunigt, daß sie aus den Atomen, gegen die sie stoßen, wieder freie Elektronen heraus schlagen. Dadurch entstehen in der Raumladungszone plötzlich sehr viele freie Ladungsträger, so daß der PN-Übergang niederohmig wird. Bei höherer Tempera-

tur, also bei größeren Temperaturschwingungen der Atome, stoßen die Elektronen schon nach einem kürzeren Weg gegen ein Atom. Damit sie auf dieser kürzeren Strecke genügend beschleunigt werden, ist eine höhere Sperrspannung erforderlich. **Bei steigender Temperatur steigt also auch die für den Lawinendurchbruch erforderliche Spannung.**

Zener- (Feld-) durchbruch: Bei sehr starker Dotierung an PN-Übergang entsteht wegen der großen Raumladungsdichte eine sehr schmale Raumladungszone (s. 2.6.). Dadurch besteht in der Raumladungszone eine sehr große elektrische Feldstärke, die beim Anlegen einer Sperrspannung noch erhöht wird. Übersteigt die Feldstärke den Wert von ca. $20 \frac{\text{kV}}{\text{mm}}$, so werden

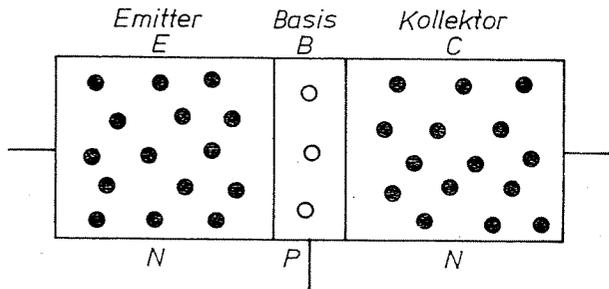
durch sie Elektronen der äußeren Schale aus den Atomen gerissen. Dadurch steigt die Zahl der Ladungsträger wiederum stark an. Der Zener-effekt hat keinen Lawineneffekt zur Folge, da die herausgerissenen Elektronen wegen der sehr schmalen Raumladungszone erst außerhalb der Raumladungszone auf Atome treffen. Sie schlagen zwar auch hier Elektronen heraus, diese werden aber weniger stark beschleunigt, da die hohe Feldstärke nur in der Raumladungszone besteht. Bei höherer Temperatur sinkt die Stärke der Bindung der Valenzelektronen an die Atome. Daher werden sie schon bei kleineren Feldstärken aus diesen herausgerissen. **Bei steigender Temperatur sinkt daher die für den Zenerdurchbruch erforderliche Spannung.**

2.8. PNP- und NPN-Transistoren; grundsätzlicher Aufbau und Wirkungsweise

Transistoren enthalten drei Schichten unterschiedlichen Leitungstyps, also zwei PN-Übergänge. Je nach der Reihenfolge der Schichten unterscheidet man PNP- und NPN-Transistoren. Aus fertigungstechnischen Gründen werden Germaniumtransistoren meist in der Schichtfolge PNP und Siliziumtransistoren als NPN-Transistoren hergestellt. In der industriellen Elektronik werden heute praktisch nur noch Siliziumtransistoren verwendet.

Abb. 65 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines NPN-Flächentransistors. Von großer Bedeutung für die Wirkungsweise eines Transistors ist es, daß die mittlere Schicht, die als Basis B bezeichnet wird, sehr schmal und schwach dotiert ist. Die äußeren Schichten werden Emitter E und Kollektor C genannt.

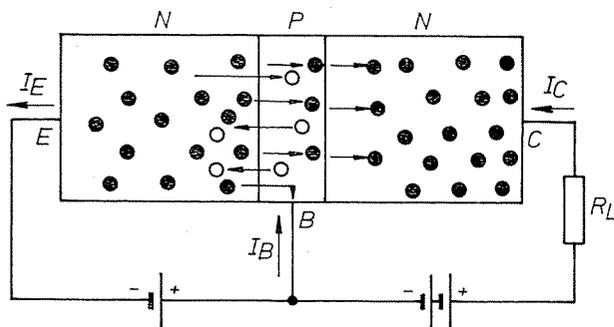
NPN-Flächentransistor



(Abb. 65)

Wenn ein Transistor als Verstärker arbeiten soll, so wird der PN-Übergang zwischen Basis und Emitter in Durchlaßrichtung, der andere zwischen Basis und Kollektor mit höherer Spannung in Sperrichtung vorgespannt (Abb. 66).

Beschaltung und Stromverhältnisse beim NPN-Transistor



(Abb. 66)

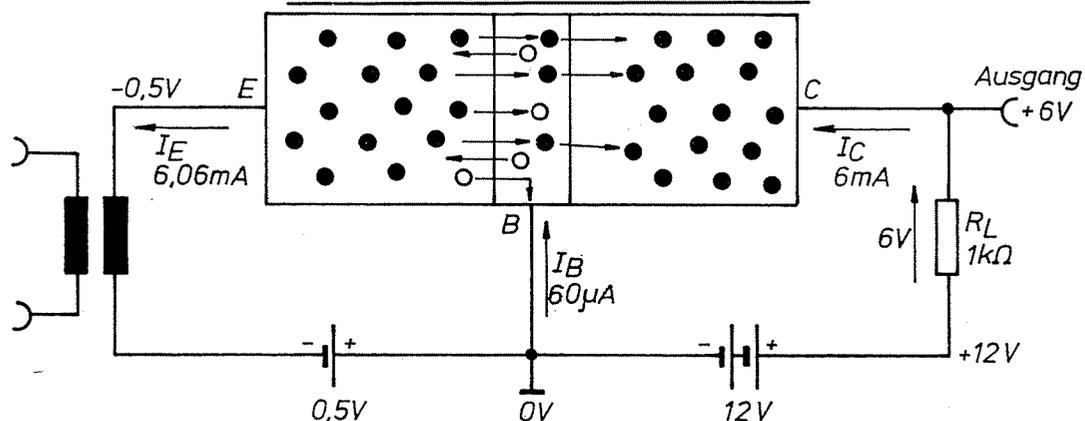
Dabei entstehen folgende Stromverhältnisse: Der linke PN-Übergang zwischen Emitter und Basis ist durch die Vorspannung in Durchlaßrichtung niederohmig. Daher beginnt ein Strom zu fließen, der in der Hauptsache aus der Bewegung der freien Elektronen vom Emitter in die Basis besteht und nur zum geringen Teil aus der Bewegung der Löcher von der Basis in den Emitter, da viel weniger Löcher als freie Elektronen vorhanden sind. Es gelangen also freie Elektronen in großer Zahl in die Basis. Da in der Basis wegen der sehr schmalen Schicht und der schwachen Dotierung nur relativ wenige Löcher

vorhanden sind, kann nur ein geringer Teil der freien Elektronen mit Löchern rekombinieren, und weil die Basis so schmal ist, können nur wenige freie Elektronen die Basis direkt verlassen. Der größte Teil der in die Basis gelangten freien Elektronen wird von den nachströmenden Elektronen weiter nach rechts gedrückt. Sie kommen dadurch in die Raumladungszone zwischen Basis und Kollektor und werden von der hohen positiven Kollektorspannung durch den Kollektor gezogen. Der größte Teil der von dem Emitter ausgesandten Elektronen gelangt daher durch die Basis in den Kollektor. Die Strompfeile in Abb. 66 sind der Elektronenbewegung entgegengerichtet, weil sich die Elektronen entgegen der positiven Stromrichtung bewegen.

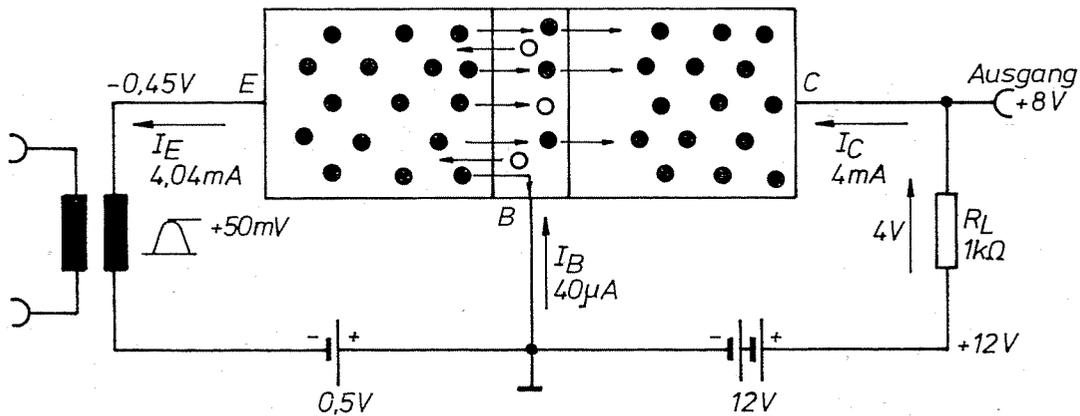
Bei den üblichen Transistoren beträgt der Basisstrom I_B nur etwa 0,2 ... 4 % des Emittersstroms I_E , der Kollektorstrom I_C also 99,8 ... 96 %. Für die Verstärkerwirkung eines Transistors ist entscheidend, daß die Größe des Kollektorstroms praktisch nur von der Spannung zwischen Basis und Emitter abhängt. Vergrößert man die Spannung zwischen Basis und Emitter etwas, so steigt der Emittersstrom relativ stark an, weil der PN-Übergang zwischen Basis und Emitter wegen der Vorspannung in Durchlaßrichtung niederohmig ist. Diese Änderung des Emittersstroms ruft eine fast gleichgroße Änderung des Kollektorstroms hervor. Durch die Erhöhung des Kollektorstroms steigt der Spannungsabfall am Lastwiderstand R_L . Diese Spannungsabfalländerung ist bedeutend größer als die Änderung der Eingangsspannung; es entsteht also eine Spannungsverstärkung. Dieser Vorgang soll an einem Zahlenbeispiel erläutert werden.

Abb. 67 a unterscheidet sich von Abb. 66 nur dadurch, daß für die Spannungen, Ströme und den Lastwiderstand Werte eingetragen sind. Außerdem ist zwischen Basis und Emitter ein Übertrager eingezeichnet, über den der Batteriegleichspannung die zu verstärkende Wechselspannung überlagert wird.

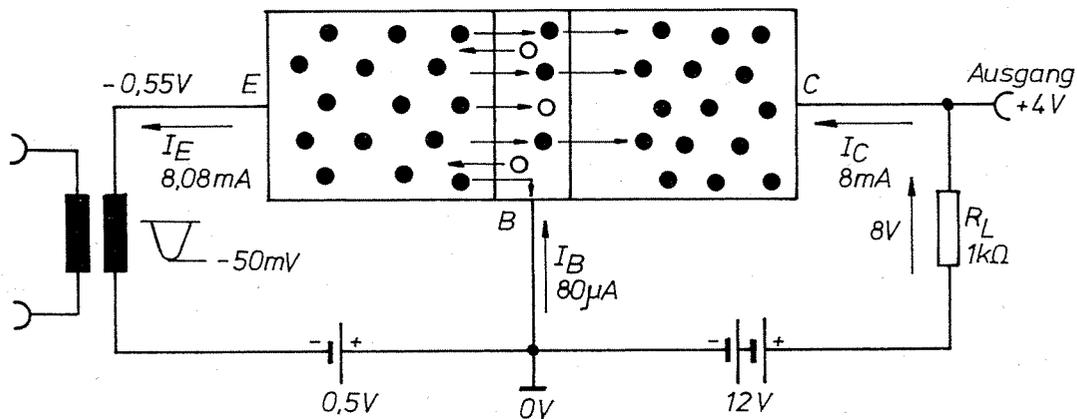
Verstärkungsvorgang bei einem NPN-Transistor



(Abb. 67 a)



(Abb. 67 b)



(Abb. 67 c)

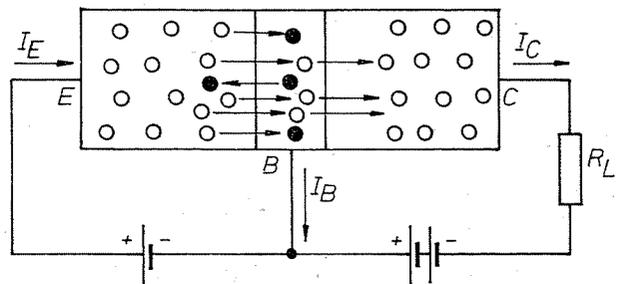
Die Spannung von 0,5 V zwischen Basis und Emittor treibt einen Emittorstrom von 6,06 mA. Davon fließen 60 μ A, das ist knapp 1 %, über die Basis zu. Die restlichen 6 mA bilden den Kollektorstrom. Die Kollektorbatterie hat eine Spannung von 12 V. Der Kollektorstrom von 6 mA ruft am Lastwiderstand von 1 k Ω einen Spannungsabfall von 6 V hervor. Am Ausgang (Kollektor) besteht daher noch eine Spannung von + 12 V – 6 V gleich + 6 V gegenüber der Basis (Abb. 67 a).

Abb. 67 b zeigt den Zustand der Schaltung, wenn über den Eingangsübertrager eine positive Halbwelle von 50 mV anliegt. Da die positive Halbwelle der Eingangsspannung der Batteriespannung von – 0,5 V entgegenwirkt, besteht am Emittor nur noch eine Spannung von – 0,45 V gegenüber der Basis. Der Emittorstrom verringert sich dadurch auf 4,04 mA. Davon fließen 40 μ A über die Basis, 4 mA über den Kollektor zu. Der Spannungsabfall an R_L sinkt von 6 V auf 4 V ab. Am Ausgang herrscht eine Spannung von + 12 V – 4 V gleich + 8 V. Bei einer Änderung der Eingangsspannung um 50 mV ändert sich in diesem Beispiel die Ausgangsspannung um 2 V.

Die Verhältnisse bei einer gleichgroßen negativen Halbwelle sind in Abb. 67 c dargestellt. Die negative Halbwelle vergrößert die Spannung zwischen Emittor und Basis auf 0,55 V, wodurch der Emittorstrom auf 8,08 mA ansteigt. Die verbleibenden 8 mA für den Kollektorstrom rufen am Lastwiderstand einen Spannungsabfall von 8 V hervor, so daß die Spannung am Ausgang nur noch + 4 V beträgt.

Eine Änderung der Eingangsspannung um insgesamt 0,1 V (von Spitze zu Spitze) hat in diesem Beispiel eine Ausgangsspannungsänderung von 4 V (von Spitze zu Spitze) zur Folge. Die Spannung wird also um das 40fache verstärkt. In einer derartigen Schaltung lassen sich bis zu 1000fache Spannungsverstärkungen erzielen.

Beschaltung und Stromverhältnisse beim PNP-Transistor



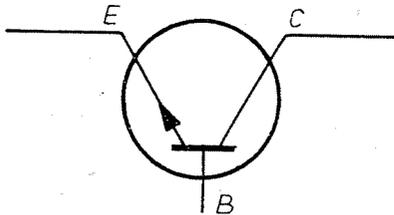
(Abb. 68)

Ein PNP-Transistor arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie ein NPN-Transistor. Die Spannungsquellen müssen umgekehrt angelegt werden. Abb. 68 zeigt die Beschaltung und die Stromverhältnisse beim PNP-Transistor. Mit den angelegten Spannungen ändern auch die Ströme beim PNP-Transistor gegenüber denen beim NPN-Transistor ihre Richtung. Aus dem Emittor werden Löcher in die Basis gedrückt. Nur ein kleiner Teil dieser Löcher kann von den freien Elektronen in der Basis ausgefüllt werden, die meisten kommen in den Einflußbereich der hohen negativen Kollektorspannung, werden von ihr durch den Kollektor gezogen und bewirken den Kollektorstrom.

Abb. 69 a und b zeigen die Symbole für einen NPN- und einen PNP-Transistor. Die den Emitter kennzeichnende Pfeilspitze gibt die positive Stromrichtung des Emitterstroms an.

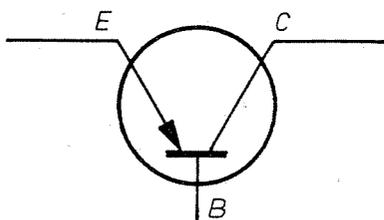
Transistorsymbole

NPN-Transistor



(Abb. 69 a)

PNP-Transistor



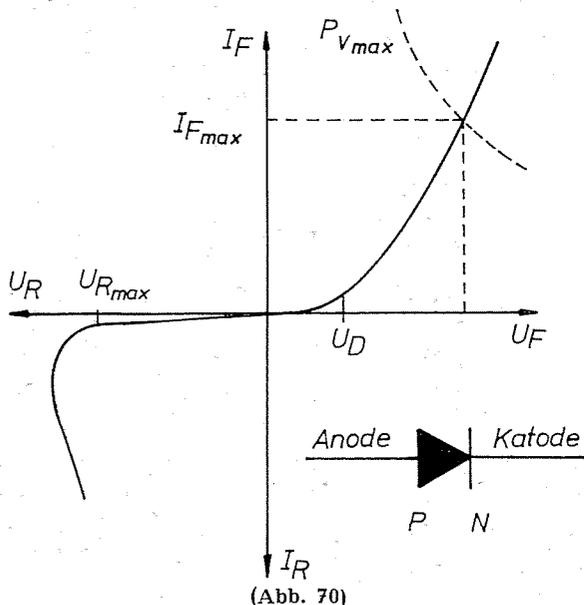
(Abb. 69 b)

3. Halbleiterdioden und ihre Anwendung

3.1. Eigenschaften und Kennlinien

Halbleiterdioden bestehen aus einem PN-Übergang; sie haben eine Durchlaß- und eine Sperrrichtung. Abb. 70 zeigt den grundsätzlichen Verlauf einer Diodenkennlinie.

Symbol und Kennlinie einer Diode



(Abb. 70)

Die Spannung wird in waagerechter, der Strom in senkrechter Richtung abgetragen. Die Durchlaßspannung hat das Formelzeichen U_F , der Durchlaßstrom I_F ($F = \text{forward}$). Die Sperrichtung wird durch den Index R (reverse) gekennzeichnet.

Für die Durchlaß- und Sperrichtung werden meistens unterschiedliche Maßstäbe verwendet, weil in Durchlaßrichtung bei kleinen Spannungen große Ströme fließen und umgekehrt in Sperrichtung bei großen Spannungen nur kleine Ströme.

Betrachten wir zuerst den Durchlaßbereich. Unterhalb der Schliessenspannung (Diffusionsspannung) U_D ist eine Diode hochohmig, weil die äußere Spannung nicht ausreicht, um genügend viele Ladungsträger gegen die Diffusionsspannung in die Raumladungszone zu drücken (s.2.7.). Bei Spannungen oberhalb der Schliessenspannung wird die Diode niederohmig. Kleine Spannungsänderungen haben in diesem Bereich große Stromänderungen zur Folge. Eine Diode darf aber nur bis zum maximalen Durchlaßstrom I_{Fmax} betrieben werden. Bei größeren Strömen wird die maximale Verlustleistung überschritten und die Diode thermisch überlastet.

Im Sperrbereich ist eine Diode sehr hochohmig, weil durch die Spannung in Sperrichtung die Breite der Raumladungszone vergrößert wird (s. 2.7.). Der Sperrstrom wird durch die in der Raumladungszone entstehenden Löcher und freien Elektronen und durch Kriechströme über das Gehäuse hervorgerufen. In Sperrichtung darf die maximale Sperrspannung U_{Rmax} nicht überschritten werden, weil sonst die Diode durchbricht. Die physikalischen Ursachen für diesen Durchbruch haben wir schon im Abschn. 2.7. kennengelernt.

Beim Betrieb einer Diode dürfen die für den betreffenden Typ angegebenen Grenzwerte auf keinen Fall überschritten werden. Es sind dies in Durchlaßrichtung der max. Durchlaßstrom I_{Fmax} und in Sperrichtung die max. Sperrspannung U_{Rmax} .

Eine Diode ist nicht nur durch den maximalen Durchlaßstrom und die maximale Sperrspannung gekennzeichnet. Für das Verhalten und den Verwendungszweck einer Diode sind außerdem der Durchlaßwiderstand, der Sperrwiderstand, die Sperrschichtkapazität und die Schliessenspannung maßgebend. Von diesen Werten sollen der maximale Durchlaßstrom, die maximale Sperrspannung und der Sperrwiderstand möglichst groß, der Durchlaßwiderstand, die Sperrschichtkapazität und die Schliessenspan-

nung dagegen möglichst klein sein. Diese Forderungen lassen sich nicht gleichzeitig in einer Diode verwirklichen.

Je höher die Dotierung ist, desto größer wird die Leitfähigkeit eines Halbleitermaterials, desto kleiner der sogenannte **Bahnwiderstand** einer Halbleiterschicht. Mit stärkerer Dotierung sinkt also der Durchlaßwiderstand. Wie aus Abschn. 2.6. bekannt, wird mit stärkerer Dotierung die Raumladungszone schmaler. Bei gleicher Spannung ist daher in einem stärker dotierten PN-Übergang die Feldstärke höher. Es genügt daher eine geringere Spannung in Sperrichtung, um die Feldstärke so weit zu erhöhen, daß die Diode durchbricht. **Bei schwacher Dotierung erreicht man einen großen Durchlaßwiderstand und eine hohe maximale Sperrspannung, bei starker Dotierung einen kleinen Durchlaßwiderstand und eine kleine maximale Sperrspannung.**

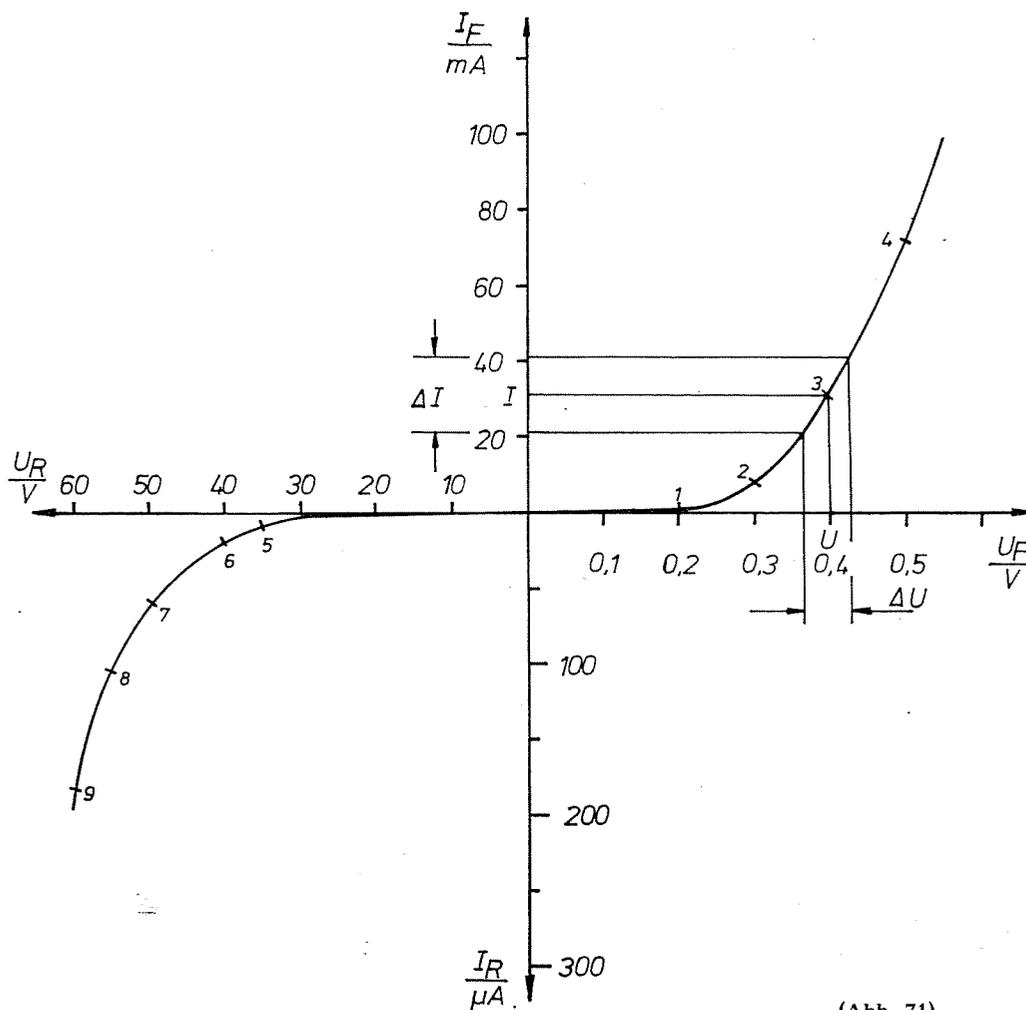
Werden das P- und das N-Material stark dotiert und wird nur direkt am PN-Übergang eine schmale Schicht schwächer dotiert, lassen sich gleichzeitig eine hohe maximale Sperrspannung

und ein kleiner Durchlaßwiderstand erzielen. Wegen der schwachen Dotierung am PN-Übergang wird die maximale Sperrspannung groß, durch die starke Dotierung des übrigen Materials der Durchlaßwiderstand klein. Die schwach dotierte Schicht am PN-Übergang darf nur sehr wenige Rekombinationszentren enthalten, damit die vielen Ladungsträger, die durch eine Spannung in Durchlaßrichtung in sie hineingedrückt werden, durch sie hindurchgelangen und nicht im PN-Übergang rekombinieren.

3.2. Statischer und dynamischer Widerstand

Im Abschnitt über das Arbeiten mit Kennlinien haben wir gesehen, daß der statische Widerstand R sich aus dem Verhältnis der Spannung zum Strom im jeweiligen Arbeitspunkt ergibt. Der statische Widerstand wird daher auch als Gleichstromwiderstand bezeichnet. Der dynamische Widerstand r , auch Wechselstromwiderstand genannt, ist der Quotient aus der Spannungsänderung ΔU und der Stromänderung ΔI .

Kennlinie einer Germaniumflächendiode

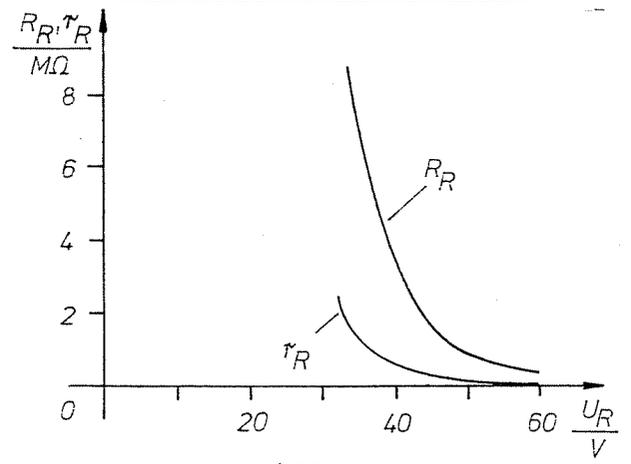


(Abb. 71)

Abb. 71 zeigt die typische Kennlinie einer Germaniumflächendiode. An dieser Kennlinie soll gezeigt werden, wie sich bei Dioden der statische und der dynamische Widerstand mit der angelegten Spannung bzw. dem Strom ändern.

In der folgenden Tabelle sind für die in der Kennlinie eingezeichneten Punkte 1 bis 9 die Spannung, der Strom, der statische und der dynamische Widerstand angegeben. Für den Punkt 3 ist in die Kennlinie eingezeichnet, wie man die erforderlichen Werte für die Berechnung der Widerstände der Kennlinie aufnimmt. Für die genaue Ermittlung des dynamischen (differenziellen) Widerstands wird im jeweiligen Punkt die Kennlinie durch eine Tangente ersetzt.

R_R und r_R in Abhängigkeit von U_R

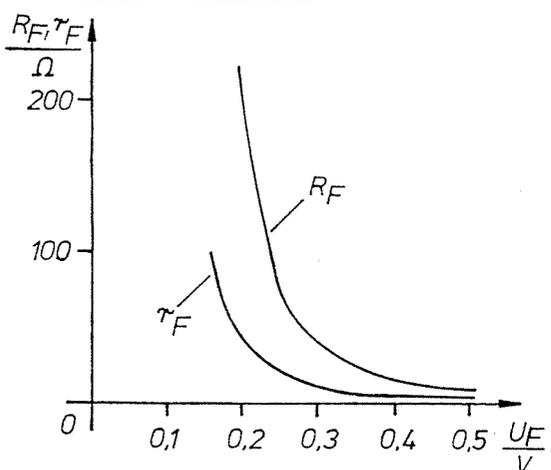


(Abb. 73)

Auswertung der Kennlinie nach Abb. 71

Punkt	1	2	3	4	Punkt	5	6	7	8	9
$\frac{U_F}{V}$	0,2	0,3	0,4	0,5	$\frac{U_R}{V}$	35	40	50	55	60
I_F mA	1	8	32	72,5	$\frac{I_R}{\mu A}$	5	15	60	100	180
$\frac{R_F}{\Omega}$	200	37,5	12,5	6,9	$\frac{R_R}{M\Omega}$	7	3,3	0,83	0,55	0,33
$\frac{r_F}{\Omega}$	40	8	2,8	2	$\frac{r_R}{M\Omega}$	1	0,4	0,15	0,085	0,05

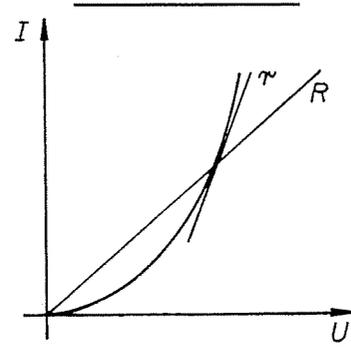
R_F und r_F in Abhängigkeit von U_F



(Abb. 72)

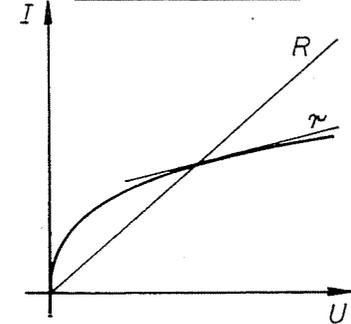
punkt flacher verläuft als die Kennlinie (Abb. 74 und 75).

Kennlinie mit $R > r$



(Abb. 74)

Kennlinie mit $R < r$



(Abb. 75)

In Abb. 72 und 73 sind die Werte aus der Tabelle grafisch dargestellt. Diesen Darstellungen können wir folgendes entnehmen:

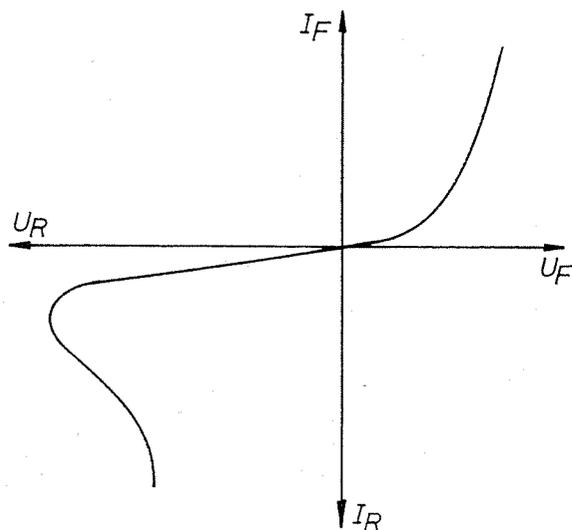
In Durchlaßrichtung nehmen der statische und der dynamische Widerstand schon bei sehr kleinen Spannungen stark ab. Der dynamische Widerstand ist dabei kleiner als der statische. Das ist immer der Fall, wenn die Verbindung eines Kennlinienpunktes mit dem Koordinatennull-

Bei Spannungen unterhalb der Schleusenspannung sind R_F und r_F praktisch gleich groß und sehr hochohmig.

In Sperrichtung sind bei Spannungen, die viel kleiner als die maximale Sperrspannung sind, der statische und der dynamische Widerstand praktisch gleich groß und sehr hoch. Dieser Bereich ist in Abb. 73 nicht dargestellt, doch können wir erkennen, daß die Widerstände in diesem Bereich einige Megohm betragen. Im Bereich des Durchbruchs nehmen dann beide Widerstände stark ab. Der dynamische Widerstand ist auch hier kleiner als der statische.

Wenn die Wärmeentwicklung im PN-Übergang starken Anteil am Durchbruch in Sperrichtung hat, kann der dynamische Widerstand sogar negativ werden. Nach Erreichen der maximalen Sperrspannung nimmt bei fallender Spannung der Strom zu (Abb. 76).

Negativer dynamischer Widerstand im Durchbruchbereich



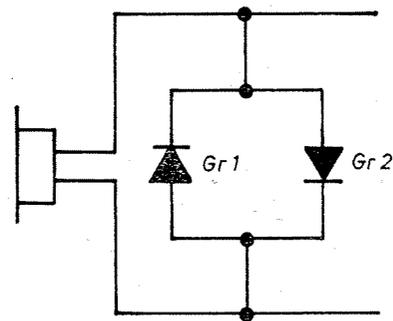
(Abb. 76)

Bei Dioden wird ein kleiner dynamischer Widerstand oberhalb der Schleusenspannung und ein großer Sperrwiderstand unterhalb der maximalen Sperrspannung angestrebt.

Der abnehmende statische Widerstand in Durchlaßrichtung wird z.B. in Prüfstromkreisen bei EMD-Wählern ausgenutzt. Durch die Dioden im Prüfstromkreis wird ein Doppelaufprüfen verhindert, wenn zwei Wähler gleichzeitig auf dasselbe Schaltglied aufprüfen wollen.

Bei den Gehörschutzgleichrichtern (Abb. 77) in jedem Fernsprechapparat wird der große Widerstandsunterschied einer Diode oberhalb und unterhalb der Schleusenspannung ausgenutzt. Es werden Selengleichrichter verwendet, die eine Schleusenspannung von ca. 0,4 V haben. Die Sprechwechselspannungen liegen zwischen 100 und 300 mV. In diesem Bereich sind die Dioden hochohmig, so daß die Sprache ungedämpft zur Hörkapsel kommt. Stör-

Gehörschutzgleichrichter



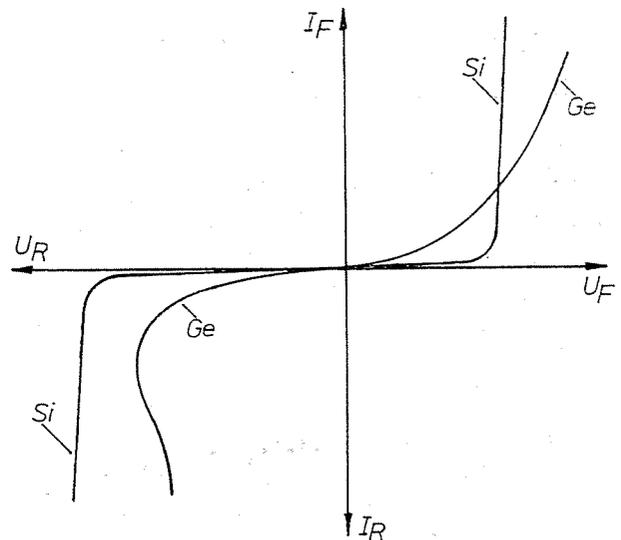
(Abb. 77)

spannungsspitzen oberhalb 0,4 V werden durch die dann niederohmig werdenden Dioden von der Hörkapsel ferngehalten. Eine derartige Schaltung, die nur Spannungen bis zu einem bestimmten Wert durchläßt, wird als **Begrenzer** bezeichnet.

3.3. Germanium- und Siliziumdioden, Unterschiede

Die wichtigsten Unterschiede zwischen Germanium- und Siliziumdioden zeigt Abb. 78. Siliziumdioden haben eine höhere Schleusenspannung und oberhalb der Schleusenspannung einen bedeutend kleineren dynamischen Widerstand.

Kennlinien von Ge- und Si-Dioden



(Abb. 78)

Die Schleusenspannung beträgt bei Siliziumdioden zwischen 0,6 und 0,8 V, bei Germaniumdioden liegt sie je nach Aufbau zwischen 0,1 und 0,4 V. Der dynamische Widerstand oberhalb der Schleusenspannung kann bei großen Siliziumgleichrichtern noch unter 1 m Ω liegen, bei Germaniumdioden liegt er meist bei einigen Ohm. Der Sperrwiderstand ist bei Siliziumdio-

den höher. Er erreicht bei Raumtemperatur Werte bis zu einigen $G\Omega$, während er bei Germaniumdioden im $M\Omega$ -Bereich liegt. Der Sperrwiderstand ist stark temperaturabhängig.

Bei Germanium verdoppelt sich der Sperrstrom bei einer Temperaturerhöhung von $10^\circ C$, bei Silizium schon bei 7 bis $8^\circ C$. Hat eine Germaniumdiode bei $25^\circ C$ Sperrschichttemperatur einen Sperrwiderstand von $16 M\Omega$, so beträgt der Sperrwiderstand bei $75^\circ C$ Sperrschichttemperatur nur noch $0,5 M\Omega$.

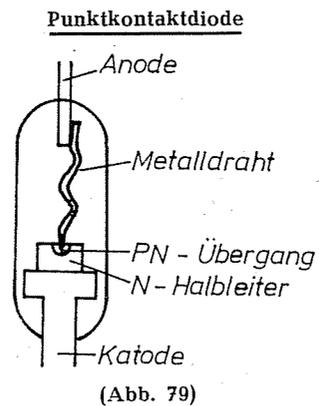
Bei $10^\circ C$ Temperaturerhöhung verdoppelt sich der Sperrstrom, der Sperrwiderstand ist also nur noch halb so groß. Steigt die Temperatur um weitere $10^\circ C$, so halbiert sich der Widerstand noch einmal, er beträgt also nur noch ein Viertel des Wertes vor der Temperaturerhöhung. Bei einer Temperaturerhöhung von $25^\circ C$ auf $75^\circ C$, also um $50^\circ C$, sinkt der Sperrwiderstand auf den 32. Teil, in unserem Beispiel also von $16 M\Omega$ auf $0,5 M\Omega$.

Bei Siliziumdioden lassen sich höhere maximale Sperrspannungen erreichen als bei Germaniumdioden. Es gibt Siliziumhochspannungsdioden mit einer Sperrspannung bis zu einigen Tausend Volt (z.B. BAY 26: $U_{Rmax} = 3 kV$).

Siliziumdioden haben eine größere maximale Stromdichte als Germaniumdioden. Das liegt einmal an der höheren zulässigen Sperrschichttemperatur bei Silizium (150 bis $180^\circ C$, bei Germanium nur $75^\circ C$) und zum anderen an dem kleineren Durchlaßwiderstand bei großen Strömen. Dadurch ist die Verlustleistung bei gleichgroßen Strömen in Siliziumdioden kleiner als in Germaniumdioden. Germaniumdioden können bis zu $40 \frac{A}{cm^2}$, Siliziumdioden bis zu $80 \frac{A}{cm^2}$ (bei Verwendung von Kühlmitteln bis zu $200 \frac{A}{cm^2}$) belastet werden.

Wegen des geringen Durchlaßwiderstands haben Siliziumdioden in Gleichrichterschaltungen einen höheren Wirkungsgrad. Er beträgt über 99% , während er bei Germaniumdioden etwas unter 99% liegt. Gleichrichter gleicher Leistung sind bei Verwendung von Germanium ungefähr dreimal größer als Siliziumgleichrichter.

Während Siliziumdioden nur in Form von Flächendioden hergestellt werden, gibt es Germaniumdioden auch häufig als Punktkontaktdioden (Abb. 79). Bei ihnen besteht der PN-Übergang aus einem Halbleiterkristall und einer Metalldrahtspitze. Wegen des sehr kleinen PN-Übergangs haben Punktkontaktdioden eine sehr kleine Sperrschichtkapazität. Germanium-Golddraht-Dioden, bei denen für den Metalldraht Gold verwendet wird, zeichnen sich zusätzlich durch eine sehr kleine Schleusenspannung ($< 0,2 V$) aus.



3.4. Die Diode als Entkopplungselement

Sollen Bauelemente von verschiedenen Stellen aus eingeschaltet werden können, so ist es oft erforderlich, die einzelnen Stromkreise gegenseitig zu entkoppeln. Dafür werden heute meist Dioden verwendet. Zwei Beispiele sollen dies erläutern:

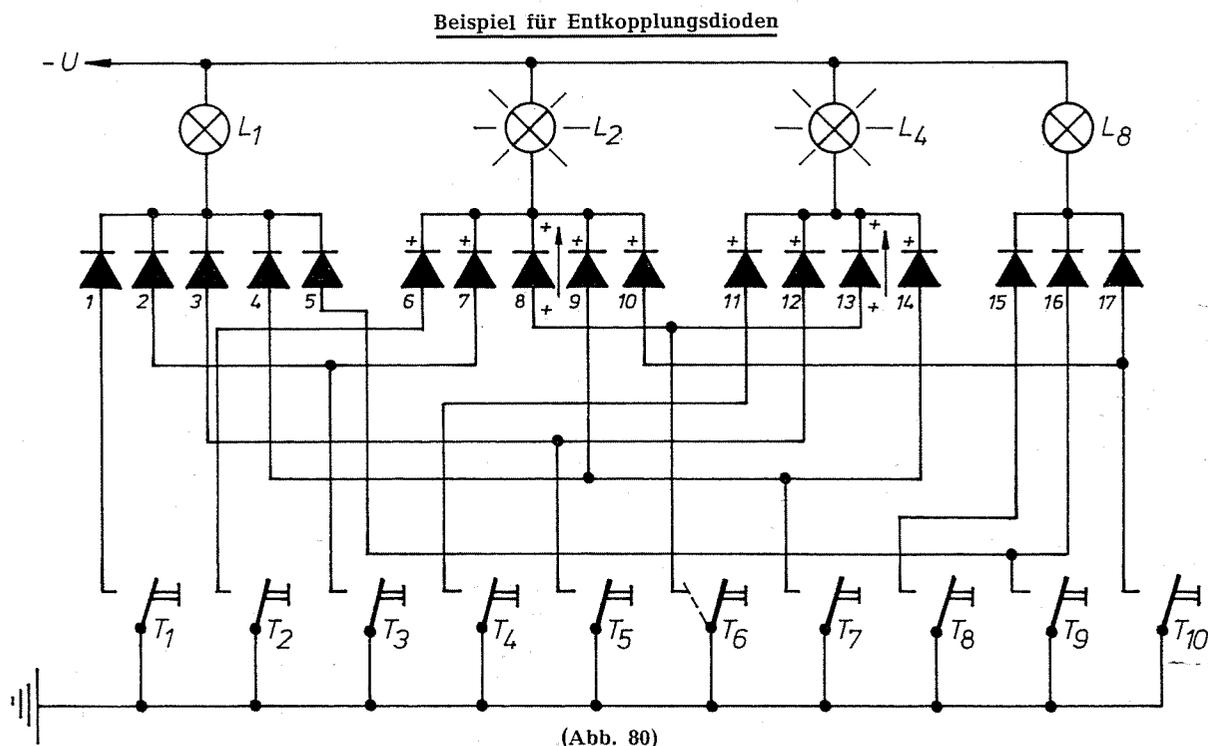
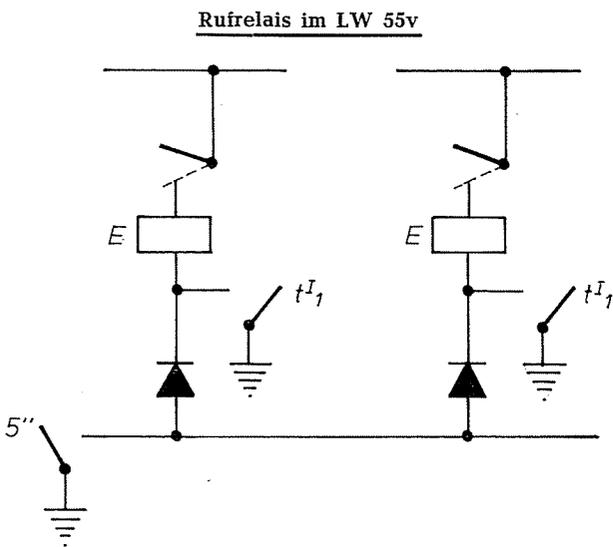


Abb. 80 zeigt ein Beispiel, in dem Dioden als Entkopplungselemente eingesetzt sind. Durch zehn Tasten T1 bis T10 sollen von vier Lampen mit den Wertigkeiten 1, 2, 4 und 8 immer die eingeschalteten werden, deren Wertigkeitssumme die Zahl an der Taste ergibt. Wenn also z.B. die Taste T6 gedrückt wird, sollen die Lampen L2 und L4 aufleuchten, da $2 + 4 = 6$ ist. Ohne Entkopplungsdioden würden — unabhängig davon welche Taste gedrückt wird — alle vier Lampen aufleuchten. In Abb. 81 ist dargestellt, daß bei gedrückter Taste T6 die Dioden 8 und 13 durchlässig werden und an die Dioden 6, 7, 9 und 10 unter der Lampe L2 sowie an die Dioden 11, 12 und 14 unter der Lampe L4 Pluspotential katodenseitig anlegen und sie dadurch sperren. In diesem Fall entkoppeln die Dioden 7 und 9 den Lampenstromkreis L1 von L2, die Diode 10 den Lampenstromkreis L8 von L2 und die Dioden 12 und 14 den Lampenstromkreis L1 von L4.

Im Leitungswähler 55v wird der Rufstrom durch das E-Relais angeschaltet, das für den ersten Ruf durch einen Relaiskontakt im Leitungswähler, für den Weiterruf durch den 5-Sekundenkontakt der Ruf- und Signalmaschine eingeschaltet wird. In Abb. 81 sind für zwei Leitungswähler die Stromkreise der E-Relais vereinfacht dargestellt. Der erste Ruf wird in jedem Leitungswähler individuell durch den t1-Kontakt eingeschaltet. Der Weiterruf erfolgt für alle Leitungswähler gemeinsam durch den 5-Sekundenkontakt. Dafür müssen alle E-Relais miteinander verbunden sein. Die eingeschalteten Entkopplungsdioden verhindern, daß bei Anschaltung des ersten Rufes in einem Leitungswähler die E-Relais in den anderen Leitungswählern auch anziehen.



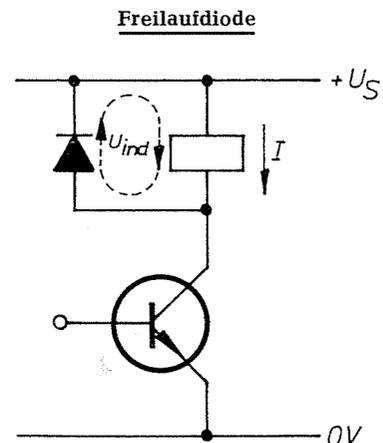
(Abb. 81)

3.5. Die Diode in Funkenlöschkreisen

Wird ein induktiver Verbraucher abgeschaltet, so entsteht am abschaltenden Kontakt ein Funken. Ursache des Funkens ist die **Selbstinduktionsspannung**, die in jeder Spule bei einer Stromänderung entsteht. Jede Stromänderung hat eine Magnetfeldänderung zur Folge. Das sich ändernde Magnetfeld schneidet die Windungen der Spule und induziert in sie eine Spannung, die der Stromänderung entgegenwirkt. Die induzierte Spannung ist um so größer, je größer die Induktivität der Spule ist und je schneller sich der Strom ändert. Da sich beim Abschalten der Strom sehr schnell ändert, ent-

steht eine sehr große Spannung (bis zu einigen kV!), die am Kontakt zu Funken führt. Wird der Stromkreis nicht durch einen mechanischen Kontakt, sondern durch ein Halbleiterbauelement (z.B. einen Transistor) geschaltet, so kann die Induktionsspannung den Halbleiter zerstören.

Bei der **Funkenlöschung** geht es also darum, die Selbstinduktionsspannung zu verringern. Das wird erreicht, indem man die Geschwindigkeit der Stromänderung herabsetzt, bei mechanischen Kontakten meist durch Schaltung eines Kondensators parallel zum Kontakt. Beim Öffnen des Kontaktes fließt dann ein Ladestrom über den Kondensator, der langsam abnimmt und dadurch die Stromänderung verlangsamt. Werden Halbleiterbauelemente als Schalter verwendet, legt man eine Diode parallel zur Induktivität. Abb. 82 zeigt eine Schaltung, bei



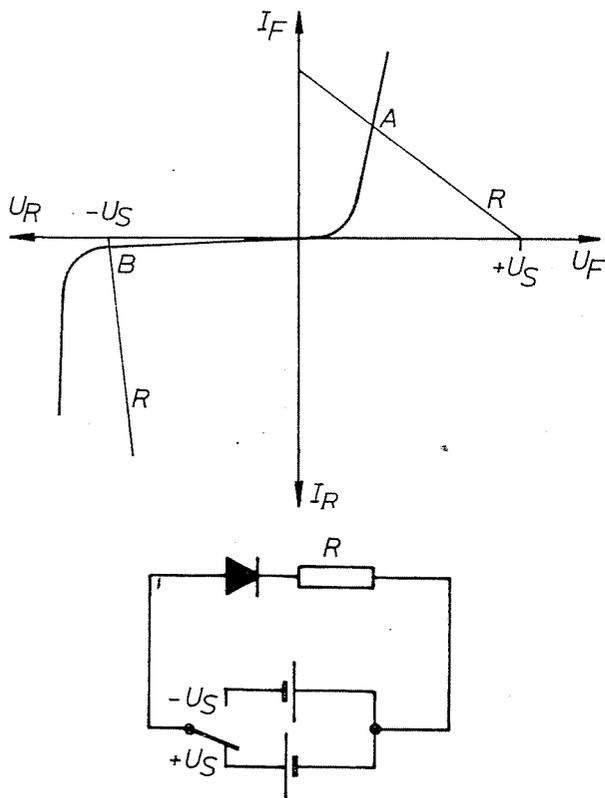
(Abb. 82)

der ein Relais durch einen Transistor gesteuert wird. Parallel zum Relais liegt die Diode, die die Selbstinduktionsspannung vom Transistor fernhält. Wenn der Transistor leitet, sperrt die Diode, und der ganze Strom fließt über das Relais. Beim Abschalten entsteht im Relais eine Selbstinduktionsspannung, die die gleiche Richtung wie der Strom hat. Für sie ist die Diode durchlässig. Die Diode schließt also die Selbstinduktionsspannung kurz und hält sie dadurch vom Transistor fern. Die Diode wird als **Freilaufdiode** bezeichnet. Wie jede Funkenlöschung bewirkt auch die Freilaufdiode eine Abfallverzögerung.

3.6. Die Diode als Schalter

Eine Diode kann auch als Schalter verwendet werden. In Durchlaßrichtung entspricht sie einem geschlossenen, in Sperrichtung einem offenen Schalter. In Abb. 83 sind die beiden Ar-

Diode als Schalter



(Abb. 83)

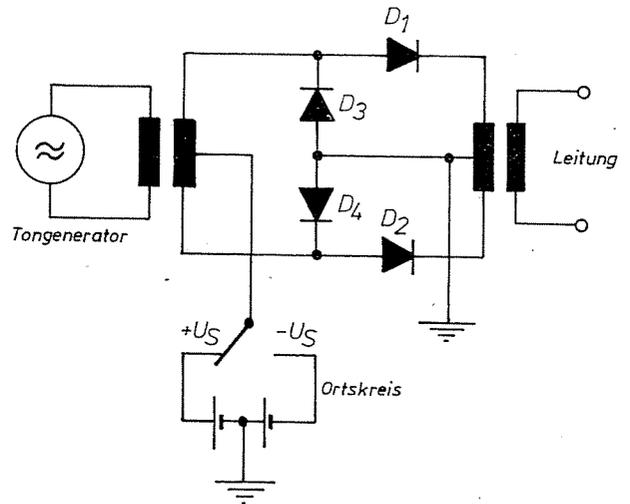
beitspunkte im Kennlinienfeld dargestellt. In Durchlaßrichtung ergibt sich der Arbeitspunkt A. Hier fällt der größte Teil der Speisespannung U_S am Verbraucher R ab, und es fließt ein großer Strom. In Sperrichtung, also bei geschlossenem Schalter, fällt praktisch die gesamte Speisespannung an der Diode ab; es fließt kaum ein Strom. Die Widerstandsgerade für den Verbraucher R verläuft im Sperrbereich steiler, weil hier ein anderer Maßstab als im Durchlaßbereich verwendet wird.

Wir wollen hier nicht näher auf die Eigenschaften wie Schaltzeit, Schaltleistung, Durchlaß- und Sperrwiderstand eingehen, die einen Schalter kennzeichnen. Dies wird im ergänzenden Band „Digitaltechnik“ behandelt.

Abb. 84 zeigt die Prinzipschaltung eines **Telegraphenmodlers**. Die Dioden arbeiten hier als Wechselstromschalter. Je nach der Polarität der vom Ortskreis her anliegenden Spannung soll die Tonfrequenz auf die Leitung gelangen oder nicht. In der gezeichneten Lage sind die Dioden D_1 und D_2 in Durchlaßrichtung vorgespannt, die Dioden D_3 und D_4 in Sperrichtung; die Tonfrequenz gelangt auf die Leitung. Liegt der Kontakt auf der anderen Seite, dann sperren die Dioden D_1 und D_2 und die Dioden D_3 und D_4 schließen zusätzlich die Sekundärwicklung des linken Übertragers kurz. Abb. 85 zeigt die Wirkung der Dioden D_1 und D_2 im Kennlinienfeld. Wir sehen, daß beim

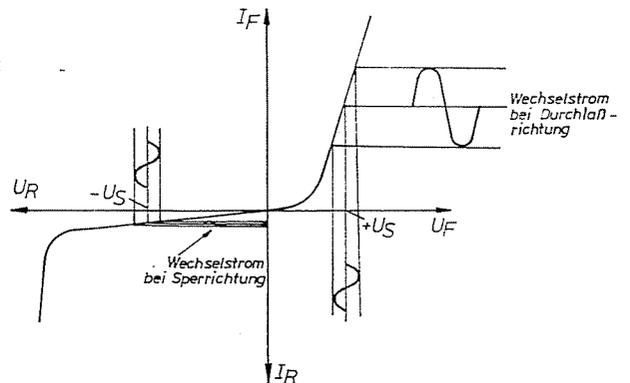
geringen dynamischen Widerstand in Durchlaßrichtung ein großer Wechselstrom fließt, während in Sperrichtung bei gleichgroßer Wechselspannung praktisch kein Wechselstrom fließt.

Telegraphenmodler



(Abb. 84)

Diode als Wechselstromschalter



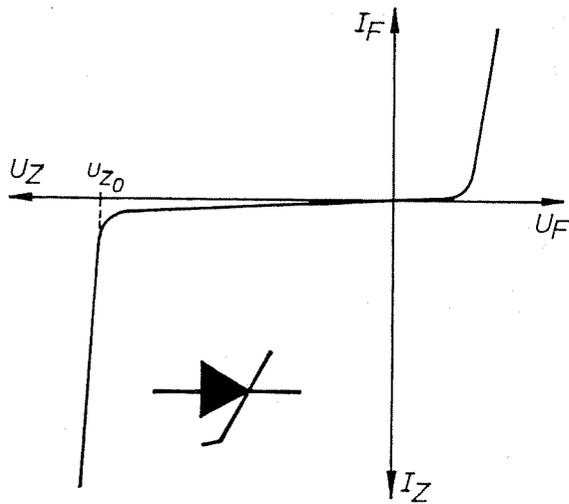
(Abb. 85)

3.7. Die Z-Diode und ihre Anwendung

Z-Dioden sind meist Siliziumdioden; ihre besondere Eigenschaft ist der ziemlich scharfe Durchbruch in Sperrichtung. Bei sehr kleinen Spannungsänderungen ändert sich der Strom sehr stark, ohne daß die Diode dabei zerstört wird. Dabei darf natürlich nicht die maximale Verlustleistung überschritten werden.

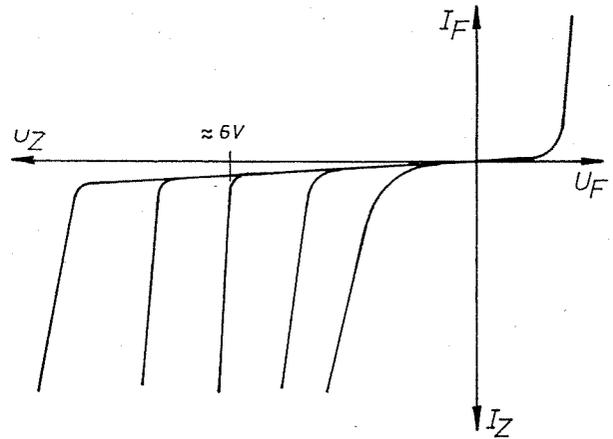
Die Z-Dioden wurden früher Zenerdioden genannt. Diese Bezeichnung wird heute nicht mehr verwendet, weil nur bei wenigen Typen dieser Dioden der Durchbruch allein auf dem Zener-effekt beruht (s. Abschn. 2.7.).

Kennlinie und Symbol einer Z-Diode



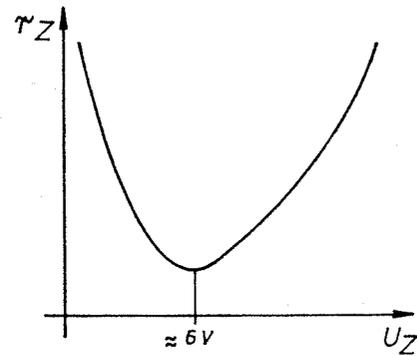
(Abb. 86)

Z-Diodenkennlinien



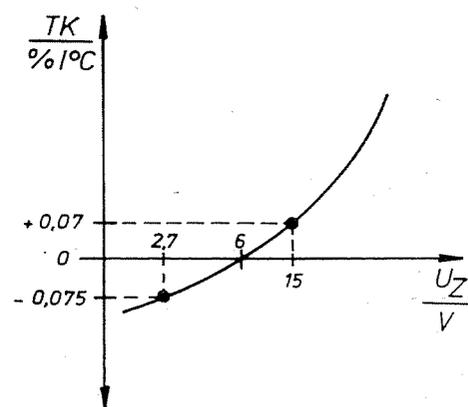
(Abb. 87)

Dynamischer Widerstand r_Z in Abhängigkeit von der Durchbruchspannung



(Abb. 88)

Temperaturabhängigkeit der Durchbruchspannung



(Abb. 89)

Die Größe der Durchbruchspannung U_{Z0} kann bei der Herstellung durch die Stärke der Dotierung beeinflusst werden. Es gibt Z-Dioden mit Durchbruchspannungen von 2,7 V bis zu einigen 100 V. Wie wir in den Abschn. 2.6. und 2.7. gesehen haben, wird bei steigender Dotierung die Raumladungszone schmäler und damit die Feldstärke in ihr größer. Mit steigender Dotierung sinkt daher die Durchbruchspannung. Bei Durchbruchspannungen unter 5 V entsteht der Durchbruch vorwiegend durch den Zenereffekt (s. 2.7.). Der Zenereffekt setzt allmählich ein, so daß das Abknicken der Kennlinie in diesem Bereich nicht sehr scharf ist.

Bei Durchbruchspannungen über 7 V wird der Durchbruch praktisch nur vom Lawineneffekt (s. 2.7.) verursacht. Der Übergang vom Sperr- in den Durchbruchbereich erfolgt hier schärfer, jedoch ist der differentielle Widerstand im durchbrochenen Zustand nicht extrem gering.

Besonders günstige Eigenschaften haben Z-Dioden, deren Durchbruchspannungen zwischen 5 V und 7 V liegen. Hier treten beide Effekte gleichzeitig auf. Dadurch wird ein besonders scharfes Abknicken und ein sehr steiler Kennlinienverlauf erreicht. Der dynamische Widerstand r_Z im Durchbruchbereich ist hier besonders klein. Außerdem haben diese Z-Dioden die kleinste Temperaturabhängigkeit der Durchbruchspannung, weil sich bei ihnen der positive Temperaturkoeffizient des Lawineneffektes und der negative Temperaturkoeffizient des Zenereffektes aufheben; die Abb. 87, 88 und 89 zeigen diese Zusammenhänge.

Aus Abb. 87 ist zu ersehen, daß bei ungefähr 6 V die Durchbruchkennlinie am steilsten verläuft. Daraus ergibt sich, daß in Abb. 88 das Minimum für den dynamischen Widerstand ebenfalls bei ca. 6 V liegt. Abb. 89 zeigt den Temperaturkoeffizienten TK in Abhängigkeit

von der Durchbruchspannung. Bei Durchbruchspannungen unter 6 V ist der Temperaturkoeffizient wegen des überwiegenden Zenereffektes negativ, d.h., bei steigender Temperatur sinkt die Durchbruchspannung. Bei größeren Durchbruchspannungen ist der Temperaturkoeffizient positiv.

Beispiele für die Änderung der Durchbruchspannungen zweier verschiedener Z-Dioden bei einer Temperaturerhöhung von 25° C auf 45° C. Die Berechnung der veränderten Durchbruchspannung erfolgt nach folgender Formel:

$$U'_Z = U_Z + \frac{U_Z \cdot TK \cdot \Delta\theta}{100}$$

Dabei sind: U'_Z = Durchbruchspannung bei erhöhter Temperatur

U_Z = Durchbruchspannung bei 25° C (aus Datenblatt)

TK = Temperaturkoeffizient in %/°C

$\Delta\theta$ = Erwärmung in °C.

1. Beispiel:

Z-Diode Typ: BZY 85/C 15 ($U_Z = 15$ V bei 25° C)

TK: + 0,07 %/°C (aus Datenblatt entnommen)

$$U'_Z = 15 \text{ V} + \frac{15 \text{ V} \cdot (+ 0,07) \% / ^\circ\text{C} \cdot 20 \text{ }^\circ\text{C}}{100}$$

$$U'_Z = 15 \text{ V} + 0,21 \text{ V} = \underline{15,21 \text{ V}}$$

2. Beispiel:

Z-Diode Typ: BZY 85/C 2 V 7 ($U_Z = 2,7$ V bei 25° C)

TK: - 0,075 %/°C (aus Datenblatt entnommen)

$$U'_Z = 2,7 \text{ V} + \frac{2,7 \text{ V} \cdot (- 0,075) \% / ^\circ\text{C} \cdot 20 \text{ }^\circ\text{C}}{100}$$

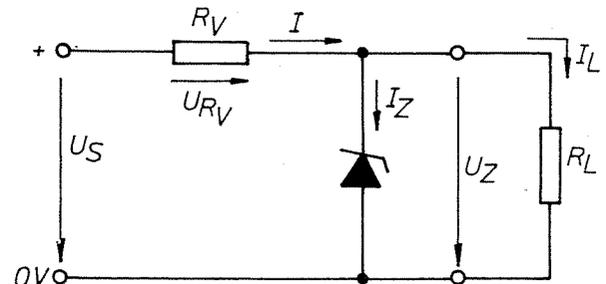
$$U'_Z = 2,7 \text{ V} - 0,04 \text{ V} = \underline{2,66 \text{ V}}$$

(Die vorgenannte Formel ist auch zur Bestimmung der durch Abkühlung unter 25° C geänderten Durchbruchspannung zu verwenden; $\Delta\theta$ wird dann negativ.)

Z-Dioden werden hauptsächlich zur Spannungsstabilisierung verwendet. Sie eignen sich hierfür so gut, weil sich im Durchbruchbereich die Spannung an der Diode auch bei großen Stromänderungen kaum ändert. Weiterhin werden Z-Dioden verwendet in Schaltungen zur Stromstabilisierung, in Begrenzerschaltungen zum Schutz von Geräten oder Bauelementen gegen Überspannung, als Kopplungselemente zwischen den einzelnen Stufen eines Gleichspannungsverstärkers, zur Erzeugung von Vorspannungen und zur Nullpunktunterdrückung bei Voltmetern.

Von den vielen Anwendungsmöglichkeiten wird hier nur die Wirkungsweise der einfachsten Spannungsstabilisierungsschaltung mit einer Z-Diode mit Hilfe der Kennlinien erläutert; umfangreichere Schaltungen werden im Abschn. 9.1. beschrieben.

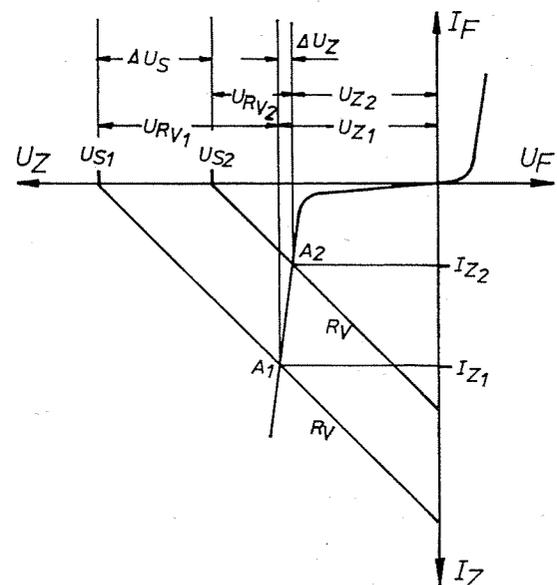
Spannungsstabilisierung mit einer Z-Diode



(Abb. 90)

In Abb. 90 ist die einfachste Schaltung zur Spannungsstabilisierung mit einer Z-Diode dargestellt. Am Eingang liegt die Speisespannung U_S , am Lastwiderstand R_L , der parallel zur Z-Diode geschaltet ist, liegt die stabilisierte Spannung U_Z . Die Differenz zwischen der Eingangsspannung U_S und der Ausgangsspannung U_Z fällt am Vorwiderstand R_V ab. Abb. 91 zeigt die Strom- und Spannungs-

Stabilisierungsschaltung bei Leerlauf

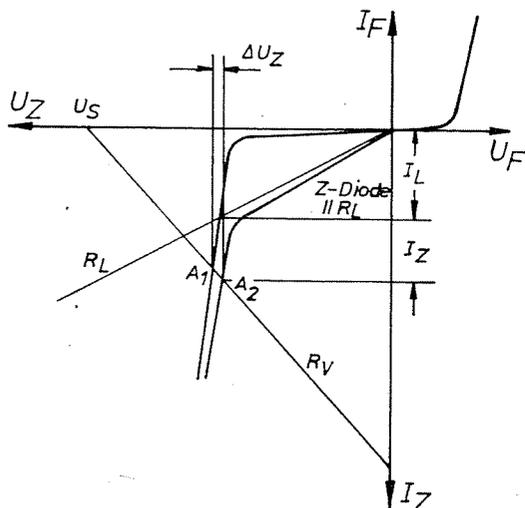


(Abb. 91)

verhältnisse in dieser Schaltung bei Leerlauf und schwankender Eingangsspannung. Wir sehen, daß sich auch bei großen Änderungen der Eingangsspannung die Ausgangsspannung nur geringfügig ändert. Das liegt daran, daß sich bei einer Änderung der Eingangsspannung der Z-Diodenstrom und damit der Strom über den Vorwiderstand so stark ändern, daß die Eingangsspannungsänderung fast vollständig durch die Änderung des Spannungsabfalls am

Vorwiderstand ausgeglichen wird. Bei einer Veränderung des Vorwiderstands ändert sich nur die Steilheit der Widerstandsgeraden. Der Vorwiderstand muß mindestens so groß sein, daß auch bei der größten Eingangsspannung U_{Smax} der maximale Z-Diodenstrom und damit die maximale Verlustleistung der Z-Diode nicht überschritten werden.

Stabilisierungsschaltung bei Last

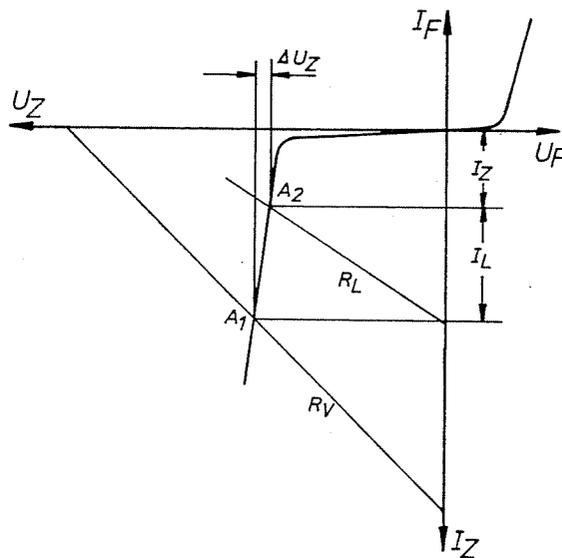


(Abb. 92)

Abb. 92 zeigt eine Darstellung der Verhältnisse bei belasteter Stabilisierungsschaltung. Durch die Parallelschaltung des Lastwiderstands R_L zur Z-Diode ergibt sich eine neue Kennlinie. Bei einer Parallelschaltung ist der Gesamtstrom gleich der Summe der Einzelströme. Die Gesamtkennlinie ergibt sich daher, wenn man die Stromwerte der Z-Diodenkennlinie und der Widerstandsgeraden für R_L addiert. Die Gesamtkennlinie ist unterhalb der Durchbruchspannung fast der R_L -Kennlinie, oberhalb fast mit der Z-Diodenkennlinie identisch. Das liegt daran, daß eine Parallelschaltung immer vom kleineren Widerstand bestimmt wird. Abb. 92 zeigt, daß sich die Spannung nur um den sehr kleinen Wert U_Z ändert, wenn sich die Last zwischen Leerlauf (A_1) und Belastung mit R_L (A_2) ändert.

Es ist sehr unpraktisch, für jeden Lastwiderstand R_L die neue Gesamtkennlinie zu konstruieren. Abb. 93 zeigt ein anderes Verfahren zur Bestimmung des Arbeitspunktes bei belasteter Stabilisierungsschaltung. Dabei gehen wir davon aus, daß der Gesamtstrom, der bei konstanter Eingangsspannung über den Vorwiderstand fließt, annähernd gleich bleiben muß. Denn nur dann sind der Spannungsabfall am Vorwiderstand und damit die Ausgangsspannung konstant. Im Regelbereich gilt also annähernd: $I = I_Z + I_L = \text{konstant}$. Daher genügt es, die Aufteilung des Gesamtstroms I in den Z-Diodenstrom und den Laststrom zu ermitteln. Der Gesamtstrom I ist der Strom im Arbeitspunkt A_1 (Leerlauf), also der Strom im Schnittpunkt der Z-Diodenkennlinie mit der Widerstandsgeraden für R_V . Die Aufteilung des Gesamtstroms erfolgt folgen-

Ermittlung des Arbeitspunktes



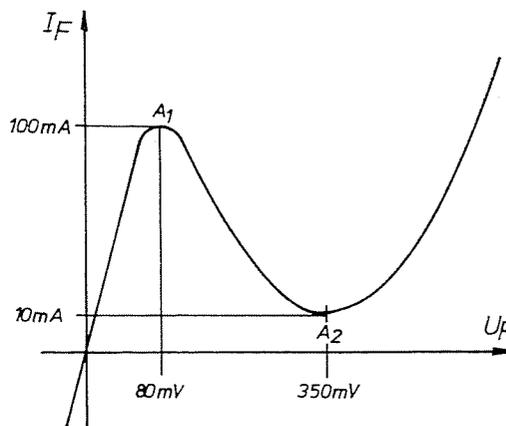
(Abb. 93)

dermaßen: Vom Nullpunkt des Koordinatensystems aus ist der Z-Diodenstrom in Abhängigkeit von der Spannung aufgetragen. Zeichnet man vom Gesamtstrom I ausgehend in entgegengesetzter Richtung die Widerstandsgerade für R_L ein, so ergibt der Schnittpunkt A_2 die Aufteilung des Gesamtstroms I in den Laststrom I_L und den Z-Diodenstrom I_Z . Die Schaltung muß so dimensioniert sein, daß auch für den kleinsten Lastwiderstand der Arbeitspunkt A_2 noch auf dem steilen Ast der Z-Diodenkennlinie liegt, weil sonst die Z-Diode keine Stabilisierungswirkung mehr hat.

3.8. Die Tunnel diode und ihre Anwendung

Erhöht man die Dotierung über die bei Z-Dioden für kleine Durchbruchspannungen verwendeten Werte hinaus, so verliert der PN-Übergang seine Sperrwirkung. Dabei ändert sich auch der Kennlinienverlauf in Durchlaßrichtung (Abb. 94). Durch die große Raumladungsdichte

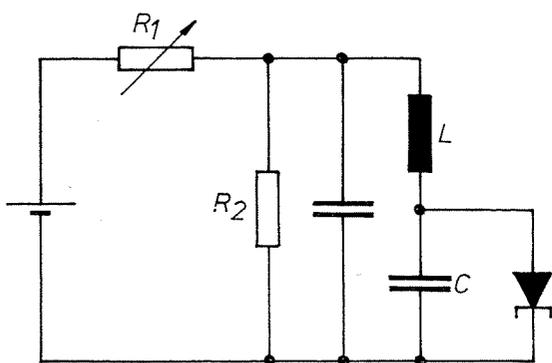
Kennlinie einer Tunnel diode



(Abb. 94)

am PN-Übergang fließen bei sehr kleinen Spannungen schon relativ große Ströme, da die Elektronen und Löcher direkt von einem Atom zum nächsten bei sehr kleinen Spannungen übergehen können. Eine weitere Spannungserhöhung führt nicht zu einer Stromerhöhung, sondern im Gegenteil zu einer Stromverminderung. Erst oberhalb der Schliessenspannung steigt der Strom mit der Spannung wieder an, weil jetzt aus dem P- und dem N-Material Löcher und freie Elektronen in den PN-Übergang gedrückt werden. Zwischen dem Arbeitspunkt A_1 und dem Arbeitspunkt A_2 haben wir eine fallende Kennlinie, also einen negativen Widerstand. Bei fallender Spannung steigt in diesem Bereich der Strom und umgekehrt. Die Durchtunnelung des PN-Übergangs bei kleinen Spannungen erfolgt mit so hoher Geschwindigkeit, daß Tunnelioden bis in den GHz-Bereich hinein verwendet werden können. Der negative Widerstand der Tunneliode wird zum Ausgleich des Verlustwiderstands von Schwingkreisen angewandt.

Oszillator mit einer Tunneliode



(Abb. 95)

Mit Tunnelioden lassen sich einfache Schaltungen zur Erzeugung von Schwingungen mit sehr hoher Frequenz aufbauen. In der Schaltung nach Abb. 95 wird mit dem Widerstand R_1 der Arbeitspunkt der Schaltung so eingestellt, daß die Tunneliode im Bereich des negativen Widerstands arbeitet.

3.9. Die Varaktordiode und ihre Anwendung

Ein PN-Übergang stellt in Sperrichtung einen Kondensator dar. Das P- und das N-Material bilden die beiden Belege des Kondensators, die Raumladungszone bildet das Dielektrikum. Die Ladung der Raumladungszone entspricht der Ladung des Kondensators. Bei steigender Sperrspannung nimmt die Breite der Raumladungszone zu. Die Kapazität eines Kondensators ist direkt proportional mit der Fläche der Platten und der relativen Dielektrizitätskonstanten des Isolators, aber umgekehrt proportional dem Ab-

stand der Platten. Bei zunehmender Spannung in Sperrichtung nimmt also die Sperrschichtkapazität ab. In Sperrichtung bilden Dioden daher einen spannungsgesteuerten Kondensator. In dieser Anwendung werden sie als **Kapazitätsvariationsdioden, Varikap** oder **Varaktordioden** bezeichnet.

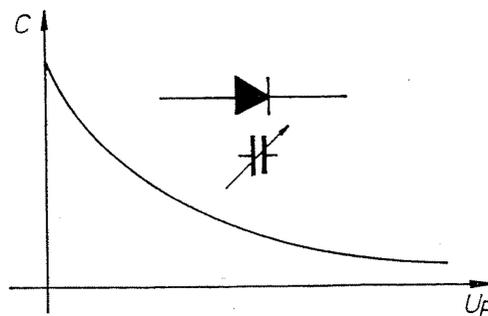
Bei einer Verdoppelung der Breite der Raumladungszone halbiert sich die Kapazität. Konstante Dotierungsstärke vorausgesetzt, verdoppelt sich dabei auch die Raumladung, also die Ladung des Kondensators. Um bei halber Kapazität die doppelte Ladung zu erreichen, ist die vierfache Spannung erforderlich ($Q = C \cdot U$).

Damit die Kapazität auf ein Drittel abnimmt, ist also die neunfache Sperrspannung erforderlich. Für die Kapazität gilt daher:

$$C \sim \frac{1}{\sqrt{U_R + U_D}}$$

worin U_D die Schliessenspannung und U_R die angelegte Sperrspannung sind. Abb. 96 zeigt die Kennlinie einer Kapazitätsvariationsdiode. Die Kapazität ändert sich im Bereich zwischen ca. 50 und 5 pF bei Veränderung der Sperrspannung zwischen 0 und 20 V.

Kennlinie und Symbol einer Kapazitätsvariationsdiode



(Abb. 96)

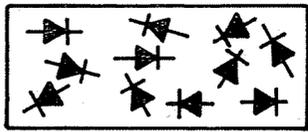
Wegen der kleinen Kapazitäten der Kapazitätsvariationsdioden werden sie vorwiegend im UKW-Bereich und bei höheren Frequenzen verwendet. Die Hauptanwendung liegt in der automatischen Scharfabstimmung AFC (automatic frequency control) in Rundfunk- und Fernsehempfängern.

3.10. Der Varistor

Varistoren sind spannungsabhängige Widerstände; sie werden auch als **VDR** (voltage dependent resistors) bezeichnet. Varistoren bestehen aus Siliziumkarbid, das bei hohen Temperaturen unter Verwendung von Bindemitteln gesintert wird. Der Kontaktübergangswiderstand zwischen den Siliziumkarbidteilchen ist stark spannungsabhängig. Die Wirkungsweise eines VDR

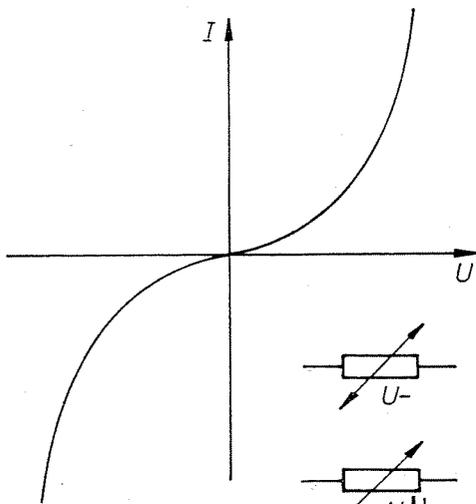
kann veranschaulicht werden durch die Vielzahl von PN-Übergängen, aus denen ein VDR zusammengesetzt ist (Abb. 97); Abb. 98 zeigt die Kennlinie eines Varistors. Der Strom nimmt bei einem VDR mit der vierten bis sechsten Potenz der Spannung zu.

Inneres Gefüge eines VDR



(Abb. 97)

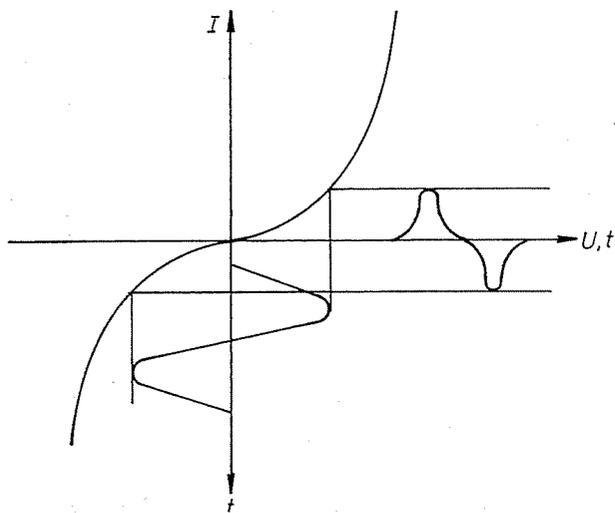
Kennlinie und Symbole eines VDR



(Abb. 98)

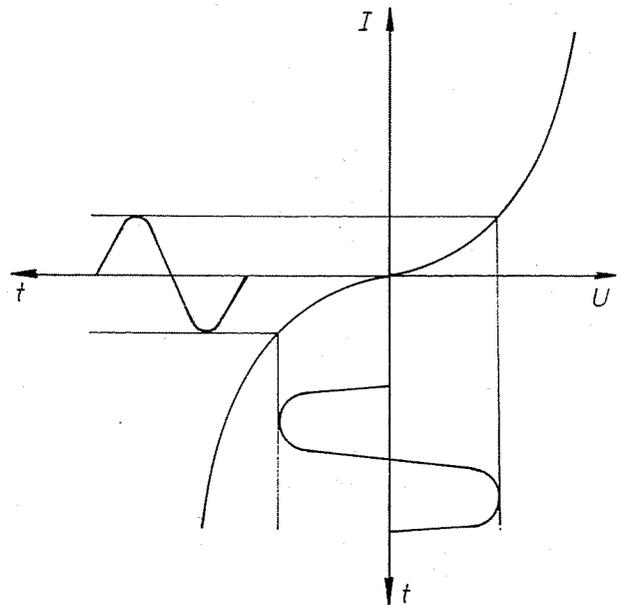
Legt man an einen Varistor eine sinusförmige Wechselspannung, so ist der Strom nicht mehr sinusförmig, sondern er verläuft spitzer (Abb. 99). Abb. 100 zeigt die Form der Wechselspannung bei sinusförmigem Strom durch einen Varistor.

Stromverlauf bei sinusförmiger Wechselspannung am VDR



(Abb. 99)

Spannungsverlauf bei sinusförmigem Wechselstrom durch einen VDR



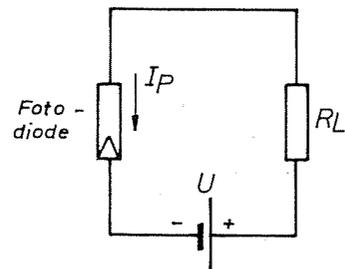
(Abb. 100)

Hauptanwendungsgebiete der Varistoren sind die Funkenlöschung und die Spannungsstabilisierung. Beim Einsatz in Funkenlöschkreisen kann der VDR sowohl parallel zur induktiven Last als auch parallel zum schaltenden Kontakt liegen. In beiden Fällen bewirkt er wie die Freilaufdiode, daß nicht die volle Induktionsspannung am Kontakt auftritt. Bei der Verwendung in Spannungsstabilisierungsschaltungen wird wie bei Zenerdioden der steile Bereich der Kennlinie ausgenutzt.

3.11. Die Fotodiode

Bei Fotodioden wird wie bei den Fotowiderständen der innere Fotoeffekt ausgenutzt. Treffen Photonen mit genügender Energie auf ein Halbleitermaterial, so entstehen Löcher und freie Elektronen. Wie Abb. 101 zeigt, werden

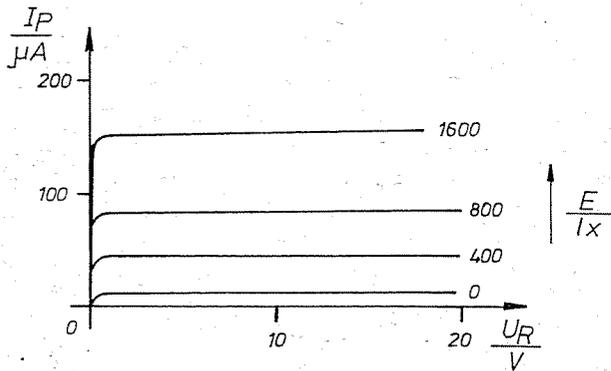
Grundschialtung einer Fotodiode



(Abb. 101)

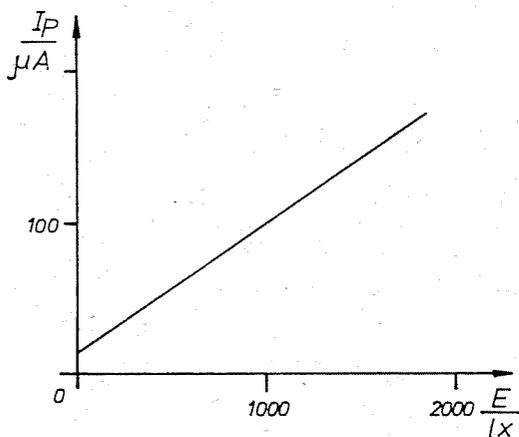
Fotodioden in Sperrichtung betrieben. Dadurch haben sie einen sehr kleinen Dunkelstrom (Strom bei unbeleuchteter Fotodiode). Die bei Lichteinfall in der Raumladungszone entstehenden Löcher und freien Elektronen bewirken den Fotostrom I_p . Während der Dunkelstrom sehr stark temperaturabhängig ist, hat die Temperatur kaum Einfluß auf den eigentlichen Fotostrom.

Kennlinie einer Fotodiode



(Abb. 102)

$$I_P = f(E)$$



(Abb. 103)

Der Strom I_p ist — wie in der Kennlinie in Abb. 102 dargestellt — kaum von der Spannung, sondern nur von der Beleuchtungsstärke E abhängig; Abb. 103 zeigt I_p in Abhängigkeit von E .

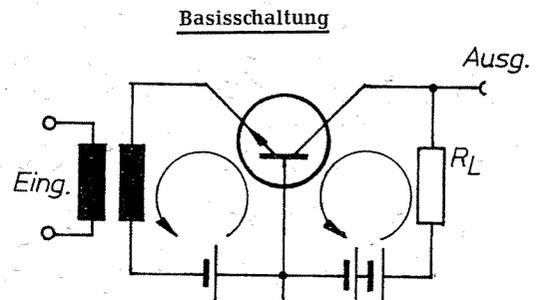
Wegen der hohen Feldstärke in der Raumladungszone haben die Löcher und Elektronen hohe Geschwindigkeiten, d.h., sie werden schnell aus der Raumladungszone abgeführt. Fotodioden haben daher eine bedeutend höhere Grenzfrequenz als Fotowiderstände; sie liegt bei 100 kHz.

Fotodioden werden aus Germanium und Silizium, aber auch aus Verbindungshalbleitern wie Galliumarsenid hergestellt. Während bei Siliziumfotodioden die größte Empfindlichkeit bei rotem Licht liegt, sind Germaniumfotodioden im Infrarotbereich am empfindlichsten. Weitere Ausführungen von Fotodioden und deren Anwendungen sind ausführlich im Abschn. 11. dieses Bandes beschrieben.

4. Transistorgrundschaltungen

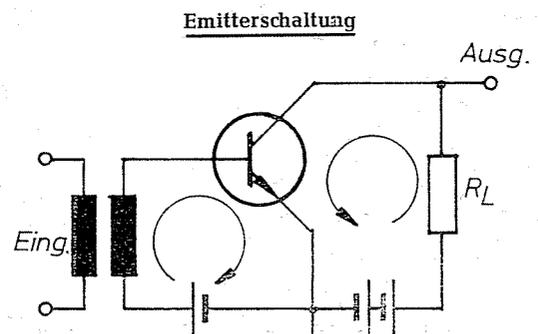
4.1. Transistorgrundschaltungen und ihre Eigenschaften

Im Abschn. 2.8. haben wir die Wirkungsweise eines Transistors als Verstärker kennengelernt. Abb. 104 zeigt diese Grundschaltung noch ein-



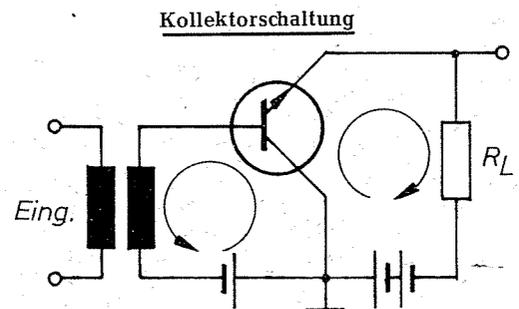
(Abb. 104)

mal, nur ist hier nicht mehr der Kristall des Transistors, sondern das Symbol dargestellt. Die beiden kreisförmigen Pfeile kennzeichnen den Eingangs- und Ausgangskreis in dieser Schaltung. Beiden gemeinsam ist die Basis; deswegen wird diese Schaltung als **Basisschaltung** bezeichnet.

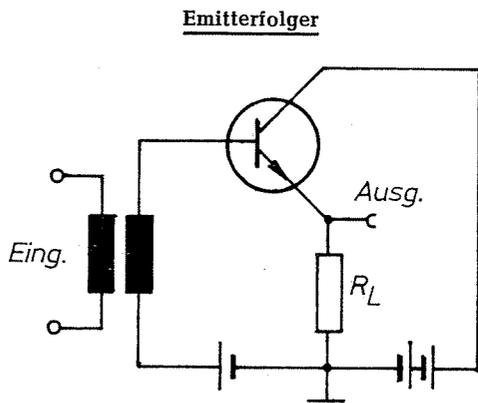


(Abb. 105)

Bei der in Abb. 105 dargestellten **Emitterschaltung** ist der Emittor die dem Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsame Elektrode. Diese Schaltung unterscheidet sich von der Basisschaltung insbesondere dadurch, daß im Eingang nicht der große Emittorstrom, sondern nur der kleine Basisstrom fließt.



(Abb. 106)



(Abb. 107)

Bei einer **Kollektorschaltung** (Abb. 106) liegt der Kollektor sowohl im Eingangs- wie im Ausgangskreis. In der Praxis wird anstelle der Kollektorschaltung meist der **Emitterfolger** verwendet (Abb. 107). Da auch hier der Lastwiderstand am Emitter liegt und die Ausgangsspannung am Emitter abgegriffen wird, hat diese Schaltung praktisch die gleichen Eigenschaften wie die Kollektorschaltung.

Diese drei Transistorgrundschaltungen haben unterschiedliche Eigenschaften; sie unterscheiden sich hauptsächlich in folgenden Punkten:

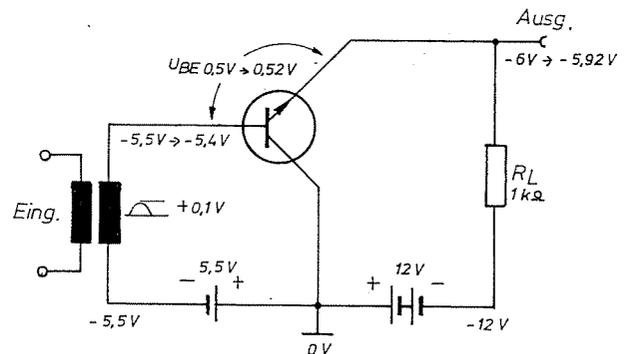
- Eingangswiderstand,**
- Ausgangswiderstand,**
- Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung,**
- Grenzfrequenz und**
- Phasenlage zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung.**

Bei einer Basisschaltung ist der Eingangsstrom der große Emitterstrom, der Ausgangsstrom der fast gleich große Kollektorstrom. Unter Verstärkung versteht man das Verhältnis von Ausgangsgröße zu Eingangsgröße, unter Stromverstärkung demnach das Verhältnis von Ausgangsstrom zu Eingangsstrom. Bei der Basisschaltung ist die Stromverstärkung daher etwas kleiner als 1. Wie wir im Abschn. 2.8. gesehen haben, hat ein Transistor in Basisschaltung eine große Spannungsverstärkung, weil kleine Änderungen der Basis-Emitterspannung relativ große Emitter- und damit auch Kollektorstromänderungen zur Folge haben. Die Kollektorstromänderungen rufen am Lastwiderstand große Ausgangsspannungsänderungen hervor. Die Leistungsverstärkung ergibt sich als Produkt aus der Strom- und der Spannungsverstärkung. Bei einer Basisschaltung ist die Leistungsverstärkung annähernd gleich der Spannungsverstärkung, da die Stromverstärkung fast 1 ist.

Bei der Emitter- und bei der Basisschaltung ist der Kollektorstrom der Ausgangsstrom. Im Gegensatz zur Basisschaltung ist bei der Emitter-schaltung aber nicht der große Emitterstrom, sondern nur der kleine Basisstrom der Eingangsstrom. Daher hat eine Emitterschaltung eine große Stromverstärkung (Verhältnis von Kollektor- zu Basisstrom). In bezug auf die Spannungsverstärkung verhält sich die Emitterschaltung wie die Basisschaltung, weil bei beiden Schaltungen die Eingangsspannung zwischen Basis und Emitter liegt, und die Ausgangsspannung am Kollektor abgegriffen wird. Da eine Emitterschaltung sowohl eine große Strom- als auch eine große Spannungsverstärkung hat, ist die Leistungsverstärkung sehr groß.

Bei einer Kollektorschaltung ist die Stromverstärkung am größten. Am Ausgang fließt der größte der drei Transistorströme, der Emitterstrom, am Eingang der kleinste, der Basisstrom. Die Spannungsverstärkung ist aber kleiner als 1.

Spannungsverstärkung bei einer Kollektorschaltung



(Abb. 108)

Zur Erläuterung ist in Abb. 108 ein Zahlenbeispiel angegeben. Die Basis-Emitterspannung U_{BE} ergibt sich aus der Potentialdifferenz zwischen Basis- und Emitterpotential im Ruhezustand, also $-5,5\text{ V} - (-6\text{ V}) = +0,5\text{ V}$. Bei einer positiven Halbwelle von $0,1\text{ V}$ steigt die Spannung zwischen Basis und Emitter. Damit steigen auch die Transistorströme und der Spannungsabfall am Lastwiderstand, und die Spannung am Ausgang wird ebenfalls positiver. Diese Änderung der Ausgangsspannung vermindert die Änderung der Basis-Emitterspannung. Damit eine Veränderung der Eingangsspannung die Transistorströme und somit die Ausgangsspannung beeinflussen kann, muß die Ausgangsspannungsschwankung kleiner bleiben als die Eingangsspannungsänderung. Die Ausgangsspannungsänderung wirkt bei einer Kollektorschaltung der Eingangsspannung entgegen. Im Beispiel führt eine Eingangsspannung von $0,1\text{ V}$ zu einer Ausgangsspannungsänderung von $0,08\text{ V}$.

Die Leistungsverstärkung einer Kollektorschaltung ist etwas kleiner als die Spannungsverstärkung.

Der Eingangswiderstand einer Basisschaltung ist sehr klein, weil im Eingang die in Durchlaßrichtung vorgespannte Basis-Emitter-Diode liegt und der große Emitterstrom fließt. Im Beispiel Abb. 67 a bis c führte eine Eingangsspannungsänderung von 0,1 V zu einer Eingangsstromänderung von 4,04 mA. Der Eingangswiderstand beträgt demnach ca. 25 Ohm. Im Ausgangskreis einer Basisschaltung liegt die in Sperrichtung vorgespannte Basis-Kollektor-Diode; der Ausgangswiderstand ist daher sehr hochohmig. Wir können uns den hohen Ausgangswiderstand auch folgendermaßen erklären: Eine Basisschaltung hat eine große Spannungsverstärkung, aber eine Stromverstärkung, die unter 1 liegt. Die Ausgangsspannung ist demnach bedeutend größer als die Eingangsspannung. Bei größerer Spannung und kleinerem Strom am Ausgang gegenüber dem Eingang ist der Ausgangswiderstand viel größer als der Eingangswiderstand.

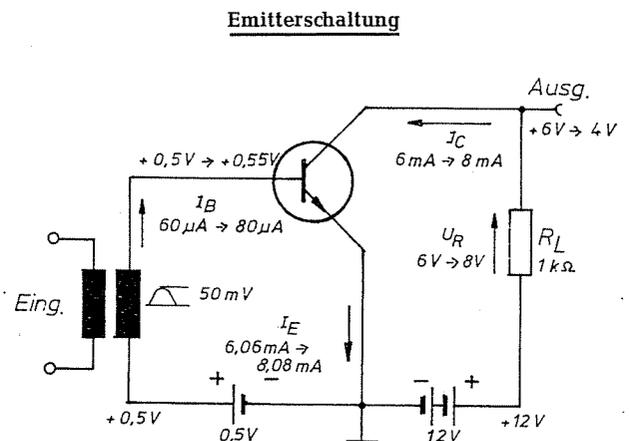
Bei der Emitterschaltung wird die Eingangsspannung auch parallel zu der in Durchlaßrichtung vorgespannten Basis-Emitter-Diode eingespeist. Hier fließt im Eingangskreis aber nur der sehr viel kleinere Basisstrom. Darum ist bei einer Emitterschaltung der Eingangswiderstand um das Verhältnis Emitterstrom zu Basisstrom größer. Da bei einer Emitterschaltung sowohl die Spannung als auch der Strom verstärkt werden, liegt der Ausgangswiderstand in derselben Größenordnung wie der Eingangswiderstand. Der Ausgangswiderstand ist wegen der meist etwas größeren Spannungsverstärkung gegenüber der Stromverstärkung ebenfalls etwas größer als der Eingangswiderstand.

Im Eingangskreis einer Kollektorschaltung liegt die in Sperrichtung vorgespannte Basis-Kollektor-Diode; der Eingangswiderstand ist daher sehr hoch. Die Kollektorschaltung hat eine große Stromverstärkung, die Spannungsverstärkung liegt unter 1. Da am Ausgang der Strom viel größer ist bei kleinerer Spannung als am Eingang, ist der Ausgangswiderstand einer Kollektorschaltung sehr klein. Der kleine Ausgangswiderstand einer Kollektorschaltung läßt sich auch wie folgt erklären: Eine kleine Änderung der Spannung am Ausgang einer Kollektorschaltung führt zu einer etwa gleichgroßen Änderung der Basis-Emitter-Spannung; eine kleine Änderung der Basis-Emitter-Spannung hat eine große Änderung des im Ausgangskreis fließenden Emitterstromes zur Folge.

Die Phasenlage zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung bei der Basisschaltung ist wieder aus dem Zahlenbeispiel in Abb. 67 a bis c zu ersehen. Wenn sich das Emitterpotential bei der positiven Halbwelle von $-0,5\text{ V}$ auf $-0,45\text{ V}$ ändert, erhöht sich die Ausgangsspannung von $+6\text{ V}$ auf $+8\text{ V}$. Bei der positiven Halbwelle am Eingang haben wir also auch am Ausgang eine positive Halbwelle. Bei der Basisschaltung besteht keine Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung, der Phasenwinkel zwischen beiden Spannungen ist Null.

Bei einer Kollektorschaltung sind Eingangs- und Ausgangsspannung ebenfalls in Phase. Aus den Zahlen in Abb. 108 ist zu erkennen, daß bei der positiven Eingangshalbwelle sowohl das Basispotential (von $-5,5\text{ V}$ nach $-5,4\text{ V}$) als auch das Emitterpotential (von -6 V nach $-5,92\text{ V}$) positiver werden.

Wie es in einer Emitterschaltung aussieht, zeigt Abb. 109. Hier sind die Werte bei fehlender Eingangsspannung und bei einer positiven Eingangshalbwelle von 50 mV eingetragen. Bei der positiven Halbwelle ändert sich die Ausgangsspannung von $+6\text{ V}$ nach $+4\text{ V}$, sie wird also negativer. Bei einer Emitterschaltung sind also Eingangs- und Ausgangsspannung um 180° phasenverschoben.



(Abb. 109)

Die Grenzfrequenz ist bei der Basisschaltung am größten. Kollektor- und Emitterschaltung bringen annähernd gleichgroße Werte, die aber geringer als bei einer Basisschaltung sind. Das Frequenzverhalten wird später behandelt.

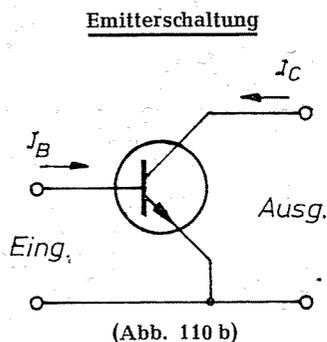
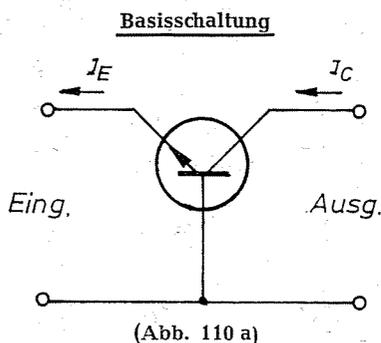
In folgender Tabelle sind noch einmal die Eigenschaften der drei Transistorgrundschaltungen zusammengestellt.

Transistorgrundschaltungen

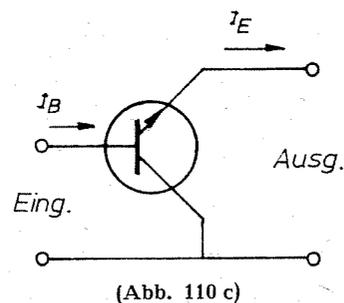
	Basis-schaltung	Emitter-schaltung	Kollektor-schaltung
Eingangswiderstand	sehr klein kleiner 300 Ω	mittel 0,1 ... 10 k Ω	sehr groß einige 100 k Ω
Ausgangswiderstand	sehr groß einige 100 k Ω	groß 2 ... 50 k Ω	sehr klein kleiner 200 Ω
Stromverstärkung	klein knapp 1	groß 10 ... 500	groß 10 ... 500
Spannungsverstärkung	groß 50 ... über 1000	groß 50 ... über 1000	klein kleiner 1
Leistungsverstärkung	groß 10 ² ... 10 ³	sehr groß 10 ³ ... 10 ⁴	mittel 10 ... 200
Grenzfrequenz	hoch	mittel	mittel
Phasenlage zwischen Eingang- und Ausgangsspannung	0°	180°	0°

4.2. Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung

Die Stromverstärkung ist das Verhältnis von Ausgangsstrom zu Eingangsstrom; man unterscheidet zwischen **Wechselstrom- und Gleichstromverstärkung**. Für die Aufstellung der Gleichungen für die Stromverstärkungsfaktoren sind in Abb. 110 a bis c noch einmal die Eingangs- und Ausgangsströme bei den drei Grundschaltungen angegeben.



Kollektorschaltung



Für die Basisschaltung gilt:

Gleichstromverstärkung $A = \frac{I_C}{I_E}$. A liegt zwischen 0,9 und 0,999.

Die Wechselstromverstärkung gibt das Verhältnis von Ausgangsstromänderung zu Eingangsstromänderung an:

$$\alpha = h_{21b} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$$

Die Wechselstromverstärkung ist praktisch gleich der Gleichstromverstärkung, und zwar in allen drei Grundschaltungen:

$$A \approx \alpha$$

Für die Emitterschaltung gilt:

Gleichstromverstärkung $B = \frac{I_C}{I_B}$ $B \approx \beta$

Wechselstromverstärkung $\beta = h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$

Für die Kollektorschaltung gilt:

$$\text{Gleichstromverstärkung } C = \frac{I_E}{I_B}$$

$$\text{Wechselstromverstärkung } \gamma = h_{21c} = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B}$$

$$C \approx \gamma$$

In Transistortabellen ist meist nur ein Wert angegeben, weil sich die anderen daraus errechnen lassen. Wir wollen die Zusammenhänge zwischen den Gleichstromverstärkungen ableiten; für die Wechselstromverstärkungen gelten dann die entsprechenden Formeln.

Zusammenhang zwischen A und B:

$$A = \frac{I_C}{I_E}; \quad B = \frac{I_C}{I_B}$$

Für die drei Transistorströme gilt nach der Knotenregel:

$$I_B + I_C = I_E$$

Wir können daher in der Formel für B den Basisstrom I_B durch $(I_E - I_C)$ ersetzen:

$$B = \frac{I_C}{I_E - I_C}$$

Dividieren wir Zähler und Nenner durch I_E , so ergibt sich:

$$B = \frac{\frac{I_C}{I_E}}{1 - \frac{I_C}{I_E}} = \frac{A}{1 - A}$$

Stellt man diese Formel nach A um, so ergibt sich:

$$A = \frac{B}{1 + B}$$

Mit Hilfe dieser Formeln kann man also bei gegebener Stromverstärkung der Basisschaltung die Stromverstärkung der Emitterschaltung ausrechnen und umgekehrt. Für die Ableitung der Formeln für den Zusammenhang zwischen A und C bzw. B und C ist wie oben vorzugehen und man erhält dann:

$$A = \frac{C - 1}{C}; \quad C = \frac{1}{1 - A}$$

$$B = C - 1; \quad C = B + 1$$

Beispiel: Bei einem Transistor werden folgende Ströme gemessen:

$$I_C = 20 \text{ mA}; \quad I_B = 0,25 \text{ mA};$$

$$I_E = I_B + I_C = 20,25 \text{ mA}$$

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{20 \text{ mA}}{0,25 \text{ mA}} = 80$$

$$A = \frac{I_C}{I_E} = \frac{20 \text{ mA}}{20,25 \text{ mA}} = 0,9877$$

$$\text{oder } A = \frac{B}{1 + B} = \frac{80}{90 + 1} = 0,9877$$

$$C = \frac{I_E}{I_B} = \frac{20,25 \text{ mA}}{0,25 \text{ mA}} = 81$$

$$\text{oder } C = B + 1 = 80 + 1 = 81$$

Die Stromverstärkungswerte A, B, C und auch h_{21b} , h_{21e} und h_{21c} sind die Kurzschlußstromverstärkungen; sie geben also die Stromverhältnisse bei $R_L = 0$ an. Die in Verstärkerschaltungen erreichte Stromverstärkung liegt unter der Kurzschlußstromverstärkung, und zwar ist sie um so kleiner, je größer der Lastwiderstand im Verhältnis zum Ausgangswiderstand des Transistors ist. Das liegt daran, daß der Lastwiderstand einer Spannungsquelle die Größe des Stroms um so stärker bestimmt, je größer er gegenüber dem Innenwiderstand der Spannungsquelle ist.

Die Spannungsverstärkung, also das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung, hängt von der Stromverstärkung, dem Lastwiderstand und dem Eingangswiderstand ab. Je kleiner der Eingangswiderstand ist, desto größer ist die Eingangsstromänderung bei einer Eingangsspannungsänderung. Die um den Stromverstärkungsfaktor größeren Ausgangsstromänderungen rufen um so größere Ausgangsspannungen hervor, je größer der Lastwiderstand ist. Die Spannungsverstärkung ist daher proportional den Lastwiderstand und der Stromverstärkung, aber umgekehrt proportional dem Eingangswiderstand.

Die bei Verstärkerschaltungen erreichte Stromverstärkung ist abhängig vom Lastwiderstand R_L . Sie ist ein Maximum, wenn $R_L = 0$ ist (Kurzschlußstromverstärkung), und fällt mit zunehmendem Lastwiderstand.

Die Spannungsverstärkung ist bei gegebenem Transistor ebenfalls abhängig vom Lastwiderstand. Sie steigt mit zunehmendem Lastwiderstand (bei $R_L = 0$ ist also die Spannungsverstärkung auch 0). Die Leistungsverstärkung ist das Produkt aus Strom- und Spannungsverstärkung.

4.3. Frequenzverhalten von Transistoren

Das Frequenzverhalten von Transistoren wird hauptsächlich durch zwei Kapazitäten bestimmt, von der **Diffusionskapazität** zwischen Emitter und Basis sowie der **Raumladungskapazität** zwischen Basis und Kollektor.

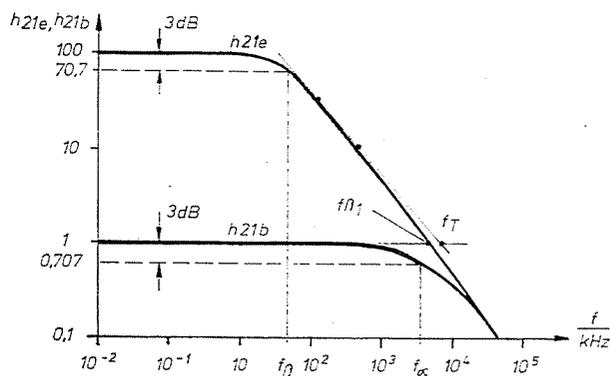
Durch die Basis diffundieren die freien Ladungsträger. Unter **Diffusion** versteht man eine Bewegung von Teilchen, die durch Konzentrationsunterschiede hervorgerufen wird. Beim NPN-Transistor besteht in der Basis am Basis-Emitter-Übergang eine höhere Konzentration freier Elektronen als am Basis-Kollektor-Übergang, weil die Elektronen vom Emitter in die Basis gedrückt und an der Grenzschicht zum Kollektor aus der Basis abgezogen werden. Dieser Konzentrationsunterschied ist die Ursache für die Diffusion der Ladungsträger durch die Basis. Die Diffusionsgeschwindigkeit ist relativ klein. Dadurch ist eine gewisse Zeit erforderlich, bis sich nach einer Spannungsänderung auch der Strom ändert. Soll der Strom kleiner werden, müssen die überzähligen Ladungsträger aus der Basis erst abgezogen, soll der Strom größer werden, müssen erst zusätzliche Ladungsträger in die Basis hineingedrückt werden. Da auch ein Kondensator zunächst aufzuladen ist, bevor sich die angelegte Spannung am Kondensator voll auswirkt, spricht man von einer Diffusionskapazität.

Bei der Basis- und der Emitterschaltung liegt die Diffusionskapazität parallel zum Eingangswiderstand. Der Eingangswiderstand der Basischaltung ist viel kleiner als der der Emitterschaltung. Der kapazitive Blindwiderstand der Diffusionskapazität kommt also bei der Basischaltung erst bei höheren Frequenzen in die Größenordnung des Eingangswiderstands und beeinflusst dann den Gesamtwiderstand der Parallelschaltung. Der Eingangswiderstand der Basischaltung ist um den Stromverstärkungsfaktor kleiner als der der Emitterschaltung. Daher ist die Grenzfrequenz bei der Basischaltung um den Faktor $h_{21e} (\beta)$ größer.

Die Raumladungskapazität zwischen Basis und Kollektor ist bedeutend kleiner als die Diffusionskapazität; sie bestimmt vor allem das Transistorverhalten im HF-Bereich.

In Abb. 111 ist die Abhängigkeit der Kurzschlußstromverstärkungen von der Frequenz dargestellt. Die Kurve für h_{21b} knickt erst bei der hundertfachen Frequenz ab gegenüber der h_{21e} -Kurve, weil h_{21e} bei diesem Transistor 100 beträgt. Die eingetragenen Frequenzen f_α und f_β sind die Grenzfrequenzen der Basis- und Emitterschaltung. Unter der **Grenzfrequenz** versteht man die Frequenz, bei der

$h_{21e} (\beta)$ und $h_{21b} (\alpha)$ in Abhängigkeit von der Frequenz



(Abb. 111)

die Verstärkung auf den $\sqrt{2}$ -ten Teil gegenüber der Mittenfrequenz (1 kHz bei NF-Verstärkern) abgesunken ist. Die Ausgangsspannung beträgt bei der Grenzfrequenz nur 70,7 % der Ausgangsspannung bei der Mittenfrequenz, gleichgroße Eingangsspannungen vorausgesetzt. Der Rückgang der Verstärkung auf den $\sqrt{2}$ -ten Teil bei der Grenzfrequenz wird häufig durch die in der Übertragungstechnik üblichen logarithmischen Maßeinheiten angegeben: bei der Grenzfrequenz ist die Verstärkung um 3 dB (Dezibel) oder 0,35 Np (Neper) kleiner als bei der Mittenfrequenz.

In neueren Transistorunterlagen ist anstelle der Grenzfrequenzen f_α und f_β meist die **Transitfrequenz** f_T angegeben. Wie Abb. 111 zeigt, ist die Transitfrequenz praktisch gleich der Frequenz $f_{\beta 1}$, also der Frequenz, bei der in der Emitterschaltung die Kurzschlußstromverstärkung 1 wird. Die $f_{\beta 1}$ -Frequenz läßt sich wegen der hohen Frequenzen schwer messen. Man mißt daher bei tieferen Frequenzen zwei Punkte auf dem fallenden Kennlinienteil und ersetzt die Kurve durch eine Gerade, die den Wert $h_{21e} = 1$ bei der Transitfrequenz schneidet.

Verstärker haben eine obere und eine untere Grenzfrequenz. Die Differenz zwischen beiden wird als **Bandbreite** des Verstärkers bezeichnet.

4.4. Der Transistor als veränderbarer Widerstand, Verstärker, Impedanzwandler und Schalter

4.4.1. Der Transistor als veränderbarer Widerstand

In Abb. 109 ist ein Zahlenbeispiel für die Emitterschaltung angegeben. Im Ruhezustand, also wenn keine Eingangsspannung anliegt, haben wir zwischen Kollektor und Emitter eine Spannung von $U_{CE} = 6$ V. Dabei fließt ein Kollektorstrom von 6 mA. Der statische Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke beträgt hier also:

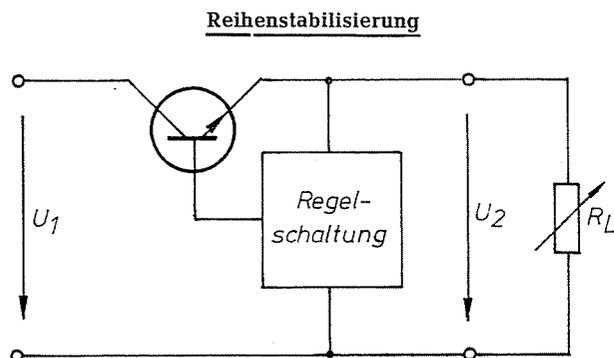
$$R_{CE} = \frac{U_{CE}}{I_C} = \frac{6 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega.$$

Bei Erhöhung der Eingangsspannung um 50 mV sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung auf 4 V ab, der Kollektorstrom steigt dabei auf 8 mA. Der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke beträgt daher nur noch

$$R_{CE} = \frac{U_{CE}}{I_C} = \frac{4 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 500 \Omega.$$

Wie wir aus diesem Beispiel sehen, ist die Kollektor-Emitter-Strecke eines Transistors ein Widerstand, dessen Größe durch die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} gesteuert wird. Der Widerstand kann bei besonderen Transistoren bis auf einige Milliohm heruntergesteuert werden und umgekehrt hinauf bis zu vielen Megohm.

Anwendungsbeispiele, die besonders deutlich den Transistor als veränderbaren Widerstand zeigen, sind Schaltungen zur Spannungsstabilisierung. Abb. 112 zeigt das Blockschaltbild einer



(Abb. 112)

Serienstabilisierung. Ändert sich bei konstanter Eingangsspannung U_1 der Lastwiderstand R_L , so verändert die Regelschaltung die Basis-Emitter-Spannung und damit den Widerstand R_{CE} so, daß das alte Spannungsteilverhältnis R_{CE} zu R_L wiederhergestellt wird und damit die Ausgangsspannung U_2 konstant bleibt. Bei Erhöhung der Eingangsspannung U_1 erhöht die Regelschaltung den Widerstand R_{CE} und hält dadurch U_2 konstant. Eine genaue Beschreibung dieser Spannungsstabilisierungsschaltungen finden Sie in Abschn. 9.2.

4.4.2. Der Transistor als Verstärker

Mit der Wirkung des Transistors als Verstärker haben wir uns bereits bei den Grundsaltungen beschäftigt. Jetzt soll dargestellt werden, wann welche Grundsaltung eingesetzt wird.

In den meisten Transistorverstärkern wird die **Emitterschaltung** verwendet. Sie ist die **einzige Grundsaltung, die sowohl eine Spannungs- als auch eine Stromverstärkung und damit die größte Leistungsverstärkung hat**. Die meisten Verstärker benötigen mehrere Transistoren. Die Kopplung der einzelnen Verstärkerstufen ist bei Emitterschaltungen am einfachsten, weil bei ihr die Werte für den Eingangs- und den Ausgangswiderstand nicht so weit auseinanderliegen.

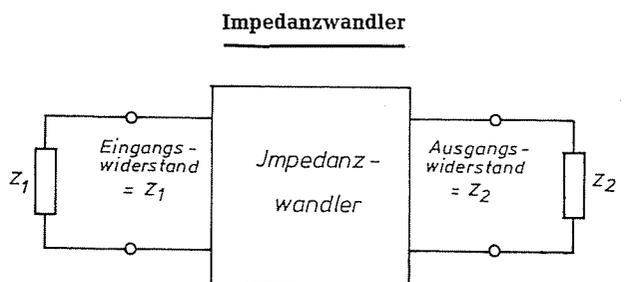
Oft werden Verstärker mit hohem Eingangswiderstand verlangt. Diese Verstärker erhalten als Eingangsstufe häufig eine Kollektorschaltung. Durch besondere schaltungstechnische Maßnahmen läßt sich auch bei Emitterschaltungen ein hoher Eingangswiderstand erreichen.

In der Unterhaltungselektronik werden heute fast nur noch sogenannte **eisenlose Endstufen** verwendet; sie enthalten keine Übertrager mehr zur Anpassung des hohen Verstärkerausgangswiderstands an den kleinen Lautsprecherwiderstand. In den Endstufen setzt man Kollektorschaltungen ein, deren geringer Ausgangswiderstand eine direkte Anschaltung der Lautsprecher zuläßt.

Transistorverstärker in Basisschaltung finden bei sehr hohen Frequenzen Verwendung. Hier können die anderen Schaltungen wegen ihrer kleineren Grenzfrequenz oft nicht eingesetzt werden.

4.4.3. Der Transistor als Impedanzwandler

Eine **Impedanz** ist ein **Scheinwiderstand**. Oft müssen verschiedene Scheinwiderstände einander angepaßt werden. Dazu ist eine Schaltung erforderlich, deren Eingangswiderstand dem einen und deren Ausgangswiderstand dem anderen Scheinwiderstand entspricht (Abb. 113). Ein häufig verwendeter Impedanzwandler ist der Übertrager; er übersetzt die Widerstände im Quadrat des Windungszahlverhältnisses.

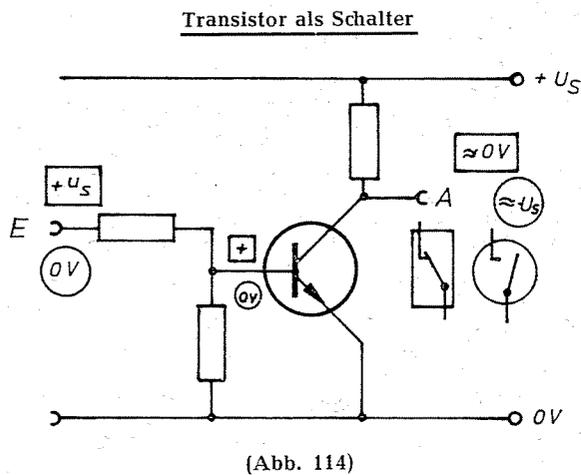


(Abb. 113)

Wegen der großen Unterschiede zwischen Eingangs- und Ausgangswiderstand sind auch die Basis- und die Kollektorschaltung als Impedanzwandler einsetzbar. Bei der Anpassung eines kleinen an einen großen Widerstand wird eine entsprechend dimensionierte Basisschaltung, bei der Anpassung eines großen an einen kleinen Widerstand eine Kollektorschaltung verwendet.

4.4.4. Der Transistor als Schalter

Ist die Emitter-Basis-Diode eines Transistors nicht in Durchlaßrichtung vorgespannt, so sperrt der Transistor. Der Kollektor-Emitter-Widerstand ist sehr hochohmig. Wird der Transistor durch eine entsprechend große Spannung in Durchlaßrichtung völlig leitend gesteuert, so ist sein Widerstand zwischen Kollektor und Emitter sehr klein. Die Kollektor-Emitter-Strecke stellt also einen Schalter dar, der durch die Basis-Emitter-Spannung gesteuert wird. In Abb. 114 ist die Wirkungsweise eines Transistors als Schalter dargestellt. Eine genaue Untersuchung der Eigenschaften eines Transistorschalters erfolgt im Band „Digitaltechnik“.

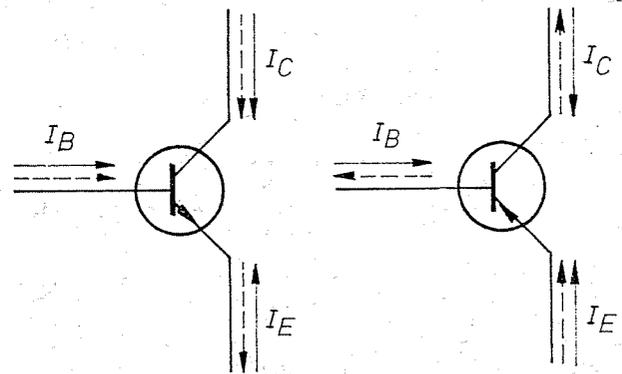


4.5. Die Transistorkennlinien in der Emitterschaltung

4.5.1. Positive Zählrichtung der Spannungen und Ströme

Mit Hilfe besonderer Formeln sind Transistorverstärker einfach zu berechnen. Damit diese Formeln auch in bezug auf die Vorzeichen unabhängig davon gelten, ob NPN- oder PNP-Transistoren verwendet werden, sind für die Spannungen und Ströme bei Transistoren positive Zählrichtungen festgelegt worden:

Positive Zählrichtung der Ströme

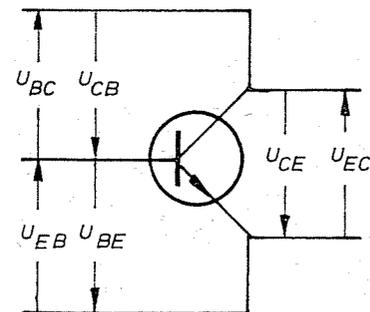


ausgezogene Pfeile : positive Zählrichtung
gestrichelte Pfeile : wirkliche Stromrichtung

(Abb. 115)

Alle Ströme, die in einen Transistor hineinfließen, erhalten das positive Vorzeichen (Abb. 115). Bei einem NPN-Transistor sind daher der Basis- und der Kollektorstrom positiv, der Emitterstrom ist negativ. Bei PNP-Transistoren ist der Emitterstrom positiv, Basis- und Kollektorstrom sind negativ.

Positive Zählrichtung der Spannungen



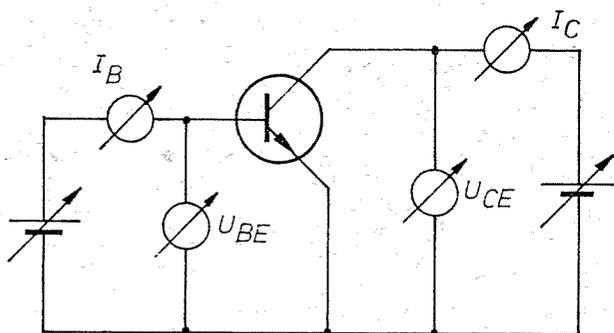
(Abb. 116)

Die Spannungen werden durch zwei Indizes gekennzeichnet, die die beiden Transistoranschlüsse angeben, zwischen denen die Spannung besteht. Der Spannungspfeil zeigt dabei immer zu dem an zweiter Stelle angegebenen Transistoranschluß, also z.B. zum Emitter bei der Spannung U_{CE} (Abb. 116). Man verwendet als Bezugs Elektrode in der Emitterschaltung den Emitter, so daß hier die Spannungen U_{CE} und U_{BE} verwendet werden. Sie sind bei NPN-Transistoren positiv, bei PNP-Transistoren negativ.

Positive Spannungen werden immer dann angegeben, wenn die festgelegte Pfeilrichtung mit der tatsächlichen Spannungsrichtung übereinstimmt. Die festgelegte Pfeilrichtung ergibt sich zwischen den beiden als Indizes angegebenen Transistoranschlüssen immer zum zweitgenannten zeigend.

4.5.2. Kennlinien der Emitterschaltung

Schaltung zur Kennlinienaufnahme



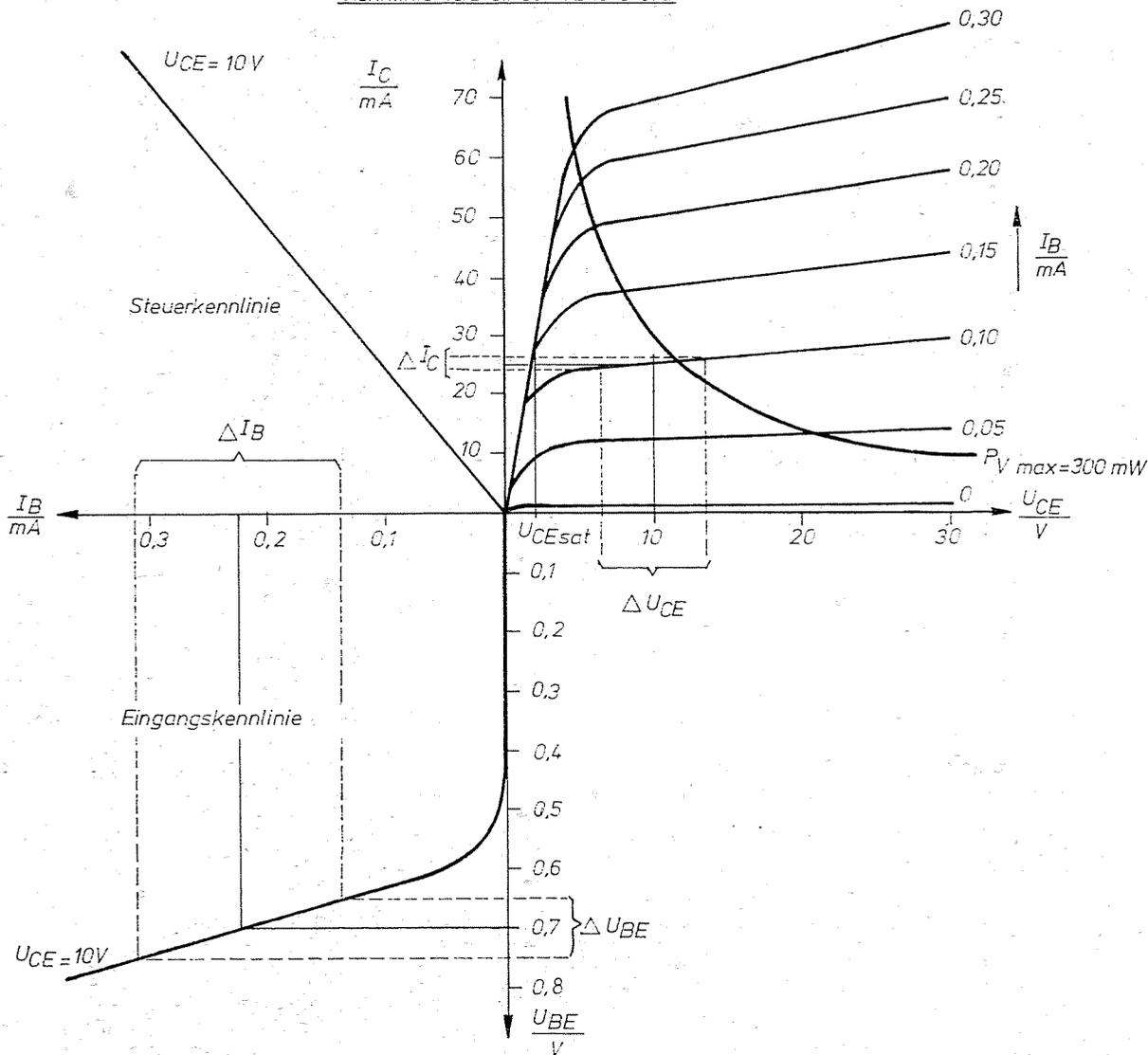
(Abb. 117)

Bei einer Emitterschaltung sind der Basisstrom und die Basis-Emitter-Spannung die Eingangs-

größen, der Kollektorstrom und die Kollektor-Emitter-Spannung sind die Ausgangsgrößen. Die Zusammenhänge zwischen diesen Größen werden im Kennlinienfeld der Emitterschaltung dargestellt. Abb. 117 zeigt die Meßschaltung zur Aufnahme des Kennlinienfeldes. In Abb. 118 ist das Kennlinienfeld des NPN-Transistors BC 107 dargestellt.

Im dritten Quadranten ist die Eingangskennlinie eingezeichnet. Sie stellt den Zusammenhang zwischen den beiden Eingangsgrößen dar, also zwischen dem Basisstrom I_B und der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} . Da der Basis-Emitter-Übergang eine Diode in Durchlaßrichtung ist, hat die Eingangskennlinie die Form einer Diodenkennlinie in Durchlaßrichtung. Der Transistor BC 107, der als Beispiel verwendet wird, ist ein Siliziumtransistor, daher knickt die Eingangskennlinie wie bei einer Siliziumdiode bei ca. 0,6 V ziemlich scharf ab.

Kennlinienfeld eines Transistors

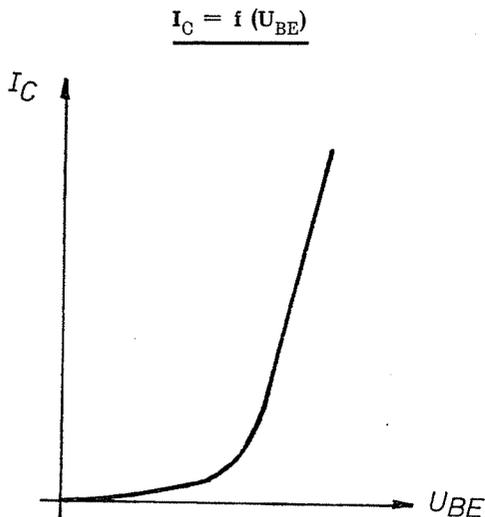


(Abb. 118)

Der Zusammenhang zwischen den beiden Ausgangsgrößen Kollektorstrom I_C und Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} ist im ersten Quadranten in der sogenannten **Ausgangskennlinie** dargestellt. Ab einer gewissen Mindestgröße der Kollektor-Emitter-Spannung, der **Kollektorsättigungsspannung** U_{CEsat} , ist der Kollektorstrom nahezu unabhängig von U_{CE} . Erst die Kollektorsättigungsspannung ist in der Lage, den größten Teil der Ladungsträger aus der Basis abzuziehen. Der Kollektorstrom steigt nur sehr wenig mit der Kollektor-Emitter-Spannung an. Der Kollektorstrom hängt oberhalb der Kollektorsättigungsspannung praktisch nur von der Basis-Emitter-Spannung bzw. dem Basisstrom ab. Das Ausgangskennlinienfeld enthält daher mehrere Kennlinien, die sich durch unterschiedliche Werte für U_{BE} oder I_B unterscheiden. Meist wird der Basisstrom als Parameter verwendet.

Im zweiten Quadranten finden wir die **Steuerkennlinie**. Sie stellt den Zusammenhang zwischen dem Kollektor- und dem Basisstrom dar. Der Quotient aus Kollektor- und Basisstrom ist die Gleichstromverstärkung B in der Emitterschaltung; sie ist nahezu unabhängig von der Größe der Ströme. Da deshalb der Kollektorstrom immer um den nahezu konstanten Faktor B größer ist als der Basisstrom, ergibt die Steuerlinie annähernd eine Gerade.

Da bei konstantem Basisstrom der Kollektorstrom bei steigender Kollektor-Emitter-Spannung etwas zunimmt, ist auch der Verlauf der Steuerkennlinie von der Kollektor-Emitter-Spannung etwas abhängig. Bei steigender Kollektor-Emitter-Spannung verläuft sie etwas steiler, bei fallender etwas flacher. Die Änderungen sind nicht sehr groß, so daß in der Regel nur eine Steuerkennlinie für eine mittlere Kollektor-Emitter-Spannung eingezeichnet wird.



(Abb. 119)

In den Transistortabellen wird häufig anstelle des Zusammenhangs zwischen I_C und I_B der Zusammenhang zwischen I_C und U_{BE} dargestellt. Diese Kennlinie hat den gleichen Verlauf wie die Eingangskennlinie. Sie unterscheidet sich von ihr nur dadurch, daß auf der Stromachse anstelle des Basisstroms der um den Stromverstärkungs-

faktor größere Kollektorstrom abgetragen wird (Abb. 119). Das Verhältnis von Kollektorstromänderung zur Änderung der Basis-Emitter-Spannung wird analog zur Röhrentechnik als **Steilheit** bezeichnet.

4.6. Statischer und dynamischer Ein- und Ausgangswiderstand

Bei sehr kleiner Basis-Emitter-Spannung sind am Eingang der statische und dynamische Widerstand gleich groß. Erst nach dem Abknicken der Eingangskennlinie wird der dynamische Widerstand kleiner als der statische. Für die Basis-Emitter-Spannung $0,7 \text{ V}$ ergibt sich bei dem Transistor BC 107 aus Abb. 118:

$$R_{\text{ein}} = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{0,7 \text{ V}}{0,225 \text{ mA}} = 3,1 \text{ k}\Omega.$$

Der dynamische Widerstand r_{ein} beträgt:

$$r_{\text{ein}} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0,1 \text{ V}}{0,175 \text{ mA}} = 570 \Omega.$$

Eine Eingangswechselspannung wird immer mit dem dynamischen Eingangswiderstand belastet.

Am Ausgang eines Transistors in Emitterschaltung liegen die Verhältnisse umgekehrt. Unterhalb der Kollektorsättigungsspannung sind auch hier der statische und dynamische Widerstand annähernd gleich groß. Bei konstantem Basisstrom ist aber der dynamische Ausgangswiderstand bedeutend größer als der statische (vgl. Abb. 74 und 75).

Bei $U_{CE} = 10 \text{ V}$ und $I_C = 25 \text{ mA}$ beträgt der statische Widerstand:

$$R_{\text{aus}} = \frac{U_{CE}}{I_C} = \frac{10 \text{ V}}{25 \text{ mA}} = 400 \Omega.$$

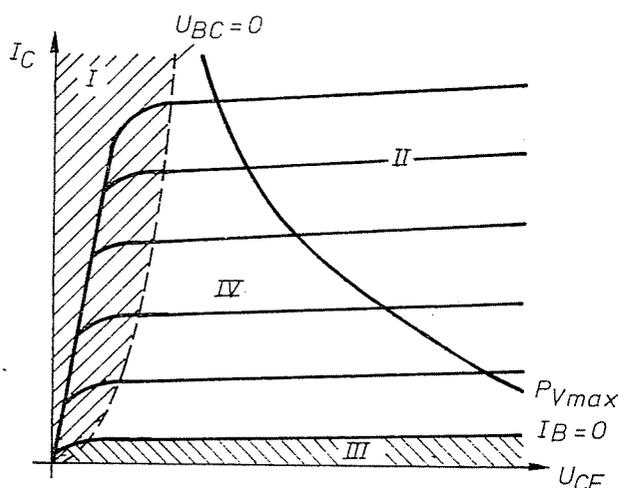
Der dynamische Widerstand beträgt im gleichen Punkt:

$$r_{\text{aus}} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{7,5 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 7,5 \text{ k}\Omega.$$

4.7. Arbeitsbereich und Aussteuerung

In Abb. 120 ist noch einmal das Ausgangskennlinienfeld eines Transistors dargestellt; hier sind außerdem die Arbeitsbereiche eingetragen. Im Bereich I ist der Transistor gesättigt. Hier sind sowohl die Basis-Kollektor-Diode als auch die Basis-Emitter-Diode in Durchlaßrichtung vorgespannt. Verstärker bringen in diesem Bereich große Verzerrungen, weil die Kennlinien hier nicht mehr linear verlaufen. Bei Transistorschaltern vermeidet man den **Sättigungsbereich**, weil wegen der großen Zahl von Ladungsträgern in der Basis die Schaltzeit beim Sperren sehr groß wird.

Arbeitsbereiche eines Transistors



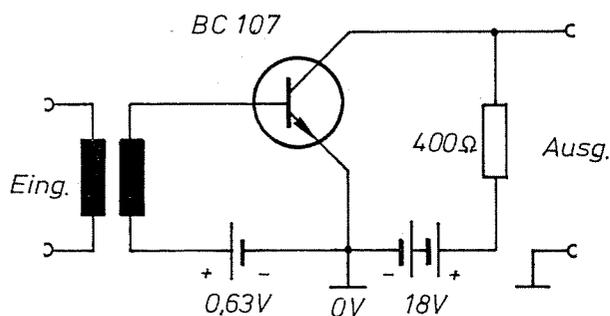
(Abb. 120)

Im Bereich II, oberhalb der P_{Vmax} -Linie, darf der Transistor nur kurzzeitig betrieben werden. Ein Betrieb in diesem Bereich, der **Durchbruchbereich** genannt wird, ist daher bei Verstärkern nicht möglich. Die Widerstandsgeraden von Schaltertransistoren können durch diesen Bereich verlaufen, wenn die beiden Arbeitspunkte außerhalb liegen.

Der Bereich III ist der **Sperrbereich**. Bei Schaltertransistoren liegt der Arbeitspunkt für den gesperrten Transistor, also offener Schalter, in diesem Gebiet. Bei Verstärkerschaltungen muß dieser Bereich gemieden werden, weil hier die Ausgangsspannung verzerrt wird.

Im Bereich IV ist der Transistor weder übersteuert (gesättigt oder gesperrt), noch wird die P_{Vmax} -Linie überschritten. Außerdem verlaufen hier die Kennlinien annähernd linear. Deshalb werden in diesem Bereich die Transistorverstärker betrieben.

Einfacher Transistorverstärker



(Abb. 121)

Abb. 122 zeigt den Verstärkungsvorgang eines Transistors nach Abb. 121 im Kennlinienfeld; dafür wird das Kennlinienfeld aus Abb. 118 verwendet. Im Ausgangs-Kennlinienfeld wird die Widerstandsgerade, auch **Lastgerade** genannt, für den Lastwiderstand $R_L = 400 \text{ Ohm}$ eingetragen. Wie im Abschn. 1.4. angegeben, ist zur Konstruktion der Widerstandsgeraden nur die Berechnung der beiden Endpunkte erforderlich. Der Punkt 1 ergibt sich bei unendlich hohem Transistorwiderstand; es fließt kein Kollektorstrom ($I_C = 0$) und die gesamte Speisespannung fällt am Transistor ab ($U_{CE} = U_S = 18 \text{ V}$). Der Punkt 2 stellt sich ein, wenn der Kollektor-Emitter-Widerstand Null ist; hier ist $U_{CE} = 0$ und der Kollektorstrom wird nur noch durch den Lastwiderstand begrenzt:

$$I_C = \frac{U_{CE}}{R_L}$$

$$I_C = \frac{18 \text{ V}}{400 \text{ } \Omega} = 45 \text{ mA.}$$

Auf der Widerstandsgeraden ist der Arbeitspunkt A eingetragen. Unter dem Arbeitspunkt versteht man bei einem Transistorverstärker die Strom- und Spannungswerte ohne Eingangswechselspannung. Er wird bei gegebener Speisespannung und gegebenem Lastwiderstand durch die Basis-Emitter-Spannung festgelegt. Sie beträgt in der betrachteten Schaltung $0,63 \text{ V}$. Dabei fließt, wie der Eingangskennlinie zu entnehmen ist, ein Basisstrom von $80 \text{ } \mu\text{A}$. Die Steuerkennlinie zeigt, daß der Kollektorstrom 20 mA beträgt. Bei 20 mA Kollektorstrom hat der Arbeitspunkt im Ausgangskennlinienfeld die Werte $U_{CE} = 10 \text{ V}$ und $I_C = 20 \text{ mA}$.

Die Gleichstromverstärkung B kann direkt aus dem Arbeitspunkt in der Steuerkennlinie abgelesen werden:

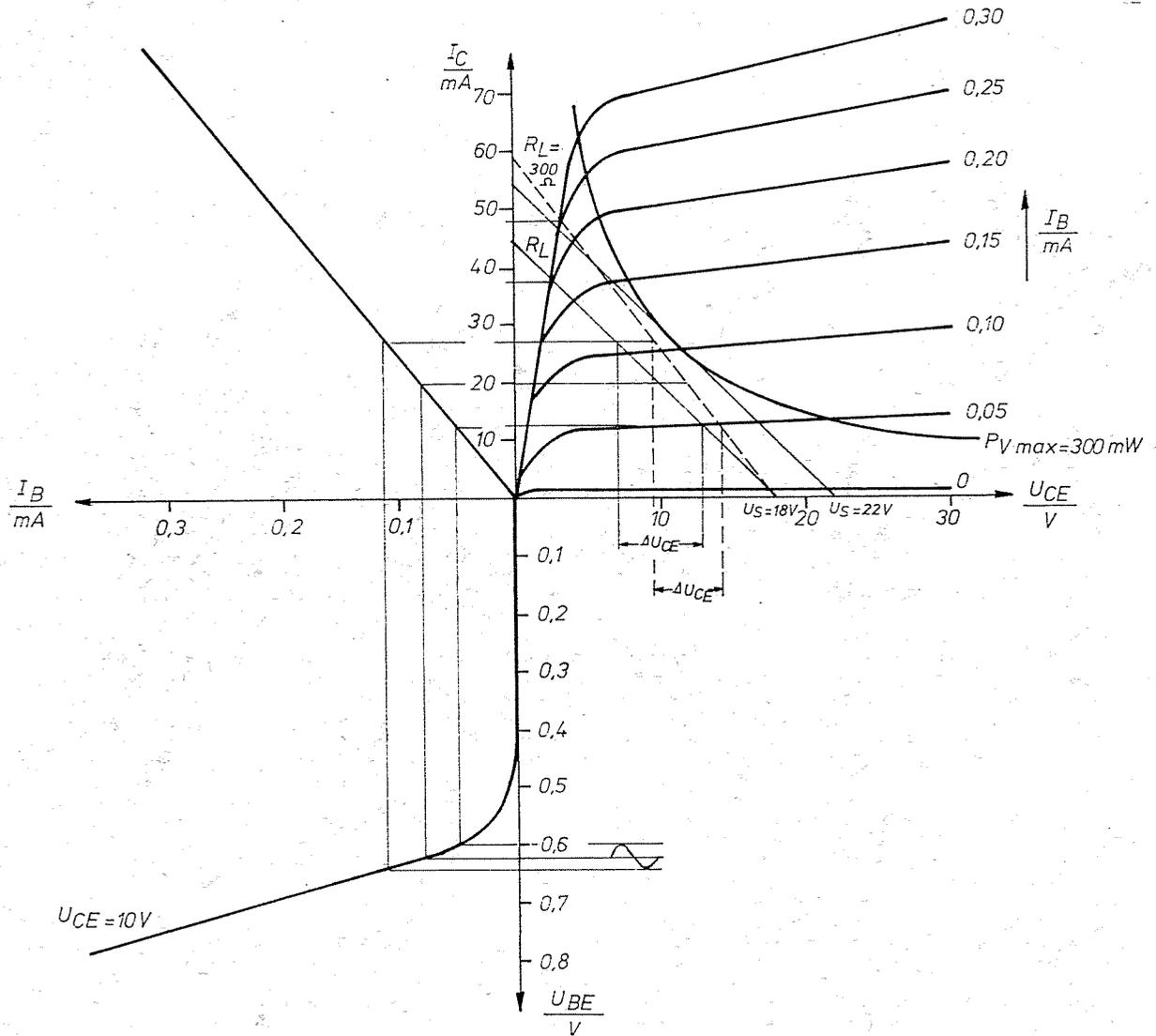
$$B = \frac{I_C}{I_B}$$

$$B = \frac{20 \text{ mA}}{80 \text{ } \mu\text{A}} = 250.$$

Bei geradliniger Steuerkennlinie ist B unabhängig von der Größe der Ströme und außerdem gleich der Wechselstromverstärkung h_{21e} .

Die Eingangswchselspannung wird der Basis-Emitter-Ruhe-spannung überlagert. In Abb. 122 sind die Verhältnisse für eine Eingangswchselspannung mit einer Amplitude von 20 mV dargestellt. Die negative Amplitude (U_{BE} wird weniger positiv) führt zu den Punkten a im Kennlinienfeld, die positive Amplitude (U_{BE} wird positiver) zu den Punkten a'. Wir erkennen auch hier im Kennlinien-

Veränderung von R_L und U_S



(Abb. 123)

Bei einer Verringerung des Lastwiderstands von 400 Ohm auf 300 Ohm (gestrichelte Linie in Abb. 123) kann der Transistor, wie aus der Kennlinie zu ersehen ist, bis zu einem Kollektorstrom von 48 mA anstelle von 37 mA angesteuert werden. Bei einer Verringerung des Lastwiderstands steigt zwar der Aussteuerungsbereich, es sinkt aber die Verstärkung, weil eine gleichgroße Änderung des Kollektorstroms nur eine kleinere Spannungsabfalländerung am kleineren Lastwiderstand hervorruft. Im gewählten Beispiel sinkt die Ausgangswechselspannung von $6 V_{SS}$ auf $4,7 V_{SS}$ bei gleicher Eingangsspannung von $40 mV_{SS}$, die Spannungsverstärkung von 150 auf 118.

Damit die durch die Lastwiderstandsverringereung erreichte höhere Aussteuerungsgrenze ausgenutzt werden kann, muß der Arbeitspunkt so verschoben werden, daß er wieder ungefähr in der Mitte der Lastgeraden liegt. Liegt der Arbeitspunkt nicht in der Mitte, so wird eine Halb-

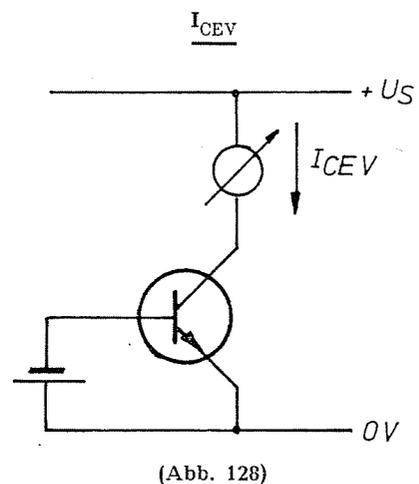
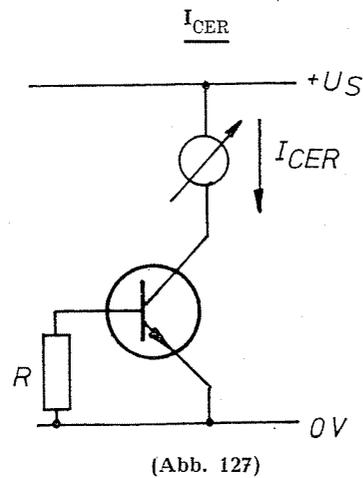
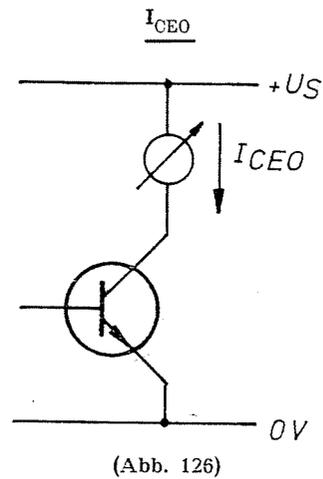
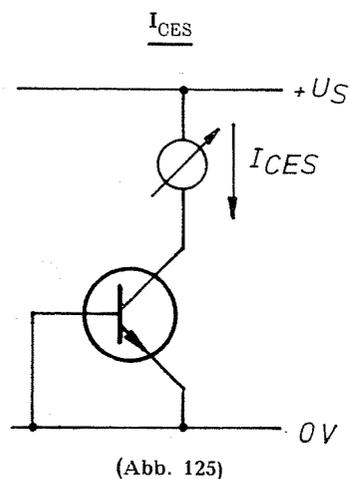
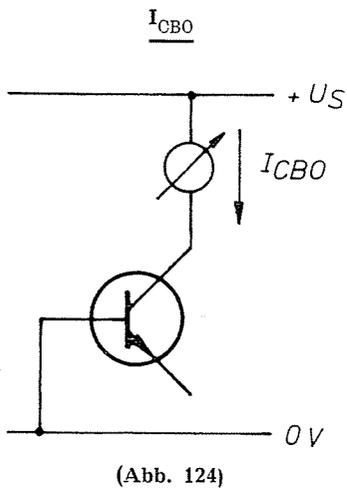
welle schon verzerrt, während die andere noch völlig unverzerrt ist.

Eine Erhöhung der Speisespannung U_S führt ebenfalls zu einer größeren Aussteuerungsgrenze, ohne daß dabei die Verstärkung sinkt. In Abb. 123 ist die Lastgerade für $U_S = 22 V$ bei gleichbleibendem Lastwiderstand eingetragen. Wie aus 1.4. bekannt, führt eine Änderung der Speisespannung zu einer Parallelverschiebung der Lastgeraden. Der maximale Kollektorstrom steigt nach Abb. 123 von 37 mA bei $U_S = 18 V$ auf 47 mA bei $U_S = 22 V$. Wegen der gleichen Steilheit beider Widerstandsgeraden ändert sich die Spannungsverstärkung nicht. Einer Erhöhung der Speisespannung sind enge Grenzen gesetzt, weil die P_{Vmax} -Linie nicht überschritten werden darf.

4.8. Restströme

Unter den Restströmen versteht man die Ströme, die bei einem gesperrten Transistor fließen. Wie aus den Abb. 118 und 120 zu ersehen ist, fließt auch bei $I_B = 0$ noch ein Kollektorstrom. Die Größe dieses Kollektorstroms ist stark von der Schaltung abhängig. Die Kennzeichnung der verschiedenen Restströme erfolgt durch drei Buchstaben als Indizes. Der erste Buchstabe kennzeichnet den Transistoranschluß, in dem der Reststrom gemessen wird. Der zweite Buchstabe gibt die Elektrode an, an der der Gegenpol der Speisespannung liegt. Der dritte Buchstabe kennzeichnet die Beschaltung des dritten Transistoranschlusses (0 = open, offen; S = short, kurzgeschlossen mit dem an zweiter Stelle genannten Anschluß; R = resistor, durch einen Widerstand mit dem an zweiter Stelle genannten Anschluß verbunden; V = voltage, Spannung in Sperrichtung).

Die Schaltungen zur Messung der fünf verschiedenen Kollektorströme sind in den Abb. 124 bis 128 angegeben.



Der Kollektorstrom bei offenem Emitter I_{CBO} ist der Sperrstrom der Basis-Kollektor-Diode. Er liegt je nach Transistortyp im Bereich von Nanoampere bis Mikroampere. Wie alle Restströme ist auch I_{CBO} stark temperaturabhängig.

Der Kollektorreststrom bei kurzgeschlossener Basis-Emitter-Strecke I_{CES} ist nur geringfügig größer als der bei offenem Emitter. In Reihe zum Sperrwiderstand zwischen Basis und Kollektor liegt hier die Parallelschaltung aus dem

Bahnwiderstand der Basisschicht und dem Basis-Emitter-Übergang. Die Basis-Emitter-Diode ist durch den Spannungsabfall am Basisbahnwiderstand in Durchlaßrichtung vorgespannt. Die Spannung liegt aber weit unter der Schleusenspannung, so daß die Basis-Emitter-Diode hochohmig bleibt und den Gesamtwiderstand der Parallelschaltung und damit den Kollektorstrom kaum beeinflusst.

Der Kollektorreststrom bei offener Basis I_{CE0} ist der größte aller Restströme. Der über die Kollektor-Basis-Diode fließende Sperrstrom kann nicht über die Basis abfließen. Er täuscht im Emitter einen Basisstrom vor, der einen um den Stromverstärkungsfaktor B größeren Kollektorstrom zur Folge hat. Der Reststrom I_{CE0} ist daher um den Faktor B größer als I_{CBO} . Man kann den großen Reststrom bei offener Basis auch folgendermaßen erklären: Der Sperrstrom durch die Kollektor-Basis-Diode verursacht in der Basis-Emitter-Diode einen Spannungsabfall, der diese in Durchlaßrichtung vorspannt und dadurch den großen Reststrom hervorruft. Der Spannungsabfall ist hier größer als bei I_{CES} , weil der niederohmige Nebenschluß über die Basis nicht vorhanden ist.

Der Kollektorreststrom bei einem Widerstand zwischen Basis und Emitter I_{CER} liegt in seiner Größe zwischen den Restströmen I_{CES} und I_{CE0} . Diese beiden Restströme sind die Extremfälle von I_{CER} für $R = 0$ und $R = \infty$. Je größer der Widerstand R ist, desto größer wird der Kollektorreststrom, weil wir uns immer mehr dem Fall I_{CE0} nähern.

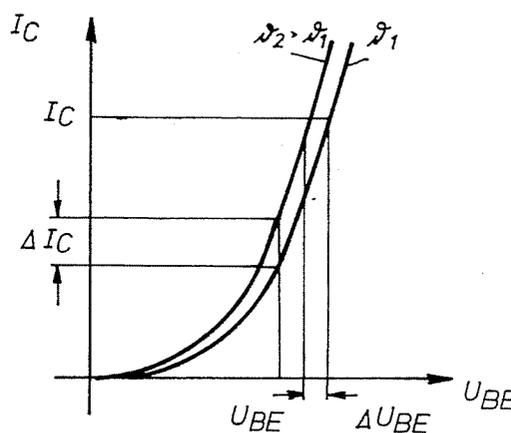
Beim Kollektorreststrom I_{CEV} wird die Basis-Emitter-Diode in Sperrichtung vorgespannt. Dadurch wird verhindert, daß der Sperrstrom durch seinen Spannungsabfall in der Basis-Emitter-Diode diese in Durchlaßrichtung vorspannt. Der Kollektorreststrom I_{CEV} liegt in der Größenordnung von I_{CBO} und I_{CES} , meistens ist er etwas kleiner.

4.9. Temperaturverhalten

Wie im Abschn. 2.1. ausgeführt, entstehen bei steigender Temperatur im Halbleiter zusätzliche freie Ladungsträgerpaare. Dadurch wird vor allem die **Eigenleitfähigkeit** erhöht. Der Temperatureinfluß macht sich daher am stärksten bei den Restströmen bemerkbar. Bei einer Temperaturerhöhung an der Sperrschicht von 25°C auf 150°C werden die Restströme bei Siliziumtransistoren etwa 2000mal größer.

Auf die **Störstellenleitfähigkeit** ist der Einfluß der Temperatur bedeutend kleiner. Im Ausgangskennlinienfeld führt eine Temperaturerhöhung zu einer Verschiebung der Kennlinien nach oben; bei gleichen Spannungen fließen größere Ströme. Umgekehrt führt eine Temperaturerhöhung bei konstanten Strömen zu einer Verringerung der Spannungen. In Abb. 129 ist der

$I_C = f(U_{BE})$ bei verschiedenen Temperaturen



(Abb. 129)

Zusammenhang zwischen Kollektorstrom I_C und der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} für zwei verschiedene Temperaturen dargestellt. Wie aus der Abbildung zu ersehen ist, steigt bei konstanter Basis-Emitter-Spannung U_{BE} der Kollektorstrom bei einer Temperaturerhöhung von ϑ_1 nach ϑ_2 um den Wert ΔI_C , während bei konstantem Kollektorstrom I_C die Basis-Emitter-Spannung um ΔU_{BE} abnimmt.

Die Kollektorstromänderung bei Temperaturänderung führt zu einer Arbeitspunktverschiebung. Dadurch wird der Aussteuerbereich eingegrenzt, weil die positive oder die negative Halbwelle schon bei kleineren Eingangsspannungen verzerrt wird, wenn der Arbeitspunkt nicht mehr in der Mitte der Lastgeraden liegt. Bei einer Erhöhung der Umgebungstemperatur sinkt außerdem die maximale Verlustleistung, so daß die Gefahr besteht, daß der Transistor thermisch überlastet wird. Daher müssen schaltungstechnische Maßnahmen zur Stabilisierung des Arbeitspunktes getroffen werden.

Eine zu starke Erwärmung eines Transistors wird vermieden, wenn die durch die Verlustleistung in ihm erzeugte Wärme an die Umgebung abgeführt werden kann. Ein Maß für die Größe der Wärmeabgabe eines Transistors ist der **Wärmewiderstand** R_{th} . Er gibt an, wieviel Grad Celsius Temperaturunterschied bestehen müs-

sen, damit die Wärme, die 1 Watt Verlustleistung erzeugt, an die Umgebung abgeführt wird. Die Maßeinheit des Wärmewiderstands beträgt daher °C/W. Für kleine Transistoren wird er als R_{thU} (Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und umgebender Luft) angegeben, bei Leistungs-transistoren wird er aufgeteilt in

$$R_{thU} = R_{thG} + R_{thK}$$

wobei R_{thG} der Wärmewiderstand zwischen der Sperrschicht und dem Gehäuse ist, R_{thK} der Wärmewiderstand zwischen dem zusätzlich verwendeten Kühlblech und der umgebenden Luft.

Der Wärmewiderstand bestimmt die maximale Verlustleistung eines Transistors. Aus der Definition des Wärmewiderstands läßt sich folgende Formel für P_{Vmax} ableiten:

$$P_{Vmax} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_U}{R_{thU}}$$

$$P_{Vmax} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_U}{R_{thG} + R_{thK}}$$

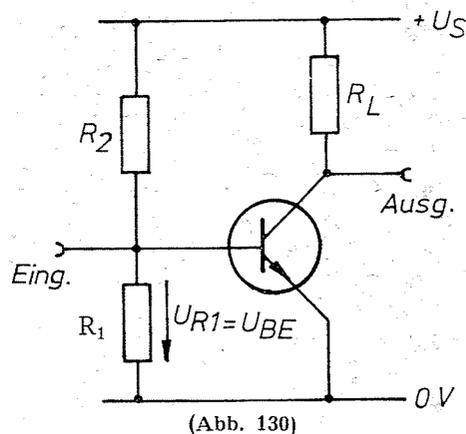
ϑ_j ist die maximale Sperrschichttemperatur, ϑ_U die Temperatur der umgebenden Luft.

5. Der Transistor als Verstärker

5.1. Einstellung und Stabilisierung der Ruhestrome

Die Lage des Arbeitspunktes auf der Lastgeraden wird von der Größe der Basis-Emitter-Spannung festgelegt. Bei der Untersuchung der Grundschaltungen und auch beim Verstärker nach Abb. 121 wurde die Basis-Emitter-Spannung durch eine besondere Spannungsquelle erzeugt. In der Praxis ist eine zweite Spannungsquelle zu aufwendig, deshalb wird hier die Basisvorspannung durch einen Spannungsteiler oder durch einen Vorwiderstand aus der Speisepannung erzeugt. Abb. 130 zeigt die gebräuchlichste Art der Basisvorspannungserzeugung. In Abb. 130 sehen wir auch die übliche Darstellung von Transistorschaltungen: Die gesamte Schaltung wird zwischen die beiden Stromzuführungsleitungen U_S und 0 V gezeichnet, die Spannungsquelle selbst wird nicht dargestellt, es sind nur die Anschlußpunkte angegeben. Der Lastwiderstand liegt dadurch räumlich auch an anderer Stelle als bei der Darstellung der Grundschaltungen.

Erzeugung der Basisvorspannung durch einen Spannungsteiler



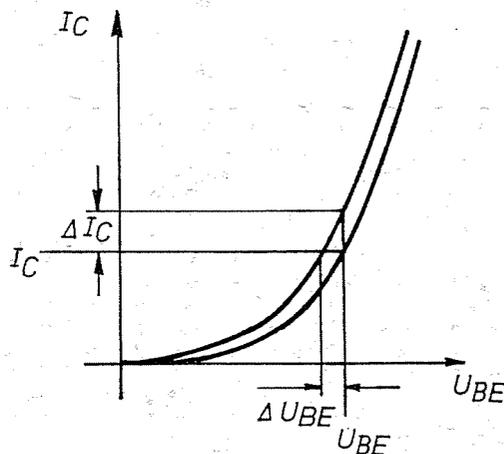
(Abb. 130)

Der Spannungsabfall an R_1 (Abb. 130), der durch den in der Reihenschaltung aus R_1 und R_2 fließenden Querstrom erzeugt wird, ist die Basis-Emitter-Spannung im Ruhezustand. Das Spannungsteilerverhältnis R_1 zu $(R_1 + R_2)$ ist so wählen, daß der Arbeitspunkt in der Mitte der Lastgeraden liegt (s. 4.7.).

Eine Ausnahme bilden die sogenannten Gegentakt-B-Verstärker; bei ihnen sind zwei Transistoren so zusammengeschaltet, daß jeder eine Halbwelle verstärkt. Bei beiden Transistoren wird der Arbeitspunkt in den Knick der Eingangskennlinie gelegt, er liegt also auf der Lastgeraden sehr weit unten. Gegentakt-B-Verstärker werden in Leistungsstufen verwendet.

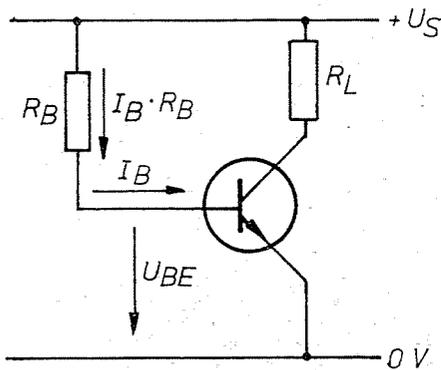
Im Abschn. 4.9. haben wir gesehen, daß schaltungstechnische Maßnahmen erforderlich sind, um den Arbeitspunkt bei Temperaturänderungen konstant zu halten. Abb. 131 zeigt, daß die Kollektorstromerhöhung und damit die Arbeitspunktverschiebung verhindert wird, wenn bei Temperaturerhöhung die Basis-Emitter-Spannung verringert wird. **Alle Stabilisierungsmaßnahmen beruhen also auf einer Basisvorspannungsverminderung bei Temperaturerhöhung.**

Prinzip der Arbeitspunktstabilisierung



(Abb. 131)

Basisvorwiderstand



(Abb. 132)

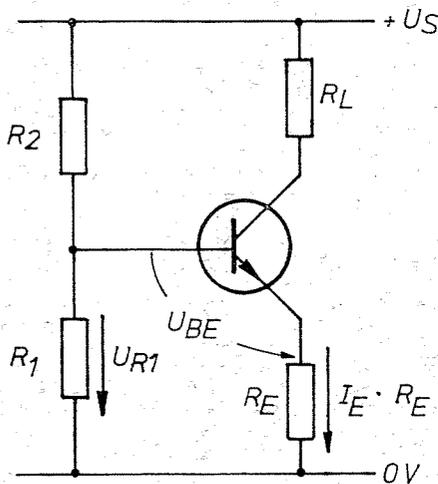
Abb. 132 zeigt eine einfache Möglichkeit zur Temperaturstabilisierung des Arbeitspunktes. Die Basisvorspannung wird aus der Speisespannung durch einen Basisvorwiderstand R_B erzeugt, an dem durch den Basisstrom so viel von der Speisespannung abfällt, daß die gewünschte Basisvorspannung übrigbleibt. Für U_{BE} gilt in dieser Schaltung:

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

Bei einer Temperaturerhöhung steigt der Basisstrom und damit auch der Spannungsabfall am Vorwiderstand R_B . Damit sinkt U_{BE} und verhindert eine große Erhöhung des Kollektorstroms.

Bei einer Änderung des Basisstroms durch die Eingangswechselspannung wird durch den sich ändernden Spannungsabfall am Basisvorwiderstand R_B auch die Basis-Emitter-Spannung geändert. Die Änderung von U_{BE} wirkt der Eingangswechselspannung entgegen, so daß die Verstärkung abnimmt. Das ist ein Nachteil dieser Temperaturstabilisierungsmaßnahme.

Stromgegenkopplung



(Abb. 133)

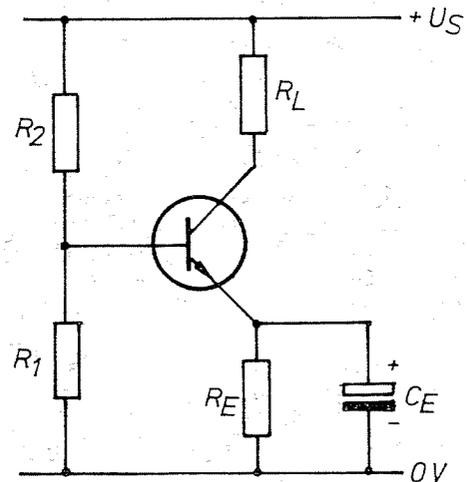
Schaltet man in den Emitter einen Widerstand R_E , so entsteht eine **Stromgegenkopplung** (Abb. 133). Für die Basis-Emitter-Spannung gilt hier:

$$U_{BE} = U_{R1} - I_E \cdot R_E$$

Bei steigender Temperatur nimmt der Emitterstrom zu. Damit wird der Spannungsabfall $I_E \cdot R_E$ größer und die Basis-Emitter-Spannung sinkt; sie wirkt den steigenden Transistorströmen entgegen.

Eine Änderung des Basisstroms durch eine angelegte Eingangswechselspannung bewirkt durch den sich ändernden Emitterstrom auch eine sich ändernde Basisvorspannung. Diese wirkt der Eingangswechselspannung entgegen (Stromgegenkopplung). Damit der Emitterwiderstand nur den Arbeitspunkt stabilisiert und nicht außerdem eine Gegenkopplung der Eingangswechselspannung bewirkt, wird parallel zu ihm ein großer Kondensator geschaltet (Abb. 134).

Stromgegenkopplung nur für den Arbeitspunkt

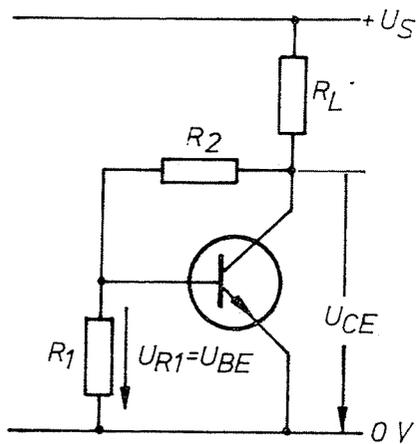


(Abb. 134)

Der kapazitive Blindwiderstand des Kondensators muß bei der tiefsten zu verstärkenden Frequenz noch klein gegenüber R_E sein. Dadurch ist R_E nur für den Gleichstromarbeitspunkt wirksam, für die Wechselströme ist er durch C_E kurzgeschlossen. Die **Stromgegenkopplung** ist die am häufigsten verwendete Maßnahme zur Arbeitspunktstabilisierung.

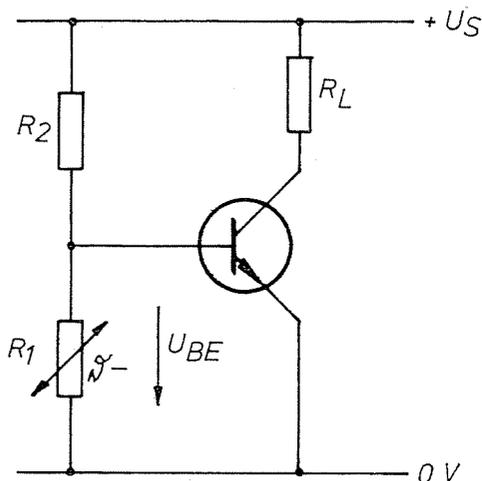
Bei der **Spannungsgegenkopplung** (Abb. 135) wird die Spannung für den Spannungsteiler nicht bei U_S , sondern am Kollektor abgegriffen. Für die Basis-Emitter-Spannung gilt hier:

$$U_{BE} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{CE}$$

Spannungsgegenkopplung

(Abb. 135)

Bei steigender Temperatur steigt auch der Kollektorstrom und damit der Spannungsabfall an R_L . U_{CE} wird dadurch kleiner und damit auch U_{BE} . Die Spannungsgegenkopplung wirkt auch der Eingangswchelspannung entgegen. Zur Vermeidung der Wechslspannungsgegenkopplung muß eine Induktivität in Reihe mit R_2 geschaltet werden. Da die Änderung von U_{CE} nur um das Spannungsteilverhältnis verringert dem Temperaturgang der Basisvorspannung entgegenwirkt, ist die Stabilisierungswirkung durch die Spannungsgegenkopplung nicht so groß wie die der Stromgegenkopplung.

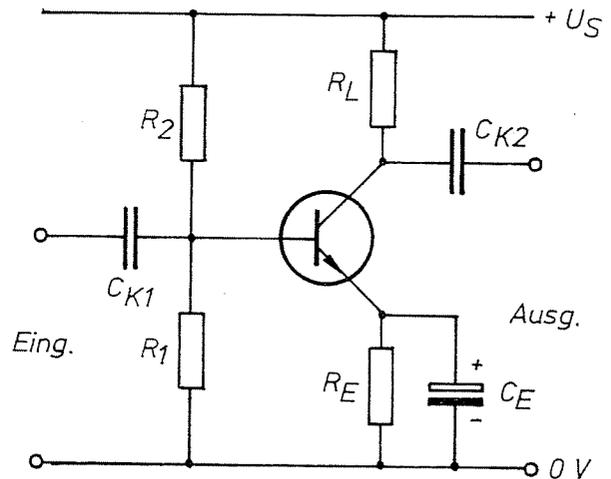
Arbeitspunktstabilisierung durch NTC-Widerstand

(Abb 136)

Abb. 136 zeigt eine **Arbeitspunktstabilisierung mit einem NTC-Widerstand**. Für die Basis-Emitter-Spannung gilt hier:

$$U_{BE} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_S.$$

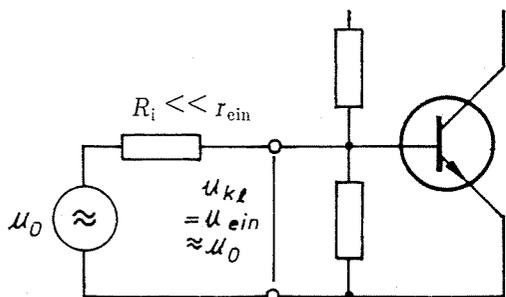
Bei Temperaturerhöhung sinkt R_1 und damit auch U_{BE} . Durch Reihen- und Parallelschaltung von Widerständen zum NTC-Widerstand kann dessen Temperaturgang so an den des Transistors angepaßt werden, daß sich der Arbeitspunkt überhaupt nicht mit der Temperatur ändert.

5.2. Einstufige VerstärkerEinstufiger Transistorverstärker

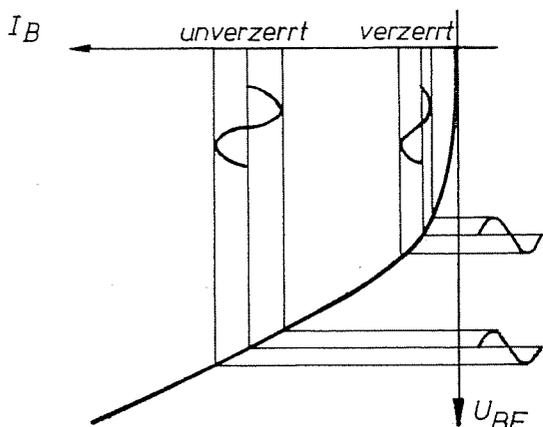
(Abb. 137)

In Abb. 137 ist die typische Schaltung eines einstufigen Transistorverstärkers dargestellt. Über den Spannungsteiler aus R_2 und R_1 wird die Basisvorspannung erzeugt. Die Eingangswchelspannung wird über den Koppelkondensator C_{K1} zugeführt. Der Koppelkondensator hat die Aufgabe, eine Verschiebung des Arbeitspunktes durch die äußere Beschaltung des Verstärkers zu verhindern. Der Ausgangskoppelkondensator C_{K2} vermeidet ebenfalls eine Veränderung der Gleichstromverhältnisse am Transistor durch die angeschaltete Last. Die RC-Kombination aus R_E und C_E dient zur Temperaturstabilisierung. Am Lastwiderstand R_L wird durch Spannungsabfalländerung die Ausgangswchelspannung erzeugt.

Bei der Ansteuerung eines Transistorverstärkers unterscheidet man die Spannungs- und die Stromsteuerung. Eine **Spannungssteuerung** liegt vor, wenn der Innenwiderstand des einpeisenden Generators klein ist gegenüber dem Eingangswiderstand des Verstärkers. Wie aus Abschn. 1.2. bekannt, ist die Klemmenspannung einer Spannungsquelle annähernd der Urspannung, wenn der Belastungswiderstand groß ist gegenüber dem Innenwiderstand. Die Klemmenspannung ist gleich der Eingangsspannung des Transistorverstärkers und hat bei der Span-

Spannungssteuerung

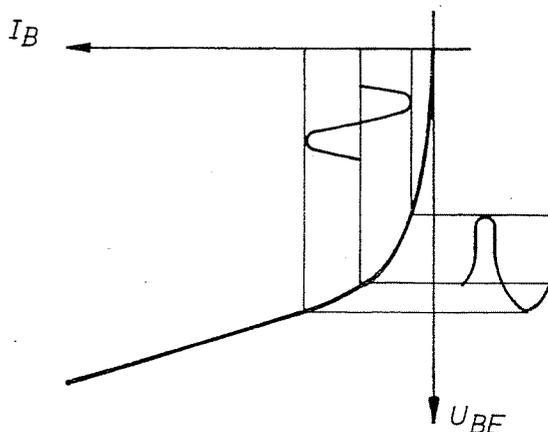
(Abb. 138)

Verzerrungen bei der Spannungssteuerung

(Abb. 139)

nungssteuerung die Form der Ursprung. Damit bei der Spannungssteuerung eine unverzerrte Ausgangsspannung entsteht, muß der Arbeitspunkt auf dem geradlinigen Teil der Eingangskennlinie liegen (Abb. 139).

Eine **Stromsteuerung** liegt vor, wenn der Innenwiderstand der Wechselspannungsquelle groß ist gegenüber dem Eingangswiderstand des Verstärkers. In diesem Fall hat der Verstärkerein-

Stromsteuerung

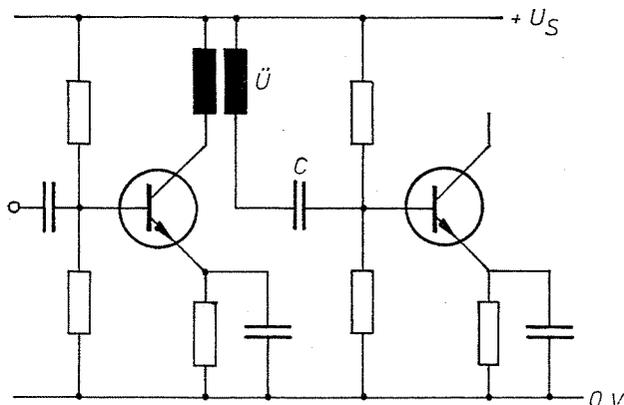
(Abb. 140)

gangswiderstand praktisch keinen Einfluß auf den Strom. Die Form des Eingangstroms entspricht der Form des Generatorstroms. Die Eingangsspannung kann im nichtlinearen Teil der Kennlinie verzerrt werden (Abb. 140).

In der Praxis liegt die Ansteuerung meist zwischen der Spannungs- und der Stromsteuerung. Dabei wird in den Kennlinien der Arbeitspunkt gesucht, bei dem die Verzerrungen am geringsten sind.

5.3. Mehrstufige Verstärker, Kopplungsmöglichkeiten

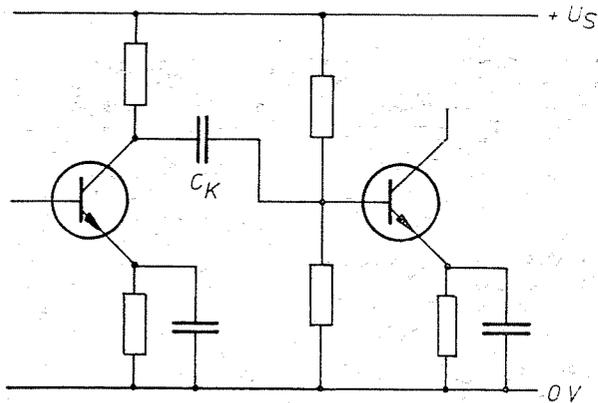
Wenn die Verstärkung eines Transistors nicht ausreicht, müssen mehrere Verstärkerstufen hintereinandergeschaltet werden. Die Ausgangsspannung der ersten Verstärkerstufe ist dann die Eingangsspannung der nächsten Stufe. Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die Ausgangsspannung einer Stufe der nächsten zuzuführen. Die häufigsten Kopplungsarten sind die Übertragerkopplung und die RC-Kopplung.

Übertragerkopplung

(Abb. 141)

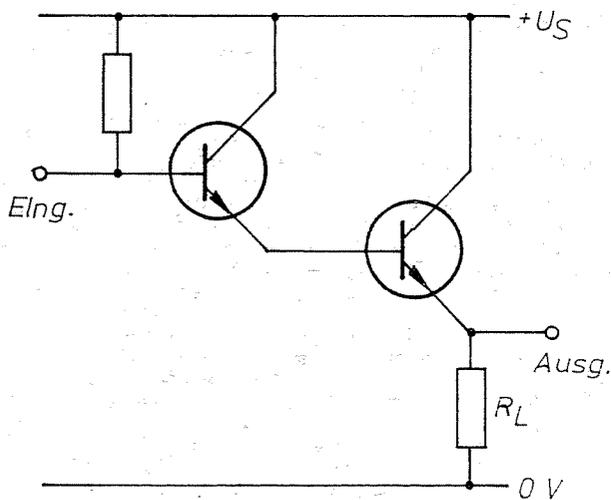
Abb. 141 zeigt die **Übertragerkopplung**. Die Primärwicklung des Übertragers bildet den Lastwiderstand der ersten Stufe. Über die Sekundärwicklung wird die Wechselspannung der nächsten Stufe zugeführt. Der Kondensator C hat die Aufgabe, einen Kurzschluß von R_2 durch die Sekundärwicklung des Übertragers zu verhindern.

Eine Übertragerkopplung hat den Vorteil, daß durch entsprechende Wahl des Windungszahlverhältnisses eine optimale Widerstandsanpassung erreicht werden kann. Die Nachteile überwiegen aber: Ein Übertrager ist teuer; er überträgt nur ein bestimmtes Frequenzband, und durch die Magnetisierungskurve des Eisenkerns bewirkt er zusätzliche Formverzerrungen.

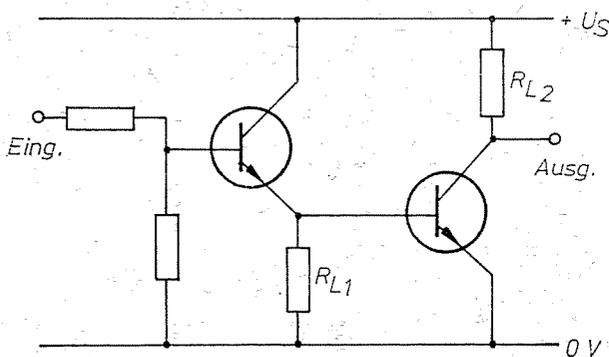
RC-Kopplung

(Abb. 142)

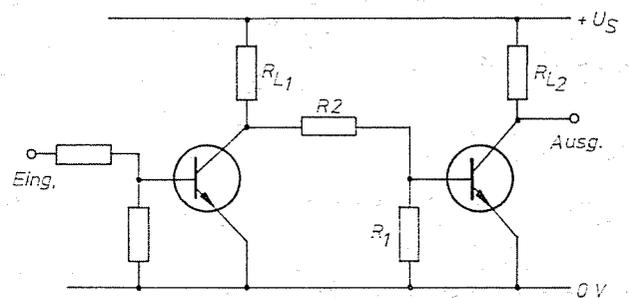
Abb. 142 zeigt die **RC-Kopplung**; hier wird die Ausgangswechselspannung der ersten Stufe über den Koppelkondensator C_K direkt der nächsten Stufe zugeführt. Der Koppelkondensator hat wieder die Aufgabe, eine Veränderung des Arbeitspunktes der zweiten Stufe durch die erste zu verhindern. Er muß so groß sein, daß sein kapazitiver Blindwiderstand auch bei den tiefsten zu übertragenden Frequenzen klein ist gegenüber dem Eingangswiderstand der zweiten Stufe.

Direkte Gleichspannungskopplungen

(Abb. 143)



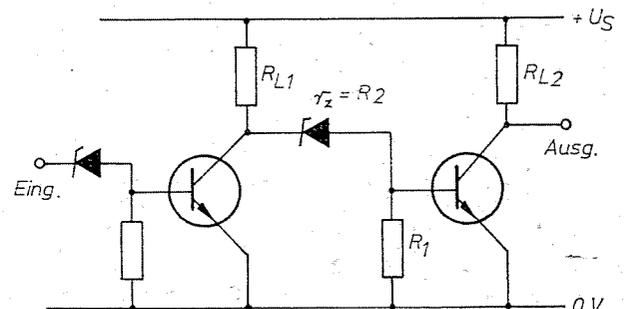
Bei Gleichspannungsverstärkern lassen sich weder die Übertragerkopplung noch die RC-Kopplung anwenden, weil beide keine Gleichspannungen übertragen können. Die einfachste **Gleichstromkopplung** ist die direkte Zusammenschaltung des Ausgangs der ersten Stufe mit dem Eingang der zweiten. Das ist aber nur möglich, wenn der Ausgang der ersten Stufe auf dem gleichen Gleichspannungspotential liegt wie der Eingang der zweiten Stufe. Abb. 143 zeigt zwei Schaltungen mit direkter Gleichstromkopplung. Die obere Schaltung ist eine **Kaskadenschaltung**; sie wird besonders in Stabilisierungsschaltungen häufig verwendet. Oft ist die direkte Zusammenschaltung nicht möglich, weil der Ausgang der ersten Stufe und der Eingang der zweiten Stufe auf unterschiedlichem Gleichspannungspotential liegen. In diesem Fall kann die Kopplung über einen Spannungsteiler aus Widerständen erfolgen (Abb. 144); diese

Gleichspannungskopplung

(Abb. 144)

Schaltung hat aber folgende Nachteile: Die Ausgangsspannungsänderungen der ersten Stufe werden nur um das Spannungsteilverhältnis verringert dem Eingang der zweiten Stufe zugeführt. Da in Reihe zu R_2 nicht nur R_1 , sondern auch die Diffusionskapazität des zweiten Transistors liegt, wird die Grenzfrequenz dieser Schaltung klein, da R_2 meist sehr hochohmig ist.

Diese Nachteile werden beseitigt, wenn anstelle von R_2 eine Z-Diode verwendet wird (Abb. 145). Der Spannungsabfall an einer Z-Diode im

Z-Diode als Kopplungselement

(Abb. 145)

Durchbruchbereich ist nahezu konstant; so werden die Ausgangsspannungsänderungen der ersten Stufe unverändert dem Eingang der zweiten Stufe zugeführt. Da die Z-Diode den Signalspannungen nur den kleinen dynamischen Widerstand r_z entgegengesetzt, kommt hier der kapazitive Blindwiderstand der Diffusionskapazität erst bei viel höheren Frequenzen in den Bereich von r_z (R_2), so daß die Grenzfrequenz bedeutend größer ist als in der Schaltung mit einem Widerstandsspannungsteiler.

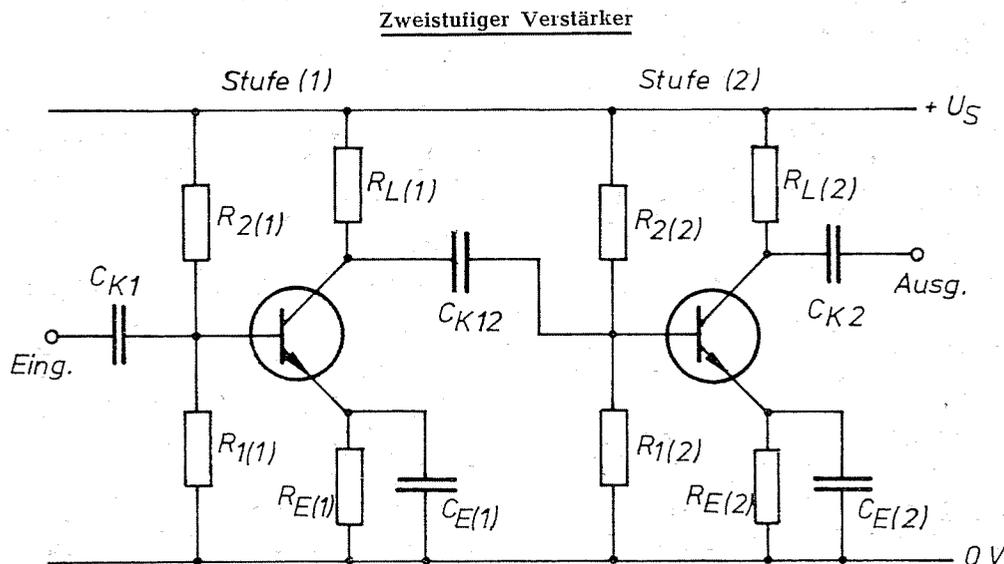
5.4. Dimensionierungsbeispiel für einen zweistufigen Verstärker

Hier soll ein einfacher zweistufiger Verstärker (Abb. 146) berechnet werden. Wir gehen davon aus, daß die Speisespannung U_S und der Transistortyp gegeben sind. U_S ist 18 V und als Transistoren werden BC 107 verwendet, deren Kenn-

berührt (volle Ausnutzung der Transistorleistung!). Sie schneidet die Kollektorstrom-Achse bei 60 mA; das entspricht einem Widerstand von $\frac{18 \text{ V}}{60 \text{ mA}} = 300 \Omega$. Da in der Schaltung nach Abb. 146 eine Temperaturstabilisierung durch Stromgegenkopplung vorgesehen ist, verteilen sich die 300Ω auf den Lastwiderstand R_L und den Emitterwiderstand R_E . Die eingezeichnete Widerstandsgerade gilt also für $R_L + R_E$.

Der Arbeitspunkt wird in die Mitte der Widerstandsgeraden gelegt, damit der Aussteuerbereich möglichst groß wird. Der Arbeitspunkt liegt daher bei $U_{CE} = 9 \text{ V}$ und $I_C = 30 \text{ mA}$. Überträgt man den Arbeitspunkt vom Ausgangskennlinienfeld über die Steuerkennlinie in die Eingangskennlinie, so können für den Arbeitspunkt auch die Werte der Eingangsgrößen I_B und U_{BE} aus dem Kennlinienfeld abgelesen werden: $I_B = 0,125 \text{ mA}$, $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$.

Nun müssen die 300Ω auf den Lastwiderstand und den Emitterwiderstand aufgeteilt werden. Die Praxis hat ge-



(Abb. 146)

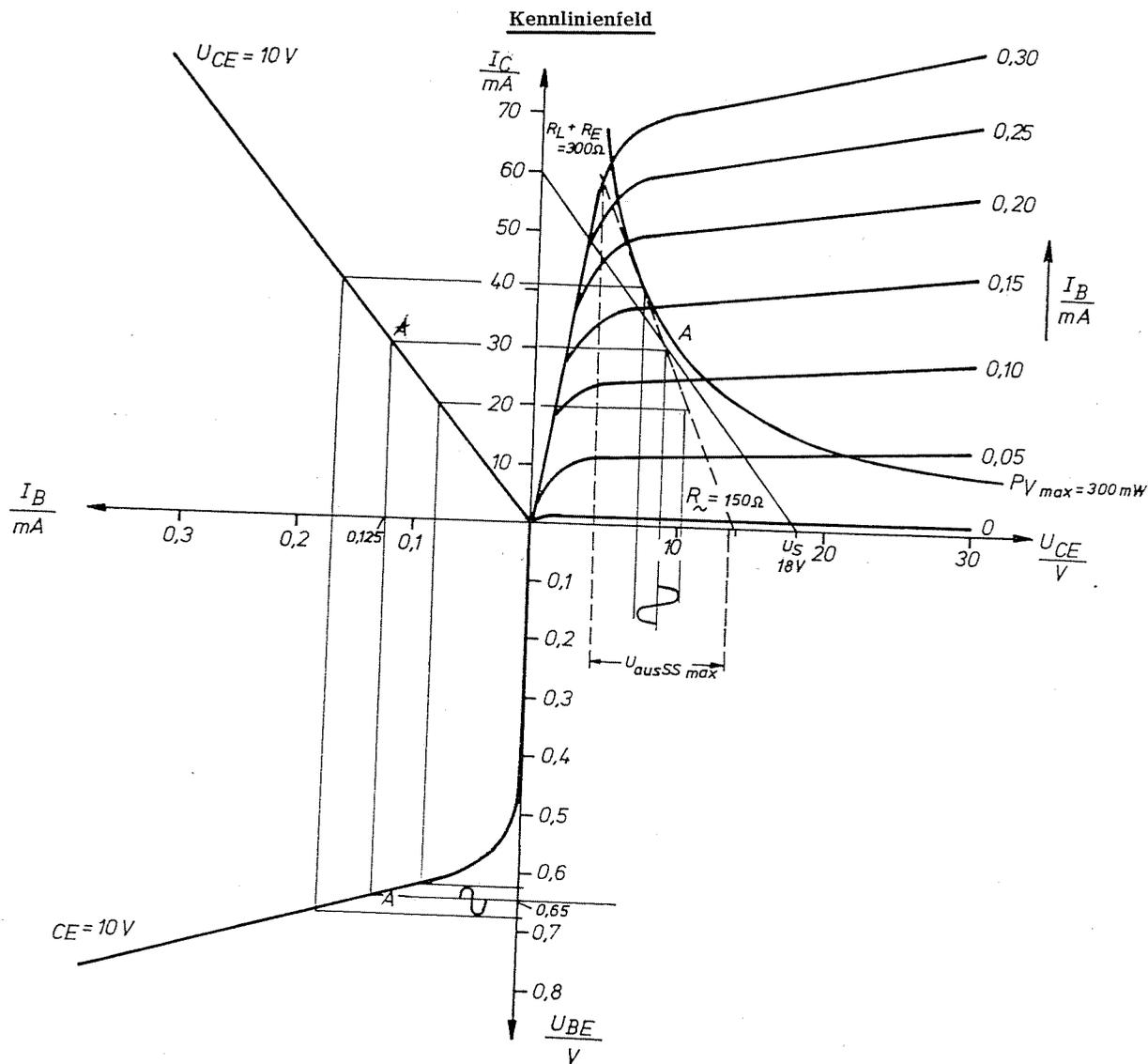
linien schon bekannt sind. Außerdem nehmen wir stark vereinfachend an, daß kein bestimmter Aussteuerbereich und keine bestimmte Verstärkung verlangt werden. Die Transistoren sind aber möglichst voll in bezug auf ihre Leistung auszunutzen. Damit ist die gestellte Aufgabe umrissen; die nachfolgend ermittelten Widerstandswerte gelten für beide Verstärkerstufen.

Abb. 147 zeigt noch einmal das Kennlinienfeld des Transistors BC 107. In dieses Kennlinienfeld wird die Widerstandsgerade nach folgenden Gesichtspunkten eingetragen: Ein Endpunkt ist durch $U_S = 18 \text{ V}$ gegeben. Von dem Punkt $I_C = 0$, $U_{CE} = U_S = 18 \text{ V}$ aus zeichnet man die Widerstandsgerade so ein, daß sie die $P_{V_{max}}$ -Linie fast

zeigt, daß eine ausreichende Temperaturstabilisierung vorhanden ist, wenn der Spannungsabfall am Emitterwiderstand 10 bis 20 % der Speisespannung beträgt, d.h., bei $U_S = 18 \text{ V}$ sollte der Spannungsabfall an R_E ca. 1,8 bis 3,6 V betragen. Als Mittelwert werden 2,5 V gewählt; der Emitterstrom im Arbeitspunkt beträgt: $I_E = I_B + I_C = 0,125 \text{ mA} + 30 \text{ mA} = 30,125 \text{ mA}$. Damit der Emitterstrom an R_E den gewünschten Spannungsabfall von $U_{RE} = 2,5 \text{ V}$ hervorruft, muß R_E folgenden Wert haben:

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{2,5 \text{ V}}{30,125 \text{ mA}} = 80 \Omega.$$

Da im Handel nur Widerstände mit Werten aus den internationalen Normreihen E6, E12 und E24 erhältlich sind, wird für R_E ein Widerstand von 82 Ohm (E12) gewählt.



(Abb. 147)

Die Größe des Lastwiderstands ergibt sich als Differenz aus dem Gesamtwiderstand von 300Ω und den 82Ω von R_E . $R_L = 300 \Omega - 82 \Omega = 218 \Omega$. Gewählt werden für R_L 220Ω (E12).

Die Abweichung von 2 Ohm beim Gesamtwiderstand verändert die Eigenschaften der Schaltung nicht. Die Transistorstreuungen und die Toleranzen der Widerstände (10% bei der Reihe E12) bewirken größere Abweichungen.

Bei der Dimensionierung des Basisstromteilers muß ein Kompromiß geschlossen werden. Einmal sollen die Widerstände R_1 und R_2 möglichst klein sein, damit der Basisstrom, also der Laststrom des Spannungsteilers, keinen Einfluß auf das Spannungsteilerverhältnis hat. Änderungen des Basisstroms sollen also möglichst keine spürbaren Änderungen des Spannungsabfalls an R_2 hervorrufen. Andererseits sollen die Widerstände R_1 und R_2 möglichst groß sein, damit die Spannungsquelle nicht so stark belastet wird. Wählt man den Querstrom des Span-

nungsteilers 5 bis 10 mal größer als den Basisstrom, dann sind beide Forderungen hinreichend erfüllt.

Der Basisstrom im Arbeitspunkt beträgt $0,125 \text{ mA}$. Der Strom durch den Spannungsteiler soll achtmal größer sein, das ergibt 1 mA . Die Basis-Emitter-Spannung ist in dieser Schaltung gleich der Differenz aus dem Spannungsabfall U_{R1} an R_1 und dem Spannungsabfall U_{RE} an R_E . Der Spannungsabfall an R_E beträgt $I_E \cdot R_E = 30,125 \text{ mA} \cdot 82 \Omega = 2,56 \text{ V}$. Der Spannungsabfall an R_1 muß um $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$ größer sein; er beträgt demnach $2,56 \text{ V} + 0,65 \text{ V} = 3,21 \text{ V}$. R_1 berechnet sich bei dem gewählten Querstrom von 1 mA aus: $R_1 = \frac{3,21 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 3,21 \text{ k}\Omega$.

An R_2 muß die restliche Spannung von $18 \text{ V} - 3,21 \text{ V} = 14,79 \text{ V}$ abfallen. Über R_2 fließt neben dem Querstrom von 1 mA auch der Basisstrom von $0,125 \text{ mA}$, insgesamt also ein Strom von $1,125 \text{ mA}$. R_2 muß demnach folgenden Wert haben.

$$R_2 = \frac{14,79 \text{ V}}{1,125 \text{ mA}} = 13,13 \text{ k}\Omega.$$

Bei der Auswahl der zu verwendenden Widerstände für R_1 und R_2 aus den Normreihen ist darauf zu achten, daß beide Widerstände in gleicher Richtung von den errechneten Werten abweichen, also entweder beide größer oder beide kleiner sind als die errechneten Werte, damit das Spannungsteilerverhältnis gleichbleibt. Für R_1 und R_2 werden folgende Werte gewählt: $R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$. Beides sind Werte aus der Reihe E12. Nun sind noch die Kapazitätswerte der Emitter- und Koppelkondensatoren zu ermitteln; ihre Größe wird maßgeblich durch die untere Grenzfrequenz des Verstärkers bestimmt.

Die Emitterkondensatoren C_E werden parallel zum Emitterwiderstand R_E geschaltet, damit die Stromgegenkopplung nun für den Gleichstromarbeitspunkt wirksam ist. Die Wechselströme dürfen also keine spürbaren Spannungsabfälle an R_E hervorrufen. Der kapazitive Blindwiderstand von C_E muß daher klein sein gegenüber R_E . Es gilt also für C_E :

$$\frac{1}{\omega_u \cdot C_E} < R_E,$$

wobei ω_u die Kreisfrequenz bei der unteren Grenzfrequenz ist. Daraus folgt:

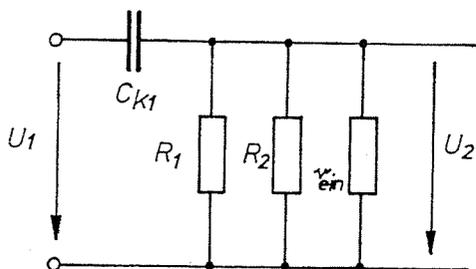
$$C_E > \frac{1}{\omega_u \cdot R_E} = \frac{1}{2 \pi \cdot f_u \cdot R_E}.$$

Setzen wir als untere Grenzfrequenz für den Verstärker 50 Hz fest, so erhalten wir für C_E :

$$C_E > \frac{1}{2 \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 82 \text{ Ohm}} = 38,8 \mu\text{F}.$$

Gewählt werden $100 \mu\text{F}$; der gewählte Wert liegt so weit über dem errechneten Wert, weil jedes RC-Glied einen Einfluß auf die untere Grenzfrequenz hat. Da in dieser Schaltung fünf RC-Glieder sind, die Einfluß auf die untere Grenzfrequenz haben, muß jedes einzelne RC-Glied eine tiefere untere Grenzfrequenz haben als die Gesamtschaltung. Ein RC-Glied verringert die Spannungsverstärkung auf 70,7 %, wenn der kapazitive Blindwiderstand gleich dem Wirkwiderstand ist.

Ersatzschaltbild



(Abb. 148)

Abb. 148 zeigt das Wechselstromersatzschaltbild für den Eingang des Transistorverstärkers. In Reihe zum Koppelkondensator liegt die Parallelschaltung aus R_1 , R_2 und dem dynamischen Eingangswiderstand des Transistors. R_2 liegt hier auch parallel, weil der Innenwiderstand der Spannungsquelle sehr klein ist, die Spannungsquelle also für Wechselstrom einen Kurzschluß darstellt.

Der Koppelkondensator C_{K1} muß einen so kleinen kapazitiven Blindwiderstand haben, daß bei der unteren Grenzfrequenz an C_{K1} nur ein geringer Spannungsabfall entsteht, damit also auch hier die wirksame Transistoreingangsspannung U_2 kaum kleiner ist als die angelegte Wechselspannung U_1 . Auch bei der unteren Grenzfrequenz muß daher der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung groß sein gegenüber dem Blindwiderstand von C_{K1} .

Aus der Parallelschaltung sind die Widerstände R_1 und R_2 bekannt ($R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$). Den dynamischen Eingangswiderstand des Transistors r_{ein} ermitteln wir aus der Eingangskennlinie. Bei einer Änderung der Eingangsspannung U_{BE} um 0,1 V um den Arbeitspunkt herum (s. Abb. 147), ändert sich der Basisstrom um 0,175 mA. Der dynamische Eingangswiderstand r_{ein} beträgt demnach:

$$r_{ein} = \frac{0,1 \text{ V}}{0,175 \text{ mA}} = 570 \Omega.$$

Damit beträgt der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung:

$$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{3,3 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{15 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{570 \Omega} = \frac{1}{470 \Omega}$$

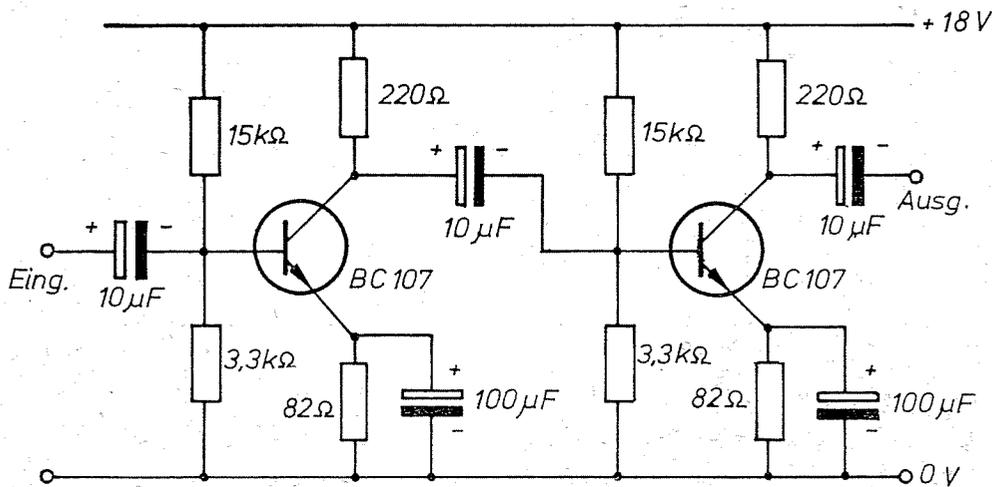
$R_{ges} = 470 \Omega$. Für C_{K1} ergibt sich dadurch:

$$\frac{1}{\omega_u \cdot C_{K1}} < 470 \Omega.$$

$$C_{K1} > \frac{1}{\omega_u \cdot 470 \Omega} = \frac{1}{2 \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 470 \Omega} = 6,77 \mu\text{F}$$

Gewählt wird: $C_{K1} = 10 \mu\text{F}$.

Der Koppelkondensator C_{K12} erhält die gleiche Größe. Die Kapazität von C_{K2} ist vom angeschalteten Verbraucher abhängig. Man kann aber auch hier, ohne große Fehler zu machen, $10 \mu\text{F}$ ansetzen. Abb. 149 zeigt noch einmal den Verstärker; hier sind die berechneten Werte eingetragen.

Berechneter Verstärker

(Abb. 149)

Wir wollen zum Abschluß dieses Abschnitts noch die Spannungsverstärkung und den Aussteuerbereich dieses Verstärkers bestimmen. Die Spannungsverstärkung ist dem Kennlinienfeld zu entnehmen, wenn die Wechselstromwiderstandsgerade eingezeichnet wird. Der Wechselstromwiderstand ist die Parallelschaltung aus dem Lastwiderstand R_L ($220\ \Omega$) und der Belastung. Die Belastung der ersten Stufe beträgt $470\ \Omega$ (Parallelschaltung aus $R_{1(2)}$, $R_{2(2)}$ und r_{ein}). Die Parallelschaltung hat demnach einen Gesamtwiderstand von $150\ \Omega$. In Abb. 147 ist gestrichelt die Widerstandsgerade für die Wechselstromlast von $150\ \Omega$ eingezeichnet. Wie dem Kennlinienfeld zu entnehmen ist, führt eine Eingangsschwingung von $0,05\ V_{SS}$ zu einer Ausgangsschwingung von $3,2\ V_{SS}$. Die Spannungsverstärkung der ersten Stufe beträgt demnach: $v_u = \frac{3,2\ V_{SS}}{0,05\ V_{SS}} = 64$.

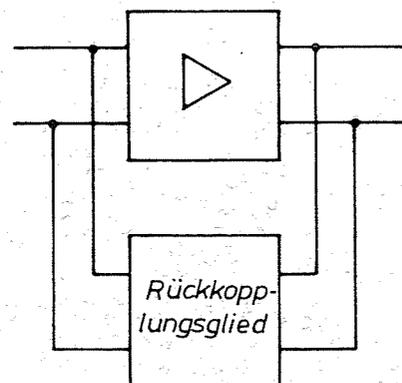
Wenn die Belastung des Verstärkers bei $470\ \Omega$ liegt, hat die zweite Stufe ebenfalls eine Spannungsverstärkung von 64 . Die Gesamtspannungsverstärkung der Schaltung beträgt dann $64 \cdot 64 = 4096$. Aus Abb. 147 ist ebenfalls zu ersehen, daß die maximal erreichbare unverzerrte Ausgangsspannung ungefähr $9\ V_{SS}$ beträgt. Bei einer Spannungsverstärkung von 4096 ist daher die Aussteuerungsgrenze bei der Eingangsspannung $\frac{9\ V_{SS}}{4096} = 4,5\ mV_{SS}$ erreicht.

6. Der Transistor als Schwingungserzeuger

6.1. Prinzip der Schwingungserzeugung

Zur Schwingungserzeugung ist immer ein Verstärker erforderlich; die frequenzbestimmenden Bauteile wie Spulen, Kondensatoren, Widerstände und Quarze haben Verluste. Damit eine ungedämpfte Schwingung entstehen kann, müssen diese Verluste durch einen Verstärker ausgeglichen werden. Abb. 150 zeigt das Blockschaltbild eines Schwingungserzeugers. Die Ausgangsspannung des Verstärkers, die gleichzeitig die Ausgangsspannung des Schwingungserzeugers ist, wird über ein Rückkopplungsglied wieder dem Eingang des Verstärkers zugeführt. Die frequenzbestimmenden Bauteile liegen entweder im Rückkopplungskreis oder sie bilden den Arbeitswiderstand des Verstärkers.

Blockschaltbild eines Generators



(Abb. 150)

Damit der Schwingungserzeuger (Oszillator, Generator) eine unverzerrte Spannung abgibt, muß die Dämpfung des Rückkopplungsgliedes ebenso groß sein wie die Verstärkung. Bezeichnet man die Verstärkung des Verstärkers mit v und die Dämpfung des Rückkopplungsgliedes mit k , so muß folgende Beziehung gelten:

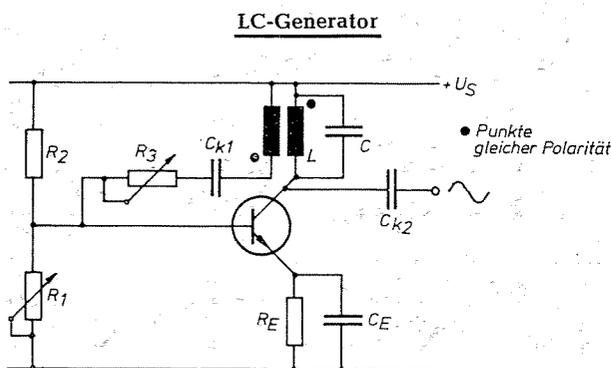
$$v \cdot k = 1.$$

Wenn die Verstärkung größer als die Dämpfung im Rückkopplungskreis ist, wird dem Verstärker eine immer größere Eingangsspannung vom Rückkopplungsglied zugeführt. Dadurch steigt die Ausgangsspannung und damit wieder die Eingangsspannung. Die Spannung schaukelt sich daher soweit auf, bis sie durch den Aussteuerbereich des Verstärkers begrenzt wird; dann entsteht eine stark verzerrte Ausgangsspannung.

Ist die Dämpfung des Rückkopplungskreises größer als die Verstärkung des Verstärkers, so schwingt der Generator nicht. Die verstärkte Spannung führt über den Rückkopplungsweg zu einer kleineren Eingangsspannung des Verstärkers, diese zu einer kleineren Ausgangsspannung und damit wieder zu einer noch kleineren Eingangsspannung. Dieser Vorgang führt dazu, daß Eingangs- und Ausgangsspannung des Verstärkers zu Null werden. **Es ist also wichtig, den Verstärker so zu dimensionieren, daß seine Verstärkung und die Dämpfung des Rückkopplungsgliedes gleich groß sind, denn nur dann entsteht eine unverzerrte Schwingung.**

6.2. LC-Generatoren

Bei LC-Generatoren wird die Frequenz durch die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises festgelegt. Abb. 151 zeigt die Schaltung eines LC-Generators mit Meißner-Rückkopplung. Das frequenzbestimmende Glied ist hier der Arbeitswiderstand des Verstärkers; ihn bildet ein Pa-



(Abb. 151)

rallelschwingkreis. Wie wir aus Abschn. 1.3. wissen, hat ein Parallelschwingkreis bei seiner Resonanzfrequenz den größten Widerstand, außerdem ist hier der Phasenwinkel Null, d.h., es besteht bei der Resonanzfrequenz keine Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom. Beim größten Arbeitswiderstand hat ein Verstärker die größte Spannungsverstärkung. Der Generator schwingt daher mit der Resonanzfrequenz des Schwingkreises. Sie beträgt:

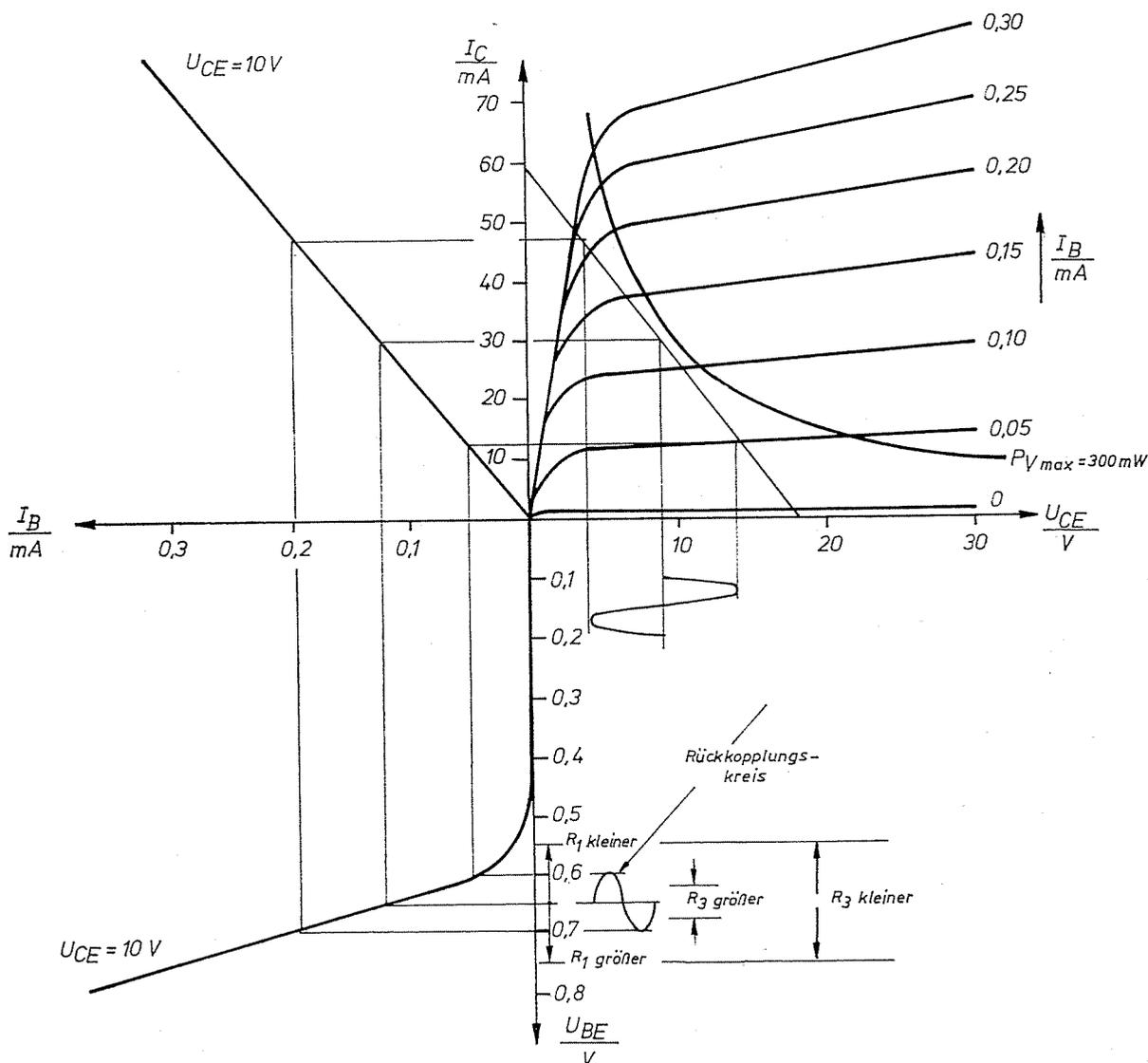
$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

Der in der Schaltung nach Abb. 151 verwendete Verstärker arbeitet in Emitterschaltung. Eine Emitterschaltung bewirkt eine Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung von 180° , d.h., bei einer positiven Eingangshalbwellen hat die Ausgangsspannung gerade die negative Halbwellen und umgekehrt. Bei einer positiven Eingangshalbwellen muß dem Eingang über den Rückkopplungskreis auch eine positive Halbwellen zugeführt werden, damit die Eingangsspannung unterstützt und nicht geschwächt wird. Der Rückkopplungskreis muß daher ebenfalls eine Phasendrehung um 180° bewirken.

Bei dem LC-Generator in Meißnerschaltung erfolgt die Rückkopplung induktiv über eine zweite Wicklung auf demselben Kern, auf dem die Spule mit der Induktivität L gewickelt ist. Hier läßt sich die Phasenverschiebung von 180° sehr einfach erreichen, indem man die Sekundärwicklung so anschließt, daß eine positive Halbwellen in der Primärwicklung über die Sekundärwicklung eine negative Halbwellen an der Basis gibt. In der Schaltung (Abb. 151) ist dies durch die Punkte an den beiden Wicklungen gekennzeichnet.

In Abb. 152 ist der Vorgang der Verstärkung und Rückkopplung im Kennlinienfeld dargestellt; hier ist ebenfalls angedeutet, wie sich der LC-Generator verhält, wenn R_1 und R_3 verändert werden. Mit R_1 wird der Arbeitspunkt des Verstärkers geändert. Wird R_1 kleiner, so sinkt auch die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} . Mit R_3 wird die Dämpfung des Rückkopplungskreises eingestellt. Bei steigendem Widerstand R_3 wird die Eingangsspannung kleiner, bei kleiner werdendem R_3 größer. Bei verschiedenen Schaltungen in der Praxis ist der Widerstand R_3 weggelassen, da die erforderliche Dämpfung im Rückkopplungsweg auch durch ein entsprechendes Windungszahlverhältnis (Übertrager) erreicht werden kann.

Verstärkung und Rückkopplung im Kennlinienfeld



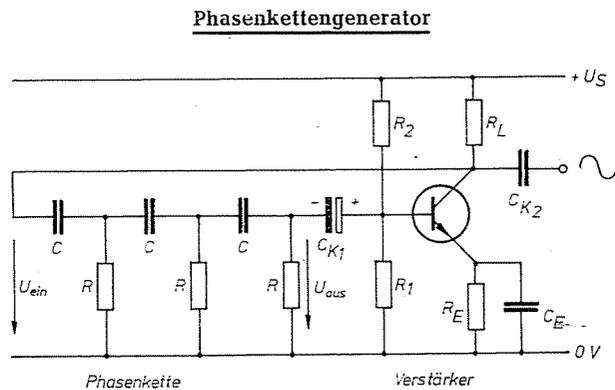
(Abb. 152)

Das Anschwingen des Generators geht folgendermaßen vor sich: Der Einschaltstromstoß, der beim Anlegen der Speisespannung entsteht, enthält alle Frequenzen. Davon wird durch den Verstärker die Resonanzfrequenz am meisten verstärkt und als einzige Frequenz wieder mit der richtigen Phasenlage auf den Eingang zurückgekoppelt, wieder verstärkt und wieder zurückgekoppelt usw.

Abb. 153 ein Phasenkettengenerator dargestellt.

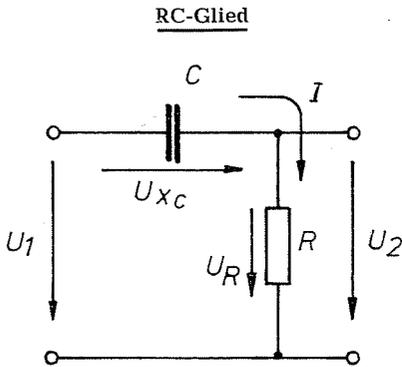
6.3. RC-Generatoren

Bei RC-Generatoren wird die Frequenz durch RC-Glieder festgelegt; die frequenzbestimmenden Glieder liegen im Rückkopplungskreis. Als erstes Beispiel für einen RC-Generator ist in



(Abb. 153)

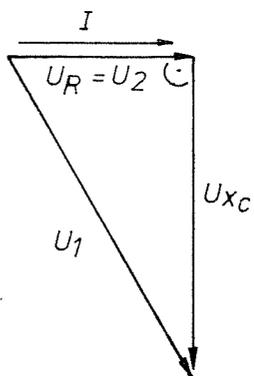
Die Ausgangsspannung wird bei diesem Generator über eine dreistufige RC-Phasenkette auf den Eingang zurückgeführt. Der Generator schwingt bei der Frequenz, für die die Phasenkette eine Phasenverschiebung von 180  bewirkt; denn nur bei dieser Frequenz wird die Phasenverschiebung des Verstärkers aufgehoben, und die zurückgekoppelte Ausgangsspannung unterstützt die Eingangsspannung.



(Abb. 154)

Zur Erklärung der Wirkungsweise der Phasenkette dient Abb. 154. Die anliegende Wechselspannung U_1 wird durch den Spannungsteiler aus C und R aufgeteilt in die Spannungen U_{XC} und U_R . U_R ist gleichzeitig Ausgangsspannung U_2 des Spannungsteilers. Die Spannungen U_{XC} und U_R sind gegeneinander um 90  phasenverschoben. Die Phasenverschiebung zwischen U_2 und U_1 ist kleiner als 90 ; sie muß für die Schwingfrequenz 60  betragen, damit die drei RC-Glieder zusammen 180  Phasenverschiebung ergeben. In Abb. 155 ist das Zeigerdiagramm für ein RC-Glied dargestellt, in Abb. 156 das Zeigerdiagramm für alle drei RC-Glieder.

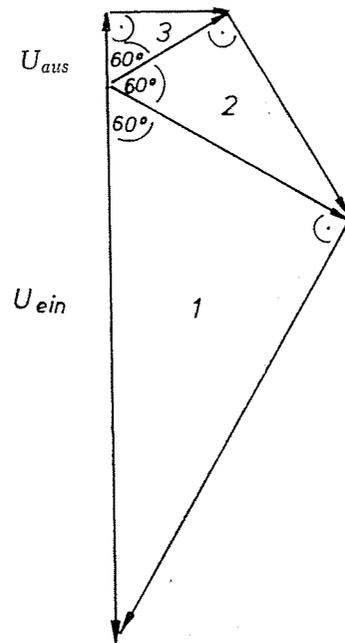
Zeigerdiagramm eines RC-Gliedes



(Abb. 155)

Die Darstellung ist etwas vereinfacht, da jedes RC-Glied bei Leerlauf betrachtet wurde. In Wirklichkeit ist jedes RC-Glied durch die fol-

Zeigerdiagramm der Phasenkette



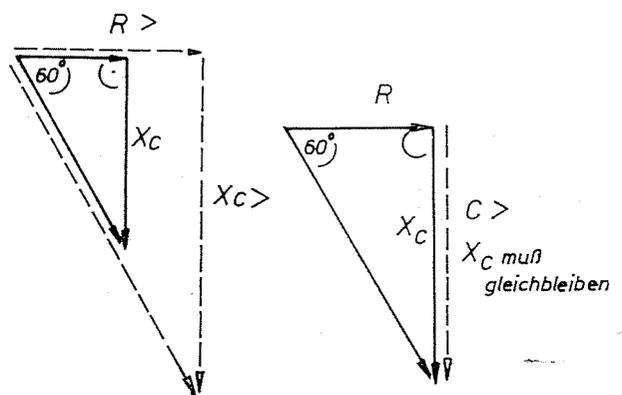
(Abb. 156)

genden RC-Glieder und den Transistoreingang belastet. Die Ausgangsspannung der Phasenkette beträgt $\frac{1}{27}$ der Eingangsspannung. Der Verstärker muß also eine 27fache Spannungsverstärkung haben. Die Frequenz, mit der der Generator schwingt, errechnet sich aus folgender Formel:

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \cdot \sqrt{6} \cdot RC}$$

Wie aus der Formel zu ersehen ist, sinkt die Frequenz, mit der der Generator schwingt, bei steigendem Widerstand und steigender Kapazität. Das löst sich am einfachsten mit Hilfe des Widerstands-dreiecks für ein RC-Glied erklären. Wird R vergr o ert, so muß auch X_C gr o er werden, damit der Phasenwinkel von 60  je RC-Glied erhalten bleibt (Abb. 157 a).

Frequenzabhängigkeit beim Phasenkettengenerator

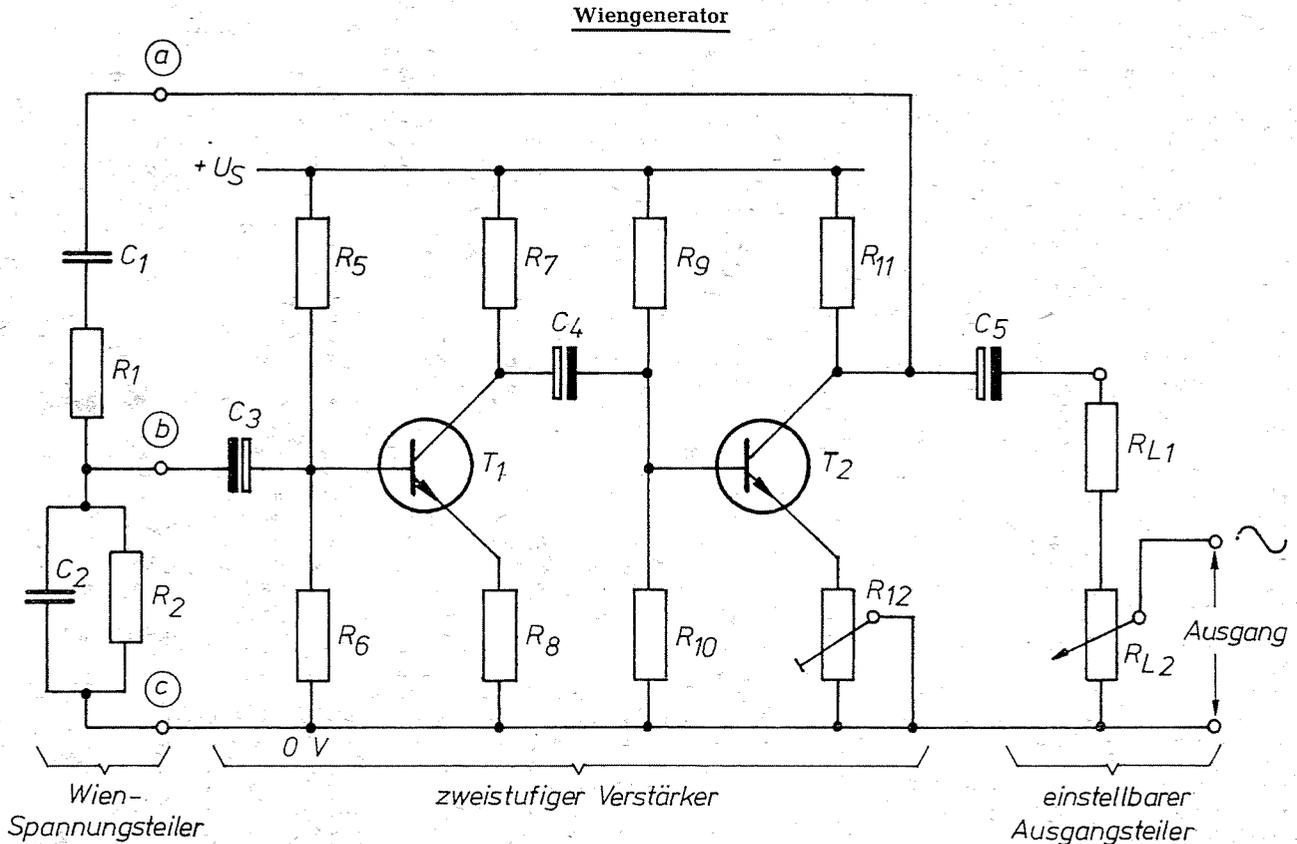


(Abb. 157 a)

(Abb. 157 b)

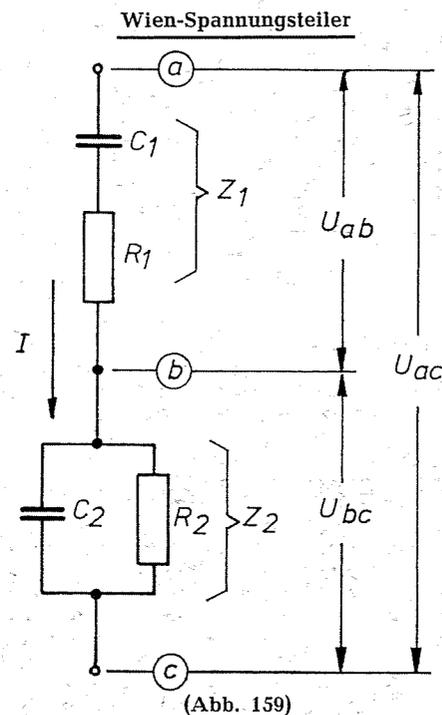
Damit X_C bei unverändertem C größer wird, muß die Frequenz kleiner werden. Bei größer werdendem C und konstantem R muß X_C konstant bleiben, damit der Phasenwinkel weiterhin 60° beträgt. Bei größer werdendem C kann X_C nur bei gleichzeitig kleiner werdender Frequenz konstant bleiben (Abb. 157 b).

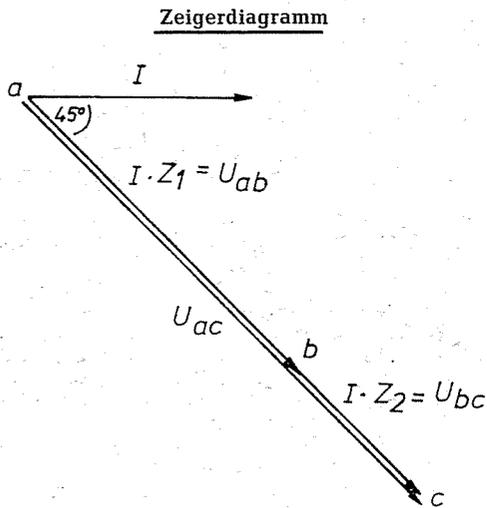
zung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung, wenn beide Teilwiderstände den gleichen Phasenwinkel haben, also bei beiden Spannung und Strom um den gleichen Winkel gegeneinander verschoben sind (Abb. 160). Z_1 und Z_2 haben den gleichen Phasenwinkel von 45° , wenn der kapazitive Blindwiderstand X_C gleich dem



Als zweites Beispiel für einen RC-Generator ist in Abb. 158 ein Wiengenerator dargestellt. Der Rückkopplungskreis besteht hier aus dem Spannungsteiler R_1C_1 und R_2C_2 . Dieser Rückkopplungsweg bringt keine Phasendrehung von 180° , er hat nur für eine Frequenz den Phasenwinkel 0° . Der Verstärker darf daher auch keine Phasenverschiebung von 180° haben; also muß ein zweistufiger Verstärker verwendet werden. Die zweite Stufe hebt die Phasenumkehr der ersten wieder auf.

Wir wollen nun den Rückkopplungskreis genauer untersuchen (Abb. 159). Der obere Teilwiderstand Z_1 besteht aus der Reihenschaltung von R_1 und C_1 , der untere Teilwiderstand aus der Parallelschaltung von R_2 und C_2 . Die Widerstände und Kondensatoren werden so gewählt, daß $R_1 = R_2 = R$ und $C_1 = C_2 = C$ ist. Die Eingangsspannung des Spannungsteilers ist die Spannung U_{ac} , die Ausgangsspannung U_{bc} . Ein Spannungsteiler hat dann keine Phasenverschie-

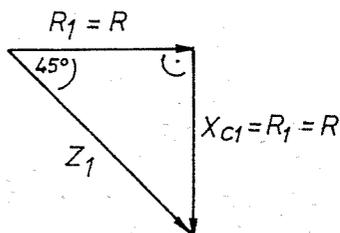




(Abb. 160)

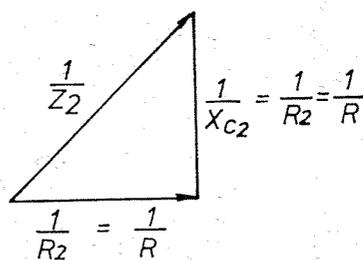
Wirkwiderstand R ist (Abb. 161 und 162). Also nur dann, wenn $X_C = R$ ist, hat die Ausgangsspannung die gleiche Phasenlage wie die Eingangsspannung. Nur in diesem Fall erhält der Eingang des zweistufigen Verstärkers eine Spannung mit der richtigen Phasenlage.

Widerstandsdreieck für Z_1



(Abb. 161)

Leitwertdreieck für $\frac{1}{Z_2}$



(Abb. 162)

Der Wiengenerator schwingt also mit der Frequenz, bei der $X_C = \frac{1}{\omega_0 C} = R$ ist. Durch Umstellung ergibt sich:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

und: $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$

Wie aus den Abb. 161 und 162 zu ersehen ist, gilt für den Scheinwiderstand Z_1 :

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{R^2 + R^2} = \sqrt{2R^2} = R\sqrt{2}$$

Ebenso gilt für den Leitwert $\frac{1}{Z_2} = \sqrt{2} \cdot \frac{1}{R}$,

umgestellt nach Z_2 erhält man: $Z_2 = \frac{R}{\sqrt{2}}$.

Die beiden Scheinwiderstände stehen also in

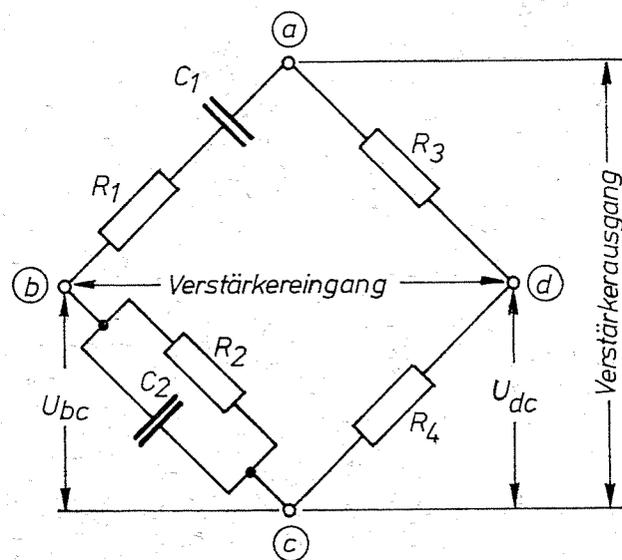
einem Verhältnis von $\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{\sqrt{2} \cdot R}{\frac{R}{\sqrt{2}}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{2} = 2$.

Z_1 ist also doppelt so groß wie Z_2 . Damit ergibt sich für das Spannungsteilerverhältnis:

$$\frac{U_{bc}}{U_{ac}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{Z_2}{2Z_2 + Z_2} = \frac{Z_2}{3Z_2} = \frac{1}{3}$$

Die Ausgangsspannung des Teilers beträgt bei der Schwingfrequenz also ein Drittel der Eingangsspannung. Der Verstärker darf daher nur eine dreifache Spannungsverstärkung haben. Das wird in der Schaltung nach Abb. 158 dadurch erreicht, daß die Emitterwiderstände R_8 und R_{12} nicht durch Kondensatoren überbrückt sind. Die Stromgegenkopplung ist hier nicht nur für die Gleichströme, sondern auch für Wechselströme wirksam. Dadurch wird die Verstärkung sehr stark herabgesetzt.

Wien-Robinson-Brücke

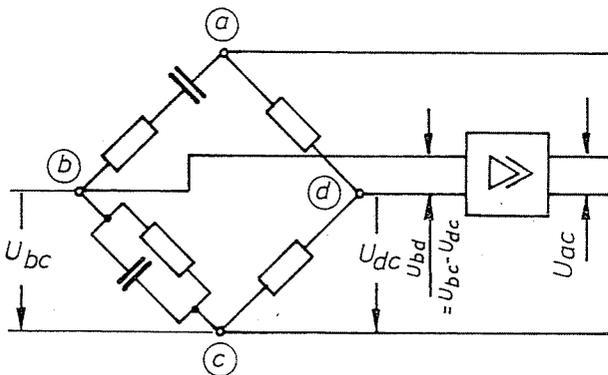


(Abb. 163)

Bei einem häufig verwendeten RC-Generator besteht der Rückkopplungsweig aus einer **Wien-Robinson-Brückenschaltung** (Abb. 163).

Der linke Brückenweig entspricht dabei dem Spannungsteiler beim Wien-Generator. Der rechte Brückenweig aus R_3 und R_4 ist so eingestellt, daß an R_4 etwas weniger als ein Drittel der Gesamtspannung abfällt. Zwischen den Punkten b und d entsteht bei der Schwingfrequenz eine Differenzspannung aus U_{bc} und U_{dc} , die die gleiche Phasenlage hat wie die Spannung U_{ac} ; sie ist aber bedeutend kleiner als beim Wien-Generator. Die Spannung U_{bd} wird dem Eingang des Verstärkers zugeführt und zwischen den Punkten a und c die Ausgangsspannung des Verstärkers eingespeist (Abb. 164).

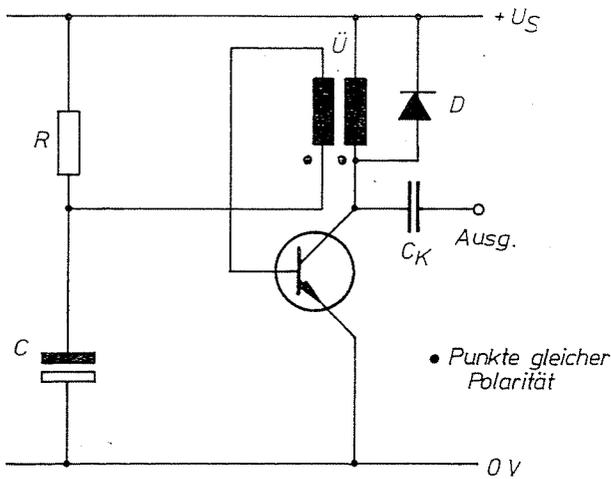
Blockschaltung eines Wien-Robinson-Generators



(Abb. 164)

Für den Widerstand R_4 wird meist ein Kaltleiter, also ein PTC-Widerstand, verwendet und dadurch eine Stabilisierung der Ausgangsspannung erreicht. Die Spannung U_{bd} , die dem Verstärkereingang zugeführt wird, ist gleich $U_{bc} - U_{dc}$. Bei einer Spannungserhöhung wird R_4 wegen der größeren Verlustleistung und damit höheren Wärme hochohmiger. Damit steigt die Spannung U_{dc} und die Eingangsspannung des Verstärkers U_{bd} wird dadurch kleiner.

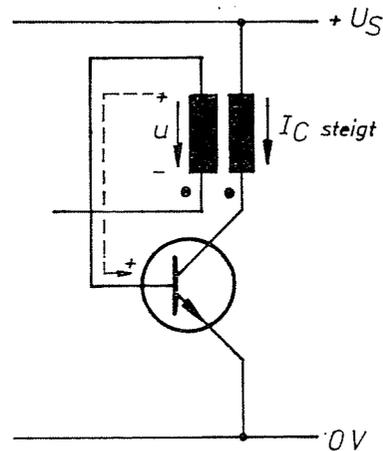
Sperrschwinger



(Abb. 165)

Die bisher behandelten Generatoren geben alle sinusförmige Spannungen ab. In Abb. 165 ist ein Impulsgenerator dargestellt; dieser als Sperrschwinger bezeichnete Generator wird zum Beispiel zur Steuerung von Spannungswandlern verwendet (s. unter 9.3.). Ein Sperrschwinger liefert am Ausgang kurze Rechteckimpulse. Die Schaltung arbeitet folgendermaßen: Nach Anlegen der Speisespannung lädt sich der Kondensator C über den hochohmigen Widerstand R auf. Sobald die Spannung am Kondensator den Wert der Basis-Emitter-Schleusenspannung erreicht hat, wird der Transistor leitend. Dieser Vorgang wird dadurch unterstützt, daß beim Einsetzen des Kollektorstroms in die Sekundärwicklung eine Spannung induziert wird, die so gerichtet ist, daß sie das Öffnen des Transistors beschleunigt (Abb. 166).

Öffnen des Transistors

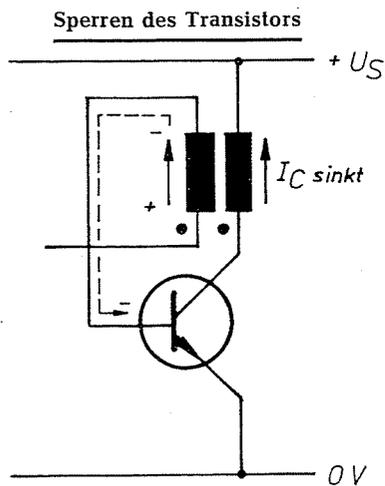


(Abb. 166)

Der Transistor wird dadurch schlagartig leitend. Die Kollektorspannung springt dabei von $+U_S$ auf annähernd 0 V.

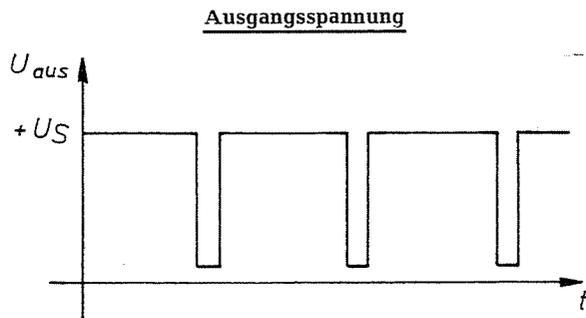
Der Kondensator entlädt sich jetzt über die niederohmige Basis-Emitter-Diode. Mit abnehmender Kondensatorspannung sinkt auch der Basisstrom. Da der Transistor beim Öffnen stark übersteuert wurde, sinkt mit dem Basisstrom der Kollektorstrom erst, wenn der Sättigungsbereich verlassen wird. Der dann abnehmende Kollektorstrom induziert in die Sekundärwicklung eine Spannung, die den Transistor schlagartig sperrt (Abb. 167).

Die Kollektorspannung springt wieder von 0 V auf $+U_S$. Wenn der Kondensator C über den Widerstand R wieder auf die Schleusenspannung des Transistors aufgeladen ist, beginnt der Vorgang von neuem. In Abb. 168 ist der



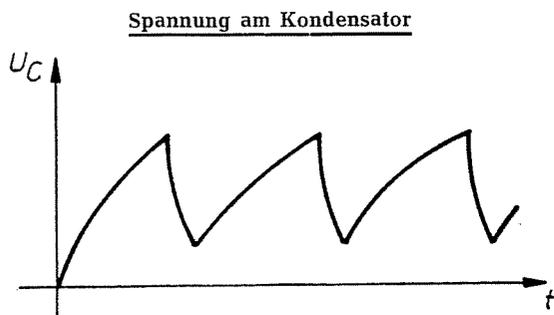
(Abb. 167)

Verlauf der Spannung am Kondensator dargestellt, Abb. 169 zeigt die Ausgangsspannung des Sperrschwingers.



(Abb. 169)

Die Impulsfolgefrequenz ist in der Hauptsache von der Größe des Widerstands R und des Kondensators C abhängig. Bei steigenden Werten von R und C sinkt die Impulsfrequenz. Die Länge eines Impulses hängt auch von der Größe der Kapazität C ab, zusätzlich aber auch von der Induktivität und dem ohmschen Widerstand des Übertragers.

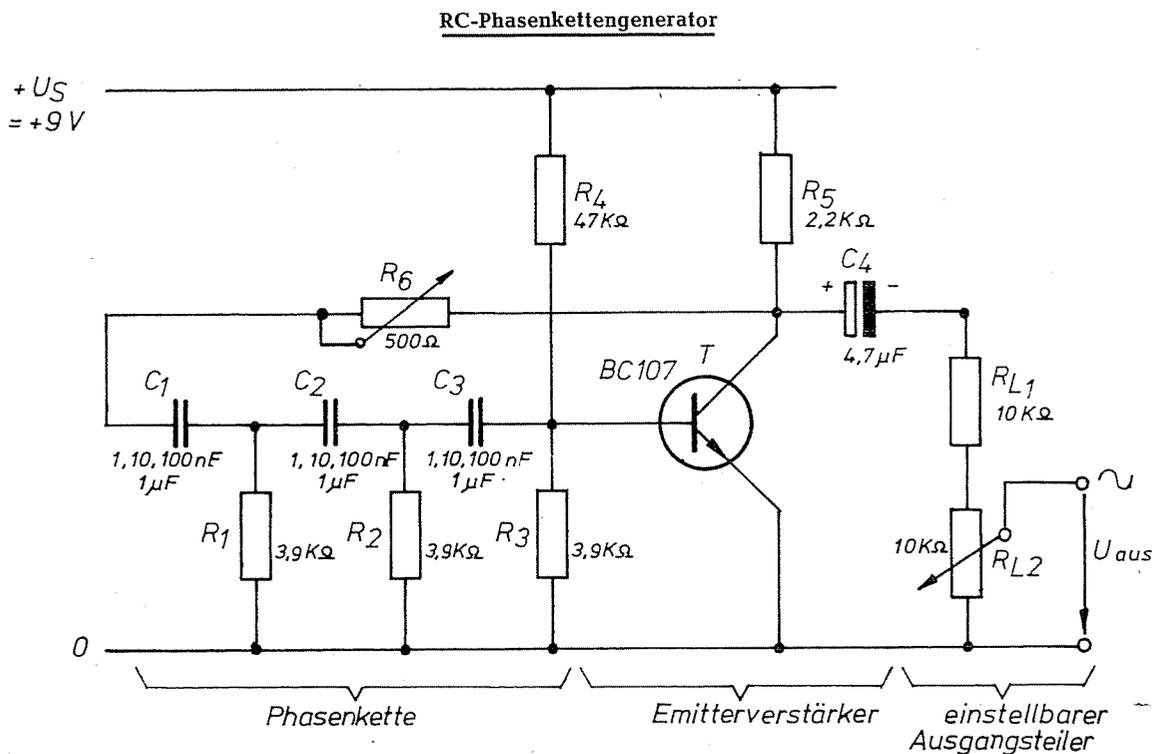


(Abb. 168)

6.4. Dimensionierungsbeispiel

Hier soll nicht ein Generator neu berechnet werden, sondern wir beschränken uns darauf, die Eigenschaften eines gegebenen RC-Generators durch Nachrechnen und mit Hilfe des Kennlinienfeldes zu untersuchen.

Die Schaltung in Abb. 170 unterscheidet sich von der in Abschn. 6.3. (Abb. 153) beschriebenen Schaltung insbesondere dadurch, daß der Widerstand R₃ in Abb. 170 zwei Aufgaben hat. Einmal ist er der Widerstand R des dritten

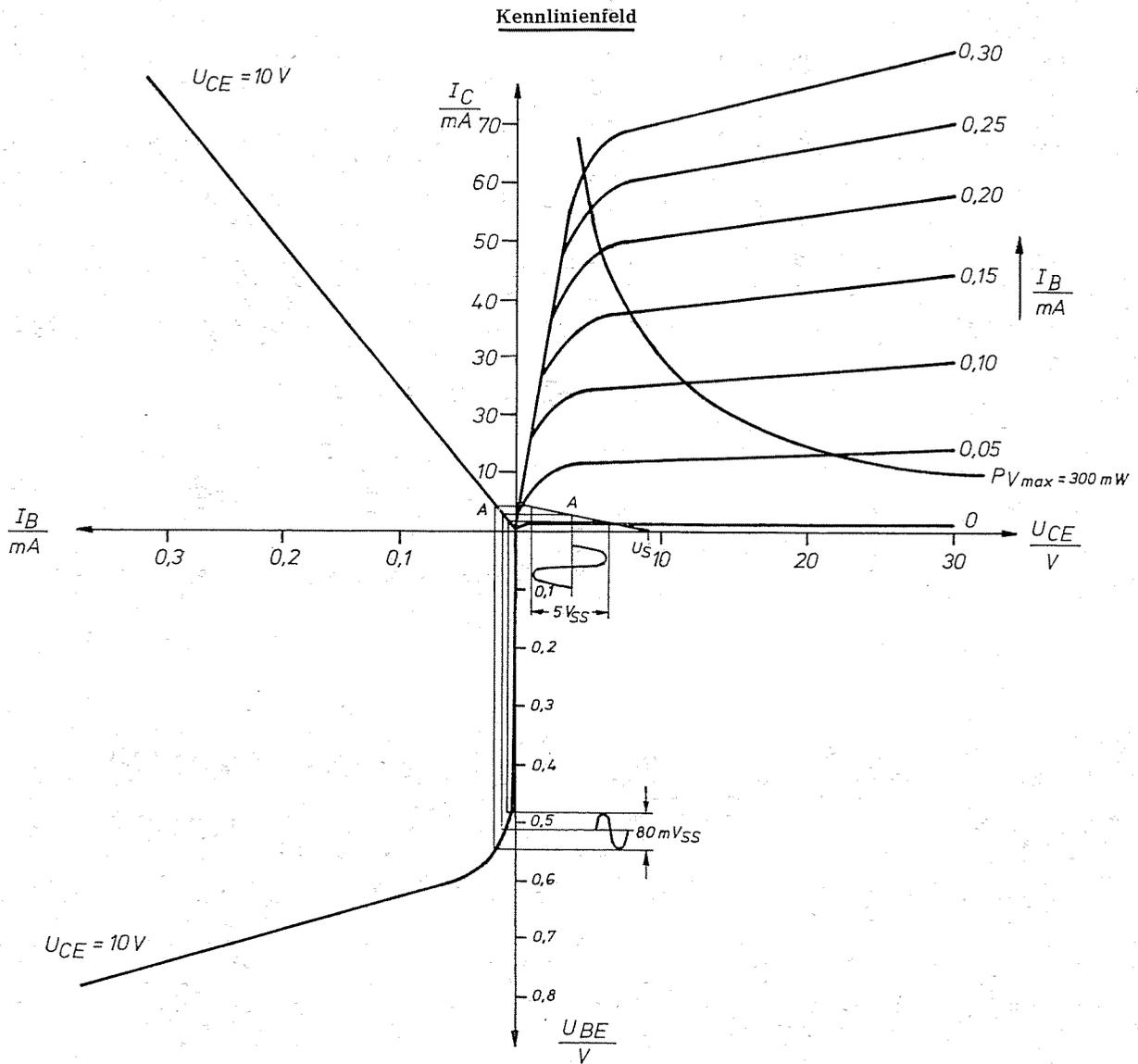


(Abb. 170)

RC-Gliedes, zum anderen dient er zur Erzeugung der Basisvorspannung zusammen mit R_4 . Außerdem enthält der Generator durch das Potentiometer R_6 die Möglichkeit, die Dämpfung des Rückkopplungskreises auf den günstigsten Wert einzustellen.

Wir gehen bei der Untersuchung der Schaltung wieder vom Kennlinienfeld des verwendeten Transistors BC 107 aus (Abb. 171).

Da wegen der geringen Auslastung des Transistors die Werte im unteren Bereich liegen, wo die Ablesung ungenau ist, und außerdem die in den Kennlinien dargestellten Werte Mittelwerte sind, können die errechneten Werte stark streuen. Die Basisvorspannung wird durch den Spannungsteiler aus R_3 und R_4 erzeugt. Dabei ist zu beachten, daß zu R_3 noch der Eingangswiderstand des Transistors parallel liegt. Nach der Spannungsteilerregel gilt:



(Abb. 171)

Vom Punkt U_S auf der U_{CE} -Achse aus wird die Widerstandsgerade eingezeichnet; sie schneidet die I_C -Achse in Punkt: $I_C = \frac{U_S}{R_L} = \frac{9 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} = 4,1 \text{ mA}$. Der wieder in der Mitte liegende Arbeitspunkt wird über die Steuerkennlinie in die Eingangskennlinie übertragen. Hier liegt der Arbeitspunkt bei $U_{BE} = 0,52 \text{ V}$ und $I_B = 7,5 \mu\text{A}$. Der statische Eingangswiderstand des Transistors beträgt

$$\text{also: } R_{\text{ein}} = \frac{0,52 \text{ V}}{7,5 \mu\text{A}} = 70 \text{ k}\Omega.$$

$$U_{BE} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_{\text{ein}}}{R_{\text{ein}} + R_4} \cdot U_S \approx 0,5 \text{ V}.$$

Die maximale unverzerrte Kollektor-Emitter-Wechselspannung beträgt, wie dem Kennlinienfeld zu entnehmen ist, $5 V_{SS}$. Dafür ist eine Eingangswchselspannung von $80 mV_{SS}$ erforderlich. Die Spannungsverstärkung beträgt also: $v_U = \frac{5 V_{SS}}{80 V_{SS}} = 62,5$. Der wirkliche Wert liegt

etwas tiefer, weil bei der Widerstandsgeraden der Ausgangsspannungsteiler und die Ausgangslast nicht berücksichtigt werden.

Wie wir im Abschnitt 6.1. gesehen haben, müssen bei einem Schwingungserzeuger die Verstärkung des Verstärkers und die Dämpfung des Rückkopplungskreises gleich groß sein. Die unbelastete Phasenkette vermindert die Spannung auf den 29. Teil. Die Spannungsverminderung wird erhöht durch die Belastung der Phasenkette mit dem Transistoreingang und durch R_0 ; mit R_0 wird $v = \frac{1}{k}$ eingestellt.

Die Frequenz des Generators errechnet sich nach 6.3. aus:

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \cdot \sqrt{6} \cdot RC}$$

In der Schaltung beträgt R 3,9 k Ω , C kann im Bereich von 1 nF bis 1 μ F verändert werden. Für die höchste Frequenz ($C = 1$ nF) errechnet sich 16,6 kHz, bei $C = 1$ μ F schwingt er mit 16,6 Hz. Der Frequenzbereich des Generators umfaßt also den ganzen Tonfrequenzbereich.

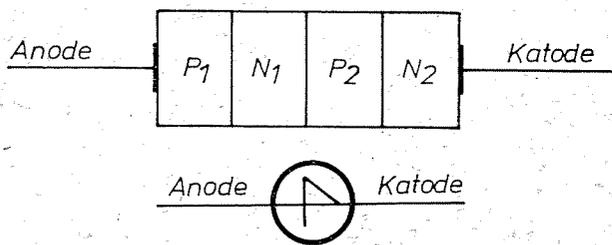
7. Vierschichthalbleiter

Vierschichthalbleiter sind Halbleiterbauteile, die aus vier verschieden dotierten Halbleiterschichten bestehen und aufgrund ihres Aufbaus als **spannungsabhängige Schalter** wirken. Zu ihnen zählen die Vierschichtdiode, der Thyristor und die artverwandten DIAC und TRIAC. Diese Bauteile werden in Gleich- und Wechselstromschaltungen als Impulsformer, Regler, Zerhacker und dgl. benutzt.

7.1. Aufbau und Wirkungsweise der Vierschichtdiode

Die Vierschichtdiode ist ein Zweipol, der aus vier Halbleiterschichten besteht.

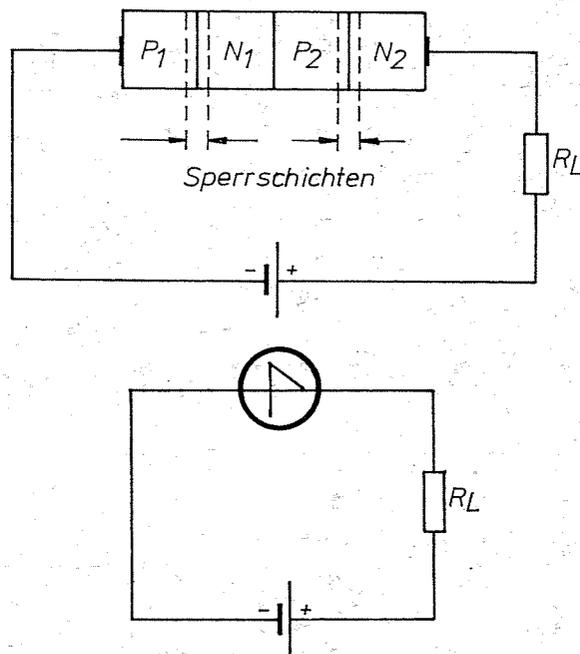
Aufbau und Schaltzeichen der Vierschichtdiode



(Abb. 172)

Abb. 172 zeigt die Reihenfolge der vier Schichten und das Schaltzeichen. Auch die Vierschichtdiode hat wie jede gewöhnliche Diode eine Fluß- und eine Sperrichtung. Sperrichtung liegt vor, wenn an der Anode negatives Potential gegenüber der Katode herrscht, also der negative Pol der Stromquelle an P_1 und der positive an N_2 liegt (Abb. 173).

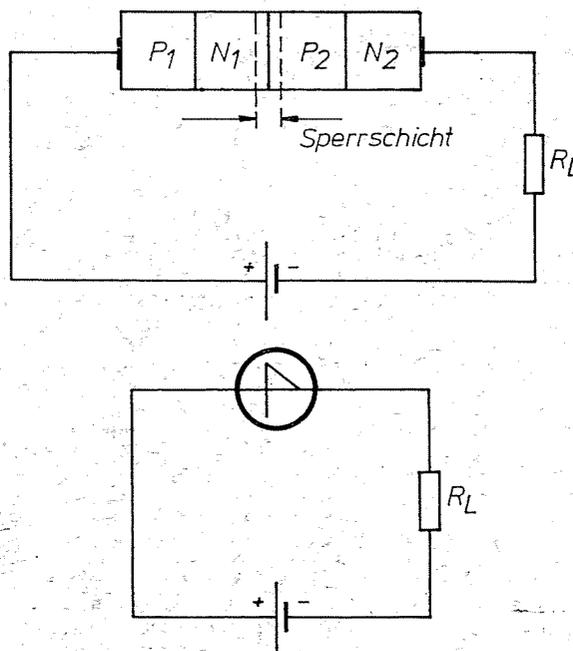
Vierschichtdiode in Sperrichtung



(Abb. 173)

Bei dieser Polung ist die Vierschichtdiode hochohmig, weil die PN-Übergänge zwischen P_1 und N_1 , aber auch zwischen P_2 und N_2 in Sperrichtung vorgespannt sind. Um die Flußrichtung zu erhalten, muß bei der Vierschichtdiode die Anode positiveres Potential gegenüber der Katode haben (Abb. 174).

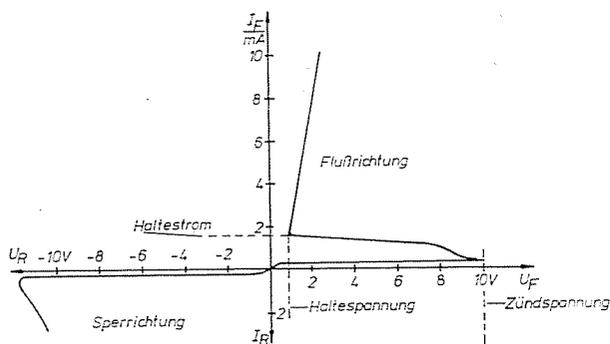
Vierschichtdiode in Flußrichtung



(Abb. 174)

Doch auch in Flußrichtung hat die Vierschichtdiode eine Sperrschicht, und zwar zwischen N_1 und P_2 . Sie ist also auch bei dieser Polung hochohmig, bis eine gewisse Spannung, die sogenannte Zündspannung erreicht wird. Dann wird sie plötzlich niederohmig und bleibt auch bei kleineren Spannungen niederohmig. Der in Abb. 174 eingezeichnete Widerstand R_L ist dann zur Strombegrenzung notwendig. Ihre Arbeitsweise ähnelt also der der Glimmlampe, nur daß die Glimmlampe eine hohe Zündspannung (ca. 75 V) benötigt, während die Vierschichtdiode schon bei kleinen Spannungen zünden kann.

Kennlinie der Vierschichtdiode



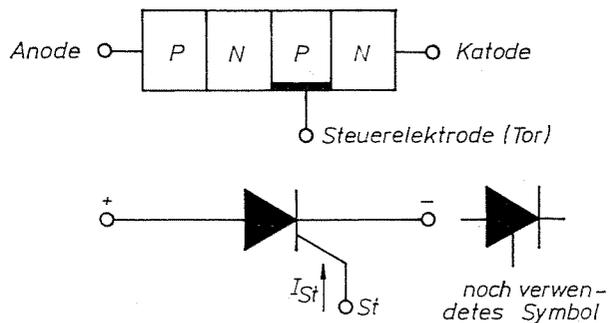
(Abb. 175)

Die Kennlinie der Vierschichtdiode zeigt Abb. 175. Ist die Zündspannung erreicht, so wird die Vierschichtdiode niederohmig und die Spannung bricht an ihr zusammen; sie bleibt niederohmig, bis der Haltestrom unterschritten wird. Dann tritt plötzlich der hochohmige Zustand wieder ein. Wie diese Arbeitsweise der Vierschichtdiode zustande kommt, wird nachfolgend beim Thyristor beschrieben. Die Vierschichtdioden werden aus Silizium oder Germanium hergestellt, neuerdings auch aus Galliumarsenid. Der Katodenanschluß ist wie bei einer gewöhnlichen Diode durch einen Farbring gekennzeichnet.

7.2. Aufbau und Wirkungsweise des Thyristors

Der Thyristor ist ein steuerbarer Siliziumgleichrichter und ein Halbleiterbauteil aus vier Halbleiterschichten wie die Vierschichtdiode, wird aber durch einen Steuerimpuls leitend gemacht. Dieser Gleichrichter hat deshalb einen dritten Anschluß, die **Steuerelektrode** (Abb. 176).

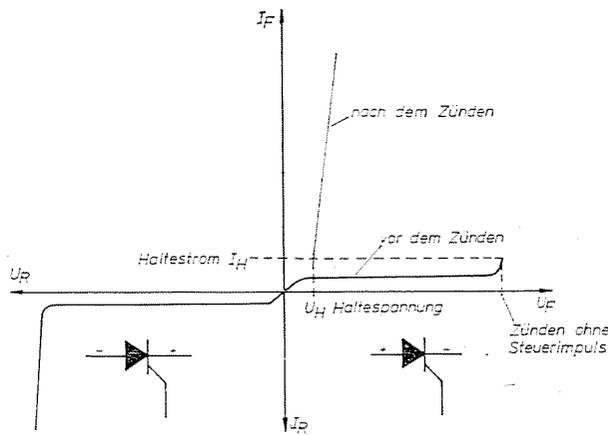
Aufbau eines Thyristors; Schaltsymbole



(Abb. 176)

Solange der Thyristor **keinen Steuerimpuls**, auch Zündimpuls genannt, erhält, ist er auch in Flußrichtung **hochohmig**. Er wird wie die Vierschichtdiode von selbst niederohmig, doch erst bei sehr hoher Spannung. Diese Erscheinung wird beim Thyristor nicht genutzt; die Durchsteuerung des Thyristors wird in der Praxis nur durch Steuerimpulse vorgenommen. Abb. 177 zeigt die Kennlinie des Thyristors.

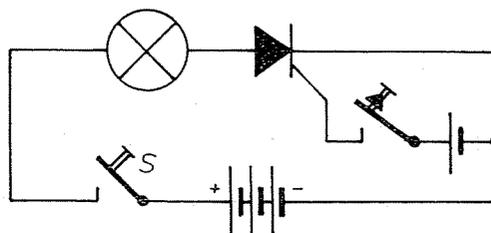
Kennlinie des Thyristors



(Abb. 177)

Wird der Thyristor im Gleichstromkreis betrieben, so zeigt er folgendes Verhalten:

Thyristor im Gleichstromkreis



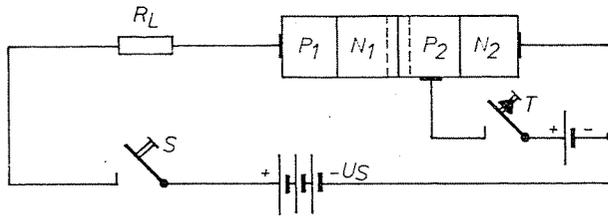
(Abb. 178)

Nach dem Schließen des Schalters S leuchtet die Lampe nicht, weil der Thyristor hochohmig ist. Über die Lampe fließt ein Strom von wenigen

μA . Erst wenn mit der Taste T ein Zündimpuls auf die Steuerelektrode gegeben wird, wird der Thyristor niederohmig und die Lampe brennt. Sie leuchtet auch weiter, wenn die Taste den Zündstromkreis wieder unterbrochen hat, der Zündimpuls also zu Ende ist. Erst wenn der Lampenstromkreis mit dem Schalter S unterbrochen wird, erlischt die Lampe und der Thyristor ist wieder hochohmig.

Wie wird nun eigentlich der Thyristor durch einen Steuerimpuls niederohmig, und warum bleibt er es auch nach dem Ende des Steuerimpulses? Das ist am einfachsten aus Ersatzschaltbildern ersichtlich. Zuerst wird der Aufbau des Thyristors mit PN-Übergängen behandelt.

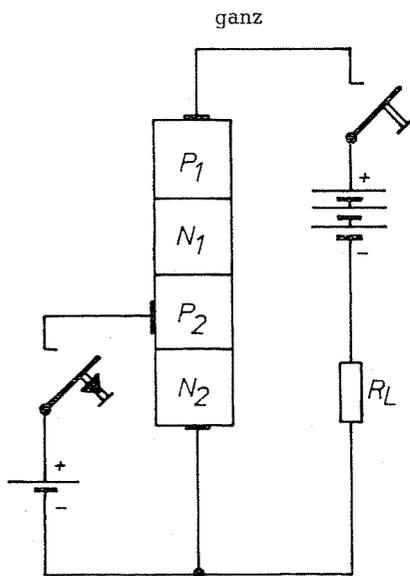
PN-Übergänge des Thyristors im Gleichstromkreis



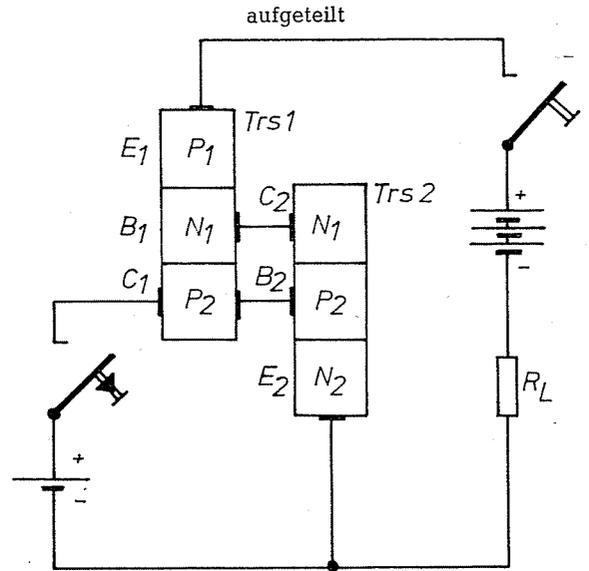
(Abb. 179)

Durch die Speisespannung U_S entsteht eine Sperrschicht zwischen N_1 und P_2 ; der Thyristor ist hochohmig und durch den Lastwiderstand R_L fließt nur ein geringer Strom. Jetzt wird er durch einen Steuerimpuls leitend gemacht. Positive Ladungsträger der Steuerstromquelle heben die Sperrschicht auf. Warum aber die Niederohmigkeit auch nach dem Ende des Steuerimpulses anhält, ist aus den Abb. 180—182 zu erkennen.

Halbleiterschichten des Thyristors



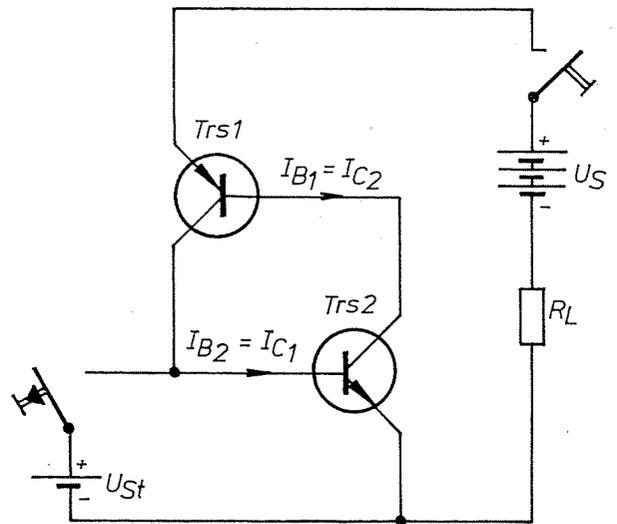
(Abb. 180)



(Abb. 181)

Abb. 180 zeigt den Thyristor mit seinen vier Halbleiterschichten. Die Schichten N_1 und P_2 kann man sich geteilt denken: dann besteht der Thyristor aus zwei gegeneinandergeschalteten Transistoren, einem PNP- und einem NPN-Transistor (Abb. 181). Mit Schaltzeichen dargestellt entsteht Abb. 182.

Ersatzschaltbild des Thyristors



(Abb. 182)

Wegen der Sperrschicht zwischen N_1 und P_2 (Abb. 180 und 181) fließt über beide Transistoren fast kein Strom, die Strecken Basis-Kollektor des Transistor 1 ($B_1 - C_1$) und Basis-Kollektor des Transistors 2 ($B_2 - C_2$) sind hochohmig. Aus den Schaltungen Abb. 181 und 182 ist ersichtlich, daß B_1 mit C_2 und B_2 mit C_1 gekoppelt sind. Dadurch ist $I_{B2} = I_{C1}$ und $I_{B1} = I_{C2}$. Da der Kollektorstrom I_{C1} sehr klein ist, ist der Basisstrom I_{B2} klein, d.h., der Transistor 1 sperrt den Transistor 2. Dieser wiederum hält mit seinem geringen Kollektor-

torstrom I_{C2} den Basisstrom I_{B1} klein und sperrt dadurch den Transistor 1; die beiden Transistoren sperren sich also gegenseitig. Wird nun die Taste des Steuerstromkreises geschlossen, so erhöht die Steuerspannung U_{St} den Basisstrom I_{B2} (Abb. 182). Dadurch wird der Transistor 2 niederohmig und sein Kollektorstrom I_{C2} stark, wodurch der Basisstrom des Transistors 1 I_{B1} erhöht wird, so daß auch der Transistor 1 leitet. Die Strecke vom Emitter E1 über beide Transistoren zum Emitter E2 ist dann niederohmig und bleibt auch so nach dem Öffnen der Taste, weil sich die beiden Transistoren gegenseitig leitend halten. I_{C1} ist groß und damit I_{B2} , und der kräftige I_{C2} bildet den I_{B1} . Dieser Zustand bleibt erhalten, bis die Haltespannung U_H unterschritten wird.

Der Thyristor zündet wie eine Vierschichtdiode auch ohne Steuerimpuls, wenn die Speisespannung U_S entsprechend hoch wird. Dann setzt ein gegenseitiges Aufschaukeln der Basis- und Kollektorströme ein; es entsteht ein Kippvorgang, der zum Zünden führt. Diese Erscheinung wird aber beim Thyristor nicht genutzt.

Bei Thyristoren unterscheidet man wie bei normalen Gleichrichtern Durchlaß- und Sperrrichtung, jedoch kann in Durchlaßrichtung erst nach Wirksamwerden eines positiven Steuerimpulses am Tor ein Strom I_F fließen.

Hier noch zwei Beispiele für technische Daten:

- Ein Thyristor mit 3 A Dauergrenzstrom

Dauerbelastung (mit Kühlkörper)	2,5 A
kurzzeitig belastbar	bis 25 A!
Sperrspannung	900 V
Zündspannung des Zündimpulses	etwa 3 V
Zündstrom	25 mA
Haltestrom	20 mA
Durchschalzeit	2 μ s
- Ein Thyristor mit 170 A Dauergrenzstrom

Dauerbelastung (mit Kühlkörper)	150 A
kurzzeitig belastbar	bis 3500 A!
Sperrspannung	1400 V
Zündspannung des Zündimpulses	etwa 3 V
Zündstrom	250 mA
Haltestrom	70 mA
Durchschalzeit	3 μ s

Aus diesen Daten ist ersichtlich, daß

die Thyristoren kurzzeitig, d.h. für 1 oder 2 Sinus-halbwellen, sehr stark überlastbar sind;

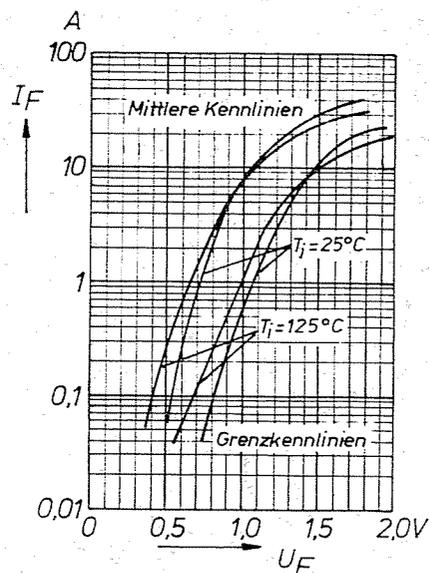
die Spannung des Steuerimpulses fast unabhängig von der Größe des Thyristors nur etwa 3 V beträgt;

der Strom des Zündimpulses von der Strombelastbarkeit des Thyristors abhängt, aber auch bei sehr großen Typen meist nicht höher als einige hundert mA ist und

der Haltestrom auch bei Thyristoren mit hoher Strombelastbarkeit im mA-Bereich bleibt.

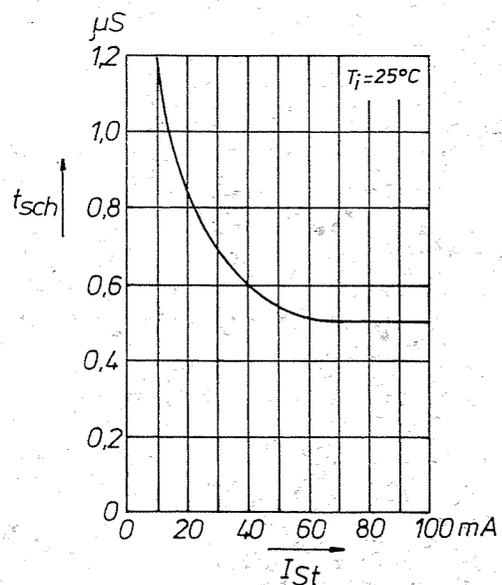
Dazu noch zwei typische Kennlinienfelder; Abb. 177 zeigt die Kennlinie des Thyristors im Prinzip. Wegen der großen Unterschiede bei den Stromwerten in Flußrichtung I_F (1. Beispiel: 20 mA bis 25 A) wird I_F oft in einem logarithmischen Maßstab dargestellt (Abb. 183). Abb. 184 zeigt die Abhängigkeit der Schaltzeit t_{sch} von der Stromstärke des Zündimpulses (Steuerimpulses) I_{St} . T_i ist die Innentemperatur (Sperrschichttemperatur).

Durchlaßkennlinie $I_F = f(U_F)$ eines Thyristors
für 3 A Dauerlaststrom



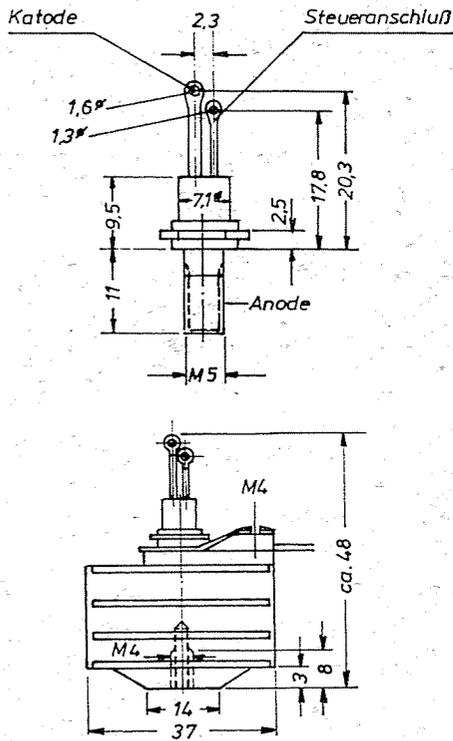
(Abb. 183)

Schaltzeiten t_{sch} in Abhängigkeit vom
Steuerimpulsstrom I_{St}



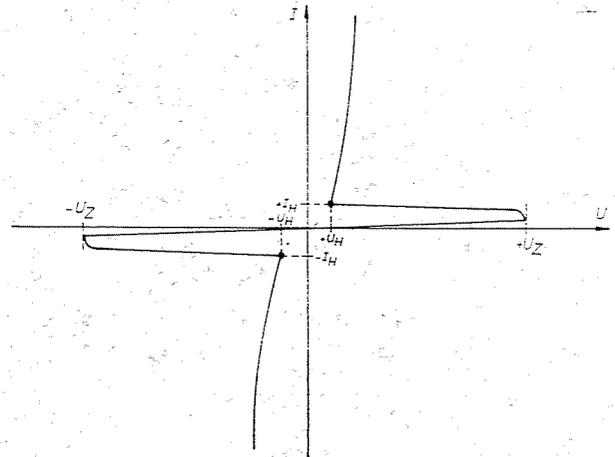
(Abb. 184)

Maße dieses Thyristors



(Abb. 185)

Kennlinie des DIAC

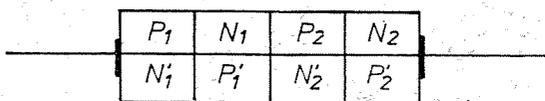


(Abb. 188)

7.3. Aufbau und Wirkungsweise des DIAC

„DIAC“ ist die Firmenbezeichnung für ein Halbleiterbauteil, das ähnlich wie zwei antiparallel geschaltete Vierschichtdioden wirkt. Den Aufbau könnte man sich deshalb, wie in Abb. 186 dargestellt, vorstellen.

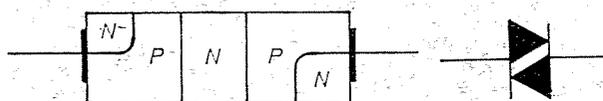
Nach der Arbeitsweise gedachter Aufbau des DIAC



(Abb. 186)

Bei der Herstellung von DIAC ergibt sich eine tatsächliche Schichtfolge, die in Abb. 187 dargestellt ist.

Aufbau und Schaltsymbol des DIAC



(Abb. 187)

Durch den symmetrischen Aufbau ist der DIAC ein Zweipol, der in beiden Stromrichtungen gleiches Verhalten zeigt; Abb. 188 stellt die Kennlinie dar.

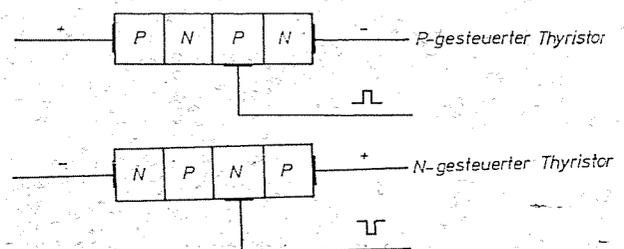
Nach Erreichen der Zündspannung U_z wird der Widerstand des DIAC kleiner. Der Spannungsabfall am DIAC wird kleiner, bis er sich trotz weiterer Stromerhöhung fast nicht mehr ändert. Dann ist die Haltespannung U_H erreicht. Nur bei verhältnismäßig großen Stromerhöhungen nimmt die Spannung U am DIAC langsam wieder zu.

Der DIAC wurde für Steuerschaltungen des TRIAC entwickelt; er hat dabei die Aufgabe, aus Sinushalbwellen Steuerimpulse zu formen. Man nennt den DIAC auch Zweiwegschaltdiode, bidirektionale Thyristordiode oder Triggerdiode.

7.4. Aufbau und Wirkungsweise des TRIAC

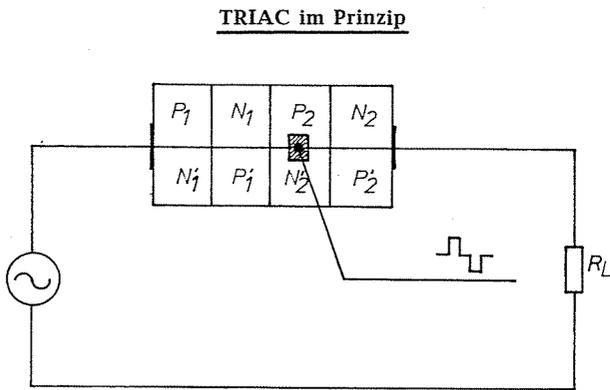
Der TRIAC ist ein Halbleiterbauteil, das wie zwei antiparallel geschaltete Thyristoren wirkt; er wird deshalb auch **Zweiwegthyristor** genannt. Im Prinzip besteht der TRIAC aus zwei Thyristoren. Der eine wird — wie bereits besprochen — mit positiven Impulsen gesteuert. Der andere Thyristor wird im Gegensatz dazu mit negativen Impulsen zum Zünden gebracht, indem die negativen Impulse an die mittlere N-Zone des Thyristors angelegt werden; Abb. 189 zeigt diese beiden Thyristoren.

Zwei Thyristoren, verschieden geschichtet und gesteuert



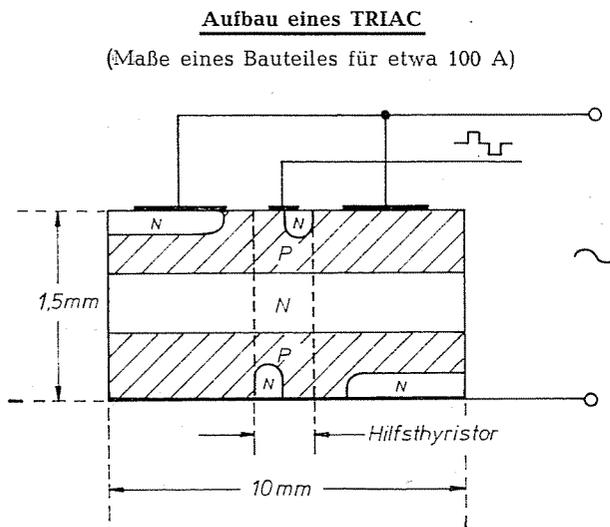
(Abb. 189)

Beide Thyristoren ergeben miteinander den TRIAC (Abb. 190).



(Abb. 190)

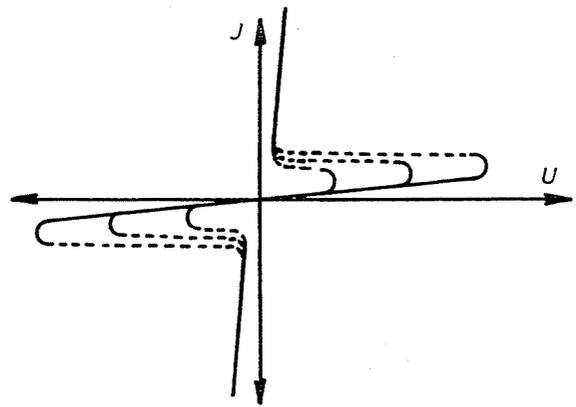
Wird der TRIAC in einen Wechselstromkreis geschaltet, so fließt der Strom bei technischer Stromrichtung während der positiven Halbwelle über P_1 nach N_2 , wenn P_2 einen positiven Zündimpuls erhält. Während der negativen Halbwelle fließt der Strom über P_2 nach N_1 , wenn ein negativer Zündimpuls auf N_2 trifft. Der wirkliche Aufbau des TRIAC ist aus Abb. 191 ersichtlich.



(Abb. 191)

In der Mitte des TRIAC sind zwei weitere kleine N-Zonen eindotiert. Sie bilden mit den drei Hauptschichten zusammen einen Hilfsth Thyristor, der zur Zündung dient. Die Kennlinie des TRIAC (Abb. 192) besteht aus zwei spiegelbildlichen Thyristorkennlinien.

Kennlinie des TRIAC

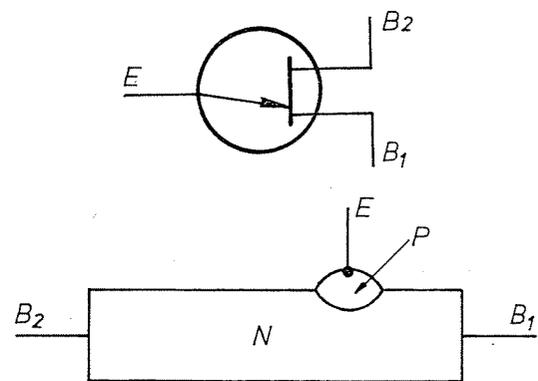


(Abb. 192)

8. Unijunktionstristor (UJT)

Der Unijunktionstristor ist ein Halbleiterbauteil, das zum Erzeugen von Steuerimpulsen, Sägezahnspannungen und für Schaltfunktionen benutzt wird. Er ist eigentlich kein Transistor im üblichen Sinne; sein völlig anderer Aufbau ist aus Abb. 193 ersichtlich.

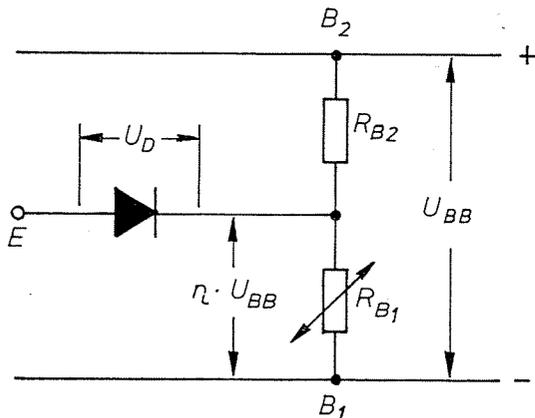
Aufbau und Schaltzeichen des Unijunktionstristors



(Abb. 193)

Ein schwach N-dotiertes Siliziumplättchen hat auf zwei Seiten Anschlüsse, die Basisanschlüsse B_1 und B_2 . In der Nähe des Basisanschlusses B_1 ist dreiwertiges Material eingelagert. Dort ist auch der einzige PN-Übergang dieses Transistors; die entstehende P-Zone ist der Emitter. Wegen der schwachen N-Dotierung hat das Siliziumplättchen einen recht hohen Widerstand zwischen B_1 und B_2 ; er wird mit R_{BB} bezeichnet. Die Polung ist Plus an B_2 und Minus an B_1 ; die Arbeitsweise ist aus dem Ersatzschaltbild (Abb. 194) ersichtlich.

Ersatzschaltbild für den Unijunktions transistor

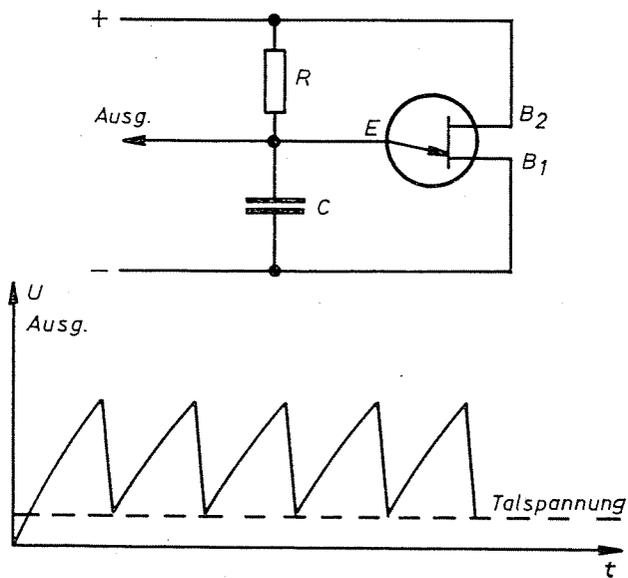


(Abb. 194)

Die Spannung U_{BB} teilt sich nach dem Verhältnis der Widerstände R_{B1} und R_{B2} im N-Silizium auf. Solange kein Emitterstrom fließt, ist das Siliziumplättchen hochohmig und der Strom zwischen B_2 und B_1 gering, der Spannungsabfall zwischen diesen beiden Punkten dagegen hoch. Der PN-Übergang zwischen dem Emitter und der Basis 1 verhält sich wie jede gewöhnliche Diode. Erst wenn die Schwellspannung erreicht ist, wird er in Flußrichtung niederohmig. Die Spannung zwischen dem Emitter und der Basis 1 muß also mindestens so groß werden, wie $\eta \cdot U_{BB} +$ Schwellspannung der Diode. η ist das Spannungsteilverhältnis ($\eta = 0,6$ bis $0,8$). Ist diese Bedingung erfüllt, so beginnt ein Emitterstrom zu fließen, der um so stärker wird, je höher die Spannung zwischen dem Emitter und der Basis 1 steigt. Damit sinkt der Widerstand R_{B1} . Aber nicht nur dieser wird kleiner, sondern auch der Widerstand R_{B2} , weil auch dieser Teil des Unijunktions transistors von positiven Ladungsträgern überschwemmt wird. Jetzt ist die ganze Strecke $B_1 - B_2$ niederohmig und der Spannungsabfall U_{BB} ganz gering. **Der Unijunktions transistor ist demnach ein spannungsabhängiger Widerstand, der bei Überschreiten einer bestimmten Emitterspannung U_{EB1} plötzlich vom hochohmigen in den niederohmigen Zustand übergeht. Erst nach Unterschreiten der Schwellspannung wird er wieder hochohmig.**

Die Spannung U_{EB1} , bei der dieser Transistor niederohmig wird, ist temperaturabhängig wie der Schwellwert bei gewöhnlichen Dioden. In Tabellen sind deshalb die Werte für bestimmte Temperaturen (meist $25^\circ C$) angegeben. Bei höheren Temperaturen wird er bereits bei kleinerer Emitterspannung niederohmig. Der Unijunktions transistor wird aufgrund der beschriebenen Arbeitsweise z.B. als spannungsabhängiger Schalter im Sägezahn generator verwendet; die Schaltung zeigt Abb. 195.

Einfacher Sägezahn generator mit Diagramm der Ausgangsspannung

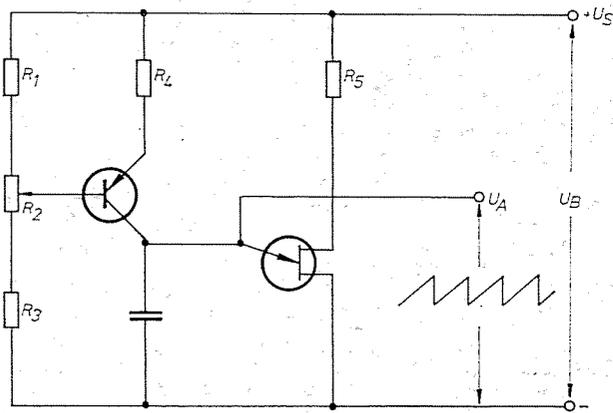


(Abb. 195)

Arbeitsweise der Schaltung: Der Kondensator C wird über den Widerstand geladen, solange der Unijunktions transistor hochohmig ist. Wird am Kondensator die Schwellspannung des UJT erreicht, so wird er niederohmig und die Spannung am Kondensator, die gleichzeitig die Ausgangsspannung ist, bricht zusammen. Dadurch wird der Schwellwert unterschritten und der Transistor plötzlich hochohmig. Die Ausgangsspannung steigt wieder mit der Ladung des Kondensators, bis die Schwellspannung erreicht ist. Dann beginnt dieser periodische Vorgang von neuem. Grundbedingung ist aber, daß der Widerstand hochohmig ist (meist größer als $10 k\Omega$), sonst wird der Unijunktions transistor nicht hochohmig, weil bei kleinerem Widerstand die Emitterspannung nicht unter den Schwellwert sinkt. Am Ausgang dieser Schaltung entsteht eine Sägezahnspannung. Der Anstieg des Sägezahns ist aber bei dieser einfachen Schaltung nicht geradlinig, weil die Ladekurve des Kondensators nicht linear ist.

Eine bessere Schaltung ist in Abb. 196 dargestellt; sie bringt eine lineare Sägezahnspannung, weil der Ladestrom des Kondensators durch die Transistorschaltung konstant gehalten wird. Der Kollektorstrom des Transistors ist der Ladestrom des Kondensators C. Die Größe des Kollektorstroms bestimmt der Basisstrom, der mit der Spannungsteilerschaltung $R_1 - R_2 - R_3$ festgelegt wird. Mit dem Potentiometer R_2 kann ein bestimmter Basisstrom und damit die Frequenz der Sägezahnspannung eingestellt werden. Bei gleichbleibendem Basisstrom bleibt auch der Kollektorstrom des Transistors konstant und damit der Ladestrom des Kondensators. Der Temperaturgang des Transistors wird durch die Stromgegenkopplung des Widerstands

Sägezahngenerator mit linearer Ausgangsspannung



(Abb. 196)

R_1 ausgeglichen. Wenn der Ladestrom des Kondensators gleich groß bleibt, steigt auch die Spannung am Kondensator linear. Der Widerstand zwischen dem Emitter und der Basis 1 des Unijunctiontransistors beträgt vor der Zündung mehrere Megohm, so daß die Sägezahnspannung am Ausgang der Spannung am Kondensator entspricht und deshalb auch geradlinig ansteigt. Der Widerstand R_5 muß beim Durchschalten des Unijunctiontransistors fast die ganze Betriebsspannung U_B übernehmen. Die Erzeugung der Sägezahnspannung geschieht wie beim Sägezahn-generator nach Abb. 195.

9. Halbleiterbauteile in der Stromversorgung

Vor dem Einsatz der heute üblichen Halbleiter-Einkristallgleichrichter waren lange Jahre Selen-gleichrichter in Betrieb. Der Nachteil der Selenbauteile ist aber ihr verhältnismäßig hoher Innenwiderstand, der viel Verlustwärme bringt.

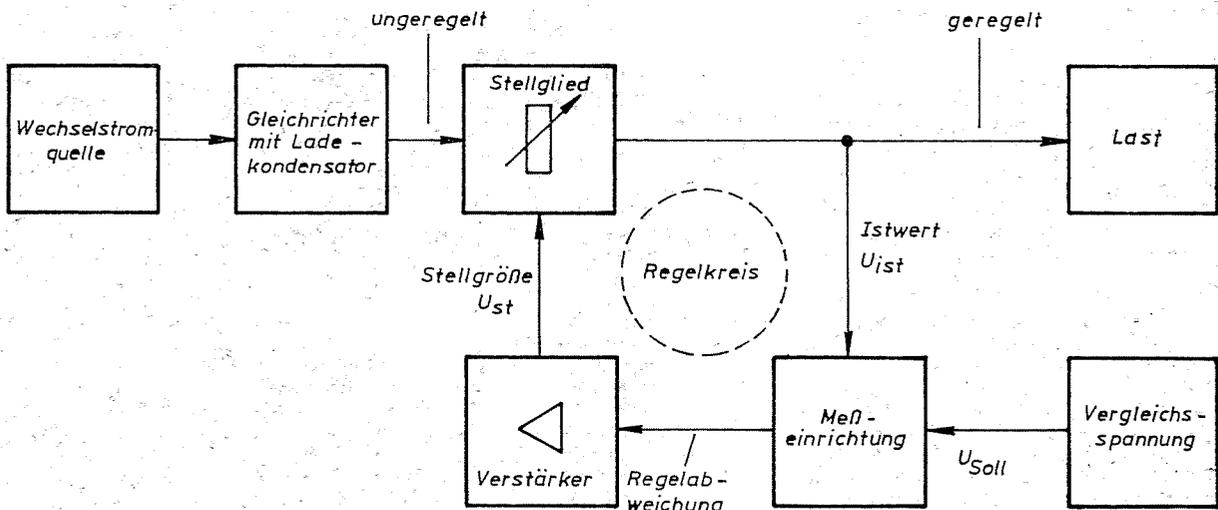
Schon bei kleinen Stromstärken muß deshalb für kleine Stromdichte und große Flächen bei den PN-Übergängen gesorgt werden. Das bedingt große Bauteile, die noch dazu wegen der geringen Sperrspannung meist aus vielen Zellen bestehen. Bei Gleichrichtern für hohe Stromstärken müssen die Selenzellen sogar mit Ventilatoren gekühlt werden. Moderne Stromversorgungsgeräte sind deshalb mit den viel kleineren, robusten Siliziumbauteilen ausgerüstet. Ihr geringer Innenwiderstand bringt wenig Verlustwärme, wodurch sie recht wirtschaftlich sind. Ob es sich aber nun um kleine oder große Stromversorgungsgeräte handelt, bei vielen Einrichtungen und Geräten, die sie mit Strom versorgen sollen, werden konstante Spannungen und manchmal auch konstante Ströme gefordert. Wie das erreicht wird, erläutern die folgenden Abschnitte.

9.1. Prinzip der Serien- und Parallelstabilisierung

Abb. 197 zeigt die grundsätzliche Wirkungsweise einer Regelschaltung.

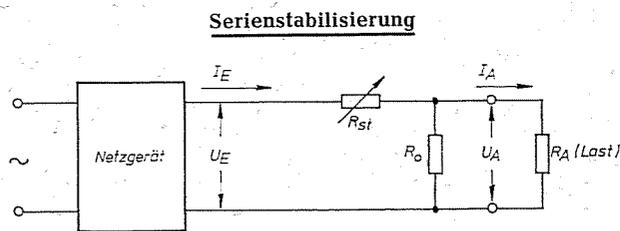
Die Vergleichs- oder Referenzspannung gibt den Sollwert der gewünschten Spannung an, der mit Hilfe der Meßeinrichtung mit der tatsächlichen Spannung, dem Istwert, verglichen wird. Weicht der Istwert vom Sollwert ab, wird dem Stellglied ein in der Regel verstärktes Steuersignal — die Stellgröße — zugeleitet. Das Stellglied verändert nun die geregelte Ausgangsspannung so lange, bis Istwert und Sollwert übereinstimmen.

Blockschaltung einer Regelschaltung



(Abb. 197)

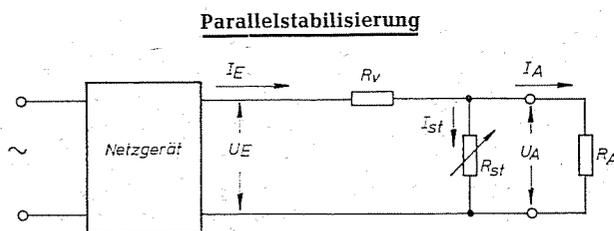
Nach der Anordnung des Stellgliedes R_{st} unterscheidet man zwischen **Serien- und Parallel-Stabilisierungsschaltungen**. Bei der Serienstabilisierungsschaltung (Abb. 198) liegt das Stellglied in Reihe mit dem Verbraucher.



(Abb. 198)

Der Widerstand R_0 stellt eine Grundbelastung für den Leerlauf ($R_A = \infty$) dar. Am Stellwiderstand R_{st} fällt die Differenz zwischen der Eingangsspannung U_E und der Ausgangsspannung U_A ab. Verändern sich Eingangsspannung oder Lastwiderstand, muß R_{st} geändert werden, da der Spannungsabfall an R_{st} die Eingangsspannung so weit zu verändern hat, bis der gewünschte Ausgangswert U_A erhalten wird.

Schaltet man den Stellwiderstand R_{st} parallel zum Verbraucher, spricht man von einer Parallel-Stabilisierungsschaltung.



(Abb. 199)

Der Stellwiderstand R_{st} sorgt dafür, daß die Belastung $I_E = I_A + I_{st}$ konstant bleibt, solange U_E konstant ist. Steigt R_A , nimmt also der Laststrom I_A ab, so muß sich R_{st} verringern und damit I_{st} vergrößern; der Spannungsabfall an R_V bleibt konstant. Wenn dagegen die Eingangsspannung U_E ansteigt, muß I_{st} so weit vergrößert werden, daß der zusätzliche Spannungsabfall an R_V die Zunahme der Eingangsspannung ausgleicht. Das Stellglied besteht in der Regel aus einem oder mehreren Transistoren; die Sollspannung wird üblicherweise aus dem Spannungsabfall einer Z-Diode gewonnen, die ihren Arbeitspunkt im Z-Bereich hat.

Die hier beschriebenen Grundschaltungen sind Spannungsregelschaltungen. Mit ähnlichen Schaltungen werden auch Ströme geregelt. Da der Strom an einem bekannten Widerstand

einen bestimmten Spannungsabfall verursacht, kann der Spannungsabfall — hervorgerufen durch Laststrom \times Normwiderstand — als Istwert angesehen werden, der dann mit einem auf übliche Weise erzeugten Sollwert verglichen wird. **Eine Stromregelung wird also auf eine Spannungsregelung zurückgeführt.**

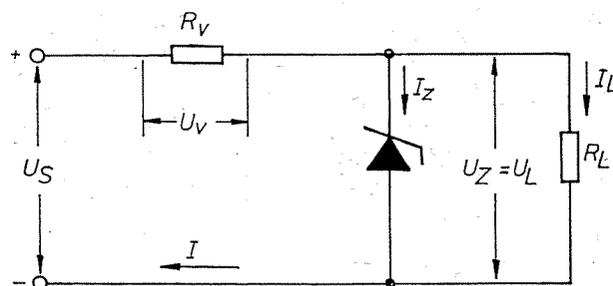
Ehe wir eine Reihe von Schaltbeispielen behandeln, wollen wir nochmals zusammenfassen: **Eine Regelschaltung besteht aus einem Stellglied zur Veränderung der zu regelnden Größe, einer Meßschaltung zum Vergleich des geregelten Istwertes mit dem Sollwert, einem Sollwertgeber, der die Vergleichsspannung abgibt und einem Verstärker, der die Regelabweichungen als steuernde Stellgrößen dem Stellglied zuführt.**

9.2. Spannungs- und Stromstabilisierung

9.2.1. Spannungsstabilisierung mit Z-Dioden

Zuerst soll die **Parallelstabilisation** erläutert werden; sie dient der Spannungsstabilisierung. Wenn an einem Verbraucher die Spannung konstant bleiben soll, dann muß ihm ein Bauteil parallelgeschaltet werden, das bei Spannungsschwankungen der Stromquelle und Änderungen des Verbraucherwiderstands die Spannung festhält. Dieses Bauteil muß also ein Widerstand sein, der seinen Wert bei Spannungsschwankungen stark ändert. Eine solche Eigenschaft hat die Z-Diode in Sperrichtung nach dem Durchbruch, d.h., wenn sie niederohmig geworden ist. Abb. 200 zeigt die Grundschaltung der Parallelstabilisation. Das Grundlegende für diesen Anwendungsfall von Z-Dioden wurde schon im Abschnitt 3.7. dieses Bandes beschrieben.

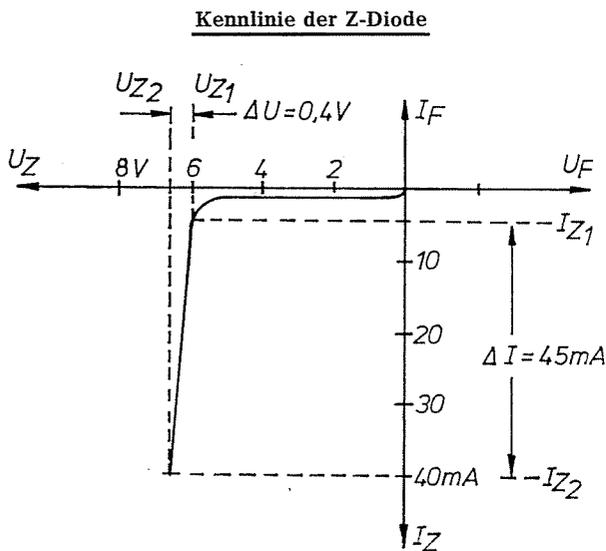
Schaltung der Parallelstabilisation



(Abb. 200)

Diese Schaltung arbeitet folgendermaßen: Über den Verbraucher, hier als Lastwiderstand R_L bezeichnet, fließt der Strom I_L , dazu parallel der Strom über die Z-Diode I_Z . Die beiden Ströme

I_L und I_z bilden zusammen den Gesamtstrom I , der über den Vorwiderstand R_v fließt. Ändert sich die Speisespannung U_s , so ändert sich auch der Strom I_z , weil bei Spannungsänderung die Z-Diode ihren Widerstand kräftig ändert, und der Strom I_L über den Verbraucher bleibt fast gleich groß. Wenn I_L sich nicht ändert, bleibt am Widerstand R_L die Spannung U_L auch gleich groß, denn $U_L = I_L \cdot R_L$. Die Spannungsdifferenz zur Speisespannung U_s übernimmt der Vorwiderstand R_v durch seinen Spannungsabfall U_v . Diese Regelfähigkeit der Z-Diode ist aus ihrer Kennlinie (Abb. 201) ersichtlich.



(Abb. 201)

Die Kennlinie zeigt, daß sich bei einer Stromänderung von 5 nach 40 mA der Spannungsabfall an der Z-Diode U_z nur von 6 nach 6,4 V ändert. Der Widerstand R_z der Z-Diode hat sich dabei von

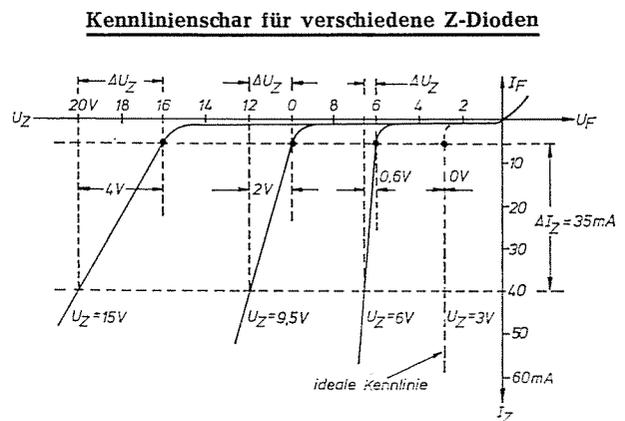
$$R_{z1} = \frac{U_{z1}}{I_{z1}} = \frac{6 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega = \underline{1200 \Omega}$$

auf $R_{z2} = \frac{U_{z2}}{I_{z2}} = \frac{6,4 \text{ V}}{40 \text{ mA}} = 0,16 \text{ k}\Omega = \underline{160 \Omega}$

geändert. Diese Widerstände sind bei bestimmten Punkten der Kennlinie errechnet und zeigen die große Widerstandsänderung bei geringen Spannungsschwankungen. In Industrielisten wird der Zenerwiderstand r_z angegeben. Er stellt das Verhältnis der Spannungsänderung ΔU_z zur Stromänderung ΔI_z im geradlinigen Teil der Durchbruchskennlinie dar. Bei der Kennlinie der Abb. 201 ist

$$r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} = \frac{6,4 \text{ V} - 6 \text{ V}}{40 \text{ mA} - 5 \text{ mA}} = \frac{0,4 \text{ V}}{35 \text{ mA}} = 0,0114 \text{ k}\Omega = \underline{11,4 \Omega}$$

Je steiler die Kennlinie im Durchbruchbereich ist, desto kleiner ist der Wert r_z und um so besser regelt die Z-Diode. Den kleinsten Wert für r_z haben Z-Dioden mit Zenerspannungen zwischen 5 und 8 V. Deshalb werden z.B. zur Stabilisierung von 15 V drei Z-Dioden mit $U_z = 5 \text{ V}$ in Serie geschaltet. Sie haben zusammen einen kleineren r_z als eine Z-Diode mit $U_z = 15 \text{ V}$ und regeln daher besser. **Ideal wäre eine vollkommen senkrechte Kennlinie.** Dann würde sich bei Änderung des Stroms über die Z-Diode die Spannung U_z überhaupt nicht ändern, was die gestrichelte Kennlinie in Abb. 202 ersichtlich macht; das wird aber nie erreicht. Die Kennlinienschar der Abb. 202 zeigt, daß Z-Dioden mit höherer Zenerspannung U_z eine flachere Kennlinie haben, als die mit kleinerer Zenerspannung.



(Abb. 202)

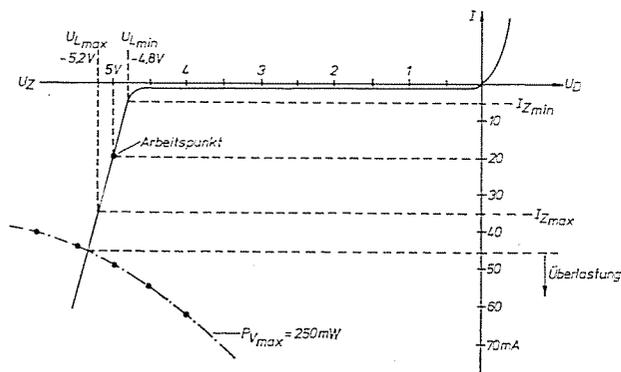
Bei gleicher Änderung des Stroms von 5 auf 40 mA ändert sich der Spannungsabfall an der Z-Diode mit $U_z = 15 \text{ V}$ um 4 V
 Z-Diode mit $U_z = 9,5 \text{ V}$ um 2 V
 Z-Diode mit $U_z = 6 \text{ V}$ um 0,6 V
 und an der angenommenen idealen Z-Diode mit $U_z = 3 \text{ V}$ um 0 V.

Daraus ist die Regelfähigkeit der Z-Dioden zu erkennen.

Ein Beispiel: Eine integrierte Schaltung als Verbraucher soll mit einer Spannung von 5 V betrieben werden. Der Strom, der über diese Schaltung fließt, beträgt 10 mA. Nun soll hier aus Anschaulichkeitsgründen der Strom über die Z-Diode im Arbeitspunkt doppelt so groß wie der Laststrom sein, also 20 mA. Die Kennlinie der verwendeten Z-Diode zeigt Abb. 203. Der Spannungsabfall an der Z-Diode U_z entspricht im Arbeitspunkt der geforderten Lastspannung $U_L = 5 \text{ V}$. **Der Arbeitspunkt wird in die Mitte des geradlinigen Teils der Durchbruchskennlinie gelegt,** damit die Z-Diode nach oben und unten regeln kann.

Kennlinie einer Z-Diode mit $U_z = 4,7 \text{ V}$ und

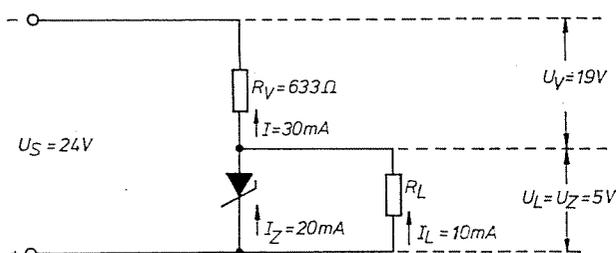
$P_{Vmax} = 250 \text{ mW}$



(Abb. 203)

Die Speisespannung U_s muß stets größer sein als die Lastspannung U_L . Hier soll als Stromquelle ein Netzteil verwendet werden, das 24 V bringt.

Schaltung dieser Parallelstabilisation



(Abb. 204)

Die Ströme und Spannungen der Abb. 204 entsprechen dem Arbeitspunkt. Der Spannungsabfall am Vorwiderstand R_V ist

$$U_V = U_s - U_L = 24 \text{ V} - 5 \text{ V} = 19 \text{ V.}$$

Daraus kann R_V berechnet werden

$$R_V = \frac{U_V}{I} = \frac{19 \text{ V}}{30 \text{ mA}} = 0,633 \text{ k}\Omega = 633 \Omega$$

Die Grenzwerte des Regelbereichs sollen nach der Kennlinie 5 und 35 mA sein. Daraus errechnen sich folgende Stromwerte:

$$\begin{aligned} \text{Gesamtstrom } I_{min} &= I_{zmin} + I_L \\ &= 5 \text{ mA} + 10 \text{ mA} = 15 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{max} &= I_{zmax} + I_L \\ &= 35 \text{ mA} + 10 \text{ mA} = 45 \text{ mA} \end{aligned}$$

Der Spannungsabfall am Vorwiderstand ist dann

$$\begin{aligned} U_{vmin} &= I_{min} \cdot R_V \\ &= 15 \text{ mA} \cdot 0,633 \text{ k}\Omega = 9,5 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{vmax} &= I_{max} \cdot R_V \\ &= 45 \text{ mA} \cdot 0,633 \text{ k}\Omega = 28,5 \text{ V} \end{aligned}$$

Die Speisespannung kann dann folgende Grenzwerte haben:

$$\begin{aligned} U_{smin} &= U_{vmin} + U_{Lmin} \\ &= 9,5 \text{ V} + 4,8 \text{ V} = 14,3 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{smax} &= U_{vmax} + U_{Lmax} \\ &= 28,5 \text{ V} + 5,2 \text{ V} = 33,7 \text{ V} \end{aligned}$$

Aus diesem Beispiel ist zu erkennen, daß bei Änderung der Speisespannung von 14,3 V bis 33,7 V die Spannung an der integrierten Schaltung nur zwischen 4,8 und 5,2 V schwankt. **Die Z-Diode ist also ein wirksames und dazu noch billiges Bauteil für die Spannungsstabilisierung. Die Stabilisierung beruht auf der Änderung des Innenwiderstands der Z-Diode.**

Nun wurde in diesem Beispiel der Maximalstrom der Z-Diode I_{zmax} mit 35 mA festgelegt. I_{zmax} richtet sich nach der Belastbarkeit, die von den Herstellern meist mit dem Leistungswert P_{vmax} angegeben wird. Nach der allgemeinen Leistungsformel

$$P = U \cdot I$$

ist
$$I = \frac{P}{U}$$

Damit kann für die U_z -Werte der Strom errechnet werden, oder umgekehrt, was häufiger der Fall ist, aus dem geforderten Maximalstrom die notwendige Leistung der Z-Diode. Hier z.B. ist

$$P = U \cdot I_{zmax} = 5,2 \text{ V} \cdot 35 \text{ mA} = 182 \text{ mW.}$$

Gewählt wird eine Z-Diode mit $P_{vmax} = 250 \text{ mW}$. Die Leistungshyperbel für diese Leistung wurde strichpunktiert in das Kennlinienfeld (Abb. 203) gezeichnet. Dazu die Ausrechnung einiger Punkte.

Bei $U_z = 4,0 \text{ V}$ ist $I_{zmax} = \frac{P}{U_z} = \frac{250 \text{ mW}}{4 \text{ V}} = 62,5 \text{ mA}$
4,5 V $\frac{250 \text{ mW}}{4,5 \text{ V}} = 55,5 \text{ mA}$
5,0 V $\frac{250 \text{ mW}}{5,0 \text{ V}} = 50,0 \text{ mA}$
5,5 V $\frac{250 \text{ mW}}{5,5 \text{ V}} = 45,5 \text{ mA}$
6,0 V $\frac{250 \text{ mW}}{6,0 \text{ V}} = 41,7 \text{ mA}$

Diese Punkte ergeben die Leistungshyperbel in Abb. 203; sie zeigt die maximalen Stromwerte für 250 mW und darf nicht überschritten werden, weil sonst die Z-Diode überlastet wird, was zur Zerstörung führen könnte.

Bei dem hier beschriebenen Beispiel wurde angenommen, daß die Belastung, also R_L , konstant bleibt. Nun ändert sich aber bei vielen Schaltungen, die konstante Spannung benötigen, der Laststrom I_L . Diese Art der Regelung wird jetzt beschrieben.

Ist dem Verbraucher R_L eine Z-Diode parallelgeschaltet, so ist, wie schon beschrieben, $U_z = U_L$, und der Gesamtstrom $I = I_z + I_L$. Wenn I_L sich ändert, ändert sich auch I_z und die Spannung U_L bleibt gleich. Wird R_L kleiner und dadurch I_L größer, so wird I_z kleiner und umgekehrt. Daß sich I_z ändert, ist aus der jetzt bereits bekannten Arbeitsweise der Z-Diode bekannt. Wird z.B. bei einer Serienschaltung von R_V und R_L ohne Z-Diode der Widerstand R_L größer, so wird auch der Spannungsabfall an R_L größer. Ist nun eine Z-Diode zu R_L parallelgeschaltet, so will auch an dieser die Spannung höher werden. Eine Spannungserhöhung an der Z-Diode bewirkt aber eine kräftige Erhöhung des Stroms I_z und damit sinkt der Spannungsabfall an der Z-Diode. I_z pendelt sich dadurch so ein, daß die Spannung an der Parallelschaltung U_L fast konstant bleibt. Als Beispiel dient wieder die Z-Diode mit $U_z = 4,7 \text{ V}$ und $P_{V_{\max}} = 250 \text{ mA}$ mit der Kennlinie nach Abb. 203. Jetzt soll die Speisespannung U_s mit 24 V konstant sein. Die Frage ist nun, in welchen Grenzen kann sich der Belastungsstrom I_L ändern, wenn der Regelbereich der Z-Diode wie vorher ausgenutzt werden soll? Dazu wird von folgenden Voraussetzungen ausgegangen: Bei konstanter Speisespannung U_s ist auch bei wachsender Belastung durch die ausgleichende Wirkung der Z-Diode der Gesamtstrom I konstant. Der Vorwiderstand R_V ist für den Strom in Arbeitspunkt $I_z = 20 \text{ mA}$ und für einen mittleren Laststrom von 10 mA berechnet und hat 633Ω . Der Gesamtstrom I teilt sich auf in I_z und I_L . Der maximale Laststrom wird dadurch gegeben, daß über die Z-Diode mindestens 5 mA fließen müssen, weil sie sonst nicht mehr regelt. Bei kleinerem Strom kommt die Z-Diode in den Sperrbereich und wird hochohmig; dann hört die Regelung auf. $I_{z_{\min}}$ ist also bei dieser Diode mit 5 mA angenommen; der maximale Laststrom ist dann

$$\begin{aligned} I_{L_{\max}} &= I - I_{z_{\min}} \\ &= 30 \text{ mA} - 5 \text{ mA} = 25 \text{ mA}. \end{aligned}$$

Der kleinste mögliche Laststrom ist durch den Gesamtstrom bedingt; I_L kann auch Null werden. Dann fließt über die Z-Diode der Gesamtstrom von 30 mA , was sie in unserem Beispiel auch aushält; das ist der sogenannte Leerlauf. Ist Leerlaufmöglichkeit gefordert, so muß für

die Schaltung der Widerstand R_V so berechnet werden, daß $I_{z_{\max}}$ nicht unter der Leistungshyperbel liegt. Der Vorwiderstand R_V begrenzt bei Leerlauf den Strom über die Z-Diode. Der andere Extremfall ist, daß der Lastwiderstand $R_L = 0$ wird, die Schaltung also im Kurzschluß arbeitet. Die Z-Diode ist dann kurzgeschlossen, $I_z = 0$. Der Spannungsabfall am Vorwiderstand U_V ist dann gleich der Speisespannung U_s .

Wir haben die beiden Möglichkeiten behandelt, daß

1. die Belastung der Stabilisierungsschaltung konstant ist und die Speisespannung sich ändert;
2. die Speisespannung konstant ist und die Belastung schwankt.

Am häufigsten ist aber der Fall, daß sich die Speisespannung und die Belastung ändern. Das wird im anschließenden Beispiel behandelt. Folgende Forderungen werden gestellt: Die Verbraucherspannung U_L muß auf 5 V konstant gehalten werden, wenn die Speisespannung $U_s = 24 \text{ V} \pm 20 \%$, und der Laststrom $10 \text{ mA} \pm 40 \%$ beträgt. Als erstes werden die Grenzwerte bestimmt:

$$U_{s_{\max}} = 24 \text{ V} \cdot 1,2 = 28,8 \text{ V}$$

$$U_{s_{\min}} = 24 \text{ V} \cdot 0,8 = 19,2 \text{ V}$$

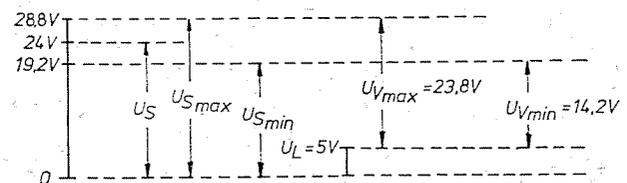
Bei gleichbleibender Lastspannung $U_L = 5 \text{ V}$ ist dann der Spannungsabfall am Vorwiderstand R_V

$$\begin{aligned} U_{V_{\max}} &= U_{s_{\max}} - U_L \\ &= 28,8 \text{ V} - 5 \text{ V} = 23,8 \text{ V} \text{ und} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{V_{\min}} &= U_{s_{\min}} - U_L \\ &= 19,2 \text{ V} - 5 \text{ V} = 14,2 \text{ V}. \end{aligned}$$

Die Spannungswerte sind in Abb. 205 graphisch dargestellt.

Spannungsverhältnisse dieser Stabilisierungsschaltung



(Abb. 205)

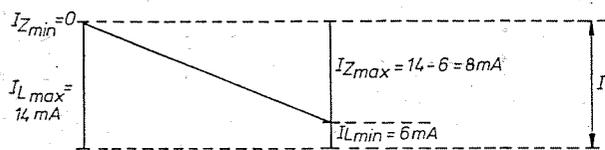
Die Stromwerte:

$$I_{L_{\max}} = 10 \text{ mA} \cdot 1,4 = 14 \text{ mA}$$

$$I_{L_{\min}} = 10 \text{ mA} \cdot 0,6 = 6 \text{ mA}$$

Wenn U_L konstant sein soll, muß der Gesamtstrom über die Parallelschaltung $R_L || \text{Z-Diode}$ konstant sein. Wenn sich I_L ändert, muß die Z-Diode die Stromänderung mit umgekehrten Vorzeichen übernehmen; das ist in Abb. 206 dargestellt.

Stromverhältnisse in der Parallelschaltung $R_V || Z$ -Diode



(Abb. 206)

Aus diesen Stromwerten ist zu erkennen, daß wieder die kleinste Z-Diodentyp mit $P_{Vmax} = 250 \text{ mW}$ ausreicht; sie verträgt bei $U_Z = 5 \text{ V}$ einen Maximalstrom von

$$I_{Zmax} = \frac{P_{Vmax}}{U_Z} = \frac{250 \text{ mW}}{5 \text{ V}} = 50 \text{ mA}.$$

Die Kennlinie stellt Abb. 207 dar; der Arbeitspunkt soll wieder in der Mitte des geradlinigen Teils der Kennlinie liegen, hier bei 25 mA . Durch die Lastschwankung ist $\Delta I_Z = 8 \text{ mA}$. Im Arbeitspunkt bei $U_Z = 5 \text{ V}$ schwankt deshalb I_Z von $25 \text{ mA} - 4 \text{ mA} = 21 \text{ mA} = I_{Zmin}$ bis $25 \text{ mA} + 4 \text{ mA} = 29 \text{ mA} = I_{Zmax}$. Der maximale Gesamtstrom

$$I_{max} = I_{Zmax} + I_{Lmin} = 29 \text{ mA} + 6 \text{ mA} = 35 \text{ mA}.$$

Das ist auch der Strom, der durch den Vorwiderstand R_V fließt, und zwar bei $U_s = 24 \text{ V}$. U_s ändert sich aber auch; der Vorwiderstand muß deshalb für die **maximale** Speisespannung berechnet werden, damit die Z-Diode nicht überlastet wird, $U_{smax} = 28 \text{ V}$. Wenn die Speisespannung um 20% steigt, wird auch der Gesamtstrom I um 20% höher. Sein Maximalwert ist deshalb bei $U_s = 28,8 \text{ V}$

$$I_{max} = 35 \text{ mA} \cdot 1,2 = 42 \text{ mA}.$$

$$\begin{aligned} \text{Dann ist } R_V &= \frac{U_{smax}}{I_{max}} = \frac{28,8 \text{ V}}{42 \text{ mA}} \\ &= 0,685 \text{ k}\Omega, \text{ rund } 0,7 \text{ k}\Omega \\ &= 700 \Omega \end{aligned}$$

Hier wird nach oben gerundet, damit der Strom nicht größer, sondern etwas kleiner wird. Das ist besonders wichtig, wenn der Stromwert hart an der Leistungsgrenze der Z-Diode liegt. I_{max} ist dann etwas kleiner, er beträgt

$$I_{max} = \frac{U_{smax}}{R_V} = \frac{28,8 \text{ V}}{0,7 \text{ k}\Omega} = 41,2 \approx 41 \text{ mA}.$$

Jetzt können die Grenzwerte für den Strom über die Z-Diode I_Z berechnet werden. Der Strom über die Z-Diode ist dann am größten, wenn im Stromkreis der Maximalstrom I_{max} und durch den Lastwiderstand der kleinste Strom I_{Lmin} fließt.

$$I_{Zmax} = I_{max} - I_{Lmin} = 41 \text{ mA} - 6 \text{ mA} = 35 \text{ mA}.$$

Um den kleinsten über die Z-Diode fließenden Strom berechnen zu können, muß erst der Minimalstrom im Stromkreis I_{min} berechnet werden. Bei der kleinsten Speisespannung $U_{smin} = 19,4 \text{ V}$ ist $U_{vmin} = U_{smin} - U_L =$

$19,2 \text{ V} - 5 \text{ V} = 14,2 \text{ V}$. Daraus wird für $R_V = 700 \Omega$ der Minimalstrom I_{min} errechnet:

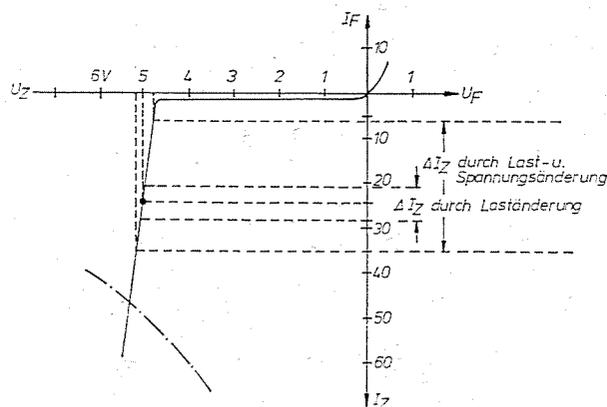
$$I_{min} = \frac{U_{vmin}}{R_V} = \frac{14,4 \text{ V}}{0,7 \text{ k}\Omega} = 20,6 \text{ mA}.$$

Der kleinste Strom über die Z-Diode ist dann

$$\begin{aligned} I_{Zmin} &= I_{min} - I_{Lmax} \\ &= 20,6 \text{ mA} - 14 \text{ mA} = 6,6 \text{ mA} \end{aligned}$$

Die Werte I_{Zmin} und I_{Zmax} liegen beide im geradlinigen Teil der Kennlinie (Abb. 207), dadurch ist gute Regelung sichergestellt.

Kennlinie mit den Werten dieser Regelschaltung



(Abb. 207)

Aus diesem Beispiel ist zu ersehen, daß bei einer Speisespannungsschwankung von $19,4$ bis $28,8 \text{ V}$ und bei Laständerungen zwischen 6 und 14 mA die Spannung am Lastwiderstand nur zwischen $4,8$ und $5,2 \text{ V}$ schwankt. Das ist für diesen geringen Aufwand an Schaltgliedern ein gutes Ergebnis.

Parallelstabilisierungsschaltungen mit Z-Dioden werden überall da mit Erfolg eingesetzt, wo mit geringem Schaltungsaufwand Verbraucherspannungen bei Speisespannungs- und Laststromänderungen konstant gehalten werden sollen.

Bei der Bemessung solcher Schaltungen ist folgendes zu beachten. Die Regelung ist um so besser, je größer die Speisespannung U_s gewählt wird. Da aber der Gesamtstrom $I = I_L + I_Z$ festliegt, wird mit höherer Speisespannung U_s die Verlustleistung am Vorwiderstand R_V größer, denn

$$P_V = I^2 \cdot R_V.$$

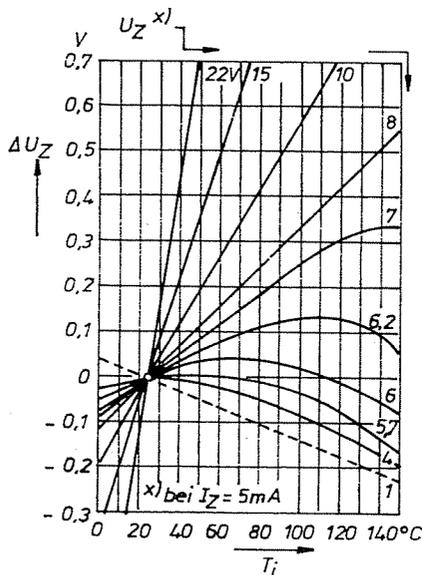
Um gute Regelung bei erträglicher Verlustleistung zu erreichen, wird die Speisespannung U_s zwei- bis dreimal so groß wie U_L angesetzt und in diesen Grenzen eine gebräuchliche Spannung gewählt. Gebräuchliche Kleinspannungen sind 5 V , 6 V , $7,5 \text{ V}$, 9 V , 12 V , 18 V , 24 V , 48 V und 60 V .

Die Durchbruchspannung U_z der Z-Dioden ist temperaturabhängig, weil der differentielle Widerstand

$$r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$$

von der Sperrschichttemperatur abhängt. Bei den von den Firmen angegebenen U_z -Werten handelt es sich um die Durchbruchspannung, die der Raumtemperatur 25°C entspricht, weil diese U_z -Werte mit kurzen Impulsen gemessen werden, um die Sperrschicht nicht durch den Meßstrom zu erwärmen. Im Betrieb, wenn längere Zeit Strom über die Z-Diode fließt und die Sperrschicht dadurch warm wird, ändert sich die Durchbruchspannung U_z .

Temperaturgang der Durchbruchspannung U_z

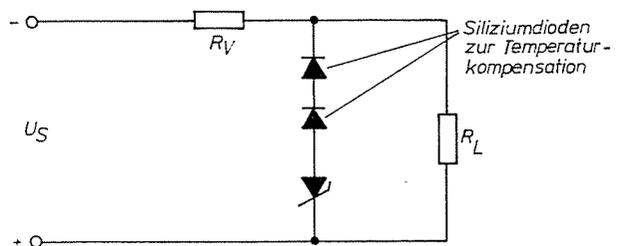


(Abb. 208)

Um das bei Berechnungen und Bauteilwahl berücksichtigen zu können, geben die Herstellerfirmen Kennlinien für diesen Temperaturgang heraus. Abb. 208 zeigt eine solche Kennlinienschar für verschiedene Z-Dioden mit U_z von 4 bis 22 V. Eine andere Art der Bestimmung der temperaturabhängigen Z-Spannungsänderung wurde in einem Rechenbeispiel unter Abschnitt 3.7. behandelt. Die Halbleiter-Hersteller geben mitunter verschiedene Formeln und Größen an. Die Kurven zeigen die Änderung der Zenerspannung U_z von 25°C ausgehend für höhere und niedrigere Temperaturen. Interessant dabei ist, daß die Z-Diode mit $U_z = 6\text{ V}$ die Zenerspannung bei Temperaturänderungen am wenigsten ändert. Sie hat also gegenüber den anderen Z-Dioden den kleinsten Temperaturkoeffizienten. T_i ist die Innentemperatur, sie entspricht der Sperrschichttemperatur. Weiter ist daraus zu erkennen, daß die Werte ΔU_z für Z-Dioden mit größeren Zenerspannungen als 6 V positiv sind, d.h., daß sie bei Erwärmung steigen. $U_z = 15\text{ V}$ heißt z.B.,

daß diese Z-Diode bei $U_z = 15\text{ V}$ durchbricht, wenn die Sperrschichttemperatur 25°C beträgt. Erwärmt sich die Sperrschicht auf 60°C , so ist nach der Kennlinie (Abb. 208) $\Delta U_z = 0,5\text{ V}$. Diese Diode bricht bei $U_z = 15\text{ V} + 0,5\text{ V} = 15,5\text{ V}$ durch. Der Temperaturkoeffizient der Z-Dioden, die positive Werte für ΔU_z haben, ist positiv. Soll eine Regelschaltung keinen oder nur einen ganz geringen Temperaturgang haben, muß der Z-Diode mit positivem Temperaturkoeffizienten ein Bauteil mit negativem Temperaturkoeffizienten vorgeschaltet werden. Zu diesem Zweck werden Siliziumdioden in Flußrichtung verwendet; sie haben einen Temperaturgang von etwa $-2\text{ mV}/^\circ\text{C}$. Da diese Siliziumdioden in Flußrichtung nur einen sehr geringen Widerstand haben, verschlechtern sie die Reglerwirkung der Z-Diode fast gar nicht. In Abb. 209 ist eine derartig temperaturkompensierte Stabilisierungsschaltung dargestellt.

Temperaturkompensierte Stabilisierungsschaltung



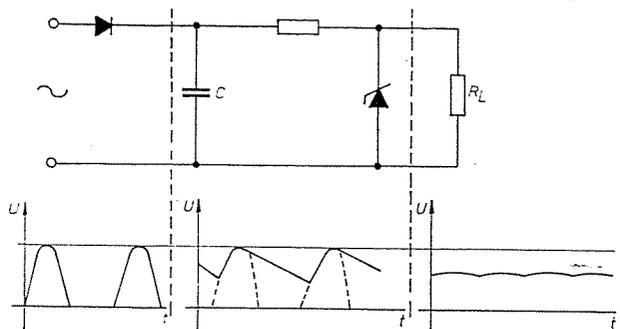
(Abb. 209)

Wenn eine Siliziumdiode zur Temperaturstabilisierung nicht ausreicht, können mehrere in Serie geschaltet werden; in Abb. 209 sind es z.B. zwei.

Von der Temperatur unabhängige Z-Spannungen erhält man, wenn Z-Dioden mit positiven Temperaturkoeffizienten ($U_z > 6\text{ V}$) mit Z-Dioden mit negativen Temperaturkoeffizienten ($U_z < 6\text{ V}$) oder mit Si-Dioden in Flußrichtung in Reihe geschaltet werden.

Wegen ihrer stabilisierenden Wirkung kann die **Z-Diode** auch zum **Glätten des Gleichstroms** bei Ein- und Doppelweggleichrichtern verwendet werden; sie wird dann anstelle des zweiten Glättkondensators eingesetzt (Abb. 210).

Glätterschaltung mit Z-Diode eines Einweggleichrichters



(Abb. 210)

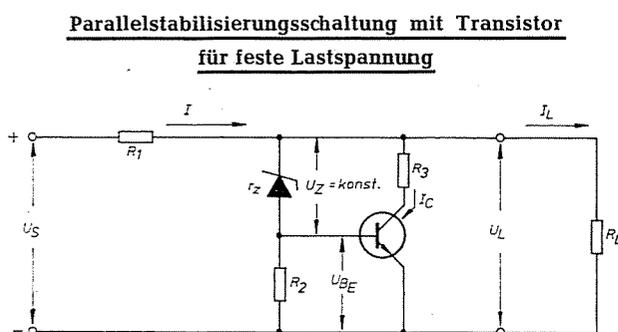
Die Z-Diode ersetzt eine Kapazität, die mit der Formel

$$C \approx \frac{1}{\omega \cdot I_Z}$$

berechnet werden kann. Der pulsierende Gleichstrom wird durch den Kondensator C vorgeglättet; die verbliebene Welligkeit muß die Z-Diode ausregeln.

9.2.2. Parallelstabilisierung mit Z-Diode und Transistor

Diese Stabilisierung bringt noch bessere Spannungs Konstanz und hat den Vorteil, daß sie auch für große Leistungen geeignet ist; Abb. 211 stellt eine Schaltung für feste Lastspannung dar.



(Abb. 211)

Der Nachteil einer Stabilisierungsschaltung mit einer Z-Diode liegt im direkten Einfluß des differentiellen Z-Widerstandes r_Z auf die konstant zu haltende Spannung. In der Schaltung nach Abb. 211 ist der Spannungsteiler, bestehend aus Z-Diode und Widerstand R_2 , ebenfalls enthalten, jedoch dient er hier nur zur Erzeugung einer Transistorsteuerspannung.

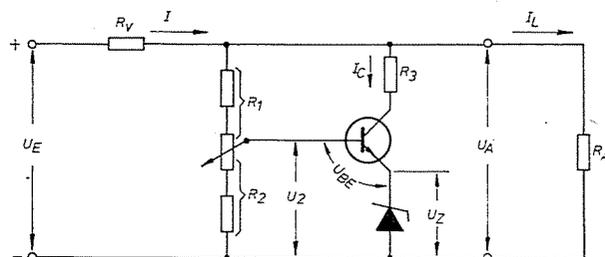
Am Widerstand R_2 wird für den Transistor die Steuerspannung U_{BE} abgegriffen. Der aus dieser Steuerspannung resultierende Kollektorstrom I_C bildet zusammen mit dem Laststrom I_L den Gesamtstrom I , der im Widerstand R_1 einen Spannungsabfall verursacht. Bei einer Änderung der Spannung am Z-Spannungsteiler, die gleichzeitig Ausgangsspannung U_L ist, durch Speisepennungs- oder Laststromänderung, ergibt sich auch eine Änderung der Steuerspannung U_{BE} des Transistors. Der Kollektorstrom I_C nimmt deshalb bei zunehmender Spannung U_L ebenfalls zu, erhöht den Spannungsabfall an R_1 und wirkt damit der Ausgangsspannungsänderung entgegen. Bei Verringerung der Lastspannung

laufen die Regelvorgänge umgekehrt ab, der Strom I_C des Transistors nimmt also ab und verringert den Spannungsabfall an R_1 .

Der differentielle Widerstand der Z-Diode ist damit um den Stromverstärkungsfaktor des Transistors geringer wirksam. **Die Kombination Z-Diode-Transistor wirkt hier wie eine Z-Diode für hohe Leistung, die fast ohne Fehler durch den differenzierten Widerstand sehr gute Regelung bringt.**

Eine ähnliche Stabilisierungsschaltung, jedoch mit einstellbarer Ausgangsspannung, ist in Abb. 212 dargestellt.

Parallelstabilisierungsschaltung mit einstellbarer Ausgangsspannung



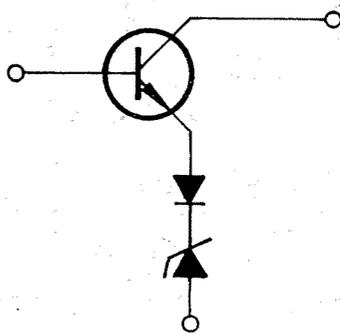
(Abb. 212)

Die Steuerspannung U_{BE} des Transistors wird mit dem Spannungsteiler $R_1 - R_2$ eingestellt. Sie ergibt sich aus: $U_{BE} = U_2 - U_Z$; dadurch entsteht ein Basisstrom, der durch die Z-Diode konstant gehalten wird. Der Temperaturgang der Z-Diode wird durch die Emitter-Basis-Diode des Transistors kompensiert. Aus dem Basisstrom folgt ein bestimmter Kollektorstrom I_C , der über R_3 fließt und zusammen mit dem Laststrom I_L den Gesamtstrom I bildet. Die Ausregelung der Ausgangsspannungsänderungen erfolgt wie in der vorhergehenden Schaltung.

Zu dieser Schaltungsart gehören die Referenzelemente und Referenzverstärker. **Referenzelemente** sind integrierte Schaltungen auf Siliziumgrundlage, die bei Meßgeräten und Regelschaltungen als Normalspannungsquelle benutzt werden. Es handelt sich hier um **Z-Dioden, die durch zusätzliche PN-Übergänge besonders gut temperaturkompensiert sind**; sie arbeiten nach dem Prinzip der in Abb. 209 dargestellten Diodenschaltung. Erhält ein Referenzelement eine stabile Versorgungsspannung, so stellt es eine Stromquelle mit hoher Temperaturkonstanz und kleinem Innenwiderstand dar.

Referenzverstärker sind ebenfalls integrierte Siliziumbauteile, deren Schaltung der Abb. 213 entspricht.

Referenzverstärker



(Abb. 213)

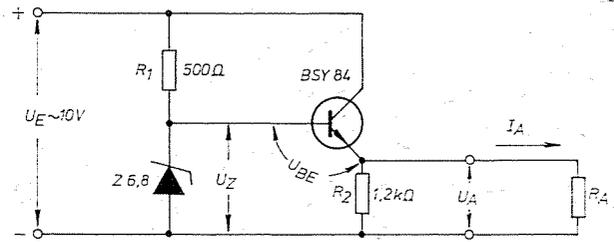
Diese Bauteile werden als **Sollwertgeber** in Regelschaltungen eingesetzt. Die Arbeitsweise entspricht der Schaltung in Abb. 212. Die Referenzverstärker zeichnen sich durch große Temperaturunempfindlichkeit, Spannungs- und Stromkonstanz aus. Die Parallelstabilisierungsschaltung eignet sich besonders dann, wenn kleine Spannungen konstant gehalten werden sollen, weil die stabilisierenden Z-Dioden für die zu regelnde Lastspannung bemessen sein müssen und mit kleiner Zenerspannung besser regeln, als solche mit hoher.

Parallelstabilisierungsschaltungen verursachen durch den notwendigen Vorwiderstand besonders bei größeren Lastströmen Verlustleistung.

9.2.3. Spannungsstabilisierung durch Serienregelung

Für große Leistungen und bei starken Lastschwankungen eignet sich besser eine **Serienstabilisierungsschaltung** (Abb. 214).

Serienstabilisierungsschaltung



(Abb. 214)

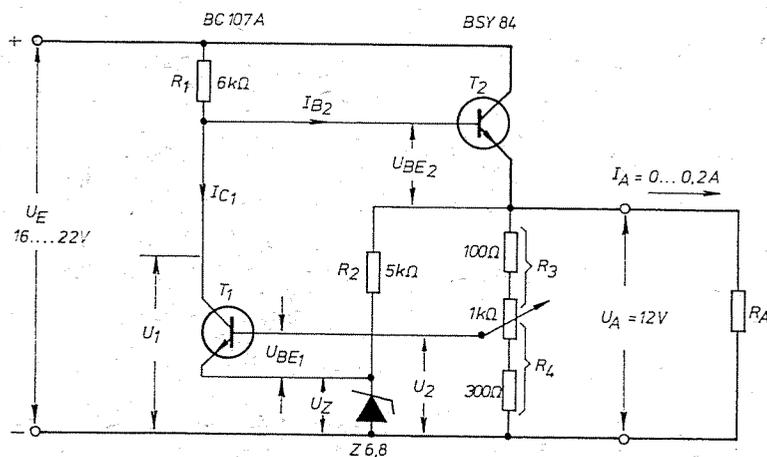
Ein Leistungstransistor ist mit dem Lastwiderstand R_A in Serie geschaltet. Durch R_A fließt der Emitterstrom des Transistors. Dieser Transistor stellt einen veränderlichen Widerstand dar, an dem die Differenzspannung zwischen Eingangsspannung U_E und Ausgangsspannung U_A abfällt. Die Basisspannung ist

$$U_{BE} = U_z - U_A.$$

Ändert sich die Eingangsspannung, so ändert sich nur der Spannungsabfall am Transistor und U_A bleibt konstant, weil durch die von der Z-Diode festgehaltene Basisspannung U_{BE} der Emitterstrom und damit auch der Ausgangsstrom I_A konstant bleibt. Ändert sich die Last, wird R_A z.B. größer, so wird der Spannungsabfall an ihm auch größer. Dadurch wird U_{BE} kleiner, weil U_z konstant ist. Kleinere Basisspannung verursacht kleineren Basisstrom und der wiederum kleineren Emitterstrom. Der Strom I_A sinkt dadurch ebenfalls und das Produkt $I_A \cdot R_A$ entspricht wieder der stabilisierten Ausgangsspannung U_A . U_A ist gleich der Z-Spannung U_z , vermindert durch die Schwellspannung des Transistors. Diese Schaltung regelt um so besser, je größer das Widerstandsverhältnis R_1 zu r_z ist. Der Z-Strom wird hauptsächlich von R_1 bestimmt, weil der Basisstrom sehr gering ist.

Serienstabilisierungsschaltung mit einstellbarer

Ausgangsspannung



(Abb. 215)

Der Widerstand R_1 muß so bemessen werden, daß bei mittlerer Eingangsspannung der Z-Strom dem Arbeitspunkt der Z-Diode entspricht. Die Belastung der Serienstabilisierungsschaltung kann bis zum Leerlauf sinken, ohne daß es einem Bauteil schadet. Bei dieser Forderung ist es angebracht, einen Vorlastwiderstand, in Abb. 214 ist es R_2 , parallel zu den Ausgangsklemmen zu schalten, weil bei sehr schwacher Belastung der Schwellwert des Transistors unterschritten wird, wodurch die Regelung versagt. Kurzschluß, also $R_A = 0$, schadet dem Transistor, wenn er nicht für den Kurzschlußstrom bemessen ist.

Eine bessere Serienstabilisierungsschaltung mit einstellbarer Ausgangsspannung stellt Abb. 215 dar.

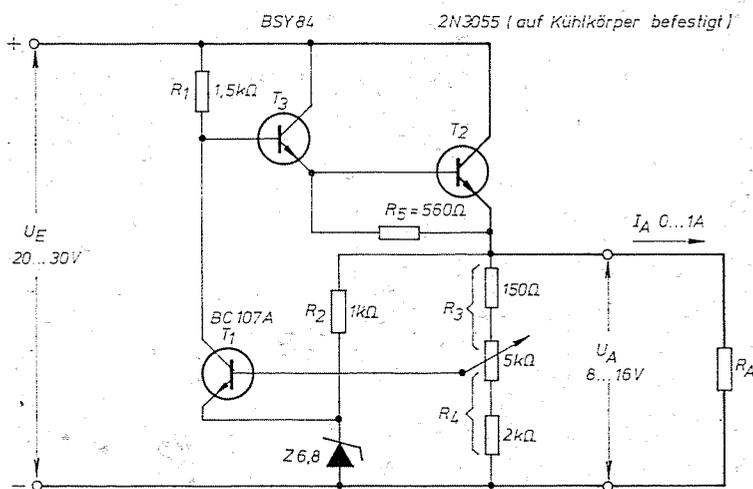
Den Laststrom übernimmt der Transistor T_2 ; er wird von einer Regelkette gesteuert. Die Regelkette besteht aus der Z-Diode, dem Transistor T_1 und dem Vorwiderstand R_1 . Die Ausgangsspannung wird am Spannungsteiler $R_3 - R_4$ eingestellt. Den Sollwert bildet die Spannung U_2 ; U_2 ist die Summe von U_z und U_{BE1} . U_z liegt fest mit 6,8 V, U_{BE1} wird durch den Spannungsteiler $R_3 - R_4$ bestimmt:

$$U_{BE1} = U_2 - U_z.$$

Steigt die Eingangsspannung U_E , so wird auch die Spannung an $R_3 - R_4$ höher und dadurch wird U_2 größer. Durch die Erhöhung von U_2 wird auch U_{BE1} größer, wodurch der Transistor 1 niederohmiger wird; das beeinflusst die Spannungsteilung $R_1 - T_1$. Wenn T_1 niederohmiger wird, sinkt die Spannung U_1 und somit auch U_{BE2} . Dadurch wird der Widerstand zwischen Kollektor und Emitter des Transistors T_2 größer, was sowohl an dem Spannungsteiler $R_3 - R_4$ wie auch

am Lastwiderstand ein Sinken der Spannung zur Folge hat. Auf diese Art regelt sich die Ausgangsspannung U_A wieder auf den eingestellten Wert ein. Spannungsänderungen am Lastwiderstand, die durch Schwankungen der Eingangsspannung, aber auch durch Lastschwankungen entstehen, werden auf diese Weise ausgeglichen. Die Regelung ist hier viel besser als bei der einfachen Serienstabilisierungsschaltung, weil die Regelwirkung durch die Verstärkung des Transistors 1 verstärkt wird. Der Transistor 2 dient als veränderlicher, belastbarer Widerstand, an dem die Differenzspannung zwischen U_E und U_A abfällt. Weil der T_1 die Differenzspannungen zwischen U_2 und U_z verstärkt, wird die aus Z-Diode, T_1 und R_1 bestehende Schaltung **Differenzverstärker** genannt. Der Widerstand R_1 mit 500 Ω garantiert, daß der Schwellwert des T_1 nicht unterschritten wird. Über den Transistor T_2 fließt der Last- und der Regelstrom. Für diese Belastung, und zwar für die auftretenden Maximalströme, muß er bemessen sein. Diese Serienstabilisierungsschaltung regelt um so besser, je größer die Steilheit des T_1 und je größer der Stromverstärkungsfaktor des T_2 sind. Leerlauf schadet der Schaltung nicht. In diesem Falle ist T_2 nicht belastet, U_A steigt, damit wird U_{BE1} höher, U_1 wird kleiner und regelt den T_2 zu; dadurch sinkt U_A auf den eingestellten Wert. Die Ausgangsspannung ist also auch bei Leerlauf stabil. Bei steigender Belastung sinkt U_A . Dadurch wird U_{BE1} kleiner, der T_1 wird hochohmiger und U_1 steigt. Mit U_1 wird U_{BE2} größer und I_{B2} höher. Diese Basisstromerhöhung bewirkt durch die Stromverstärkung des T_2 ein kräftiges Ansteigen seines Emitterstroms, wodurch die Ausgangsspannung wieder angehoben wird. Die hier beschriebenen Regelvorgänge gehen so schnell vor sich, daß sie gar nicht wahr-

Serienstabilisierungsschaltung für Lastströme bis 1 A



(Abb. 216)

genommen werden. Die Ausgangsspannung bleibt in all diesen Fällen praktisch konstant. Bei starker Lasterhöhung kann dieser Regelvorgang den Kollektorstrom I_C des T_2 so stark in die Höhe treiben, daß der Transistor zerstört wird. Die hier beschriebene Schaltung ist deshalb bei dieser Bemessung der Bauteile nur für Lastströme bis 0,2 A geeignet. Werden größere Lastströme gefordert, so muß der Transistor T_2 ein Hochleistungstransistor und dafür berechnet sein. Starke Transistoren benötigen aber auch verhältnismäßig hohe Basisströme zur Steuerung. Die Leistung des Differenzverstärkers reicht dazu meist nicht aus. Deshalb wird noch ein Transistor, manchmal auch noch mehrere, dem Hochleistungstransistor vorgeschaltet. Diese Transistorgruppe nennt man dann „Kaskade“; Abb. 216 zeigt eine solche Schaltung.

Die Leistung steigt innerhalb der Kaskade mit jedem Transistor. Aber auch bei dieser Schaltung wird der Transistor zerstört, wenn der Laststrom höher als 1 A wird; besonders bei Kurzschluß wäre das der Fall. Durch Schmelzsicherungen kann die Schaltung nicht geschützt werden, weil das Auslösen viel zu lange dauert. Zum Durchschmelzen des Drahtes braucht eine Sicherung viele Millisekunden, wogegen die Transistoren in Mikrosekunden reagieren und deshalb bereits zerstört sein können, wenn die Sicherung abschaltet. Flinker sind elektronische Schaltungen, die deshalb auch wirksam Transistorschaltungen schützen können. **Einen elektronischen Überlastungsschutz für Serienstabilisierungsschaltungen bewirkt entweder eine Strombegrenzung oder eine elektronische Auslösung, bei der die Ausgangsspannung abgeschaltet wird.**

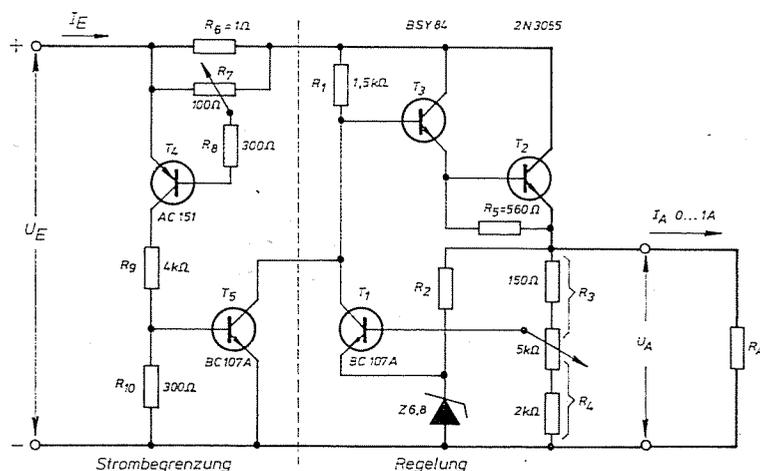
Hier wird die Strombegrenzungsschaltung erläutert. Die einfachste Strombegrenzung würde ein Widerstand bringen, der in die Kollektorleitung des Transistors T_2 (Abb. 216) eingeschaltet wird, der den Strom bei maximaler Eingangsspannung auf 1 A begrenzt. Die Verlustleistung an diesem Widerstand wäre sehr groß; dieser Weg ist also nicht wirtschaftlich. Fast verlustlos läßt sich jedoch der Strom über T_2 begrenzen, wenn T_2 beim Überschreiten der Maximallast durch eine Transistorschaltung gesperrt wird; diese Art der Strombegrenzung zeigt die Schaltung der Abb. 217.

Links der strichpunktierten Linie ist die Strombegrenzungsschaltung, die folgendermaßen arbeitet: Der Laststrom fließt über den Widerstand R_6 . Weil R_6 nur 1 Ohm hat, entsteht an ihm nur ein kleiner Spannungsabfall, dessen Größe vom Laststrom abhängig ist:

$$U_0 = I_E \cdot R_6.$$

Diese Spannung wird über R_7 geteilt und bildet dann die Basisspannung U_{BE4} des T_4 . Mit dem Widerstand R_7 wird U_{BE4} so eingeregelt, daß bei dem gewünschten Maximalstrom der Transistor T_4 gerade noch nicht leitet. U_{BE4} liegt dann knapp unter dem Schwellwert des Transistors T_4 , der etwa 0,3 V (da Germanium-Transistor) beträgt. Wird der Laststrom größer, übersteigt er also den eingestellten Maximalwert, so wird U_{BE4} größer als die Schwellspannung der Emitter-Basis-Diode des T_4 , wodurch dieser leitend, d.h. niederohmig wird. Dabei steigt der Strom über die Widerstände R_9 und R_{10} . Der Spannungsabfall an R_{10} und damit die Basisspannung des T_5 wird so groß, daß auch er niederohmig wird. Die

Serienstabilisierungsschaltung mit Strombegrenzung



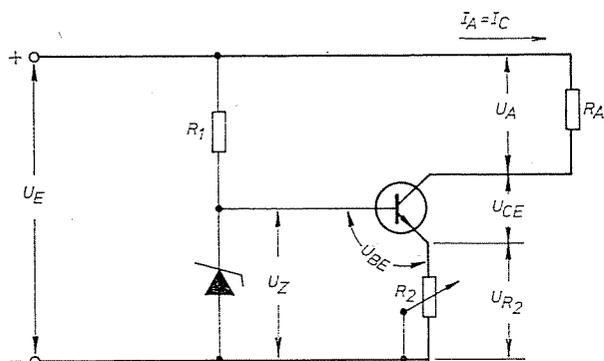
(Abb. 217)

Basis des Transistors T_3 erhält damit negatives Potential. Dadurch wird die Basisspannung U_{BE3} kleiner und der Transistor 3 drosselt den Strom, der über T_2 und den Verbraucher fließt; der Laststrom wird also begrenzt. Sinkt die Belastung wieder, so sinkt auch der Spannungsabfall an R_6 ; T_4 und T_5 werden wieder hochohmig und T_1 kann wieder eine konstante Spannung U_A einregeln.

9.2.4. Stromstabilisierung durch Serienregelung

Mit den bisher beschriebenen Schaltungen wurde die Spannung stabilisiert; es werden aber auch Schaltungen benötigt, die den Strom stabilisieren. Eine einfache Stromstabilisierungsschaltung zeigt Abb. 218.

Einfache Stromstabilisierungsschaltung

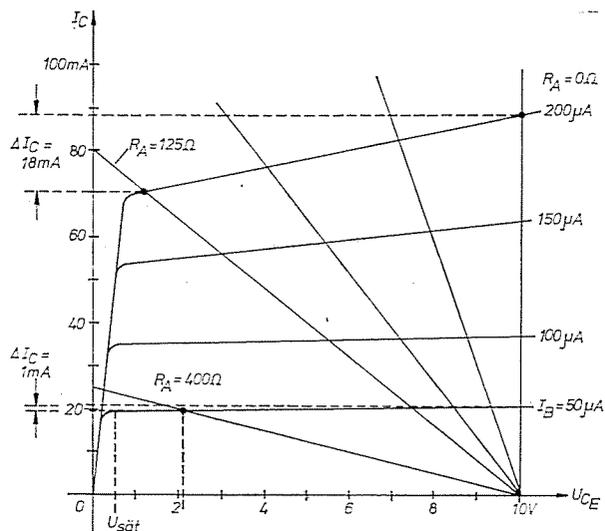


(Abb. 218)

Bei Stromstabilisierungsschaltungen wird allgemein die Erscheinung ausgenutzt, daß beim Transistor im Sättigungsbereich bei gleichbleibendem Basisstrom der Kollektorstrom fast konstant ist, auch wenn sich die Spannung zwischen Kollektor und Emitter (U_{CE}) in weiten Grenzen ändert. Die Schaltung der Abb. 218 hat deshalb folgende Wirkungsweise: Mit R_2 wird der gewünschte Ausgangsstrom I_A eingestellt. Der Spannungsabfall U_{R2} bestimmt die Spannung U_{BE} , denn $U_{BE} = U_Z - U_{R2}$ und U_Z ist konstant. Damit ist auch die eingestellte Basisspannung und mit ihr der Basisstrom des Transistors konstant. Aus den Transistorkennlinien (Abb. 219) ist zu erkennen, daß sich bei gleichbleibendem Basisstrom I_B auch der Kollektorstrom I_C selbst bei stark unterschiedlicher U_{CE} fast nicht ändert; dadurch ist der Ausgangsstrom fast konstant.

Bei Änderungen der Eingangsspannung ändert sich auch die Spannung U_{CE} , aber der Kollektorstrom und damit I_A ändern sich kaum. Der Lastwiderstand muß so bemessen sein, daß seine Widerstandsgerade die Ausgangskennlinie des

Ausgangskennlinien eines Transistors



(Abb. 219)

Transistors oberhalb des Sättigungswertes schneidet. Aus Abb. 219 ist zu erkennen, daß z.B. bei einem Basisstrom $I_B = 50 \mu A$ R_A nicht größer als 400 Ohm werden darf, weil sonst die Schaltung nicht mehr regelt. Weiter ist aus der Kennlinienschar zu ersehen, daß die Schaltung um so besser regelt, je kleiner der konstante Basisstrom gewählt wird. Es empfiehlt sich also, den Transistor so zu bemessen, daß er mit dem geforderten Laststrom nur schwach belastet wird. Wenn sich z.B. bei $I_B = 50 \mu A$ R_A zwischen 400 und 0 Ohm ändert, ändert sich I_A nur um 1 mA, weil die Ausgangskennlinie noch sehr flach verläuft; $\Delta I_A = 5 \%$. Bei $I_B = 200 \mu A$, Laständerung von 125 bis 0 Ohm beträgt ΔI_C und damit die Ausgangsstromänderung $18 \text{ mA} = 22,5 \%$. Die Steigungen der Kennlinien sind besonders bei hohen Basisströmen aus Anschaulichkeitsgründen stark übertrieben, um die Regalgrenzen zu zeigen. Die Kennlinien der Silizium-NPN-Transistoren verlaufen viel flacher, die Regelung ist deshalb recht gut.

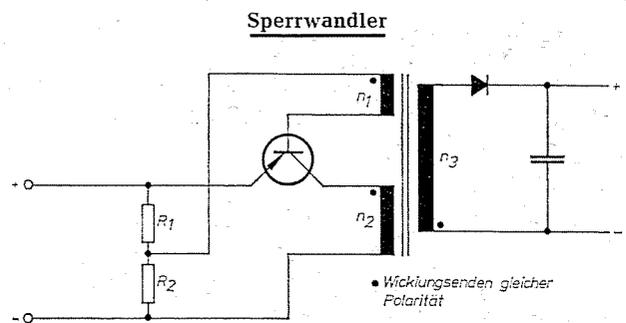
9.3. Spannungswandler

Spannungswandler sind Geräte, die kleine Gleichspannungen in Wechselspannungen oder hohe Gleichspannung verwandeln. In beiden Fällen muß zuerst die Gleichspannung der Stromquelle in sinusförmige oder mäanderförmige Wechselspannung umgeformt werden. Wird z.B. in einem Auto eine Steckdose für den Rasierapparat benötigt, die 220 V, 50 Hz liefert, so steht als Stromquelle die Autobatterie mit 6 oder 12 V zur Verfügung. Diese Spannung ist erst in eine Wechselspannung umzuformen, damit sie dann auf 220 V transformiert werden

kann. Ist eine hohe Gleichspannung gefordert, so wird nach dem Umspannen wieder gleichgerichtet. Die Frequenz der Wandlerschaltungen ist je nach Verwendungszweck sehr verschieden. Wird technischer Wechselstrom mit 50 Hz benötigt, so muß auch diese Frequenz erzeugt werden. Für die Erzeugung hoher Gleichspannungen wird dagegen mit höheren Frequenzen gearbeitet. Gleichspannungswandler für kleine Leistungen arbeiten mit 2 kHz bis 30 kHz, solche mit großen Leistungen mit 200 bis 800 Hz. Je höher die Frequenz ist, desto billiger ist die Siebschaltung. Für den Trafo wird aber bei hohen Frequenzen ein Ferriteisenkern benötigt. Weil Trafokerne für Transformatoren hoher Leistung recht große Ausmaße benötigen, und große Ferritkerne teuer sind, werden für große Leistungen normale Eisenkerne aus Trafoblech verwendet. Die Frequenz muß aber dann niedrig gewählt werden, eben 200 bis 800 Hz. Auch die Art des Wechselstroms ist verschieden; es gibt Geräte, die mit sinusförmigem Wechselstrom arbeiten und solche, deren Wechselstrom mäanderförmig ist.

Allgemein werden Schaltungen für rechteckförmige Wechselspannungen bevorzugt, da hier der Transistor im Schalterbetrieb arbeiten kann und nur zwischen den Zuständen „Ein“ und „Aus“ umschalten muß. Dadurch entsteht im Transistor weniger Verlustleistung als bei sinusförmigen Wechselspannungen. Der Wirkungsgrad der Schaltung ist besser, und die thermische Belastung der verwendeten Transistoren geringer.

Grundsätzlich wird zwischen **Sperrwandlern**, **Durchflußwandlern** und **Gegentaktwandlern** unterschieden; sie arbeiten vorwiegend mit Rechteckschwingungen. In Abb. 220 sehen Sie die Prinzipschaltung eines Sperrwandlers.



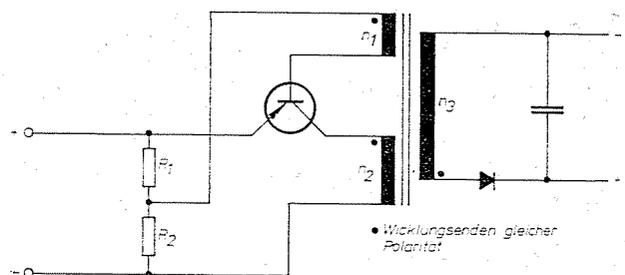
(Abb. 220)

Die Widerstände R_1 und R_2 geben als Spannungsteiler der Basis des Transistors gerade so viel

Strom, daß der Kollektorstrom in der Trafowicklung n_2 zu fließen beginnt. Bei richtiger Polung der Rückkopplungsspule n_1 wird die Basis negativer, so daß Basis- und Kollektorstrom stärker ansteigen. In der Lastwicklung n_3 entsteht während des Stromanstiegs eine Spannung, die so gerichtet ist, daß der Gleichrichter Gr den Stromfluß in n_3 verhindert. Wenn der Kollektorstrom seinen Höchstwert erreicht hat (Sättigung des Eisenkerns), nimmt das Magnetfeld im Eisenkern nicht mehr zu. Der Basisstrom in der Wicklung n_1 geht zurück, damit wird der Kollektorstrom geringer und die Spannung in n_1 polt um. Das hat nun zur Folge, daß der Kollektorstrom schlagartig unterbrochen wird. Die jetzt in der Wicklung n_3 entstehende Induktionsspannung wird ebenfalls umgepolt und kann nun über den in Flußrichtung liegenden Gleichrichter zum Verbraucher abfließen.

Die im Lastkreis wirkende Energie $U \cdot I \cdot t$ entspricht der im Eisenkern gespeicherten magnetischen Energie; Strom und Spannung im Arbeitskreis werden durch den Lastwiderstand bestimmt. Kleiner Lastwiderstand bedeutet niedere Spannung und großer Strom, großer Lastwiderstand bedeutet hohe Spannung bei kleinem Strom. t ist die Zeit, für die der Laststrom I fließt, also die Öffnungszeit des Gleichrichters; sie fällt mit der Sperrzeit des Transistors zusammen.

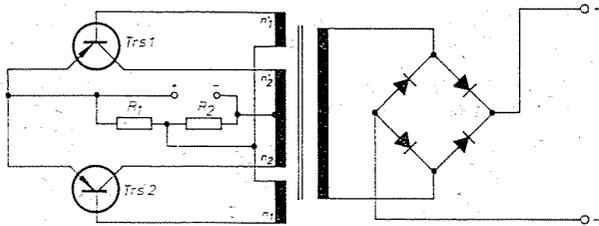
Durchflußwandler



(Abb. 221)

Der Durchflußwandler nach Abb. 221 läßt durch den im Laststromkreis liegenden Gleichrichter Strom fließen, während der Kollektorstrom in der Wicklung n_2 ansteigt. Die Steuerung des Transistors erfolgt in der gleichen Weise wie beim Sperrwandler. Der Durchflußwandler hat gegenüber dem Sperrwandler den Vorteil, daß die Höhe der Ausgangsspannung von der Wahl des Windungszahlen-Übersetzungsverhältnisses des Transformators abhängig ist und nicht überwiegend durch den Lastwiderstand R_A bestimmt wird.

Gegentaktwandler



(Abb. 222)

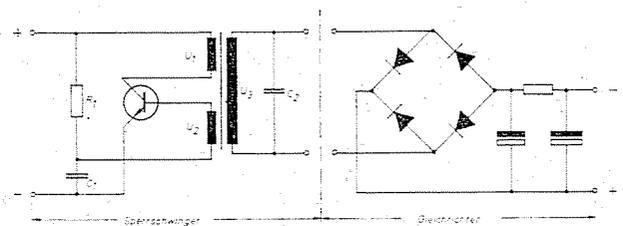
In der Abb. 222 sehen wir zwei mit ihrem Emitter zusammengeschaltete Transistoren, die im Gegentakt arbeiten. Transistor 1 und 2 erhalten zum Anschwingen Strom aus dem Spannungsteiler $R_1 - R_2$. Die Wicklungen n_1 und n_2 bzw. n'_1 und n'_2 erfüllen die gleichen Aufgaben wie die entsprechenden Wicklungen der vorhergehenden Schaltungen; sie sitzen mit der Ausgangswicklung n_3 auf einem gemeinsamen Eisenkern.

Beim Einschalten der Batteriespannung beginnt zunächst bei beiden Transistoren der Batteriestrom zu fließen. Da jedoch nie zwei Transistoren völlig gleiche elektrische Daten besitzen, steigt bei einem der Transistoren der Strom schneller. Nehmen wir an, daß der Transistor 1 schneller durchschaltet, dann wird durch n_1 der Stromanstieg im Transistor 1 verstärkt und durch n'_1 — bei richtiger Polung — der Transistor 2 gesperrt. Erreicht der Kollektorstrom seine Sättigung, geht der Basisstrom in n_1 zurück, der Kollektorstrom sinkt weiter ab und schließlich wird die Basisspannung umgepolt und damit der Transistor 1 sehr rasch gesperrt. In der Wicklung n'_1 wird dagegen jetzt eine Spannung erzeugt, die den Transistor 2 durchsteuert. Im Stromkreis des Transistors 2 läuft es nun ebenso ab, wie bei Transistor 1 beschrieben. Wesentlich ist, daß die Transistoren immer abwechselnd leitend sind. Dabei fließen ihre Kollektorströme über n_2 oder n'_2 zum Minuspol der Batterie zurück. So wird immer in der Wicklung n_3 eine Wechselspannung induziert und mit der Brückengleichrichterschaltung (Graetzschaltung) in Gleichstrom umgeformt.

Bei Gegentaktwandlern wird gern von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, die Sättigung im Eisenkern zur rhythmischen Steuerung auszunutzen. Dabei geht bei Erreichen der Sättigungsgrenze die Induktionswirkung auf die Rückkopplungswicklung zurück, so daß der Basisstrom geringer wird; dadurch sinkt der Kollektorstrom, was wieder auf die Basis zurückwirkt.

In der Schaltung nach Abb. 223 ist ein Spannungswandler dargestellt, dessen Bestandteile ein Sperrschwinger und eine an die Ausgangswicklung n_3 angeschaltete Brückengleichrichterschaltung mit Siebkette sind. Die Wirkungsweise des Sperrschwingers selbst ist bereits im Abschn. 6.3. behandelt. Die dort beschriebene Schaltung unterscheidet sich nur durch den verwendeten Übertrager. In der Schaltung nach Abb. 223 besitzt er drei getrennte Wicklungen, von denen die dritte Wicklung n_3 zur Auskopplung der erzeugten rechteckähnlichen Spannung dient. Die Windungszahl dieser Wicklung und die Änderungsgeschwindigkeit des Magnetfeldes bestimmen die Ausgangswechselspannung.

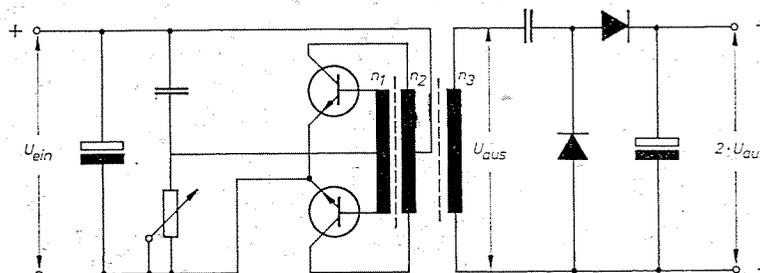
Spannungswandler in Sperrschwingerschaltung



(Abb. 223)

Durch den zur Wicklung n_3 parallelgelegten Kondensator C_2 werden die durch plötzliche Magnetfeldänderungen in der Wicklung auftretenden Spannungsspitzen für die angeschalteten Gleichrichterelemente unschädlich gemacht. Dies ist insbesondere wichtig, wenn hier Germanium- oder Siliziumgleichrichter eingesetzt sind. Die Gleichrichter-Brückenschaltung und die angeschaltete Siebkette sorgen für eine gut geglättete Gleichspannung, deren Größe unter Umständen weit über der Speisespannung U_E liegen kann. Solche **Eintaktspannungswandler** werden also dort eingesetzt, wo niedrige Gleichspannungen in höhere umgewandelt werden sollen; sie beschränken sich allerdings auf kleinere Ausgangsleistungen.

Gegentaktspannungswandler mit Spannungsverdopplung

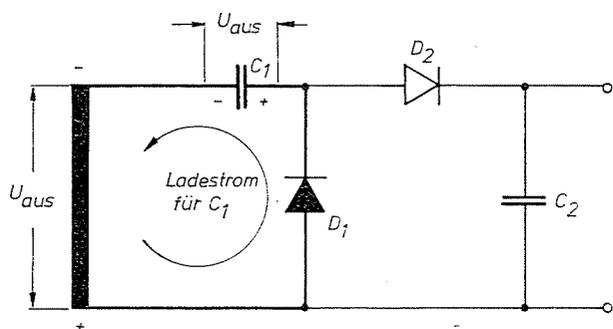


(Abb. 224)

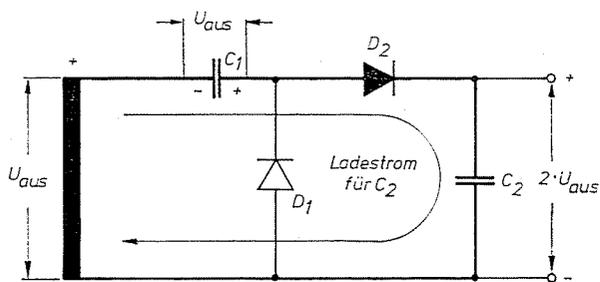
Für größere Leistungen werden meistens **Gegentaktwandler** verwendet. Sie besitzen zwei Transistoren, die im Schaltbetrieb im Gegentakt arbeiten, d.h., es ist jeweils ein Transistor leitend und der andere gesperrt. Die Schaltung nach Abb. 224 zeigt einen Gegentaktspannungswandler, dessen Schaltungsprinzip bereits im ersten Teil dieses Abschnittes beschrieben wurde. Besonderheiten treten hier in der anschließenden Gleichrichterschaltung auf; es handelt sich dabei um eine **Verdopplerschaltung** nach Villard.

Arbeitsweise der Verdopplerschaltung: Die an der Ausgangswicklung des Wandlerübertragers abgegriffene Wechselspannung treibt bei der einen Halbwelle einen Strom über die leitende Diode D_1 und C_1 . Dabei wird C_1 auf den Spitzenwert der Halbwelle aufgeladen. Die Diode D_2 bleibt dabei gesperrt und verhindert, daß sich der Kondensator C_1 über den Verbraucher entlädt. Bei der zweiten Halbwelle wird D_1 gesperrt und D_2 leitend. Jetzt addieren sich die Spannung an der Wicklung und die Spannung, auf die sich der Kondensator C_1 bei der vorhergehenden Halbwelle aufgeladen hatte. Die Gesamtspannung lädt den Ladekondensator C_2 auf doppelte Spitzenspannung auf; diese liegt auch am Verbraucher. Der Kondensator C_2 muß die Spannung über eine Halbwelle halten, denn während der dritten (gleich ersten) Halbwelle wird C_1 wieder auf die einfache Spitzenspannung aufgeladen. Die Arbeitsweise ist aus den Abb. 225 a und b zu erkennen.

Arbeitsweise der Verdopplerschaltung



a. Ladung von C_1 während der 1. Halbwelle



b. Ladung von C_2 während der 2. Halbwelle

(Abb. 225)

10. Schaltungen mit Thyristoren und TRIAC

Thyristor und TRIAC sind noch verhältnismäßig „junge“ Halbleiterbauteile, doch werden sie heute schon in vielen Maschinen und Einrichtungen, aber auch in Haushaltsgeräten und Werkzeugen zum Schalten und Regeln benutzt. Ihr großer Vorteil ist, daß sie kontaktlos schalten und regeln, was sehr zur Betriebssicherheit beiträgt; außerdem arbeiten sie mit recht geringen Verlustleistungen. Die wichtigsten Grundschaltungen ihres Anwendungsbereichs werden in diesem Abschnitt beschrieben.

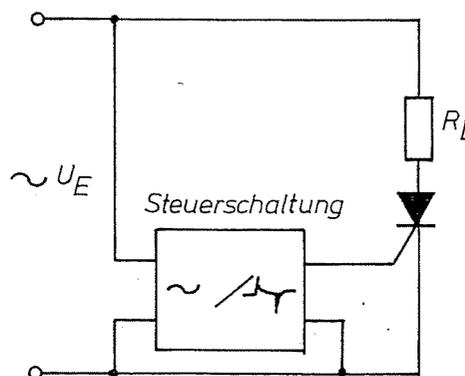
10.1. Thyristor als steuerbarer Gleichrichter

Die Wirkungsweise des Thyristors wurde im Abschn. 7.2. behandelt. Der Thyristor ist ein Siliziumgleichrichter, der durch einen Steuerimpuls niederohmig wird. Die Spannung dieses Steuerimpulses muß etwa 2 — 3 V betragen, sein Strom ist von der Belastbarkeit des Thyristors abhängig und beträgt bei Kleinleistungsthyristoren etwa 20 mA, bei Hochleistungstypen 200 bis 300 mA. Auch die Form der Steuerspannung ist wichtig. Unter 7.2. wurde der Steuerimpuls durch Tastendruck hergestellt. In der Praxis findet man häufig zwei Möglichkeiten:

1. Steuerung mit Impulsen, die aus sinusförmiger Wechselspannung erzeugt werden, und
2. Steuerung mit Rechteckimpulsen.

Abb. 226 stellt das Prinzip einer Thyristorsteuerung dar.

Steuerung des Thyristors im Prinzip



(Abb. 226)

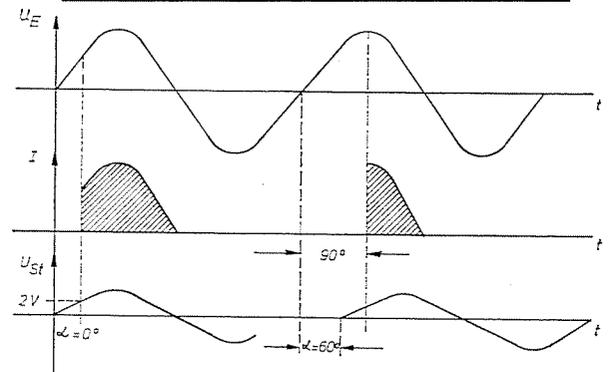
Mit Hilfe der Steuerschaltung regelt der Thyristor den Strom, der über den Verbraucher R_L fließt. Der Thyristor sperrt den Wechselstrom bei jeder Halbwelle, solange er keinen Steuerimpuls erhält. Nur bei der Halbwelle, die ihm positives Potential auf die Anode und negatives auf die Katode bringt, kann der Thyristor durchsteuern, wenn er einen Steuerimpuls bekommt. Dann ist er niederohmig, bis die Wechselspannung den Nulldurchgang erreicht. Zu diesem Zeitpunkt wird der Haltestrom unterschritten, der Thyristor wird wieder hochohmig und sperrt. Kommt der Steuerimpuls immer gleich zu Beginn dieser Halbwelle, so stellt der Thyristor einen Einweggleichrichter dar, der die ganze Halbwelle durchläßt (Abb. 227). Kommt der Steuerimpuls später, so wird nur noch der Rest dieser Halbwelle wirksam. Die Halbwelle wird dann angeschnitten, deshalb die Bezeichnung **Anschnittsteuerung**.

Die zeitliche Verschiebung des Steuerimpulses zum Einsatz der Halbwelle wird als Phasenwinkel α angegeben. Fällt der Steuerimpuls zeitlich mit dem Beginn der positiven Halbwelle zusammen, so ist $\alpha = 0^\circ$ und die ganze Halbwelle wird übertragen. Bei $\alpha = 90^\circ$ ist es noch die Hälfte der Halbwelle und bei $\alpha = 150^\circ$ nur noch ein kleiner Rest. Ist $\alpha = 180^\circ$, so sperrt der Thyristor ganz, weil dann die negative Halbwelle beginnt. Dann liegt negatives Potential an der Anode und positives an der Katode; das ist die

Sperrrichtung des Thyristors. Durch zeitliches Verschieben des Steuerimpulses wird so die Größe der Strom-Zeit-Fläche der übertragenen Halbwelle beeinflusst. Die Strom-Zeit-Fläche bestimmt den Effektivwert des pulsierenden Gleichstroms und auf diese Weise wird der Strom im Verbraucher fast verlustlos geregelt. Als Verluste treten nur die Verlustleistung des Thyristors und die geringe Steuerleistung auf.

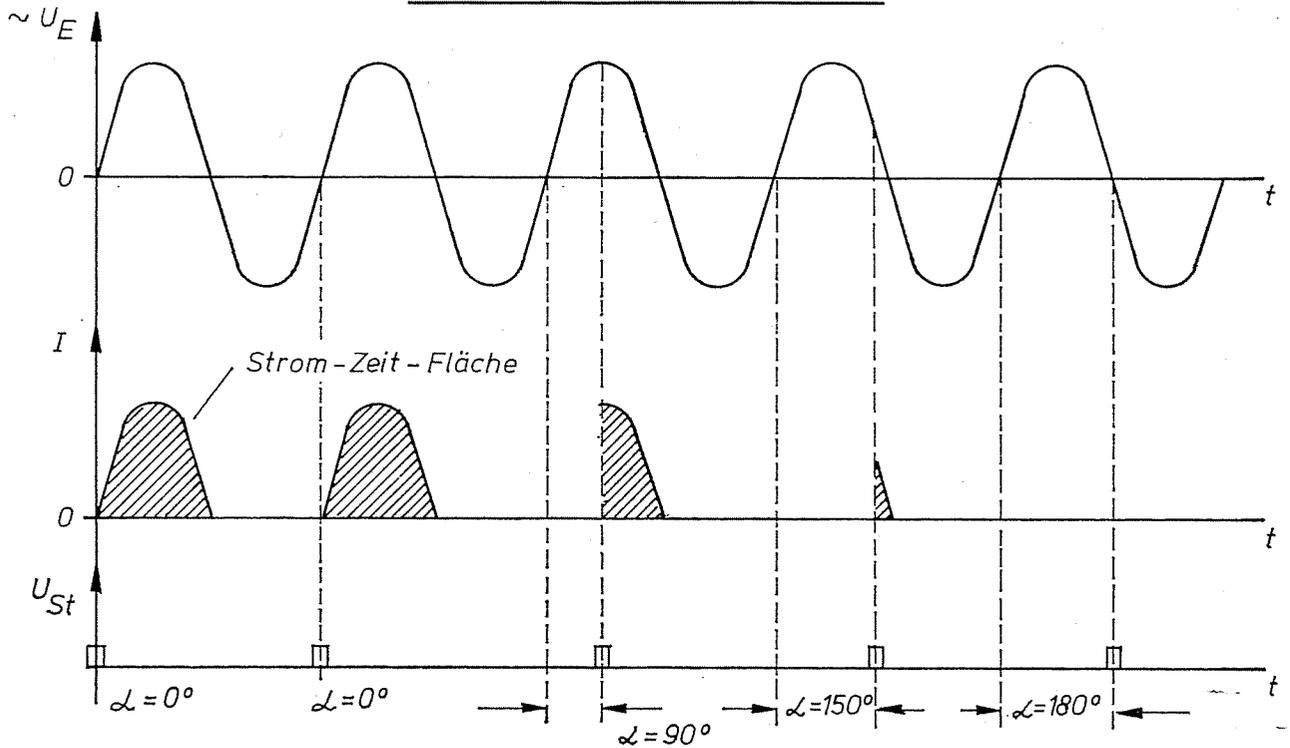
Als Steuerimpulse gibt es die bereits erwähnten Arten, Wechselspannungssteuerung und Rechteckimpulse. Zuerst wird die Wechselspannungssteuerung beschrieben. Zum Steuern eines Thyristors kann eine Wechselspannung mit etwa 5 V dienen. Ist die notwendige Steuerspannung von etwa 2 bis 3 V zeitlich erreicht, so zündet der Thyristor (Abb. 228).

Steuerung des Thyristors mit Wechselspannung



(Abb. 228)

Strom-Zeit-Diagramm der Anschnittsteuerung



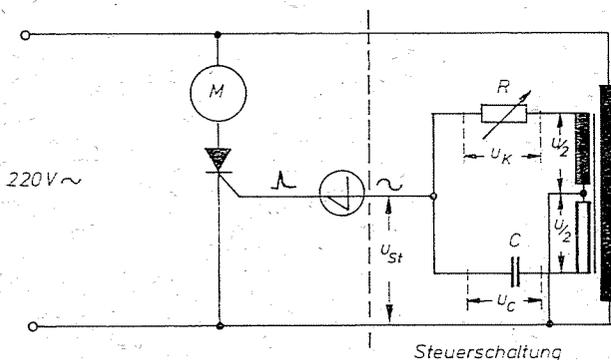
(Abb. 227)

Die **Steuerspannung U_{St}** wird zur **Einstellung des Zündzeitpunktes durch einen Phasenschieber um den Phasenwinkel α zur Eingangsspannung U_E verschoben**. Direkt mit sinusförmigem Wechselstrom zu steuern hätte aber den Nachteil, daß der Zündeinsatz nie korrekt festgelegt werden kann, weil der Zeitpunkt des Durchsteuerns besonders von zwei Faktoren abhängt:

1. Die benötigte Zündspannung streut auch bei gleichen Thyristortypen. Die Herstellerfirmen geben deshalb die obere und untere Zündspannung als Grenzwerte an, zwischen denen sie bei der betreffenden Type differieren kann.
2. Die Zündspannung ist abhängig von der Temperatur der PN-Übergänge des Thyristors.

Wird dazu noch mit einer Steuerspannung gearbeitet, die sich sinusförmig, also schleichend ändert, dann streut der Zündpunkt und damit die Regelung stark. Deshalb finden meistens **Steuerimpulse** Verwendung, die aus der Steuerwechselspannung, z.B. durch eine Vierschichtdiode, geformt werden. Erreicht die Steuerwechselspannung die Zündspannung der Vierschichtdiode, so wird sie plötzlich niederohmig und bringt einen scharf ansteigenden Strom- und Spannungsimpuls auf die Steuerelektrode des Thyristors. Der Zündeinsatz des Thyristors wird dadurch stabiler; Abb. 229 zeigt eine Schaltung zum Regeln der Drehzahl eines Motors.

Drehzahlregelung mit Thyristor

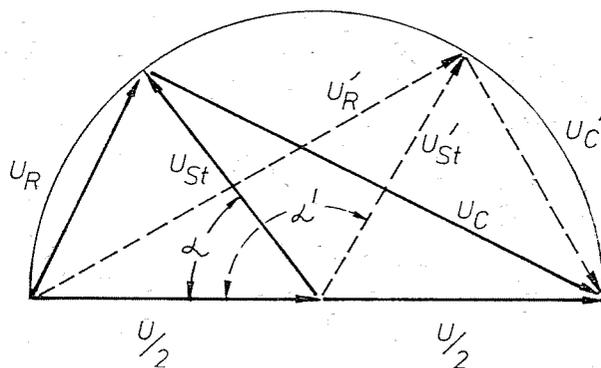


(Abb. 229)

Arbeitsweise der Regelschaltung: Der Trafo setzt die Spannung bis zur benötigten Steuerungsspannung herab, R und C schieben die Phase. Die Sekundärwicklung ist genau in der Mitte

unterteilt; dadurch entsteht in jeder Wicklungshälfte $\frac{U}{2}$. Der Vektor des kapazitiven Blindwiderstands hat zum Vektor des Wirkwiderstands stets einen Winkel von 90° (Abb. 230). Dasselbe gilt auch für die Spannungsvektoren; die Gesamtspannung ist U. An R entsteht der Spannungsabfall U_R und an C U_C . Ist der Widerstand klein und damit sein Spannungsabfall U_R klein, so ist die Spannung am Kondensator U_C groß und umgekehrt. Da sich beide Werte geometrisch addieren, bewegt sich die Zeigerspitze von U_R auf einem Halbkreis. Die Steuerspannung U_{St} wird, wie Abb. 230 zeigt, zwischen den beiden Teilspannungen $\frac{U}{2}$ und dem Verbindungspunkt von R und C, also dem Verbindungspunkt zwischen den Spannungszeigern für U_R und U_C , abgegriffen. Die Größe der Steuerspannung U_{St} beträgt immer $\frac{U}{2}$, ihr Phasenwinkel α ist durch den veränderbaren Widerstand R zwischen 0° und 180° einstellbar.

Vektordiagramm der Spannungen in der Steuerschaltung

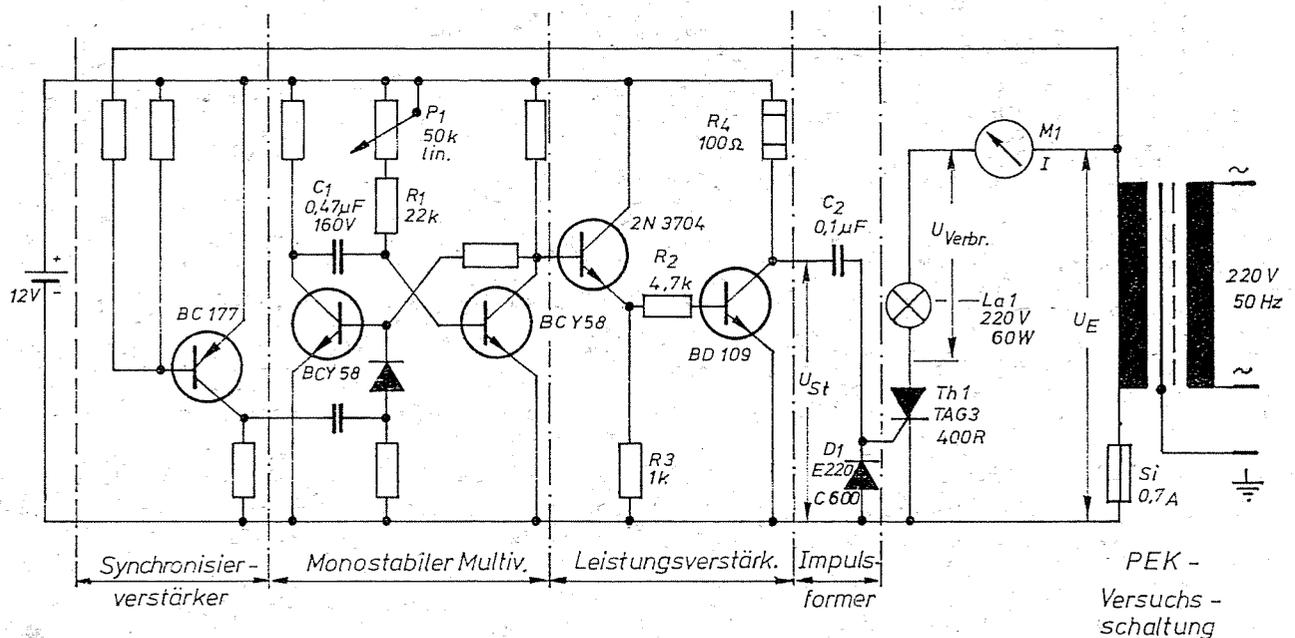


(Abb. 230)

Die voll gezogenen Vektoren zeigen bei kleinem ohmschen Widerstand einen kleinen Phasenwinkel α , die gestrichelten Vektoren bei hohem ohmschen Widerstand einen großen Phasenwinkel α . Diese Steuerschaltung schneidet auch bei $\alpha = 0^\circ$ die Halbwelle an, weil bei Phasengleichheit zwischen Eingangs- und Steuerspannung die Steuerspannung eben erst einen gewissen Wert erreicht haben muß, damit die Vierschichtdiode zündet und den Steuerimpuls abgibt.

Soll der Phasenanschnitt bis auf 0° heruntergestellt werden, ist mit rechteckigen Steuerimpulsen zu arbeiten. Sie kommen aus einer monostabilen Kippstufe, die mit der Netzfrequenz getriggert wird; Abb. 231 zeigt eine solche Regelschaltung.

Regelschaltung mit monostabiler Kippstufe



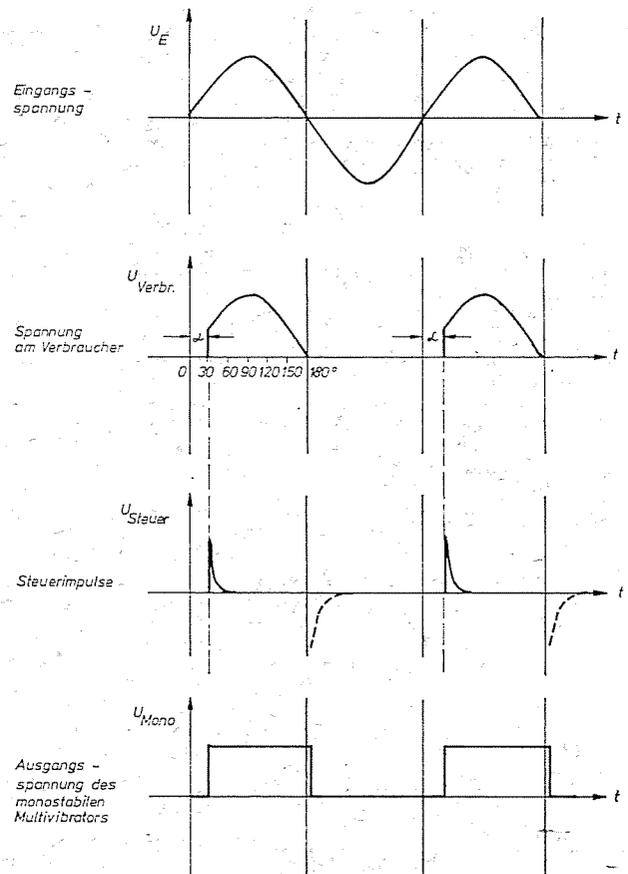
(Abb. 231)

Impulsdiagramm der Regelschaltung mit monostabiler Kippstufe

Die Steuerschaltung besteht aus vier Teilen:

- einem Vorverstärker,
- der monostabilen Kippstufe,
- einem Leistungsverstärker und
- dem Zündimpulsformer.

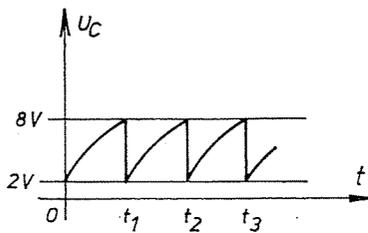
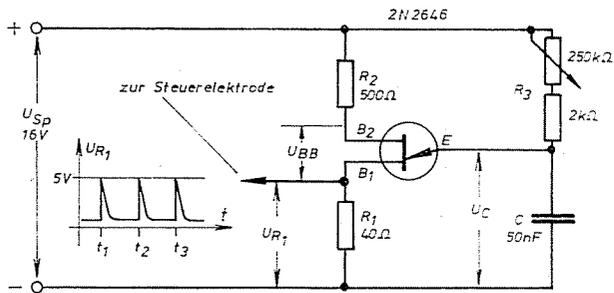
Über den Vorverstärker wird die monostabile Kippstufe mit der Netzfrequenz getriggert. Die Impulslänge der monostabilen Kippstufe bestimmt den Phasenwinkel α ; sie wird mit dem Potentiometer P1 eingestellt. Diese Rechteckimpulse werden im zweistufigen Leistungsverstärker so verstärkt, daß sie den Thyristor steuern können. Die zeitlich verschiebbare positive Flanke dieser Rechteckimpulse steuert den Thyristor (Abb. 232); C₂ differenziert die Rechtecke und D₁ unterdrückt die negativen Impulse.



(Abb. 232)

Thyristoren werden oft mit Unijunktionstristoren gesteuert; das ist eine zuverlässige und dazu noch billige Steuerungsart. Der einstellbare Phasenwinkel reicht fast von 0 bis 180°; Abb. 233 zeigt eine solche Schaltung. Auch diese Schaltung setzt sich, wie die meisten Steuerschaltungen, aus Phasenglied und Impulsformer zusammen.

Steuerschaltung für Thyristor mit Unijunktionstristor

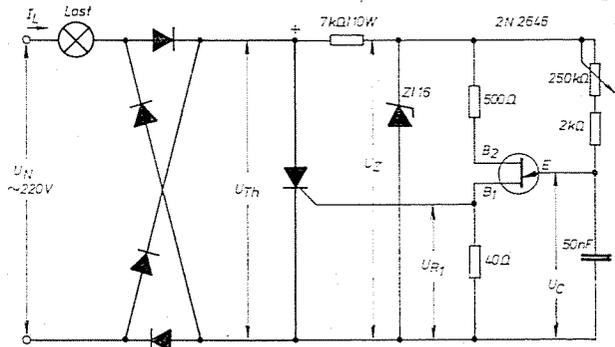


(Abb. 233)

Das Phasenglied besteht aus R_3 und C . Der Kondensator C lädt sich über die Widerstände R_3 auf. Erreicht die Kondensatorspannung den Wert der Zündspannung des Unijunktionstristors, so wird dieser niederohmig und der Kondensator entlädt sich über die Strecke Emitter-Basis 1 des Unijunktionstristors und den kleinen Widerstand R_1 . Dabei kommt ein Entladestrom zustande, der an R_1 eine kurzzeitige, aber kräftige Spannung U_{R1} erzeugt. Die so erzeugten Impulse werden zur Steuerung von Thyristoren verwendet. Das untere Diagramm in Abb. 233 stellt den Spannungsverlauf am Kondensator C dar; er bildet durch das Laden und plötzliche Entladen eine Sägezahnkurve. Beim Entladen des Kondensators entstehen die im oberen Diagramm dargestellten Steuerimpulse.

Eine Thyristorschaltung mit Steuerung durch einen Unijunktionstristor ist in Abb. 234 dargestellt. Grundprinzip dieser Schaltung ist, daß über die Gleichrichterbrückenschaltung, und damit über die Lampe, nur dann Strom fließen kann, wenn im Gleichstromzweig Strom fließt. Den Gleichstrombrückenweg bildet der Thyristor.

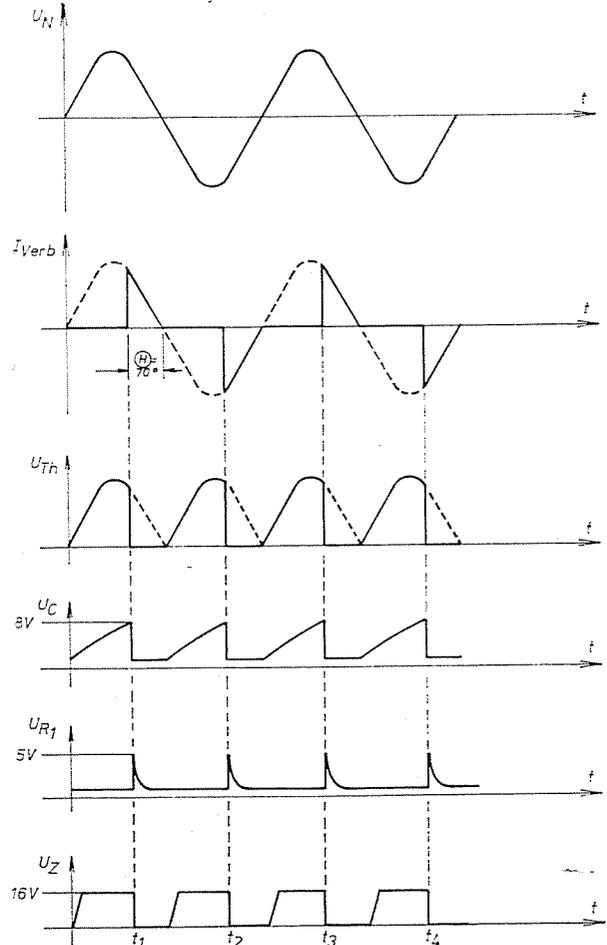
Thyristorsteuerung mit Unijunktionstristor



(Abb. 234)

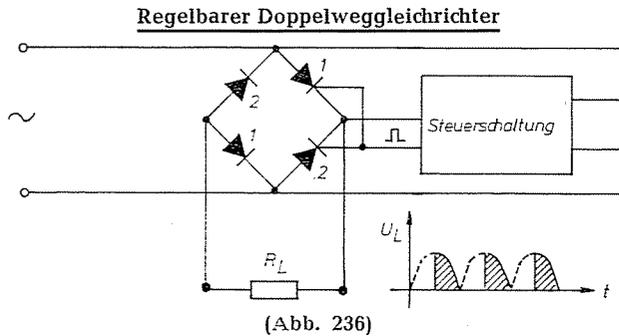
Die an die Steuerungsschaltung abgegebene Spannung wird durch die Z-Diode begrenzt. Sonst entspricht die Schaltung des Unijunktionstristors der vorher beschriebenen Steuerschaltung. Beim Nulldurchgang der Wechselspannung kann sich der Kondensator immer vollständig entladen. Dadurch ist ein regelmäßiges Arbeiten der Schaltung sichergestellt und durch keine Restladungen gestört. Abb. 235 zeigt die Zeitdiagramme der in Abb. 234 angegebenen Ströme und Spannungen.

Zeitdiagramme der in Abb. 235 angegebenen Spannungen und Ströme



(Abb. 235)

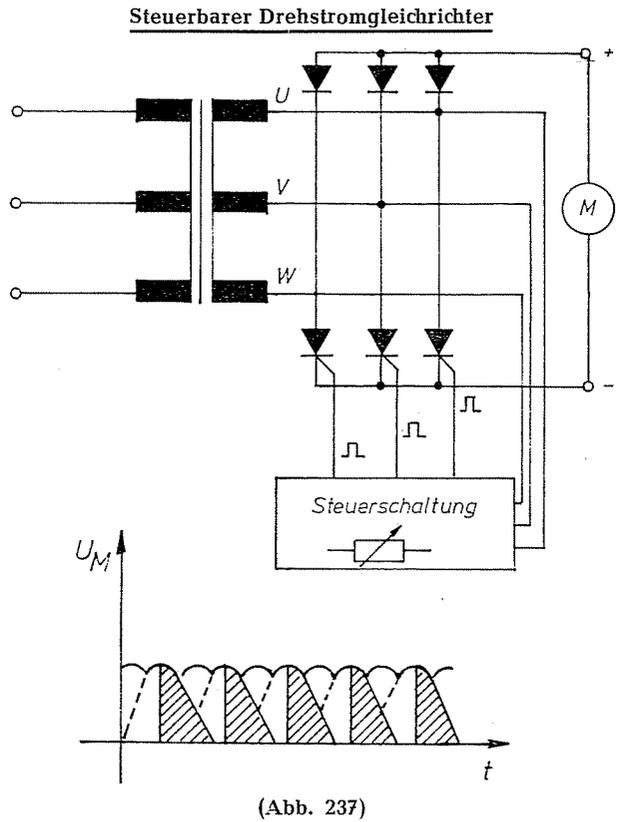
Bisher wurden steuerbare Einweggleichrichter beschrieben, aber auch der **Doppelweggleichrichter** kann **gesteuert** werden. Dabei handelt es sich um die bekannte Brückenschaltung, nur daß zwei der vier Gleichrichter durch Thyristoren ersetzt werden. Abb. 236 zeigt die Anordnung der Gleichrichter und Thyristoren.



Diese Schaltung schneidet jede Halbwelle an (Abb. 236 Diagramm). Für diese Anschnittsteuerung werden nur zwei Thyristoren benötigt, weil bei der einen Halbwelle des Wechselstroms der Strom über Thyristor 1 und Gleichrichter 1 fließt und während der anderen Halbwelle über Thyristor 2 und Gleichrichter 2. Es reicht, wenn in jedem Stromweg ein Bauteil sperrt. Die dazu notwendige Steuerschaltung muß so beschaffen sein, daß sie bei jeder Halbwelle einen Steuerimpuls bringt. Das geschieht, indem die am Eingang liegende Wechselspannung nach Passieren eines Phasenschiebers (wie in Abb. 229) in einer Doppelwegschaltung gleichgerichtet wird; es entstehen je Periode zwei gleiche Halbwellen. Die Vierschichtdiode zündet dann bei jeder Halbwelle und gibt sie als Steuerimpulse an die Thyristoren weiter. Die Steueranschlüsse der Thyristoren können zusammengefaßt werden, weil jeweils nur ein Thyristor in Durchlaßrichtung vorgespannt ist und die Katoden der beiden Thyristoren auf gleichem Potential liegen.

Auf gleiche Weise können **Drehstromgleichrichter gesteuert** werden. Auch das ist mit einer halbgesteuerten Brückenschaltung möglich; Abb. 237 stellt das Prinzip dieser Regelschaltung dar.

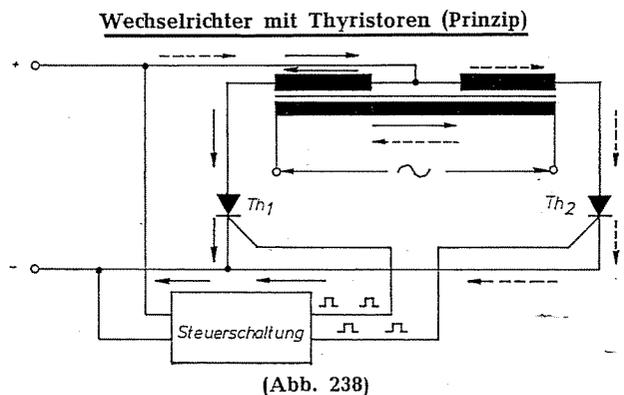
Diese steuerbaren Drehstromgleichrichter werden oft für Antriebe von Werkzeugmaschinen benutzt, weil dadurch bei entsprechenden Motoren **stufenlose Drehzahlregelung** möglich ist. Die Steuerschaltung wird von den Drehstromphasen getriggert und erzeugt gewöhnlich mit Transistoren Rechteckimpulse. Die triggernden Drehstromphasen werden zur Einstellung des gewünschten Anschnittwinkels phasenverschoben.



10.2. Thyristor als Wechselrichter

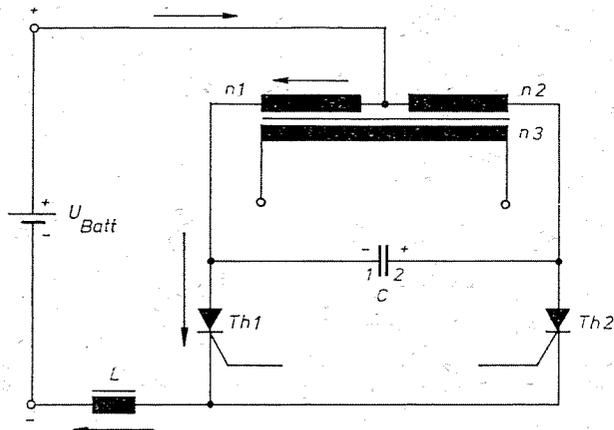
Wechselrichter sind Geräte, die Gleichstrom zu Wechselstrom umformen. Für kleine Leistungen werden dazu Transistorschaltungen verwendet; bei großen Leistungen Thyristoren. Dabei zerhacken zwei Thyristoren periodisch den Gleichstrom; Abb. 238 zeigt das Prinzip.

Der durch einen aus der Steuerschaltung stammenden Zündimpuls leitend gesteuerte Thyristor Th_1 erzeugt in einer Wicklungshälfte der Primärwicklung die eine Halbwelle der Ausgangswechselspannung (Stromweg \longrightarrow). Für die zweite Halbwelle ist durch einen entsprechenden Impuls aus der Steuerschaltung Th_2 leitend; es ergibt sich ein Strom in der anderen Halbwicklung der Primärwicklung (\longleftarrow).



Die beiden Thyristoren werden also abwechselnd durch Steuerimpulse gezündet, die in der Steuerschaltung erzeugt werden. Die Thyristoren müssen aber auch wieder abwechselnd gesperrt werden, weil immer nur einer leiten darf; das Sperren geschieht durch einen Kondensator (Abb. 239).

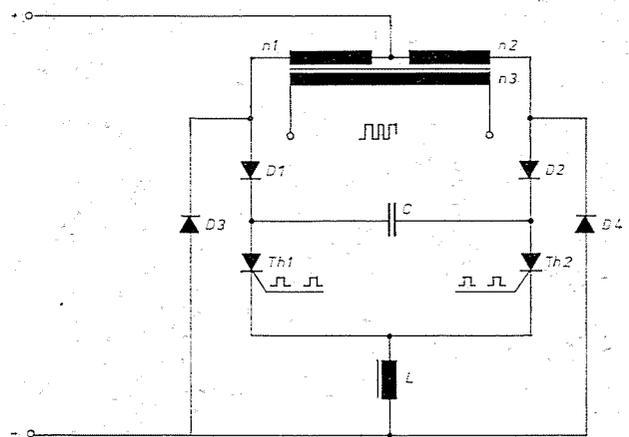
Stromumkehrung beim Wechselrichter



(Abb. 239)

Wird der Thyristor Th1 gezündet, dann lädt sich der Kondensator — so wie in Abb. 239 gezeichnet — auf. Wenn der Thyristor Th2 gezündet wird, sind für einen Moment beide Thyristoren unter Strom. Dann entlädt sich der Kondensator über Th2. Dabei erhält die Anode des Th1 negatives und die Katode positives Potential. Die Spannung am Th1 bricht dadurch zusammen und der Th1 wird hochohmig. Der Strom fließt dann über n2 durch den Th2. Der Kondensator ist jetzt so geladen, daß Seite 1 positiv und Seite 2 negativ ist. Wird nun Th1 wieder gezündet, so hat der C eine Ladung, die der Batteriespannung entspricht, und erhält jetzt auch noch die Batteriespannung über n1. Beide Spannungen addieren sich, so daß der C jetzt auf $2 \times U_{\text{Batt}}$ geladen ist. Für den Th1 stimmt die Polarität des C, er entlädt sich deshalb über ihn. Dabei erhält Th2 Gegenspannung und wird gesperrt. So fließt der Strom abwechselnd über n1 und n2, wodurch in der Wicklung n3 des Trafos ein Wechselstrom entsteht. Der C wird immer auf $2 \times U_{\text{Batt}}$ geladen und entlädt sich immer über den zuletzt gezündeten Thyristor. Der andere wird dann durch Gegenspannung gesperrt. Damit sich der Kondensator nicht vorzeitig über die Wicklungen n1 und n2 entladen kann, werden zusätzlich in die Schaltung die Dioden D1 und D2 eingebaut; sie sperren den Weg zu n1 und n2 (Abb. 240).

Wechselrichterschaltung mit Hilisdioden



(Abb. 240)

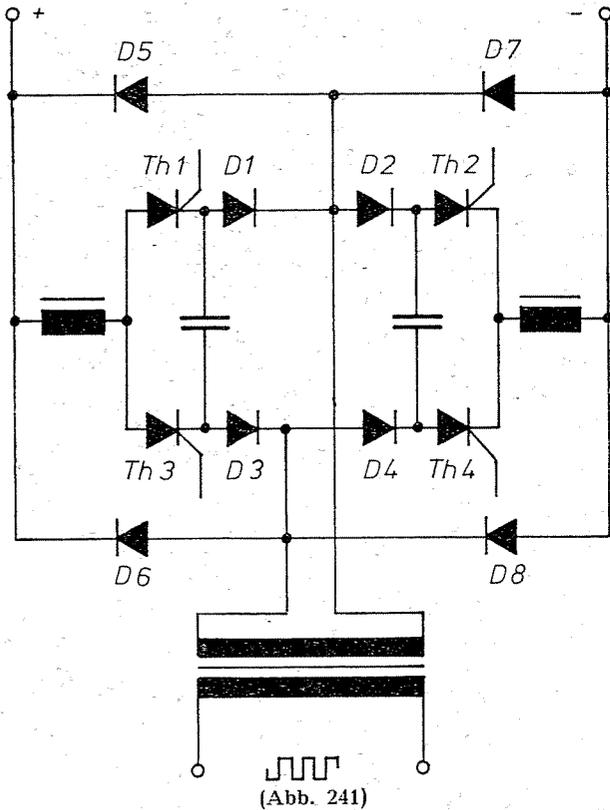
Während des Umschaltens von einem Thyristor zum anderen sind kurzzeitig beide Thyristoren unter Strom. Das führt zu einer starken Stromerhöhung, die durch die Drossel L abgefangen wird. Die Dioden D3 und D4 wurden aus Belastungsgründen eingefügt. Ist die Last induktiv, z.B. ein Motor, so eilt der Strom der Spannung in Wicklung n3 nach. Das ist aber nicht nur in n3 der Fall, sondern auch in n1 und n2. Der Blindstrom will also über den jeweils gerade abgeschalteten Thyristor weiterfließen. Dieser Blindstrom entsteht durch die Energie der Induktivität im Stromkreis der Spule n3, also im Lastkreis. Im Gleichstromkreis will er zur Stromquelle zurückfließen. Weil das nach dem Sperren des entsprechenden Thyristors nicht möglich ist, wird ein Nebenschluß über die Dioden D3 und D4 geschaffen, damit eine störende Beeinflussung des Wechselrichterbetriebes vermieden wird. D3 und D4 werden wegen dieser Aufgabe auch „Blindstromdioden“ genannt. Sie sind antiparallel zu den Thyristoren geschaltet und wirken entsprechend auch bei kapazitiver Last. Die Steuerschaltung kann aus einer astabilen Kippstufe bestehen, deren Schaltfrequenz der Frequenz des geforderten Wechselstroms entsprechen muß.

Für große Leistungen werden **Wechselrichter mit Brückenschaltung** eingesetzt; Abb. 241 zeigt eine solche Schaltung.

Bei dieser Brückenschaltung sind immer gleichzeitig zwei Thyristoren durchgesteuert, und zwar Th1 mit Th4 oder Th2 mit Th3. Die Arbeitsweise der Schaltung entspricht innerhalb der beiden Brückenzweige der vorher behandelten Schaltung. Die Dioden D1, D2, D3 und D4 verhindern wieder die Entladung der Umschalt-Kondensatoren; D5, D6, D7 und D8 dienen auch hier als Blindstromdioden.

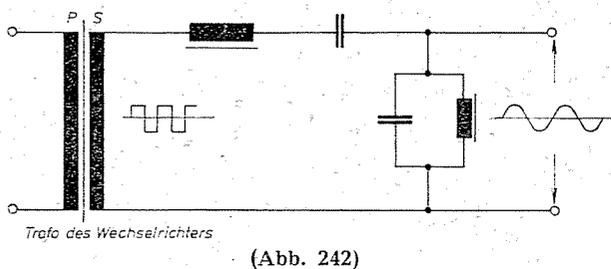
Die hier beschriebenen Wechselrichter liefern Rechteckspannungen. Für viele Zwecke ist jedoch die Rechteckspannung unbrauchbar, weil sie viele Oberwellen mit zum Teil hohen Frequenzen enthält. Benötigt man sinusförmige

Wechselrichter mit Brückenschaltung

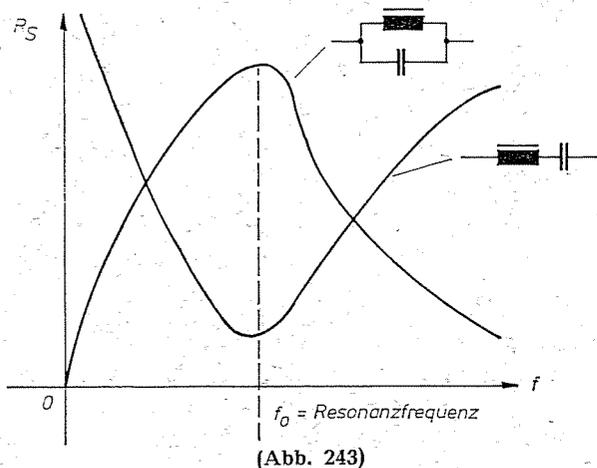


gen Wechselstrom, so wird die Grundfrequenz mit Serien- und Parallelschwingkreis herausgefiltert (Abb. 242). Die Resonanzfrequenz der Schwingkreise muß der geforderten Frequenz des Wechselstroms entsprechen.

Filterschaltung mit Parallel- und Serienschwingkreis



Scheinwiderstandskurve des Parallel- und Serienschwingkreises

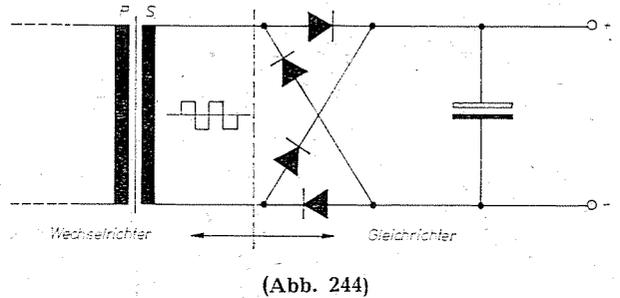


Die Scheinwiderstandskurven dieser Schwingkreise sind in Abb. 243 dargestellt.

Der Scheinwiderstand des Serienschwingkreises ist bei der Resonanzfrequenz am kleinsten. Er läßt deshalb den Wechselstrom mit der Resonanzfrequenz fast verlustlos durch und bildet einen hohen Widerstand für niedrigere und höhere Frequenzen, besonders aber für Vielfache der Grundschwingung, die es hier zu unterdrücken gilt. Der Parallelschwingkreis hat außerhalb der Resonanzfrequenz einen geringen Widerstand und schließt deshalb Frequenzen oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz annähernd kurz. An den Ausgangsklemmen dieser Schaltung kann ein Wechselstrom abgegriffen werden, dessen Oberwellen so schwach sind, daß sie nicht mehr stören.

Gleichstromwandler großer Leistung werden auch mit solchen Wechselrichterschaltungen gebaut. Die rechteckförmige Spannung des Wechselrichters wird auf die gewünschte Höhe transformiert (im Trafo des Wechselrichters) und dann gleichgerichtet (Abb. 244).

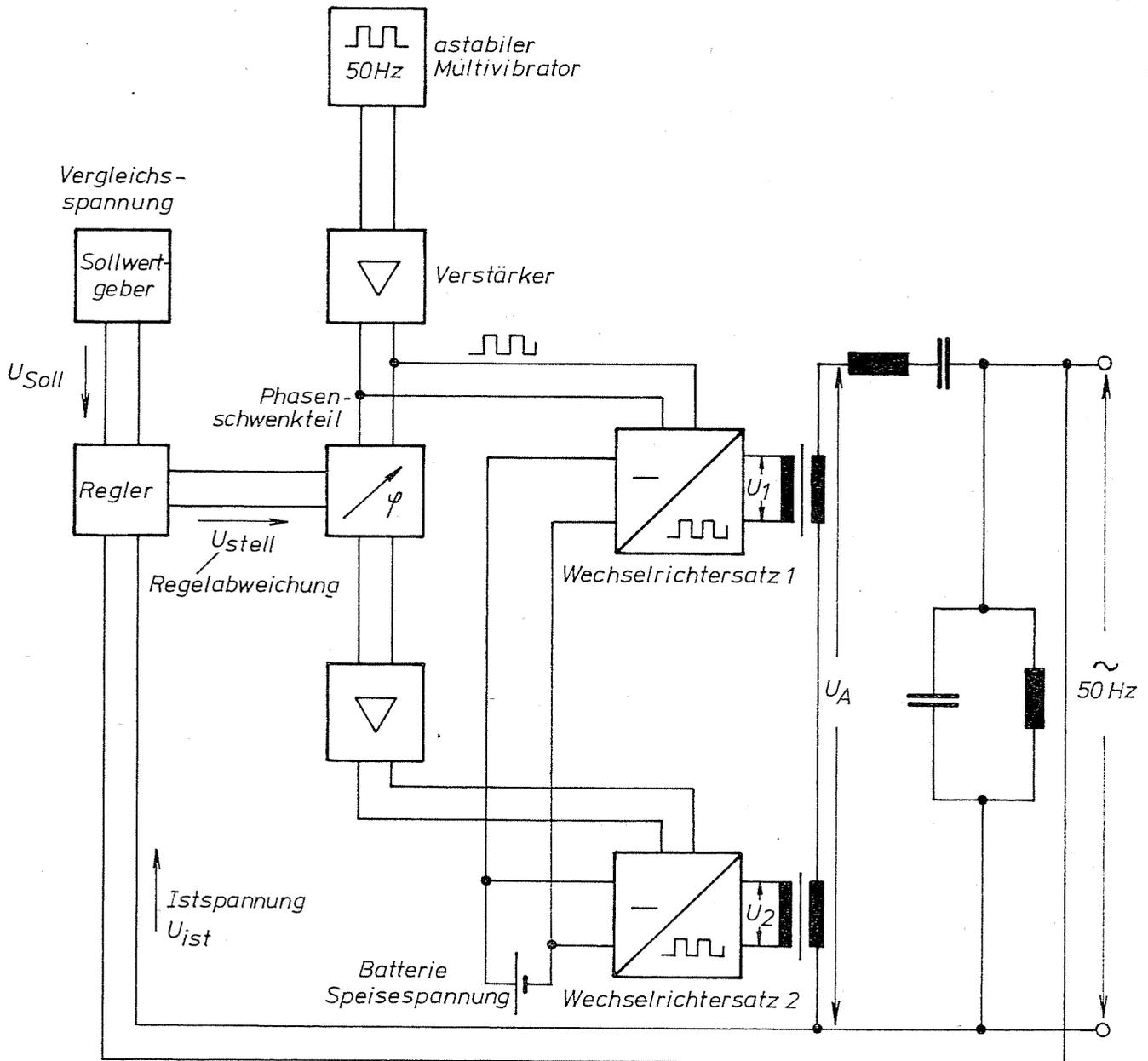
Gleichspannungswandler großer Leistung



Als Notstromversorgung bei Netzausfall werden Wechselrichter großer Leistung gebraucht, die aus Akkumulatoren gespeist werden und Wechselstromverbraucher mit Strom versorgen. Die Spannung der Akkumulatoren sinkt während des Netzausfalls, und auch die Last kann schwanken. Um die Verbraucher trotzdem mit konstanter Wechselspannung versorgen zu können, sind diese Wechselrichter mit einer Regeleinrichtung versehen. Die geforderte Ausgangsspannung wird an einem Sollwertgeber als Vergleichsspannung eingestellt. Die Regelung des Wechselrichters hält durch Phasenverschiebung der Wechselrichterspannungen die Ausgangsspannung auf dem eingestellten Sollwert. Die Ausgangsspannung muß bei solchen Einrichtungen meistens sinusförmig sein; eine solche Wechselrichteranlage wird hier anhand eines Blockschaltbildes (Abb. 245) erklärt.

Der astabile Multivibrator liefert als Taktgeber eine rechteckförmige Steuerwechselspannung von 50 Hz, die verstärkt dem Wechselrichtersatz 1 und dem Phasenschieber zugeführt wird. Über den Phasenschieber gelangt diese Steuerwechselspannung nochmals verstärkt zum Wechselrichtersatz 2. Beide Wechselrichtersätze erzeugen Rechteckspannungen, die durch den Phasenschieber zeitlich gegeneinander verschoben werden können. Die Ausgangsspannung U_A ist das arithmetische Mittel der beiden Spannungen U_1 und U_2 . Der Sollwert der Ausgangsspannung wird am Sollwertgeber eingestellt.

Große geregelte Wechselrichteranlage

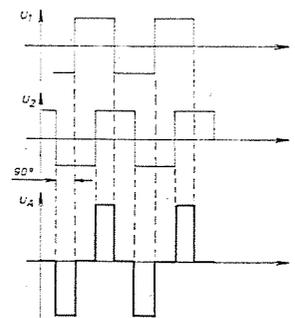
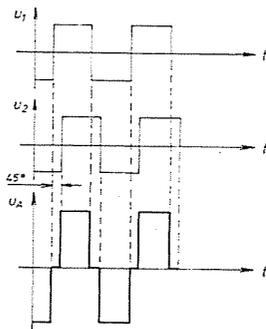


(Abb. 245)

Der Regler vergleicht die Sollspannung U_{soll} mit der Istspannung U_{ist} und beeinflusst dementspre-

chend den Phasenschieber. Die Ausgangsspannung U_A bei verschiedenen Phasenwinkeln der Teilspannungen U_1 und U_2 zeigt Abb. 246.

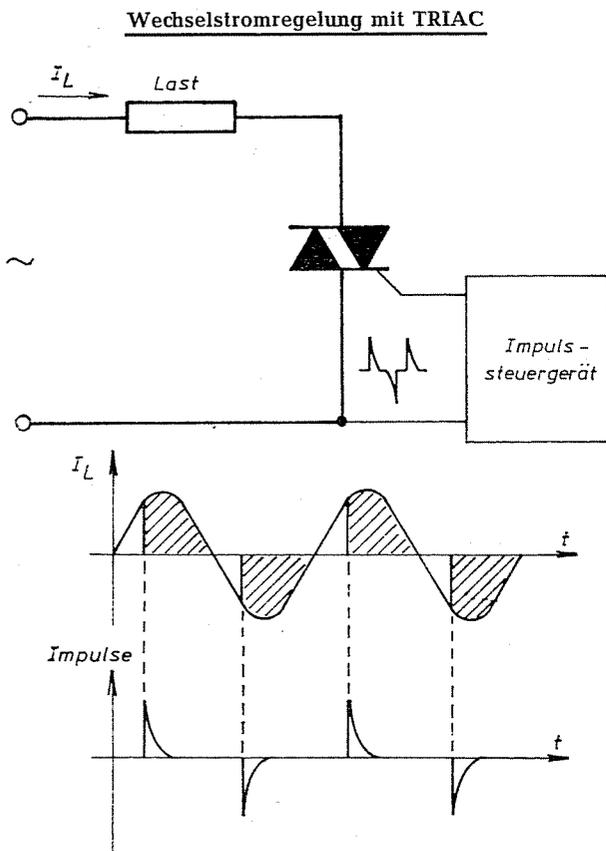
U_A in Abhängigkeit von U_1 und U_2



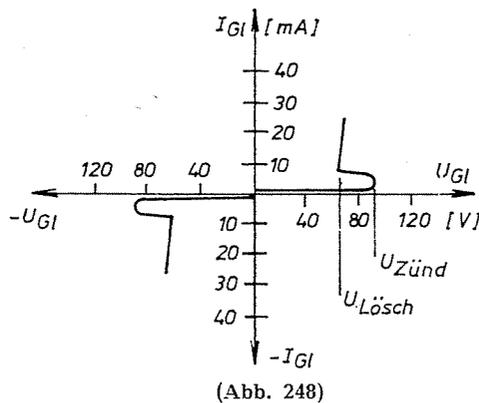
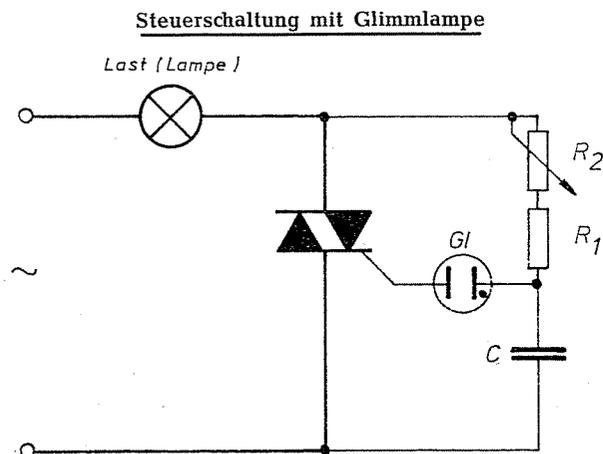
(Abb. 246)

10.3. TRIAC im Wechselstromkreis

Wechselstrom wird fast verlustlos mit dem TRIAC geregelt; er kann in beiden Stromrichtungen durch Steuerimpulse durchlässig gemacht werden. Abb. 247 zeigt das Prinzip der Wechselstromregelung.



Der TRIAC ermöglicht den Phasenanschnitt beider Halbwellen des Wechselstroms; er benötigt dazu Steuerimpulse mit wechselnder Polarität. Solche Steuerimpulse sind leicht herstellbar. Die zur Eingangswchselspannung phasenverschobene Steuerwechselspannung braucht nur in



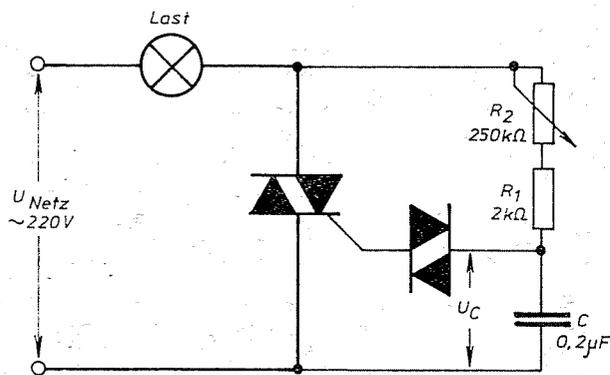
Steuerimpulse umgeformt zu werden. Das macht eine Glimmlampe oder ein eigens dafür entwickeltes Bauteil, der DIAC. Eine Steuerschaltung mit Glimmlampe ist in Abb. 248 dargestellt.

Der Kondensator C lädt sich über die beiden Widerstände R_1 und R_2 , bis die Zündspannung $U_{zünd}$ der Glimmlampe erreicht ist. Beim Zünden wird die Glimmlampe plötzlich niederohmig und der Kondensator entlädt sich über die Steuerelektrode des TRIAC. Der Entladestromstoß muß so groß sein, daß er als Zündstrom für den TRIAC ausreicht; dann steuert der TRIAC durch. Unterschreitet die Spannung an der Glimmlampe den Wert der Löschspannung $U_{Lösch}$, erlischt die Glimmlampe und wird dadurch wieder hochohmig. Durch die andere Halbwelle der Steuerwechselspannung wird der Kondensator erneut mit umgekehrtem Potential aufgeladen, so daß die Glimmlampe in entgegengesetzter Stromrichtung wieder zündet. Aber auch der TRIAC wird beim Nulldurchgang der Eingangswchselspannung plötzlich wieder hochohmig und muß während der nächsten Halbwelle wieder durchgesteuert werden. Je größer der Widerstand $R_1 + R_2$ ist, desto langsamer lädt sich der Kondensator und desto später wird die Zündspannung der Glimmlampe erreicht. Mit dem Regelwiderstand kann deshalb der An schnittwinkel α bestimmt werden. Der R_1 schützt die Steuerelektrode des TRIAC, damit sie bei ausgeschaltetem R_2 und gezündeter Glimmlampe nicht die volle Netzspannung und damit einen zu hohen Strom erhält. Die Glimmlampe hat aber den Nachteil, daß sie erst bei Spannungen zündet, die höher als 60 V sind. Dadurch kann nie der An schnittwinkel $\alpha = 0^\circ$ erreicht und somit nie die volle Sinuswechselspannung nutzbar gemacht werden. Die Halbwellen sind immer zu einem beträchtlichen Teil angeschnitten. Ein weiterer Nachteil der Glimmlampe besteht darin, daß sie schon bei Spannungen von etwa 60 V verlöscht und damit wieder hochohmig wird. Während der Restzeit der gerade

wirksamen Halbwelle kann also der Kondensator eine Ladung annehmen. Der Kondensator ist damit beim Nulldurchgang der Steuerspannung bereits geladen, was für die nachfolgende Halbwelle zu Anschnittwinkelschwingungen führt.

Bessere Steuerwirkung hat ein DIAC. Er zündet bereits bei etwa 32 V und die Haltespannung beträgt etwa 1 V, so daß C beim Nulldurchgang entladen ist. Auch der DIAC bringt einen Anschnitt der Halbwellen, wenn $R_2 = 0$ ist. Doch dieser Anschnitt ist wesentlich kleiner als bei der Glimmlampe und stört bei den meisten Verwendungszwecken nicht. Eine Regelschaltung mit TRIAC und DIAC zeigt Abb. 249; die Arbeitsweise entspricht der Glimmlampenschaltung.

Phasenanschnittsteuerung mit TRIAC und DIAC

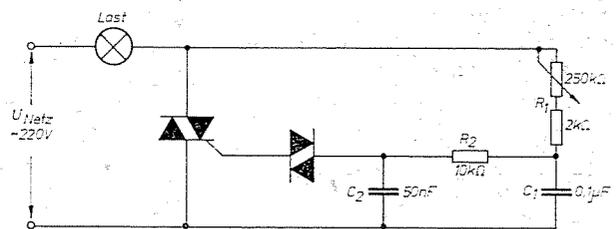


(Abb. 249)

Die Schaltung nach Abb. 249 hat folgenden Nachteil: Wird R_2 von 250 k Ω nach 0 gedreht, also so, daß die Helligkeit der Lampe zunehmen soll, so zeigt die Lampe zuerst gar kein Glühen und brennt dann plötzlich halbhell. Beim Zurückdrehen von hell nach dunkel ist das nicht der Fall, hier zeigt sich eine stetige Abdunklung, bis sie ganz erlischt. Diese Erscheinung hängt mit der Ladung des Kondensators zusammen. Wenn von dunkel nach hell gesteuert wird, zündet der Thyristor vorerst gar nicht. Die Spannung an C steigt, erreicht aber nicht die notwendige Zündspannung von etwa 32 V für den DIAC. Dadurch zündet auch der TRIAC nicht, und der Kondensator kann sich über die hochohmige Steuerstrecke nicht entladen, bis die nächste Halbwelle kommt. Diese bringt entgegengesetzte Spannung und muß erst C ganz entladen, ehe eine Ladung in umgekehrter Richtung folgt. Zwischen der Zunahme der Netzspannung und der Zunahme von U_C besteht also eine zeitliche Verschiebung. Erst wenn R_2 so weit eingedreht

ist, daß C nach dem Beseitigen seiner Restladung in der gleichen Halbwelle auf die Zündspannung aufgeladen wird, dann leuchtet plötzlich die Lampe halbhell auf. Von nun an zündet der DIAC und damit der TRIAC bei weiterem Zurückdrehen von R_2 bei jeder Halbwelle, so daß C immer entladen werden kann. Die Helligkeit der Lampe läßt sich jetzt stetig vergrößern. Beim Zurückdrehen der Helligkeit tritt diese Erscheinung nicht auf, solange DIAC und TRIAC zünden. Diese zünden erst dann nicht mehr, wenn der Lampenstrom keine Leuchtwirkung mehr hervorruft. Diese Hysteresis vermeidet die Schaltung der Abb. 250 fast ganz.

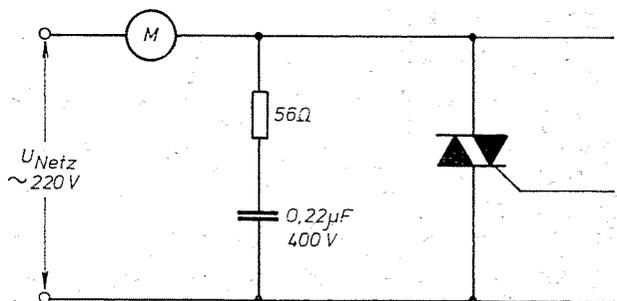
Brauchbare Regelschaltung mit TRIAC und DIAC



(Abb. 250)

Durch Einfügen eines weiteren RC-Gliedes $R_2 - C_2$ tritt die vorher beschriebene Hysteresis-Erscheinung nicht mehr auf. Bei induktiver Last, z.B. bei Drehzahlregelung eines Motors, tritt dann, wenn der TRIAC jeweils abschaltet, durch die Selbstinduktion des Motors am hochohmigen TRIAC eine Induktionsspannung auf, die so hoch sein kann, daß der TRIAC ohne Steuerimpuls zündet. Um solche „Fehlzündungen“ zu vermeiden, wird dem TRIAC ein RC-Glied als Induktionsspannungsschutz vorgeschaltet, der diese Spannungsspitzen abfängt (Abb. 251).

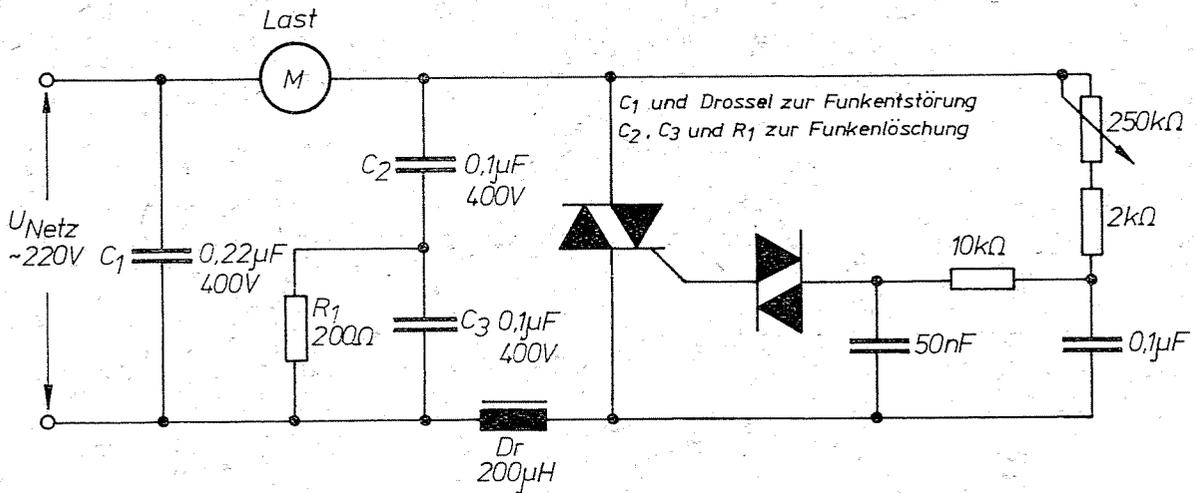
Induktionsspannungsschutz für TRIAC



(Abb. 251)

Funkentstörung ist bei allen Anschnittsteuerungen notwendig. Der plötzliche Stromanstieg beim Anschnitt bringt Oberwellen, deren Frequenzen bis in den Rundfunkbereich reichen und deshalb stören. Eine funkentstörte Schaltung zur Drehzahlregelung zeigt Abb. 252.

Funkentstörte Regelschaltung für einen Motor



(Abb. 252)

Auch Wechselrichterschaltungen müssen so gebaut sein, daß sie keine streuenden Hochfrequenzströme erzeugen. Sie werden deshalb meist in abschirmenden Blechgehäusen untergebracht; die Gleichstromleitungen sind mit Durchführungskondensatoren abgeblockt.

11. Fotoelektronische Bauelemente

Fotoelektronische Bauelemente sind lichtempfindliche Halbleiterbauteile oder Elektronenröhren. Ihr Anwendungsgebiet wird immer umfangreicher; es reicht vom Kinderspielzeug über Fotoapparate, Zähl- und Alarmanlagen, Sortier- und Steuereinrichtungen bis zur Energieversorgung bei Meßsonden und Satelliten. Dabei wird meist mit Fotohalbleitern gearbeitet und nur für spezielle Zwecke mit Vakuum- oder Gasfotozellen. Vor der Beschreibung der einzelnen Bauteile, hier noch einige Grundbegriffe.

Licht ist eine Strahlung von Energiequanten, die „**Fotonen**“ genannt werden. Diese Strahlung hat bei den verschiedenen Lichtfarben bestimmte Wellenlängen. Die Wellenlänge λ beträgt bei

- ultrarotem bis
- infrarotem Licht $750 \mu\text{m}$ bis $300 \mu\text{m}$
- sichtbarem Licht $0,75 \mu\text{m}$ bis $0,4 \mu\text{m}$
- ultraviolettem Licht $0,4 \mu\text{m}$ bis $0,02 \mu\text{m}$.

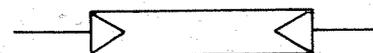
Die spektrale Empfindlichkeit der fotoelektronischen Bauteile ist verschieden und abhängig von der Art des Materials. Die **Einheit der Be-**

leuchtungsstärke E ist das Lux (Lx). Ein Lux ist die Beleuchtungsstärke auf einer Fläche von 1 m^2 , wenn auf diese ein Lichtstrom von 1 Lumen (Lm) fällt. **Lumen ist die Einheit des Lichtstroms Φ .** Eine Glühlampe z.B. mit 40 W bringt einen Lichtstrom von etwa 500 Lumen. Da die Lichtausbeute der verschiedenen Lichtquellen sehr schwankt, kann nur für ganz grobe Überschlagsrechnung angenommen werden, daß 1 W etwa 12 Lm bringt.

11.1. Anwendung von Fotowiderständen, Fotodioden und Fotoelementen

Fotowiderstände sind Halbleiterbauteile, die aus Cadmiumverbindungen hergestellt werden; Cadmiumoxid, Cadmiumselenid und Cadmiumsulfid sind die meistverwendeten Materialien. Da es homogene Bauteile sind, haben sie keine bevorzugte Stromrichtung. Ihr Widerstandswert hängt von der Helligkeit ab. Im Dunkeln sind die Fotowiderstände fast Isolatoren und haben Widerstandswerte zwischen $1 \text{ M}\Omega$ und $100 \text{ M}\Omega$; mit 1000 Lx bestrahlt haben sie $0,5 \text{ k}\Omega$ bis etwa $3 \text{ k}\Omega$. Durch die Lichtstrahlung dringen Photonen in das Halbleitermaterial ein und lösen aus dem Kristallgitter positive und negative Ladungsträger. Dadurch wird die Leitfähigkeit des Fotowiderstands verändert. Je größer die Beleuchtungsstärke ist, desto besser wird der Leitwert.

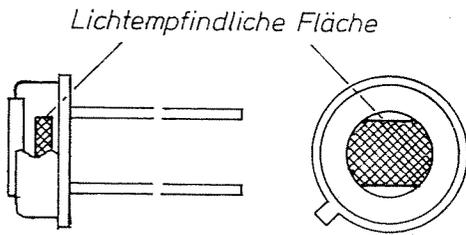
Schaltzeichen des Fotowiderstands



(Abb. 253)

Der Fotowiderstand ist ein robustes Bauteil, das bis zu einer Belastbarkeit von 1,5 W hergestellt wird. Dadurch ist es möglich, Relais direkt mit Fotowiderständen zu steuern. Fotowiderstände haben aber den Nachteil, daß sie besonders bei hoher Belastbarkeit recht träge sind. Die Grenzfrequenz liegt meist unter 1 kHz. Fotowiderstände werden mit einer lichtempfindlichen Fläche von 1 mm² bis etwa 3 cm² hergestellt; Abb. 254 zeigt einen Fotowiderstand von 100 mW Verlustleistung.

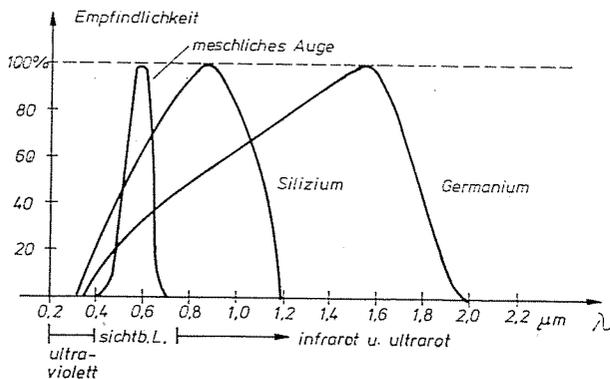
Fotowiderstand 100 mW



(Abb. 254)

Die **Fotodiode** ist ein Halbleiterbauteil mit einem PN-Übergang und deshalb stromrichtungsempfindlich wie die gewöhnliche Diode; betrieben wird sie in Sperrichtung. Wenn kein Licht auf die Fotodiode fällt, bilden die Minoritätsladungsträger einen schwachen Sperrstrom, der meist kleiner als 10 µA ist. Wird sie mit Licht bestrahlt, so brechen die in die Sperrschicht eindringenden Photonen Gitterbindungen auf, wodurch Ladungsträger freigesetzt werden; der Sperrstrom wird dadurch stärker. Bei starker Bestrahlung werden durch die Photonen so viele Ladungsträger aus dem PN-Übergang gedrückt, daß aus der Fotodiode eine schwache Stromquelle mit hohem Innenwiderstand wird. Nach Verwendung und Leistung werden sie als **Fotodiode**, **Fotoelement** oder **Solarzelle** bezeichnet. Die Lichtempfindlichkeit der Fotodioden in Ab-

Spektrale Empfindlichkeit der Fotodioden

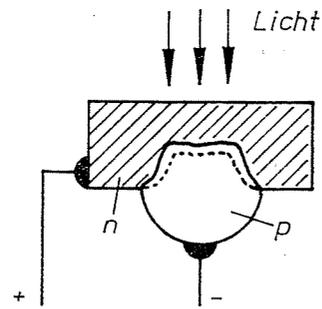


(Abb. 255)

hängigkeit von der Wellenlänge λ der Strahlung zeigt Abb. 255. Daraus ist zu erkennen, daß für infrarotes Licht Germanium-Fotodioden besonders geeignet sind. Die Siliziumbauteile entsprechen mehr dem Spektrum des menschlichen Auges.

Die **Germanium-Fotodiode** ist entweder ein Legierungsbauteil oder aus Germanium gezogen; den Aufbau einer Ge-Legierungsphotodiode zeigt Abb. 256.

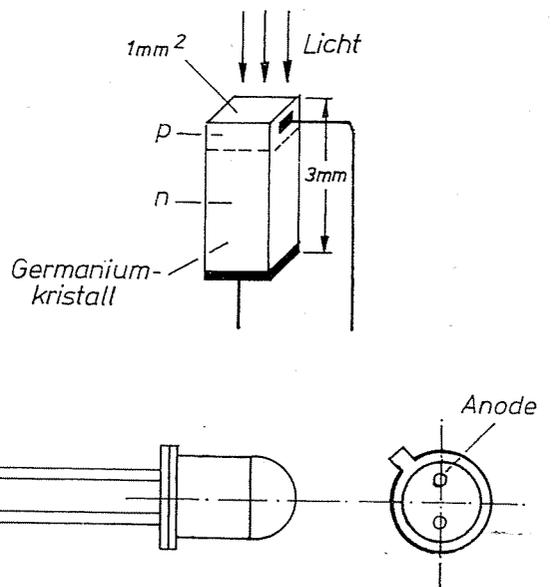
Aufbauprinzip der Fotodiode
(Legierungs - Fotodiode)



(Abb. 256)

Die gezogene Fotodiode besteht aus einem etwa 3 mm langen Germaniumkristallstäbchen, das beim Ziehen PN-Dotierung erhält. Diese Fotodioden werden in Gehäuse mit Linse montiert. Abb. 257 zeigt das Prinzip der gezogenen Ge-Fotodiode und die natürliche Größe des fertigen Bauteils.

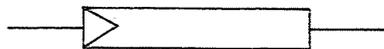
Gezogene Germanium-Fotodiode



(Abb. 257)

Einige technische Daten: Die Fotoempfindlichkeit entspricht dem abgegebenen Kurzschlußstrom je Lux; sie beträgt bei Germanium-Fotodioden etwa 100 bis 200 nA/Lx. Die maximal zulässige Sperrspannung liegt bei den verschiedenen Typen zwischen 30 und 100 V. Die maximale Strombelastbarkeit beträgt 0,5 bis 1,5 mA.

Schaltzeichen der Fotodiode

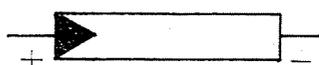


(Abb. 258)

Silizium-Fotoelemente werden in Planartechnik hergestellt. In N-leitendes Silizium wird eine P-Schicht diffundiert. Diese Schicht ist sehr dünn, damit der PN-Übergang dicht unter der Oberfläche liegt. Je dünner die P-Schicht ist, desto lichtempfindlicher ist das Fotoelement. Bei dieser Technik sind leicht Bauteile mit großen Flächen herzustellen, die auch dementsprechende Leistungen bringen; es wird mit einer Fotoempfindlichkeit von etwa 4 nA/Lx je mm² wirksamer Fläche gerechnet. Große Fotoelemente mit 200 mm² bringen also etwa 1 mA/Lx. Der Grenzwert der Sperrspannung beträgt meist nur 1 V. Der Dunkelstrom ist gewöhnlich kleiner als 1 µA/mm². Fotoelemente mit großen Flächen werden auch Solarzellen (Sonnenzellen) genannt. Sie können zu Batterien zusammengeschaltet werden und dienen als Stromquellen für Meßsonden und Satelliten. Fotodioden reagieren viel schneller als Fotowiderstände. Die Grenzfrequenz liegt bei 100 kHz; sie finden deshalb auch für Lesevorgänge bei Lochstreifen und dgl. Verwendung.

Schaltzeichen für Fotoelement und Solarzelle

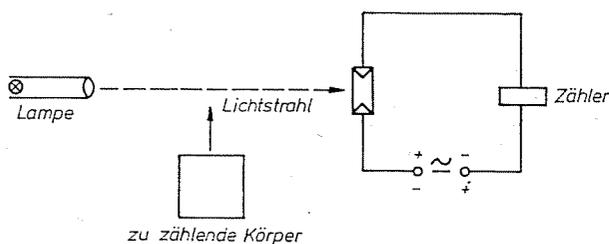
Polarität der Klemmenspannung



(Abb. 259)

Anwendungsbeispiele für Fotowiderstände und Fotodioden: Die einfachste Anwendung des Fotowiderstands ist die im Relaisstromkreis. Die direkte Steuerung eines Relais ist aber nur dann

Zähleinrichtung mit Fotowiderstand / Hellsteuerung

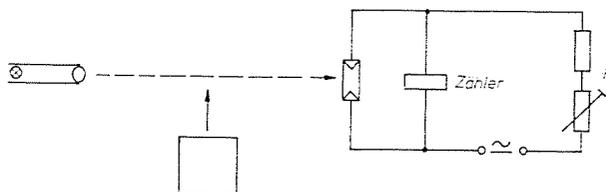


(Abb. 260)

angebracht, wenn scharf zwischen hell und dunkel unterschieden wird, d.h., wenn sich die Helligkeit rasch und kräftig ändert. Abb. 260 stellt eine Relaischaltung mit Fotowiderstand dar; diese Schaltung kann mit Gleich- und Wechselstrom gespeist werden.

Hier handelt es sich um eine sogenannte **Hellsteuerung**, weil der Zähler oder das Relais dann anzieht, wenn der Fotowiderstand beleuchtet wird. Bei der **Dunkelsteuerung** dagegen spricht der Zähler oder das Relais dann an, wenn der Lichtstrahl unterbrochen wird; Abb. 261 zeigt diese Schaltungsart.

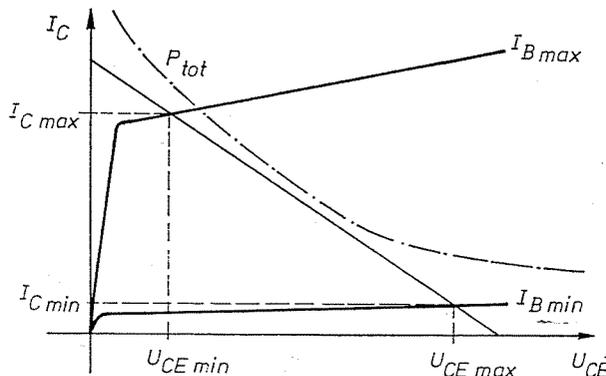
Dunkelsteuerung



(Abb. 261)

Solange der Lichtstrahl auf den Fotowiderstand trifft, ist dieser niederohmig und schließt den Zähler fast kurz. Wenn durch Unterbrechen des Lichtstrahls der Fotowiderstand hochohmig wird, reicht der Strom, der über den Zähler fließt, zum Anziehen aus. Der Widerstand R muß so bemessen und eingeregelt sein, daß bei beleuchtetem Fotowiderstand der Strom über den Zähler knapp unter dem Anzugsstrom liegt. Diese Schaltungsarten verwendet man aber selten. Meistens wird mit Transistorverstärkern gearbeitet, die durch einen Fotowiderstand gesteuert werden; es sind Verstärker in Emitterschaltung, deren Basisstrom von einem Fotowiderstand beeinflusst wird. Ob der Transistor bei unbeleuchtetem Fotowiderstand durchlässig oder gesperrt

Ausgangskennlinien eines Transistors / Aussteuerungsgrenzen

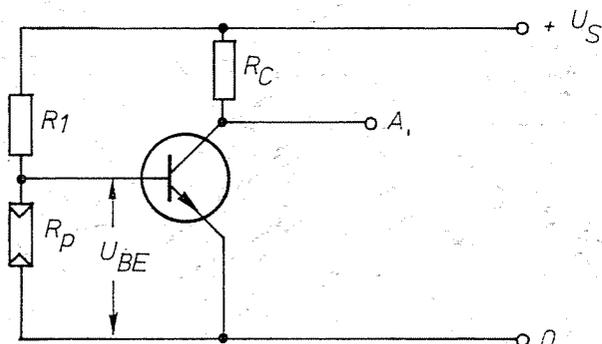


(Abb. 262)

ist, hängt von der Lage des Fotowiderstands innerhalb der Schaltung ab. Durch die Widerstandsänderung des Fotowiderstands muß der Basisstrom des Transistors so beeinflusst werden, daß die Kollektorstromänderung möglichst groß ist. Abb. 262 zeigt die Ausgangskennlinien eines Transistors mit den maximalen Aussteuerungsmöglichkeiten.

Eine Verstärkerschaltung, bei der der Fotowiderstand zwischen Emitter und Basis liegt, zeigt Abb. 263.

Verstärkerschaltung mit Fotowiderstand



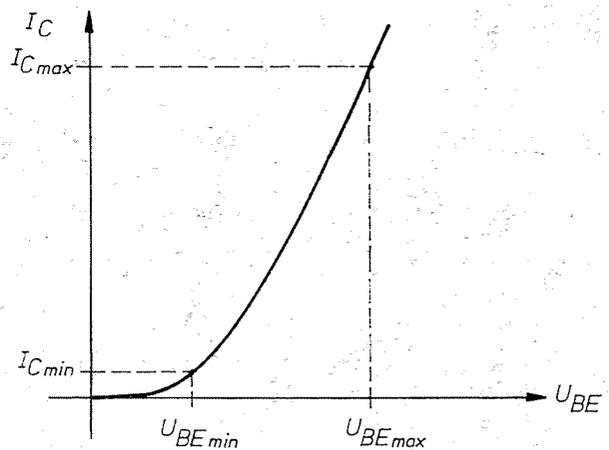
(Abb. 263)

Die Größe der Spannung U_{BE} hängt von der Helligkeit ab. U_{BE} entsteht durch die Spannungsteilung zwischen R_1 und R_p . Wird der Fotowiderstand bestrahlt, so ist er niederohmig. Dadurch ist U_{BE} klein und der Basisstrom I_B gering, etwa I_{Bmin} im Kennlinienfeld (Abb. 262). Dann ist auch der Kollektorstrom I_C klein (I_{Cmin}), d.h., der Transistor sperrt und die Ausgangsspannung U_A entspricht fast der Speisespannung U_s . Ist der Fotowiderstand nicht beleuchtet, dann ist er hochohmig. U_{BE} ist dann groß und dadurch auch I_B (I_{Bmax}). Großer I_B verursacht hohen I_C , der Transistor ist niederohmig, wodurch am Ausgang nur eine geringe Spannung herrscht. Diese Verstärkerschaltung hat demnach folgende Schaltfunktion:

- Fotowiderstand dunkel — Ausgangsspannung hoch;
- Fotowiderstand beleuchtet — Ausgangsspannung niedrig.

Die Größe des Kollektorwiderstands ergibt die Widerstandsgerade im Kennlinienfeld. Damit liegen auch die Grenzen des Basisstroms fest. Aus der Eingangskennlinie des Transistors (Abb. 264) können für I_{Cmin} und I_{Cmax} die Werte für U_{BE} ermittelt werden.

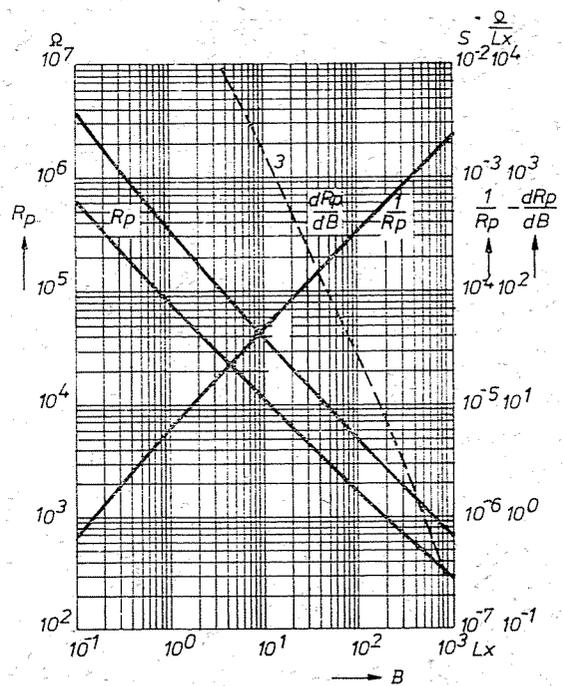
Eingangskennlinie des Transistors mit Maximalwerten



(Abb. 264)

Die Werte für R_p werden in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke E in Kennlinienform von den Herstellerfirmen für die verschiedenen Typen der Fotowiderstände angegeben; Abb. 265 zeigt solche Kennlinien.

R_p -Kennlinien von Cadmium-Sulfo-Selenid-Fotowiderständen



(Abb. 265)

Die Kennlinien 1 und 3 sind Grenzwerte, die Kennlinie 2 stellt die Mittelwerte dar.

(Siemens AG)

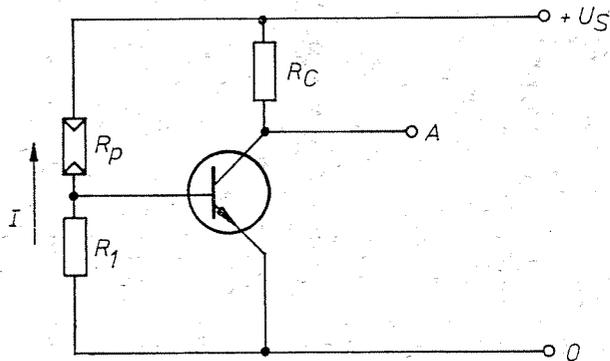
Da bei dieser Schaltung I_{Cmax} dann entsteht, wenn der Fotowiderstand dunkel ist, muß R_1 für den R_p -Dunkelwert berechnet werden. Weil aber R_p dunkel etwa $1\text{ M}\Omega$ ist, kann er für grobe Berechnungen vernachlässigt werden. R_1 errechnet sich wie folgt:

$$U_1 = U_s - U_{BE \max};$$

$$R_1 = \frac{U_1}{I_{B \max}}$$

Abb. 266 zeigt eine Schaltung, die Spannung am Ausgang bringt, wenn der Fotowiderstand nicht beleuchtet ist.

Verstärkerschaltung mit Fotowiderstand



(Abb. 266)

Ist der Fotowiderstand dunkel, also hochohmig, so fließt über R_p und damit über R_1 nur ein ganz geringer Strom I . Der Spannungsabfall U_1 an R_1 ist klein; $U_1 = U_{BE}$. Das ergibt geringen Basis- und Kollektorstrom, der Transistor ist hochohmig. Dann ist die Ausgangsspannung U_A fast so groß wie U_s . Der Transistor ist also durchlässig, wenn der Fotowiderstand beleuchtet wird. Für diesen Zustand muß R_1 berechnet werden. $I_{C \max}$, $I_{B \max}$ und $U_{BE \max}$ sowie R_c können aus den Kennlinien des Transistors entnommen werden; damit ist $U_{BE \max}$ bekannt. Der Spannungsteiler $R_1 - R_p$ muß also so bemessen sein, daß bei starker Beleuchtung $U_{BE \max}$ nicht überschritten wird. Jetzt ist der Hellwiderstand des R_p wichtig; er kann aus der Kennlinie entnommen werden und beträgt je nach Type des Fotowiderstands und Beleuchtungsstärke 200 ... 500 Ohm. Für grobe Berechnung gilt dann folgendes:

Der Spannungsabfall am Fotowiderstand beträgt

$$U_p = U_s - U_{BE \max};$$

der Maximalstrom über die beiden Widerstände R_1 und R_p ist

$$I_{\max} = \frac{U_p}{R_{p \text{ hell}}}, \text{ dann ist}$$

$$R_1 = \frac{U_{BE \max}}{I_{\max}}$$

Bei dieser Berechnung ist zugrunde gelegt, daß gegenüber I_{\max} der I_B vernachlässigbar klein ist;

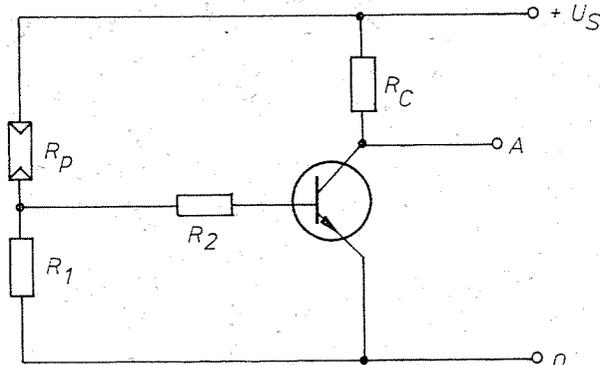
es muß allerdings überprüft werden, ob I_{\max} unter der maximalen Belastbarkeit des Fotowiderstands liegt. $P_{V \max}$ ist aus den Firmenlisten bekannt; die Leistung P am Fotowiderstand

$$P = U_p \cdot I_{\max}$$

muß kleiner sein als $P_{V \max}$.

Können kurzzeitig große Lichtstärken auftreten, die den Transistor überlasten, so wird vor die Basis ein Schutzwiderstand R_2 geschaltet (Abb. 267).

Verstärker mit Fotowiderstand und Schutzwiderstand

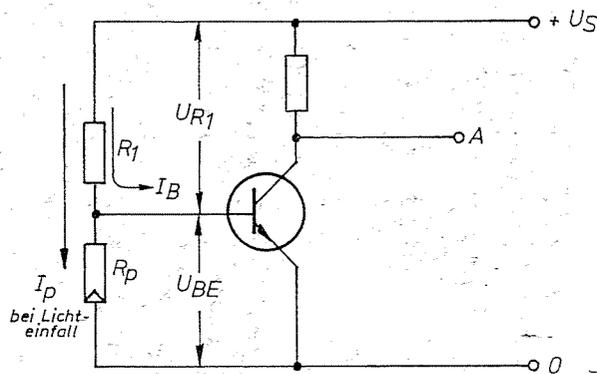


(Abb. 267)

Fotowiderstände werden hauptsächlich dort angewendet, wo es gilt, mit kleinen Lichtstärken eine Schaltfunktion zu erzielen. Der Nachteil dabei ist, daß die Fotowiderstände bei kleinen Beleuchtungsstärken recht träge sind; sie reagieren langsam bei Änderung der Beleuchtungsstärke.

Germanium-Fotodioden werden vor allem dann benutzt, wenn mit infrarotem Licht ein Schaltungsvorgang ausgelöst werden soll, da sie am empfindlichsten bei Strahlungswellenlängen um 1,5 μm sind. Außerdem werden sie dort eingesetzt, wo Fotowiderstände zu träge oder zu groß sind; Abb. 268 stellt eine Verstärkerschaltung mit Fotodiode dar.

Verstärkerschaltung mit Fotodiode

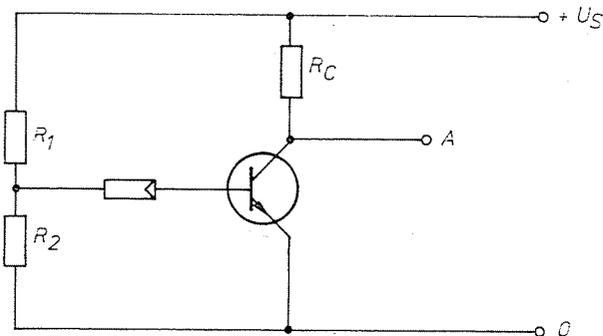


(Abb. 268)

Die Fotodiode liegt in Sperrichtung im Basisstromkreis; wird sie nicht beleuchtet, so ist sie hochohmig. Dann fließt ein Basisstrom I_B , dessen Größe nur von R_1 und der Basis-Emitter-Diode bestimmt wird. Er ist so groß, daß der Transistor durchsteuert; die Ausgangsspannung ist fast 0 V. Wird die Fotodiode beleuchtet, so steigt der Strom in Sperrichtung, der sogenannte Fotostrom I_{ph} , an. Dieser fließt über R_1 und erhöht den Spannungsabfall U_{R_1} an R_1 . Die Zunahme des Spannungsabfalls wirkt der Steuerungsspannung U_{BE} des Transistors entgegen, so daß er mit zunehmender Beleuchtung der Fotodiode mehr und mehr gesperrt wird. Daher steigt das Ausgangspotential an. Bei einer maximalen Beleuchtung wird die Transistorsteuerungsspannung unter den Wert der Schließenspannung der Basis-Emitter-Diode absinken. Dann sperrt der Transistor völlig und die Ausgangsspannung ist fast so groß wie die Speisespannung U_s . Das Verhältnis dieser wirksamen Spannungen im Basisstromkreis kann so genau eingestellt werden, daß der Transistor bei einer Beleuchtungsstärke sperrt, die eng begrenzt ist.

Die Schaltung nach Abb. 269 hat ein umgekehrtes Verhalten; der Transistor ist leitend, wenn die Fotodiode beleuchtet wird.

Verstärkerschaltung mit Fotodiode



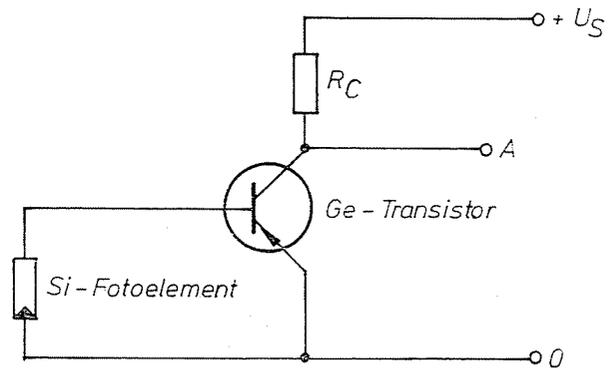
(Abb. 269)

Der Spannungsteiler $R_1 - R_2$ erzeugt eine Basisvorspannung von 0,6 bis 0,7 V. Ist die Fotodiode nicht beleuchtet, so bildet sie einen hohen Widerstand für den Basisstrom; der Transistor ist hochohmig und die Ausgangsspannung hoch. Wird die Fotodiode beleuchtet, so wird sie proportional der Beleuchtungsstärke niederohmiger und die von R_1 und R_2 abhängige Spannung verursacht einen Basisstrom, der den Transistor durchsteuert. Die Ausgangsspannung ist dann fast 0 V.

Die Anwendung der Fotobauteile aus Silizium richtet sich nach ihrer Oberflächengröße. Solche

mit kleinen Flächen werden als Fotodioden oder Fotoelemente in Verstärkerstufen verwendet, die großflächigen zur Stromversorgung als Fotoelemente oder Solarzellen. Bei der Verwendung als Fotodiode gilt dasselbe wie bei den bereits beschriebenen Germaniumbauteilen. Die Siliziumfotoelemente dagegen können Transistoren ohne Hilfsspannung durchsteuern; Abb. 270 zeigt eine Verstärkerschaltung mit Germaniumtransistor und Siliziumfotoelement.

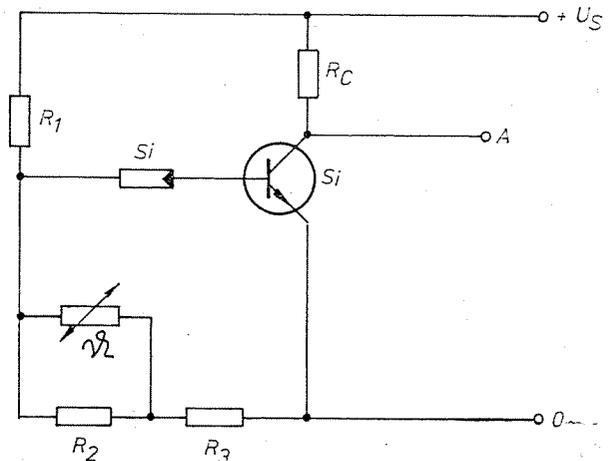
Verstärker mit Siliziumelement



(Abb. 270)

Der Germaniumtransistor braucht zum Durchsteuern eine U_{BE} von etwa 0,2 V. Da die Siliziumfotoelemente Spannungen bis zu 0,5 V liefern, wird der Transistor direkt durchgesteuert. Eine Hilfsspannung ist deshalb nicht notwendig. Für Siliziumtransistoren reicht auch die Spannung dieser Fotoelemente nicht, weil diese Transistoren eine U_{BE} von etwa 0,7 V benötigen. Hier wird dann mit Vorspannung gearbeitet; sie beträgt in diesem Fall etwa 0,4 V und wird der Beleuchtungsstärke angepaßt, bei der der Transistor durchsteuern soll.

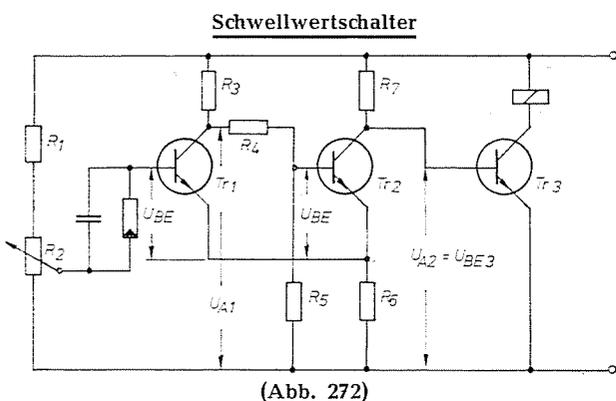
Temperaturkompensierter Verstärker mit Vorspannung



(Abb. 271)

Fotohalbleiter haben einen Temperaturgang wie alle anderen Halbleiterbauteile. Um diesen auszugleichen, erhält der Basisspannungsteiler einen Heißleiter. Abb. 271 zeigt eine Verstärkerschaltung, die mit einem Heißleiter temperaturkompensiert ist und mit Vorspannung arbeitet.

Die bisher beschriebenen Schaltungen sind hauptsächlich dann geeignet, wenn sich die Beleuchtungsstärke sprunghaft ändert. Oft werden aber auch Geräte benötigt, die bei sehr langsamer Änderung der Beleuchtungsstärke plötzlich schalten, wenn ein bestimmter Helligkeitswert erreicht ist. Die Verstärkerschaltung ist dann ein **Schwellwertschalter**; Abb. 272 zeigt eine solche Schaltung.



(Abb. 272)

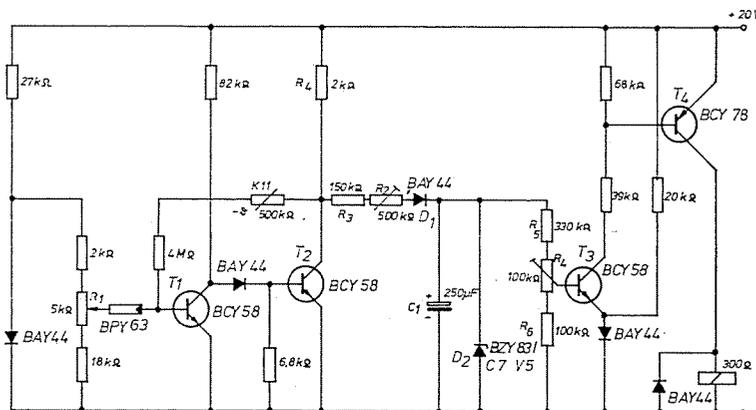
Mit R_2 wird eingestellt, bei welcher Beleuchtungsstärke das Relais ein- und ausschalten soll. Solange das Fotoelement ausreichend beleuchtet wird, erzeugt es eine Spannung, die der am R_2 abgegriffenen Spannung entgegenwirkt, so daß U_{BE1} kleiner als 0,7 V ist. Dadurch ist der Tr1 hochohmig; an seinem Ausgang liegt eine Spannung, die über den Spannungsteiler $R_4 - R_5$ den Tr2

durchsteuert, also niederohmig macht. An seinem Ausgang ist fast keine Spannung vorhanden, wodurch der Tr3 sperrt und das Relais in Ruhelage ist. Wird die Beleuchtung schwächer, so sinkt langsam die Spannung des Fotoelements; dadurch wird U_{BE1} langsam größer. Wenn jetzt der Tr1 schwach leitend wird, kommt ein Kippvorgang zustande, Tr1 wird voll leitend und sperrt den Tr2. U_{A2} wird dann so groß, daß Tr3 durchgesteuert wird und das Relais anziehen kann. Durch diesen Kippvorgang zwischen Tr1 und Tr2 erhält das Relais nicht schleichend, sondern plötzlich den Anzugstrom.

Dieser Kippvorgang geht folgendermaßen vor sich: Bei beleuchtetem Fotoelement sperrt der Tr1 und der Tr2 leitet. Die Emitterströme beider Transistoren fließen über R_6 ; I_E ist groß. Seine Größe wird hauptsächlich vom leitenden Tr2 bestimmt. Bei Rückgang der Beleuchtungsstärke werden U_{BE1} und I_{C1} größer, U_{A1} kleiner. Dadurch wird U_{BE2} kleiner, I_{C2} geringer und U_{A2} größer. Die Summe der beiden Emitterströme über R_6 wird kleiner. Der Spannungsabfall an R_6 wird kleiner, dadurch steigt U_{BE1} , Tr1 erhöht den I_{C1} , U_{A1} sinkt noch mehr, U_{BE2} wird noch kleiner, wodurch I_{C2} geringer wird und U_{A2} größer. Der hier geschilderte Vorgang geht sehr schnell vor sich. Es ist ein Kippvorgang, bei dem der Tr1 leitend wird. Er sperrt den Tr2, und die hohe U_{A2} liegt an der Basis des Tr3, so daß dieser niederohmig wird und das Relais Anzugstrom erhält. Der I_E über R_6 hat jetzt wieder seinen normalen Wert, der vom Tr1 bestimmt wird. Der umgekehrte Vorgang führt wieder zum Abfallen des Relais. Der Kondensator macht das Fotoelement träge, damit bei kurzzeitigem Lichteinfall nicht umgeschaltet wird.

Die Schaltung eines **Dämmerungsschalters** mit langen Verzögerungszeiten für Beleuchtungsanlagen von Höfen und Kfz-Abstellplätzen stellt Abb. 273 dar.

Dämmerungsschalter



(Abb. 273)
(Siemens AG)

Kurzzeitige Helligkeitsänderungen, z.B. Scheinwerferlicht vorbeifahrender Autos, Blitze und vorbeifliegende Vögel, dürfen nicht zu Schaltvorgängen führen. Deshalb ist für besonders lange Verzögerungszeiten gesorgt. Die Einschaltverzögerung beträgt 50 bis 70 Sekunden, die Ausschaltverzögerung 30 bis 60 Sekunden. Diese Schaltung besteht aus einem empfindlichen, zweistufigen Fotoverstärker (T_1 und T_2), einem Verzögerungsglied und einem Schaltverstärker (T_3 und T_4). Aus Sicherheitsgründen ist die Schaltung so aufgebaut, daß bei Tag das Relais angezogen ist und mit einem Ruhekontakt die Beleuchtungskörper ausschaltet. Bei Nacht, aber auch im Störungsfalle, wenn das Relais abfällt, wird die Beleuchtung eingeschaltet.

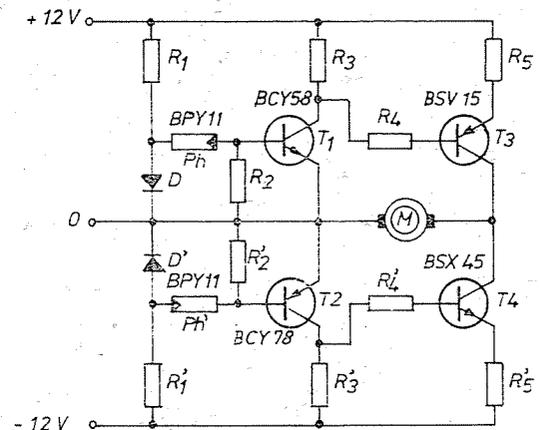
Arbeitsweise: Bei Tag erzeugt das Fotoelement eine Spannung, die gemeinsam mit der Vorspannung den Transistor T_1 durchsteuert. Die Vorspannung wird durch die Siliziumdiode BAY44 stabilisiert. Am Kollektor T_1 herrscht dann fast keine Spannung. Deshalb sperrt T_2 , er ist hochohmig und der Kondensator C_1 lädt sich über D_1 , R_2 , R_3 und R_4 bis zur Z-Spannung der Z-Diode D_2 . Mit R_4 wird die Basisvorspannung des T_3 so eingestellt, daß er leitend ist. T_3 steuert T_4 durch; das Relais ist angezogen und schaltet mit seinem Ruhekontakt die Beleuchtung aus. Bei Dämmerung wird die vom Fotoelement erzeugte Spannung immer geringer, bis schließlich nur noch die Vorspannung des Teilers R_1 wirksam ist. Sie reicht nicht zum Durchsteuern des T_1 ; er wird hochohmig, die Spannung an seinem Kollektor steigt, wodurch der T_2 leitend wird. Diesen Vorgang beschleunigt der Rückkopplungswiderstand K_{11} . Wenn T_2 leitend ist, kann sich C_1 über den Basisspannungsteiler von T_3 entladen. Sinkt an ihm die Spannung, kommt der Moment, wo T_3 nicht mehr durchgesteuert wird. T_3 sperrt T_4 und das Relais fällt ab; sein Ruhekontakt schaltet die Beleuchtungsanlage ein. Die Bauteile C_1 , R_1 , R_5 und R_6 verursachen die Einschaltverzögerung. Durch die hohen Widerstandswerte und die hohe Kapazität kommen die langen Verzögerungszeiten zustande. Bei erneutem Lichteinfall auf das Fotoelement wird T_3 wieder gesperrt. Damit kann sich C_1 wieder über R_2 , R_3 und R_4 aufladen. Die Ladezeit, die durch R_2 , R_3 und R_4 sehr groß ist, bildet die Ausschaltverzögerung der Schaltung.

Manchmal ist es notwendig, ein Gerät mit mehreren Fotobauteilen zu steuern. Abb. 274 zeigt die Schaltung; hier wird z.B. die Drehrichtung eines Gleichstrommotors von zwei Fotoelementen gesteuert.

Für Links- und Rechtslauf ist je ein Schaltverstärker mit Fotoelement vorhanden; der obere soll für Linkslauf, der untere für Rechtslauf sein, was durch die Polung des Motors bestimmt wird, bei dem es sich um einen kleinen Gleichstrommotor für 12 V handelt. Die Transistoren T_1 und T_2 erhalten eine Basisvorspannung, die nicht zum Durchsteuern reicht. Wird nun z.B. das obere Fotoelement beleuchtet, so addiert sich seine Spannung zur Vorspan-

nung. Dadurch wird T_1 durchgesteuert und das Potential 0 V liegt über ihn an der Basis des T_3 ; dieser wird niederohmig und der Motor erhält Strom zum Linkslauf. Derselbe Vorgang gilt für den unteren Verstärker zum Rechtslauf. Werden beide Fotoelemente nicht beleuchtet, so sperren beide Verstärker, und der Motor steht still. Er läuft aber auch nicht, wenn beide Fotoelemente gleichzeitig beleuchtet werden. Dann schalten beide Verstärker durch; R_5 und R'_5 bilden einen symmetrischen Spannungsteiler, so daß am rechten Motoranschluß 0 V entstehen. Der Motor erhält also keine Spannung. In Wirklichkeit fließt bei diesem Schaltzustand doch ein geringer Strom, der von den Toleranzen der Bauteile kommt; er reicht aber nicht zum Drehen aus.

Drehrichtungssteuerung eines Gleichstrommotors

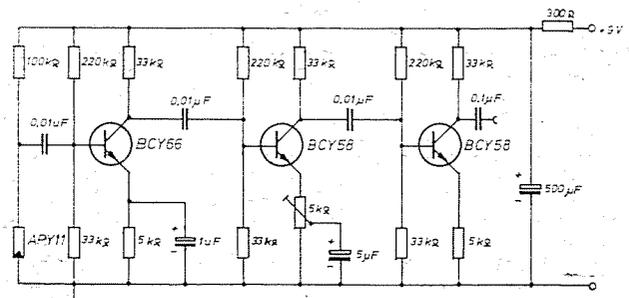


(Abb. 274)

(Siemens AG)

Bisher wurden nur Gleichstromverstärker beschrieben; sie sind verhältnismäßig unempfindlich, weil ihre Eingangsempfindlichkeit von der Größe des Sperrstroms des Eingangstransistors bestimmt wird. Wesentlich empfindlicher sind Wechselstromfotoverstärker; ihre Eingangsempfindlichkeit ist nur vom Rauschen des ersten Transistors begrenzt. Diese Verstärker können auch mit Wechsellicht betrieben werden. Damit lassen sich Lichtschranken in hellen Räumen einrichten. Abb. 275 stellt einen solchen Verstärker dar.

Wechselstrom-Fotoverstärker



(Abb. 275)

(Siemens AG)

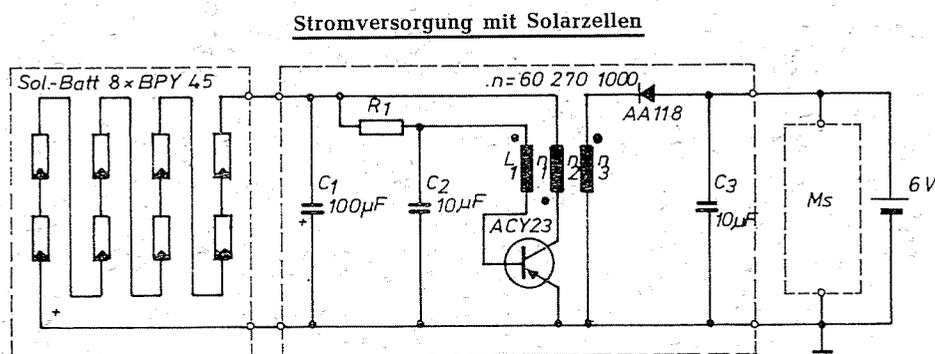
Hierbei handelt es sich um einen dreistufigen Wechselstromverstärker mit dem Fotoelement APY11 am Eingang. Bei Wechsellicht gibt er eine modulierte Gleichspannung ab, dessen Wechselspannungsanteil über den Kondensator mit $0,01 \mu\text{F}$ den Basisstrom des Transistors BCY66 beeinflusst. Die Eingangswchselspannung wird in den drei Verstärkerstufen verstärkt. Dieser Verstärker kann für eine Lichtschranke nur als Vorverstärker dienen.

Soll ein Wechselstrom-Fotoverstärker selektiv sein, also nur bei einer bestimmten Lichtfrequenz oder innerhalb eines bestimmten Frequenzbandes ansprechen, so wird er als **Resonanzverstärker** ausgeführt. Bevor wir aber die Fototransistoren behandeln, soll noch die **Energieerzeugung durch Licht** erwähnt werden. **Großflächige Fotoelemente werden zur unmittelbaren Erzeugung elektrischer Energie verwendet.** Verwandeln sie Sonnenlicht in elektrische Energie, so heißen sie **Solarzellen**. Der Verbraucher muß dabei zur maximalen Leistungsentnahme widerstandsmäßig dem Innenwiderstand der Solarzelle entsprechen. Nun ist aber der Innenwiderstand der Solarzelle von der Beleuchtungsstärke abhängig. Der Lastwiderstand muß deshalb so gewählt werden, daß sein Wert dem der Solarzelle bei der am häufigsten auftretenden Beleuchtungsstärke gleichkommt. Die Wider-

den wird. Der Sperrwandler schwingt bereits, wenn die Solarbatterie 0,8 bis 1 V abgibt. Maximal bringt sie im Leerlauf etwa 4 V, weil eine Zelle bei 10 000 Lx 0,45 V abgibt. Der Sammler hat eine Kapazität von 250 mAh. Bei mittlerer Sonneneinstrahlung schwingt der Sperrschwinger mit etwa 10 kHz. Die Arbeitsweise des Sperrschwingers wurde unter 6.3. beschrieben. Die Diode AA118 dient als Einweggleichrichter; C_1 und C_2 schließen die Wechselströme an den Eingangs- und Ausgangsklemmen kurz. Die Sterne bei den Trafowicklungen kennzeichnen die Wicklungsenden mit gleichem Potential.

11.2. Prinzip und Anwendung des Fototransistors

Der Fototransistor ist meist ein Siliziumbauteil, das wie ein Fotoelement mit Verstärkerstufe wirkt. Der PN-Übergang zwischen Emitter und Basis ist lichtempfindlich und bildet das Fotoelement; die Basis-Kollektor-Strecke bewirkt eine Stromverstärkung. Im Dunkelzustand fließt nur der Kollektor-Emitterstrom I_{CE0} ; bei Belichtung fließt ein Basisstrom I_B und dadurch ein um den Stromverstärkungsfaktor B verstärkter Kollektorstrom I_C , der hier Fotostrom I_p genannt wird. Hier einige charakteristische Werte:



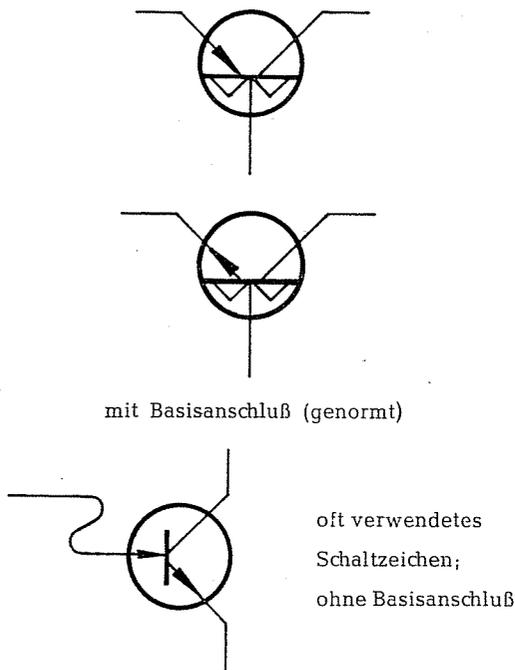
(Abb. 276)
(Siemens AG)

standswerte der Fotoelemente in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke sind aus Diagrammen zu entnehmen. Abb. 276 zeigt eine Batterie aus Solarzellen als Stromversorgung für ein Meßinstrument.

Hier handelt es sich um eine Solarbatterie mit 8 Zellen, einem Kleinladegerät und einem Akkumulatord. Damit auch schon bei schwachem Sonnenschein und bedecktem Himmel der Akku geladen wird, ist das Kleinladegerät ein Sperrwandler, der außerdem verhindert, daß bei Dunkelheit der Akku über die Solarbatterie entla-

Fotostrom I_p	etwa $3 \mu\text{A}/\text{Lx}$
Leerlaufspannung	„ 0,4 V bei 10 000 Lx
I_{CE0} leistungsabhängig	5 nA bis $10 \mu\text{A}$
U_{CE}	25 V
P_{Vmax}	50 250 mW
Kollektorkurzschlußstrom	„ 30 mA.

Schaltzeichen des Fototransistors



(Abb. 277)

Der Fototransistor wird dort angewandt, wo geringe Beleuchtungsstärken für Schaltvorgänge ausgenutzt werden müssen.

Eine besondere Gruppe der Fotoverstärker bilden die **Resonanzverstärker**, die nur auf modulierte Licht ansprechen; sie werden dann ver-

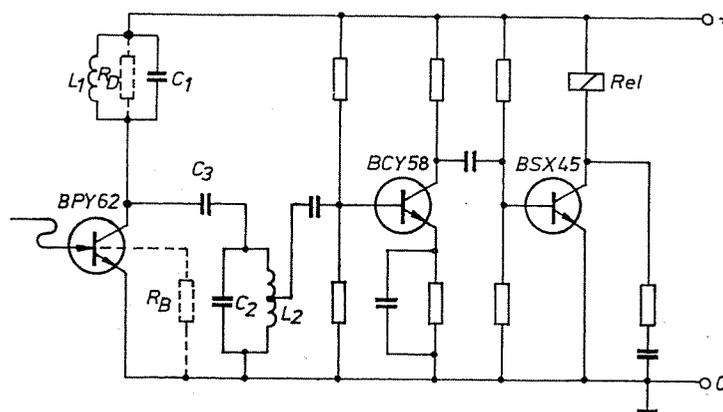
wendet, wenn der Verstärker von gleichförmigem Licht nicht beeinflusst werden darf. Solche Schaltungen können z.B. zum Öffnen des Garagentors, Einschalten der Einfahrtsbeleuchtung und dgl. eingesetzt werden. Der Resonanzverstärker hat einen Resonanzkreis (manchmal auch zwei), der auf die Frequenz der Lichtquelle abgestimmt ist; Abb. 278 zeigt einen solchen Verstärker.

Dem Fototransistor folgt ein Bandfilter, bestehend aus L_1, C_1, C_3, L_2 und C_2 , das auf die Lichtfrequenz abgestimmt ist. Der Transistor BCY58 arbeitet als Wechselstromverstärker. Die Basis des BSX45 ist so vorgespannt, daß er als Gleichrichter und Gleichstromverstärker dient. Als Fotobauteil wird ein Fototransistor verwendet, weil der Modulationsgrad des modulierten Lichtes wegen der Glühlampenfäden meistens sehr gering ist. Der Fototransistor muß deshalb so empfindlich sein, daß er auf geringste Helligkeitsschwankungen anspricht und das dabei entstehende Wechselstromsignal verstärkt.

11.3. Prinzip und Wirkungsweise des Fotothyristors

Der Fotothyristor kann entweder mit einem Steuerimpuls auf der Steuerelektrode — wie jeder gewöhnliche Thyristor — oder durch Licht einfall gezündet werden. Auch er bleibt niederohmig, wenn er gezündet ist und wird erst wieder hochohmig, wenn der Haltestrom unterschritten wird; Abb. 279 zeigt das Schaltzeichen.

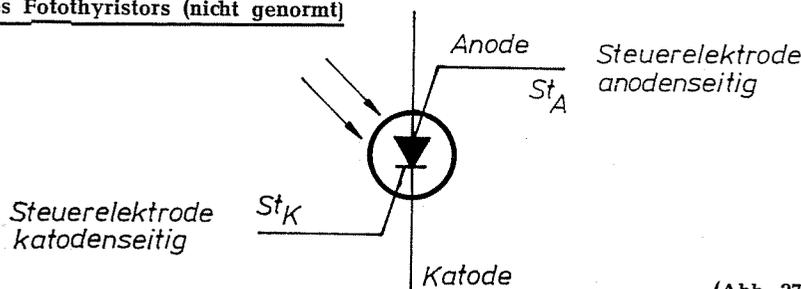
Resonanz-Fotoverstärker für modulierte Licht



(Abb. 278)

(Siemens AG)

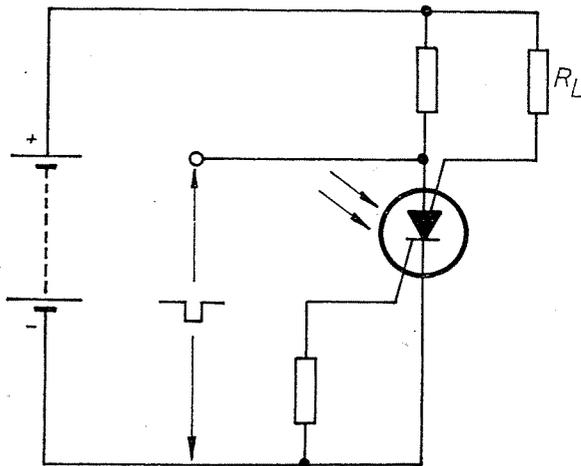
Schaltzeichen des Fotothyristors (nicht genormt)



(Abb. 279)

Die Steuerelektroden werden auch als Gate (Tor) bezeichnet und heißen dann abgekürzt G_A und G_K . Im Wechselstromkreis wird der Fotothyristor beim Nulldurchgang der Wechselspannung von selbst wieder hochohmig. Beim Einsatz im Gleichstromkreis muß entweder der Stromkreis unterbrochen oder durch einen Sperrimpuls die Haltespannung unterschritten werden; Abb. 280 stellt diese Schaltung dar.

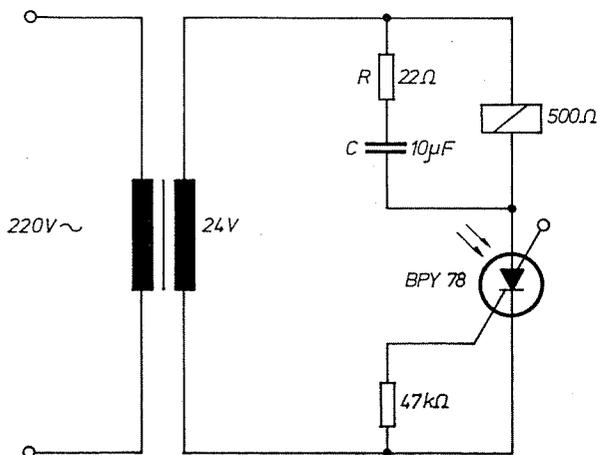
Der Fotothyristor im Gleichstromkreis



(Abb. 280)

Der Lastwiderstand wird an den Anschluß St_A gelegt, die Anode ist über einen hohen Widerstand an den positiven Pol der Stromquelle geschaltet. Wird der Thyristor durch Lichteinfall gezündet, so bricht die Spannung an ihm fast bis zur Haltespannung zusammen. Dann ist nur ein kurzer negativer Impuls geringer Leistung an der Anode notwendig, um die Anodenspannung unter die Haltespannung zu drücken, damit der

Relaissteuerung mit Fotothyristor



(Abb. 281)

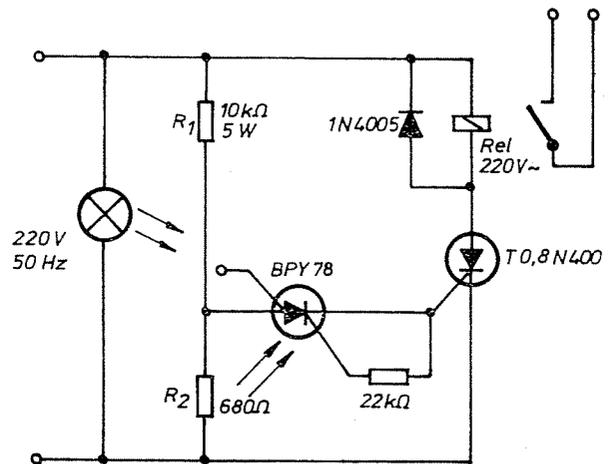
(AEG-Telefunken)

Fotothyristor wieder sperrt. Nach diesen Gesichtspunkten ergeben sich grundsätzlich zwei Betriebsarten, und zwar Speicherbetrieb im Gleichstromkreis und Gleichrichterbetrieb im Wechselstromkreis. Beim Speicherbetrieb wird der Schaltzustand nach Lichteinfall bis zum erzwungenen Auslösen beibehalten. Im Wechselstromkreis bildet der Fotothyristor einen Einweggleichrichter, der niederohmig ist, solange er beleuchtet wird. Wenn der Lichtstrahl unterbrochen wird, wird der Fotothyristor beim nächsten Nulldurchgang der Wechselspannung hochohmig. Bei Dunkelheit sperrt er den Strom in beiden Richtungen; als Anwendungsbeispiel zeigt die Abb. 281 eine Relaissteuerung.

Damit der Fotothyristor bei Störspannungsspitzen aus dem Netz nicht ungewollt zündet, ist der Steueranschluß St_K über den $47\text{ k}\Omega$ Widerstand mit der Katode verbunden. Außerdem ist von diesem Widerstand die Lichtempfindlichkeit abhängig. Mit fallendem Widerstand steigt die Lichtempfindlichkeit des Fotothyristors. C sorgt dafür, daß das Relais nicht flattert und dient gleichzeitig zur Kompensation des Blindwiderstands des Relais; R begrenzt den Ladestrom des C. Der Fotothyristor zeichnet sich dadurch aus, daß mit wenig Aufwand an Bauteilen Lichtsteuerungen verschiedenster Art realisiert werden können.

Eine einfache Lichtschranke ohne Netztrafo zeigt Abb. 282.

Lichtschranke ohne Netztrafo



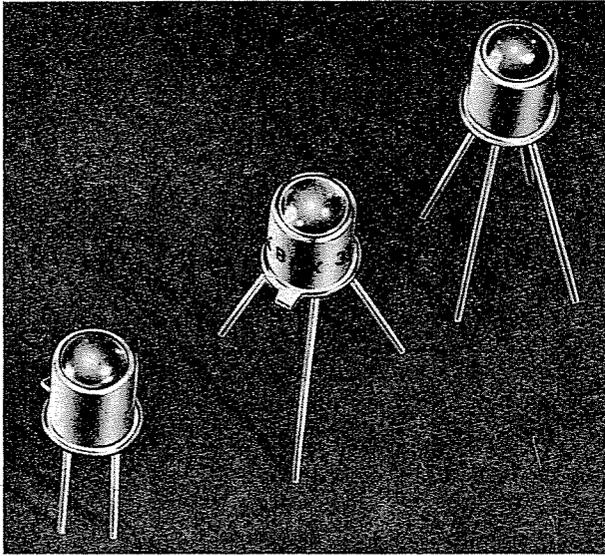
(Abb. 282)

(AEG-Telefunken)

Der Fotothyristor verträgt eine Sperrspannung von 40 V; deshalb wird die Wechselspannung mit R_1 und R_2 heruntergeteilt. Er steuert den Thyristor, der den vom Relais benötigten Anzugstrom und auch die volle Einängswechselspannung (Maximalwert) aushält. Dem Relais wurde eine Freilaufdiode parallel geschaltet.

Abb. 283 zeigt verschiedene Fotobauteile.

Fotodiode, Fototransistor und Fotothyristor



(Abb. 283)

12. Feldeffekt-Transistoren

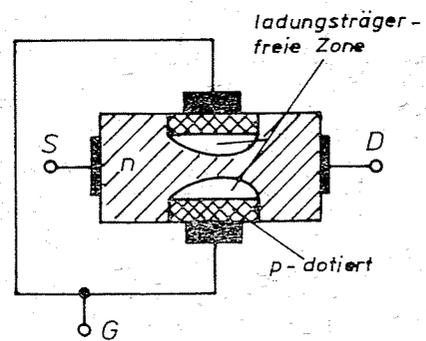
Der Transistor ist ein Bauteil, das wie die Elektronenröhre auch zum Verstärken verwendet wird. Der große Unterschied zwischen diesen beiden liegt aber in der Steuerung. Die **Elektronenröhre** kann **leistungslos gesteuert** werden. Hat das Steuergitter negative Vorspannung, und ist die Aussteuerung so, daß das Gitter nie positiv wird, so ist nur eine Spannung, also ein elektrisches Feld, zum Steuern nötig. Der Transistor dagegen muß mit dem Basis- bzw. sogar mit dem Emitterstrom gesteuert werden, er braucht demnach Steuerspannung und Steuerstrom, also eine Leistung. Bei vielen Verstärkerarten ist das ohne Bedeutung, handelt es sich aber z.B. um Verstärker für Meßgeräte, so soll der Verstärker den zu messenden Stromkreis möglichst wenig belasten. Das Röhrenvoltmeter hat diese Forderung erfüllt, hat aber den Nachteil, daß es hohe Anodenspannung und deshalb Netzanschluß braucht. Ein Transistorvoltmeter dagegen kann mit einer kleinen Batterie betrieben werden, muß aber mit einem Transistor am Eingang bestückt sein, der wie die Röhre nur mit Spannung, also leistungslos gesteuert werden kann. Diese Bedingung erfüllen die Feldeffekt-Transistoren, kurz **FET** genannt.

12.1. Arten, Wirkungsweise und Aufbau der FET

Bei bipolaren Transistoren, das sind die herkömmlichen PNP- und NPN-Transistoren, fließt

der Kollektorstrom über zwei verschiedenen gepolte PN-Übergänge, daher die Bezeichnung „bipolar“. Ganz anders ist es beim FET. Hier fließt der Strom durch eine Halbleiterschicht, einen P- oder N-Kanal. Es gibt deshalb P-Kanal-FET und N-Kanal-FET. Weiter ist nach der Herstellungsart zu unterscheiden zwischen Sperrschicht- und Isolierschicht-FET, und beim Isolierschicht-FET wiederum zwischen selbstleitenden- und selbstsperrenden Typen. Den Aufbau des Sperrschicht-FET zeigt im Prinzip Abb. 284.

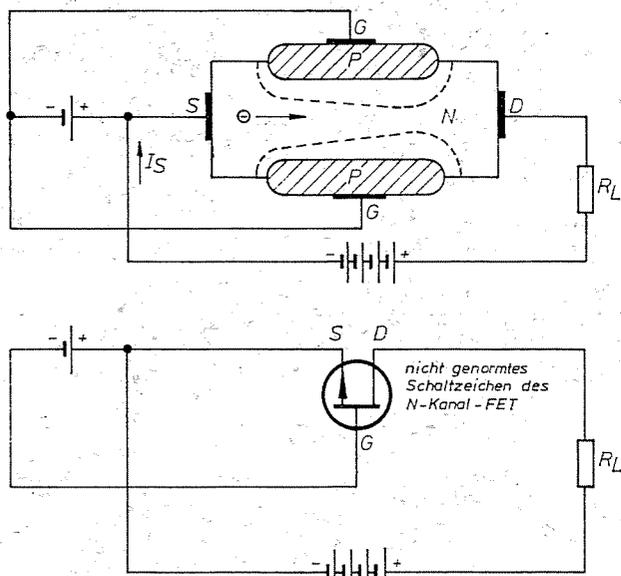
Prinzipieller Aufbau des Sperrschicht-FET



(Abb. 284)

Die FET wurden in Amerika erfunden und entwickelt, deshalb bezeichnet man die Elektroden der FET mit Source = Quelle, Drain = Abfluß und Gate = Tor. In ein N-dotiertes Germaniumplättchen werden zwei gleichgroße Indiumpillen einlegiert. Dadurch entsteht bei jeder Indiumpille ein PN-Übergang. Die Ladungsträger, in diesem Falle Elektronen, fließen vom Sourceanschluß durch den N-Kanal zum Drainanschluß. Beim FET ist also zwischen Source und Drain kein PN-Übergang, wohl aber zwischen den Gate-Teilen und dem Kanal. Werden die PN-Übergänge in Sperrichtung vorgespannt, so entstehen zwischen dem Kanal und den G-Teilen Sperrschichten. Das sind Zonen mit sehr wenig freibeweglichen Ladungsträgern, also fast Isolierschichten, in denen ein elektrisches Feld entsteht. Die Dicke der Sperrschichten und damit die elektrische Feldstärke bestimmt den „Querschnitt“ des Kanals. Hohe Sperrspannung „verengt“ den Kanal, setzt also seinen Leitwert herab, wodurch der Drainstrom sinkt. Die Stärke des elektrischen Feldes bestimmt die Leitfähigkeit des Kanals. Dieser „Feldeffekt“ gibt dem Transistor seinen Namen; Abb. 285 zeigt diesen FET im Gleichstromkreis.

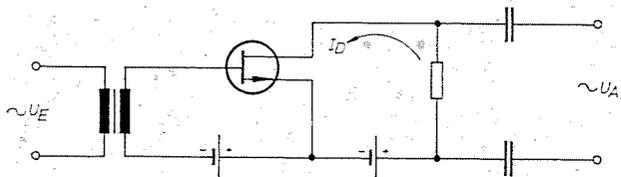
Sperrschicht-FET im Gleichstromkreis



(Abb. 285)

G wird stets gegen S in Sperrichtung vorgespannt. Der Drainstrom I_D wird deshalb immer geschwächt, die Ladungsträger im Kanal vermindert, man sagt deshalb, dieser FET arbeitet im „Verarmungsbetrieb“. Die Steuerwechselspannung muß viel kleiner sein als die Sperrspannung, damit immer noch Sperrspannung vorhanden ist und kein Gatestrom fließt. Eine Sourceschaltung (entspricht Emitterschaltung) mit FET zeigt Abb. 286.

FET in Emitterschaltung



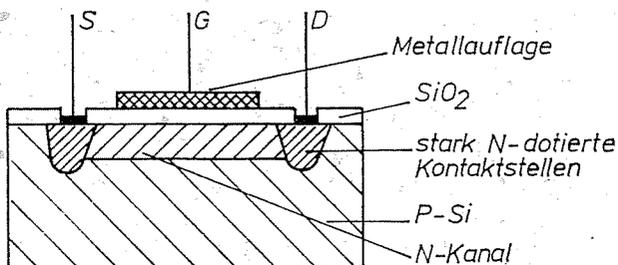
(Abb. 286)

Der FET bringt in Sourceschaltung etwa 200- bis 300fache Spannungsverstärkung. Wenn G eine positive Halbwelle erhält, sinkt die Sperrspannung, I_D steigt, wodurch am Ausgang dagegen eine negative Halbwelle entsteht. Der Eingangswiderstand des Legierungs-FET beträgt je nach Typ einige Megohm.

Eine weit größere Bedeutung hat der in Planartechnik hergestellte FET, dessen G-Elektrode vom Kanal durch eine sehr dünne Isolierschicht getrennt ist. Er heißt aufgrund seines Aufbaus „metal-oxid-semiconductor-FET“, abgekürzt MOSFET (semiconductor = Halbleiter). Davon gibt es zwei Arten, die eine ist selbstleitend wie

der Sperrschicht-FET, die andere selbstsperrend. Der selbstleitende MOSFET läßt Drainstrom fließen, wenn keine Sperrspannung anliegt (bei $U_{GS} = 0$); der selbstsperrende sperrt bei $U_{GS} = 0$; Abb. 287 stellt den Aufbau eines selbstleitenden MOSFET dar.

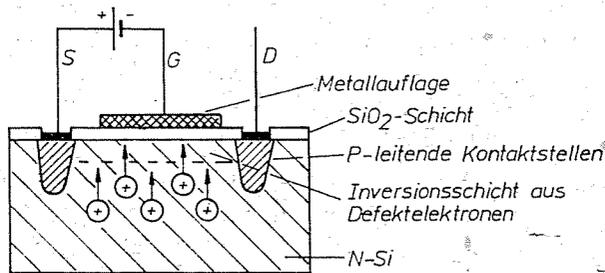
Aufbau des selbstleitenden MOSFET



(Abb. 287)

In P-leitendes Silizium werden zwei stark N-dotierte Kontaktzonen und ein normal N-dotierter Kanal eindiffundiert. Eine Siliziumoxidschicht schließt die Oberfläche so ab, daß nur die Anschlußstellen für Source und Drain freibleiben. Über dem Kanal wird auf die SiO_2 -Schicht eine Metallaufgabe aufgedampft; sie trägt den G-Anschluß und wirkt zum Kanal hin wie eine Kondensatorplatte. Der Eingangswiderstand dieses MOSFET beträgt wegen der isolierenden SiO_2 -Schicht bis zu $10^{18} \Omega$. Die G-Elektrode wirkt rein kapazitiv auf den Kanal und auf die Ladungsträger des Kanals. Erhält G negatives Potential, so werden durch das elektrische Feld die negativen Ladungsträger des Kanals unter der G-Elektrode zurückgedrängt. Dadurch wird die Leitfähigkeit des Kanals geringer; es ist also wieder Verarmungsbetrieb. Mit U_{GS} ändert sich wie beim Legierungs-FET der Drainstrom. **Ist $U_{GS} = 0$ V, so leitet der Kanal und es fließt Drainstrom; dieser MOSFET ist selbstleitend. Beim selbstsperrenden MOSFET fließt bei $U_{GS} = 0$ V kein Kollektorstrom, weil er in diesem Zustand keinen Kanal hat; den Aufbau des selbstsperrenden MOSFET zeigt Abb. 288.**

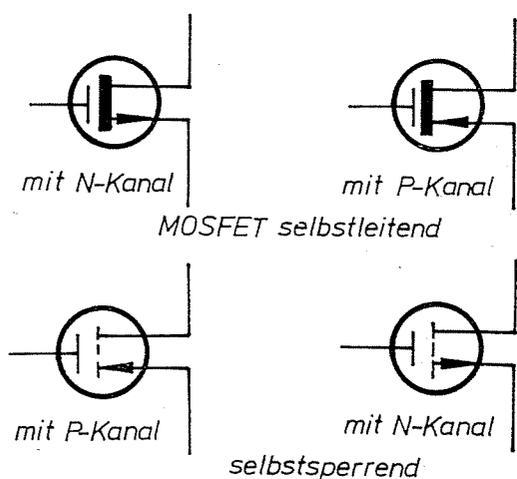
Selbstsperrender MOSFET (Anreicherungstyp)



(Abb. 288)

Erhält G negatives Potential, so werden Defekt-elektronen, die als Minoritätsladungsträger im N-Si enthalten sind, zur SiO_2 -Schicht hingezogen und bilden dort eine Inversionsschicht, die als P-Kanal dient; jetzt ist die Strecke Source-Drain leitend. Weil durch Anreicherung mit Ladungsträgern ein Kanal entsteht, wird dieser MOSFET auch **Anreicherungstyp** genannt. Wird der FET als Schalttransistor verwendet, so ist es besonders wichtig, ob er bei $U_{GS} = 0 \text{ V}$ sperrt oder leitet. Danach richtet sich dann die Verwendung und der Schaltungsaufbau. Beide MOSFET-Typen gibt es mit P- und N-Kanal.

Schaltzeichen der MOSFET



(Abb. 289)

Die MNSFET sind genauso aufgebaut, aber die Isolierschicht besteht aus Siliziumnitrid (Si_3N_4), einer Silizium-Stickstoffverbindung. Daher die Bezeichnung „metal-nitrid-semiconductor-FET“. Beim MASFET wird Aluminiumoxid (Al_2O_3) als Isolierschicht verwendet.

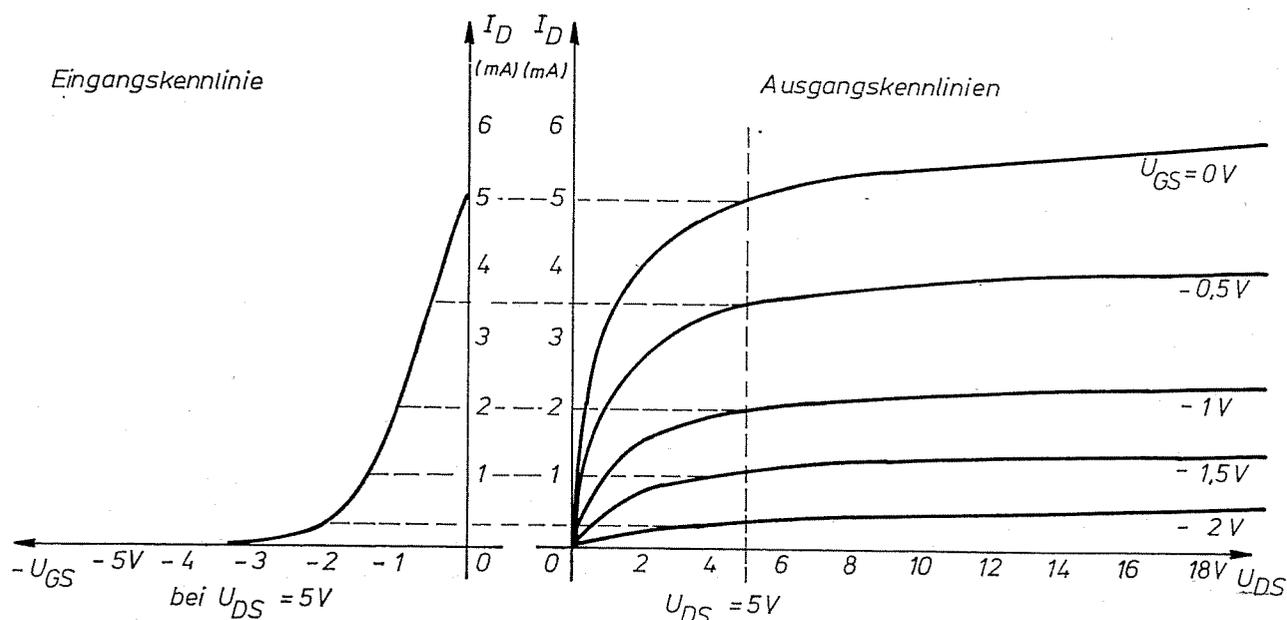
12.2. Die Kennlinien der verschiedenen FET

Die charakteristischen Eingangs- und Ausgangskennlinien des Sperrschicht-FET, selbstleitenden und selbstsperrenden MOSFET werden in Abb. 290—292 gegenübergestellt.

Die Kennlinien des Sperrschicht-FET (Abb. 290) ähneln denen der Fünfpolröhre. Deutlich ist daraus der Verarmungsbetrieb zu erkennen. Die als Drainstrom im N-Kanal fließenden Elektronen werden mit negativer werdender Gatespannung immer mehr zurückgedrängt, der Drainstrom wird schwächer. Bei $U_{GS} = 5 \text{ V}$ liegt seine Größe im nA-Bereich.

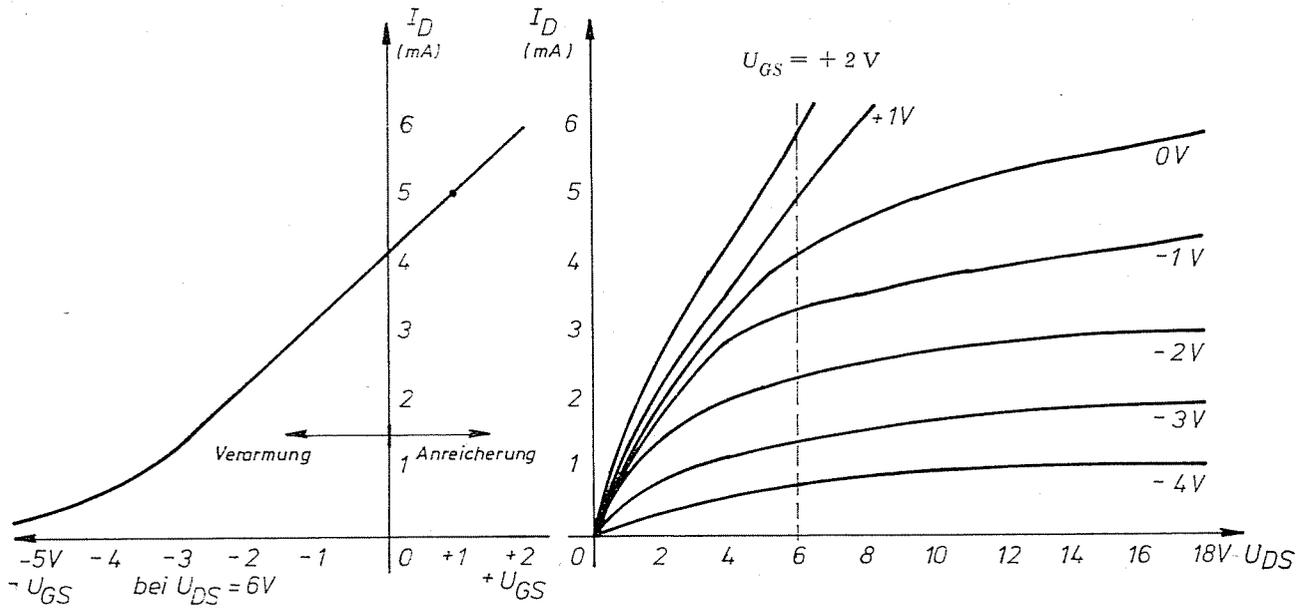
Der selbstleitende MOSFET mit N-Kanal (Abb. 291) zeigt bei negativem Potential an G (bei $-U_{GS}$) Verarmungsbetrieb wie der Legierungsfet. Bei positiver U_{GS} wird der Kanal mit Elektronen angereichert, I_D wird höher als bei $U_{GS} = 0 \text{ V}$, es herrscht Anreicherungsbetrieb. Die dazu notwendigen Elektronen werden durch das positive Potential an G aus dem P-leitenden

Kennlinien der Sperrschicht-FET mit N-Kanal



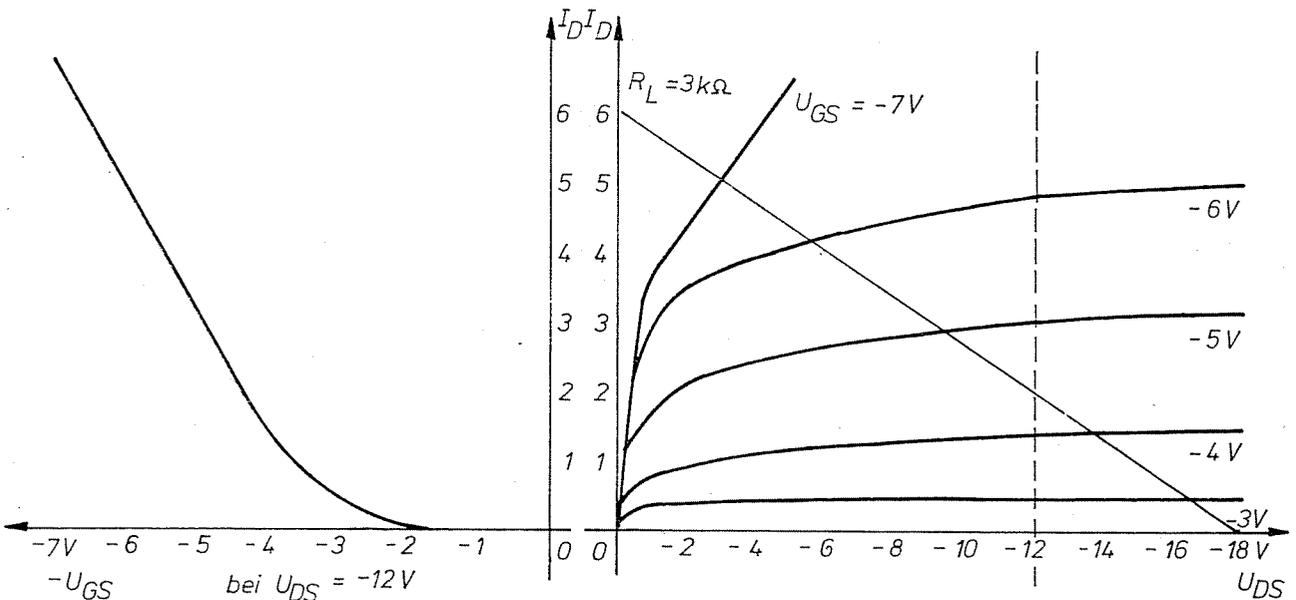
(Abb. 290)

Kennlinien der selbstleitenden MOSFET mit N-Kanal



(Abb. 291)

Kennlinien des selbstsperrenden MOSFET mit P-Kanal



(Abb. 292)

Grundmaterial gezogen, wo sie als Minoritätsladungsträger vorhanden sind. Durch die Isolierschicht zwischen der G-Elektrode und dem Kanal ist der Anstieg des I_D bei kleinen U_{DS} -Werten nicht so steil wie beim Legierungs-FET.

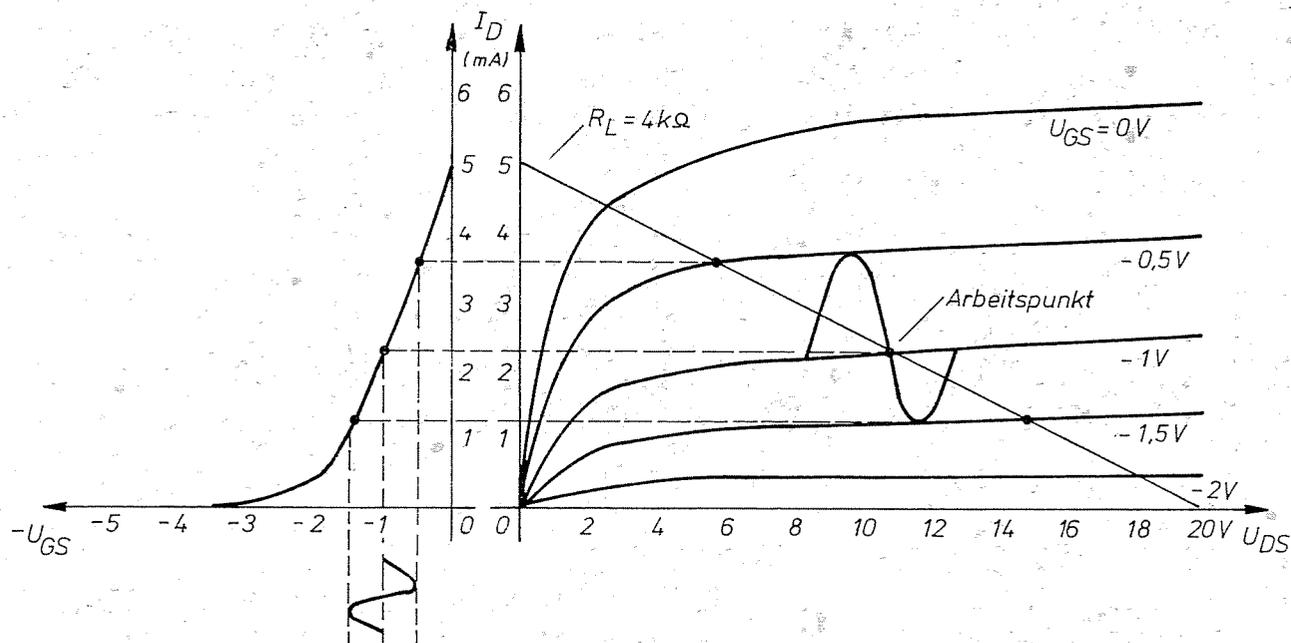
Beim selbstsperrenden MOSFET mit P-Inversionsschicht (Abb. 292) muß ein entsprechendes negatives Potential an G herrschen, damit aus dem N-leitenden Grundmaterial positive Minoritätsladungsträger gezogen werden, die unter der Isolierschicht eine P-leitende Inversionsschicht, also einen P-Kanal bilden. Aus der Ein-

gangskennlinie ist zu ersehen, daß dazu etwa -2 V notwendig sind. Dann erst beginnt ein nutzbarer Drainstrom zu fließen; es herrscht reiner Anreicherungsbetrieb.

12.3. Anwendungsbeispiele für FET

Der FET kann wie der bipolare Transistor zur Gleichstrom- und Wechselstromverstärkung benutzt werden. Beim Gleichstrombetrieb ist der Eingangswiderstand sehr hoch. Von den Herstellerfirmen werden Werte bis zu $10^{18}\ \Omega$ ange-

Aussteuerung eines Legierungs-FET



(Abb. 293)

geben, deshalb fließt bei richtig gewählter Vorspannung kein Strom im Eingangskreis. Bei Wechselstromverstärkung ist der Eingangswiderstand etwas kleiner und frequenzabhängig durch die Kapazität zwischen Gate und Source. Sie wird C_i = Input-Kapazität genannt und beträgt etwa 2–4 pF, ist sehr klein und wirkt sich deshalb erst im MHz-Bereich auf den Eingangswiderstand aus; ein Aussteuerungsbeispiel für einen Legierungs-FET zeigt Abb. 293.

Der FET zeigt keinen so scharfen Kennlinienknick wie der bipolare Transistor. Um Verzerrungen zu vermeiden, kann deshalb der FET nicht so weit angesteuert werden. Die Grenzen richten sich nach den einigermaßen geradlinigen Teilen der Ausgangskennlinien; in jedem Fall sind Gate-Vorspannungen notwendig, bei diesem Beispiel -1 V . Diese Vorspannungen, mit U_{GS} bezeichnet, werden durch Spannungsteilung oder durch Spannungsabfall an einem Wider-

stand erzeugt. Beim Legierungs-FET mit N-Kanal muß die Vorspannung so gepolt sein, daß G negativer ist als S; dieses wird durch den Source-Widerstand R_S erreicht. Der Sourcestrom I_S erzeugt an R_S einen Spannungsabfall (Abb. 294).

Wenn dieser Spannungsabfall 1 V beträgt, liegt S auf $+1\text{ V}$, dadurch ist G über den hochohmigen Widerstand R_G um 1 V negativer als S. Nach dem Beispiel der Abb. 293 errechnet sich R_S für den gewählten Arbeitspunkt mit

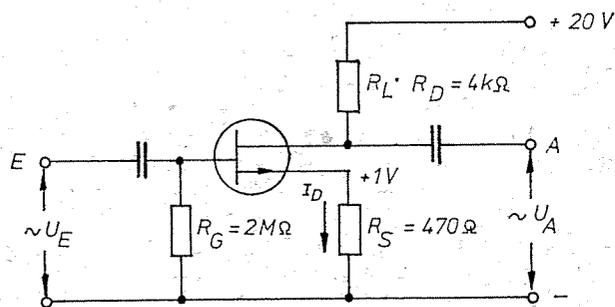
$$R_S = \frac{U_{GS}}{I_{D \text{ Arb}}} = \frac{1\text{ V}}{2,3\text{ mA}} = 0,435\text{ k}\Omega = 435\ \Omega \text{ gewählt } 470\ \Omega$$

R_G dagegen kann sehr hochohmig sein, z.B. $2\text{ M}\Omega$. Weil kein Strom über ihn fließt, bringt er das negative Potential voll an G. Nach der Widerstandsgeraden ist der Lastwiderstand

$$R_L = \frac{U_{DS}}{I_D} = \frac{20\text{ V}}{5\text{ mA}} = 4\text{ k}\Omega$$

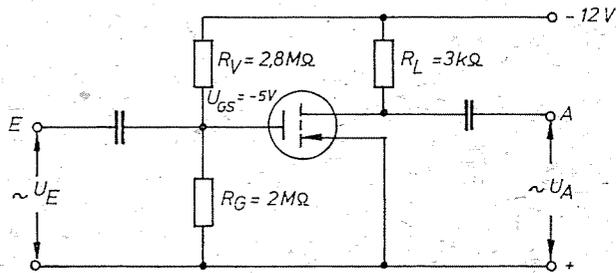
R_L wird auch R_D = Drain-Widerstand genannt. Die Werte für C_1 und C_2 richten sich nach dem zu verstärkenden Frequenzband; im NF-Bereich sind sie etwa 10 nF . Diese Art der Vorspannungserzeugung wird auch beim selbstleitenden MOSFET angewandt, weil auch bei ihm die Gate-Spannung stets unter der Source-Spannung liegt. Anders ist es beim selbstsperrenden MOSFET. Bei ihm liegt die Gate-Spannung höher als die Source-Spannung, deshalb kann mit Spannungsteilung gearbeitet werden; Abb. 295 zeigt die Schaltung.

Erzeugung der Gate-Vorspannung



(Abb. 294)

Spannungsteilung beim selbstsperrenden MOSFET



(Abb. 295)

Da kein Gleichstrom zur G-Elektrode fließt, kann der Spannungsteiler $R_V - R_G$ ganz einfach berechnet werden. R_G soll möglichst hoch sein, damit der Eingangswiderstand der Schaltung hoch ist. Wird für R_G $2 \text{ M}\Omega$ gewählt, und soll $U_{SG} = -5 \text{ V}$ sein, so fließt über R_G ein Strom

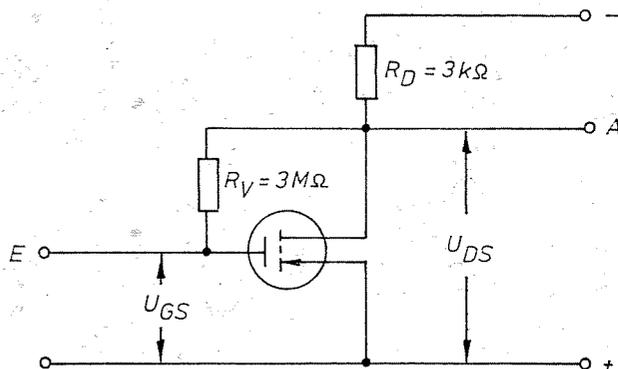
$$I = \frac{U_{GS}}{R_G} = \frac{5 \text{ V}}{2 \text{ M}\Omega} = 2,5 \mu\text{A}$$

An R_V müssen dann $12 \text{ V} - 5 \text{ V} = 7 \text{ V}$ abfallen, das ergibt bei $2,5 \mu\text{A}$

$$R_V = \frac{U_V}{I} = \frac{7 \text{ V}}{2,5 \mu\text{A}} = 2,8 \text{ M}\Omega$$

R_L ist nach dem Ausgangskennlinienfeld (Abb. 292) $3 \text{ k}\Omega$. Muß der Eingangswiderstand des Verstärkers besonders hoch sein, was oft bei Meßgeräten gefordert wird, dann erhält die G-Elektrode die Vorspannung über den Widerstand R_V (Abb. 296).

FET-Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

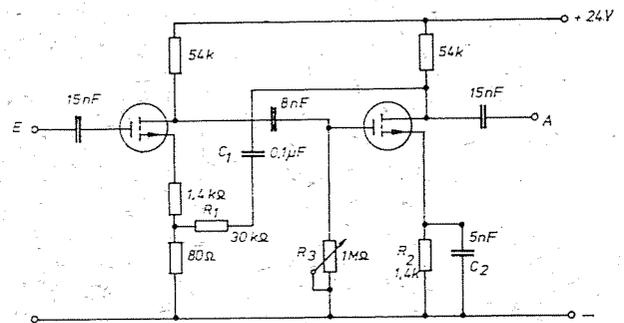


(Abb. 296)

Da kein G-Strom fließt, ist $U_{GS} = U_{DS}$. Wird eine Vorspannung von -5 V benötigt, so muß U_{DS} auch 5 V sein, weil an R_V keine Spannung abfällt. Der Eingangswiderstand dieser Schaltung ist größer als $10 \text{ M}\Omega$. Die Wahl der U_{GS} ist aus Abb. 292 ersichtlich.

Einen zweistufigen Niederfrequenzverstärker mit MOSFET stellt Abb. 297 dar.

Zweistufiger NF-Verstärker mit MOSFET



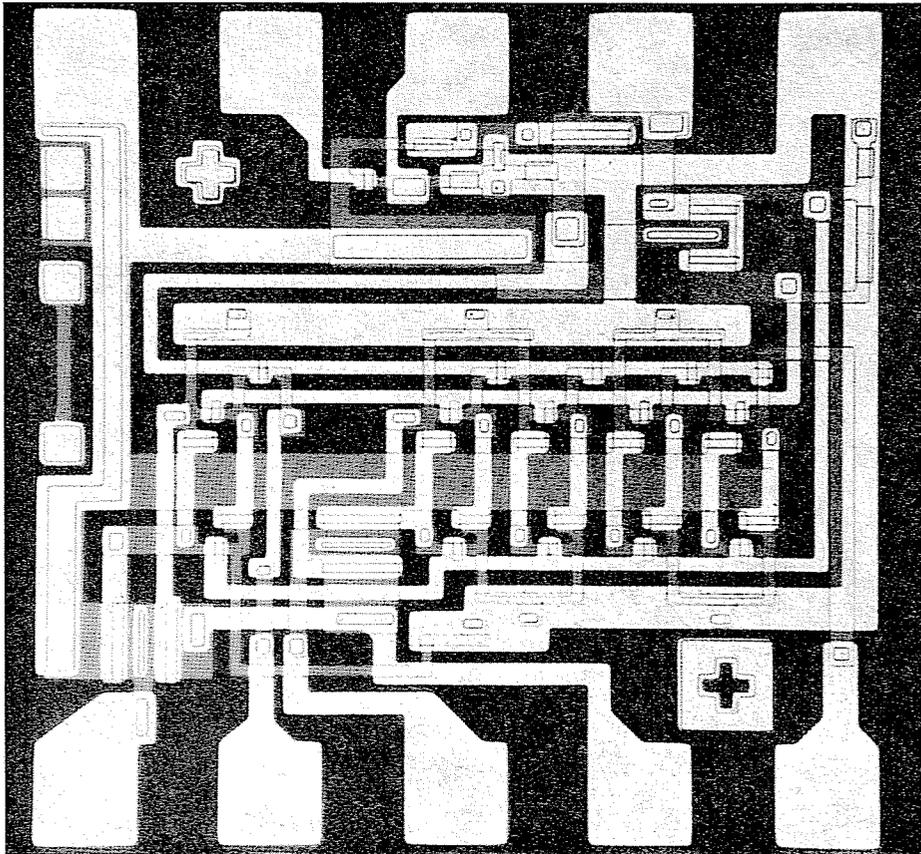
(Abb. 297)

Dieser Verstärker bringt etwa 100fache Spannungsverstärkung bei einem Frequenzband von 50 Hz bis 40 kHz . Der Eingangswiderstand beträgt bei 20 kHz etwa $1 \text{ M}\Omega$; die Ausgangsspannung ist etwa 3 V_{eff} ; es sind zwei Stufen in Sourceschaltung mit zwei frequenzabhängigen Gegenkopplungen. Die eine frequenzabhängige Gegenkopplung besteht aus C_1 und R_1 und bringt phasenverkehrt einen Teil der Ausgangswechselspannung zum Sourcewiderstand der ersten Stufe. Dadurch wird die Verstärkung etwas vermindert, aber der Klirrfaktor verbessert. Die zweite Gegenkopplung entsteht durch R_2 und C_2 . Mit R_3 wird die Lautstärke geregelt.

Hier wurde der FET als diskretes Bauteil angewandt.

Weit häufiger wird der FET in integrierten Schaltungen benutzt, weil in MOS-Technik auf kleiner Fläche viele Transistoren unterzubringen sind. Das kommt daher, weil die MOSFET nicht durch Isolierwannen innerhalb der integrierten Schaltung voneinander getrennt werden müssen, wie es die bipolaren Transistoren erfordern. In Abb. 298 ist z.B. eine Schaltung mit 49 MOSFET auf einer Fläche von 1 mm^2 dargestellt.

Integrierte Schaltung mit 49 MOSFET



(Abb. 298)

