



# Elektronik

## Formelsammlung

© 2002 Niklaus Burren

## Inhaltsverzeichnis

1.	Halbleiterbauteile.....	5
1.1.	Dioden.....	5
1.2.	Zenerdioden.....	8
1.3.	Kapazitätsdioden.....	10
1.4.	Schottky-Dioden (Hot-Carrier-Dioden).....	10
1.5.	Tunneldioden (Esakidioden).....	11
1.6.	Backwarddioden.....	12
1.7.	Bipolare Transistoren.....	13
1.8.	Feldeffekttransistoren.....	25
1.9.	MOS-Leistungs-FET.....	28
1.10.	IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	29
1.11.	Vierschichtdioden.....	29
1.12.	Thyristoren.....	30
1.13.	GTO-Thyristoren (Gate Turn Off).....	31
1.14.	Diac.....	32
1.15.	Triac.....	34
1.16.	Wellenlänge des sichtbaren Lichtes.....	35
1.17.	Innerer Fotoeffekt.....	35
1.18.	Fotoelement.....	36
1.19.	Fotodiode.....	37
1.20.	Fototransistoren.....	38
1.21.	Leuchtdiode LED (Light Emitting Diode).....	39
1.22.	Opto-Koppler.....	40
1.23.	Halbleiterbezeichnungen.....	41
1.24.	Kühlung von Halbleitern.....	42
2.	Gleichrichterschaltungen.....	43
2.1.	Einweggleichrichter.....	43
2.2.	Zweiweggleichrichter.....	45
2.3.	Mittelpunkt-Zweiweg-Gleichrichter.....	47
2.4.	Welligkeitsfaktor.....	47
3.	Spannungsvervielfacher.....	48
3.1.	Delon-Schaltung (Verdoppler).....	48
3.2.	Villard-Schaltung.....	48
4.	Verstärkerschaltungen.....	50
4.1.	Grundsaltungen des Transistors.....	50
4.2.	Gleichstromverhalten der Emitterschaltung.....	50
4.3.	Stabilisierung durch Gegenkopplung.....	51
4.4.	Emitterschaltung.....	53
4.5.	Kollektorschaltung.....	54

---

4.6.	Basisschaltung .....	55
4.7.	Steilheit S .....	56
4.8.	Sourceschaltung .....	57
4.9.	Drainschaltung .....	58
4.10.	Störspannungen .....	59
4.11.	Spannungsfrequenzgang .....	60
4.12.	Mehrstufige Verstärker .....	61
4.13.	Kopplungsarten mehrstufiger Verstärker .....	62
5.	Operationsverstärker .....	63
5.1.	Aufbau .....	63
5.2.	Symbol .....	64
5.3.	Betriebsarten eines Operationsverstärkers .....	65
5.4.	Idealer Operationsverstärker .....	65
5.5.	Ruhestrom - Stromoffset am Operationsverstärker .....	66
5.6.	Bodediagramm .....	69
5.7.	Aussteuerbereich .....	71
5.8.	Gegenkopplung .....	71
5.9.	Gegenkopplungsarten .....	73
5.10.	Gegenkopplungswiderstände .....	75
5.11.	Schleifenverstärkung .....	75
5.12.	Klirrfaktor .....	75
5.13.	Nichtinvertierender Verstärker .....	76
5.14.	Invertierender Verstärker .....	77
5.15.	Impedanzwandler .....	79
5.16.	Summierverstärker .....	79
5.17.	Differenzverstärker .....	80
5.18.	Sample and Hold (Abtaste-Halte-Glied) .....	81
5.19.	Instrumentierungsverstärker .....	81
5.20.	Komparator (Vergleicher) .....	82
5.21.	Schmitt-Trigger .....	83
5.22.	Multivibrator .....	84
5.23.	Integrierer .....	85
5.24.	Differenzierer .....	86
5.25.	Aktiver Tiefpass .....	88
5.26.	Aktiver Hochpass .....	89
5.27.	Aktiver Bandpass .....	90
5.28.	Aktive Filter .....	91
6.	Konstantspannungsquellen .....	94
6.1.	Qualitätsmerkmale einer Spannungsstabilisierung .....	94
6.2.	Z-Dioden-Stabilisierung .....	95
6.3.	Parallelstabilisierung .....	96

---

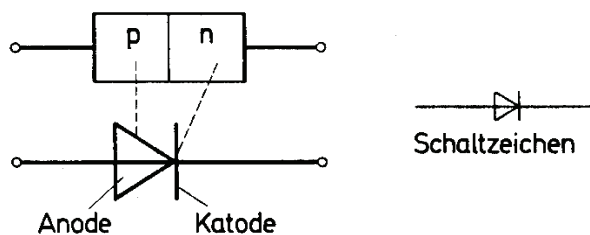
6.4.	Seriestabilisierung mit Längstransistor .....	97
6.5.	Stabilisierung mit Operationsverstärker .....	99
7.	Konstantstromquellen.....	100
7.1.	Stromquelle mit Operationsverstärker .....	100
7.2.	Stromquelle mit bipolarem Transistor .....	100
7.3.	Stromquelle mit FET.....	101
7.4.	Stromquelle mit Festspannungsregler .....	101
7.5.	Stromspiegel .....	102
8.	Schaltnetzteile .....	103
8.1.	Sekundärgetaktete Schaltregler.....	103
8.2.	Abwärtsregler .....	103
8.3.	Aufwärtsregler .....	105
8.4.	Invertierender Wandler .....	105
8.5.	Primärgetaktete Schaltregler .....	106
8.6.	Eintakt-Wandler.....	106
8.7.	Gegentakt-Wandler .....	109
9.	Oszillatoren.....	111
9.1.	Aufbau .....	111
9.2.	Sinusgeneratoren.....	112

# 1. Halbleiterbauteile

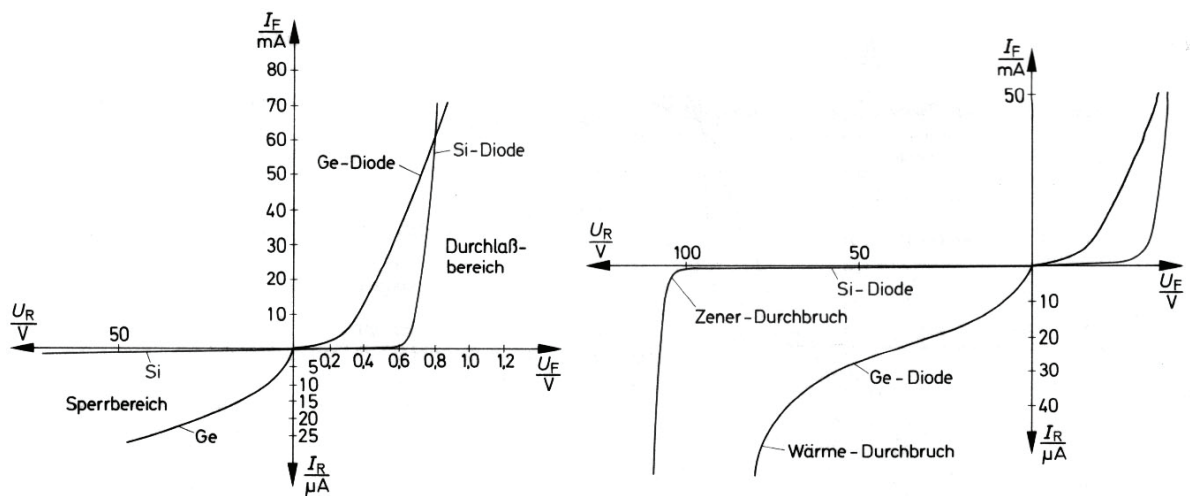
## 1.1. Dioden

### Aufbau und Arbeitsweise

Die Eigenschaften eines pn-Überganges werden bei der Halbleiterdiode technisch genutzt. Die Halbleiterdiode lässt Strom in die eine Richtung passieren, in die andere Richtung wird er gesperrt. Diese Ventilwirkung hat grosse technische Bedeutung.



Kennlinie von Silizium und Germaniumdioden:



### Gleichstromwiderstand $R_F$

Der Gleichstromwiderstand  $R_F$  einer Halbleiterdiode ist vom Arbeitspunkt abhängig. Allgemein gilt:

Gleichstromwiderstand: 
$$R_F = \frac{U_F}{I_F}$$

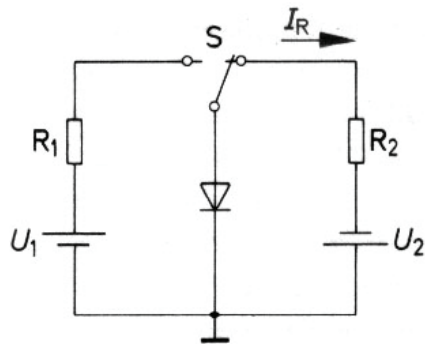
### Differentieller Widerstand $r_F$

Der differentielle Widerstand  $r_F$  ist ein Mass für den Anstieg der Kennlinie

Differentieller Widerstand: 
$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$$

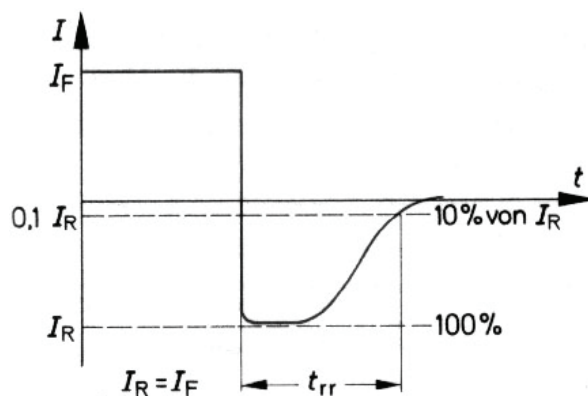
Im Durchlassbereich sollte der differentielle Widerstand möglichst klein, im Sperrbereich möglichst gross sein.

### Schaltverhalten von Halbleiterdioden



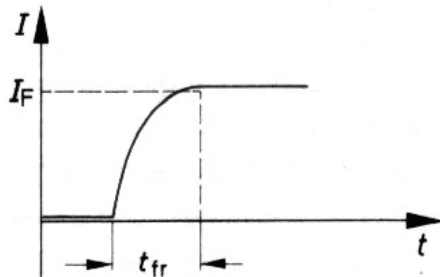
Jede Halbleiterdiode benötigt für den Übergang vom niederohmigen Zustand in den hochohmigen Zustand und umgekehrt eine bestimmte Zeit.

Im niederohmigen Zustand ist der pn-Übergang mit Ladungsträgern überschwemmt. Die Diode ist erst wieder hochohmig, wenn die Sperrschicht aufgebaut ist und wenn die in der Sperrschicht befindlichen Ladungsträger ausgeräumt sind.



Im hochohmigen Zustand ist eine breite Sperrschicht vorhanden. Für den Abbau dieser Sperrschicht wird eine bestimmte Zeit benötigt. Die Zeit  $t_{fr}$  wird Vorwärtserholzeit, Einschaltträgheit oder Einschaltzeit genannt. Es ist die Zeit, die zum Abbau der Sperrschicht benötigt wird.

Die Zeit  $t_{rr}$  wird Rückwärtserholzeit, Sperrverzug, Sperrträgheit oder Ausschaltzeit genannt.



Die Werte, die man für  $t_{rr}$  und  $t_{fr}$  erhält, sind abhängig von den eingestellten Strömen  $I_F$  und  $I_R$  bzw. von den entsprechenden Spannungen und von den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$ .

Aus den Datenbüchern kann man die Werte für  $t_{fr}$  und  $t_{rr}$  für bestimmte Dioden entnehmen. Gleichzeitig sind dort die Messbedingungen angegeben, unter denen diese Werte gefunden wurden.

Für die meisten Dioden ergeben sich etwa folgende Schaltzeiten:

$t_{fr} = 0,5$  bis  $50$  ns,  $t_{rr} = 2$  bis  $200$  ns.

Spezielle Schaltdioden haben besonders kleine Schaltzeiten.

### **Temperaturverhalten von Halbleiterdioden**

Die Intensität der Wärmeschwingungen wird mit steigender Temperatur grösser. Damit erhöht sich auch die Anzahl der pro Zeiteinheit aufbrechenden Kristallbindungen. Die Eigenleitfähigkeit des Kristalls wird grösser.

Die auftretenden Sperrströme sind von der Eigenleitfähigkeit stark abhängig. Je grösser die Eigenleitfähigkeit, desto grösser der Sperrstrom. Die Ladungsträgerbeweglichkeit ist ebenfalls von der Temperatur abhängig. Bei einer höheren Temperatur ergeben sich grössere Ladungsträgerbeweglichkeiten. Das Kristall wird dadurch leitfähiger. Die Schwellspannung wird etwas herabgesetzt.

Durch Temperaturerhöhung wird vor allem das Sperrverhalten der Diode geändert. Das Durchlassverhalten ändert sich nur geringfügig.

## 1.2. Zenerdioden

Z-Dioden sind besonders dotierte Silizium-Halbleiterdioden. Sie werden in Sperrichtung bei einer konstruktionsbedingten Spannung  $U_Z$  niederohmig. Im Durchlassbereich verhalten sie sich wie normale Si-Dioden.

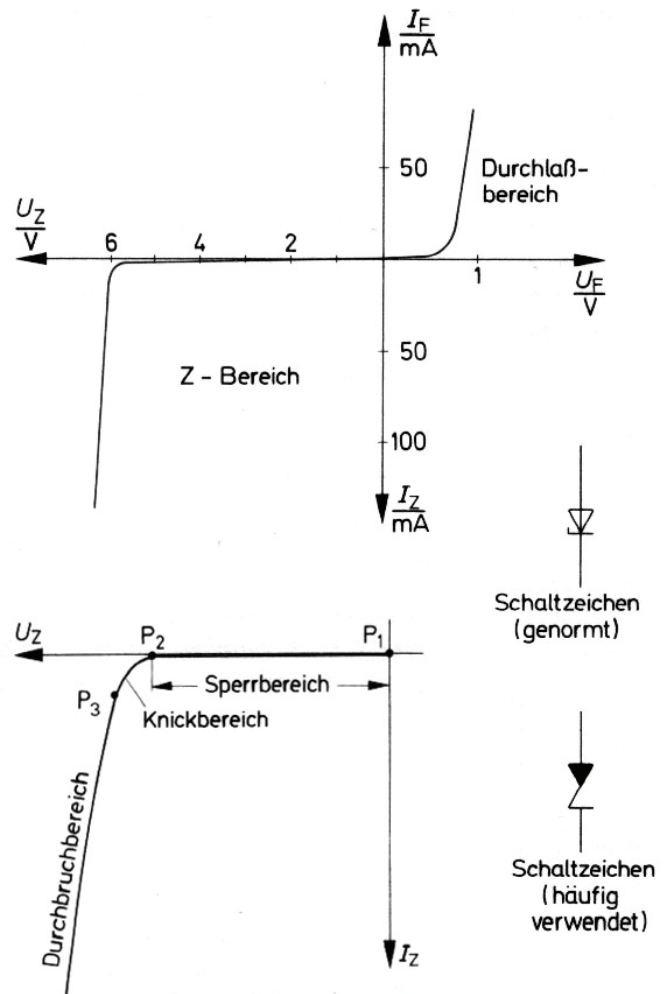
### Zenereffekt

Bei einer genügend hohen Feldstärke an der Sperrschicht (ca. 20kV / mm) werden Elektronen aus ihren Kristallbindungen herausgerissen.

Diese Elektronen dienen als freie Ladungsträger; der Strom kann ansteigen. Durch die Dotierung wird die Zenerspannung bestimmt.

### Avalanche-Effekt

Die freigewordenen Elektronen werden durch die angelegte Spannung stark beschleunigt und schlagen aus Nachbaratomen weitere Elektronen heraus. Der Strom kann lawinenartig ansteigen.



### 1.2.1. Temperaturabhängigkeit und Kompensation

Ähnlich wie der Widerstandswert bei den Widerständen ist auch der Wert der Zenerspannung bei Z – Dioden temperaturabhängig. Die Änderung der Zenerspannung lässt sich berechnen.

$$\Delta U_Z = U_Z \cdot \alpha \cdot \Delta \vartheta$$

$U_Z$  = Zenerspannung bei der Bezugstemperatur (z.B. 25°C)



$\alpha$  = Temperaturkoeffizient von  $U_Z$   
 $\Delta \vartheta$  = Temperaturänderung

Mit Hilfe von  $\Delta U_Z$  lässt sich die Zenerspannung  $U_{ZTemp}$  bei einer bestimmten Temperatur berechnen:

$$U_{ZTemp} = U_Z + \Delta U_Z$$

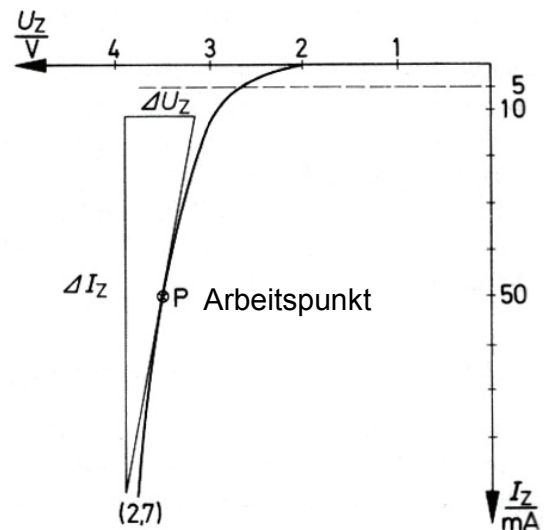
Bei  $U_Z < 5V$  wirkt hauptsächlich der Zener-Effekt  $\rightarrow \alpha -$   
 Bei  $U_Z \approx 5V$  wirken Zener- und Avalanche-Effekt  $\rightarrow \alpha \approx 0$   
 Bei  $U_Z > 5V$  wirkt hauptsächlich der Avalanche-Effekt  $\rightarrow \alpha +$

### 1.2.2. Differentieller Widerstand von Z-Dioden

Der Differentielle Widerstand  $r_z$  ist ein Maß für die Steilheit der Durchbruchkennlinie und sollte deshalb möglichst klein sein.

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

Mit Hilfe einer Tangente an den Arbeitspunkt lässt sich  $\Delta U_Z$  und  $\Delta I_Z$  bestimmen.



$r_z$  = Differentieller Widerstand [Ω]  
 $\Delta U_Z$  = Z-Dioden-Spannungsänderung [V]  
 $\Delta I_Z$  = Z-Dioden-Stromänderung [A]

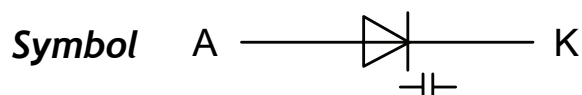
### 1.2.3. Verlustleistung

Verlustleistung  $P_V = U_Z \cdot I_Z$

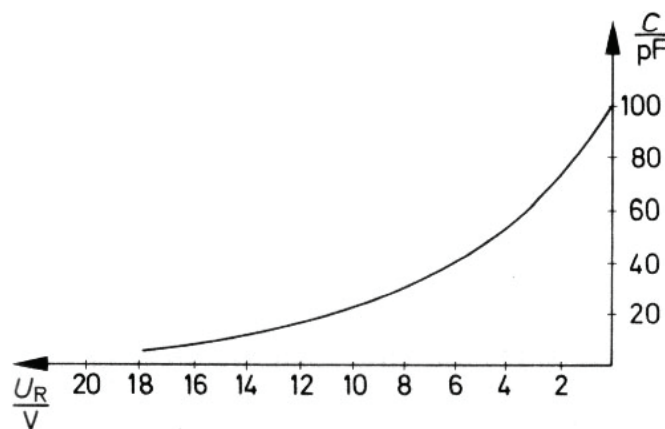
$P_V$  = Verlustleistung [W]  
 $U_Z$  = Z-Dioden-Spannung [V]  
 $I_Z$  = Z-Dioden-Strom [A]

### 1.3. Kapazitätsdioden

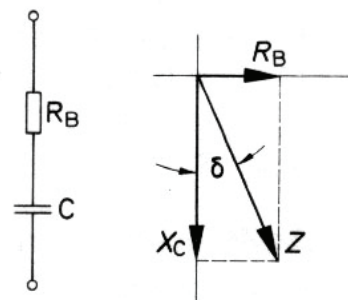
Wird eine normale Halbleiterdiode in Sperrrichtung betrieben, so stellt die Sperrschicht (Raumladungszone) eine Kapazität dar. Bei Änderung der Spannung ändert sich auch die Sperrschichtkapazität. Kapazitätsdioden sind Spezialdioden mit grosser Kapazitätsänderungsmöglichkeit.



Kennlinie  $C = f(U_R)$  einer Kapazitätsdiode:



Ersatzschaltung:

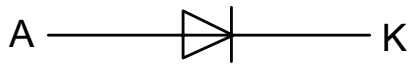


#### Anwendungen

Die Kapazitätsdiode ist eine durch Spannung steuerbare Kapazität und ersetzt dadurch in zunehmendem Masse Drehkondensatoren für die Schwingkreisabstimmung in der Rundfunk- und Fernsehtechnik. Weiter werden sie in Schaltungen zur Erzeugung von Frequenzmodulation verwendet.

### 1.4. Schottky-Dioden (Hot-Carrier-Dioden)

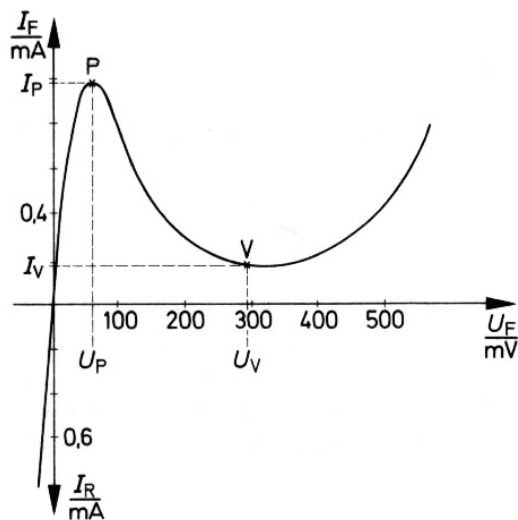
Schottky-Dioden sind Metall-Halbleiter. Die Kennlinie einer Schottky-Diode sieht fast gleich aus wie die Kennlinie der Siliziumdiode, der einzige Unterschied ist die Schwellenspannung in Durchlassrichtung (0,3V). Ausserdem haben solche Dioden extrem kurze Schaltzeiten.

**Symbol****Anwendungen**

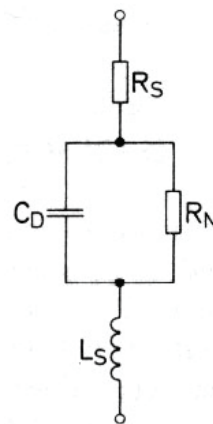
Die Schottky-Diode ist eine sehr schnelle Schaltdiode. Hauptanwendungsgebiet ist die Mikrowellentechnik. Sie werden in Mikrowellengleichrichtern, in Mikrowellenmodulatoren und in Mikrowellenmischstufen eingesetzt.

**1.5. Tunneldioden (Esakidioden)****Symbol**

Tunneldioden haben im Bereich von P bis V einen negativen differentiellen Widerstand.



Ersatzschaltung:



Die Tunneldiode hat keinen Sperrzustand.

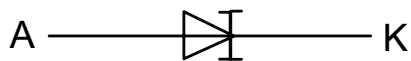
**Anwendungen**

Werden Tunneldioden im negativen Widerstandsbereich betrieben, so wirken sie wie aktive Bauelemente. Mit ihnen können Verstärkerstufen und Oszillatoren aufgebaut werden. Diese Schaltungen sind bis in den Gigahertzbereich verwendbar.

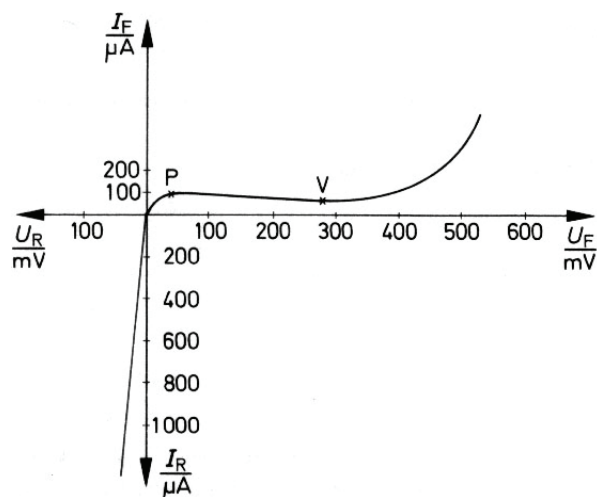
## 1.6. Backwarddioden

Backwarddioden sind spezielle Germanium-Tunneldioden. Aufgrund ihrer besonderen Dotierung und eines abgewandelten Aufbaues zeigen sie nur ein geringes Strommaximum.

### Symbol



Im Bereich P bis V verläuft die Kennlinie sehr flach. Der negative differentielle Widerstand ist stets grösser als  $1\text{k}\Omega$ . Eine Schwingungsentfaltung durch Entdämpfung ist bei diesem Widerstandswert nicht mehr möglich.

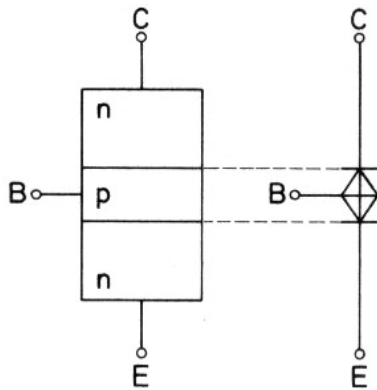


## 1.7. Bipolare Transistoren

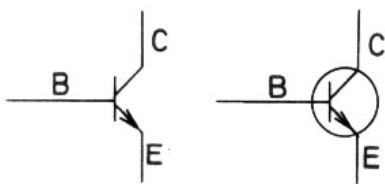
### 1.7.1. Transistortypen

Man unterscheidet zwischen zwei Typen:

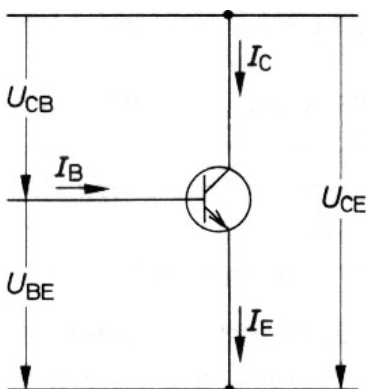
#### nnp-Transistoren



pn-Übergänge



Schaltzeichen

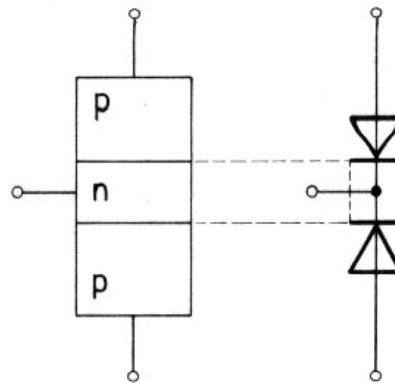


$$U_{CE} = U_{BE} + U_{CB}$$

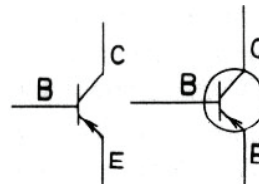
$$I_E = I_C + I_B$$

Spannungen und Ströme

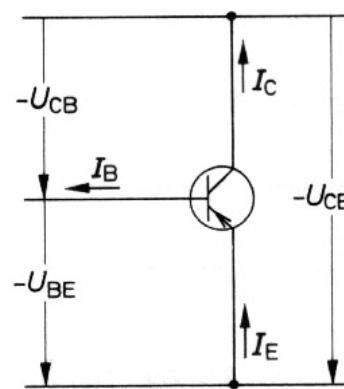
#### pnp-Transistoren



pn-Übergänge



Schaltzeichen



$$U_{CE} = U_{BE} + U_{CB}$$

$$I_E = I_C + I_B$$

Spannungen und Ströme

### 1.7.2. Gleichstromverstärkungsfaktor B

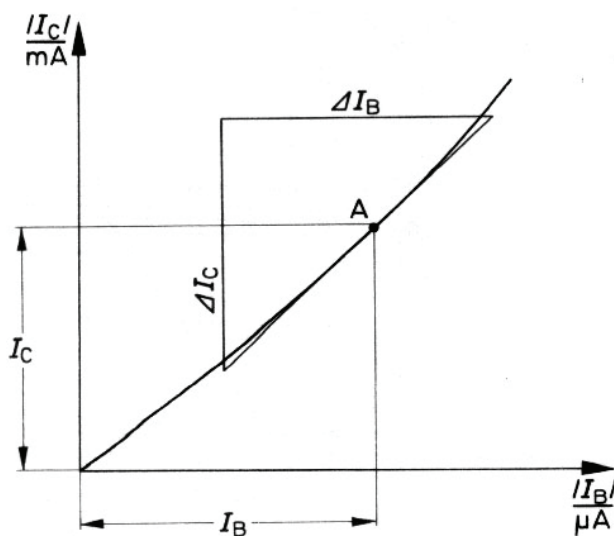
$I_C$  lässt sich durch einen wesentlich kleineren  $I_B$  steuern. Kleine Basisstromänderungen verursachen grosse Kollektorstromänderungen.

Ist  $I_C$  und  $I_B$  bekannt lässt sich der **Gleichstromverstärkungsfaktor** berechnen:

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

### 1.7.3. Differentieller Stromverstärkungsfaktor

Der Anstieg der  $I_C$ - $I_B$ -Kennlinie in einem bestimmten Arbeitspunkt A ergibt den differentiellen Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  in einem Arbeitspunkt:



Für  $U_{CE}$  konstant:

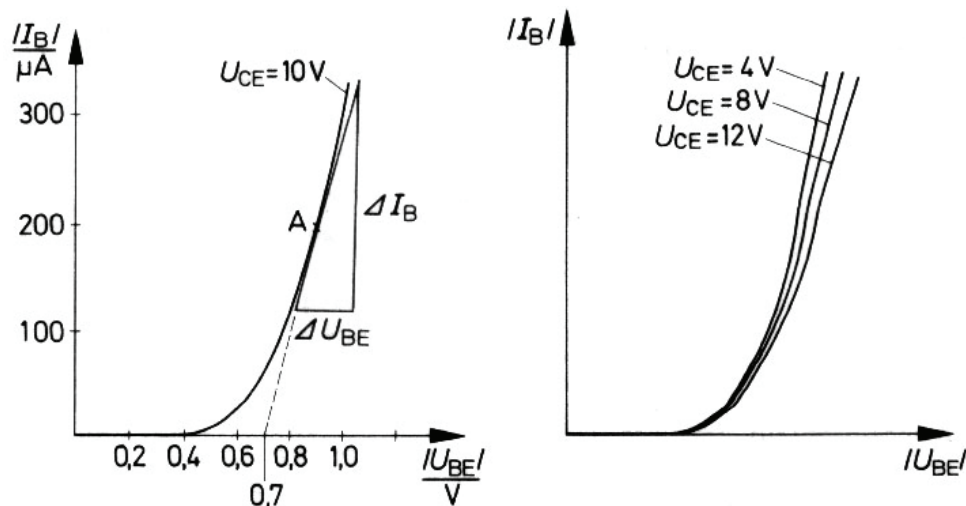
$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Der differentielle Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  entspricht dem Vierpolparameter  $h_{21e}$

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

### 1.7.4. Differentieller Eingangswiderstand $r_{BE}$

Bei Emitterschaltung bezeichnet man den Basisstrom  $I_B$  und die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  als Eingangsgrößen. Das Eingangskennlinienfeld gibt den Zusammenhang zwischen  $U_{BE}$  und  $I_B$  an.



Der Anstieg der  $I_B$ - $U_{BE}$ -Kennlinie im Arbeitspunkt A ergibt den differentiellen Eingangswiderstand  $r_{BE}$  in diesem Kennlinienpunkt:

$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \quad (\text{für } U_{CE} \text{ konstant})$$

$r_{BE}$	=	Differentieller Eingangswiderstand	$[\Omega]$
$\Delta U_{BE}$	=	Basis-Emitterspannungsänderung	$[V]$
$\Delta I_B$	=	Basisstromänderung	$[A]$

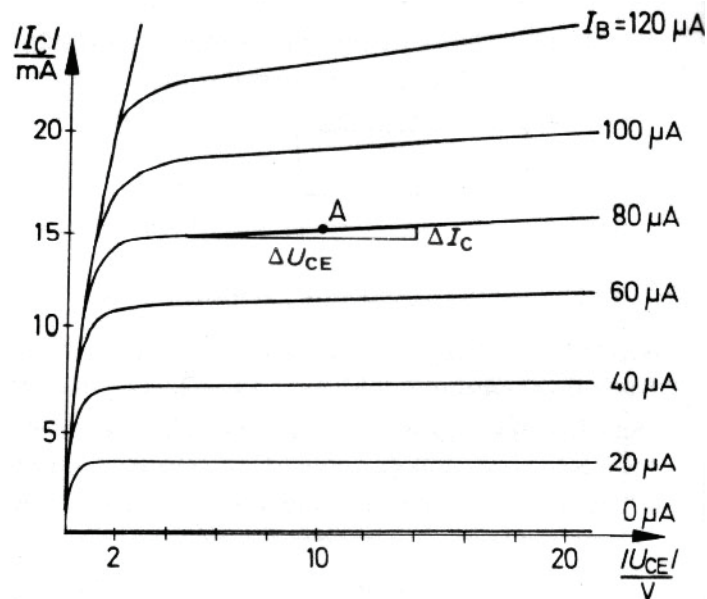
Der Vierpolparameter  $h_{11e}$  entspricht dem differentiellen Eingangswiderstand  $r_{BE}$ .

$$h_{11e} = r_{BE}$$

### 1.7.5. Differentieller Ausgangswiderstand $r_{CE}$

Ausgangsgrößen sind der Kollektorstrom  $I_C$  und die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$ . Es gibt den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom

und Kollektor-Emitter-Spannung bei verschiedenen Basisströmen an. Jede Kennlinie gilt für einen bestimmten Basisstromwert. Der Anstieg der  $I_C$ - $U_{CE}$ -Kennlinie in einem bestimmten Arbeitspunkt A ergibt den differentiellen Ausgangswiderstand  $r_{CE}$  in diesem Arbeitspunkt.



Für  $I_B$  konstant:

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

$r_{CE}$	=	Differentieller Ausgangswiderstand	[ $\Omega$ ]
$\Delta U_{CE}$	=	Kollektor-Emitterspannungsänderung	[V]
$\Delta I_C$	=	Kollektorstromänderung	[A]

Der Vierpolparameter  $h_{22e}$  entspricht dem Kehrwert des Ausgangswiderstandes des Transistors und wird auch differentieller Ausgangsleitwert genannt:

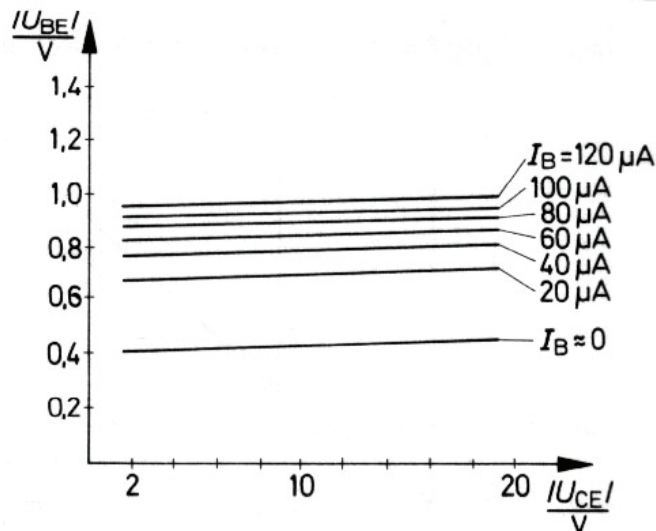
$$h_{22e} = \frac{1}{r_{CE}}$$

### 1.7.6. Differentieller Rückwirkungsfaktor

Eine Vergrößerung der Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  führt zur Vergrößerung der Spannungen  $U_{CB}$  und  $U_{BE}$ , da  $U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$ . Die Erhöhung der Ausgangsspannung  $U_{CE}$  und auch ihre Verminderung wirken also auf die Eingangsspannung  $U_{BE}$  zurück.



Die Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang ist sehr unerwünscht. Die Hersteller von Transistoren sind deshalb sehr bemüht, die Rückwirkung von  $U_{CE}$  auf  $U_{BE}$  möglichst gering zu halten. Die Kennlinien verlaufen bei modernen Transistoren sehr flach. Das bedeutet, die Rückwirkung von  $U_{CE}$  auf  $U_{BE}$  ist gering.



Ein Maß für die Rückwirkung ist der differentielle Rückwirkungsfaktor  $D$ .

Für  $I_B$  konstant

$$D = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}$$

$D$	=	Differentieller Rückwirkungsfaktor	[1]
$\Delta U_{CE}$	=	Kollektor-Emitterspannungsänderung	[V]
$\Delta U_{BE}$	=	Basis-Emitterspannungsänderung	[V]

Der differentielle Rückwirkungsfaktor  $D$  entspricht dem Vierpolparameter  $h_{12e}$ .

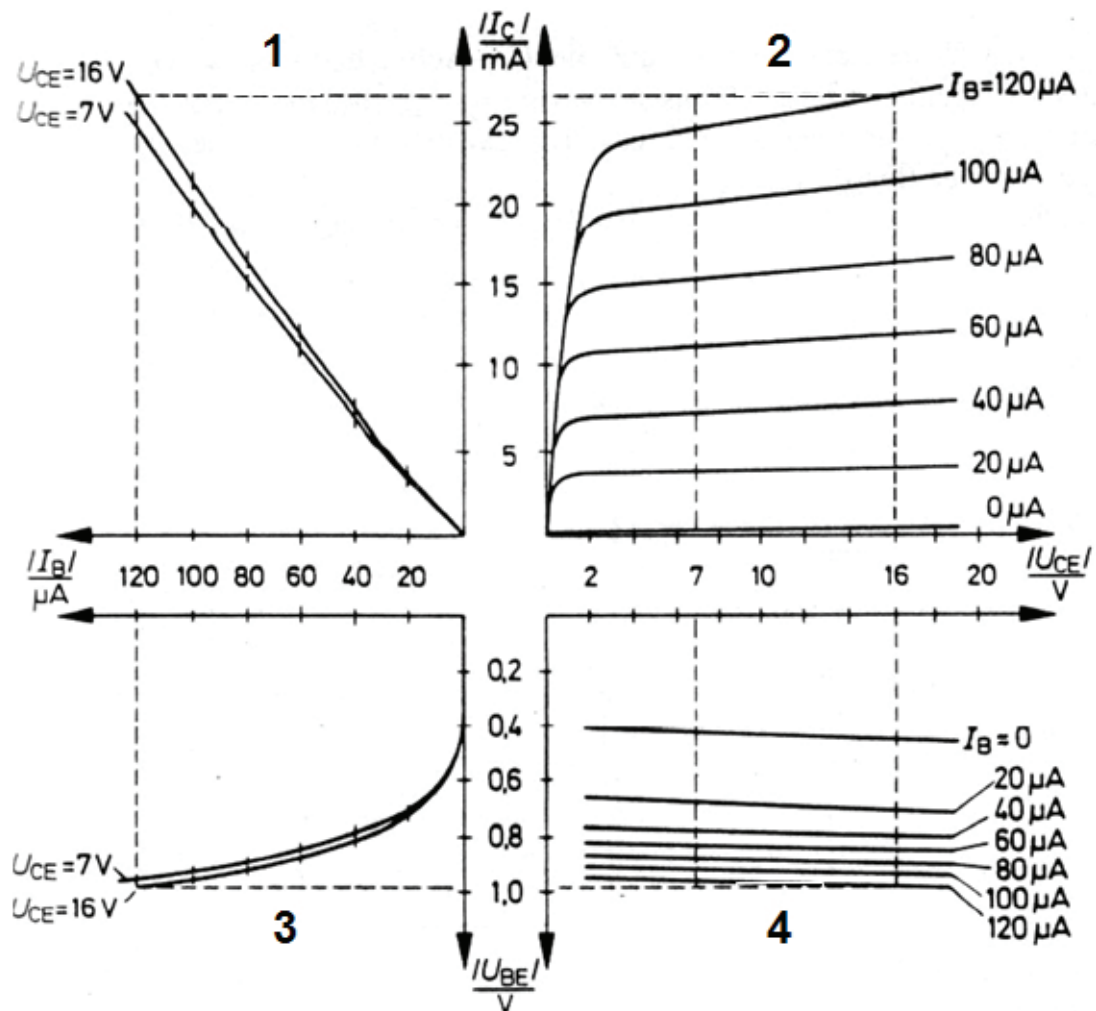
$$h_{12e} = D$$

### 1.7.7. Vierquadrantenkennlinienfeld

Die vier Kennlinienfelder eines Transistors bilden zusammen eine System.

1. Eingangskennlinienfeld
2. Ausgangskennlinienfeld
3. Stromsteuerungskennlinienfeld
4. Rückwirkungskennlinienfeld

Alle vier Kennlinienfelder werden zum sogenannten Vierquadrantenkennlinienfeld zusammengefasst. Dabei werden einige Kennlinienfelder gedreht.

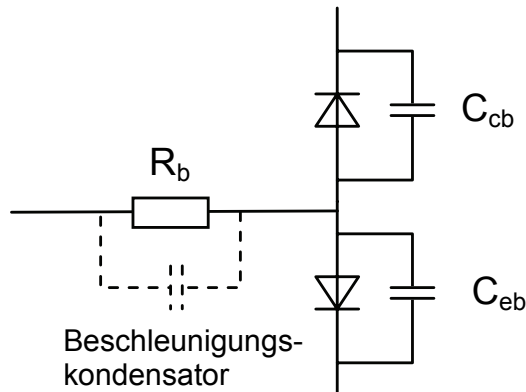


### 1.7.8. Schaltzeiten

Beim Schalten eines Transistors treten immer Verzögerungen auf:

- $t_V$  : Verzögerungszeit (delay time)
- $t_F$  : Fallzeit (fall time)
- $t_S$  : Speicherzeit (storage time)
- $t_A$  : Anstiegszeit (rise time)

Um zu ermitteln weshalb bei Transistoren solche Verzögerungen auftreten, muss eine verfeinerte Diodenersatzschaltung gezeigt werden:



Durch diese störenden Kapazitäten wird der Transistor träge. Die Schaltzeiten liegen etwa im Bereich zwischen Nano- bis Mikrosekunden (vom Transistor und der Ansteuerungsart abhängig).

Durch ein Kondensator von einigen hundert pF parallel zum Basiswiderstand kann die Zeit verkürzt werden (Einschaltzeit: Basiswiderstand wird kurzzeitig durch C überbrückt; Ausschaltzeit: Durch die negative Spannung an der Basis werden die Ladungsträger schneller aus der Basis ausgeräumt).

### 1.7.9. Verlustleistung und Verlusthyperbel

Im einem Transistor wird während des Betriebes elektrische Arbeit in Wärme umgesetzt. Der Transistor wird dadurch erwärmt.

Man unterscheidet zwischen der Kollektor-Emitter-Verlustleistung  $P_{CE}$  und der Basis-Emitter-Verlustleistung  $P_{BE}$ :

$$P_{CE} = U_{CE} \cdot I_C$$

$$P_{BE} = U_{BE} \cdot I_B$$

Beide Verlustleistungen ergeben zusammen die Gesamtverlustleistung

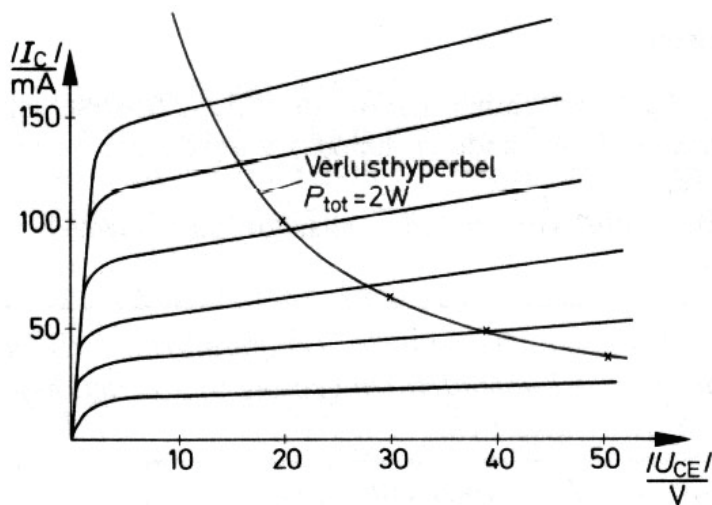
$$P_{tot} = U_{CE} \cdot I_C + U_{BE} \cdot I_B$$

Die Basis-Emitter-Verlustleistung ist meist sehr viel kleiner als die Kollektor-Emitter-Verlustleistung und kann deshalb vernachlässigt werden

$$P_{tot} \approx U_{CE} \cdot I_C$$

In den Transistor-Datenblättern wird eine höchstzulässige Gesamtverlustleistung bei bestimmten Kühlbedingungen angegeben. Soll diese Verlustleistung nicht überschritten werden, so ist für jede Spannung  $U_{CE}$  ein bestimmter höchster Strom  $I_{Cmax}$  einzuhalten.

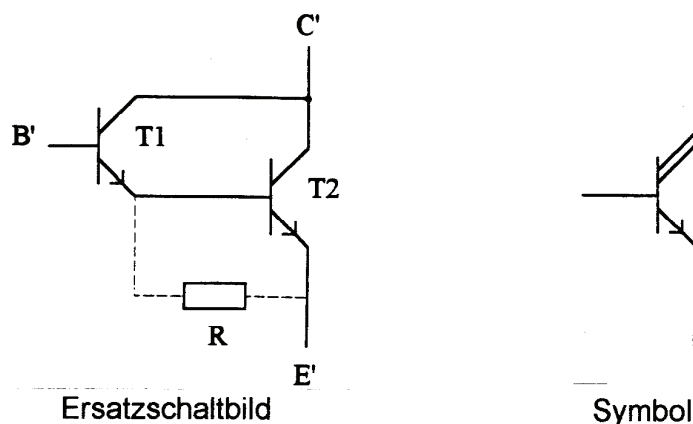
Dieser maximale Strom kann in das Ausgangskennlinienfeld  $I_C = f(U_{CE})$  eingetragen werden. Verbindet man die Strompunkte, so erhält man die so genannte Verlustleistungshyperbel.



Der Arbeitspunkt eines Transistors muss stets im Gebiet unterhalb der Verlustleistungshyperbel liegen, damit er nicht wärmemässig überlastet wird.

### 1.7.10. Darlington-Schaltung

In manchen Anwendungen reicht die Stromverstärkung eines Transistors nicht aus. Ein zweiter Transistor kann zugeschaltet werden.



Der Widerstand R (nicht zwingend nötig) hilft den Transistor T2 besser und schneller zu sperren. Zudem wird der Sperrstrom von T1 nicht weiterverstärkt.

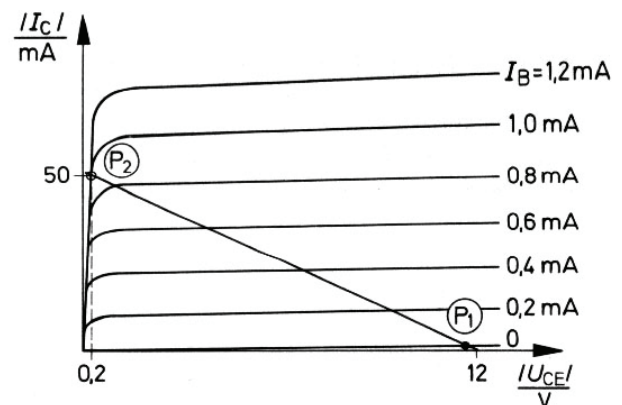
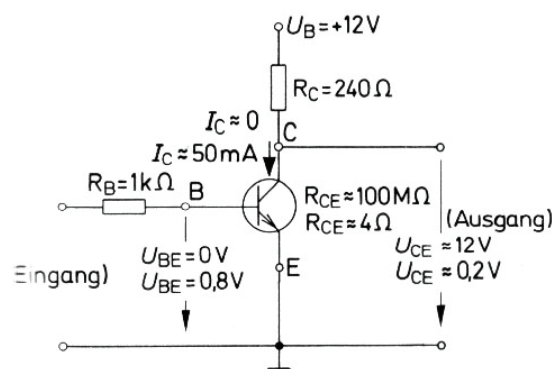
Die Stromverstärkung der Darlington - Schaltung lässt sich nach folgender Formel berechnen:

$$B_{1,2} = B1 \cdot B2$$

- B1 = Stromverstärkungsfaktor von T1
- B2 = Stromverstärkungsfaktor von T2
- B<sub>1,2</sub> = Stromverstärkungsfaktor der Darlington - Schaltung

### 1.7.11. Einfache Schaltstufe

#### Allgemein



#### Punkt P<sub>2</sub>

Im Arbeitspunkt P<sub>2</sub> ist der Transistor im Durchlasszustand. Für diesen Zustand gelten folgende, als Beispiel angenommene Werte:

- I<sub>B</sub> = 1mA
- U<sub>BE</sub> = 0.8V
- R<sub>CE</sub> ≈ 4Ω
- U<sub>CE</sub> ≈ 0.2V
- I<sub>C</sub> ≈ 50mA

#### Punkt P<sub>1</sub>

Im Arbeitspunkt P<sub>1</sub> ist der Transistor im Sperrzustand. Für diesen Zustand gelten folgende, als Beispiel angenommene Werte:

$$\begin{aligned}
 I_B &= 0 \\
 U_{BE} &= 0 \\
 R_{CE} &\approx 100M\Omega \\
 U_{CE} &\approx U_B = 12V \\
 I_C &\approx 0
 \end{aligned}$$

Damit die Schalttransistoren niederohmig einschalten, muss ein genügend grosser Basisstrom fliessen. Ein Mass dafür ist der Übersteuerungsfaktor  $\ddot{u}$ .

$$\ddot{u} = \frac{\text{effektiver Basisstrom}}{\text{zum Schalten notwendiger Basisstrom}}$$

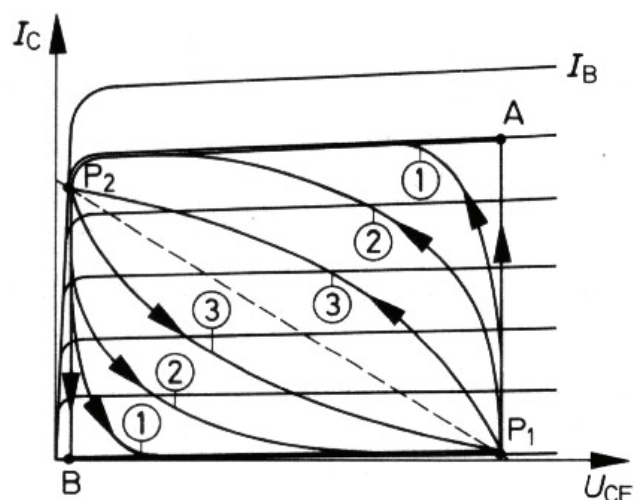
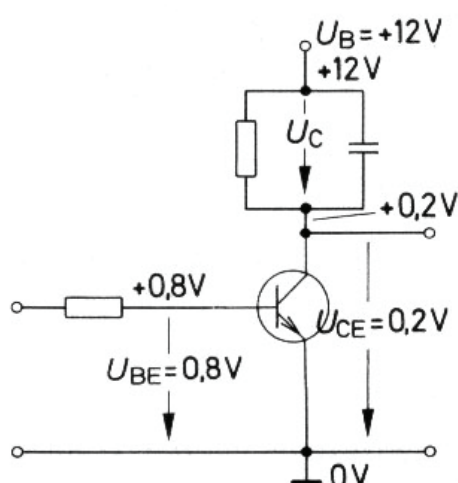
$\ddot{u}$ : 2..5 (Praxiswerte)

Im übersteuerten Zustand werden  $R_{CE}$  und  $U_{CE}$  minimal ( $U_{CE}=U_{CEsat}$ , typ. 0,2V).

Die Übersteuerung vergrössert die Ausschaltzeit. Schnelles Ein- und Ausschalten wird durch einen Beschleunigungskondensator parallel zu  $R_1$  erreicht.

### Ohmsch-kapazitive Last

Der Transistor ist beim Einschalten durch grosse Ladeströme gefährdet.

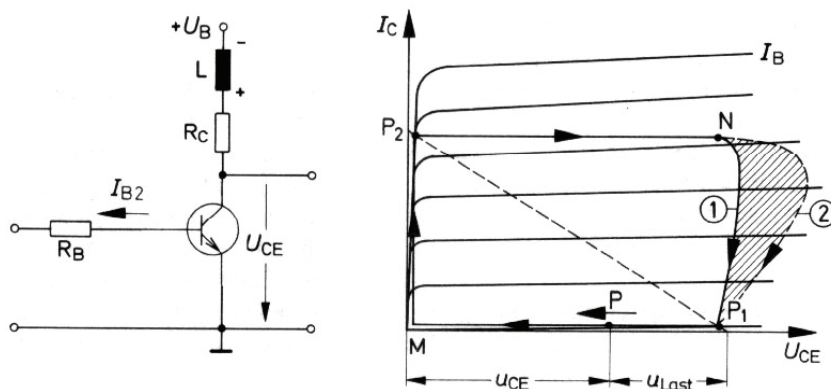


Man kann grob sagen, die Kurven Nr.1 gelten für grosse, die Kurven

Nr.2 für mittlere und die Kurven Nr.3 für kleine Kondensatoren. Je kleiner die Kondensatoren werden, desto mehr nähern sich die Kurven denen, die für das Schalten von reiner Wirklast gelten.

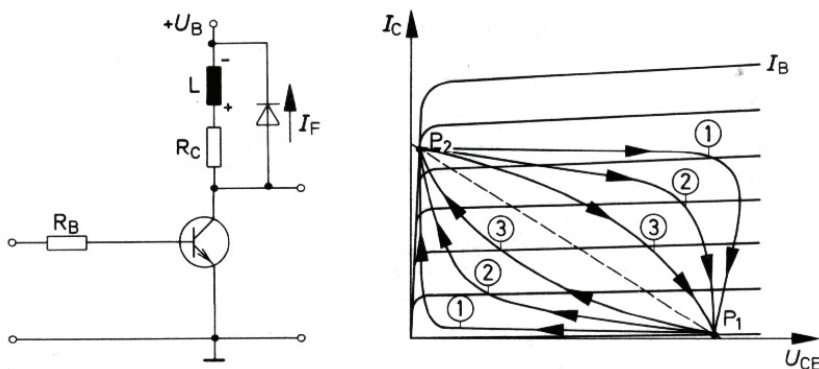
**Ohmsch-induktive Last**

Der Arbeitspunkt wird auf seinem Weg von Punkt N zum Punkt P<sub>1</sub> auf einer Kurve irgendwo zwischen den beiden Kurven Nr.1 und Nr.2 verlaufen.



Der genaue Verlauf hängt von den Grössen von L und RC und von der ursprünglich gespeicherten magnetischen Energie ab. Der Arbeitspunkt kann sich auch entlang einer Kurve bewegen, die weit ausserhalb der Kurve Nr.2 liegt. Dabei können Spannungen an der Kollektor-Emitter-Strecke auftreten, die um ein Vielfaches grösser sind als die Betriebsspannung.

Der Transistor ist beim Ausschalten durch Überspannungen gefährdet (in Folge Selbstinduktion) → Funkenlöschdiode.

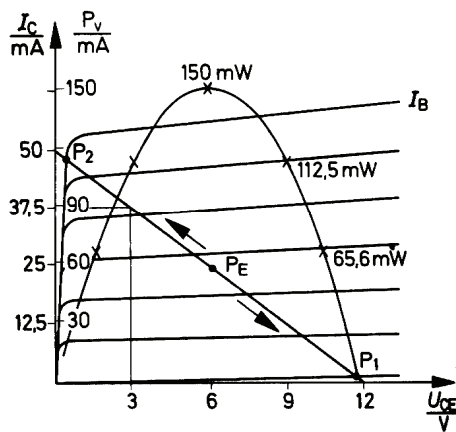


Vereinfacht kann man sagen, die Kurven Nr.1 gelten für grosse, die

Kurven Nr.2 für mittlere und die Kurven Nr.3 für kleine Induktivitäten. Je kleiner die Induktivitäten werden, desto mehr nähern sich die Verhältnisse den Verhältnissen beim Schalten von reiner Wirklast. Um das Entstehen gefährlicher Überspannung beim Ausschalten induktiver Last zu verhindern ist es zweckmässig, eine so genannte Freilaufdiode dem Lastwiderstand parallel zu schalten.

### 1.7.12. Verlustleistung einfacher Transistorschaltstufen

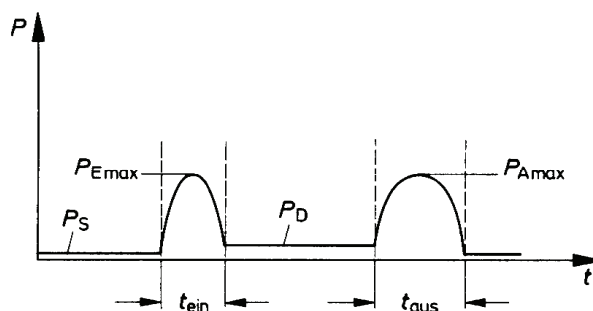
Verlauf der Verlustleistung beim Durchschalten eines Transistors mit ohmscher Last:



Der Transistor wird während des Schaltens viel stärker belastet als im Durchlass oder im Sperrbetrieb. Wenn die Widerstandsgerade schnell durchfahren wird, darfsie die Leistungshyperbel schneiden.

### Die mittlere Verlustleistung $P_M$

Verlauf der Verlustleistung beim Schalten reiner Wirklast:



$$P_M = \frac{P_{\max} (t_{ein} + t_{aus})}{T} \quad P_M < P_{\text{tot}}$$

Zur Bestimmung von Impulsverlustleistungen liefern die Hersteller Diagramme mit Impulswärmewiderständen  $r_{th}$ .



## 1.8. Feldeffekttransistoren

### 1.8.1. Feldeffekttransistortypen

Fet					
Sperrschichtfet		Mosfet			
		Depletion - Mosfet		Enhancement - Mosfet	
n-Kanal	p-Kanal	n-Kanal	p-Kanal	n-Kanal	p-Kanal
diskrete Verstärker analoge ICs	diskrete Verstärker analoge ICs	diskrete Hochfrequenz- verstärker digitale ICs	diskrete Hochfrequenz- verstärker digitale ICs	diskrete Leistungs- verstärker digitale ICs	diskrete Leistungs- verstärker digitale ICs

Feldeffekttransistoren werden mit einer Spannung am Gate gesteuert. Der Drainstrom lässt sich daher praktisch leistungslos steuern.

### 1.8.2. Steilheit

Die Steilheit  $S$  eines n-Kanal-Sperrschicht-FETs ist ein Mass für das Steuerverhalten.  $S$  kann mit  $\beta$  verglichen werden. Schwellenspannung  $U_p$  (pinch off voltage):  $U_{GS}$  bei welcher  $I_D = 0$  wird.

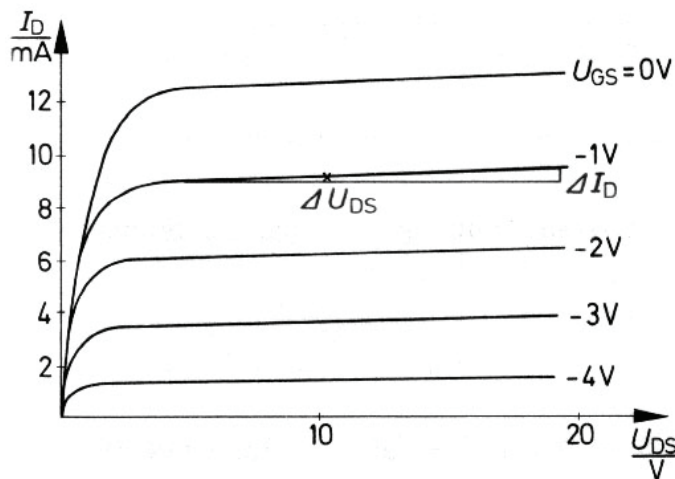
Für  $U_{DS}$  konstant:

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

- S = Steilheit [S] [A/V]
- $\Delta I_D$  = Drainstromänderung [A]
- $\Delta U_{GS}$  = Gate-Source-spannungsänderung [V]

### 1.8.3. Differentieller Ausgangswiderstand $r_{DS}$

Der Ausgangswiderstand  $r_{DS}$  eines n-Kanal-Sperrschicht-FETs ist ein differentieller Widerstand, der den Zusammenhang zwischen kleinen Drainströmen  $\Delta I_D$  und kleinen Drainspannungsänderungen  $\Delta U_{DS}$  an gibt.



Im Arbeitspunkt A hat der Ausgangswiderstand die Grösse.

Für  $U_{GS}$  konstant:

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$$

$r_{DS}$  = Differentieller Ausgangswiderstand

[A]

[V]

- $\Delta I_D$  = Drainstromänderung
- $\Delta U_{DS}$  = Drainspannungsänderung

Die Arbeitsweise des p-Kanal-Sperrschicht-FETs ist prinzipiell die gleiche wie die des n-Kanal Typs. Es müssen lediglich die Spannungen  $U_{DS}$  und  $U_{GS}$  umgepolt werden. Dadurch ändert sich auch der Drainstrom  $I_D$  seine Richtung.

### 1.8.4. Differentieller Eingangswiderstand $r_{GS}$

Der differentielle Eingangswiderstand  $r_{GS}$  kann wegen den sehr kleinen Gateströmen kaum berechnet werden. Der differentielle Eingangswiderstand ist deshalb eine annähernd konstante Grösse.

- JFET:  $r_{GS} \approx 10^{10}$  bis  $10^{14} \Omega$
- MOSFET:  $r_{GS} \approx 10^{14}$  bis  $10^{15} \Omega$

### 1.8.5. Verlustleistung

Im Feldeffekttransistor wird während des Betriebs elektrische Arbeit in Wärmeenergie umgewandelt. Der FET erwärmt sich dadurch. Die Verlustleistung wird folgendermassen berechnet.

$$P_{tot} = I_D \cdot U_{DS}$$

$P_{tot}$	=	Verlustleistung	[W]
$I_D$	=	Drainstrom	[A]
$U_{DS}$	=	Drain-Source-Spannung	[V]

Die im Datenblatt angegebene höchste Verlustleistung  $P_{tot}$  kann in der Ausgangskennlinie als Verlusthyperbel dargestellt werden. Der Arbeitspunkt eines FET muss nun stets im Gebiet unterhalb der Verlustleistungshyperbel liegen, ansonsten wird der FET wärmemässig überlastet und zerstört.

### 1.8.6. Y-Parameter

Wie beim bipolaren Transistor die h-Parameter existieren beim FET y-Parameter:

- Eingangsleitwert  $1/r_{GS}$ :  $y_{11s}$
- Rückwirkungsfaktor D:  $y_{12s}$
- Steilheit S:  $y_{21s}$
- Ausgangsleitwert  $1/r_{DS}$ :  $y_{22s}$

Die erwähnten y-Parameter beziehen sich alle auf die Sourceschaltung bei bestimmten Bedingungen.

### 1.8.7. Anwendungen von Feldeffekttransistoren

Feldeffekttransistoren werden hauptsächlich in Verstärkerschaltungen sowie in Schalterstufen verwendet. Ihr besonderer Vorteil gegenüber bipolaren Transistoren liegt in der Möglichkeit der leistungslosen Steuerung. Selbstleitende MOSFET werden für HF-Verstärker bevorzugt.

Feldeffekttransistoren werden auch in analogen Schaltungen, z.B. in Stabilisierschaltungen oder in Oszillatorschaltungen eingesetzt.

In der Digitaltechnik kommen vorallem MOSFET oft in integrierten Schaltungen zu nutzen (NMOS-, PMOS- und CMOS-Bausteine).

JFET werden in analogen IC's eingesetzt, beispielsweise in OPAMP.

### **1.9. MOS-Leistungs-FET**

MOS-Leistungs-FET (auch Power-MOSFET PWM genannt) sind speziell hergestellte Leistungsfeldeffekttransistoren. Sie sind für sehr grosse Ströme geeignet und zeichnen sich durch einen sehr kleinen Durchlasswiderstand aus.

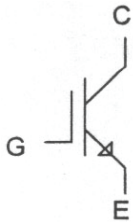
Angewendet wird der MOS-Leistungs-FET dank seines niedrigen Durchlasswiderstandes, seinen grossen Drainströmen und seiner kleinen Steuerleistung vorallem in Leistungsschaltstufen. Der MOS-Leistungs-FET hat wegen seinen viel kleineren Schaltzeiten weitere Vorteile gegen den bipolaren Leistungstransistor.

#### **Weiterentwicklungen vom MOS-Leistungs-FET**

- TEMPFET (Temperature Protected FET)  
Der TEMPFET ist ein MOS-Leistungs-FET mit eingebautem Temperatursensor. Er ist geschützt gegen Übertemperatur und Kurzschluss, wobei die starke Erwärmung des Leistungstransistors als Indikator für einen Kurzschluss herangezogen wird. Der Temperatursensor steuert einen Thyristor an, welcher bei Übertemperatur die Gate-Source-Stecke kurzschliesst und dadurch den MOSFET abschaltet.
  
- PROFET (Protected FET)  
Der PROFET verfügt über höhere Intelligenz als der TEMPFET. Nebst erweiterten Überwachungen und Schutzfunktionen liefert der PROFET ein Statussignal zur Signalisation von aktivierten Schutzmechanismen.

### 1.10. IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

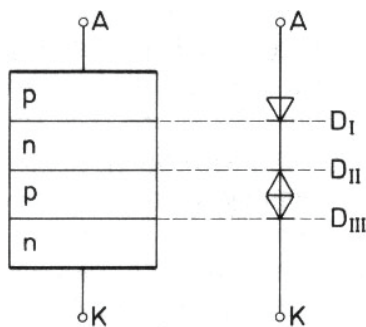
Der IGBT ist ein technologisch kombiniertes Bauelement mit den vorteilhaften Eigenschaften eines bipolaren Leistungstransistors (Durchlassverhalten) und mit denen eines MOSFETs (Schaltzeiten, Ansteuerleistung, Robustheit).



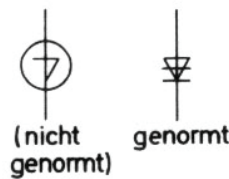
#### Anwendung

Angewendet werden die IGBT in Leistungsschaltstufen. Da die Schaltzeiten noch nicht optimal sind, werden für schnelle Schalter MOS-Leistungs-FET bevorzugt.

### 1.11. Vierschichtdioden



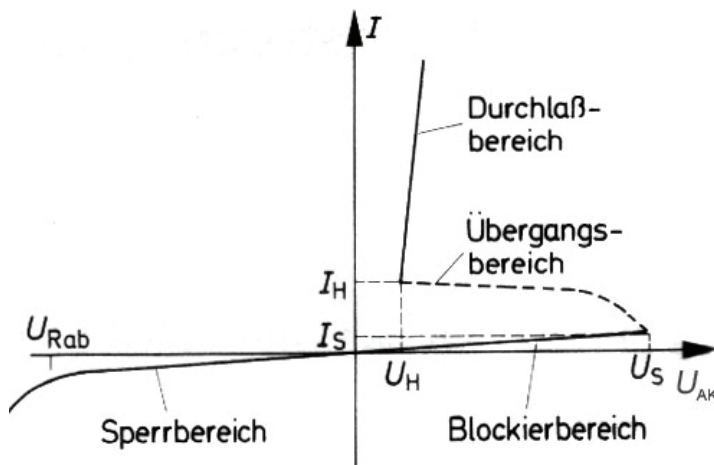
#### Schaltzeichen



Die Vierschichtdiode ist ein Bauteil mit Schaltereigenschaften.

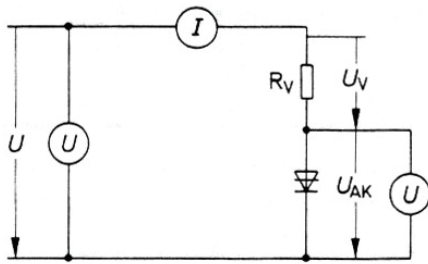
Sie hat einen hochohmigen Zustand und einen niederohmigen Zustand.

Im Sperrbereich fließt ein sehr geringer Sperrstrom. Bei der Sperrspannung  $U_{Rab}$  kommt es zu einem Durchbruch.

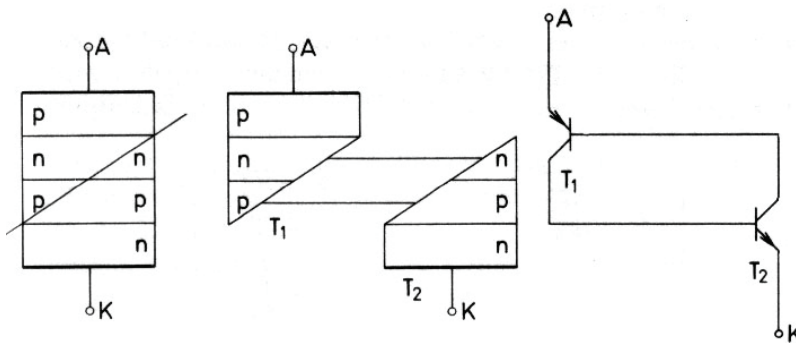


Im Blockierbereich ist die Vierschichtdiode hochohmig. Bei der Schaltspannung  $U_S$  geht sie in den niederohmigen Zustand über.

Im Stromkreis einer Vierschichtdiode muss ein genügend grosser Widerstand  $R_V$  gewählt werden, damit der Strom in Durchlassrichtung begrenzt wird:



**Ersatzschaltung**

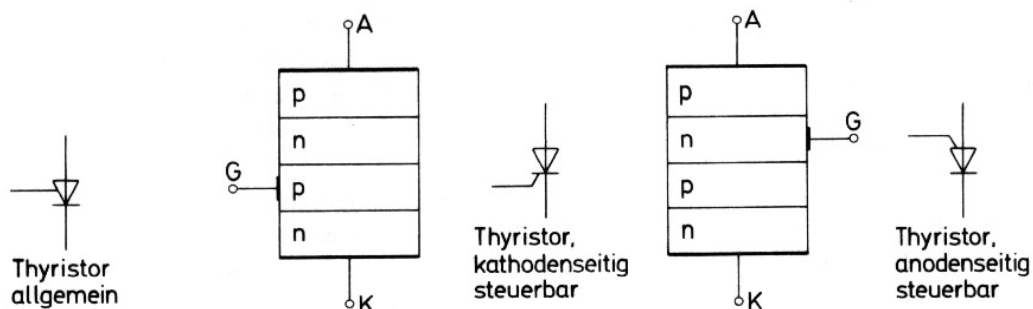


Wird die Spannung an A und K erhöht, so steigen auch die Sperrströme beider Transistorstrecken ( $T_1$  und  $T_2$ ).

Der Sperrstrom von  $T_1$  ist aber der Basisstrom von  $T_2$  und der Sperrstrom von  $T_2$  ist der Basisstrom von  $T_1$ . Bei einem bestimmten Spannungswert von  $U_{AK}$ , bei Spannung  $U_S$ , wird nun der Sperrstrom des einen Transistors so gross, dass er den anderen Transistor langsam aufzusteuern beginnt. Dadurch wird er selbst durch den anderen Transistor ebenfalls aufgesteuert. Die Vierschichtdiode leitet.

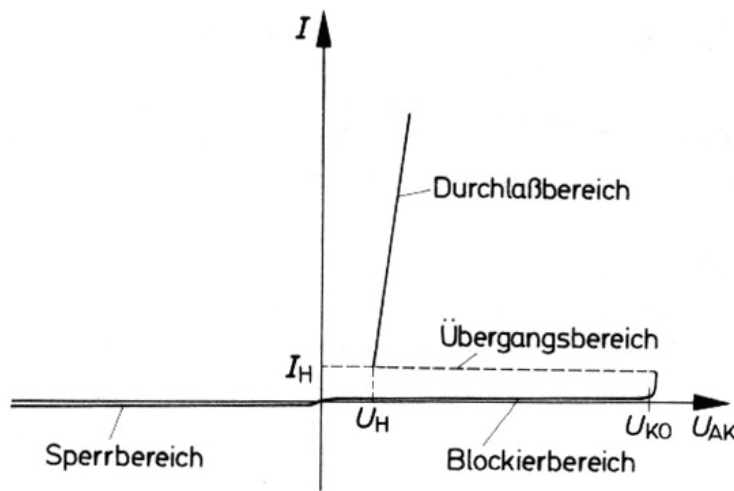
**1.12. Thyristoren**

Thyristoren sind meist ähnlich aufgebaut wie Vierschichtdioden und haben wie diese zwei stabile Betriebszustände, einen hochohmigen Zustand und einen niederohmigen Zustand.



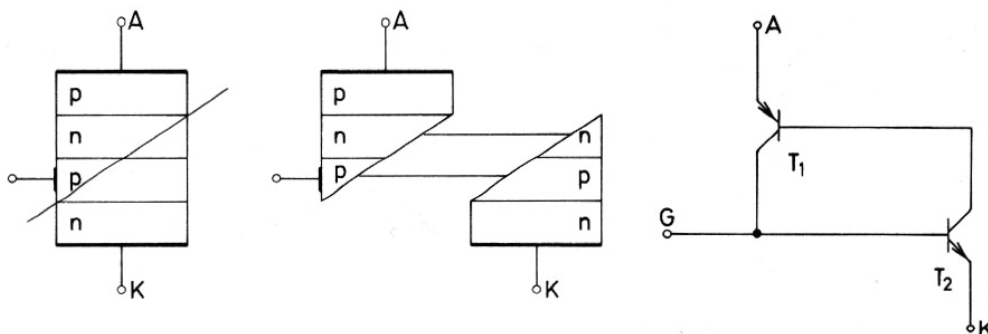
Das Umschalten von einem Zustand in den anderen ist über einen Steueranschluss steuerbar.

Die Nullkippspannung  $U_{K0}$  ist die Spannung, bei der ein mit offenem Steueranschluss in Schaltichtung betriebener Thyristor in den niederohmigen Zustand kippt. Der Thyristor kippt erst wieder in den Sperrzustand zurück, wenn der Haltestrom  $I_H$  unterschritten wird.



**Ersatzschaltung**

Ein in Schaltichtung betriebener Thyristor kippt bei Eintreffen eines ausreichend grossen und genügend lange dauernden Steuerimpuls in den niederohmigen Zustand.

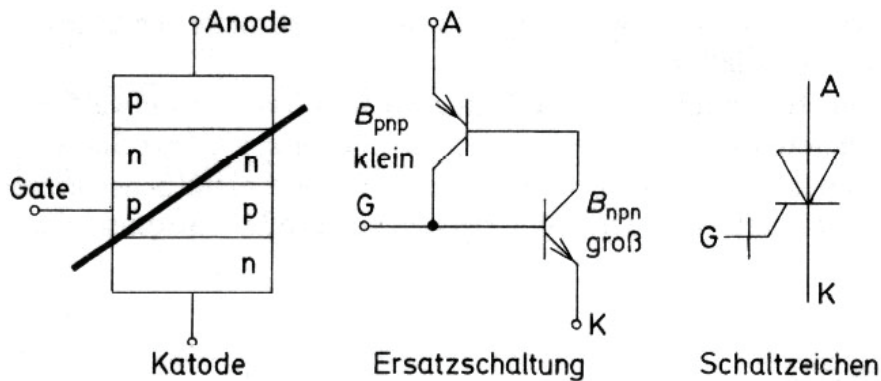


**1.13. GTO-Thyristoren (Gate Turn Off)**

Die herkömmlichen Thyristoren haben den Nachteil, nach dem Einschalten im niederohmigen Zustand zu verbleiben, bis der Haltestromwert  $I_H$  unterschritten wird. Das Gate ist während dieser Zeit wirkungslos.



Der GTO-Thyristor erlaubt nun ein Abschalten durch einen negativen Steuerstrom (muss ca. 20%-30% des Laststroms betragen).



Die Stromverstärkung der pnp-Transistorstrecke  $B_{pnp}$  wird durch Herstellungsmassnahmen so vermindert, dass sich nach dem Einschalten der niederohmige Zustand gerade noch sicher hält. Das Ausschalten über das Gate wird erst durch diese Massnahme möglich.

Für GTO-Thyristoren wird eine Abschaltverstärkung  $G_{GQ}$  angegeben. Je höher  $G_{GQ}$  ist, desto kleiner kann der Abschalt-Steuerstrom sein.

$$G_{GQ} = \frac{I_{TQS}}{I_{GQ}}$$

- $G_{GQ}$  = Abschaltverstärkung [1]
- $I_{TQS}$  = Abzuschaltender Strom, Laststrom [A]
- $I_{GQ}$  = Abschaltsteuerstrom [A]

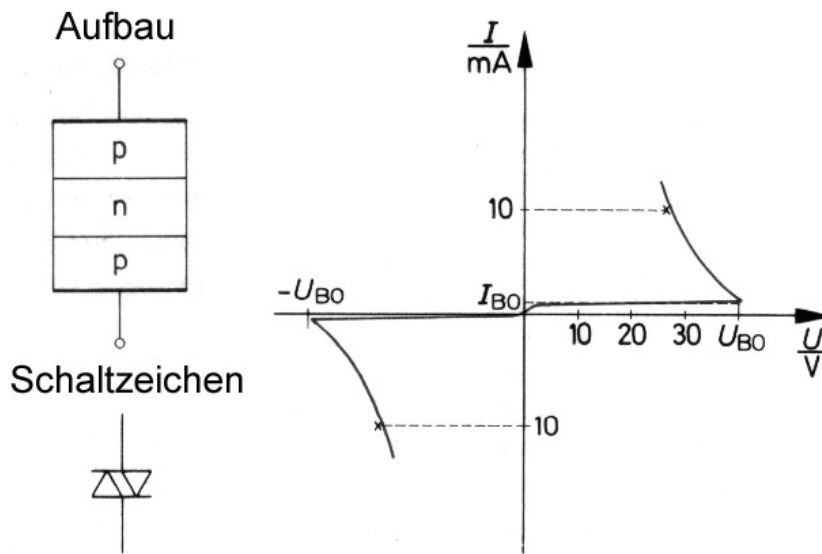
### 1.14. Diac

Die Bezeichnung "Diac" ist die Zusammenfassung der Anfangsbuchstaben des englischen Namens "diode alternating current switch", was übersetzt Diodenwechselstromschalter bedeutet.

#### 1.14.1. Zweirichtungsdioden

Die Zweirichtungsdiode ist ähnlich aufgebaut wie ein Transistor. Wie man die äussere Spannung auch polt, ein pn-Übergang wird stets in Sperrichtung, der andere in Durchlassrichtung betrieben.

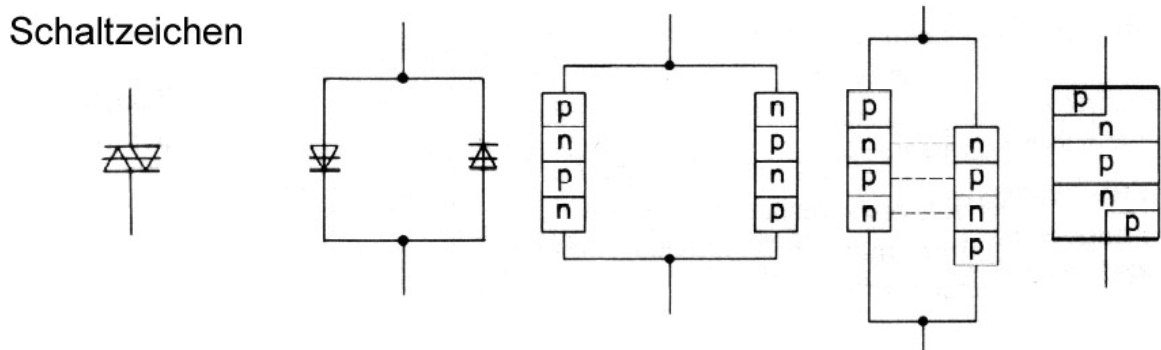




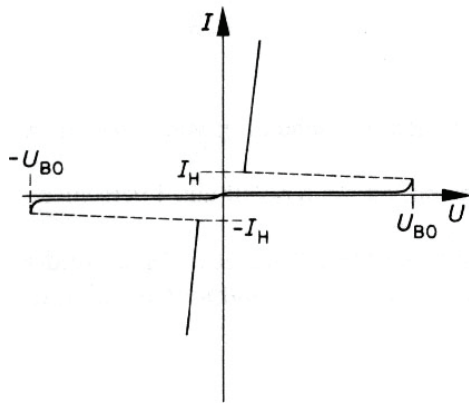
Bei einer bestimmten Spannung  $U_{B0}$  bricht der in Sperrichtung betriebene pn-Übergang durch. Der Durchbruch erfolgt ähnlich wie bei einer Z-Diode. Nach dem Durchbruch ist die Zweirichtungsdiode niederohmig. Die Größe der Durchbruchspannung hängt von der Dotierung der Zonen ab. Das Zurückkippen in den hochohmigen Zustand erfolgt beim Unterschreiten einer bestimmten Spannung, der so genannten Haltespannung.

**1.14.2. Zweirichtungs-Thyristordioden**

Eine Zweirichtungs-Thyristordiode ist im Prinzip eine Antiparallelschaltung von zwei Vierschichtdioden.



Die beiden Dioden können in einem Kristall vereinigt werden. Dabei werden jeweils n-leitende und p-leitende Zonen zusammengefasst. Es ergibt sich ein Fünfschicht-Halbleiterbauteil.



Eine Zweirichtungs-Thyristordiode wird beim Unterschreiten des Haltestromes  $I_H$  hochohmig.

### 1.14.3. Anwendung

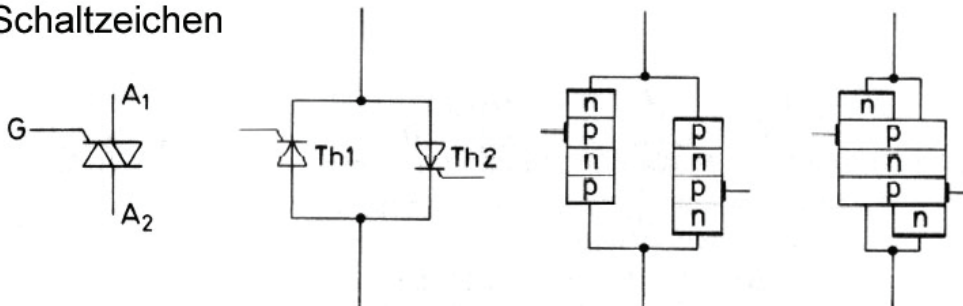
Diac, also Zweirichtungsdioden und Zweirichtungs-Thyristordioden, werden vorwiegend als kontaktlose Schalter eingesetzt. Sie werden nur für kleine Stromstärken (bis etwa 3A) gebaut. Ihr Hauptanwendungsgebiet ist zur Zeit die Ansteuerung von Triac.

### 1.15. Triac

In der Steuerungstechnik wird oft gefordert, dass einem Verbraucher eine steuerbare Leistung zugeführt wird. Die Steuerung dieser Leistung soll möglichst wirtschaftlich erfolgen.

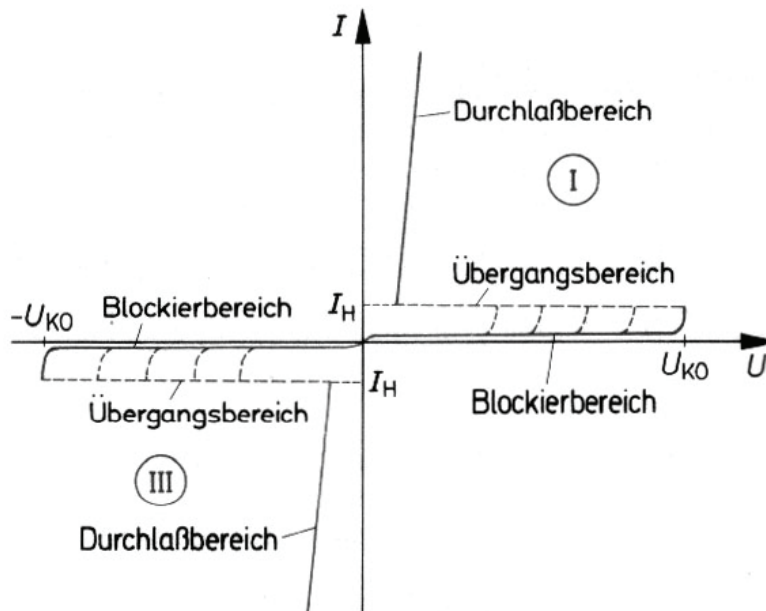
Eine solche Leistungssteuerung ist grundsätzlich mit Thyristoren möglich. Thyristoren haben aber einen Gleichrichtereffekt. Sie steuern nur positive Halbwellen. Die negativen Halbwellen werden gesperrt. Um dies zu verhindern kann man zwei Thyristoren antiparallel zusammenschalten.

Schaltzeichen



Ein Triac arbeitet wie eine Antiparallelschaltung von zwei Thyristoren. Er steuert beide Halbwellen eines Wechselstromes. Die Steuerung

erfolgt über eine einzige Steuerelektrode G.



### 1.16. Wellenlänge des sichtbaren Lichtes

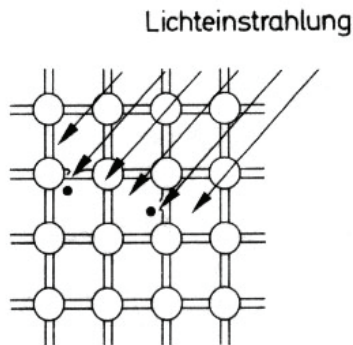
Das Licht zeigt sich in vielen Experimenten als eine **elektromagnetische** Welle. Die Wellenlänge des **sichtbaren Lichtes** liegen im Vakuum in den Bereichen von etwa

		500THz		
UV	390nm...	600nm...	770nm	IR
	blau	grün	rot	

### 1.17. Innerer Fotoeffekt

Die Quantentheorie des Lichts besagt, dass beim Übergang eines Elektrons von einem höheren Energiezustand (aufgerissene Bindung) in einen tieferen Energiezustand (Elektronenpaarbindung) Energie frei wird. Diese Energie bezeichnet man als Photon. Kehrt man diese Theorie um und fügt Energie in Form von Licht zu, werden Elektronen aus den Bindungen gerissen.

Die Eigenleitfähigkeit von Halbleitern wird also bei Lichteinstrahlung vergrößert, da mehr freie Elektronen und Löcher zur Verfügung stehen.



Herauslösen von Valenzelektronen aus Halbleiterkristallbindungen bei Lichteinstrahlung.

Man spricht vom inneren photoelektrischen Effekt. Dieser Effekt tritt grundsätzlich in allen Halbleiternwerkstoffen auf. Man verwendet daher lichtundurchlässige Gehäuse, wenn der innere photoelektrische Effekt unerwünscht ist.

Beim inneren photoelektrischen Effekt bleiben die Ladungsträger im Material. Im Gegensatz dazu steht der äussere photoelektrische Effekt, bei dem das Elektron die Materie verlässt (Fotoröhre).

### 1.18. Fotoelement

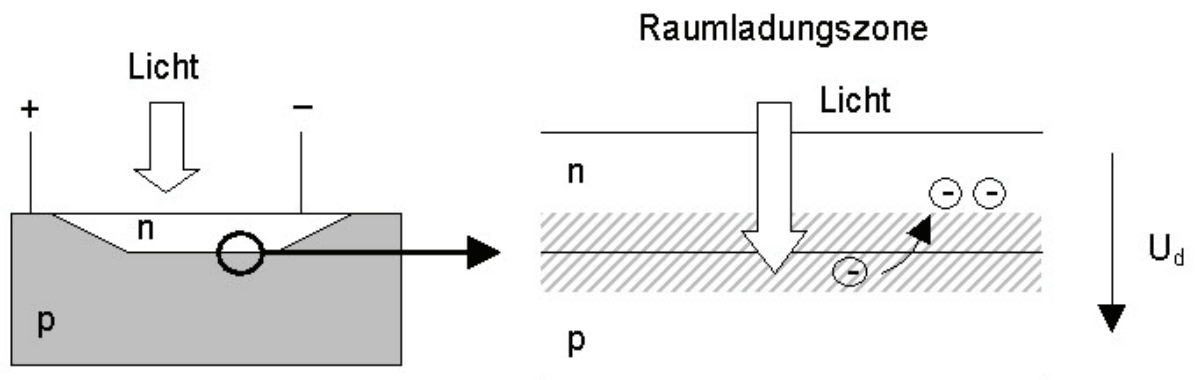
Fotoelemente sind aktive Sensoren (Energiewandler). Die Lichtenergie wird in elektrische Energie umgewandelt.



Durch die Ladungsträgerdiffusion entsteht zwischen der p-Zone und der n-Zone eine Raumladungszone. In dieser Raumladungszone herrscht ein elektrisches Feld.

Die n-Zone wird fast vollständig von der Raumladungszone durchsetzt, da sie sehr dünn ist.

Das auf die Raumladungszone fallende Licht schlägt Elektronen aus den Bindungen. Beschleunigt durch das elektrische Feld sammeln sich die Elektronen in der ladungsfreien n-Zone. Die entstandenen Löcher wandern zur sperrschichtfreien p-Zone. Es entsteht ein Ladungsträgerüberschuss.



Fotoelemente zeigen eine spektrale Empfindlichkeit. So haben z.B. Selen-Fotozellen einen der Augenempfindlichkeit ähnlichen Verlauf. Dadurch eignen sie sich gut für fotoelektrische Belichtungsmesser. Fotoelemente besitzen eine Leerlaufspannung und einen Innenwiderstand und müssen deshalb für eine optimale Ausbeute angepasst werden.

### Anwendungen

Fotoelemente werden zur Umwandlung von Sonnenlichtenergie in elektrische Energie verwendet. Bekannter unter dem Namen Solarzellen dienen Sie zum Beispiel zur Energieversorgung von Satelliten und Verstärkern in Telefonleitungen.

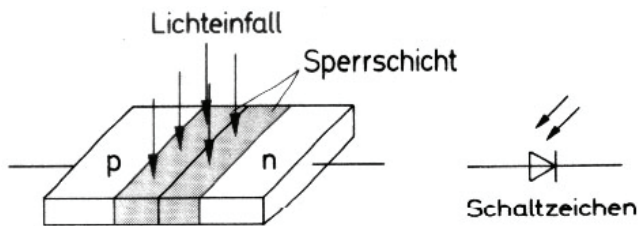
Auch in der Mess-, Steuer- und Regelungstechnik finden Fotoelemente Einsatz.

Zur Abtastung von Lochkarten und Lochstreifen werden zum Beispiel Baugruppen aus zeilenförmig angeordneten Fotoelementen verwendet.

### 1.19. Fotodiode

Fotodioden sind Halbleiterdioden, deren pn-Übergang dem Licht gut zugänglich gemacht wurde. Üblich sind Silizium- und Germaniumdioden. Fotodioden werden immer in Sperrichtung betrieben. Es entsteht eine verhältnismässig breite Raumladungszone.

Wenn kein Licht auf die Raumladungszone fällt, kann nur ein kleiner Sperrstrom fließen. Die Grösse des Sperrstromes bei völliger Dunkelheit entspricht gerade dem Sperrstrom einer normalen Silizium- bzw. Germanium-Diode.



Sobald Licht auf die Sperrschicht trifft, werden Kristallbindungen aufgebrochen, wodurch freie Elektronen und Löcher entstehen. Die erzeugten Ladungsträger werden aus der Sperrschicht heraustransportiert. Der Sperrstrom steigt um einige Zenerpotenzen an.

Zwischen dem Sperrstrom und dem Lichteinfall besteht ein guter linearer Zusammenhang. Steigt der Lichteinfall, so steigt auch der Sperrstrom.

Er ändert sich fast trägheitslos. Der Aufbau von Fotodioden gleicht sehr stark dem von Fotoelementen. Deshalb können Fotodioden auch als Fotoelemente eingesetzt werden. Allerdings haben sie einen schlechteren Wirkungsgrad.

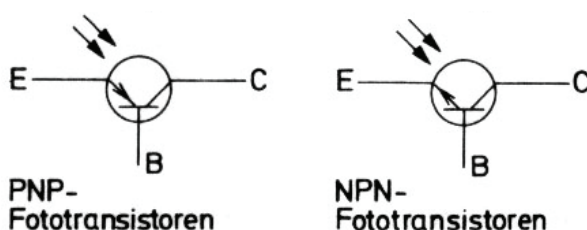
### Anwendungen

Dank ihrem linearen Zusammenhang zwischen Sperrstrom und Beleuchtungsstärke werden Fotodioden vorwiegend für Messzwecke verwendet. Da sie sehr klein aufgebaut werden können sind hohe Packungsdichten möglich.

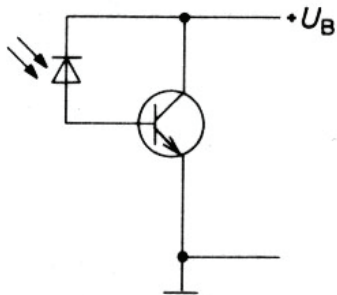
In der Steuer- und Regelungstechnik spielen Fotodioden vor allem bei Anwendungen wo Fotowiderstände wegen ihrer grossen Trägheit nicht eingesetzt werden können eine wichtige Rolle.

## 1.20. Fototransistoren

Bei einem Fototransistor ist die Kollektor-Basis-Strecke als Fotodiode ausgebildet.



Das Ersatzschaltbild bild zeigt dies deutlicher:



Der Strom durch die Fotodiode bewirkt einen Basisstrom und damit einen verstärkten Kollektorstrom. Der Basisanschluss kann, je nach Schaltung offen gelassen werden.

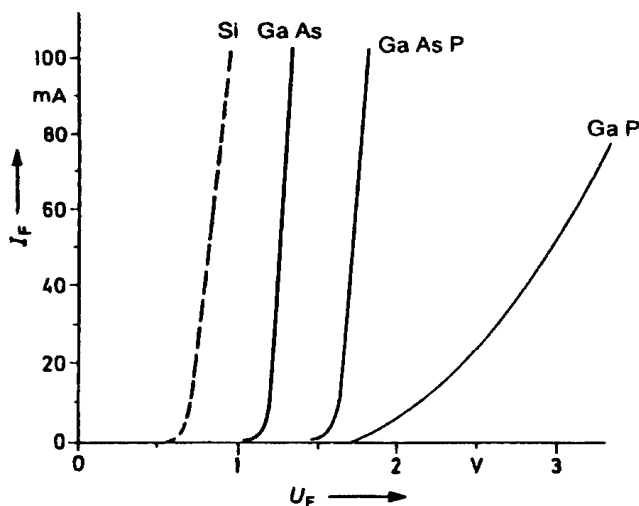
Für besonders hohe Stromverstärkung kann man Darlington Fototransistoren einsetzen.

### Anwendungen

Fototransistoren haben einen sehr breiten Anwendungsbereich. Sie werden überall dort eingesetzt, wo auch Fotodioden Anwendung finden. Bei gleichen Bedingungen haben jedoch Fototransistoren eine höhere Ausgangsspannung gegenüber Fotodioden.

Fototransistoren können sehr klein aufgebaut werden und eignen sich deshalb für die optische Abtastung von Lochkarten, Lochstreifen und Bildvorlagen.

## 1.21. Leuchtdiode LED (Light Emitting Diode)



Si	Normale Siliziumdiode
GaAs IRED	Infrarot-LED
GaAsP	LED rot
GaP	LED grün

LED reagieren allgemein sehr schnell auf Stromänderungen. Sie lassen sich daher gut optisch modulieren. Unter Berücksichtigung der maximalen Verlustleistung und der maximalen Sperrschichttemperatur lassen sich LED mit höheren, impulsförmigen Strömen modulieren. Dadurch kann die Strahlungsleistung gegenüber dem Dauerbetrieb wesentlich erhöht werden.

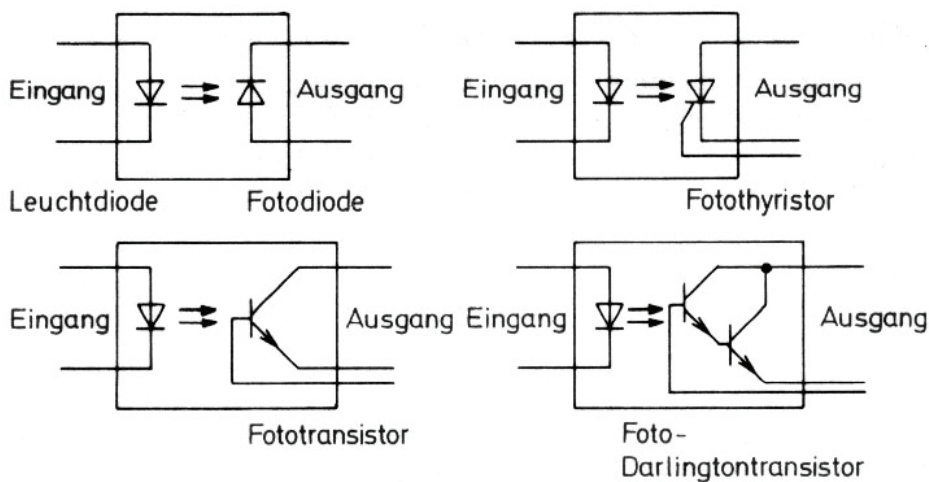
**Weitere Farben**

Gelbe LED (Durchlassspannung 2,0..2,2V)

Blaue LED (Durchlassspannung 3..5V)

**1.22. Opto-Koppler**

Opto-Koppler gestatten eine rückwirkungsfreie galvanische getrennte Kopplung von elektronischen Baugruppen:



Das wichtigste Merkmal eines Optokopplers ist das Übersetzungsverhältnis. Es wird im wesentlichen von den Eigenschaften des Empfängers bestimmt.

$$\alpha = \frac{I_a}{I_e}$$

Empfänger	$\alpha$	$f_{max}$
Fotodiode	0.1%	10MHz
Fototransistor	10 - 300%	300kHz
Foto - Darlington - Transistor	100 - 10 <sup>3</sup> %	30kHz



### 1.23. Halbleiterbezeichnungen

Das europäische Bezeichnungssystem besteht aus zwei Buchstaben und einer Reihe von Ziffern. Technische Bedeutung haben nur die beiden Buchstaben, die Ziffern haben nur die Bedeutung einer laufenden Bezeichnung.

#### 1. Buchstabe

Der erste Buchstabe gibt Auskunft über das Ausgangsmaterial:

- A Germanium
- B Silizium
- C Gallium-Arsenid
- D Indium-Antimonid
- R Halbleitermaterial für Photoleiter und Hallgeneratoren

#### 2. Buchstabe

Der Zweite Buchstabe beschreibt die Hauptfunktion:

- A Halbleiterdiode
- B Kapazitätsdiode
- C Transistor für Anwendungen im Tonfrequenzbereich
- D Leistungstransistor für Anwendungen im Tonfrequenzbereich
- E Tunneliode
- F HF-Transistor
- H Hall-Feldsonde
- L HF-Leistungstransistor
- M Hallgenerator in magnetisch geschlossenem Kreis
- P Strahlungsempfindliches Halbleiterbauelement
- Q Strahlungserzeugendes Halbleiterbauelement
- R Thyristor, Thyristortetrode...
- S Transistor für Schaltanwendungen
- T Thyristor, Thyristortetrode...
- U Leistungstransistor für Schaltanwendungen
- Y Leistungsdiode
- Z Z-Diode

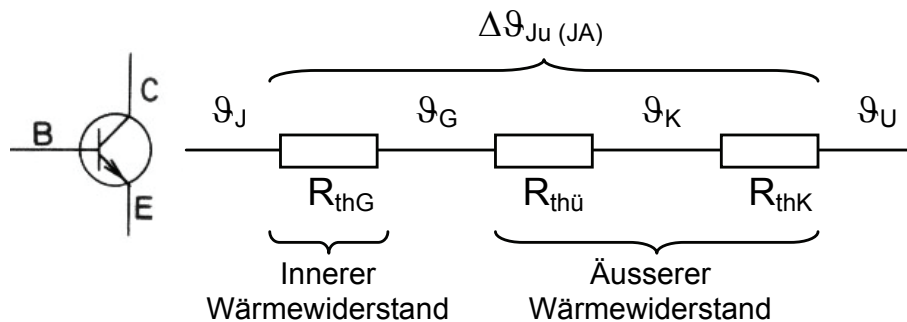
Das amerikanische Bezeichnungssystem besteht aus einer Zahl zwischen 1 und 4 (Hauptfunktion), dem Buchstaben N und der Zifferncode der fortlaufenden Kennzeichnung.

- 1N Diode
- 2N Transistoren, Thyristoren
- 3N Tetronen oder ähnliches
- 4N Vierschichtdioden

### 1.24. Kühlung von Halbleitern

Bei der Ableitung der Wärme aus den pn-Übergängen des Kristalls bis zur umgebenden Luft müssen unterschiedliche Materialien durchströmt werden.

Jedes Material leitet die Wärme unterschiedlich gut.



Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht u. Gehäuse:  $R_{thG}, R_{thJC}$   
 Wärmewiderstand zwischen Gehäuse u. Kühlkörper:  $R_{thü}, R_{thCK}$   
 Wärmewiderstand zwischen Kühlkörper u. Umgebung:  $R_{thK}, R_{thKA}$

$$R_{thJu} = R_{thG} + R_{thü} + R_{thK}$$

#### Vergleich mit dem Ohmschen Gesetz

$$R_{th} = \frac{\Delta\vartheta}{P_v}$$

$$R_{th} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_U}{P_v}$$

$$R_{th} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_G}{P_v}$$

- $\vartheta_J$  = Sperrschichttemperatur
- $\vartheta_G$  = Gehäusetemperatur
- $\vartheta_K$  = Kühlkörpertemperatur
- $\vartheta_U$  = Umgebungstemperatur

## 2. Gleichrichterschaltungen

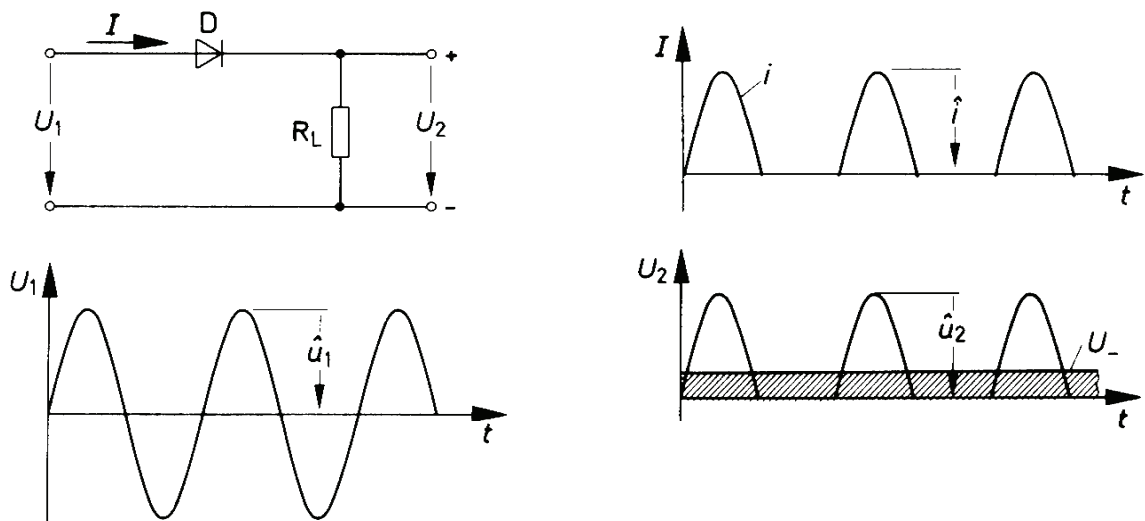
### 2.1. Einweggleichrichter

#### Ohmsche Last

Einweggleichrichter stellen die einfachste Gleichrichterschaltung dar.

#### Eigenschaften

- Grosse Welligkeit.
- Transformator leistungsmässig schlecht ausgenützt.
- Kann auch ohne Transformator betrieben werden.



$$U_2 = U_1 - 0.7V \quad (\text{Ein Diodenabfall})$$

Berechnung des Gleichspannungsanteils (Mittelwert) und des Effektivwerts:

$$U = \frac{\hat{u}_2}{\pi}$$

$$U_{\text{eff}} = \frac{\hat{u}_2}{2}$$

$U$  = Gleichspannungsanteil [V]

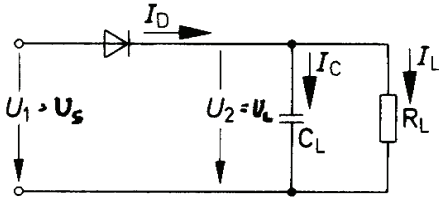
$U_{\text{eff}}$  = Effektivwert [V]

$U_1$  = Eingangsspannung [V]

$U_2$  = Ausgangsspannung [V]

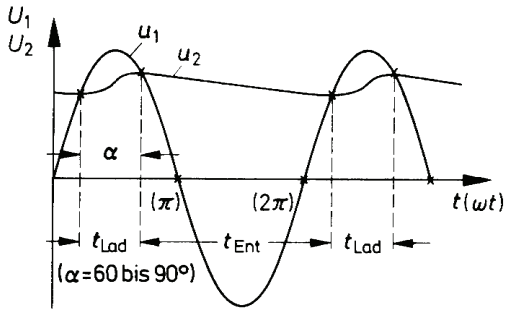
**Ohmsche und kapazitive Last**

Einweggleichrichter mit einem Siebkondensator  $C_L$  parallel zu  $R_L$ :



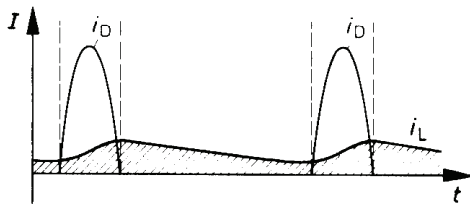
Leerlauf-Ausgangsspannung:

$$U_{Leer} = \sqrt{2} \cdot U_{1eff}$$



Last-Ausgangsspannung:

$$U_{Last} = U_{Leer} \left( 1 - \sqrt{R_i // R_L} \right)$$



Maximale Sperrspannung:

$$U_{Sperr} = 2\sqrt{2} \cdot U_{1eff}$$

Brummspannung:

$$U_{Lss} = 0.8 \cdot \frac{I_L}{C_L \cdot f_{Netz}}$$

Brummfrequenz:

$$f_{ss} = f_{Netz}$$

- $U_{Lss}$  = Brummspannung [V]
- $U_{Sperr}$  = Diodensperrspannung [V]
- $U_{Leer}$  = Leerlaufspannung [V]
- $U_{Last}$  = Lastspannung [V]
- $U_2$  = Primärspannung [V]
- $U_1$  = Sekundärspannung [V]
- $I_L$  = Laststrom [A]
- $f_{ss}$  = Brummfrequenz [Hz]
- $f_{Netz}$  = Netzfrequenz [Hz]
- $R_i$  = Innenwiderstand [ $\Omega$ ]
- $C_L$  = Kapazität [ $\mu F$ ]

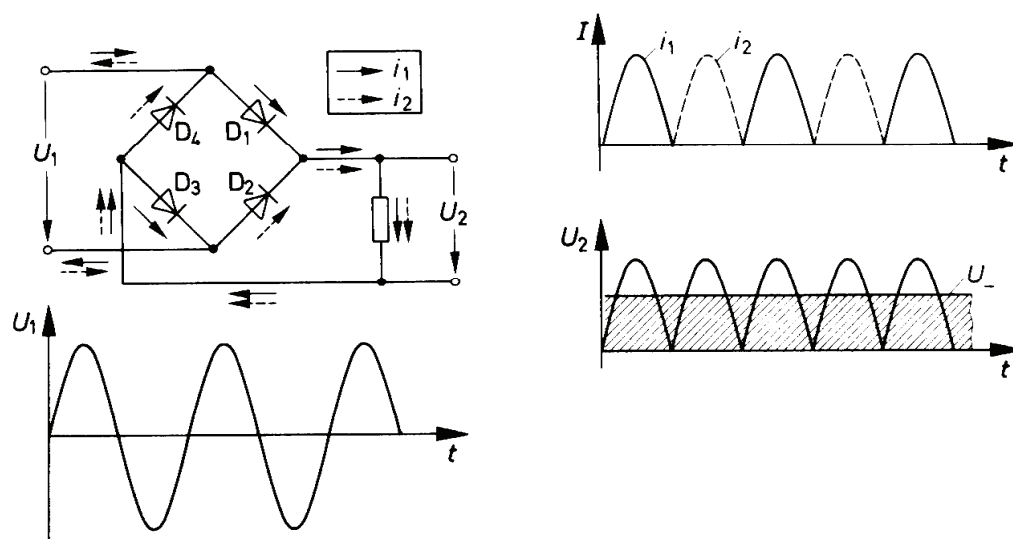
## 2.2. Zweiweggleichrichter

### Ohmsche Last

Der Zweiweggleichrichter ist die gebräuchlichste Gleichrichterschaltung. So genannte Brückengleichrichter sind als ein Bauteil erhältlich:

### Eigenschaften

- Kleinere Welligkeit.
- Transformator leistungsmässig gut ausgenutzt.



$$U_2 = U_1 - 1.4V \quad (\text{Zwei Diodenabfälle})$$

Berechnung des Gleichspannungsanteils (Mittelwert) und des Effektivwerts:

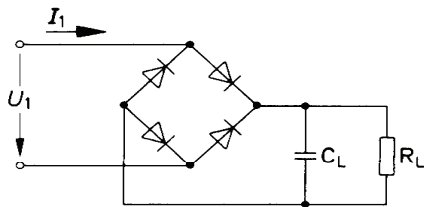
$$U = 2 \cdot \frac{\hat{u}_2}{\pi}$$

$$U_{eff} = \frac{\hat{u}_2}{\sqrt{2}}$$

U	=	Gleichspannungsanteil	[V]
U <sub>eff</sub>	=	Effektivwert	[V]
U <sub>1</sub>	=	Eingangsspannung	[V]
U <sub>2</sub>	=	Ausgangsspannung	[V]

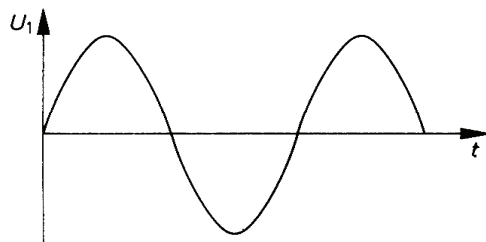
**Ohmsche und kapazitive Last**

Zweiweggleichrichter mit einem Siebkondensator  $C_L$  parallel zu  $R_L$ :



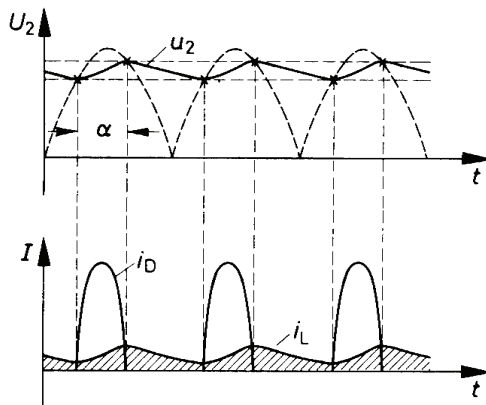
Leerlauf-Ausgangsspannung:

$$U_{Leer} = \sqrt{2} \cdot U_{1_{eff}}$$



Last-Ausgangsspannung:

$$U_{Last} = U_{Leer} \left( 1 - \sqrt{R_i // R_L} \right)$$



Maximale Sperrspannung:

$$U_{Sperr} = \sqrt{2} \cdot U_{1_{eff}}$$

Brummspannung:

$$U_{Lss} = 0.35 \cdot \frac{I_{RL}}{C_L \cdot f_{Netz}}$$

Brummfrequenz:

$$f_{ss} = 2 \cdot f_{Netz}$$

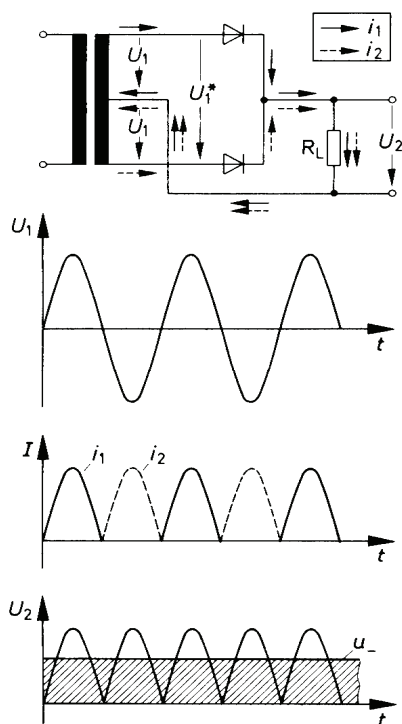
- $U_{Lss}$  = Brummspannung [V]
- $U_{Sperr}$  = Diodensperrspannung [V]
- $U_{Leer}$  = Leerlaufspannung [V]
- $U_{Last}$  = Lastspannung [V]
- $U_2$  = Primärspannung [V]
- $U_1$  = Sekundärspannung [V]
- $I_L$  = Laststrom [A]
- $f_{Netz}$  = Netzfrequenz [Hz]
- $R_i$  = Innenwiderstand [ $\Omega$ ]
- $C_L$  = Kapazität [ $\mu F$ ]

### 2.3. Mittelpunkt-Zweiweg-Gleichrichter

Mittelpunkt-Zweiweg-Gleichrichter werden gleich wie bei Brücken-gleichrichter berechnet:

#### Eigenschaften

- Kleinere Welligkeit.
- Transformator leistungsmässig mittelgut ausgenutzt.
- Trafo mit Mittelabgriff unbedingt erforderlich.



$$U_2 = U_1 - 0.7V$$

$U_1$  = Eingangsspannung [V]  
 $U_2$  = Ausgangsspannung [V]

### 2.4. Welligkeitsfaktor

Die Wirksamkeit einer Glättung kann durch die sogenannte Welligkeit  $w$  erfasst werden.

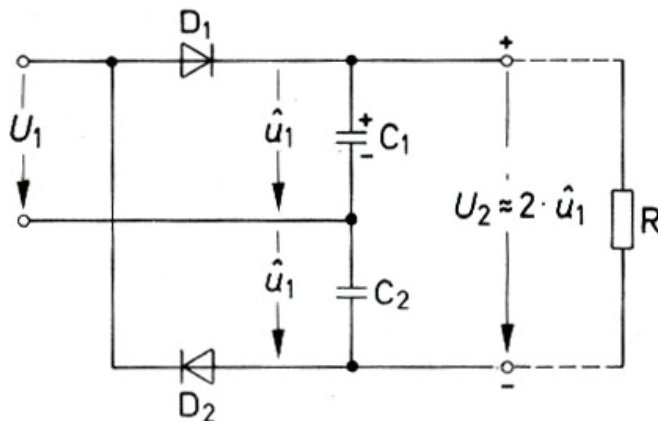
$$W = \frac{U_{AC}}{U_{DC}}$$

$W$  = Welligkeitsfaktor [1]  
 $U_{AC}$  = Wechselspannung [V]  
 $U_{DC}$  = Gleichspannung [V]

### 3. Spannungsvervielfacher

#### 3.1. Delon-Schaltung (Verdoppler)

Mit Hilfe der Delon-Schaltung erhält man aus einer Wechselspannung die doppelt so grosse Gleichspannung:

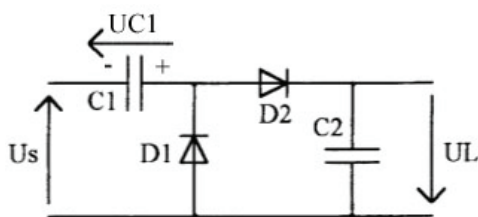


$$U_2 = 2\sqrt{2} \cdot U_{1_{eff}}$$

- $U_2$  = Ausgangs- oder Lastspannung [V]
- $U_1$  = Eingangswchselspannung [V]
- $U_{1_{eff}}$  = Effektivwert der Eingangsspannung [V]

#### 3.2. Villard-Schaltung

Negative Halbwelle von  $U_s$



$C_1$  wird geladen und  $D_2$  sperrt.

Positive Halbwelle von  $U_s$

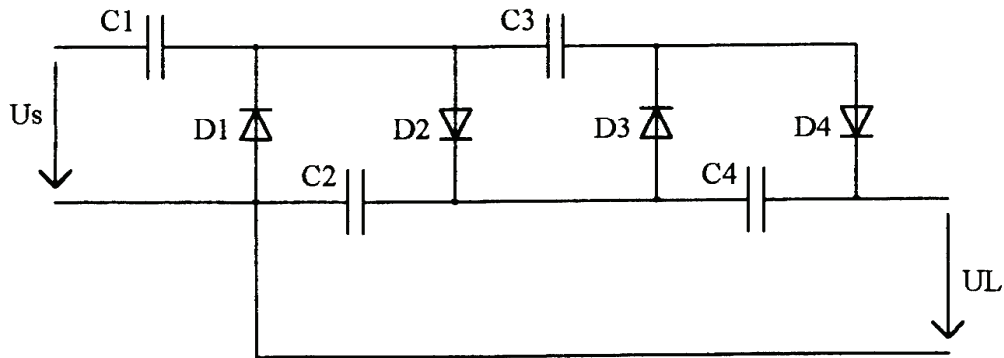
$U_s + U_{C1}$  laden  $C_2$  und  $D_1$  sperrt.

$$U_{C2} = U_L = 2 \cdot \hat{U}_s$$



### Kombination mehrerer Villard-Stufen

Benötigt man mehr als eine Spannungsverdoppelung, kann man einfach mehrere Villard-Stufen hintereinanderschalten:



$$U_L = n \cdot 2 \cdot \hat{U}_S$$

$U_L$	=	Ausgangs- oder Lastspannung	[V]
$U_S$	=	Eingangswechselspannung	[V]
$n$	=	Anzahl Villard-Stufen	[1]

## 4. Verstärkerschaltungen

### 4.1. Grundsaltungen des Transistors

Tabelle 1: Grundsaltungen des Transistors			
Schaltungsart	Emitterschaltung	Kollektorschaltung	Basisschaltung
Schaltung			
Stromverstärkungsfaktor	groß, z. B. 300	groß, z. B. 300	< 1
Spannungsverstärkungsfaktor	groß, z. B. 300	< 1	groß, z. B. 100
Leistungsverstärkungsfaktor	sehr groß, z. B. 30000	groß, z. B. 300	groß, z. B. 200
Eingangswiderstand Ausgangswiderstand	mittel, z. B. 5 kΩ	groß, z. B. 50 kΩ klein, z. B. 100 Ω	klein, z. B. 50 Ω groß, z. B. 50 kΩ
Lage der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung	gegenphasig	gleichphasig	gleichphasig
Die angegebenen Werte gelten für NPN-Kleinleistungstransistoren bei niederen Frequenzen.			

### Anwendungen

- Emitterstufe: Spannungs- und Stromverstärker
- Kollektorstufe: Stromverstärker, Impedanzwandler
- Basisschaltung: HF-Spannungsverstärker

### 4.2. Gleichstromverhalten der Emitterschaltung

Der Verstärker soll ein symmetrisches Ausgangssignal liefern, d.h. sein Arbeitspunkt muss in der Mitte des Ausgangenlinienfeldes liegen.

$$U_B +$$

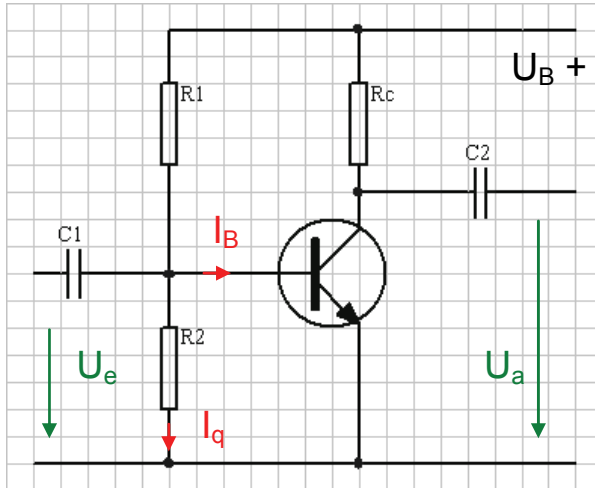
$$I_B$$

$$U_e$$

$$U_{CE} \quad U_a$$

### Basisspannungsteiler

Der Querstrom wird in der Praxis **5 – 10mal** grösser gewählt als der Basisstrom (unbelasteter Spannungsteiler).



$$I_q = 5 \dots 10 \cdot I_B$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B + I_q}$$

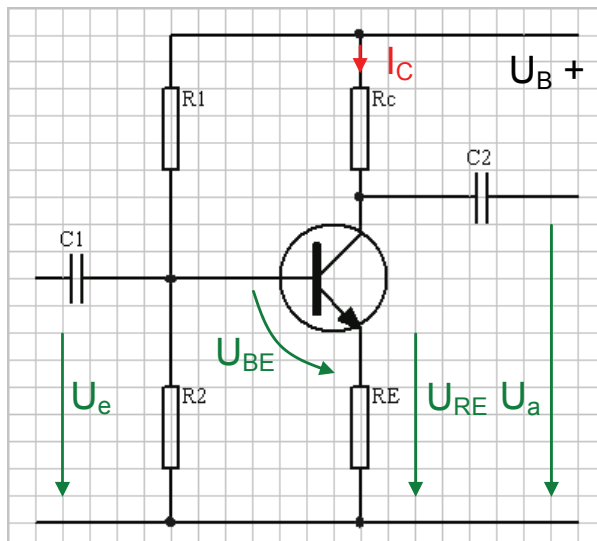
$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_q}$$

Diese Schaltung hat einen grösseren Eingangswiderstand als die normale Emitterschaltung.

### 4.3. Stabilisierung durch Gegenkopplung

Der Arbeitspunkt wird von der Temperatur des Transistors beeinflusst. Mit steigender Temperatur nimmt in der Regel der Kollektorstrom zu. Es wird eine Stabilisierung benötigt.

#### Gleichstromgegenkopplung



Wird durch die Erwärmung des Transistors der  $I_C$  erhöht, so wird auch  $U_{RE}$  grösser!  $U_{R2}$  bleibt annähernd konstant (unbelasteter Spannungsteiler)  $U_{BE}$  wird kleiner  $\rightarrow I_B$  wird kleiner  $\rightarrow I_C$  wird kleiner  $\rightarrow$  der Transistor regelt sich zurück.

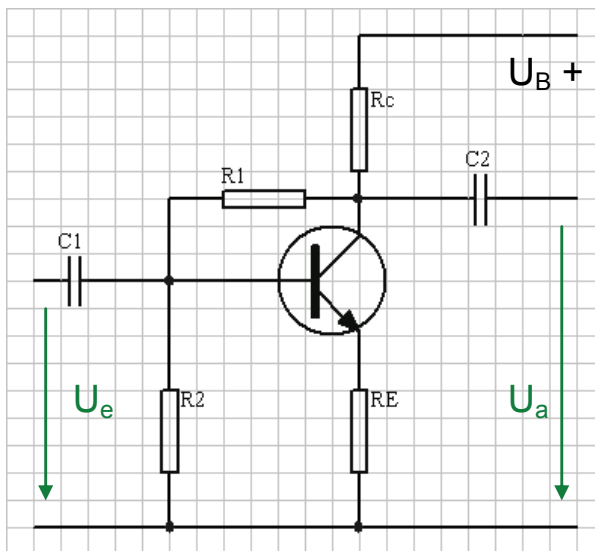
Um eine Aussage über die Qualität der Gegenkopplung zu machen, wird die **Driftverstärkung** definiert:

$$V_D = \frac{R_C}{R_E}$$

In vielen Büchern verwendet man  $M$  statt  $V_D$ .

Praktisch erreicht man eine ausreichende Stabilisierung mit  $V_D = 5 \dots 10$

### Spannungsgegenkopplung



Der Transistor wird erwärmt  $\rightarrow I_C$  würde grösser  $\rightarrow U_{RC}$  würde grösser  $\rightarrow U_{CE}$  würde kleiner  $\rightarrow U_{BE}$  wird kleiner  $\rightarrow$  der Transistor regelt sich zurück.

Die oben beschriebenen Stabilisierungen treffen aber nicht nur die langsamen Änderungen, welche Temperaturschwankungen verursachen, sondern wirken sich auch direkt auf die **Signalfrequenz** aus.

Mit einem Emitterkondensator kann die Gegenkopplung für den Bereich der Signalfrequenzen überbrückt werden. In diesem Bereich ist der Blindwiderstand  $0\Omega$ .

### Gleichstromgegenkopplung

### Spannungsgegenkopplung

### 4.4. Emitterschaltung

Ohne Gegenkopplung	Mit Gegenkopplung
Spannungsverstärkung $V_u$	
$V_{U\text{Leerlauf}} = \frac{\beta \cdot (r_{CE} // R_C)}{r_{BE}}$ $V_{U\text{Last}} = \frac{\beta \cdot (r_{CE} // R_C // R_L)}{r_{BE}}$	$V_{U\text{Leerlauf}} = \frac{R_C}{R_E}$ $V_{U\text{Last}} = \frac{R_C // R_L}{R_E}$
Stromverstärkung $V_i$	
$V_i = \frac{(r_{CE} // R_C // R_L)(R_1 // R_2 // r_{BE})}{R_L \cdot r_{BE}}$	$V_i = \beta \frac{r_{CE}}{R_C + r_{CE}} \approx \beta$
Leistungsverstärkung $V_P$	
$V_P = V_U \cdot V_i$	$V_P = V_U \cdot V_i$
Eingangswiderstand $r_e$	
$r_e = R_1 // R_2 // r_{BE} \approx r_{BE}$	$r_e = R_1 // R_2 // ((\beta + 1)R_E + R_{BE})$
Ausgangswiderstand $r_a$	
$r_a = r_{CE} // R_C \approx R_C$	$r_a = r_{CE} // R_C \approx R_C$
Einkopplungskondensator $C_1$	
$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot (R_i + r_e)}$	$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot (R_i + r_e)}$
Auskopplungskondensator $C_2$	
$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot (R_L + r_a)}$	$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot (R_L + r_a)}$

Emitterkondensator $C_E$	
$C_E = \frac{I_C}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot U_T}$	$C_E = \frac{I_C}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot U_T}$
Resonanzfrequenz $f_g$	
$f_g \approx \frac{f_{gu}}{\sqrt{n}}$	$f_g \approx \frac{f_{gu}}{\sqrt{n}}$
Phasenverschiebung $\varphi$	
$\varphi = 180^\circ$	$\varphi = 180^\circ$

$f_g$	= Grenzfrequenz eines einzelnen Hochpass	[Hz]
$f_{gu}$	= gesamte untere Grenzfrequenz	[Hz]
$n$	= Anzahl wirkende Hochpässe	[1]
$R_i$	= Innenwiderstand des Generators	[ $\Omega$ ]
$R_L$	= Lastwiderstand	[ $\Omega$ ]
$r_{CE}$	= $1/h_{22e}$ : Kollektor-Emitter-Widerstand	[ $\Omega$ ]
$r_{BE}$	= $h_{11e}$ : Basis-Emitter-Widerstand	[ $\Omega$ ]
$C_1$	= Eingangskondensator	[F]
$C_2$	= Ausgangskondensator	[F]
$C_E$	= Emitterkondensator	[F]
$I_C$	= Kollektorstrom	[A]
$U_T$	= Temperaturspannung = 26mV (bei Zimmertemperatur)	[V]
$\varphi$	= Phasenverschiebung	[ $^\circ$ ]
$\beta$	= $h_{21e}$ : Differentieller Stroverstärkungsvfaktor	[1]

### 4.5. Kollektorschaltung

$U_B +$  Die Kollektorschaltung (auch Emitterfolger genannt) ist dadurch gekennzeichnet, dass der Kollektor gemeinsamer Bezugspunkt für den Eingang und für den Ausgang ist

$U_e$

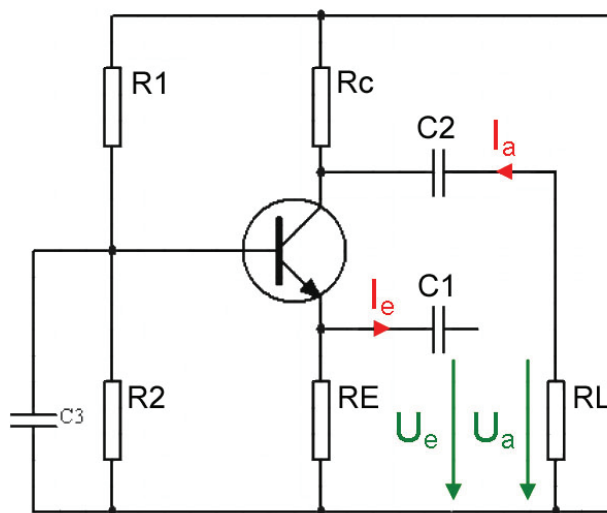
$U_a$

Der Widerstand  $R_E$  ist hier zwingend nötig. Wir haben **immer** eine Gegenkopplung.

Die Kollektorschaltung hat einen hohen Eingangs- und einen kleinen Ausgangswiderstand und eignet sich deshalb als **Impedanzwandler**.

Spannungsverstärkung $V_u$	
$V_{U_{Last}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{(R_E // R_L)(\beta + 1)}}$	$\leq 1$
Stromverstärkung $V_i$	
$V_i = \frac{(\beta + 1)(R_L // R_E)}{R_L}$	$\approx \beta$ (gross)
Leistungsverstärkung $V_P$	
$V_P = V_U \cdot V_i$	$\approx \beta$ (mittel)
Eingangswiderstand $r_e$	
$r_e = R_1 // R_2 // (r_{BE} + (R_E // R_L)(\beta + 1))$	→ im Normalfall sehr gross
Ausgangswiderstand $r_a$	
$r_a = R_E // \frac{r_{BE} + (R_1 // R_2 // R_i)}{\beta + 1}$	→ im Normalfall sehr klein
$r_a \approx \frac{r_{BE} + R_i}{\beta}$	
Phasenverschiebung $\varphi$	
$\varphi = 0^\circ$	

### 4.6. Basisschaltung



Die Basisschaltung ist dadurch gekennzeichnet, dass die Basis gemeinsamer Bezugspunkt für den Eingang und für den Eingang ist.

Gleichstrommässig entspricht die Basisschaltung der Emitter-schaltung mit Stromgegenkopplung.

Durch die Signalquelle am Eingang fliesst der grossere Strom (~) als durch die Last.

Spannungsverstärkung $V_u$	
$V_{U_{Last}} = \beta \frac{R_L // R_C}{r_{BE}}$	(gross)
Stromverstärkung $V_i$	
$V_i = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{R_C}{R_L + R_C}$ $V_i = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_C}}$	$\leq 1$
Leistungsverstärkung $V_P$	
$V_P = V_U \cdot V_i$	$\approx V_U$ (mittel)
Eingangswiderstand $r_e$	
$r_e = R_E // \frac{r_{BE}}{(\beta + 1)}$ $r_e \approx \frac{r_{BE}}{\beta}$	(sehr klein)
Ausgangswiderstand $r_a$	
$r_i = R_C // (r_{CE} + R_i)$	$\approx R_C$ (mittel)
Phasenverschiebung $\varphi$	
$\varphi = 0^\circ$	

### 4.7. Steilheit S

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = y_{21S} \quad \text{mit } U_{DS} \text{ konstant}$$

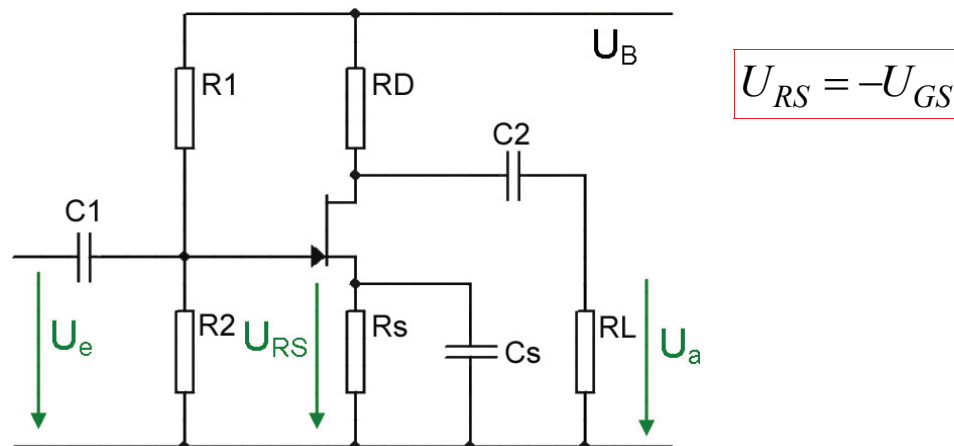
- S = Leitwertparameter [A/V] [S] Siemens
- $I_D$  = Drainstrom [A]
- $U_{GS}$  = Gate - Source - Spannung [V]



## 4.8. Sourceschaltung

### Mit einem n-Kanal-JFET

FET ist selbstleitend. Um einen AP einzustellen, muss der FET durch eine negative Gate-Source-Spannung weniger leitend gemacht werden. Dies wird mit  $R_S$  realisiert.



### Widerstände

$$R_D = \frac{U_B - U_{DS} - U_{RS}}{I_D}$$

$$R_S = \frac{U_{RS}}{I_D}$$

$R_2$  kann möglichst hochohmig bestimmt werden (ca.  $1\text{M}\Omega$ )

Die Kondensatoren werden wie bei der Emitterschaltung berechnet.

### Mit einem selbstsperrenden n-Kanal-MOSFET

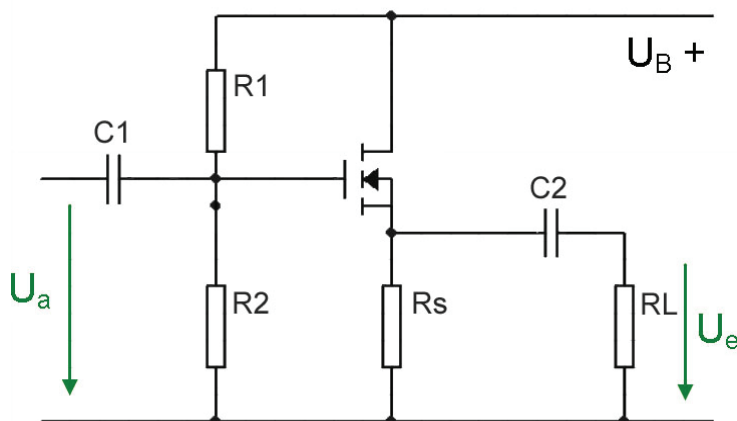
Am Gate wird mit  $R_1$  und  $R_2$  positiv vorgespannt. Damit ein Drainstrom fließen kann, muss durch die Vorspannung die Schwellenspannung von z.B.  $1.5\text{V}$  überwunden werden.

Nun können alle Widerstände berechnet werden.

### Wechselstromverhalten

Spannungsverstärkung $V_U$
$V_{U\text{Leerlauf}} = S(R_D // r_{DS}) \approx S \cdot R_D$
$V_{U\text{Last}} = S(R_D // R_L // r_{DS})$
Eingangswiderstand $r_e$
$r_e = R_1 // R_2 // r_{GS} \approx R_1 // R_2$
Ausgangswiderstand $r_a$
$r_a = R_D // r_{DS} \approx R_D$
Phasenverschiebung $\varphi$
$\varphi = 180^\circ$

### 4.9. Drainschaltung



Spannungsverstärkung $V_u$
$V_{U\text{Last}} = \frac{S(R_S // R_L)}{1 + S(R_S // R_L)} \leq 1$
Eingangswiderstand $r_e$
$r_e = R_1 // R_2 // (1 + S(R_S // R_L))r_{GS}$
$r_e \approx R_1 // R_2$
Ausgangswiderstand $r_a$
$r_a = R_S // r_{DS}$
Phasenverschiebung $\varphi$
$\varphi = 0^\circ$

## 4.10. Störspannungen

Überprüft man die am Ausgang eines Verstärkers auftretenden Wechselspannungen, so ist hier nicht nur das verstärkte Signal, sondern auch eine Fülle von unerwünschten Störspannungen (Rauschen).

### *Stromrauschen*

Ströme sind bewegte Ladungsträger. Unregelmässigkeiten im Ladungsfluss erzeugen Rauschen. Solche Unregelmässigkeiten treten auch in Halbleitern durch **Generation und Rekombination** auf. Dieses Rauschen bezeichnet man als **Schottrauschen**. Es ist auf die spontane Widerstandsänderung in den Sperrschichten und Temperaturänderungen in diesem Bereich zurückzuführen.

### *Thermisches Rauschen*

Thermisches Rauschen beruht auf der regellosen Bewegung thermisch angeregter Ladungsträger. Je geringer die absolute Temperatur eines Bauelementes ist, umso geringer ist das thermische Rauschen. Thermisches Rauschen tritt im **ganzen Frequenzspektrum** auf und wird daher (ähnlich dem Licht) als **weisses Rauschen** bezeichnet.

Zur Beurteilung dieser Störgrössen misst man den Störabstand, meist in dB. Als Bezugsgrösse  $U_{\text{Nutz}}$  wird im NF - Bereich eine Signalspannung mit  $f = 1\text{kHz}$  und einer genormten Amplitude genommen:

Störabstand (bei NF - Verstärkern Fremdspannungsabstand)

$$d_{St} = 20 \cdot \log \left( \frac{U_{\text{Nutz}}}{U_{\text{Stör}}} \right) \quad [\text{dB}]$$

### *Geräuschabstand*

$$d_{Ger} = 20 \cdot \log \left( \frac{U_{\text{Nutz}}}{U_{\text{Ger}}} \right) \quad [\text{dB}]$$

Der Frequenzgang wird dem Gehör angepasst.

**Brummabstand**

$$d_{Br} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{Nutz}}{U_{Br}}\right) \quad [\text{dB}]$$

Nur tiefe Frequenzen z.B. 50Hz, 100Hz.

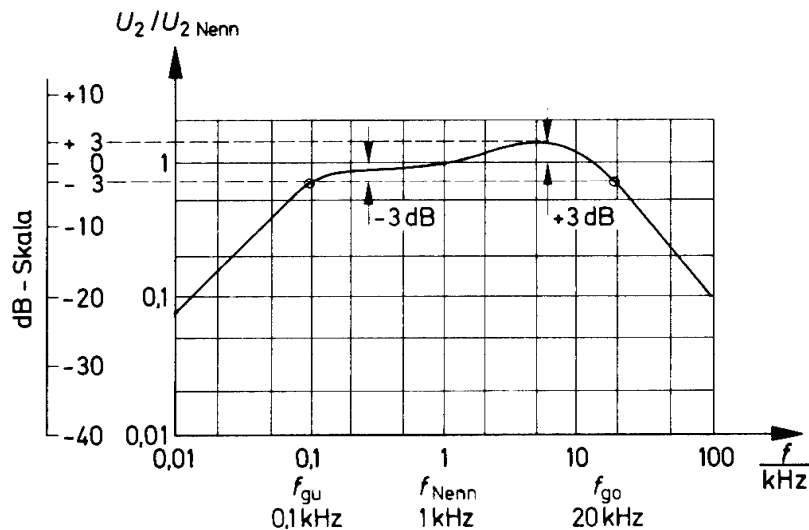
**Rauschabstand**

$$d_R = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{Nutz}}{U_R}\right) \quad [\text{dB}]$$

Nur hohe Frequenzen.

Grenze der Verständlichkeit:  $d_{St} = 10\text{dB}$

Gute Musikwiedergabe:  $d_{St} > 54\text{dB}$

**4.11. Spannungsfrequenzgang**

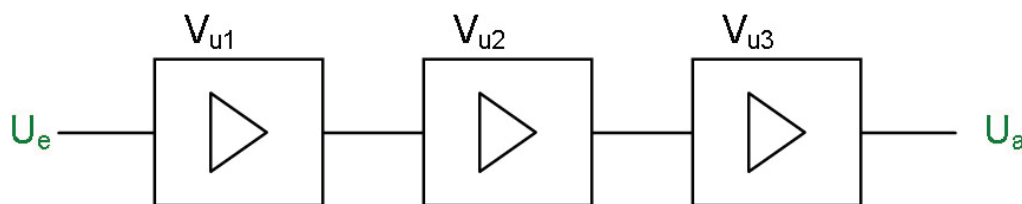
- $f_{gu}$  wird bestimmt durch sämtliche externe Kondensatoren (alles Hochpässe)
- $f_{go}$  wird bestimmt durch die internen Transistorkapazitäten

**Phasenverschiebungen**

Im Arbeitsbereich  $180^\circ$ , bei  $f_{gu}$   $225^\circ$ , bei  $f_{go}$   $135^\circ$ .

## 4.12. Mehrstufige Verstärker

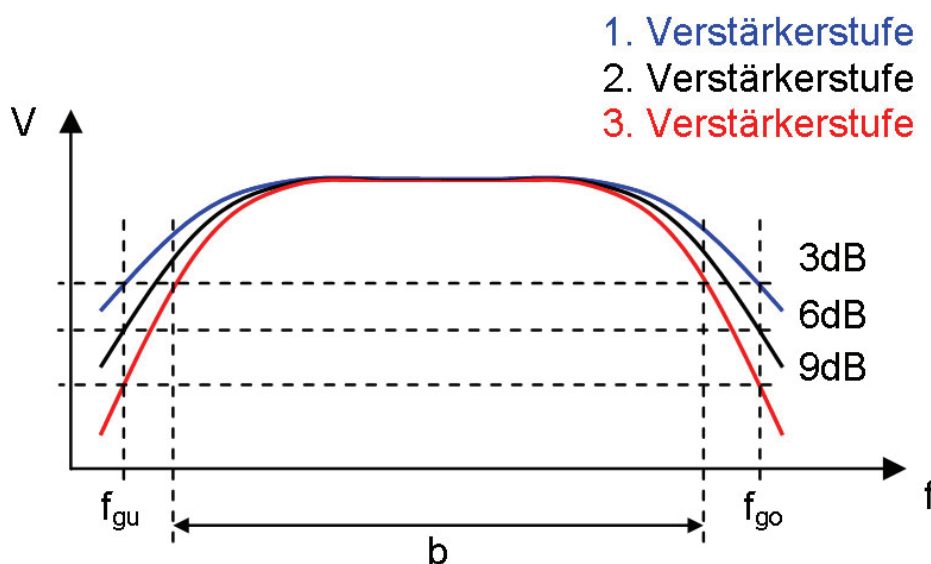
Durch Gegenkopplung können die Eigenschaften (Klirrfaktor, Temperaturverhalten, Ein- und Ausgangswiderstände) eines Verstärkers verbessert werden. Dies geschieht aber auf Kosten der Verstärkung. Die fehlende Verstärkung muss mit einem weiteren Verstärker kompensiert werden.



### Gesamtverstärkung

$$V_u = V_{u1} \cdot V_{u2} \cdot V_{u3} \cdot \dots \quad \text{oder logarith.} \quad V_u = V_{u1} + V_{u2} + V_{u3} + \dots$$

Wenn wir den Frequenzverlauf betrachten, sehen wir, dass die Bandbreite des Gesamtverstärkers kleiner wird (angenommen, jeder Einzelverstärker hat den gleichen Frequenzverlauf).



### 4.13. Kopplungsarten mehrstufiger Verstärker

Tabelle 1: Kopplungsarten			
RC-Kopplung	Direkte Kopplung (Emitterkopplung, NPN-NPN)	Direkte Kopplung (Kollektorkopplung, NPN-PNP)	Übertragerkopplung
<p><math>C_K</math> trennt die Verstärkerstufen gleichstrommäßig. Der Arbeitspunkt von V2 wird mit eigenem Spannungsteiler eingestellt.</p> <p><b>Nachteil:</b> Verstärkung frequenzabhängig, da <math>C_K</math> mit Eingangswiderstand der 2. Stufe einen Hochpaß bildet.</p> <p><b>Vorteil:</b> Arbeitspunkte von einander unabhängig.</p>	<p>Die Basisvorspannung ist die Differenz der Spannungen der beiden Emitterwiderstände.</p> <p><b>Nachteil:</b> Der Arbeitspunkt von V2 hängt von V1 ab.</p> <p><b>Vorteile:</b> Frequenzunabhängige Kopplung, auch Gleichspannungsverstärkung. V1 arbeitet in Kollektorschaltung mit kleinem Ausgangswiderstand. Gute Anpassung an V2.</p>	<p>Die Basisvorspannung von V2 ist die Differenz zwischen <math>U_{CE1}</math> (5,3V) und <math>U_{E2}</math> (6V). Beide Transistoren arbeiten in Emitterschaltung.</p> <p><b>Nachteile:</b> Der Arbeitspunkt von V2 hängt von V1 ab. V2 benötigt großen Emitterwiderstand (Spannungsverlust).</p> <p><b>Vorteil:</b> Frequenzunabhängige Kopplung, auch Gleichspannungsverstärkung.</p>	<p>Der Übertrager trennt die Verstärkerstufen gleichstrommäßig.</p> <p><b>Nachteile:</b> Übertrager haben nur eine begrenzte Bandbreite. Sie sind verhältnismäßig teuer, groß und schwer.</p> <p><b>Vorteile:</b> Leistungsanpassung möglich. Die Arbeitspunkte sind von einander unabhängig.</p>

Berechnung von  $C_K$ :

$$C_K \gg \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot r}$$

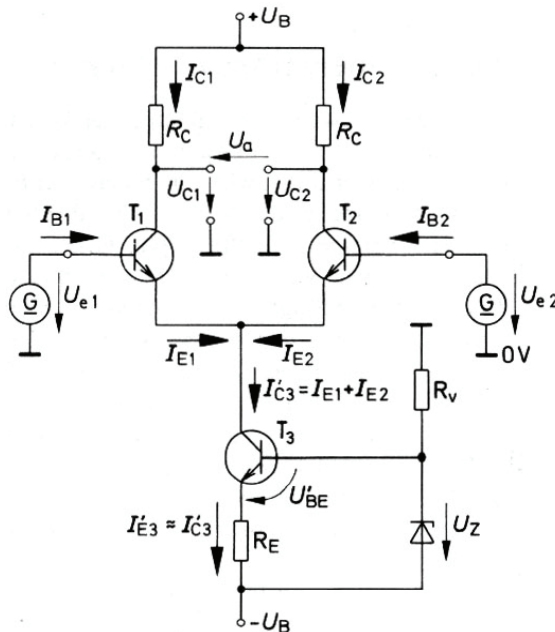
- $C_K$  = Kopplungswiderstand [F]
- $f$  = Tiefste Frequenz [Hz]
- $r$  = gesamter wirksamer Widerstand [Ohm]

## 5. Operationsverstärker

### 5.1. Aufbau

Der Operationsverstärker ist eine unmittelbare Anwendung des Differenzverstärkers. Er besteht aus mehreren Einzelschaltungen, die monolithisch integriert sind.

Die Eingangsschaltung wird durch einen Differenzverstärker gebildet:

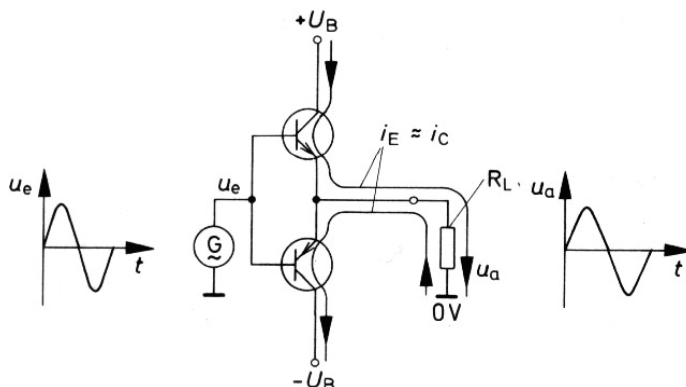


Beim Gleichspannungsverstärker darf sich der Arbeitspunkt des Transistors nicht ändern. Arbeitspunktverschiebungen wirken sich bereits als unerwünschte Ausgangsspannungen aus. Man kann deshalb die Temperaturdrift eines Transistors durch einen zweiten Transistor kompensieren. Diese Idee führte zum Differenzverstärker. Die beiden Transistoren müssen thermisch gut gekoppelt sein, also mit Vorteil auf demselben Halbleiter aufgebaut werden.

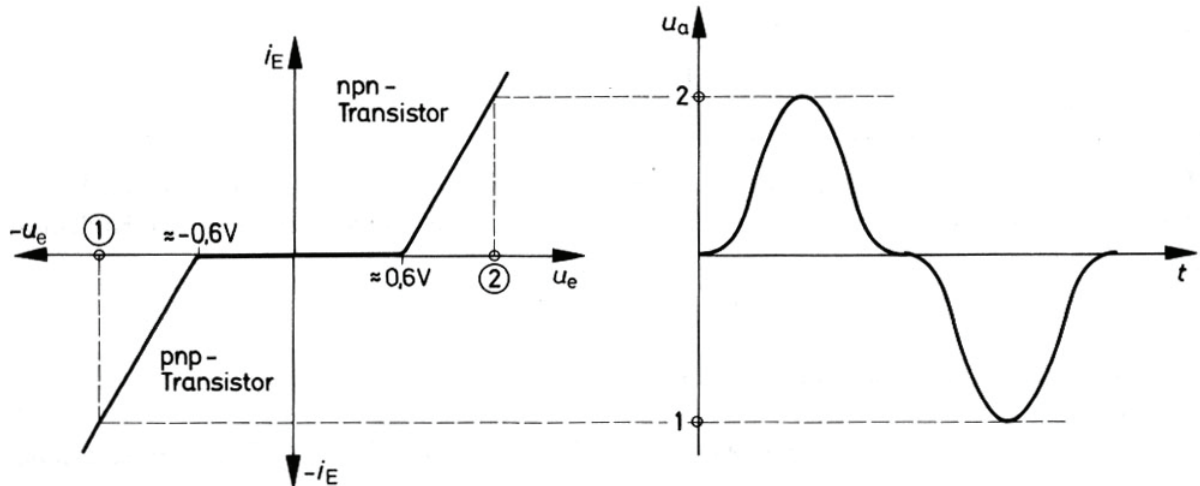
Der Differenzverstärker hat etwa die gleich hohe Signalverstärkung wie eine Emitterstufe ohne Gegenkopplung.

Der Differenzverstärker bewirkt bei Steuerung an einem Eingang eine Verstärkung mit  $180^\circ$  Phasenverschiebung, am anderen Eingang die selbe Verstärkung ohne Phasenverschiebung.

Am Ausgang des Operationsverstärkers befindet sich eine Gegentaktstufe:



Im ersten Quadranten liegt die Aussteuerkennlinie des npn-Transistors, im dritten Quadranten die des pnp-Transistors. Hier wird deutlich, dass die Signalspannung zunächst den Schwellwert der Basis-Emitter-Diode (ca. 0.6V) überschreiten muss, bevor ein Emitterstrom fließen kann.

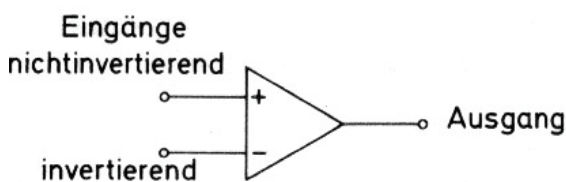


Damit entsteht bei der Ausgangsspannung eine Verzerrung im Bereich des Nulldurchganges. In der Abbildung ist die Ausgangsspannung  $u_a$  skizziert, wenn sich  $u_e$  zwischen den Werten 1 und 2 sinusförmig ändert.

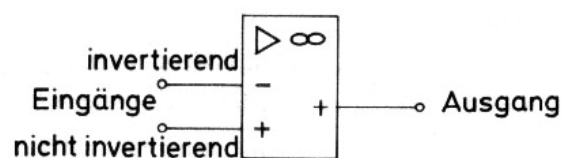
Zum Betrieb eines Operationsverstärkers benötigt man eine positive und eine negative Betriebsspannung. Beide Spannungen haben in der Regel den gleichen Betrag und können ja nach Verstärkertyp zwischen ca. +/- 1V und +/- 50V liegen.

Die Eingänge werden als P-Eingang und N-Eingang unterschieden. Wird der Verstärker am P-Eingang gesteuert, so ist die Ausgangsspannung der Eingangsspannung gegenüber phasengleich (nicht invertierender Eingang). Bei Steuerung am N-Eingang ergibt sich eine Phasenverschiebung um  $180^\circ$  (invertierender Eingang).

### 5.2. Symbol



Übliches Schaltzeichen



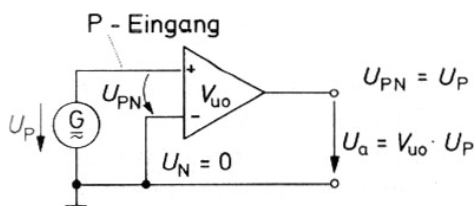
Symbol nach DIN 40900



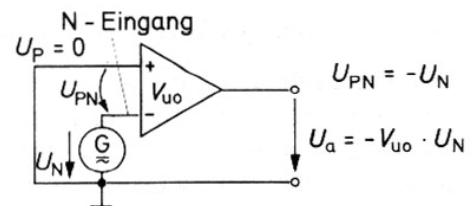
### 5.3. Betriebsarten eines Operationsverstärkers

Je nachdem, wie die zu verstärkenden Signale an die Eingänge des Operationsverstärkers gelegt werden, ergeben sich unterschiedliche Betriebsarten.

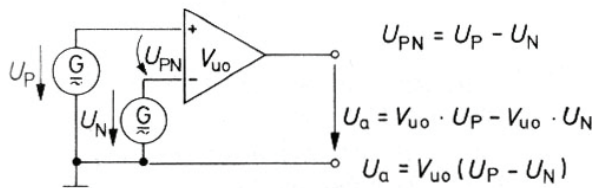
Der Operationsverstärker kann im nichtinvertierenden, im invertierenden, im Differenzbetrieb und im Gleichtaktbetrieb arbeiten:



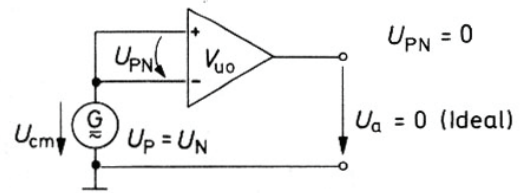
a) Nichtinvertierender Betrieb (non inverting mode)



b) invertierender Betrieb (inverting mode)



c) Differenzbetrieb (differential mode)



d) Gleichtaktbetrieb (common mode)

Differenzsignale  $U_{PN} = U_P - U_N$  werden durch den Operationsverstärker mit dem Verstärkungsfaktor  $V_{U0}$  (Leerlaufverstärkung) sehr hoch verstärkt.

Gleichtaktsignale  $U_{cm} = U_P = U_N$  werden im Idealfall nicht verstärkt.

### 5.4. Idealer Operationsverstärker

Differenzverstärkung  $V_{U0} = \frac{U_a}{U_{PN}} = \infty$

Gleichtaktverstärkung  $V_{CM} = \frac{U_a}{U_{CM}} = 0$

Eingangswiderstand  $r_e = \infty \Omega$

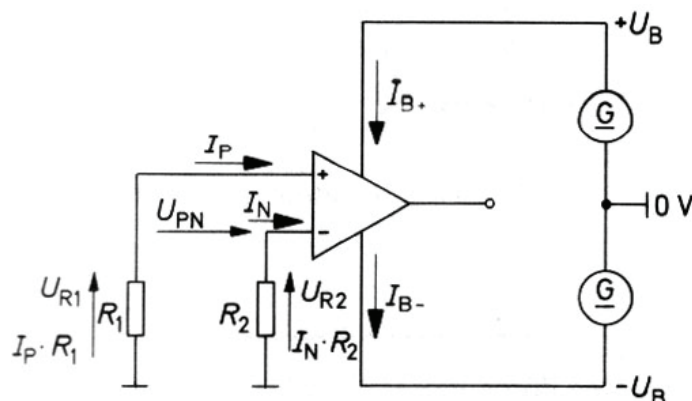
Ausgangswiderstand  $r_a = 0\Omega$

Frequenzbereich  $B = \infty\text{Hz}$

Diese Werte werden von einem realen Operationsverstärker nicht erreicht.

### 5.5. Ruhestrom - Stromoffset am Operationsverstärker

Für die Eingangsströme  $I_P$  und  $I_N$  muss in der Schaltung ein Gleichstromkreis bestehen. Offene Eingänge oder durch Kondensatoren galvanische getrennte Eingänge führen zur Funktionsunfähigkeit des Operationsverstärkers.



$I_P$  = Ruhestrom am Nichtinvertierenden-Eingang

$I_N$  = Ruhestrom am Invertierenden-Eingang

#### $I_{OS}$ - Offsetstrom (Input offset current)

Die Differenz der Eingangsströme ist im Idealfall gleich Null. Der tatsächliche Wert wird in Datenblättern mit  $I_{OS}$  angegeben.  $I_{OS}$  beträgt etwa  $0.1I_b$ , wird allerdings sehr stark von der Temperatur beeinflusst.

$$I_{OS+} = I_P - I_N \quad (20\text{mA})$$

**Mittlerer Eingangsstrom (Input bias current)**

Gibt an, wie gross der Durchschnitt der beiden Eingangsströme ist. Wird ein OPAMP ohne Last betrieben, sind die Eingangsströme praktisch gleich gross. Der Betrag dieser ist je nach Art der Eingangstransistoren (unipolar oder bipolar) unterschiedlich. Er liegt etwa im Bereich pA bis  $\mu\text{A}$ . Die Eingangsströme werden stark von der Temperatur beeinflusst.

$$I_b = \frac{I_P + I_N}{2} \quad (80\text{nA})$$

**Versorgungsstrom (Supply Current)**

Gibt an, wieviel Strom der OPAMP ohne jegliche Last verbraucht, damit er funktioniert.

$$I_{B+} = I_{B-} \quad (1.7\text{mA})$$

**Betriebsspannung (Supply voltage)**

$$|U_{B+}| = |U_{B-}| \quad (+/- 22\text{V})$$

**Leistungsaufnahme (Power consumption)**

$$P_V = 2 \cdot U_B \cdot I_B \quad (\sim 50\text{mW})$$

**Maximale Verlustleistung (Power dissipation)**

$$P_{V\text{max}} \quad (\sim 500\text{mW})$$

**Eingangs- und Ausgangswiderstand**

Der Eingangswiderstand eines Operationsverstärkers ist bei tiefen Frequenzen sehr gross. Er nimmt mit ansteigender Frequenz ab.

Der Ausgangswiderstand ist bei Gleichspannung und tiefen Frequenzen relativ klein. Er steigt mit zunehmender Frequenz an. Der Ausgang verhält sich wie eine Spannungsquelle.

### ***Common Mode Rejection Ratio***

Wie schon beim Differenzverstärker beschrieben ist eine Gleichtaktverstärkung nicht gleich null, da der Differenzverstärker nicht ganz symmetrisch aufgebaut ist. Das Verhältnis zwischen Differenzverstärkung und Gleichtaktverstärkung wird Gleichtaktunterdrückung oder CMRR (Common Mode Rejection Ratio) genannt. Je grösser CMRR, des besser der OPAMP. In den Datenblättern wird oft anstatt CMRR die Gleichtaktunterdrückung CMR (common mode rejection) in dB angegeben.  $CMR = 20 \lg CMRR$ .

### ***PSRR - Supply Voltage Rejection Ratio***

PSRR gibt an, um wieviel sich die Eingangsspannung bei einer Betriebsspannungsänderung von einem Volt ändert. Im Datenblatt wird gewöhnlich für einen Betriebsspannungsbereich die Differenzspannung in  $\mu\text{V}$  je Volt Betriebsspannungsänderung angegeben. Manchmal wird dieser Wert auch in dB angegeben.

### ***SR - Slew Rate***

Will man mit einem OPAMP Rechtecksignale übertragen, stellt man fest, dass die Flankensteilheit an Qualität verloren hat. Die Ursache dafür liegt im Frequenzgang des OPAMP. Als Kenngrösse wird in Datenblättern die Anstiegsgeschwindigkeit, meist Slew Rate, genannte Kenngrösse angegeben. Die Einheit ist V pro  $\mu\text{s}$ .

### ***V<sub>os</sub> - Offsetspannung***

Verbindet man P und N-Eingang und legt sie auf Masse, müsste die Ausgangsspannung null betragen. Sie liegt im Bereich zwischen mV bis  $\mu\text{V}$ . Um den Einfluss der Eingangsoffsetspannung zu unterdrücken muss man eine entgegengesetzte Gleichspannung anlegen (siehe Offsetabgleich). Häufig hat ein OPAMP bereits Anschlüsse, wo ein

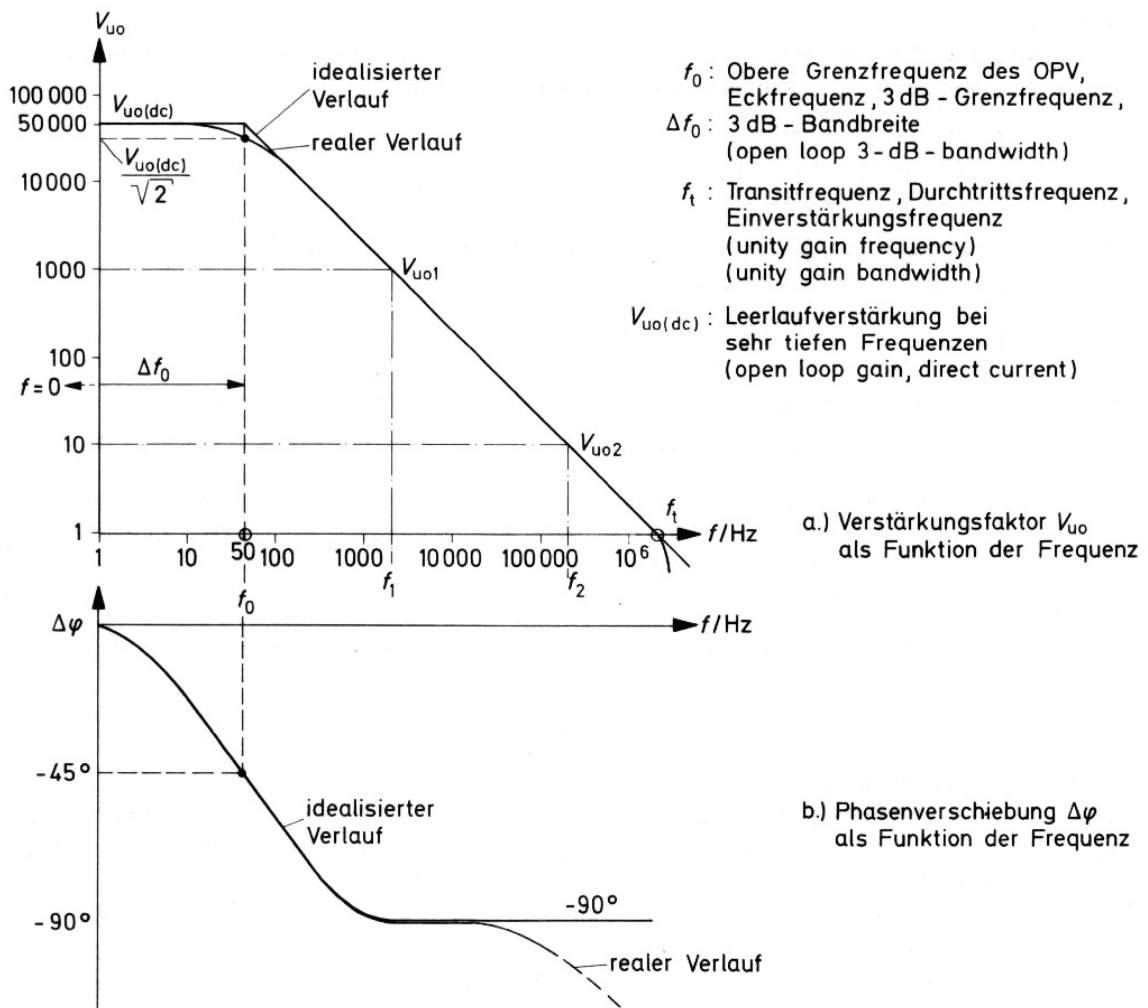
Potentiometer zum abgleichen und kompensieren dieser Offsetspannung angeschlossen werden kann.

**$\Delta V_{OS}/\Delta v$  - Offsetspannung-Temperaturdrift**

Gibt an, um wieviel sich die Offsetspannung bei 1K Temperaturveränderung durchschnittlich ändert. Der Temperaturkoeffizient liegt im  $\mu\text{V}/\text{K}$ -Bereich.

**5.6. Bodediagramm**

Der Operationsverstärker besitzt für das Differenzsignal eine sehr hohe Spannungsverstärkung. Dieser Verstärkungsfaktor wird in Büchern mit dem Begriff **Leerlaufverstärkungsfaktor  $V_{uo}$  (open loop gain)** angegeben. Er darf nicht mit dem Verstärkungsfaktor des gegengekoppelten Verstärkers verwechselt werden.



Die Kenngrösse  $V_{u0(dc)}$  gibt die Leerlaufspannungsverstärkung für Gleichspannungssignale und Signale mit tiefer Frequenz an.  $V_{u0(dc)}$  sinkt mit steigender Frequenz.

- $f_o$  ist die obere Grenzfrequenz des Operationsverstärkers.
- Bei der Frequenz  $f_o$  ist der Verstärkungsfaktor  $V_{u0(DC)}$  auf den Wert

$$V_{u0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{u0(dc)}$$

gesunken (3-dB-Grenzfrequenz).

- $f_t$  ist die Transitfrequenz des Operationsverstärkers. Bei der Transitfrequenz hat der Verstärkungsfaktor den Wert  $V_{u0} = 1$ .

### Bandbreite

Aus dem Verlauf von  $V_{u0}$  kann eine Gesetzmässigkeit für den Frequenzgang des Verstärkers abgeleitet werden:

$$f_o \cdot V_{u0(dc)} = f_1 \cdot V_{u01} = f_2 \cdot V_{u02} = f_t \cdot 1$$

Da beim Operationsverstärker die untere Grenzfrequenz Null ist, entspricht die obere Grenzfrequenz  $f_o$  zugleich auch der Bandbreite des Verstärkers.

$$b = f_o$$

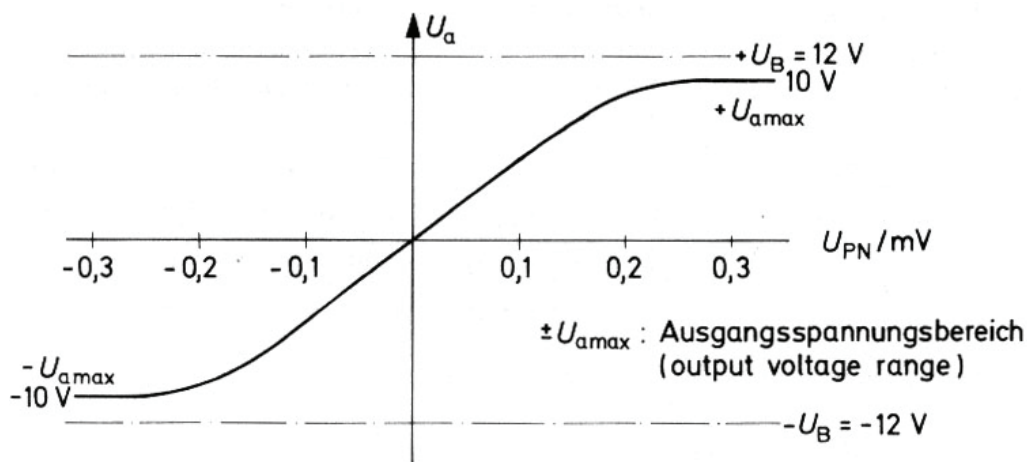
Das Produkt des Verstärkungsfaktors  $V_{u0(dc)}$  und Bandbreite  $b$  ist eine Kenngrösse des Operationsverstärkers. Das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt ist gleich der Transitfrequenz des Verstärkers

$$f_t = b \cdot V_{u0(dc)} = f_o \cdot V_{u0(dc)}$$

Je grösser das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt ist, desto höher sind die übertragbaren Frequenzen.

## 5.7. Aussteuerbereich

Der Ausgang eines OPAMP kann nie ganz den Wert der Speisespannung erreichen. Die maximale Ausgangsspannung beträgt zwischen  $\pm 0.6 \dots 0.9 U_B$ .



$$U_{a\max} = \pm 0.6 \dots 0.9 \cdot U_B$$

Ebenso wie die Ausgangsspannung wird auch der Ausgangsstrom auf bestimmte Höchstwerte begrenzt. Diese Begrenzung erfolgt durch die Endstufe des OPAMP. Die meisten Operationsverstärker sind am Ausgang kurzschlussfest, sie dürfen also auch bei der maximalen Ausgangsspannung kurzgeschlossen werden ohne dass die Ausgangsstufe beschädigt wird. Der maximale Ausgangsstrom liegt je nach OPAMP zwischen 1mA und 1A.

## 5.8. Gegenkopplung

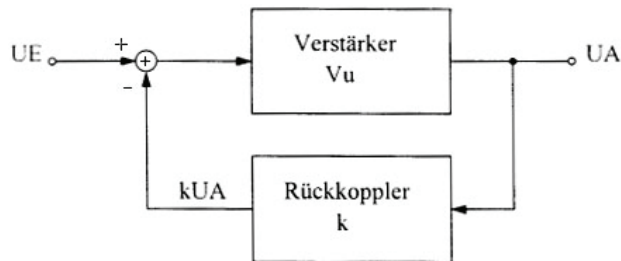
Der unbeschaltete Operationsverstärker wird kaum eingesetzt. Er wird meistens mit Gegenkopplung betrieben.

Beim gegengekoppelten Verstärker wirkt die Ausgangsgröße der Eingangsgröße entgegen.

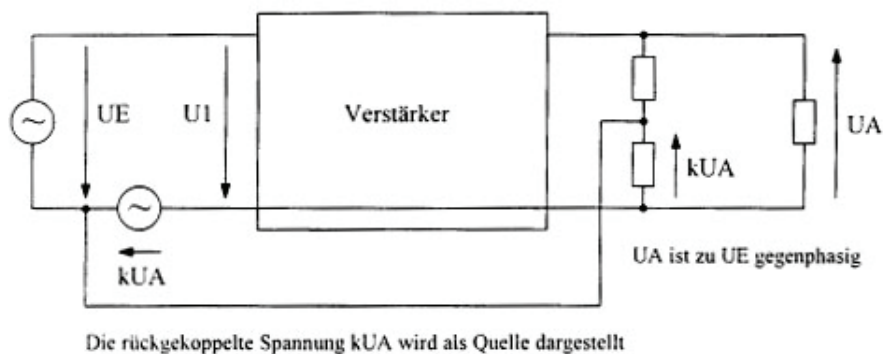
Spannungsgegenkopplung entsteht, wenn die Gegenkopplungsgrößen  $U_G$  bzw.  $I_G$  von der Ausgangsspannung abgeleitet werden.

Stromgegenkopplung entsteht, wenn die Gegenkopplungsgrößen vom Ausgangsstrom abgeleitet werden.

Prinzip der Gegenkopplung:



**Gegenkopplung:** Gegenphasig, 180° phasenverschoben (Stabilität)  
**Mitkopplung:** In Phase, 360° phasenverschoben (Oszillation)



k : Kopplungsfaktor

$$0 < k \leq 1$$

$V_u$  : Verstärkungsfaktor ohne Gegenkopplung

$$V_u = \frac{U_A}{U_1} \quad (1)$$

$V_u'$  : Verstärkungsfaktor mit Gegenkopplung

$$V_u' = \frac{U_A}{U_E} \quad (2)$$

Mache:  $U_E - k \cdot U_A - U_1 = 0 \Rightarrow U_1 = U_E - k \cdot U_A$

$k \cdot U_A$  wirkt gegen  $U_E \Rightarrow V_u' < V_u$

$$V_u' = \frac{U_A}{U_E} = \frac{V_u \cdot U_1}{U_1 + k \cdot U_A} = \frac{V_u}{1 + k \cdot V_u}$$



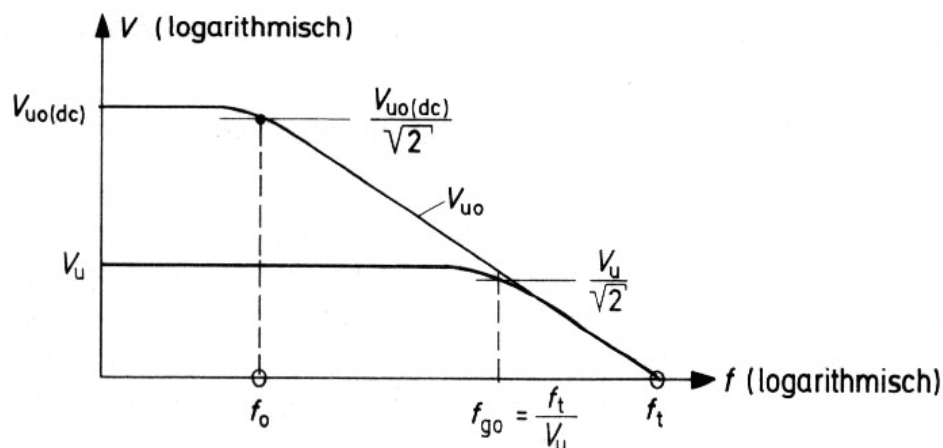
Für grosse  $V_U$ -Werte gilt:

$$V_u' \approx \frac{1}{k}$$

Bei Verstärkern mit grossen  $V_U$ -Werten (Verstärkung ohne Gegenkopplung) wird  $V_U'$  praktisch durch die Gegenkopplung bestimmt.

Was bewirkt die Gegenkopplung:

- Stabilität
- Rückgang der Verstärkung, dafür praktisch unabhängig vom OPAMP
- Verbesserung des Klirrfaktors
- Erhöhung der Bandbreite

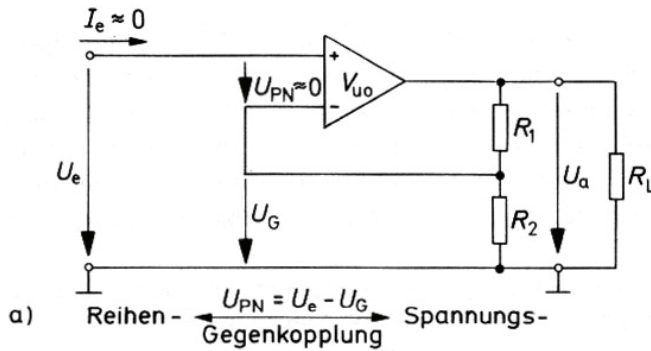


## 5.9. Gegenkopplungsarten

Beim gegengekoppelten Verstärker unterscheidet man die vier Grundschaltungen:

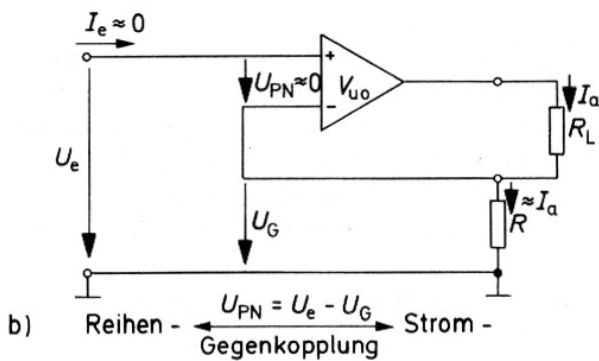
- Reihen-Spannungs-Gegenkopplung
- Reihen-Strom-Gegenkopplung
- Parallel-Spannungs-Gegenkopplung
- Parallel-Strom-Gegenkopplung

Reihengegenkopplung erhöht den Eingangswiderstand.  
Parallelgegenkopplung erniedrigt den Eingangswiderstand.



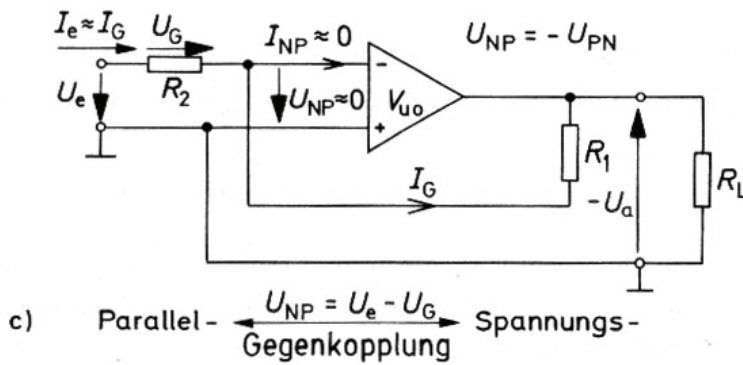
$$U_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_a$$

$$U_G = K_1 \cdot U_a$$



$$U_G = R \cdot I_a$$

$$U_G = K_2 \cdot I_a$$

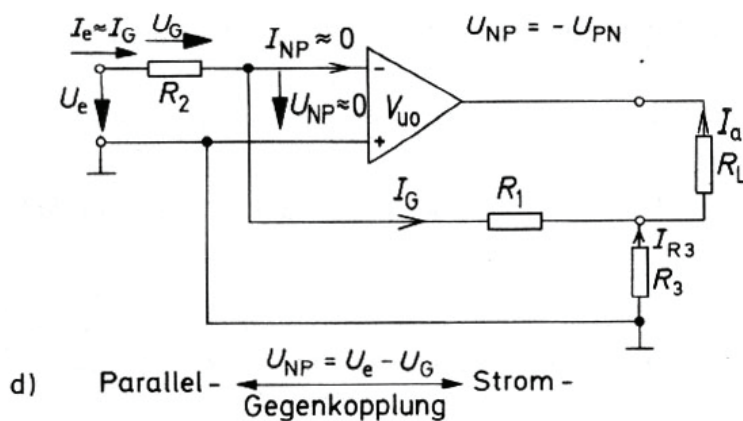


$$I_G \approx \frac{-U_a}{R_1}$$

$$U_G = I_G \cdot R_2$$

$$U_G = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_a$$

$$U_G = K_3 \cdot U_a$$



$$I_G = \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}} \cdot I_a$$

$$U_G = I_G \cdot R_2 = \frac{R_2}{1 + \frac{R_1}{R_3}} \cdot I_a$$

$$U_G = K_4 \cdot I_a$$

### 5.10. Gegenkopplungswiderstände

Bei niederohmigen Widerständen fliesst zuviel Strom (tiefer Eingangswiderstand) und bei Ausgang wird die Spannung zusammengezogen. Bei sehr hochohmigen Widerständen machen die Eingangsströme des OPAMP auch etwas aus, da sehr wenig Strom fliesst.

Am besten werden Widerstände zwischen einigen  $k\Omega$  bis einigen  $10k\Omega$  verwendet.

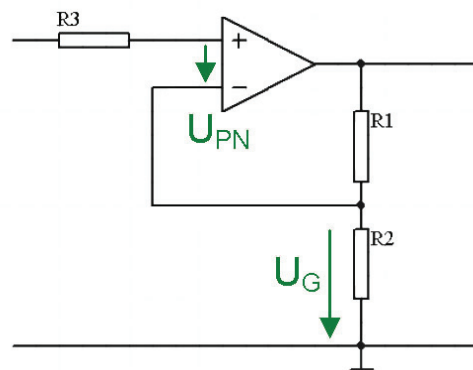
### 5.11. Schleifenverstärkung

Je grösser die Schleifenverstärkung, desto kleiner wird die Differenzspannung:

$$V_S = \frac{U_G}{U_{PN}} = \frac{V_{U0}}{v_u}$$

Die Schleifenverstärkung ist meist genügend gross, wenn

$$V_S \geq 10$$



### 5.12. Klirrfaktor

Nichtlineare Verzerrungen treten bei jedem Verstärker auf. Sie können durch Oberwellen erklärt werden, die vor allem bei grossen Signalen - also in der Endstufe - durch gekrümmte Transistorkennlinien entstehen. Durch Gegenkopplung werden Oberwellen verkleinert, das heisst, der Klirrfaktor wird verbessert.

$$k_0 = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 \dots}}$$

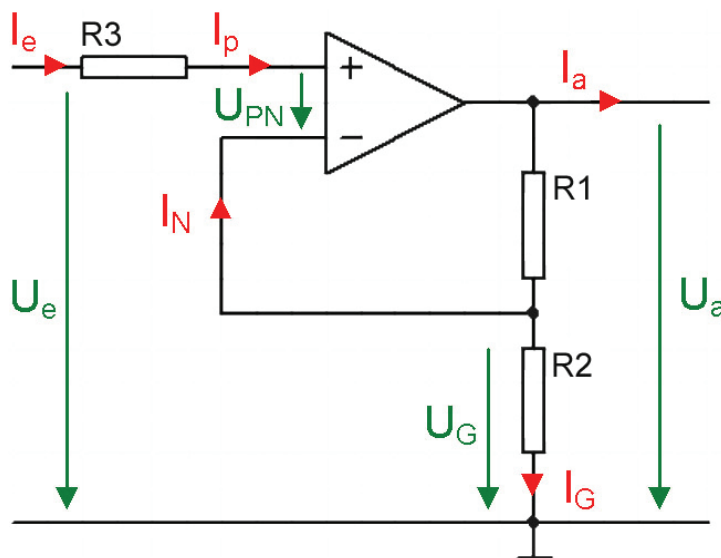
$U_1$  = Grundwelle

$U_{2,\dots}$  = Oberwellen

$$k_G = \frac{k_0}{V_S}$$

- $k_0$  = Klirrfaktor ohne Gegenkopplung
- $k_G$  = Klirrfaktor mit Gegenkopplung
- $V_S$  = Schleifenverstärkung

### 5.13. Nichtinvertierender Verstärker



$$I_e = I_p \approx 0$$

( $r_p$  sehr hochohmig)

$$U_{PN} \approx 0$$

$$U_{R3} \approx 0 \text{ da } I_e \approx 0$$

$$\rightarrow U_e \approx U_G = U_{R2}$$

$$I_G = \frac{U_G}{R_2} \approx \frac{U_e}{R_2} \quad I_G = \frac{U_a}{R_1 + R_2} \text{ da } I_N \approx 0$$

$$U_a = \frac{U_e}{R_2} (R_1 + R_2) = U_e \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) = U_e \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Spannungsverstärkung

$$v_u = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Grenzen der Verstärkung

$$1 \leq v_u \leq V_{U0}$$

Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{U_e}{I_e} \approx r_p$$

(sehr hoch)

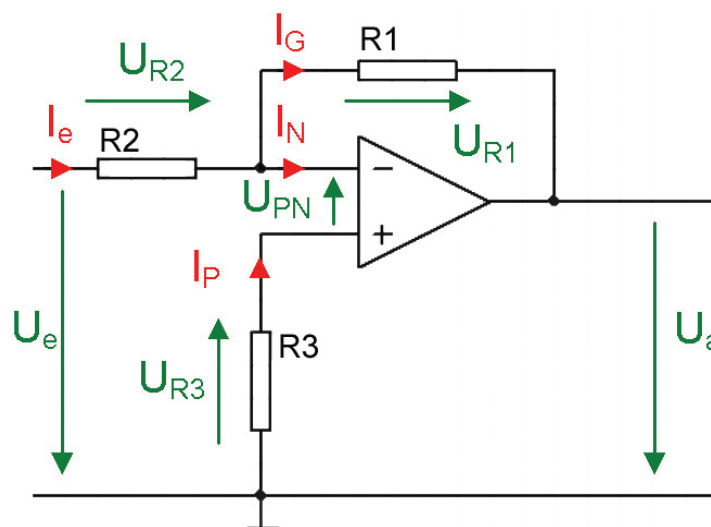
Ausgangswiderstand

$$r_a = \frac{r_{a0}}{V_S} = \frac{r_{a0} \cdot v_u}{V_{U0}}$$

Widerstand  $R_3$

$$R_3 = R_1 // R_2$$

### 5.14. Invertierender Verstärker



$$I_P \approx 0$$

$$U_{R3} \approx 0$$

Der nichtinvertierende Eingang liegt praktisch auf dem Massepotential

$$U_{PN} \approx 0$$

Der invertierende Eingang liegt scheinbar auf dem Nullpotential (Massepotential). Er wird als virtueller Nullpunkt (**virtuelle Masse**) bezeichnet.

$$U_e = U_{R2} \quad I_e \frac{U_e}{R_2} \quad I_e \approx I_G$$

$$U_{R1} = -U_a \quad (\text{aufgrund der virtuellen Masse})$$

$$U_{R1} = R_1 \cdot I_G = R_1 \cdot I_e = R_1 \frac{U_e}{R_2}$$

Spannungsverstärkung

$$v_u = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_1}{R_2}$$

Grenzen der Verstärkung

$$0 \leq v_u \leq V_{U0}$$

Phasenverschiebung

$$\varphi = 180^\circ$$

Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{U_e}{I_e} = R_2 \quad (\text{nicht sehr hoch})$$

Ausgangswiderstand

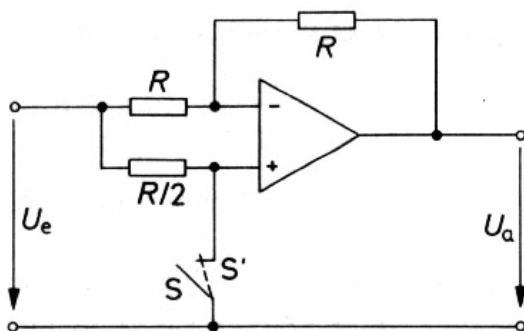
$$r_a = \frac{r_{a0}}{V_S} \approx r_{a0} \frac{v_u}{V_{U0}} \approx 0$$

Widerstand  $R_3$

$$R_3 = R_1 // R_2$$

### Umschalten von invertierendem in nichtinvertierenden Betrieb

Durch die Betätigung des Schalters lässt sich aus dem nichtinvertierenden Verstärker eine invertierende Verstärkerstufe machen, das heisst das Vorzeichen der Ausgangsspannung bei gleichem Betrag zu ändern.



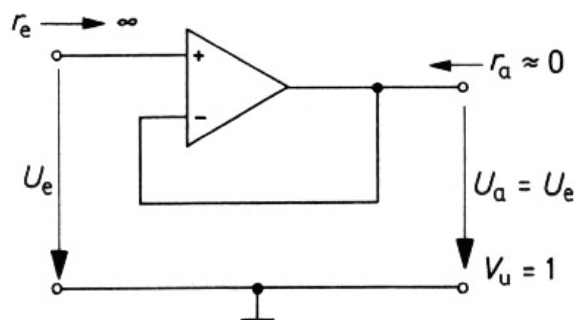
Schalterstellung	S	→	$U_a = U_e$
	S'	→	$U_a = -U_e$

### Anwendung

Diese Schaltung lässt sich z.B. in Digital-Analog-Wandler dazu benutzen, um mit Hilfe eines Vorzeichen-Bits die Polarität der Ausgangsspannung festzulegen.

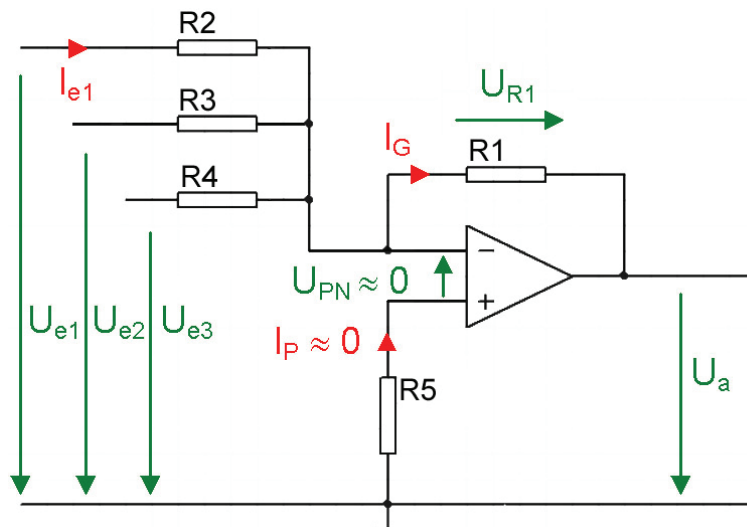
### 5.15. Impedanzwandler

Der Impedanzwandler hat einen sehr hohen Eingangswiderstand und einen kleinen Ausgangswiderstand. Seine Verstärkung beträgt 1. Er wird eingesetzt, um Impedanzen zu wandeln.



### 5.16. Summierverstärker

Wir haben eine **virtuelle Masse** am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers.



Ausgangsspannung

$$U_a = -R_1 \left( \frac{U_{e1}}{R_2} + \frac{U_{e2}}{R_3} + \frac{U_{e3}}{R_4} \right)$$

mit  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

Ausgangsspannung

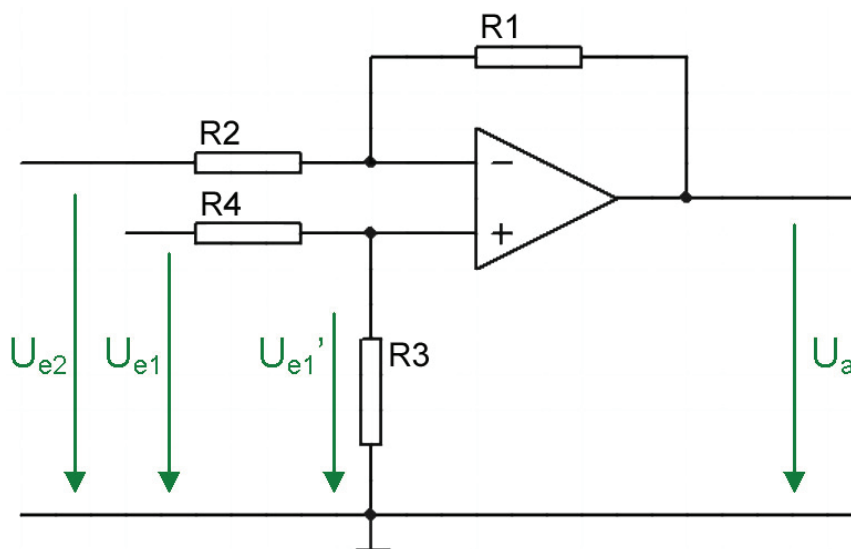
$$U_a = -(U_{e1} + U_{e2} + U_{e3})$$

Widerstand  $R_5$ 

$$R_5 = R_2 // R_3 // R_4 // R_1$$

### 5.17. Differenzverstärker

Differenzverstärker besitzen keine virtuelle Masse, da sich ein Spannungsteiler am nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers befindet.



Erste Spannungsverstärkung

$$v_{u1} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_4}{R_3}}$$

Zweite Spannungsverstärkung

$$v_{u2} = \frac{R_1}{R_2}$$

Ausgangsspannung

$$U_a = U_{e1} \cdot v_{u1} - U_{e2} \cdot v_{u2}$$

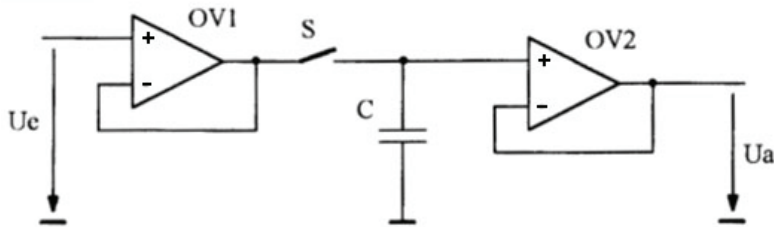
Mit  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \rightarrow v_{u1} = 1 \quad v_{u2} = 1$ 

Ausgangsspannung

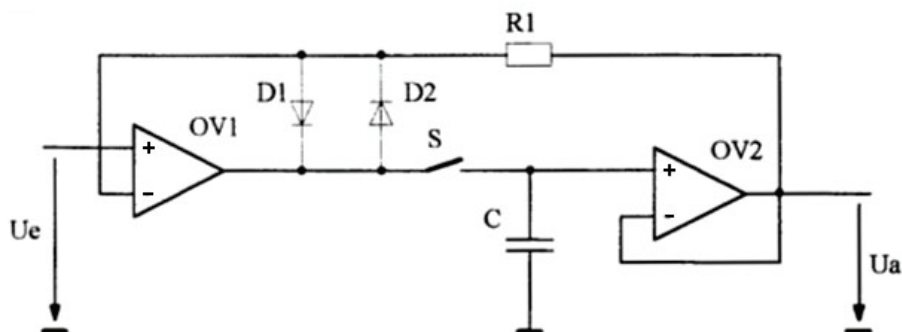
$$U_a = U_{e1} - U_{e2}$$



### 5.18. Sample and Hold (Abtaste-Halte-Glied)



Verbesserung der Genauigkeit durch eine Über-Alles-Gegenkopplung:



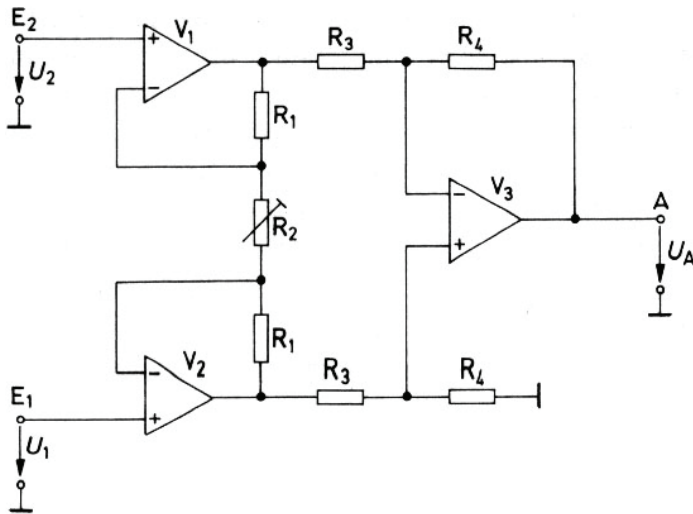
### 5.19. Instrumentierungsverstärker

Der Instrumentenverstärker ist ein verbesserter Subtrahierverstärker mit folgenden Eigenschaften:

- Wesentlich grösserer Eingangswiderstand durch die beiden vorgeschalteten nichtinvertierenden Verstärker
- Die Gleichtaktunterdrückung lässt sich wesentlich verbessern, indem der eigentliche Subtrahierer eine Verstärkung von nur 1 erhält
- Die Differenzverstärkung kann durch verändern von R1 eingestellt werden

$$U_A = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right) (U_1 - U_2)$$

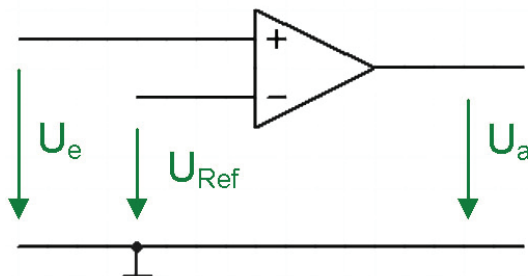
$U_A$	=	Ausgangsspannung	[V]
$R_{1...4}$	=	Gegenkopplungswiderstände	[ $\Omega$ ]
$U_{1...2}$	=	Eingangsspannungen	[V]



### 5.20. Komparator (Vergleicher)

Betreibt man einen Operationsverstärker **ohne Gegenkopplung** erhält man einen Komparator.

**Mit Differenzverstärker**



OP ohne Gegenkopplung  $V_u = V_{U0}$

**Eingangsspannung**

$$U_a = U_b + \text{für } U_e > U_{Ref}$$

$$U_a = U_b - \text{für } U_e < U_{Ref}$$

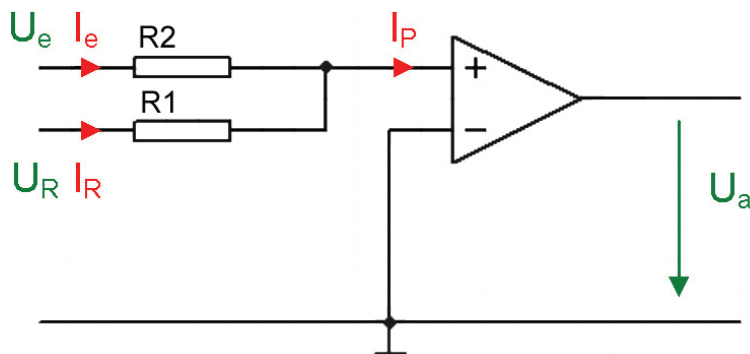
Wegen der hohen Spannungsverstärkung spricht die Schaltung bereits auf **sehr kleine Spannungen** an. Sie eignet sich deshalb zum Vergleich zweier Spannungen mit hoher Präzision.

Geht man von einem realen Operationsverstärker aus, kann man bei der Ausgangsspannung  $U_a$  nur mit etwa 60 - 80% der Betriebsspannung  $U_B$  rechnen.

Wird  $U_{Ref}$  **auf Masse** gelegt, so schaltet der Komparator beim Durchgang durch den Nullpunkt.

→ **Nullpunktschalter**

**Mit Addiererschaltung**



$$I_P \approx 0$$

$$I_R = -I_e$$

$$I_e = \frac{U_e}{R_2} = -\frac{U_R}{R_1}$$

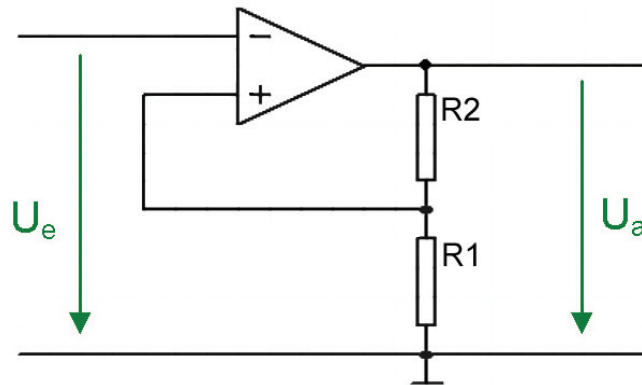
Eingangsspannung:

$$U_e = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_R$$

**5.21. Schmitt-Trigger**

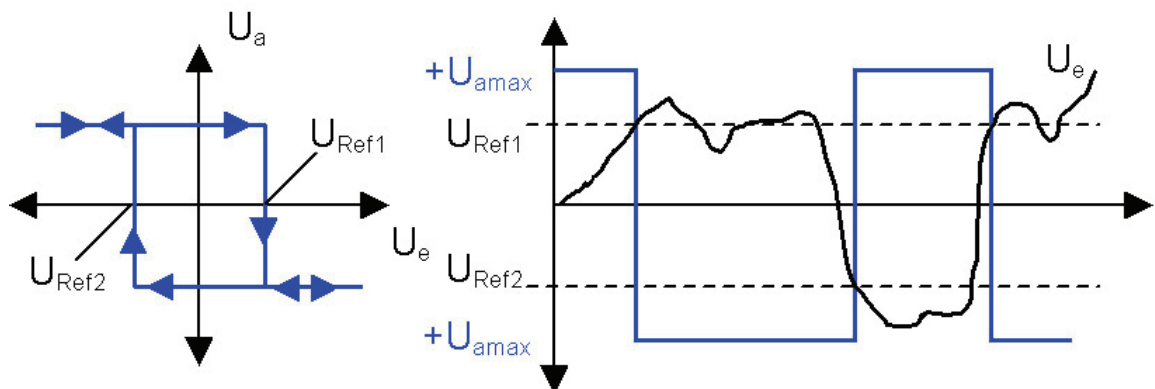
**Invertierender Schmitt-Trigger**

Beim Schmitt-Trigger wird die Schalthysterese dadurch erzeugt, dass man den Komparator über den **Spannungsteiler mitkoppelt**.

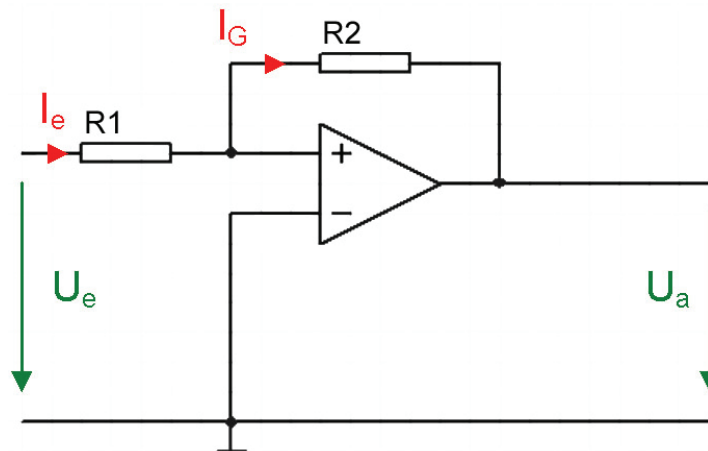


$$U_{Ref1} = U_{a+} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_{Ref2} = U_{a-} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



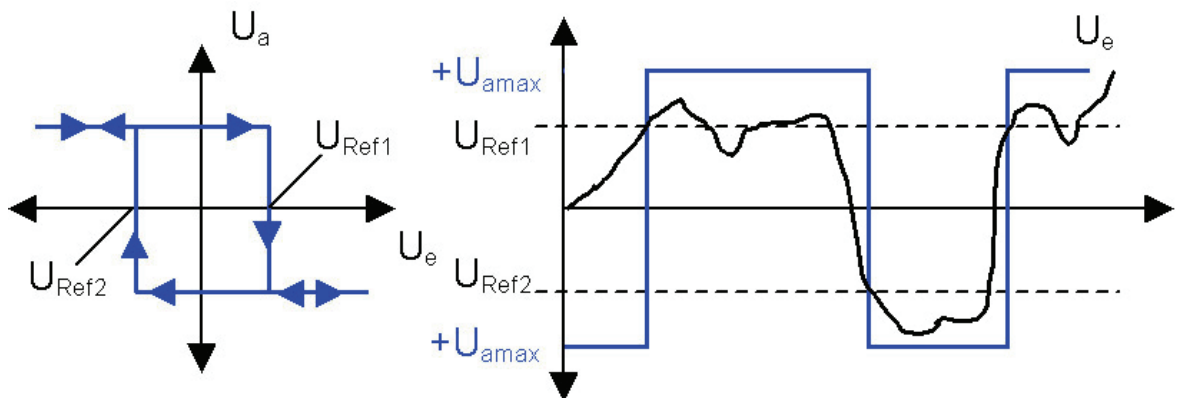
**Nichtinvertierender Schmitt-Trigger**



$$I_e = I_G \text{ mit } I_P = 0$$

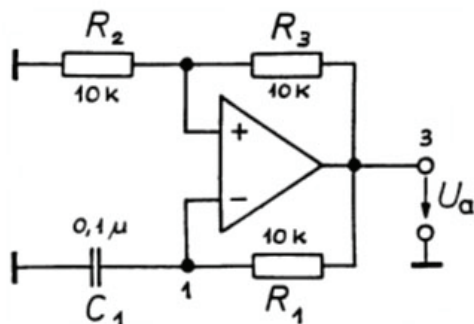
$$U_{Ref1} = -\frac{U_{a+} \cdot R_1}{R_2}$$

$$U_{Ref2} = -\frac{U_{a-} \cdot R_1}{R_2}$$



**5.22. Multivibrator**

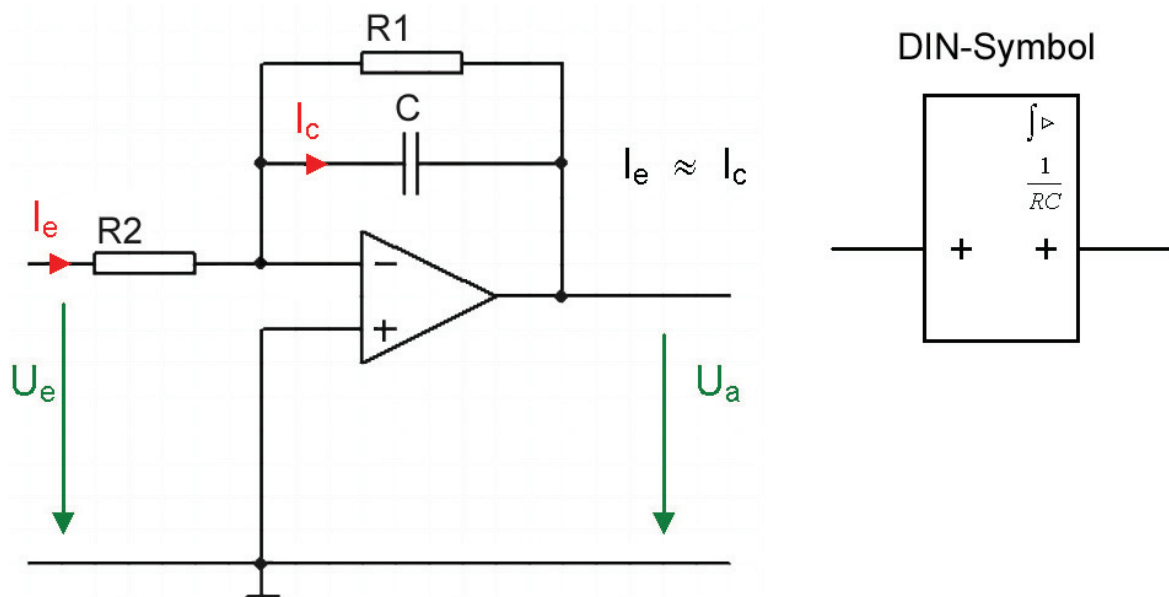
Am Ausgang folgender Schaltung entsteht ein Rechtecksignal:



$$T = 2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_3}\right)$$

### 5.23. Integrierer

Der Widerstand R1 hat für die Funktion als Integrierer keinen Einfluss, er muss aber eingesetzt werden, damit die Offsetspannung keine unzulässige Fehlerspannung am Ausgang erzeugt.



Für DC

$$U_a \approx -U_C \approx -\frac{I_C \cdot t}{C}$$

Ausgangsspannung 
$$U_a \approx -\frac{U_e \cdot t}{R_2 \cdot C}$$

$$R_2 \cdot C = \text{Integrationskonstante} = \tau_i$$

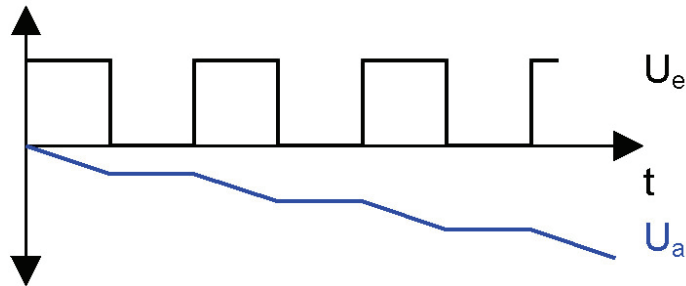
$$t = \tau_i \text{ da } U_a \approx -U_e$$

#### Anwendung

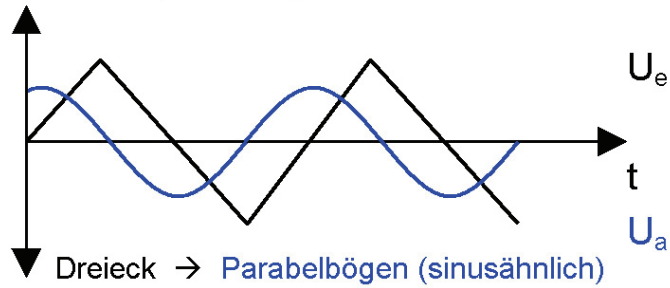
- I-Anteil im Regelkreis
- Sägezahngenerator
- Filter (Tiefpass)

### Übertragungsverhalten

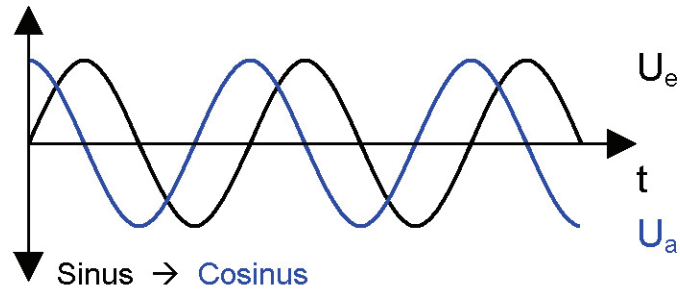
Rechteckspannung



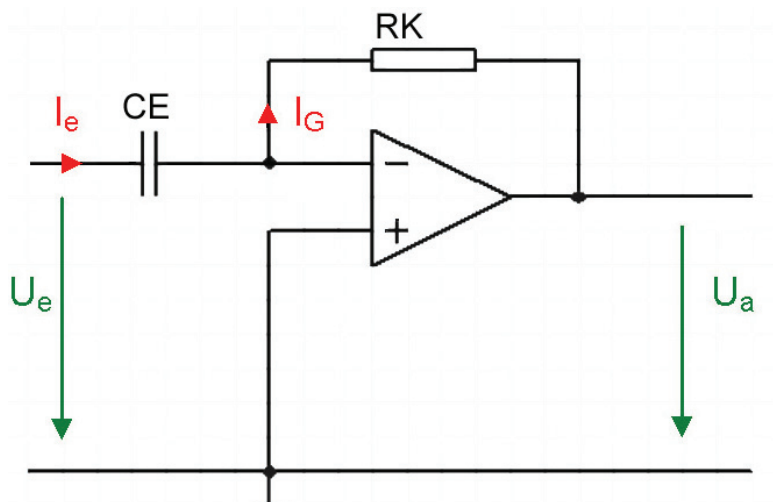
Dreieckspannung



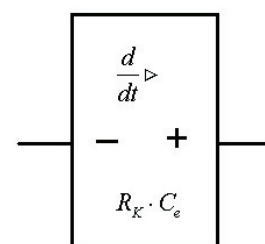
Sinusspannung



### 5.24. Differenzierer



DIN-Symbol



Der Differenzierer hat als Eingangswiderstand einen Kondensator  $C_e$ . Durch den Kondensator fließt nur ein Strom, wenn die Spannung am Kondensator ändert.

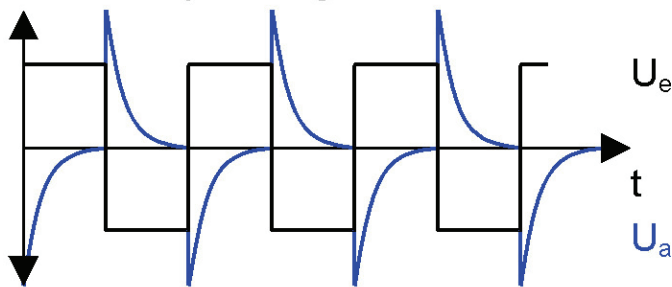
$$i_e = C \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t} \quad \text{mit} \quad i_e = i_G = -\frac{U_a}{R_K}$$

Ausgangsspannung 
$$U_a = -R_K \cdot C_e \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t}$$

$$R_K \cdot C_e = \tau_d = \text{Differenzierungszeitkonstante}$$

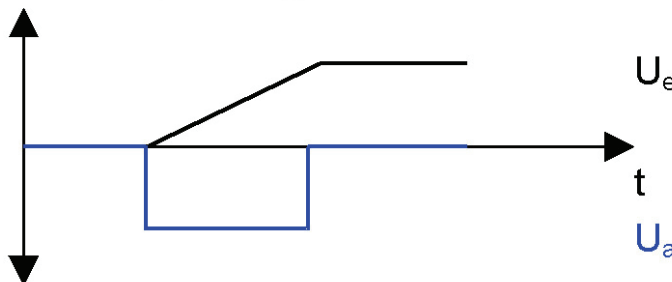
### Übertragungsverhalten

#### Rechteckspannung



In dieser einfachen Form ist der **Differenzierer nicht brauchbar**. Er hat ein starkes **Schwingverhalten**, eine niedrige Eingangsimpedanz und ein starkes Rauschen.

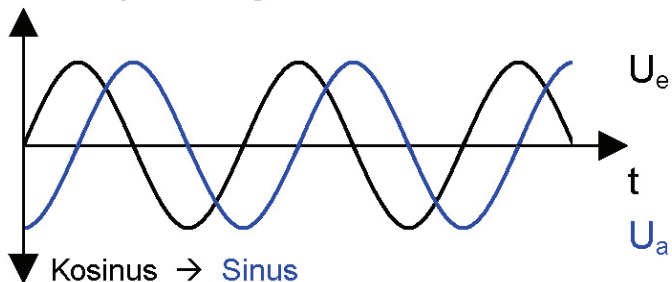
#### Dreieckspannung



#### Anwendung

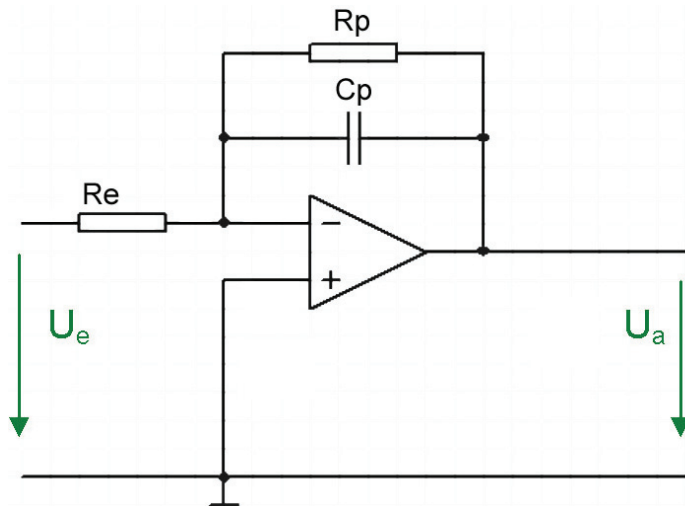
- Regeltechnik
- PID - Regler
- Filter

#### Sinusspannung



### 5.25. Aktiver Tiefpass

Die Schaltung (Integrator) kann auch als invertierender Operationsverstärker angesehen werden, wobei der Gegenkopplungswiderstand nun ein Scheinwiderstand (Impedanz), bestehend aus  $R_p$  und  $C_p$ , ist.

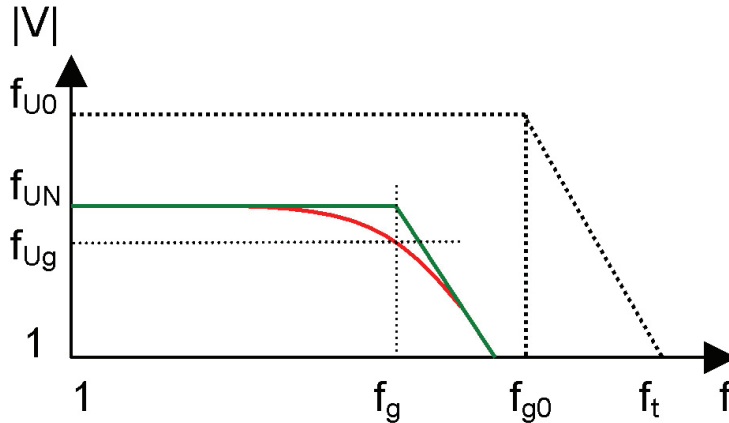


#### Impedanz

$$Z = \frac{R_p \cdot x_p}{\sqrt{R_p^2 + x_p^2}}$$

#### Verstärkung

$$V_u = -\frac{Z}{R_e}$$



$$V_u = -\frac{R_p \cdot x_p}{R_e \cdot \sqrt{R_p^2 + x_p^2}}$$

$V_{U0}$  = Leerlaufverstärkung

$V_{UN}$  = Nennverstärkung

$V_{Ug}$  = Verstärkung bei der Grenzfrequenz  $\frac{V_{UN}}{\sqrt{2}}$  (-3dB)

$f_g$  = Grenzfrequenz

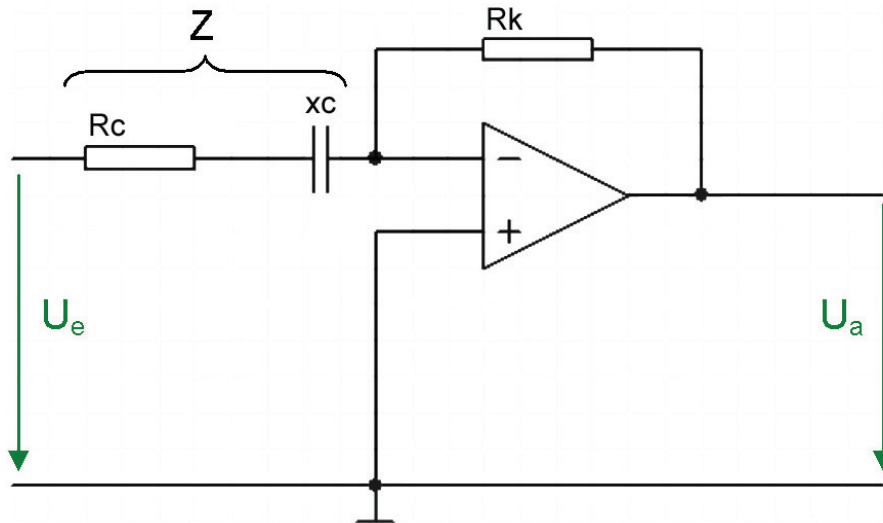
$$-\frac{R_p}{R_e}$$

Die **Verstärkung ist frequenzabhängig**. Im Gegensatz zu den passiven Filtern (RC - Glieder) kann hier die **Ausgangsspannung** auch **grösser sein** als die Eingangsspannung. Man spricht deshalb von **aktiven Filtern**.

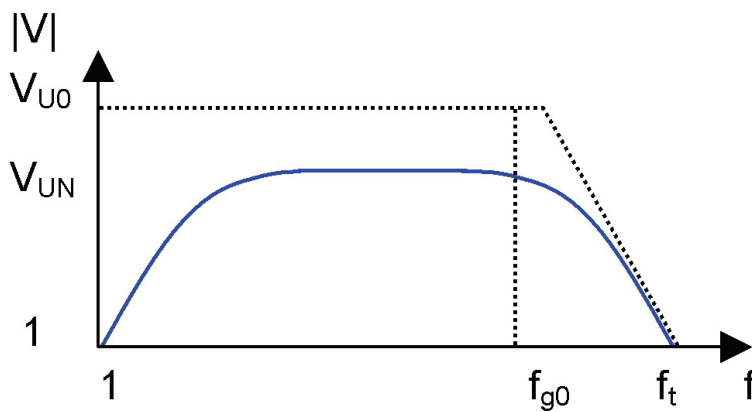


### 5.26. Aktiver Hochpass

Mit denselben Überlegungen wie in Kapitel 43. kann man den Differenzierer als Hochpass einsetzen.



#### Verstärkung



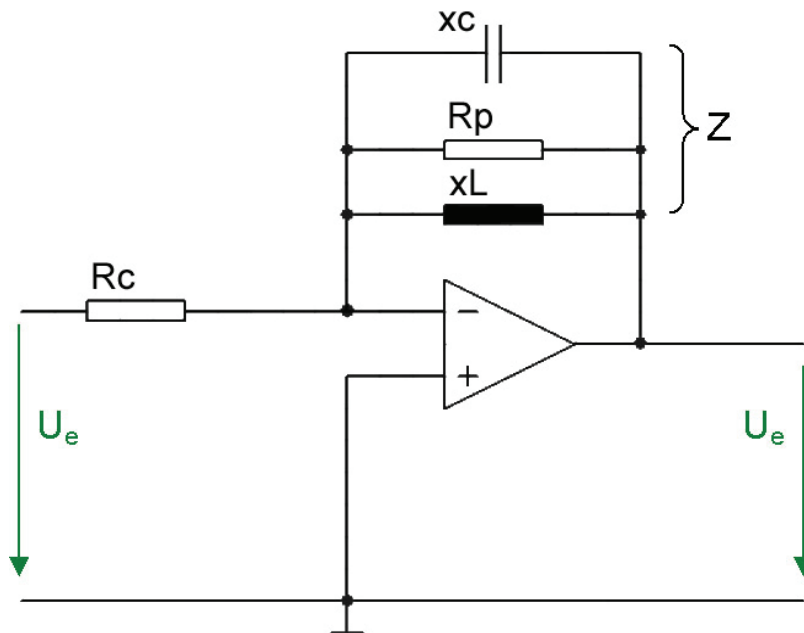
$$V_u = -\frac{R_k}{Z}$$

$$V_u = -\frac{R_k}{\sqrt{R_C^2 + x_C^2}}$$

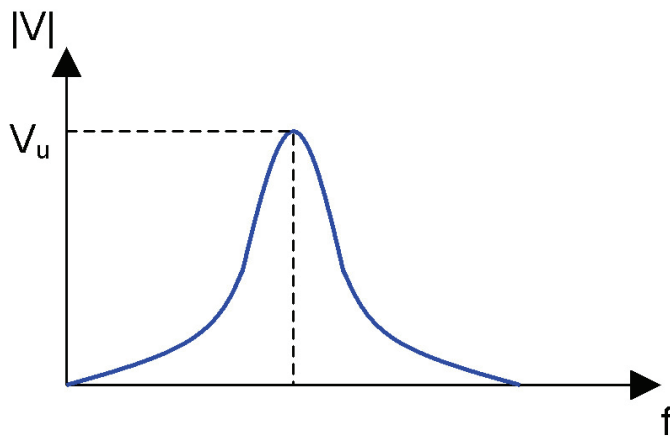
- $V_{U0}$  = Leerlaufverstärkung
- $V_{UN}$  = Nennverstärkung  $-\frac{R_k}{R_C}$

Der Aktive Hochpass ist zugleich ein Bandpass.

### 5.27. Aktiver Bandpass



#### Verstärkung



$$V_u = -\frac{Z}{R_e}$$

$f$  sehr klein  $\rightarrow x_L \approx 0 \rightarrow V_u \approx 0$

$f$  sehr hoch  $\rightarrow x_C \approx 0 \rightarrow V_u \approx 0$

Bei  $x_C = x_L \rightarrow Z = R_P \rightarrow V_u = -\frac{R_P}{R_e}$  (Resonanzfall)

$f_0$  = Resonanzfrequenz

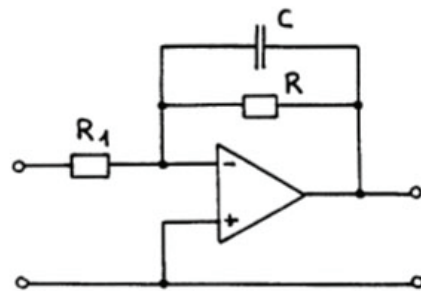
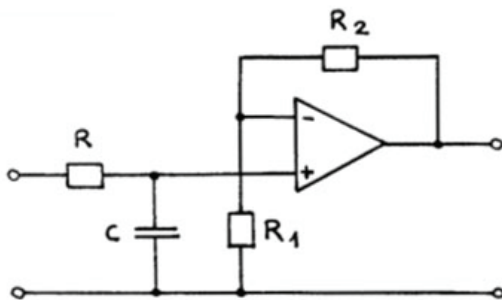
Thomson'sche Schwingungsformel

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

## 5.28. Aktive Filter

Mit aktiven Filtern lassen sich bestimmte Eigenschaften von passiven Filtern verbessern. Beispielsweise haben aktive Filter einen besseren Verlauf oberhalb von  $f_g$  und die Änderungen bei Belastung sind deutlich kleiner.

### 5.28.1. Tiefpässe



#### Verstärkung

$$v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{bei } f \ll f_g$$

$$v = -\frac{R}{R_1}$$

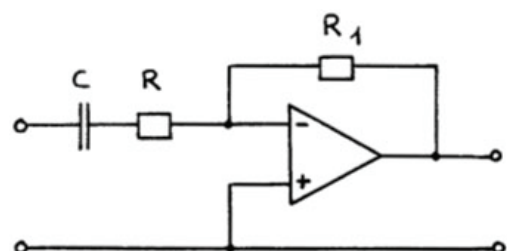
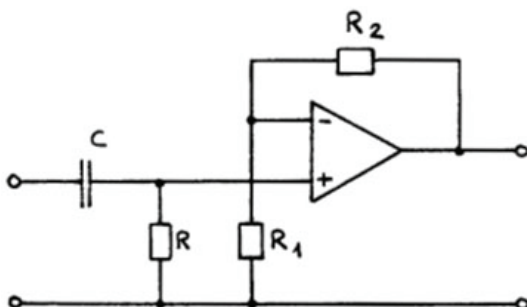
$$|v| = \frac{Z_{parallel}}{R_1}$$

#### Resonanzfrequenz

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

### 5.28.2. Hochpässe



**Verstärkung**

$$v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

bei  $f \ll f_g$ 

$$v = -\frac{R}{R_1}$$

$$|v| = \frac{R_1}{Z_{\text{Serie}}}$$

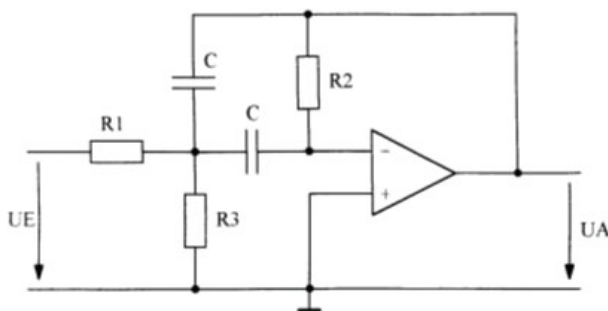
**Resonanzfrequenz**

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

**5.28.3. Bandpass**

Verstärkung, Güte und Resonanzfrequenz lassen sich innerhalb gewisser Grenzen frei wählen. Mit  $R_3$  lässt sich die Resonanzfrequenz einstellen, ohne dabei die Bandbreite und die Verstärkung zu beeinflussen.

**Berechnungsgrundlagen**

- Bekannt sind Resonanzfrequenz  $f_0$ , Bandbreite  $b$  und Verstärkungsfaktor  $V$ .
- Wahl der Kapazitäten  $C$
- Berechnungen:

$$Q = \frac{f_0}{b}$$

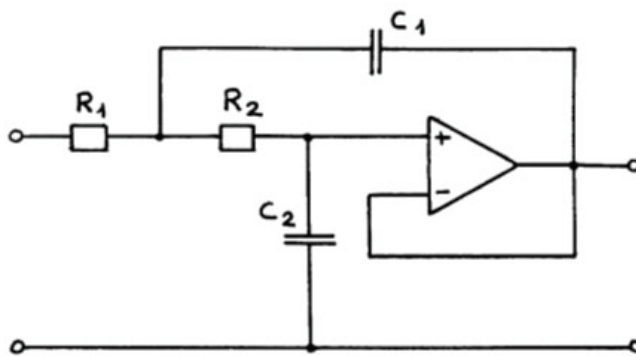
$$R_2 = \frac{Q}{\pi \cdot f_0 \cdot C}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{2 \cdot V}$$

$$R_3 = \frac{V \cdot R_1}{2 \cdot Q^2 - V}$$

Die Differenzverstärkung des OPAMP muss bei der Mittenfrequenz noch gross gegenüber  $2Q^2$  sein.

#### 5.28.4. Tiefpass 2. Ordnung



Resonanzfrequenz

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

## 6. Konstantspannungsquellen

### 6.1. Qualitätsmerkmale einer Spannungsstabilisierung

Zur Beurteilung der stabilisierenden Wirkung einer Schaltung verwendet man die folgenden Kenngrößen:

- Absoluter Stabilisierungsfaktor oder Glättungsfaktor  $G$
- Relativer Stabilisierungsfaktor  $S$
- Innenwiderstand  $r_i$

Während die Stabilisierungsfaktoren den Einfluss der Schaltung auf Schwankungen der Urspannung  $U_0$  charakterisieren, lässt die Angabe  $r_i$  die Beurteilung der Ausgangsspannungsschwankungen bei Laständerungen zu

#### Ausregelung von Eingangsspannungsschwankungen

Absoluter Stabilisierungsfaktor

$$G = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_a}$$

bei Nennlast

Relativer Stabilisierungsfaktor

$$S = \frac{\Delta U_0 / U_0}{\Delta U_a / U_a}$$

bei Nennlast

$$S = G \cdot \frac{U_a}{U_0}$$

#### Ausregelung von Laststromschwankungen

Gibt die Ausgangsspannungsänderung  $\Delta U_L$  bei einer bestimmten Laststromänderung  $\Delta I_L$  an:

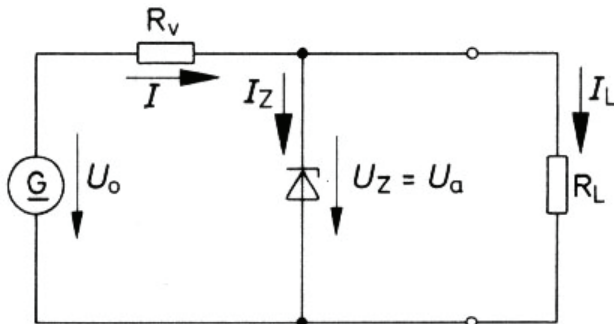
Differentieller Innenwiderstand

$$r_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_L}$$

Eine Spannungsstabilisierung ist umso besser, je grösser  $S$  und je kleiner  $r_i$  ist.

## 6.2. Z-Dioden-Stabilisierung

Mit Hilfe der Z-Diode lässt sich eine besonders einfache Parallelstabilisierung erreichen:

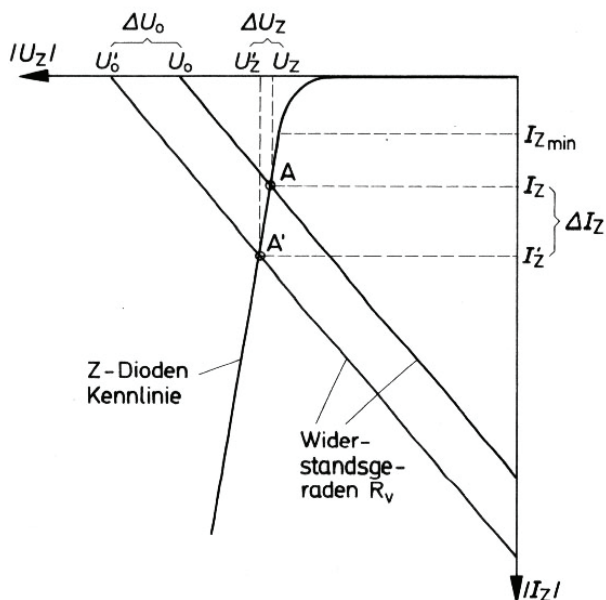


Bedingung:  $U_0 > U_a$

Praxiswert:  $U_0 \approx 2 \cdot U_a$

### Funktion der Spannungsstabilisierung

Bei Änderungen von  $U_0$  und  $I_L$  verschiebt sich der Arbeitspunkt auf der Kennlinie nach unten und nach oben.



A markiert den eingestellten Arbeitspunkt mit dem zugehörigen Werten  $U_Z$  und  $I_Z$ . Ändert sich die Spannung  $U_0$  um den Betrag  $\Delta U_0$ , so verschiebt sich die  $R_v$ -Gerade parallel, es entsteht der neue Arbeitspunkt  $A'$  mit den Werten  $U_Z'$  und  $I_Z'$ .

Wie man dem Diagramm entnehmen kann, bringt das eine Erhöhung der Ausgangsspannung um  $\Delta U_Z$ , die allerdings deutlich kleiner als  $\Delta U_0$  ist. Je steiler die Z-Dioden-Kennlinie verläuft, um so geringer ist die Änderung  $\Delta U_Z$ , das heisst, um so stabiler bleibt die Ausgangsspannung.

Berechnet man  $R_V$  nach folgender Formel kann ein Unter- und Überschreiten des Arbeitsbereiches verhindert werden:

Allgemein 
$$\frac{U_V}{I_V} = \frac{U_1 - U_Z}{I_Z + I_L}$$

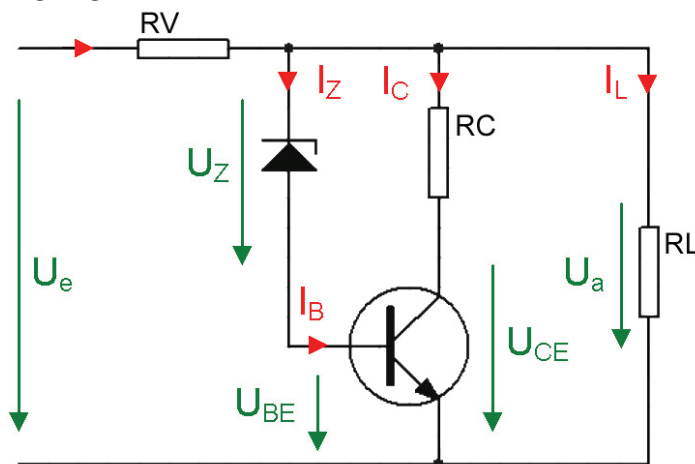
$R_{Vmin}$  
$$\frac{U_{1max} - U_Z}{I_{Zmax} + I_{Lmin}}$$
  $R_{Vmax}$  
$$\frac{U_{1min} - U_Z}{I_{Zmin} + I_{Lmax}}$$

Schliesslich wird ein  $R_V$  eingesetzt, dessen Wert zwischen  $R_{Vmin}$  und  $R_{Vmax}$  liegt.

### 6.3. Parallelstabilisierung

Wird der Lastwiderstand  $R_L$  vergrössert, wird der Strom  $I_L$  kleiner und der Spannungsabfall am Vorwiderstand  $R_V$  ebenfalls. Dadurch wird aber die Ausgangsspannung  $U_a$  ansteigen.

**Fehler!**



Wenn  $U_Z$  konstant bleibt, wird die Basis-Emitterspannung ansteigen und den Transistor leitender machen.  $I_B$  steigt und damit auch  $I_C$ . Der



Kollektorstrom nimmt um den gleichen Betrag zu, wie der Laststrom abnimmt. Die schaltung regelt sich aus. Die Spannung  $U_a$  bleibt konstant.

Die Z-Diode wird selbst im Leerlauf nur durch den maximalen Basisstrom belastet.

Ausgangsspannung

$$U_a = U_Z + U_{BE}$$

Innenwiderstand

$$r_i = \frac{r_Z}{\beta} + \frac{r_{BE}}{\beta}$$

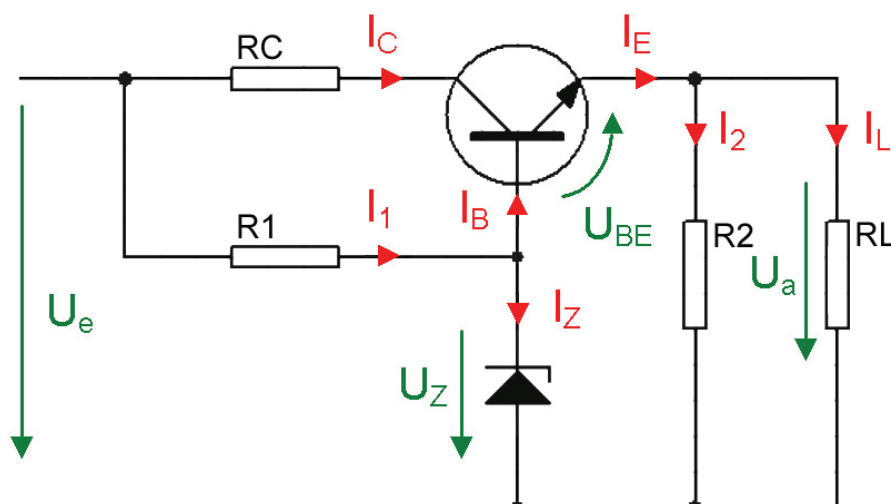
Absoluter Stabilisierungsfaktor

$$G = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_a} = 1 + \frac{R_V}{r_i}$$

Die Strombelastung der Z-Diode wird kleiner und die Schaltung kann fuer hoehere Ausgangsleistungen verwendet werden.

#### 6.4. Seriestichtabilisierung mit Längstrasnsistor

Bei der Parallelstabilisierung muss die Z-Diode die groesste Leistung aufnehmen. Aus diesem Grund wird daher die Parallelschaltung fuer groessere Leistungen nicht eingesetzt und die Serieschaltung bevorzugt.



Der Transistor dient als variabler Widerstand. Da der Transistor in Serie zum Lastwiderstand geschaltet ist, spricht man von einer Seriestichtabilisierung.

Ausgangsspannung

$$U_a = U_Z - U_{BE}$$

Absoluter Stabiltisierungsfaktor

$$G = 1 + \frac{R_1}{r_Z}$$

### **Strombegrenzung**

$R_C$  hat noch eine weitere Aufgabe. Wird ein Kurzschluss verursacht, dann steigt der Kollektorstrom auf den maximalen Wert.

$$I_{C\max} \approx I_k = \frac{U_e}{R_C} = \text{Kurzschlussstrom}$$

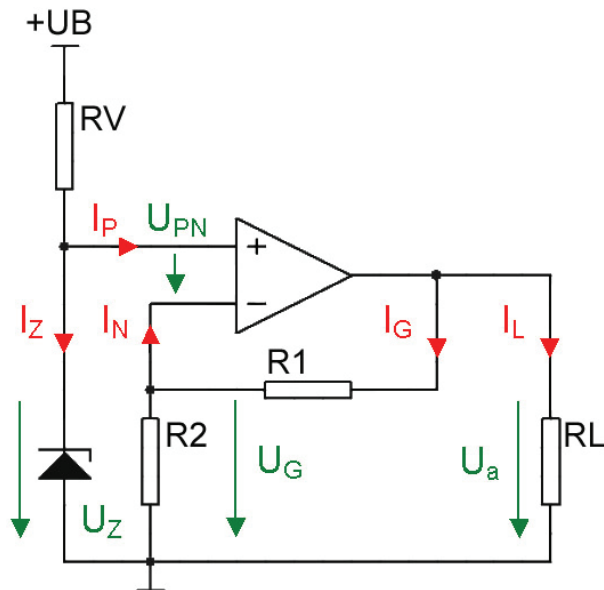
Die Schaltung bleibt solange arbeitsfahig, wie eine ausreichend grosse  $U_{CE}$  - Spannung anliegt. Bei Erreichen von  $U_{CE\min}$  (0.2V...0.3V) setzt die Schaltung allmahlich aus. Der maximale Laststrom ist damit bestimmt.

$$I_{L\max} = \frac{U_e - U_a - U_{CE\min}}{R_C}$$

### **Vorwiderstand $R_2$**

Ohne Emitterwiderstand  $R_2$  waere im Leerlauf ( $R_L = \infty$ ) die Schaltung nicht im Betrieb. Mit Hilfe von  $R_2$  kann der Transistor in einen guenstigen Arbeitspunkt gebracht werden, so dass auch bei kleinen Ausgangstroemen  $I_L$  seinen Nennwert annimmt.

### 6.5. Stabilisierung mit Operationsverstärker



$$U_{PN} \approx 0, \quad I_P \approx I_N \approx 0$$

$$\left. \begin{aligned} U_G &\approx \frac{U_a}{R_1 + R_2} \cdot R_2 \\ U_Z &= U_{PN} + U_G \approx U_G \end{aligned} \right\} U_Z = \frac{U_a}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

Ausgangsspannung

$$U_a = U_Z \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Wenn  $U_Z$  konstant ist, so ist auch  $U_a$  konstant und ist somit nicht abhängig vom Lastwiderstand  $R_L$ .

→ ideale Spannungsquelle ( $r_i \approx 0$ )

Ausgangswiderstand

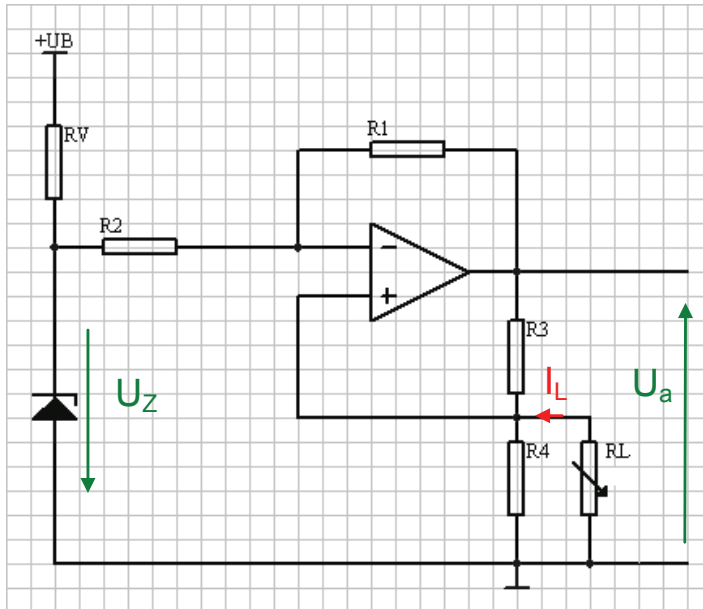
$$r_a = \frac{r_{a0}}{V_S}$$

$r_{a0}$  = Ausgangswiderstand ohne Gegenkopplung [Ω]

$V_S$  = Schleifenverstärkung [1]

## 7. Konstantstromquellen

### 7.1. Stromquelle mit Operationsverstärker

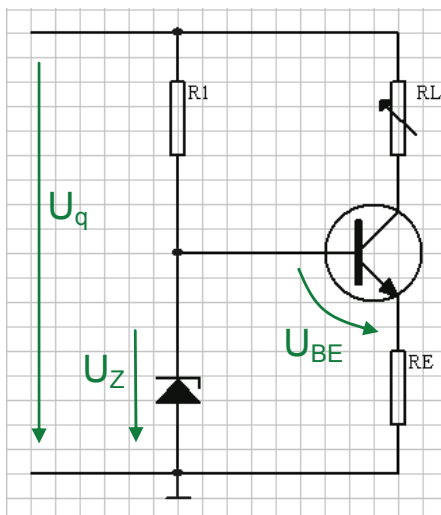


Wenn  $R_1 = R_2$  und  $R_3 = R_4$  gilt:

$$I_L = \frac{U_Z}{R_3}$$

### 7.2. Stromquelle mit bipolarem Transistor

Der Kollektorstrom ist weitgehend unabhängig von der Last!



$$R_1 = \frac{U_q - U_z}{I_z + I_B}$$

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{I_E}{B+1}$$

$$I_E = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E}$$

Innenwiderstand:

$$r_i = r_{CE} \left( 1 + \frac{\beta \cdot R_E}{r_{BE} + R_E} \right)$$

Minimaler Lastwiderstand:

$$R_{L\min} = 0\Omega$$

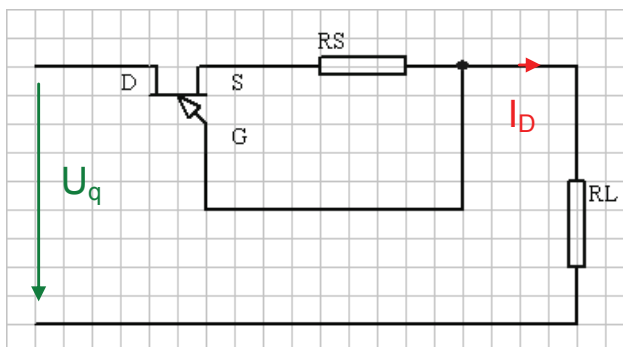
Maximaler Lastwiderstand:

$$R_{L\max} = \frac{U_q - U_{CEsat} - U_{RE}}{I_C}$$

Lastwiderstandsbereich:

$$0 \leq R_L \leq R_{L\max}$$

### 7.3. Stromquelle mit FET

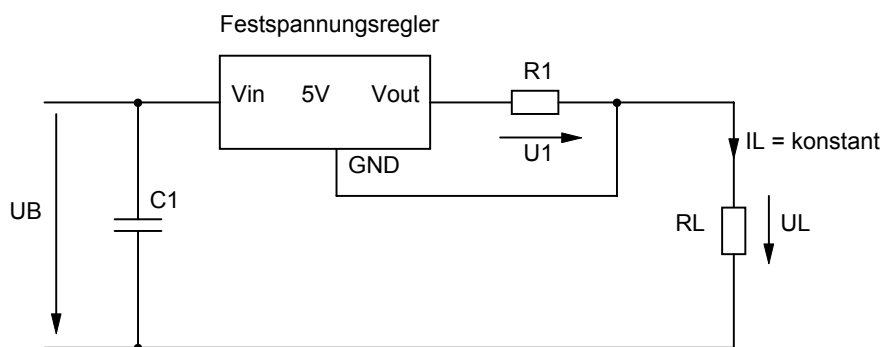


$$U_{RS} = U_{GS} \quad R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D}$$

$$R_{L\min} = 0\Omega$$

$$R_{L\max} = \frac{U_q - U_{DS} - U_{RS}}{I_D}$$

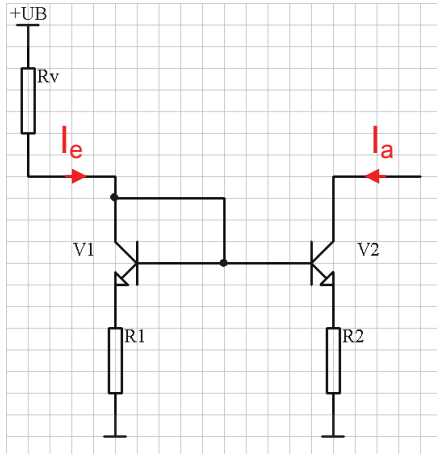
### 7.4. Stromquelle mit Festspannungsregler



$$I_L = \frac{U_{out}}{R_1}$$

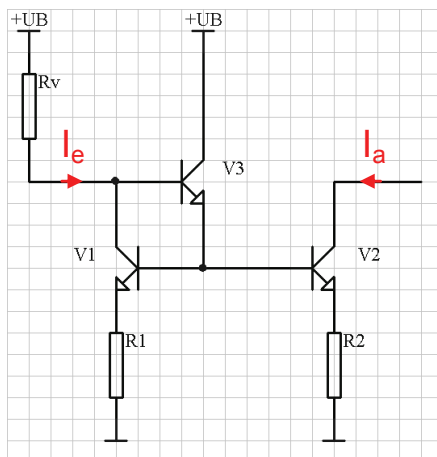
## 7.5. Stromspiegel

Ein Stromspiegel (current mirror) liefert eine verstärkte oder abgeschwächte Kopie des Eingangstromes (stromgesteuerte Stromquelle).



### Einfacher Stromspiegel

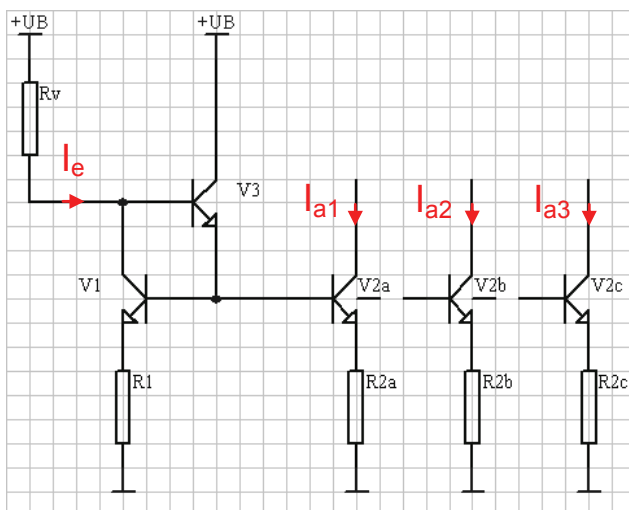
R1 und R2 dienen der Stromgegenkopplung.  $R_v \rightarrow$  Damit kann man einen konstanten Referenzstrom erzeugen  $\rightarrow$  der Stromspiegel wird zur Stromquelle.



### Drei - Transistor - Stromspiegel

Der Eingangstrom  $I_e$  wird dank V3 nun weniger gross und die Abhängigkeit der Stromverstärkung reduziert.

Der Drei - Transistor - Stromspiegel wird vor allem in Stromquellenbänken eingesetzt. Dabei werden mehrere Transistoren an einen gemeinsamen Referenzzweig angeschlossen.



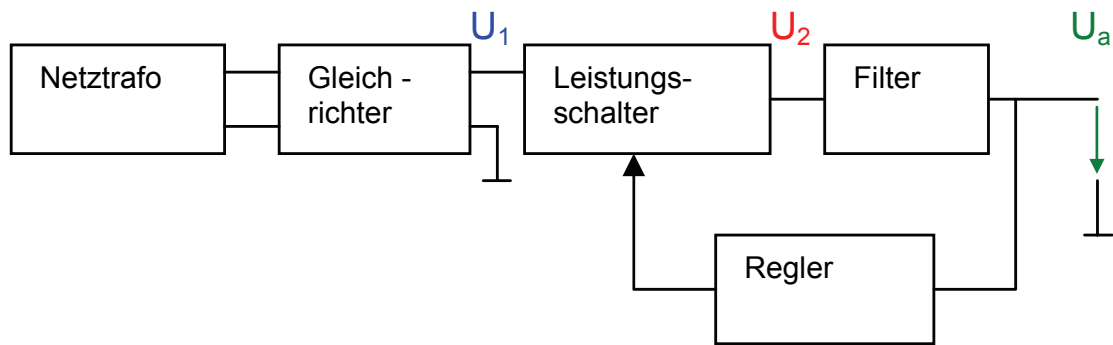
Damit erhält man mehrere Ausgangsströme, die über die Grössen - und Widerstandsverhältnisse beliebig skalierbar sind und in einem festen Verhältnis zueinander stehen.

Stromquellenbänke dieser Art werden vor allem als Ruhestromquellen in integrierten Schaltungen (z.B. A/D - Wandlern) eingesetzt.

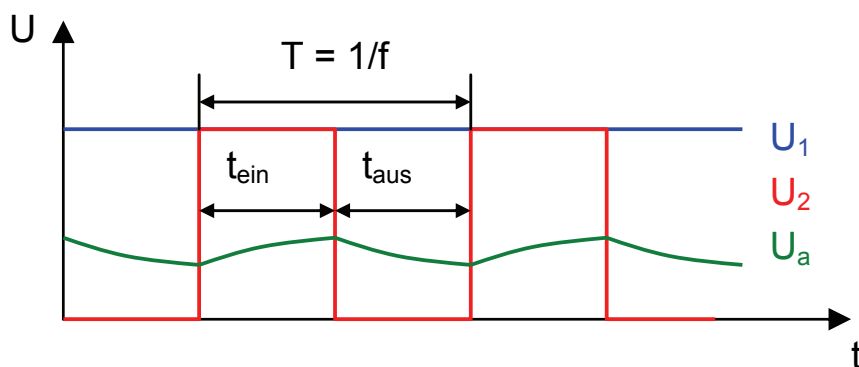
## 8. Schaltnetzteile

### 8.1. Sekundärgetaktete Schaltregler

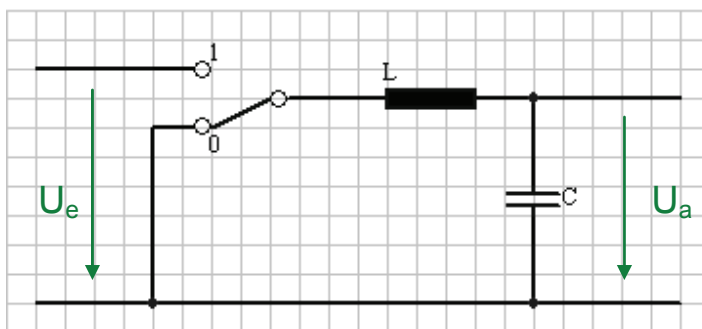
#### Aufbau



#### Prinzip

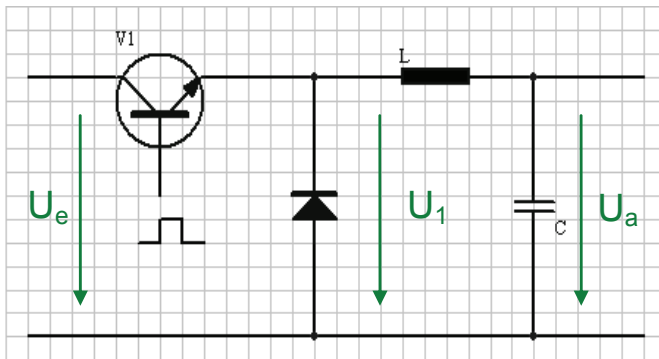


### 8.2. Abwärtsregler



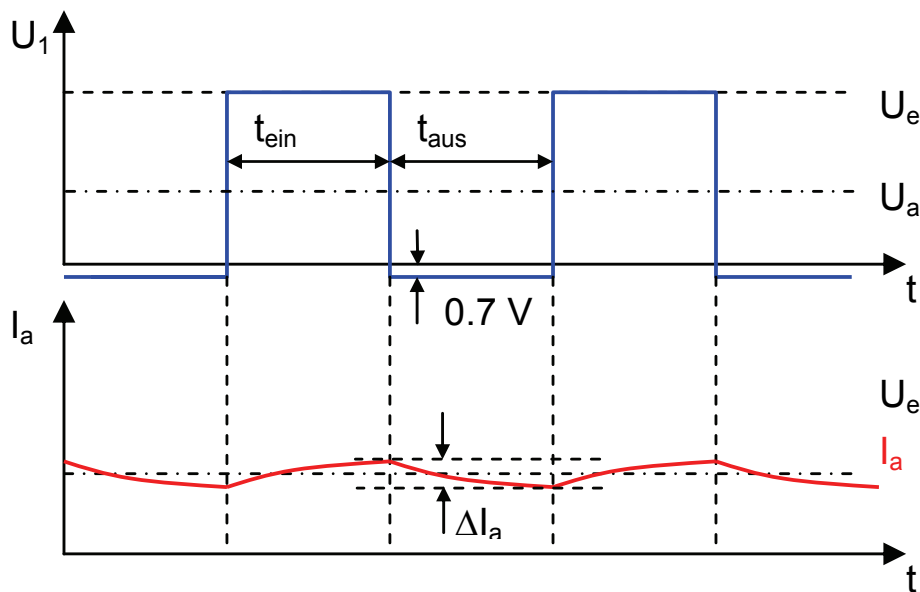
$$0 \leq U_a \leq U_e$$

Der Umschlatter lässt sich vermeiden, wenn man einen Zweig mit einem Schalter und der andere Zweig mit einer Diode realisiert.



Solange V1 leitet ist  $U_1 = U_e$ . Wenn sich der Transistor öffnet, so fließt der Strom durch L weiter (gespeicherte Energie). Der Verlauf des Spulenstromes ergibt sich aus dem Induktionsgesetz.

$$U_L = -N \cdot \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = -L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t}$$



$$\Delta I_{Laden} = \Delta I_{Entladen}$$

Einschalten =  $U_L = U_e - U_a$

Ausschalten =  $U_L = -U_a$  mit dem Induktionsgesetz

$$\Delta I = -\frac{1}{L}(U_e - U_a) \cdot t_{ein} = -\frac{1}{L}(U_a) \cdot t_{aus}$$

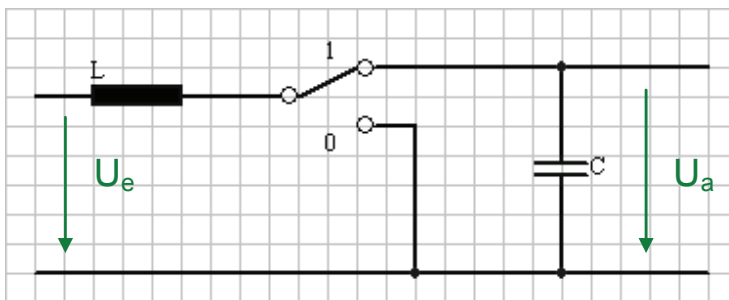


$$U_a = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{t_{aus} + t_{ein}} = \frac{U_e \cdot t_{ein}}{T}$$

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

$U_a$  = Arithmetischer Mittelwert von  $U_1$  [V]

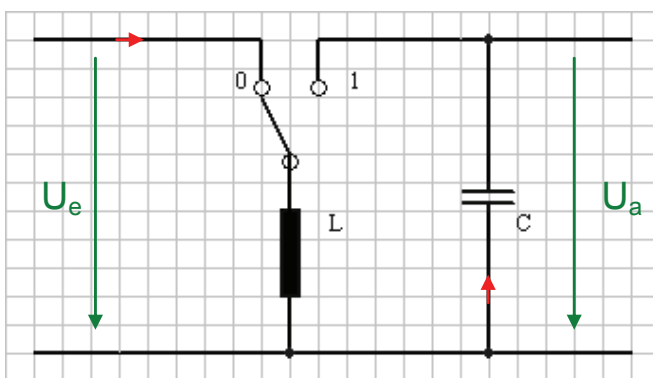
### 8.3. Aufwärtsregler



Beim Umschalten wird die Energie der Spule in den Kondensator abgegeben:

$$U_a \geq U_e$$

### 8.4. Invertierender Wandler



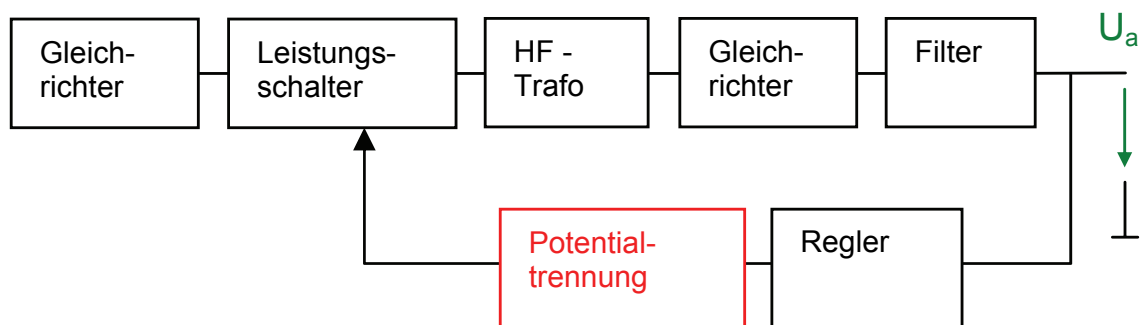
Beim Schalten "möchte" der Strom weiterfließen, C wird geladen  
 $U_a = -U_C \rightarrow U_a = \text{negativ}$

$$U_a \leq 0V$$

## 8.5. Primärgetaktete Schaltregler

Der Wirkungsgrad von primärgetakteten Reglern beträgt 70% - 90%. Ein weiterer Vorteil besteht in der geringen Grösse und dem geringen Gewicht des HF - Transformators.

Primärgetaktete Schaltregler sind deshalb sekundär getakteten Schaltreglern vorzuziehen.

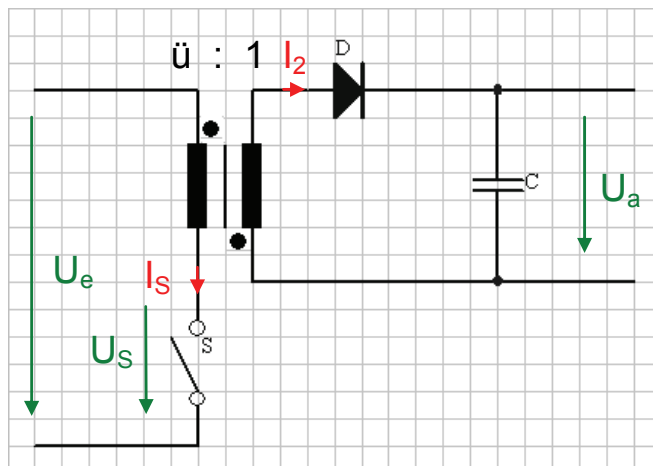


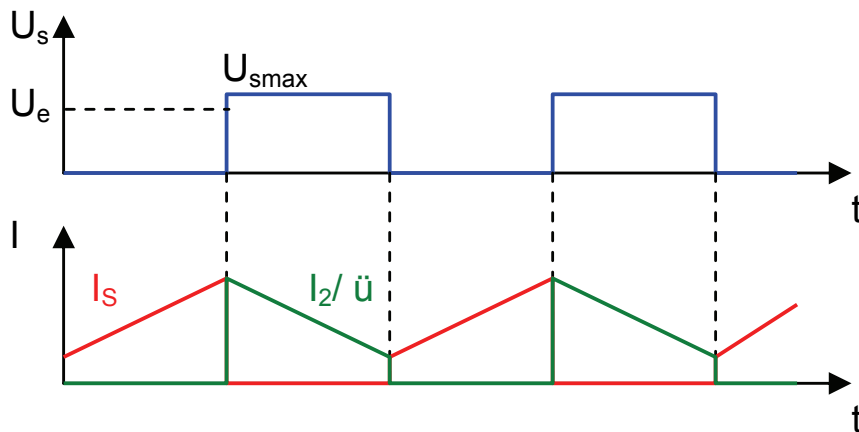
Bei primärgetakteten Schaltreglern sind die Leistungsschalter auf Netzpotential und müssen ueber eine Potentialtrennung angesteuert werden.

## 8.6. Eintakt-Wandler

### 8.6.1. Eintakt - Sperrwandler

Der Eintakt - Sperrwandler ergibt sich aus dem Sperrwandler, indem man die Speicherdrossel zu einem Transformator erweitert.





Solange der Schalter geschlossen ist, wird Energie im Transformator gespeichert. Sie wird an den Glättungskondensator C abgegeben sobald sich der Schalter öffnet.

Ausgangsspannung

$$U_a = \frac{t_{ein} \cdot U_e}{t_{aus} \cdot \ddot{u}}$$

Die Spannung wird um das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  des Transformators kleiner.

Stromverlauf

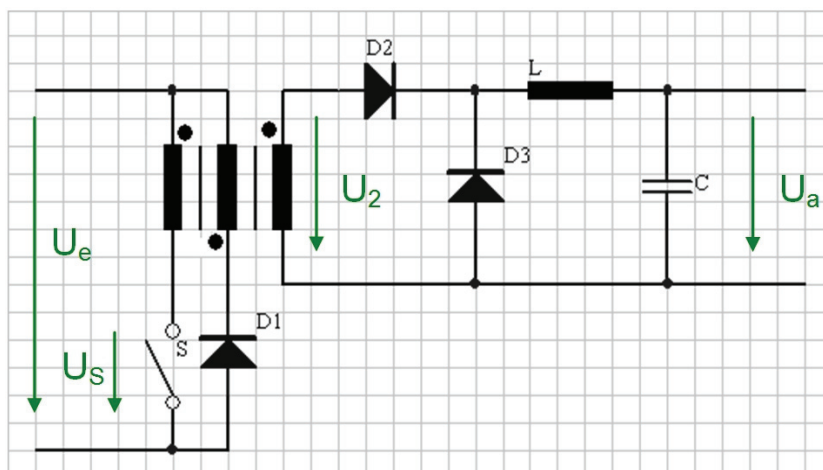
$$\Delta I = U_e \cdot \frac{t_{ein}}{L}$$

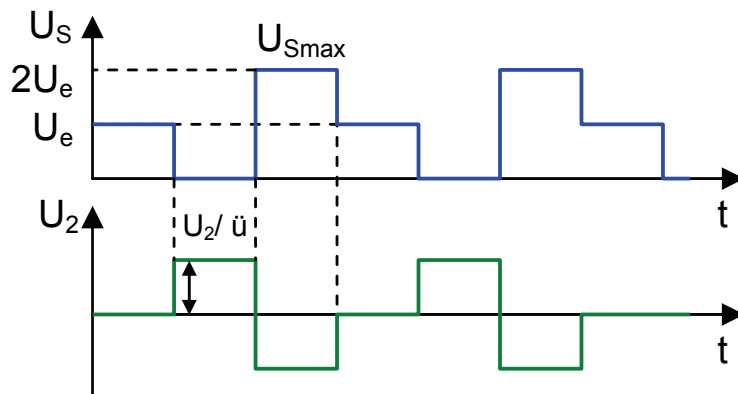
resp.

$$\Delta I = \ddot{u} \cdot U_a \cdot \frac{t_{aus}}{L}$$

Bedingung für die Schaltung ist, dass die Induktivität so gross ist, dass der Strom in der Sperrphase nicht auf Null absinkt.

### 8.6.2. Eintakt-Durchflusswandler





Bei diesem Wandler besitzen Primär - und Sekundärwicklung gleiche Polung. Dadurch wird über die Diode  $D_2$  Energie an den Ausgang abgegeben, solange der Leistungsschalter geschlossen ist. Daher bezeichnet man diese Schaltung als Durchflusswandler. Solange der Leistungsschalter geschlossen ist liegt an der Primärwicklung die Eingangsspannung und daher an der Sekundärwicklung die Spannung:

$$U_2 = \frac{U_e}{\ddot{u}}$$

Wenn sich der Schalter  $S$  öffnet, sperrt  $D_2$  und der Strom durch die Speicherdrossel  $L$  wird von der Diode  $D_3$  übernommen.

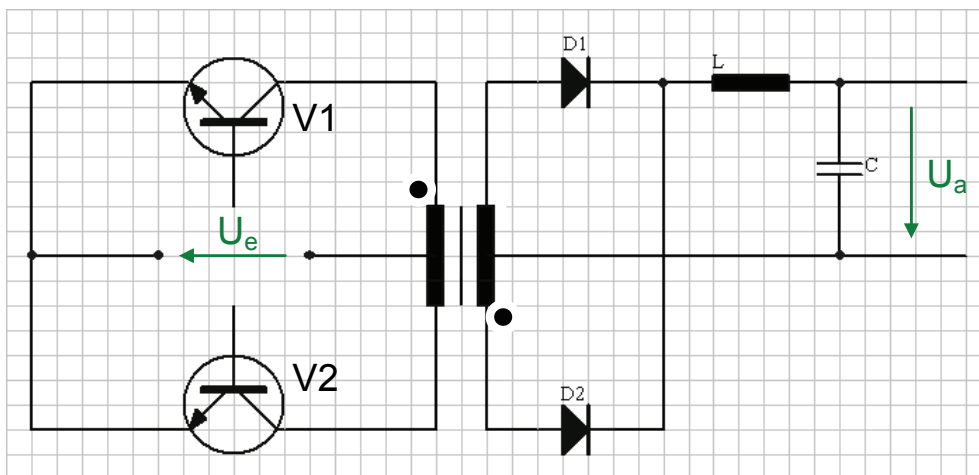
In dem Augenblick, in dem der Leistungsschalter sperrt, sperrt auch die Diode  $D_2$ . Ohne weitere Massnahmen würde die im Transformator gespeicherte Energie zu einem hohen Spannungsimpuls führen.

Um dies zu verhindern, gibt man dem Transformator eine dritte Wicklung mit derselben Windungszahl wie die Primärwicklung, jedoch mit geringerem Querschnitt. Bei der angegebenen Polung wird dann  $D_1$  leitend, wenn die Induktionsspannung gleich der Eingangsspannung ist. Auf diese Weise wird die Spannung am Leistungsschalter auf  $U_{Smax} = 2 U_e$  begrenzt. Ausserdem wird in der Ausschaltphase die gleiche Energie an die Eingangsquelle zurückerliefert, die während der Einschaltphase im Transformator gespeichert wurde. Auf diese Weise wird der Transformator im Gegensatz zum Eintakt - Sperrwandler **ohne Gleichstrommagnetisierung** betrieben.

## 8.7. Gegentakt-Wandler

Bei den Gegentakt-Wandlern wird die Eingangsgleichspannung mit einem Wechselrichter aus wenigstens zwei Leistungsschaltern in eine Wechselspannung umgewandelt. Diese wird über einen HF-Transformator heruntertransformiert und anschliessend gleichgerichtet.

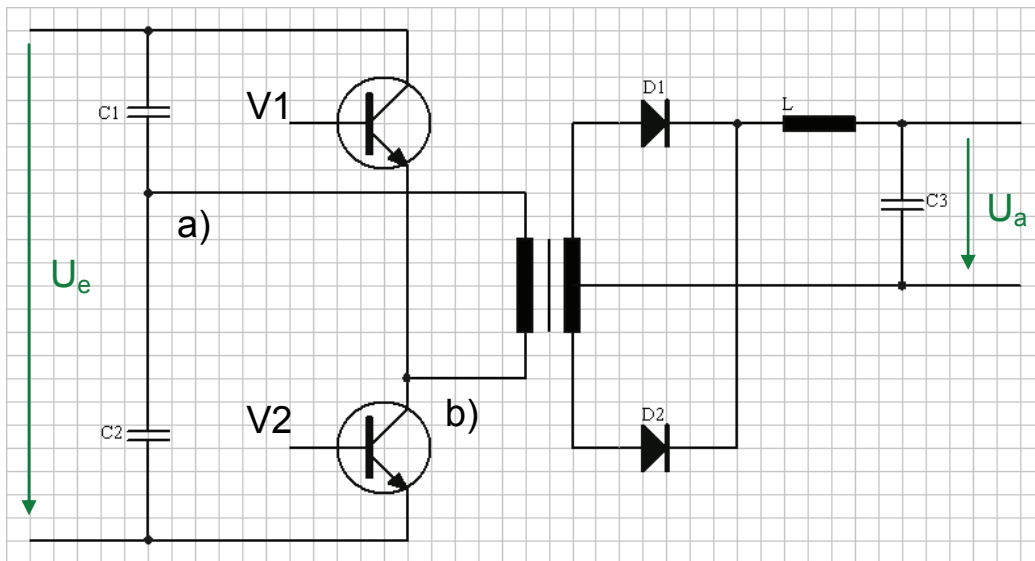
### 8.7.1. Gegentakt-Durchflusswandler



#### Funktionsweise

- Zuerst wird V1 geschlossen  $\rightarrow$  D1 leitet  $\rightarrow$  I durch L  $\rightarrow$  C wird geladen.
- V1 sperrt  $\rightarrow$  D1 und D2 übernehmen den Strom I, der durch die Spule weiterfliesst.
- V2 wird geschlossen  $\rightarrow$  D2 leitet  $\rightarrow$  I durch L  $\rightarrow$  C wird geladen
- V2 sperrt  $\rightarrow$  D1 und D2 übernehmen den Strom I, der durch die Spule weiterfliesst.

8.7.2. Halbbrücken-Gegentakt-Durchflusswandler

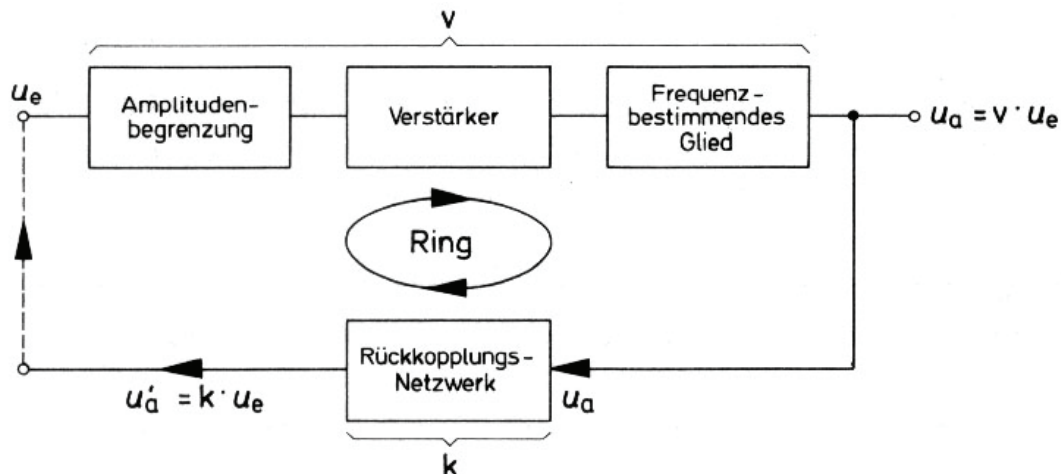


an a) liegt  $U_B/2$   
 an b) liegt  $+U_B$  oder  $0V$  } Gleichstromfrei durch C

## 9. Oszillatoren

### 9.1. Aufbau

Jeder Generator enthält einen Verstärker mit Rückkopplung zwischen Ausgang und Eingang:



Die Rückkopplung eines Generators wirkt als Mitkopplung. Eingangssignal und rückgeführtes Signal sind phasengleich.

Ein Generator enthält die Schaltungseinheiten:

- Verstärker
- Frequenzbestimmendes Glied
- Amplitudenbegrenzung
- Mitkopplungszweig

#### Phasenbedingung

Der Generator kann nur schwingen, wenn die Phasenbedingung bei einem Ringdurchlauf  $0^\circ$  bzw.  $360^\circ$  beträgt.

#### Amplitudenbedingung

Ein Generator kann nur schwingen, wenn seine Ringverstärkung  $V_R \geq 1$  ist.

Ringverstärkung 
$$V = \frac{U'_a}{U_e} = K \cdot V$$

## 9.2. Sinusgeneratoren

Zur Erzeugung sinusförmiger Schwingungen verwendet man Generatoren, bei denen die Schwingbedingungen nur für eine Frequenz erfüllt sind. Dazu kommt noch eine weitere Forderung.

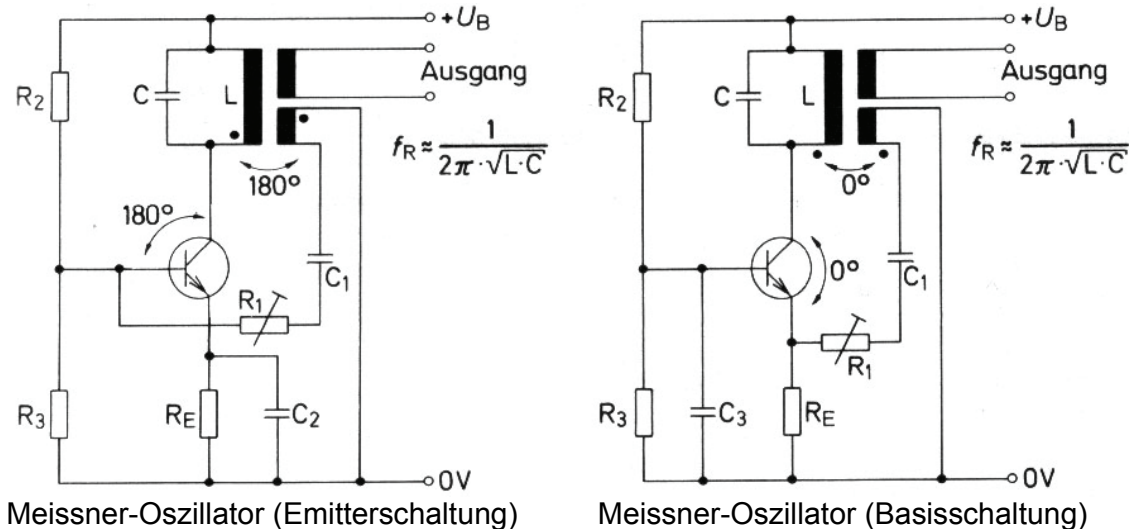
Die Ringverstärkung  $V_R$  darf nicht nennenswert grösser als 1 sein, weil sich sonst die Schwingung so aufschaukelt, dass der Verstärker in die Aussteuergrenze gerät und der Sinus begrenzt wird.

Man verwendet LC-Schaltungen, Schwingquarze und RC-Glieder.

### 9.2.1. LC-Generatoren

#### Meissner-Oszillator

Beim Meissner-Oszillator erfolgt die Rückkopplung mit Hilfe eines Übertragers:



Bei der Basisschaltung erfolgt die Übersetzung phasengleich, bei der Emitterschaltung erzeugt man durch gegenseitigen Anschluss der Wicklungen die nötige  $180^\circ$ -Phasenverschiebung.

Die Sinusspannung kann durch eine Zusatzwicklung am Übertrager abgenommen werden.

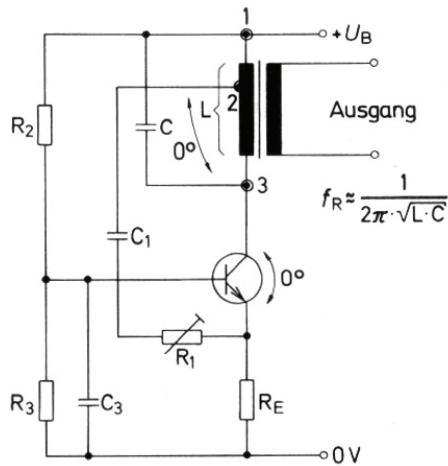
Resonanzfrequenz  $f_R = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$

$R_1$  bestimmt den Mitkopplungsgrad.

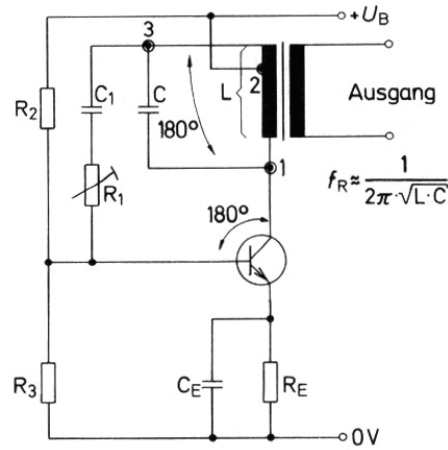


### 9.2.2. Induktive Dreipunktschaltung (Hartley-Oszillator)

Statt eines Übertragers mit getrennten Wicklungen benützt die induktive Dreipunktschaltung einen Spartransformator, um die Rückkopplungsspannung zu erzeugen.



Hartley-Oszillator (Basisschaltung)



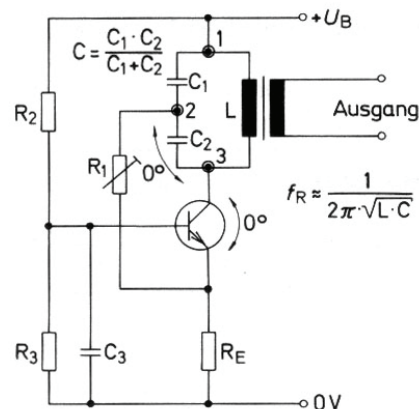
Hartley-Oszillator (Emitterschaltung)

Resonanzfrequenz 
$$f_R = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

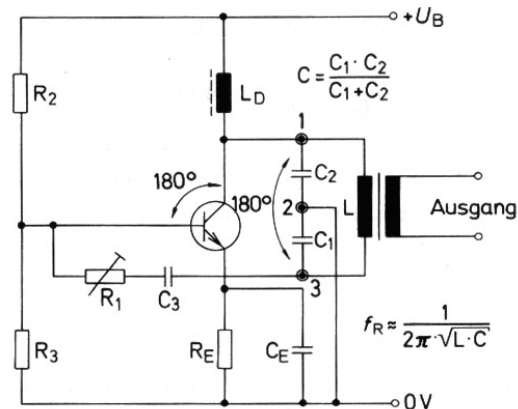
$R_1$  bestimmt den Mitkopplungsgrad.

### 9.2.3. Kapazitive Dreipunktschaltung (Colpitts-Oszillator)

Bei der kapazitiven Dreipunktschaltung wird die Rückkopplungsspannung durch kapazitive Spannungsteilung der Ausgangsspannung gewonnen.



Colpitts-Oszillator (Basisschaltung)



Colpitts-Oszillator (Emitterschaltung)

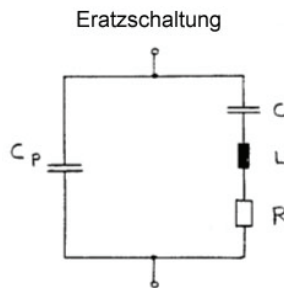
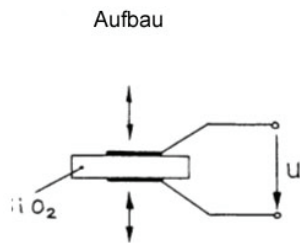
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$R_1$  bestimmt den Mitkopplungsgrad.

### 9.2.4. Quarzoszillatoren

Ein Quarz-Kristall kann elektrisch angeregt und zum Schwingen gebracht werden (Reziproker piezoelektrischer Effekt). Die Ersatzschaltung stellt einen Schwingkreis mit grosser Güte dar.



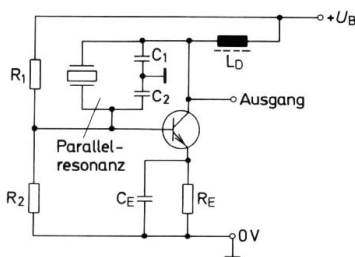
Ein Schwingquarz hat zwei Resonanzen, eine Serieresonanz und eine Parallelresonanz.

Serieresonanz

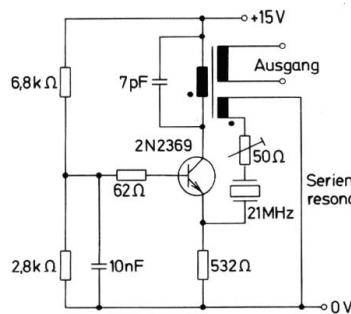
$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Parallelresonanz

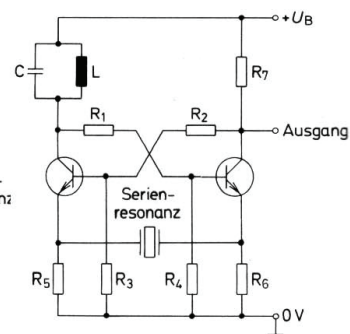
$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_p}}$$



Kapazitive Dreipunktschaltung, Quarz als Teil eines Parallelresonanzkreises.



Meissner-Oszillator in Basis-schaltung, Quarz in Serieresonanz.



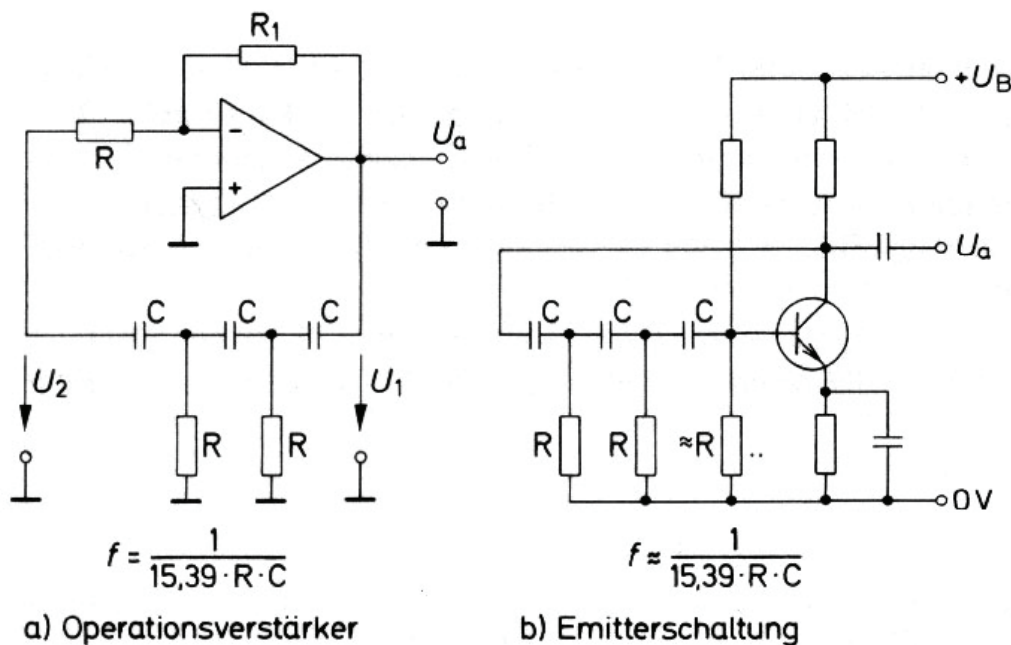
Zweistufige Schwing-schaltung, Quarz in Serieresonanz.

### 9.2.5. RC-Oszillatoren

Bei tiefen Frequenzen eignen sich LC-Oszillatoren weniger gut. RC-Schaltungen sind hier günstiger.

#### Phasenschieber-Oszillator

Um 180° Phasenverschiebung bei endlichen Frequenzen zu ermöglichen, benötigt man mindestens drei Hoch- oder Tiefpässe. Im Rückkopplungszweig eines invertierenden Verstärkers würden diese bei einer Phasenverschiebung von etwa 60° je RC-Glied die Selbsterregung ermöglichen.



Die Phasenverschiebung  $\varphi = 180^\circ$  zwischen  $U_1$  und  $U_2$  wird erreicht bei der Schwingfrequenz:

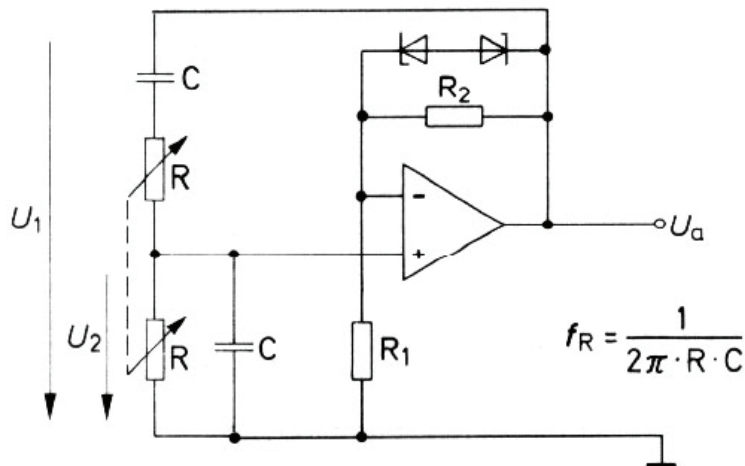
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C} \approx \frac{1}{15,39 \cdot R \cdot C}$$

Um die Amplitudenbedingung zu erfüllen, muss der Verstärker die Verstärkung liefern:

$$V_u = \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R} \geq 29$$

### 9.2.6. Wien-Robinson-Generator

Bei der Schwingfrequenz eines Wien-Robinson-Generators wird der Mitkopplungszweig des Verstärkers die Phasenverschiebung eines Hochpasses durch einen Tiefpass aufgehoben.



Der Wien-Robinson-Generator lässt sich mit relativ guter Frequenzkonstanz realisieren. Durch Regelung der Verstärkung mit  $R_1$  ist es möglich, eine sehr verzerrungsarme Sinusspannung zu erzeugen.

Um die Frequenz des Generators über einen weiten Bereich zu variieren, können die beiden Kondensatoren als Koppeldrehkondensatoren oder die beiden Widerstände als  $R$  als Doppeldrehwiderstände ausgeführt werden. Die Z-Dioden dienen der Amplitudenbegrenzung.

Die Phasenverschiebung  $\varphi = 180^\circ$  zwischen  $U_1$  und  $U_2$  wird erreicht bei der Schwingfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

Um die Amplitudenbedingung zu erfüllen, muss der Verstärker die Verstärkung liefern:

$$V_u = \frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \geq 3$$