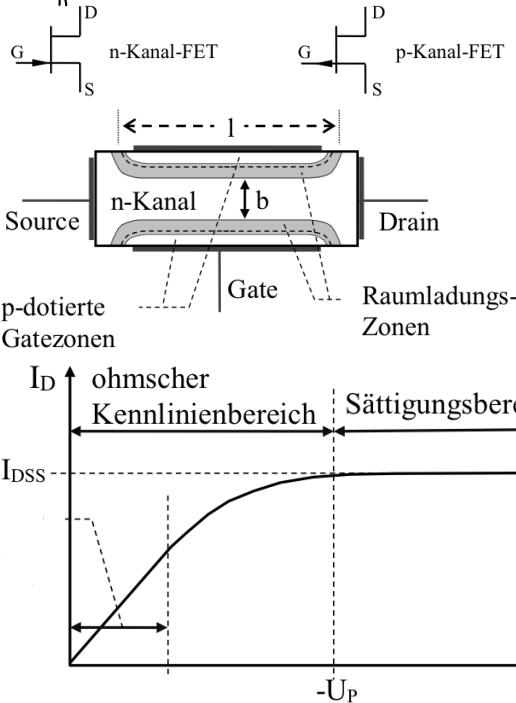


Feldeffekttransistor



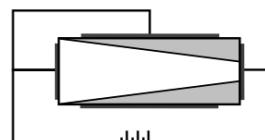
p-Kanal: $U_{DS} > 0$; Löcherstrom

n-Kanal: $U_{DS} < 0$; Elektronenstrom

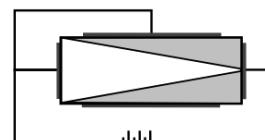
Sättigungsstrom I_{DSS}

$$I_{DSS} = \frac{G_0 \cdot (-U_p)}{3}$$

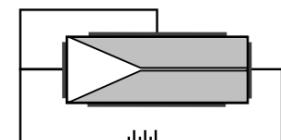
für $U_{GS} = 0$:



$$U_{DS} < (-U_p)$$



$$U_{DS} = (-U_p)$$



$$U_{DS} > (-U_p)$$

Kanalleitwert für $U_{DS} \rightarrow 0$

$$G_0 = \kappa \cdot \frac{A}{1} = e \cdot n_D \cdot \mu_n \cdot \frac{b \cdot d}{1}$$

e = Elementarladung

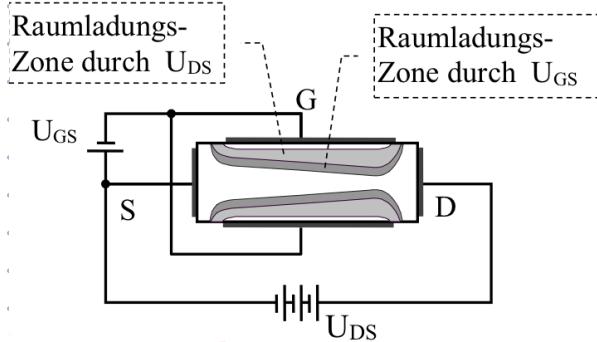
N_D = Donatorkonzentration

μ_n = Beweglichkeit der Elektronen

b, d, l = Kanal-Breite, -Dicke, -Länge

κ = Leitfähigkeit = $e \cdot n \cdot \mu$

Steuerung über das Gate

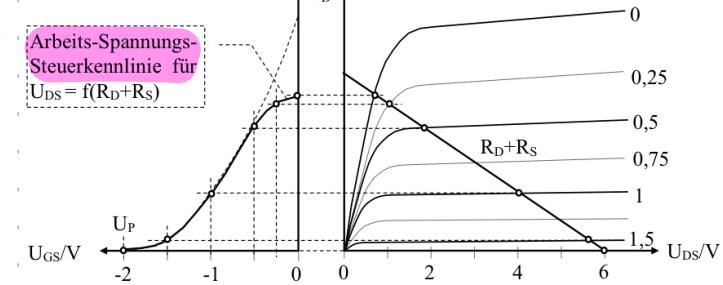
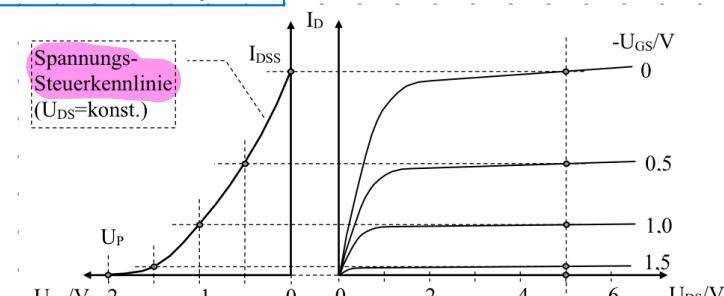
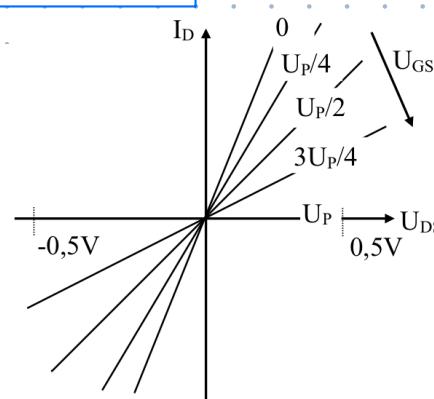
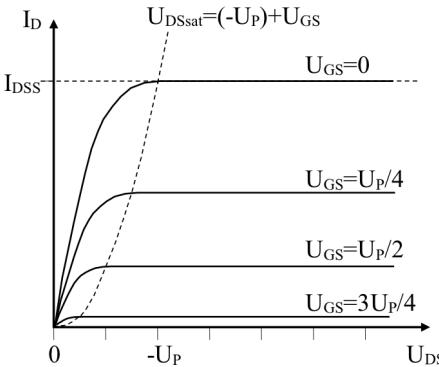


- Bei anliegender Sperrspannung wird der freie Querschnitt des Stromkanals weiter eingeengt
- ⇒ Der Kanalwiderstand wird größer.
- ⇒ Der Kanalstrom wird kleiner.
- ⇒ Die Abschnürspannung verkleinert sich
- ⇒ Der Sättigungsstrom nimmt ab
- ⇒ $|U_{GS}| > |U_p|$ Stromkanal unabhängig von U_{DS} gesperrt (U_p = pinch-off-Spannung)

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_p$$

$$I_{Dsat} \approx I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

Kennlinien j-FET



IG-FET

Anreicherungstyp

Transistor ist gesperrt bei $U_{GS} = 0$

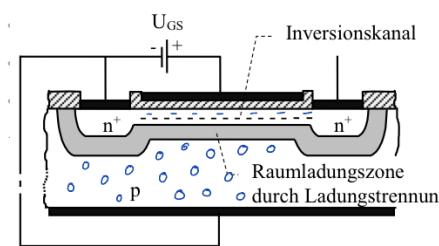
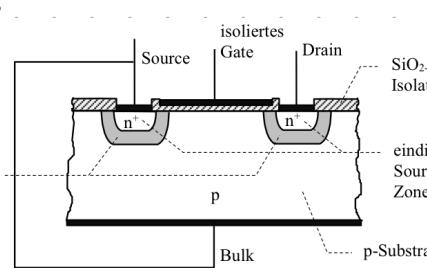
Leitfähigkeit des Stromkanals durch Anlegen einer Gate-Source-Spannung

Verarmungstyp

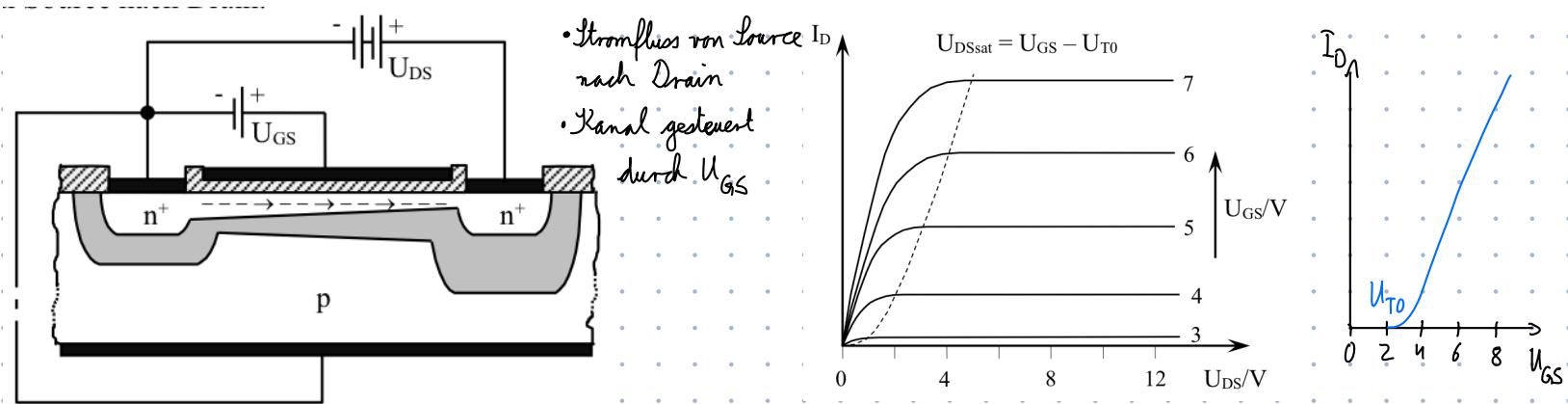
Transistor ist leitend bei $U_{GS} = 0$

Sperren des Transistors durch Anlegen einer Gate-Source-Spannung

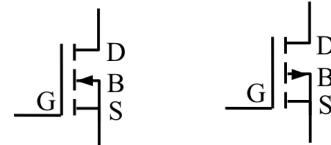
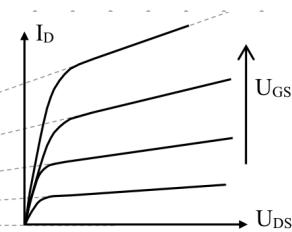
Raumladungszonen
der pn-Übergänge



- e^- werden angezogen bei pos Spz. am Gate
- Löcher abgestopft



Early-Effekt



n-Kanal-FET p-Kanal-FET

Verarmungstyp

Abbildung 13-18
Kennlinien des
selbstleitenden IG-FET

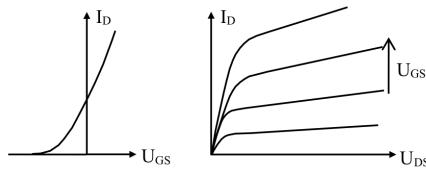
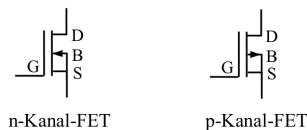


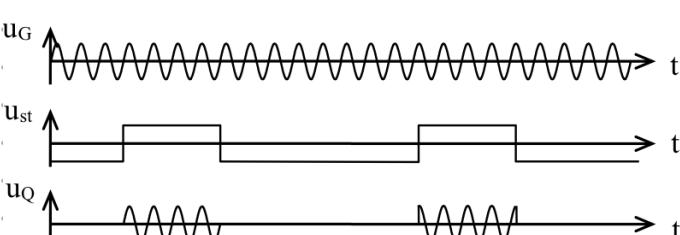
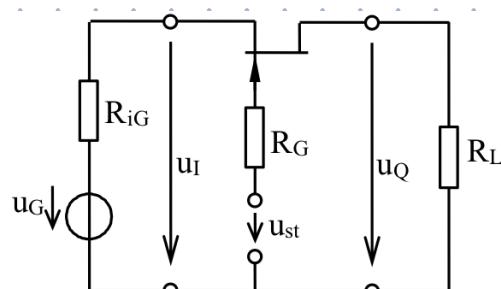
Abbildung 13-19
Schaltzeichen des
selbstleitenden IG-FET



FET als Analogschalter

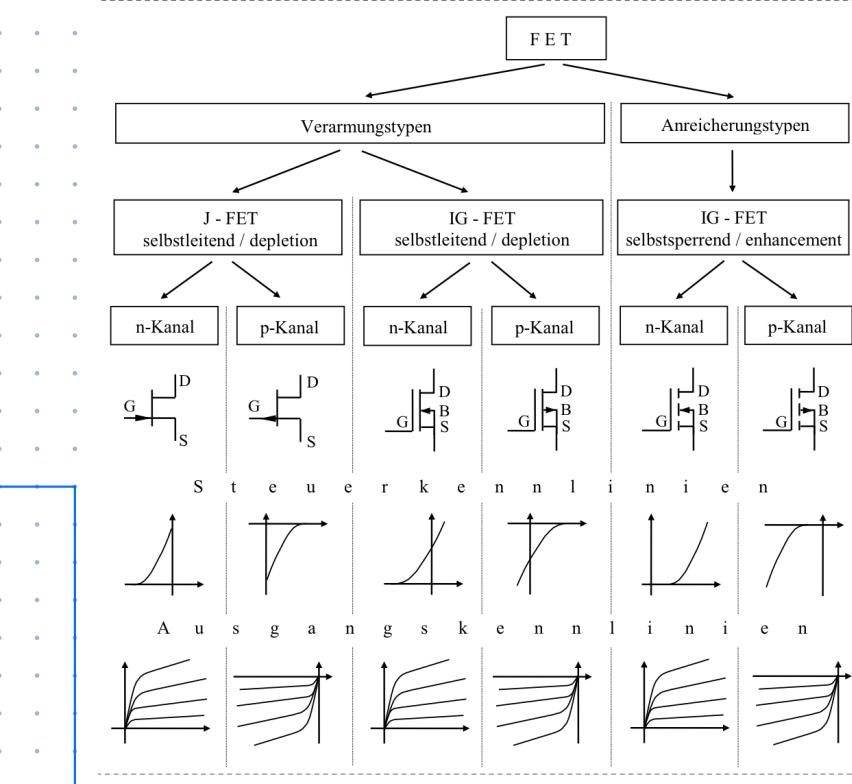
FET gesperrt: $|U_{GS}| > |U_p|$ und $|U_{GD}| > |U_p|$

FET leitend: $U_{GS} = 0$ oder $U_{GD} = 0$



Der FET verbindet die Signalquelle (Spannung u_I) mit einer Last (Lastspannung u_Q).

Mit Hilfe des Steuersignales u_{st} kann der FET leitend oder gesperrt werden.



Beispiel: geg: $-10V \leq u_I \leq 10V$

$$R_{IG} \geq 100\Omega$$

$$R_L = 10k\Omega$$

$$R_G = 100k\Omega$$

$$U_p = -4V$$

a) FET gesperrt $U_{st} = -15V$

$$\Rightarrow |U_{GS}|_{min} = |U_{st}|_{min} - U_{Imin}|$$

$$= |-15V - (-10V)|$$

$$= |-5V| = 5V$$

$$\Rightarrow |U_{GS}|_{max} = |U_{st}|_{min} - U_{Imax}|$$

$$= |-15 - 10| = |-25|$$

$$= 25V$$

FET leitet: $U_{st} = 15V$

$$\Rightarrow U_{st} > U_I$$

$$\Rightarrow U_{GS} > 0$$

$$U_Q \approx U_I$$

$|U_{GS}|$ immer größer $|U_p|$

\Rightarrow FET gesperrt

Nachteil:

$$i_G = \frac{u_{st} - u_I - u_F}{R_G}$$

mit u_F = Durchlassspannung der Gate-Sperrschicht

$$\Rightarrow I_{G_{\min}} = \frac{15V - 10V - 0,6V}{100k\Omega} \approx 44\mu A$$

$$\Rightarrow I_{G_{\max}} = \frac{15V - (-10V) - 0,6V}{100k\Omega} \approx 244\mu A$$

Der maximale Fehler der Eingangsspannung u_I ergibt sich zu

$$U_{I_{F\max}} = I_{G_{\max}} \cdot [R_{iG} // (r_{DS_{on}} + R_L)] = 244\mu A \cdot [100\Omega // (50\Omega + 10k\Omega)] \approx 24,16mV$$

der maximale Fehler der Ausgangsspannung zu

$$U_{Q_{F\max}} = U_{I_{F\max}} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_{DS_{on}}} \approx 24,16mV \cdot \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 50\Omega} = 24,04mV$$

Nimmt man an, dass der Gatestrom am drain-seitigen Ende des Stromkanals eingespeist wird, so ergibt sich ein maximaler Fehler der Ausgangsspannung zu:

$$U_{Q_{F\max}} = I_{G_{\max}} \cdot [(R_{iG} + r_{DS_{on}}) // R_L] = 244\mu A \cdot [(100\Omega + 50\Omega) // 10k\Omega] \approx 36mV$$

Da der Gatestrom irgendwo zwischen source- und drain-seitigem Ende des Stromkanals einfließt, wird der tatsächliche maximale Fehler zwischen diesen beiden Werten liegen.

b) Fehler durch $r_{DS_{on}}$

Für die Ausgangsspannung sollte gelten $u_Q = u_I$

Tatsächlich gilt jedoch

$$u_Q = u_I \cdot \frac{R_L}{R_L + r_{DS_{on}}} = u_I \cdot (1 + f)$$

Der relative Fehler f beträgt:

$$f = \frac{R_L}{R_L + r_{DS_{on}}} - 1 = -\frac{r_{DS_{on}}}{R_L + r_{DS_{on}}}$$

Für $R_L \gg r_{DS_{on}}$ gilt

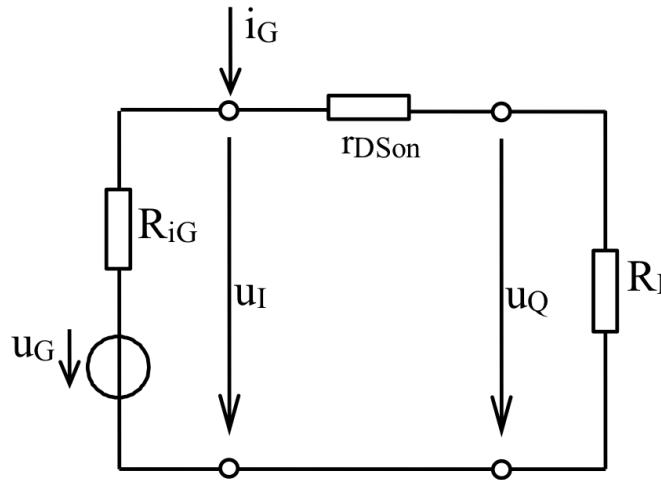
$$f \approx -\frac{r_{DS_{on}}}{R_L}$$

$$\text{z.B. } f \approx -\frac{r_{DS_{on}}}{R_L} = -\frac{50\Omega}{10k\Omega} = -0,5\%$$

Der absolute Fehler beträgt:

$$u_{Q_F} = f \cdot u_I$$

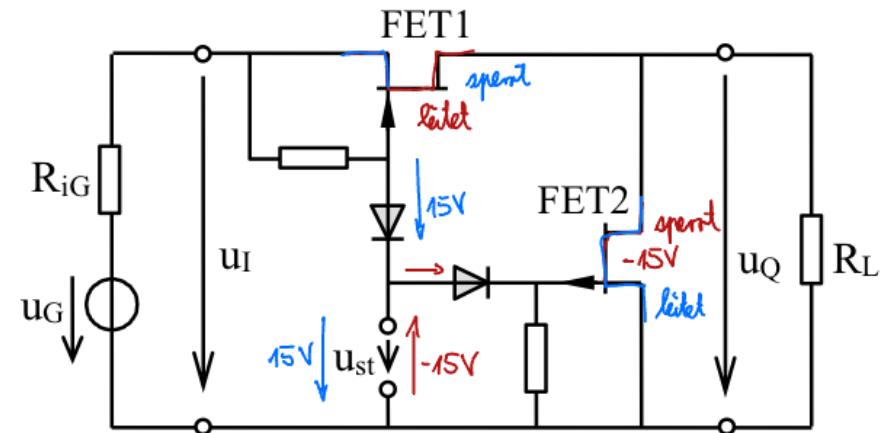
$$\text{z.B. } u_{Q_F} \approx -0,5\% \cdot 10V = -50mV$$



13.6.4 Gegentakt-FET-Analogschalter

Mit zwei komplementären FET (ein n-Kanal-FET und ein p-Kanal-FET) lässt sich ein Gegentakt-Analogschalter aufbauen.

Abbildung 13-23
Gegentakt-Analogschalter



FET2 schließt den Ausgang kurz, wenn FET1 gesperrt ist.

Ist FET1 leitend, so wird FET2 gesperrt.

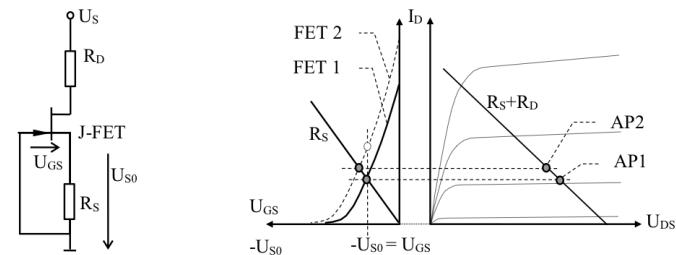
Die Steuerspannung muss so gewählt werden, dass für beide Transistoren die Ein- und Ausschaltbedingungen erfüllt werden.

Arbeitspunkteinstellung

* Schaltung II

Der Drainstrom wird durch Stromgegenkopplung mittels Source-Widerstand eingestellt.

Abbildung 13-25 Einstellung des Drainstromes durch Source-Widerstand



$-U_{GS}$ und $U_{RS} = U_{S0}$ sind gleich groß.

Die Kennlinie des Widerstandes R_S kann daher in das Steuerkennlinienfeld des FET eingezeichnet werden. Der Schnittpunkt mit der Steuerkennlinie ergibt den Arbeitspunkt des FET.

$$I_D = \frac{U_{S0}}{R_S} = \frac{-U_{GS}}{R_S} \text{ ein.}$$

Zur Dimensionierung des Sourcewiderstandes R_S markiert man den Arbeitspunkt für den erwünschten Drainstrom I_D auf der Steuerkennlinie und lässt den zugehörigen Wert von U_{GS} ab. Der Widerstand ergibt sich zu

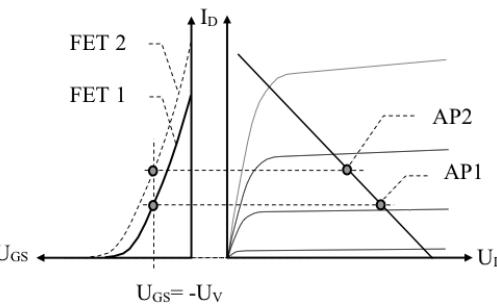
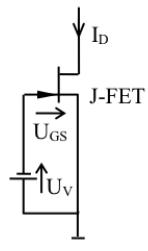
$$R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D}$$

Ein Vergleich von Abbildung 13-25 mit Abbildung 13-24 zeigt, dass die Arbeitspunktstabilität besser ist als bei Schaltung I.

* Schaltung I

Die erforderliche Gate-Source-Spannung wird aus einer eigenen Spannungsquelle erzeugt.

Abbildung 13-24 Einstellung von U_{GS} mittels Spannungsquelle im Steuerkreis



Es gilt $U_{GS} = -U_V$.

Es stellt sich der Strom $I_D = f(U_{GS}) = f(-U_V)$ ein; seine Größe ergibt sich aus der Steuerkennlinie.

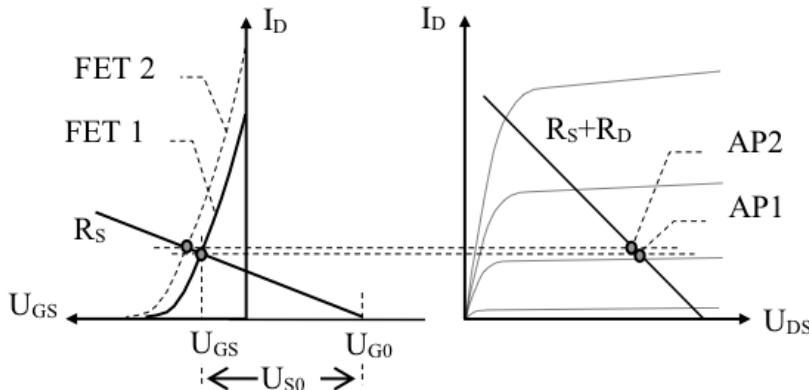
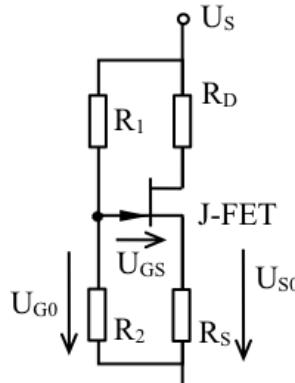
Die Stabilität des Arbeitspunktes ist gering.

Abbildung 13-24 zeigt den großen Unterschied im Arbeitspunkt für zwei J-FET-Exemplare mit unterschiedlichen Steuerkennlinien.

* Schaltung III

- Einstellung der GS-Steuerspannung mittels Spannungsteiler und
- Stromgegenkopplung.

Abbildung 13-26 Arbeitspunkteinstellung durch Gate-Spannungsteiler und Stromgegenkopplung



Am Gate stellt sich die Spannung $U_{G0} = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ein.

Die Spannung U_{GS} für einen gewünschten Strom I_D entnimmt man der Steuerkennlinie.

Damit wird $U_{S0} = U_{RS} = U_{G0} - U_{GS}$

und

$$R_S = \frac{U_{S0}}{I_D} = \frac{U_{G0} - U_{GS}}{I_D}$$

oder

$$I_D = \frac{U_{S0}}{R_S} = \frac{U_{G0} - U_{GS}}{R_S}$$

Abbildung 13-26 zeigt die erreichbare hohe Arbeitspunktstabilität.

13.8.1 Schaltung des J-FET-WS-Verstärkers

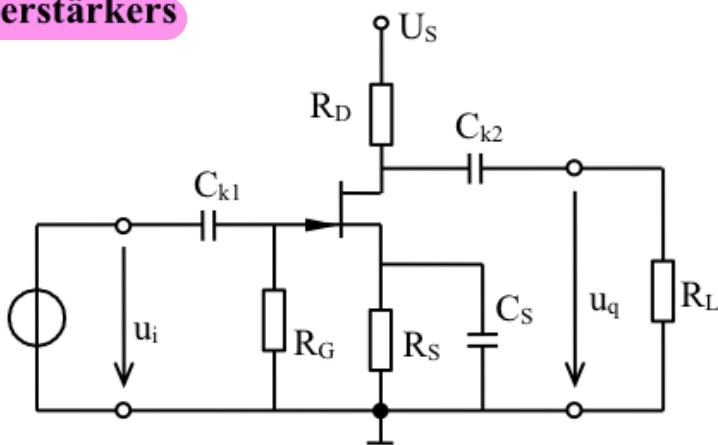


Abbildung 13-27
J-FET als WS-Verstärker

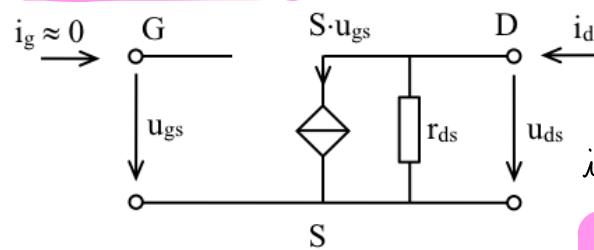
Der Arbeitspunkt des FET wird über die Widerstände R_S und R_D eingestellt

$$I_D = \frac{-U_{GS}}{R_S} \quad (\text{siehe Abschnitt 13.7}) \quad \text{und} \quad U_{DS} = U_S - I_D \cdot (R_S + R_D)$$

Das WS-Eingangssignal wird über C_{k1} am Gate eingekoppelt, das WS-Ausgangssignal über C_{k2} am Drain-Anschluss ausgekoppelt.

Der Gleichstrom-Gegenkopplungswiderstand R_S wird mit C_S wechselstrommäßig kurzgeschlossen.

AC-Ersatzschaltbild



Berechnung der Vierpol-Parameter:

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2 \Rightarrow i_g = y_{11} \cdot u_{gs} + y_{12} \cdot u_{ds} \approx 0$$

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2 \Rightarrow i_d = y_{21} \cdot u_{gs} + y_{22} \cdot u_{ds} \Rightarrow i_d = S \cdot u_{gs} + (1/r_{ds}) \cdot u_{ds}$$

Für die Vierpol-Parameter y_{21} und y_{22} gilt:

$$y_{21} = \frac{1}{r_{ds}} \approx 0$$

$$y_{21} = S = \frac{i_d}{u_{gs}} \Big|_{u_{ds}=0} = \frac{d(i_d)}{d(u_{gs})} \Big|_{u_{DS}=\text{konst}}$$

$$y_{22} \approx 0$$

$$y_{22} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{i_d}{u_{ds}} \Big|_{u_{gs}=0} = \frac{d(i_d)}{d(u_{ds})} \Big|_{u_{GS}=\text{konst}}$$

Die Vorwärtssteilheit S entspricht der Steigung der Spannungs-Steuerkennlinie im Arbeitspunkt

Der Ausgangsleitwert bzw. der Ausgangswiderstand r_{ds} entspricht der Steigung der Ausgangskennlinie im Arbeitspunkt

Berechnung AC-Verstärker

Eingangswiderstand

$$R_{\text{ein}} \approx R_G$$

Ausgangswiderstand

$$R_{\text{aus}} \approx R_D // r_{ds}$$

Leerlauf-Spannungsverstärkung

$$V_{U0} = \frac{u_{q0}}{u_i} = \frac{-S \cdot u_{gs} \cdot (r_{ds} // R_D)}{u_{gs}}$$

$$V_{U0} = -S \cdot (r_{ds} // R_D)$$

Spannungsverstärkung

$$V_U = \frac{u_q}{u_i} = \frac{-S \cdot u_{gs} \cdot (r_{ds} // R_D // R_L)}{u_{gs}}$$

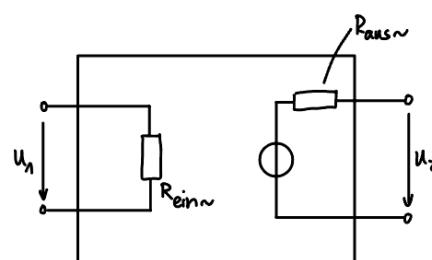
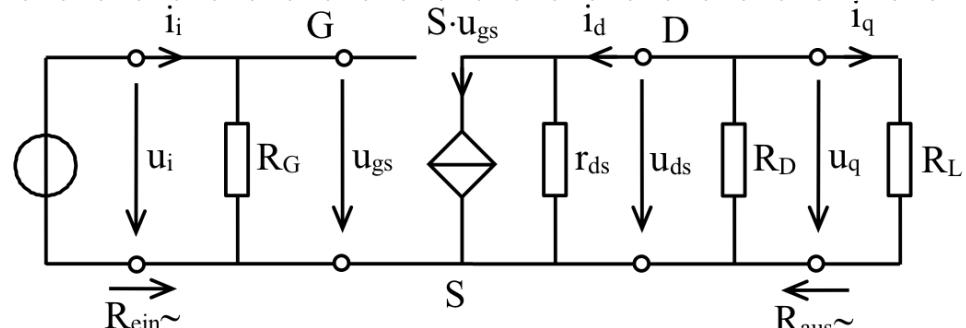
$$V_U = -S \cdot (r_{ds} // R_D // R_L)$$

Stromverstärkung

$$V_I = \frac{i_q}{i_i} = \frac{u_q / R_L}{u_i / R_G} = V_U \cdot \frac{R_G}{R_L}$$

Leistungsverstärkung

$$V_P = V_U \cdot V_I$$



$$V_{uo} = \frac{u_z}{u_i}$$

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

Der Kondensator C_1 dient zur internen Frequenzgangkorrektur (siehe Abschnitt 15.4). Zusammen mit anderen internen Kapazitäten (z.B. Millerkapazität von T_9) bewirkt C_1 , dass der Frequenzgang der Leerlaufverstärkung bis jenseits der Transitfrequenz einem Tiefpass 1. Ordnung entspricht. Der Operationsverstärker 741 neigt daher nicht zum selbsterregten Schwingen. Darüber hinaus begrenzen C_1 und der maximale Ausgangstrom der Eingangsstufe (ca. $30\mu A - 8 \mu A = 22\mu A$) die maximal mögliche Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (die sog. slew rate) auf etwa $0,6 V/\mu s$.

14.3 Eigenschaften und Daten von Operationsverstärkern

Im folgenden sind die wichtigsten Eigenschaften und Daten von Operationsverstärkern angegeben. In einigen Fällen sind Zielgrößen für einen (nicht realisierbaren) idealen Operationsverstärker den Daten realer Operationsverstärker gegenüber gestellt.

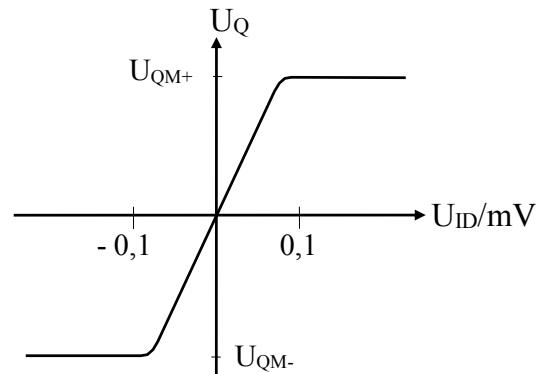
Wichtige Eigenschaften eines Operationsverstärkers sind:

- * (meistens) ein potentialfreier Differenzeingang (Potentiale von U_{Ip} und U_{In} dürfen von Massepotential abweichen)
- * eine sehr hohe Leerlaufspannungsverstärkung (Idealer Verstärker: $V_{U0} \rightarrow \infty$)

$$V_{U0} = \frac{U_Q}{U_{ID}}$$

(z.B. $V_{U0} = 10^5 \dots 10^6$)

*Abbildung 14-18
Statische Übertragungskennlinie
des Operationsverstärkers*



Der Bereich von U_{ID} , der zu Ausgangsspannungen innerhalb des Aussteuerungsbereiches $U_{QM-} < U_Q < U_{QM+}$ führt, ist sehr klein (z.B. $-0,1mV < U_{ID} < +0,1mV$); Überschreitet U_{ID} diesen schmalen (Proportional-) Bereich, so geht der Verstärkerausgang in die Begrenzung mit $U_Q = U_{QM+}$ oder $U_Q = U_{QM-}$.

- * eine sehr geringe Gleichaktverstärkung (Idealer Verstärker: $V_C = 0$)

$$V_C = \frac{U_Q}{U_{IC}}$$

(mit $U_{IC} = \frac{U_{Ip} + U_{In}}{2}$)

bzw. eine hohe Gleichakt-Unterdrückung (Idealer Verstärker $CMRR \rightarrow \infty$)

$$CMRR = 20 \cdot \log \frac{V_{Udiff}}{V_C}$$

(z.B. 80 .. 120 dB)

Meist dürfen Gleichaktspannungen annähernd die Größe der Versorgungsspannungen des Operationsverstärkers erreichen, ohne dass Funktionsbeeinträchtigungen auftreten.

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

- * sehr kleine Eingangsströme (z.B. $10^{-12} \dots 10^{-6}$ A). (Ideal Verstärker: $I_{IB} = 0$)
Dem entsprechen ein sehr hoher Eingangswiderstand Z_{ID} zwischen den Eingangsklemmen E_p und E_n sowie sehr hohe Eingangswiderstände Z_{Ip} und Z_{In} zwischen den Eingängen und Masse (z.B. $Z_{ID} = 10^5 \dots 10^7 \dots 10^{12}$ Ω, $Z_{Ip} \approx Z_{In} = 10^7 \dots 10^9 \dots 10^{14}$ Ω).
- * niedriger Ausgangswiderstand (z.B. $Z_Q = 20 \dots 200$ Ω) (Ideal Verstärker: $Z_Q = 0$)
- * großer Frequenzbereich (z.B. $0 \dots 1$ MHz $\dots 100$ MHz) (Ideal Verstärker $0 \dots \infty$)
Einige Eigenschaften des Operationsverstärkers sind frequenzabhängig, z.B. die Leerlaufverstärkung für Kleinsignalsteuerung sowie die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignalen. Auf damit zusammenhängende Stabilitätsprobleme wird in Abschnitt 15.4 eingegangen.

Abbildung 14-19 Frequenzgang der Leerlaufverstärkung des μA741

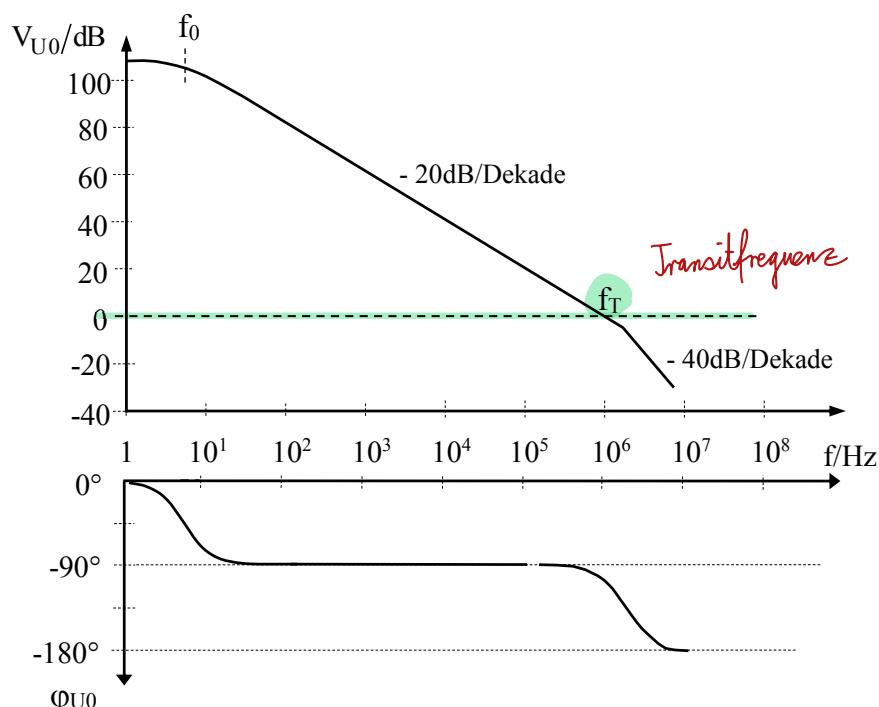


Abbildung 14-19 zeigt Verstärkungs- und Phasengang eines frequenzgang-kompensierten Operationsverstärkers. Hier fällt die Verstärkung oberhalb der Grenzfrequenz f_0 mit -20dB/Dekade ab, bis sie bei der sog. Transitfrequenz f_T den Wert 1 (= 0 dB) erreicht. Im Bereich des -20dB-Abfalls ist das maximal erreichbare Produkt aus Verstärkung und Bandbreite (Verstärkungs-Bandbreitenprodukt) immer gleich f_T .

- * eine mehr oder weniger große maximale Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (slew rate)

Der in Abbildung 14-19 beispielhaft gezeigte Frequenzgang für Kleinsignalsteuerung gilt, solange eine bestimmte maximale Änderungsgeschwindigkeit $S = (dU/dt)_{max}$ des Ausgangssignals (slew rate) nicht überschritten wird. Die durch interne Kapazitäten bestimmte slew rate beträgt z.B. $S = 1V/\mu s$ (bei schnellen Verstärkern bis einige $kV/\mu s$). Die durch die slew rate begrenzte Großsignalbandbreite (z.B. $10 \dots 100$ kHz) ist immer wesentlich kleiner als die für Kleinsignalsteuerung gültige Transitfrequenz.

- * große Temperaturstabilität

15 Operationsverstärker - Grundschaltungen

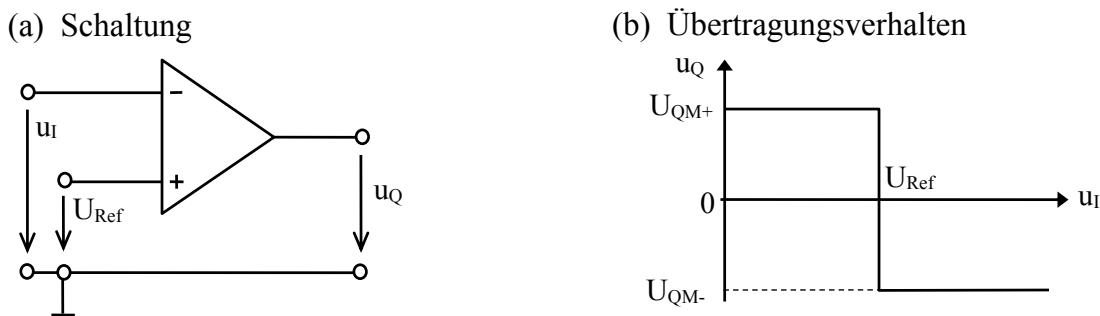
15.1 Anwendungsbeispiele ohne Rückkopplung oder mit Mitkopplung

Bei Schaltungen ohne Rückkopplung oder mit Mitkopplung treten am Ausgang des Operationsverstärkers wegen seiner hohen Leerlaufverstärkung praktisch nur die zwei der vollen Aussteuerung entsprechenden Spannungen $U_{QM+} \approx +U_S$ und $U_{QM-} \approx -U_S$ auf.

15.1.1 Komparator

Der Komparator ist ein Operationsverstärker ohne Rückkopplung. Er kann invertierend oder nicht-invertierend beschaltet werden.

Abbildung 15-1 Der Komparator(invertierend)

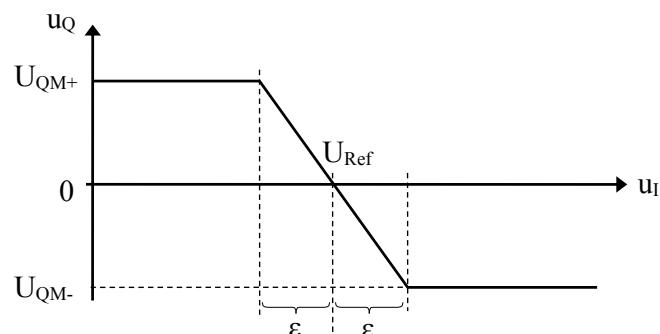


Mit dem Komparator lässt sich feststellen, ob eine Spannung u_I größer oder kleiner (positiver oder negativer) als eine Referenzspannung U_{Ref} ist (U_{Ref} kann auch 0 sein).

Für $u_I < U_{Ref}$ (d.h. $u_{ID} > 0$) gibt der Komparator eine Spannung von $u_Q = U_{QM+} \approx +U_S$ ab, für $u_I > U_{Ref}$ (d.h. $u_{ID} < 0$) ist die Ausgangsspannung $u_Q = U_{QM-} \approx -U_S$.

Liegt u_I in dem kleinen Intervall $U_{Ref} \pm \varepsilon$ (mit $\varepsilon = U_{QM}/V_{U0}$), so treten Zwischenwerte der Ausgangsspannung auf.

Abbildung 15-2
Übertragungsverhalten des
Komparators für $u_I \approx U_{Ref}$

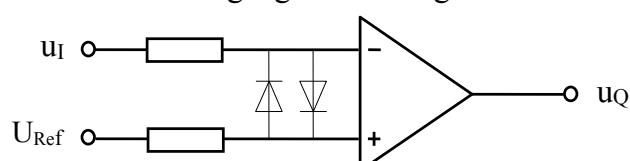


Ist dieses Verhalten unerwünscht, so setzt man einen Schmitt-Trigger (siehe Abschnitt 15.1.2) anstelle des einfachen Komparators ein.

Spezielle, als Komparatoren ausgelegte Operationsverstärker besitzen eine hohe Slew Rate, wodurch sehr schnelle Umschaltzeiten des Ausgangssignals (z.B. im ns-Bereich) erreicht werden.

Um den Komparatoreingang vor zu hohen Differenzspannungen zu schützen, können zwei anti-parallele Dioden zwischen die Verstärkereingangsklemmen geschaltet werden.

Abbildung 15-3
Schutzbeschaltung
des Komparatoreinganges



Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.1.2 Schmitt-Trigger

Der Schmitt-Trigger ist ein Schwellwertschalter mit Hysterese. Er kann sowohl invertierend als auch nicht-invertierend beschaltet werden.

Wie beim Komparator schaltet der Verstärkerausgang zwischen U_{QM+} und U_{QM-} um, wenn das Potential u_{In} am invertierenden Eingang die am nicht-invertierenden Eingang eingestellte Schaltschwelle u_{Ip} durchläuft, d.h. wenn die Polarität von u_{ID} sich ändert.

Durch eine teilweise Rückkopplung des Ausgangssignals auf den nicht-invertierenden Eingang (= Mitkopplung) ergibt sich in jedem Falle ein sprunghaftes Umschalten der Ausgangsspannung; Werte der Ausgangsspannung zwischen U_{QM+} und U_{QM-} sind nicht möglich.

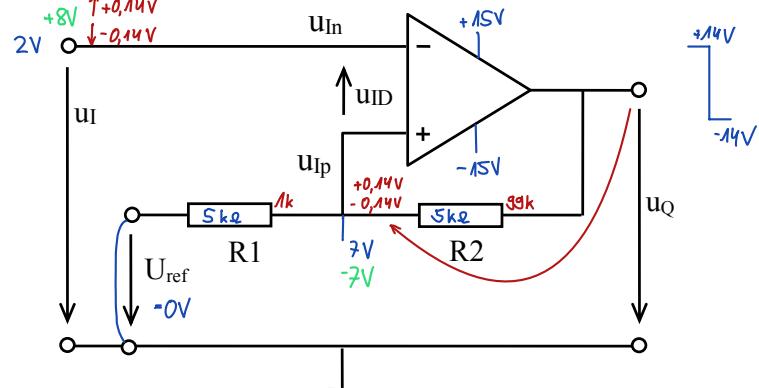


Abbildung 15-4
Schmitt-Trigger(invertierend)

Durch die Mitkopplung ergeben sich unterschiedliche Schaltschwellen für steigendes bzw. fallendes Ausgangssignal (= Hysterese).

Schaltschwellen: (Annahme für die Berechnung: $|U_{QM+}| \approx |U_{QM-}| \approx U_{QM}$)

Der Verstärkerausgang schaltet beim Nulldurchgang von u_{ID} , d.h. bei $u_{In} = u_{Ip}$ (Schaltbedingung)

$$u_{In} = u_{Ip} = \pm U_{QM} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad U_I = 5V \frac{99k}{100k} + 14V \frac{1}{100} = 5,09V$$

$$\text{(Berechnung von } u_{Ip} \text{ mittels Überlagerungsgesetz)} \quad U_I = 5V \frac{99k}{100k} - 14V \frac{1k}{100k} = 4,81V$$

Mit $u_I = u_{In}$ (im obigen Beispiel) ergibt sich für die Schaltschwellen

$$U_H = 0,28V$$

(für steigendes Eingangssignal u_I ;
fallendes Ausgangssignal u_Q)

und $U_S = (U_{QM-} \cdot R_1 + U_{ref} \cdot R_2) \cdot \frac{1}{R_1 + R_2}$

(für fallendes Eingangssignal u_I ;
steigendes Ausgangssignal u_Q)

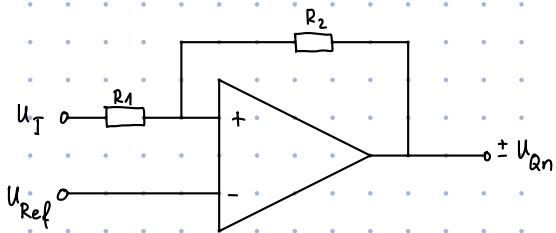
Für $U_{ref} = 0$ liegen die Schaltschwellen symmetrisch zu 0.

Mit $U_{ref} \neq 0$ verschieben sich die Schaltschwellen um den Wert $U'_{ref} = U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Die Hysterese beträgt

$$\Delta U_{Hyst} = U_S - U_H = U_{QM} \cdot \frac{2 \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

nicht invertierend



$$U_{I_{In}} = U_{I_p} = U_{Ref} = U_I \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{Qn} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

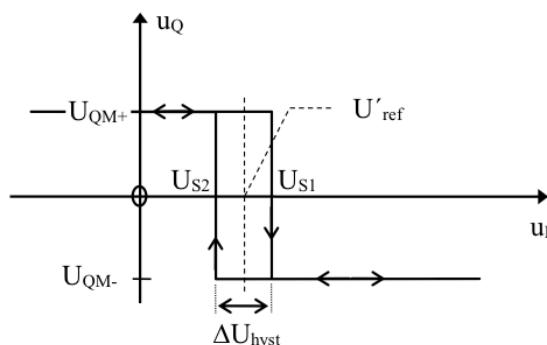
$$U_{I_{In}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{Ref} - \left(+ U_{Qn} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$U_{I_{In}} = U_{Ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \left(+ U_{Qn} \frac{R_1}{\cancel{R_1 + R_2}} \frac{\cancel{R_1 + R_2}}{R_2} \right)$$

$$= U_{Ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \left(+ U_{Qn} \frac{R_1}{R_2} \right)$$

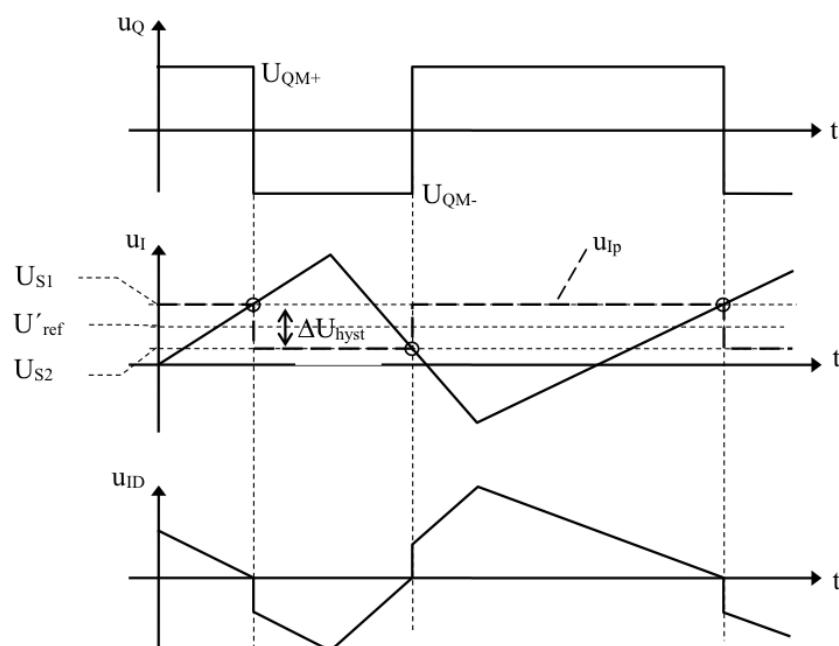
Operationsverstärker-Grundschaltungen

Abbildung 15-5
Hysterese des inverteierenden
Schmitt-Triggers



Die Abbildung 15-6 zeigt Signalverläufe am Schmitt-Trigger bei langsam sich änderndem Eingangssignal u_i .

Abbildung 15-6
Signalverläufe am
Schmitt-Trigger

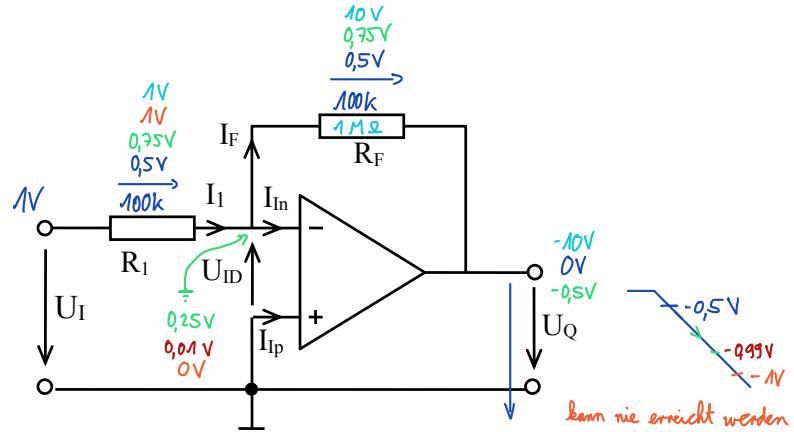


Die Abbildung zeigt, dass der Nulldurchgang der Eingangs differenzspannung u_{ID} durch die Mitkopplung sprunghaft erfolgt. Damit tritt auch bei langsam sich ändernden Eingangssignalen ein sprunghaftes Schalten des Ausgangs auf.

Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.1 Invertierender Verstärker

Abbildung 15-8
Der invertierende Verstärker



Der Operationsverstärker stellt seine Ausgangsspannung U_Q so ein, dass der aus U_I über R_1 zum Verstärkereingang fließende Strom I_1 über den Rückkopplungswiderstand abgeleitet wird (I_F) und sich am Differenzeingang des Operationsverstärkers eine der Ausgangsspannung entsprechende Differenzspannung $U_{ID} = U_Q/V_{U0}$ einstellt. Bei hinreichend großer Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers wird diese Differenzspannung $U_{ID} \approx 0$.

Ist der nicht-invertierende Eingang mit Masse verbunden, so liegt auch der invertierende Eingang auf Massepotential. Man spricht von einem „virtuellen Nullpunkt“ bzw. von einer „virtuellen Masse“.

Berechnung der Ausgangsspannung:

Knotengleichung

$$I_1 - I_F - I_{In} = 0 \quad \text{Mit } I_{In} \approx 0 \text{ wird daraus} \quad I_1 \approx I_F \quad (1)$$

Maschengleichungen

$$U_I + U_{ID} - I_1 \cdot R_1 = 0 \quad \text{Mit } U_{ID} \approx 0 \text{ wird daraus} \quad I_1 \approx U_I / R_1 \quad (2)$$

$$U_Q + U_{ID} + I_F \cdot R_F = 0 \quad \text{Mit } U_{ID} \approx 0 \text{ wird daraus} \quad I_F \approx -U_Q / R_F \quad (3)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (2) und (3) in Gleichung (1) ergibt sich

$$U_Q \approx -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1}$$

Berechnung der Verstärkung:

$$V_{UF} = \frac{U_Q}{U_I} \approx -\frac{R_F}{R_1}$$

Die Verstärkung ergibt sich aus dem Verhältnis von Rückkopplungswiderstand zu Eingangswiderstand.

Die Verstärkung ist negativ, d.h. eine positive Eingangsspannung führt zu einer negativen Ausgangsspannung und umgekehrt. Der Verstärker arbeitet invertierend.

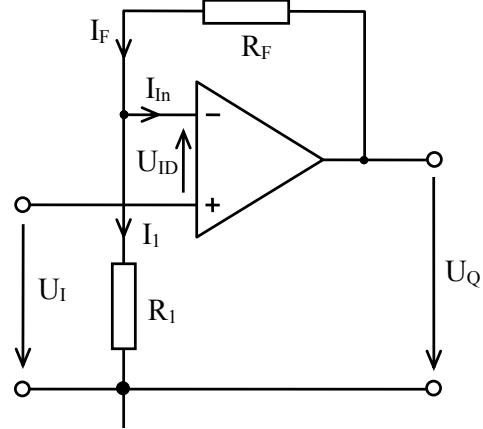
Beachte: Wenn die Leerlaufverstärkung $V_{U0}(f)$ des Operationsverstärkers nicht sehr viel größer ist als R_F/R_1 (z.B. mindestens 10 bis 100 mal größer), dann muss $U_{ID}(f) = U_Q(f)/V_{U0}(f)$ berücksichtigt werden und es ergibt sich:

$$V_{UF}(f) = -\frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{V_{U0}(f)}{1 + R_F/R_1 + V_{U0}(f)}$$

Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.2 Nicht-invertierender Verstärker

Abbildung 15-9
Der nicht-invertierende Verstärker



Berechnung der Ausgangsspannung

Kirchhoff'sche Gleichungen

$$I_F - I_1 - I_{In} = 0$$

Mit $I_{In} \approx 0$ wird daraus

$$I_F \approx I_1$$

$$U_I - I_1 \cdot R_1 - U_{ID} = 0$$

Mit $U_{ID} \approx 0$ wird daraus

$$I_1 \approx U_I / R_1$$

$$U_Q - I_1 \cdot R_1 - I_F \cdot R_F = 0$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q \approx U_I \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

Berechnung der Verstärkung

$$V_{UF} = \frac{U_Q}{U_I} \approx 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

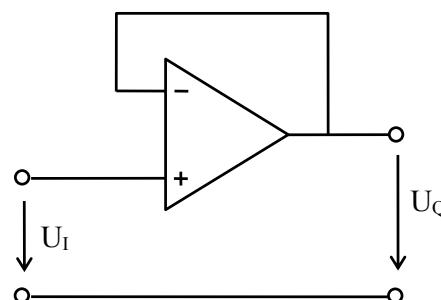
Der nicht invertierende Verstärker (E_p als Eingang verwendet) besitzt einen sehr hohen Eingangswiderstand $R_{ein} = Z_{lp}$.

Sonderfall

$$R_1 \rightarrow \infty \quad \text{und / oder} \quad R_F = 0$$

$$\Rightarrow V_{UF} \approx 1 + \frac{0}{\infty} = 1 \quad \text{Die Verstärkung ist gleich 1}$$

Abbildung 15-10
Spannungsfolger,
Impedanzwandler

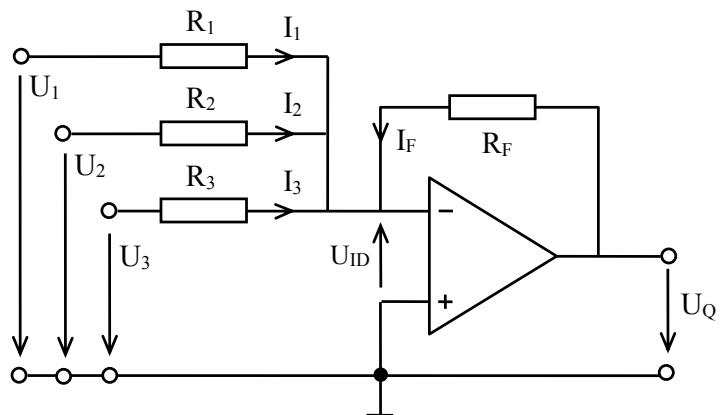


Für eine Verstärkung $V_{UF} < 1$ muss die Eingangsspannung vor dem Verstärker (z.B. mit einem Spannungsteiler) heruntergeteilt werden.

Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.3 Addition (mit Inversion)

Abbildung 15-11
Addierer (mit Inversion)



Berechnung der Ausgangsspannung:

Knotengleichung (mit $I_{In} \approx 0$)

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_F \approx 0$$

Maschengleichungen (mit $U_{ID} \approx 0$)

$$U_1 - I_1 \cdot R_1 \approx 0 \Rightarrow I_1 \approx U_1 / R_1$$

$$U_2 - I_2 \cdot R_2 \approx 0 \Rightarrow I_2 \approx U_2 / R_2$$

$$U_3 - I_3 \cdot R_3 \approx 0 \Rightarrow I_3 \approx U_3 / R_3$$

$$U_Q - I_F \cdot R_F \approx 0 \Rightarrow I_F \approx U_Q / R_F$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q \approx -(U_1 \cdot \frac{R_F}{R_1} + U_2 \cdot \frac{R_F}{R_2} + U_3 \cdot \frac{R_F}{R_3})$$

Die Schaltung bildet die negative Summe der Eingangsspannungen, wobei für jede Eingangsspannung ein eigener Gewichtungsfaktor (Verstärkungsfaktor) eingestellt werden kann.

Sonderfall:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_I$$

$$\Rightarrow U_Q \approx -(U_1 + U_2 + U_3) \cdot \frac{R_F}{R_I}$$

Bei gleichen Eingangswiderständen gilt für alle Eingangsspannungen derselbe Verstärkungsfaktor

$$V_{UF} \approx -\frac{R_F}{R_I}$$

Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.4 Subtraktion (Differenzverstärker)

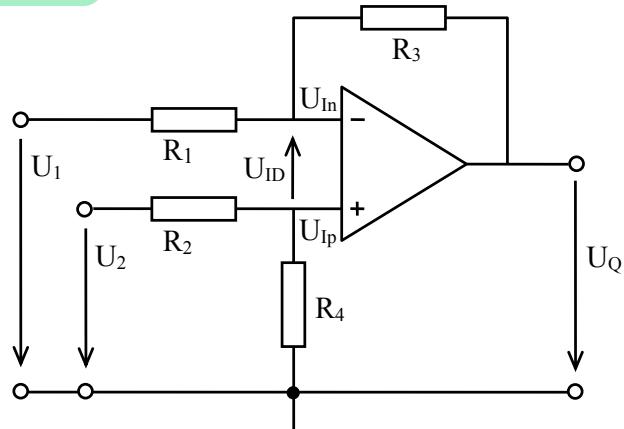


Abbildung 15-12
Subtrahierer

Berechnung mit Überlagerungssatz und Spannungsteilerregel

Wegen $U_{ID} \approx 0$ gilt $U_{In} \approx U_{Ip}$

$$\text{Mit } U_{Ip} = U_2 \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4}$$

$$\text{und } U_{In} = U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} + U_Q \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3}$$

$$\text{wird } U_Q \approx \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left(U_2 \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4} - U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right)$$

$$\text{bzw. } U_Q \approx \left(U_2 \cdot \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_1} - U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1} \right)$$

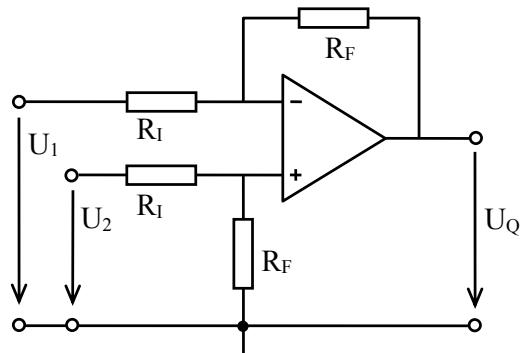
Sonderfall (= Normalfall)

Normalerweise wählt man $R_1 = R_2 = R_I$ und $R_3 = R_4 = R_F$

Dann gilt:

$$U_Q \approx (U_2 - U_1) \cdot \frac{R_F}{R_I}$$

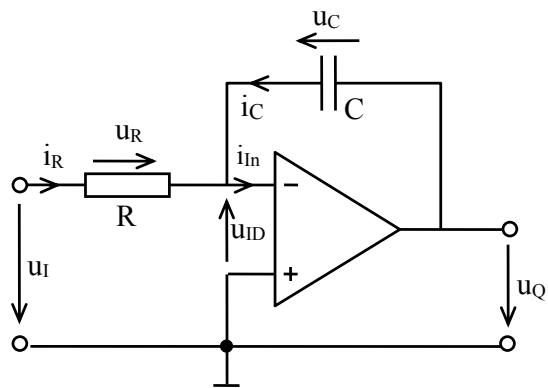
Abbildung 15-13
Differenzverstärker



Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.5 Integration

Abbildung 15-14
Integrator



Mit $u_{ID} \approx 0$ und $i_{In} \approx 0$ gilt:

$$u_I - i_R \cdot R \approx 0 \Rightarrow i_R \approx u_I / R$$

$$u_Q - u_C \approx 0 \Rightarrow u_Q \approx u_C$$

$$i_R + i_C \approx 0 \Rightarrow i_R \approx -i_C$$

$$i_C = C \cdot \frac{d(u_C)}{dt}$$

Daraus lässt sich ableiten:

$$\frac{u_I}{R} \approx -C \cdot \frac{d(u_Q)}{dt} \quad \text{bzw.} \quad d(u_Q) \approx -\frac{u_I}{R \cdot C} \cdot dt$$

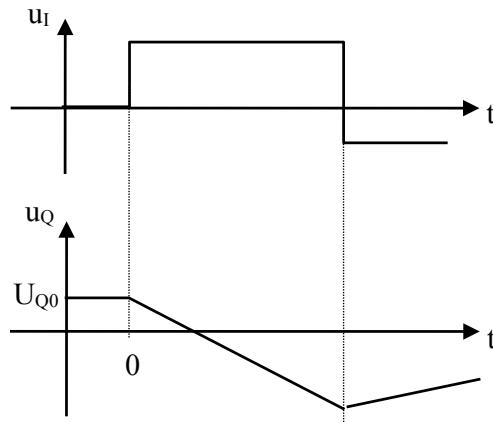
Durch Integration erhält man:

$$u_Q \approx -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int u_I \cdot dt$$

Integration einer konstanten Gleichspannung $u_I(t) = U_I$

$$u_Q \approx \frac{-U_I}{R \cdot C} \cdot t + U_{Q0}$$

Abbildung 15-15
Integration einer
konstanten Gleichspannung



Die Integration einer konstanten Gleichspannung führt zu einer linear ansteigenden (abfallenden) Ausgangsspannung

Operationsverstärker-Grundschaltungen

Integration einer Sinus-Spannung $u_I = \hat{u}_I \cdot \sin(\omega t)$ und $U_{Q0} = 0$

Im eingeschwungenen Zustand gilt

$$u_Q \approx \frac{\hat{u}_I}{R \cdot \omega C} \cdot \cos(\omega t)$$

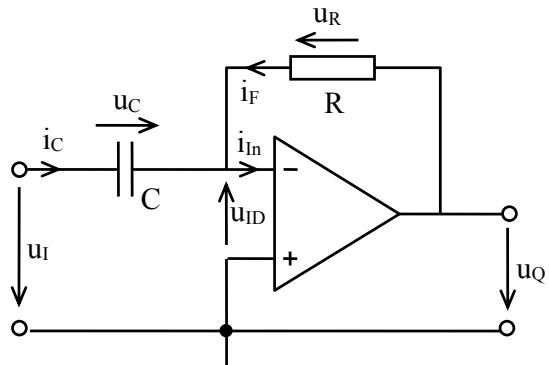
Es stellt sich eine frequenzabhängige Verstärkung ein:

$$|V_{UF}| = \frac{\hat{u}_Q}{\hat{u}_I} \approx \frac{1}{\omega C \cdot R} = f(\omega)$$

Niedrige Frequenzen werden höher verstärkt.

15.2.6 Differentiation

Abbildung 15-16
Differentiation



Mit $u_{ID} \approx 0$ und $i_{In} \approx 0$ gilt:

$$u_I \approx u_C$$

$$u_Q \approx u_R = i_F \cdot R$$

$$i_C \approx -i_F$$

$$i_C = C \cdot \frac{d(u_C)}{dt}$$

Daraus leitet sich ab:

$$u_Q \approx -R \cdot C \cdot \frac{d(u_I)}{dt}$$

Differentiation einer Sinusspannung $u_I = \hat{u}_I \cdot \sin(\omega t)$

$$u_Q = -\omega \cdot C \cdot R \cdot \hat{u}_I \cdot \cos(\omega t)$$

Es stellt sich eine frequenzabhängige Verstärkung ein:

$$|V_{UF}| = \frac{\hat{u}_Q}{\hat{u}_I} \approx \omega \cdot C \cdot R = f(\omega)$$

Hohe Frequenzen werden stärker verstärkt.

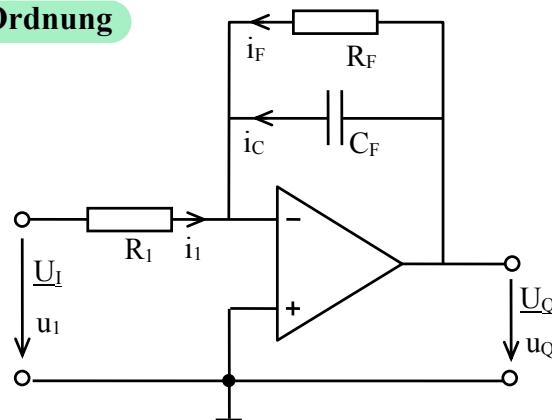
Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.7 Tiefpass oder Verzögerungsglied 1. Ordnung

Abbildung 15-17

Tiefpass bzw.

Verzögerungsglied 1. Ordnung



Berechnung im Frequenzbereich:

(Variable ω)

Es liegt ein invertierender Verstärker mit komplexem Rückkopplungswiderstand Z_F vor.

Für den Tiefpass gilt daher in Anlehnung an den invertierenden Verstärker

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{Z_F}{Z_1}$$

Mit $Z_F = \frac{1}{\frac{1}{R_F} + j \cdot \omega \cdot C_F} = \frac{R_F}{1 + j \cdot \omega \cdot C_F \cdot R_F}$ und $Z_1 = R_1$

wird daraus $\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot C_F \cdot R_F}$

Führt man die Grenzfrequenz $\omega_g = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$ und die normierte Frequenz $\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$

ein, so ergibt sich

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\Omega} = -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1 - j\Omega}{1 + \Omega^2}$$

Graphische Darstellung des Frequenzgangs des Tiefpasses (Bode-Diagramm)

a) Amplitudengang

Für die Beträge von Ein- und Ausgangsspannung erhält man folgenden Zusammenhang

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$$

Mit den Verstärkungen $|V_{UF}(\omega)| = \frac{U_Q}{U_I} \approx \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$

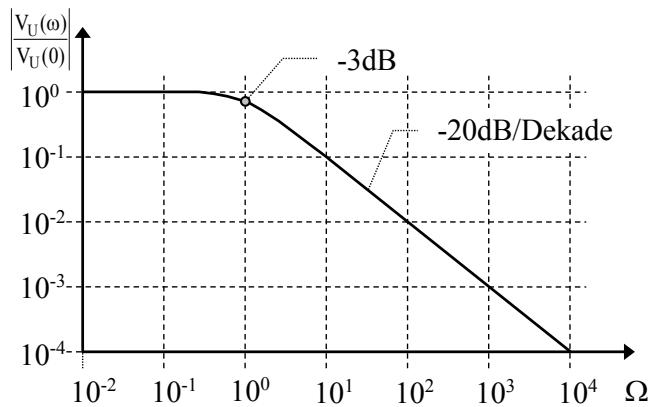
und $|V_{UF}(0)| \approx \frac{R_F}{R_1}$ (Verstärkung für Gleichspannung)

ergibt sich für die auf Gleichspannung bezogene relative Verstärkung

$$\left| \frac{V_{UF}(\omega)}{V_{UF}(0)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$$

Operationsverstärker-Grundschaltungen

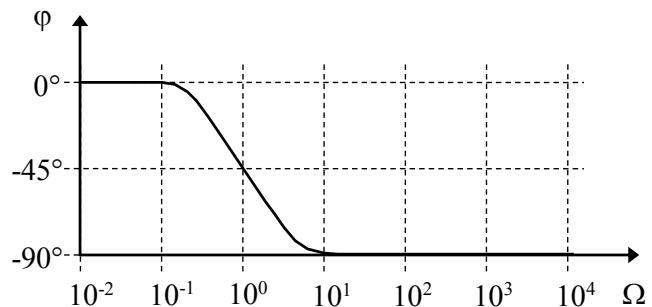
Abbildung 15-18
Amplitudengang des Tiefpasses



b) Phasengang $\varphi = \arctan \frac{\text{Im}(\underline{U}_Q)}{\text{Re}(\underline{U}_Q)}$

$$\boxed{\varphi = \arctan(-\Omega)}$$

Abbildung 15-19
Phasengang des Tiefpasses



Berechnung im Zeitbereich:

$$i_1 + i_F + i_C \approx 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{u_I}{R_1} + \frac{u_Q}{R_F} + C_F \cdot \frac{du_Q}{dt} \approx 0$$

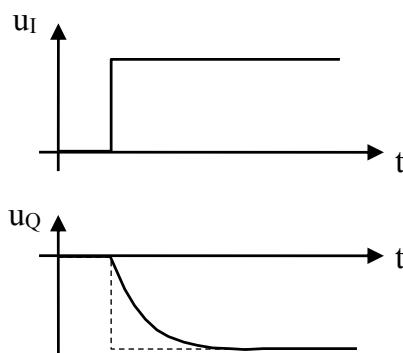
Differentialgleichung:

$$\boxed{\frac{du_Q}{dt} + \frac{1}{R_F \cdot C_F} \cdot u_Q \approx -\frac{u_I}{R_1 \cdot C_F}}$$

Beispiel: $u_I = \text{Spannungssprung}$ ($u_I = 0$ für $t < 0$; $u_I = U_I = \text{konstant}$ für $t > 0$)

Lösung der Diff.Gl.:
$$u_Q(t) \approx -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_F}})$$
 mit $\tau_F = C_F \cdot R_F$

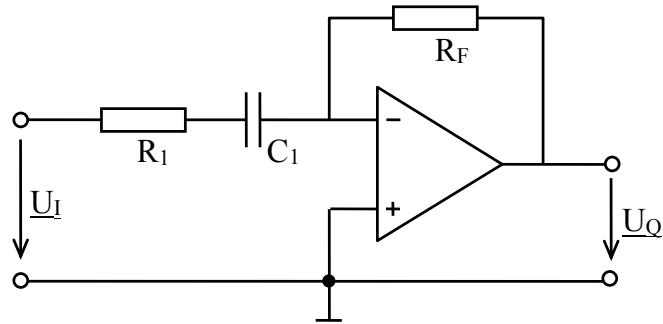
Abbildung 15-20
Spannungssprung am Tiefpass



Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.8 Hochpass

Abbildung 15-21
Hochpass



In Anlehnung an die Übertragungsgleichung des invertierenden Verstärkers gilt für den

Hochpass:

$$U_Q \approx -U_I \cdot \frac{Z_F}{Z_1}$$

Mit

$$Z_1 = R_1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1} = R_1 \cdot \left(1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1 \cdot R_1}\right) \quad \text{und} \quad Z_F = R_F$$

sowie

$$\omega_g = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \quad \text{und} \quad \frac{\omega}{\omega_g} = \Omega$$

ergibt sich

$$U_Q \approx -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - j \cdot (1/\Omega)}$$

Graphische Darstellung des Frequenzganges des Hochpasses

a) Amplitudengang

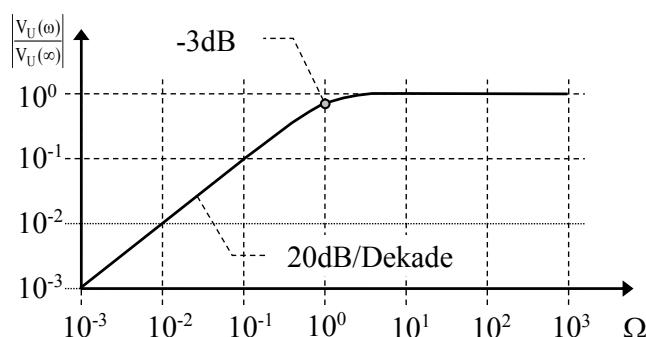
Der Betrag der Ausgangsspannung ergibt sich zu

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\Omega)^2}}$$

Die auf $V_{UF}(\omega \rightarrow \infty)$ bezogene Verstärkung ist

$$\left| \frac{V_{UF}(\omega)}{V_{UF}(\infty)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\Omega)^2}}$$

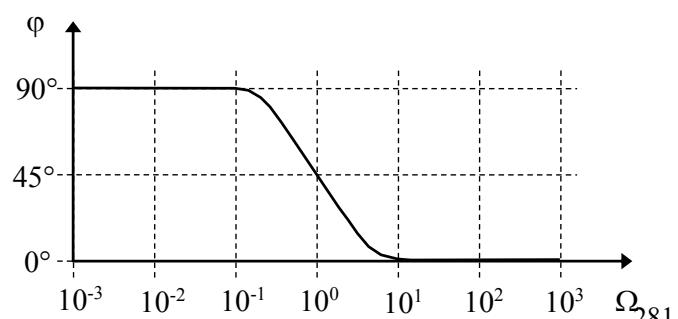
Abbildung 15-22
Amplitudengang des Hochpasses



b) Phasengang

$$\varphi = \arctan(\omega_g / \omega) = \arctan(1/\Omega)$$

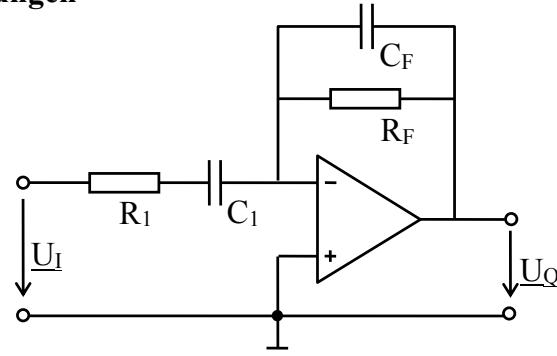
Abbildung 15-23
Phasengang des Hochpasses



Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.9 Bandpass

Abbildung 15-24
Bandpass



Für die Berechnung des Frequenzganges dienen folgende Beziehungen:

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{\underline{Z}_F}{\underline{Z}_1} \quad \underline{U}_I = U_I \text{ (reell)} \quad \underline{U}_Q \approx -U_I \cdot \frac{Z_F \cdot e^{j\varphi_Q}}{Z_1 \cdot e^{j\varphi_I}} = U_Q \cdot e^{j\varphi_Q}$$

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} = R_1 \cdot \left(1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1 \cdot R_1}\right) = R_1 \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\omega_u}{\omega}\right) \quad \text{mit } \omega_u = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$$

$$\underline{Z}_F = \frac{1}{(1/R_F) + j \cdot \omega \cdot C_F} = \frac{R_F}{1 + j \cdot \omega \cdot C_F \cdot R_F} = \frac{R_F}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{mit } \omega_0 = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$$

Damit errechnet sich

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_u}{\omega}\right)^2}$$

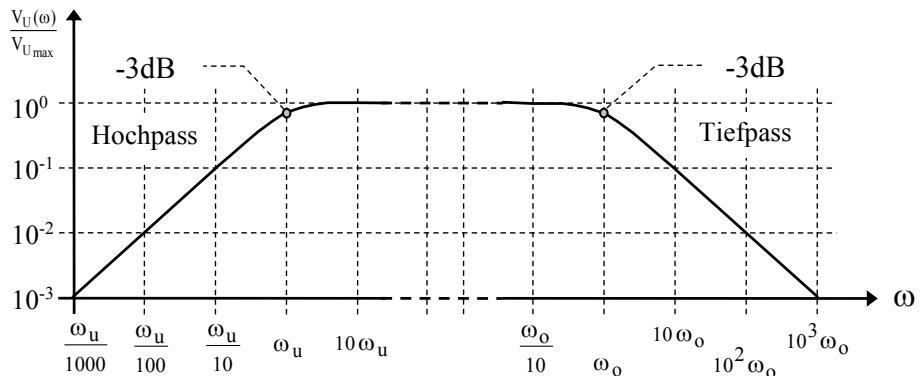
und

$$\varphi_Q = \arctan\left(\frac{\omega_u}{\omega}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

a) Amplitudengang

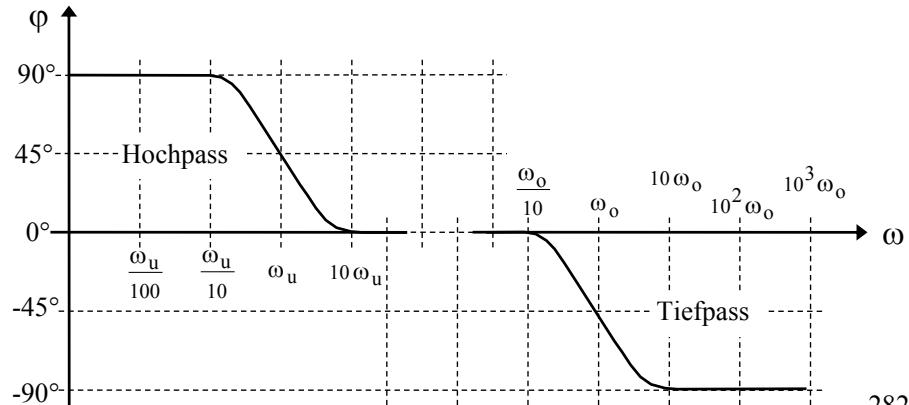
Es gilt $V_{UF}(\omega) = \frac{U_Q}{U_I} \approx \frac{R_F}{R_1} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_u}{\omega}\right)^2}$ und $V_{UF_{max}} \approx \frac{R_F}{R_1}$

Abbildung 15-25
Amplitudengang
des Bandpasses
 $(\omega_u \ll \omega_0)$



b) Phasengang

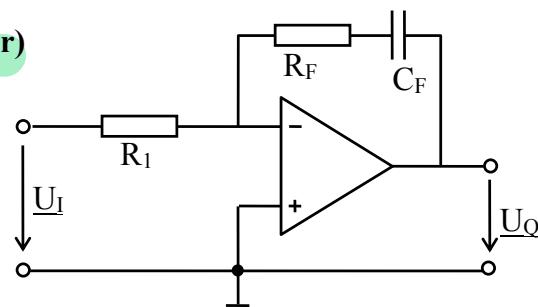
Abbildung 15-26
Phasengang
des Bandpasses



Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.2.10 PI-Regler (Proportional-Integral-Regler)

Abbildung 15-27
Der PI-Regler



a) Frequenzbereich (U_I sinusförmig; Variable ω)

$$U_Q \approx -U_I \cdot \frac{Z_F}{Z_I} = -U_I \cdot \frac{R_F - j/(\omega \cdot C_F)}{R_1}$$

$$U_Q \approx U_I \cdot \left(-\frac{R_F}{R_1} + j \frac{1}{\omega \cdot C_F \cdot R_1} \right)$$

Komplexe Verstärkung: $V_{UF} \approx -\frac{R_F}{R_1} + j \frac{1}{\omega \cdot C_F \cdot R_1}$

b) Zeitbereich (beliebiger Zeitverlauf von $u_I(t)$; Variable t)

Mit $u_Q(t) = u_{R_F}(t) + u_C(t)$ $u_{R_F}(t) = i_{R_F}(t) \cdot R_F$

$$i_C(t) = C_F \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad i_{R_F}(t) = i_C(t) \approx -i_{R_1}(t) = -\frac{u_I(t)}{R_1}$$

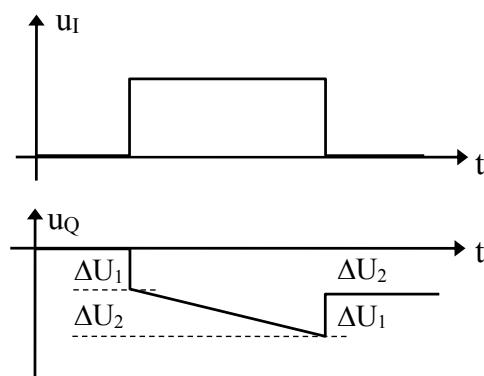
ergibt sich
$$u_Q(t) \approx - \left\{ u_I(t) \cdot \frac{R_F}{R_1} + \frac{1}{R_1 \cdot C_F} \cdot \int_0^t u_I(t) \cdot dt \right\} + U_Q(0)$$

Sonderfall: $u_I(t) = U_I = \text{konstant}$

$$u_Q(t) \approx - \left\{ U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} + U_I \cdot \frac{t}{R_1 \cdot C_F} \right\} + U_Q(0)$$

$$\begin{array}{c|c} & \\ \Delta U_1 & \Delta U_2 \end{array}$$

Abbildung 15-28
Konstantspannungspuls
am PI-Regler



Ein Eingangsspannungssprung führt zu einem proportionalen Spannungssprung am Ausgang. Außerdem werden von Null abweichende Eingangsspannungen integriert.

Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.3 Fehler-Rechnung

Bei den bisherigen Berechnungen gegengekoppelter Operationsverstärker wurde vereinfachend angenommen, dass die Eingangsströme I_{Ip} und I_{In} sowie die Eingangsdifferenzspannung U_{ID} am Operationsverstärker gleich 0 sind.

In der Realität fließen jedoch geringe Eingangsströme und es tritt eine Eingangsdifferenzspannung $U_{ID} \neq 0$ auf.

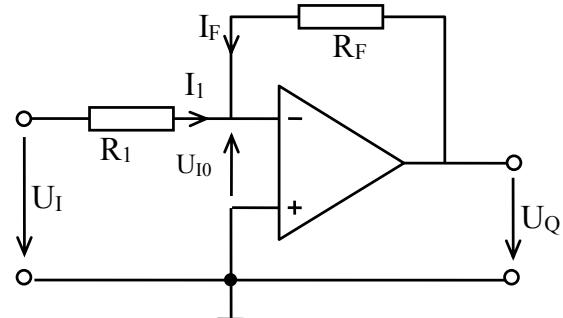
Diese Eingangsströme und die Eingangsdifferenzspannung führen zu Fehlern in der Ausgangsspannung. Diese Fehler sowie Möglichkeiten für ihre Kompensation sollen im folgenden betrachtet werden.

15.3.1 Fehler durch Eingangs-Offset-Spannung

Wegen Unsymmetrien in der Eingangsschaltung des Operationsverstärkers tritt die Ausgangsspannung $U_Q = 0$ nicht exakt für $U_{ID} = 0$ auf. Man nennt die Spannung U_{ID} , bei der sich die Ausgangsspannung $U_Q = 0$ einstellt, die Eingangs-Offsetspannung U_{I0} . Die Eingangs-Offsetspannung kann einige mV betragen.

Berechnung des Fehlers durch die Eingangs-Offsetspannung:

*Abbildung 15-29
Invertierender Verstärker
mit Eingangs-Offsetspannung*



Knotengleichung

$$I_1 + I_F = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 = -I_F$$

Maschengleichungen

$$U_I + U_{I0} - I_1 \cdot R_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 = \frac{U_I + U_{I0}}{R_1}$$

$$U_Q + U_{I0} - I_F \cdot R_F = 0$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

$$U_{QF} = -U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

$$\text{z.B.} \quad U_{I0} = +2\text{mV} \quad \frac{R_F}{R_1} = 100$$

$$U_{QF} = -U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) = -2\text{mV} \cdot (1 + 100) = -202\text{mV}$$

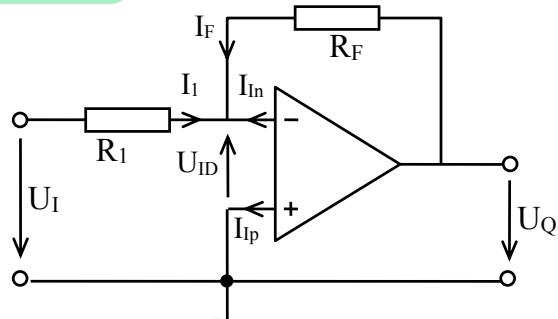
Bei hohen Genauigkeitsanforderungen kann der Eingangs-Offsetspannungs-Fehler mittels Widerstandsbeschaltung (z.B. Potentiometer) an dafür vorgesehenen Anschlüssen des Operationsverstärkers kompensiert werden.

Operationsverstärker-Grundschaltungen

15.3.2 Fehler durch Eingangsströme (Bias-Ströme)

Annahme: $I_{Ip} = I_{In} \neq 0$

Abbildung 15-30
Invertierender Verstärker
mit Eingangsströmen



Die Eingangsströme I_{Ip} und I_{In} des Operationsverstärkers verursachen Spannungsabfälle an dem äußereren Widerstandsnetzwerk und damit Fehler der Ausgangsspannung.

Berechnung des Fehlers durch die Eingangsströme

Knotengleichung

$$I_1 + I_F + I_{In} = 0$$

Maschengleichungen (mit $U_{ID} = 0$)

$$U_I - I_1 \cdot R_1 = 0 \Rightarrow I_1 = U_I / R_1$$

$$U_Q - I_F \cdot R_F = 0 \Rightarrow I_F = U_Q / R_F$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F$$

$$U_{Q_F} = -I_{In} \cdot R_F$$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

Kompensation des Eingangsstrom-Fehlers

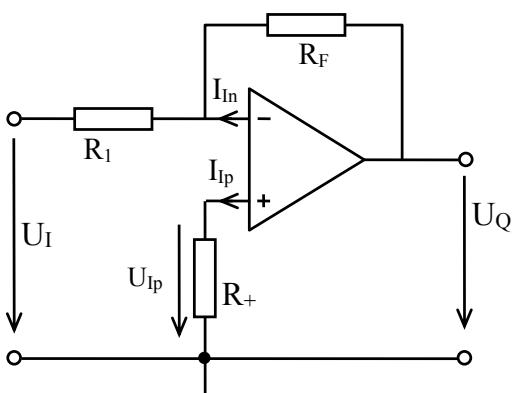
Zur Eliminierung des Fehlers wird eine Kompensationsspannung addiert, die den Ausgangsspannungsfehler gerade aufhebt.

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + U_{komp}$$

Mit $U_{komp} = I_{In} \cdot R_F$ verschwindet der Ausgangsspannungsfehler.

Die Kompensationsspannung wird über den von I_{Ip} an einem Widerstand R_+ verursachten Spannungsabfall $U_{Ip} = I_{Ip} \cdot R_+$ gewonnen.

Abbildung 15-31
Kompensation des
Eingangsstrom-Fehlers



Operationsverstärker-Grundschaltungen

Berechnung von R_+ :

Die Spannung U_{Ip} liegt am nicht invertierenden Eingang. Sie wird daher mit dem Faktor $(1 + \frac{R_F}{R_1})$ des nicht invertierenden Verstärkers verstärkt. U_{Ip} muss so groß sein, dass sich am Verstärkerausgang die Spannung U_{komp} ergibt:

$$U_{komp} = U_{Ip} \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1}) = I_{Ip} \cdot R_+ \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1})$$

Mit $U_{komp} = I_{In} \cdot R_F$ und $I_{Ip} = I_{In}$ ergibt sich

$$R_+ = \frac{R_1 \cdot R_F}{R_1 + R_F}$$

Die erforderliche Größe von R_+ entspricht der Parallelschaltung von Eingangs- und Rückkopplungswiderstand.

Wandelt man das am invertierenden Eingang angeschlossene Netzwerk aus R_1, R_F, U_I und U_Q in eine Ersatzspannungsquelle um, so entspricht R_+ dem Innenwiderstand dieser Ersatzspannungsquelle.

Allgemein gilt:

Die Innenwiderstände der an den beiden Eingängen des Verstärkers angeschlossenen Schaltungen sollen gleich sein.

15.3.3 Fehler durch Ungleichheit der Eingangsströme (Eingangs-Offsetstrom)

Wegen Unsymmetrien der Eingangstransistoren sind die Eingangsströme nicht völlig gleich. Dies führt dazu, dass trotz Kompensation des Eingangsstrom-Fehlers nach Abschnitt 15.3.2 ein Fehler (Offsetstrom-Fehler) zurückbleibt.

Annahme: $I_{Ip} - I_{In} = I_{I0} \neq 0$ (I_{I0} = Eingangs-Offsetstrom)

Nach Kompensation des Biasstrom-Fehlers gilt:

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + U_{komp}$$

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + I_{Ip} \cdot R_+ \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1})$$

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} + (I_{Ip} - I_{In}) \cdot R_F = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} + I_{I0} \cdot R_F$$

Damit ergibt sich der Offsetstrom-Fehler:

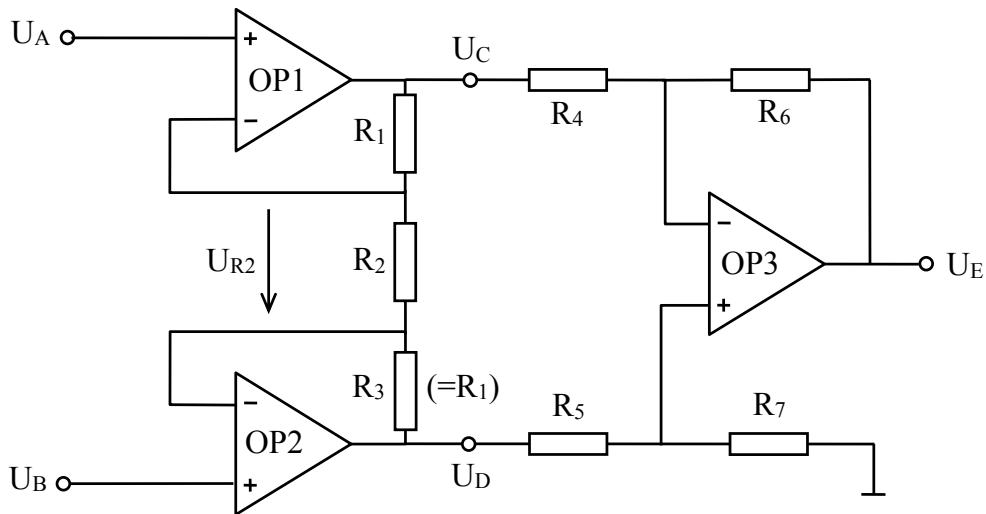
$$U_{Q_F} = I_{I0} \cdot R_F$$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

16 Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

16.1 Instrumentenverstärker

Abbildung 16-1 Der Instrumentenverstärker



Die beiden gegengekoppelten Verstärker OP1 und OP2 halten jeweils ihre Eingangsdifferenzspannung U_{ID} gleich Null. Damit stellen sie am Widerstand R_2 eine Spannung ein, die gleich der Differenz der Eingangsspannungen U_A und U_B ist.

$$U_{R2} = U_A - U_B$$

Der Strom $I_{R2} = (U_A - U_B) / R_2$ durch den Widerstand R_2 wird über den Widerstand R_1 vom Ausgang des OP1 geliefert und fließt über R_3 zum Ausgang von OP2 ab.

Zwischen den beiden Operationsverstärkerausgängen ergibt sich daher die Spannung

$$U_C - U_D = I_{R2} \cdot (R_1 + R_2 + R_3) = (U_A - U_B) \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2}$$

Mit $R_3 = R_1$ wird daraus

$$U_C - U_D = (U_A - U_B) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}\right)$$

Der Differenzverstärker OP3 erzeugt eine zu $(U_D - U_C)$ proportionale Spannung U_E . Meist sind die Widerstände R_4 bis R_7 gleich groß. Dann wird

$$U_E = (U_B - U_A) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}\right)$$

Vorteile des Instrumentenverstärkers sind:

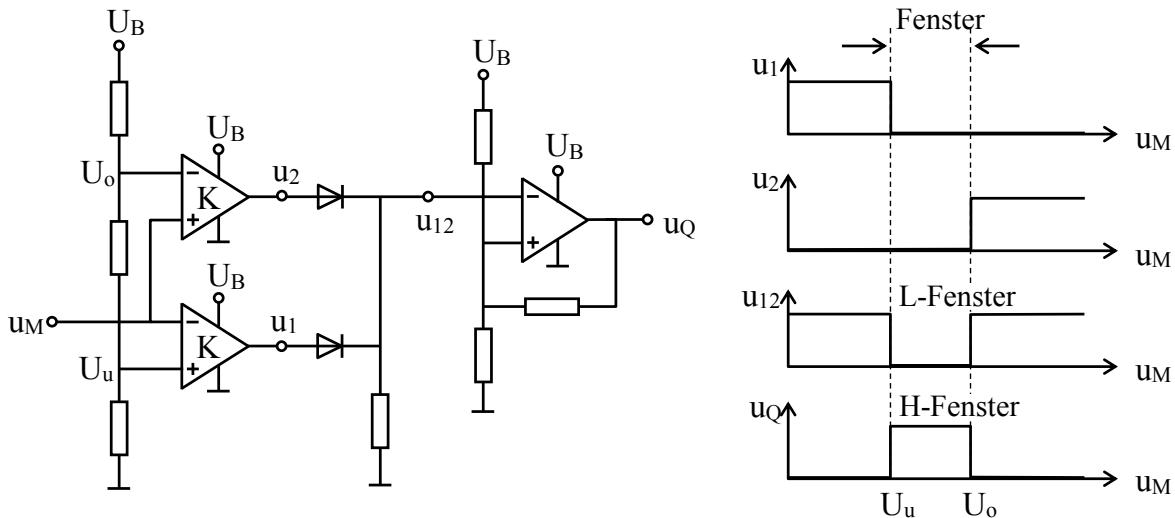
- sehr hoher Eingangswiderstand und niedriger Ausgangswiderstand,
- Verstärkung an einem einzelnen Widerstand (R_2) einstellbar.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

16.7 Fensterkomparatoren

Fensterkomparatoren zeigen an, ob ein elektrisches Signal innerhalb oder außerhalb eines durch zwei Grenzen definierten Bereiches ("Fenster") liegt. Man benötigt dazu zwei Komparatoren mit einer geeigneten Beschaltung zur Einstellung der Bereichsgrenzen (Schaltschwellen der Komparatoren). Abbildung 16-10 zeigt eine einfache Schaltung eines Fensterkomparators

Abbildung 16-10 Prinzip eines Fensterkomparators



Die Halbleiterindustrie stellt integrierte Fensterkomparatoren mit verbesserten bzw. zusätzlichen Eigenschaften zur Verfügung.

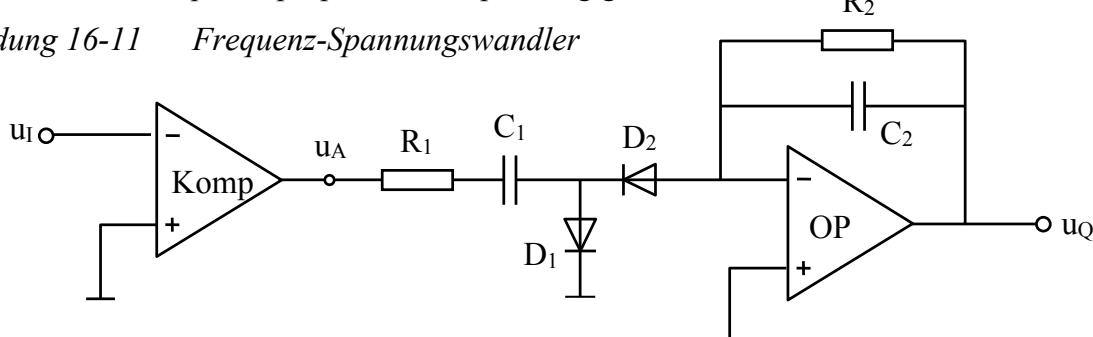
Bei dem als Fensterdiskriminatoren bezeichneten TCA 965 von Siemens z.B. lassen sich die Fensterbreite und die Fenstermitte durch jeweils eine extern anzulegende Spannung einstellen. Hierfür ist eine einstellbare Referenzspannungsquelle integriert. Durch einen extern anzuschließenden Widerstand lässt sich eine Hysteresis der Fensterkanten erreichen, so dass Schaltflattern vermieden wird (Eine kleine Schalthysteresis von ca. 5 mV zur Verbesserung der Schalteigenschaften der Komparatoren ist voreingestellt.) Der Baustein hat für die beiden Komparatoren, sowie für L- und H-Fenster open-collector-Ausgänge, die mit jeweils 50 mA belastet werden können.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

16.8 Frequenz-Spannungs- und Spannungs-Frequenz-Wandler

Die Abbildung 16-11 zeigt eine Schaltung mit der aus der Frequenz f eines elektrischen Signals eine zur Frequenz proportionale Spannung gewonnen wird.

Abbildung 16-11 Frequenz-Spannungswandler



Aus dem Eingangssignal $u_I(f)$ erzeugt ein Komparator ein Rechtecksignal $u_A(f)$ mit definierter Amplitude (z.B. $u_A = \pm \hat{u}_A = \pm 14$ V).

Ist u_A positiv, so wird der Kondensator C_1 über die Diode D_1 auf $+\hat{u}_A$ aufgeladen. Schaltet u_A ins Negative um, so wird C_1 bis auf $-\hat{u}_A$ umgeladen. Die zur Umladung erforderliche Ladung wird dabei vom Ausgang des Operationsverstärkers OP über den Kondensator C_2 und die Diode D_2 geliefert. Bei der nächsten Umschaltung von u_A auf $+\hat{u}_A$ wird der Kondensator C_1 wieder über D_1 aufgeladen usw..

Im Prinzip arbeitet die Schaltung so, dass beim Übergang von u_A von $-\hat{u}_A$ nach $+\hat{u}_A$ dem Kondensator C_1 die Ladung $\Delta Q = 2 \cdot \hat{u}_A \cdot C_1$ zugeführt, und diese Ladung beim Übergang von $+ \hat{u}_A$ nach $-\hat{u}_A$ an C_2 weiter gepumpt wird.

Die Gesamtladung, die dem Kondensator C_2 so pro Zeitintervall Δt zugeführt wird, beträgt

$$Q_{zu} = \Delta Q \cdot N = \Delta Q \cdot f \cdot \Delta t = 2 \cdot \hat{u}_A \cdot C_1 \cdot f \cdot \Delta t$$

Die im gleichen Zeitraum Δt über den Widerstand R_2 abgeleitete Ladung ist

$$Q_{ab} = I_{R2} \cdot \Delta t = (u_Q / R_2) \cdot \Delta t$$

Im eingeschwungenen Zustand sind zugeführte und abgeföhrte Ladung gleich. Daraus ergibt sich eine zur Frequenz $f(t)$ proportionale Ausgangsspannung $u_Q(t)$ des f/U-Wandlers

$$u_Q(t) = 2 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot \hat{u}_A \cdot f(t) = \text{Konstante} \cdot f(t)$$

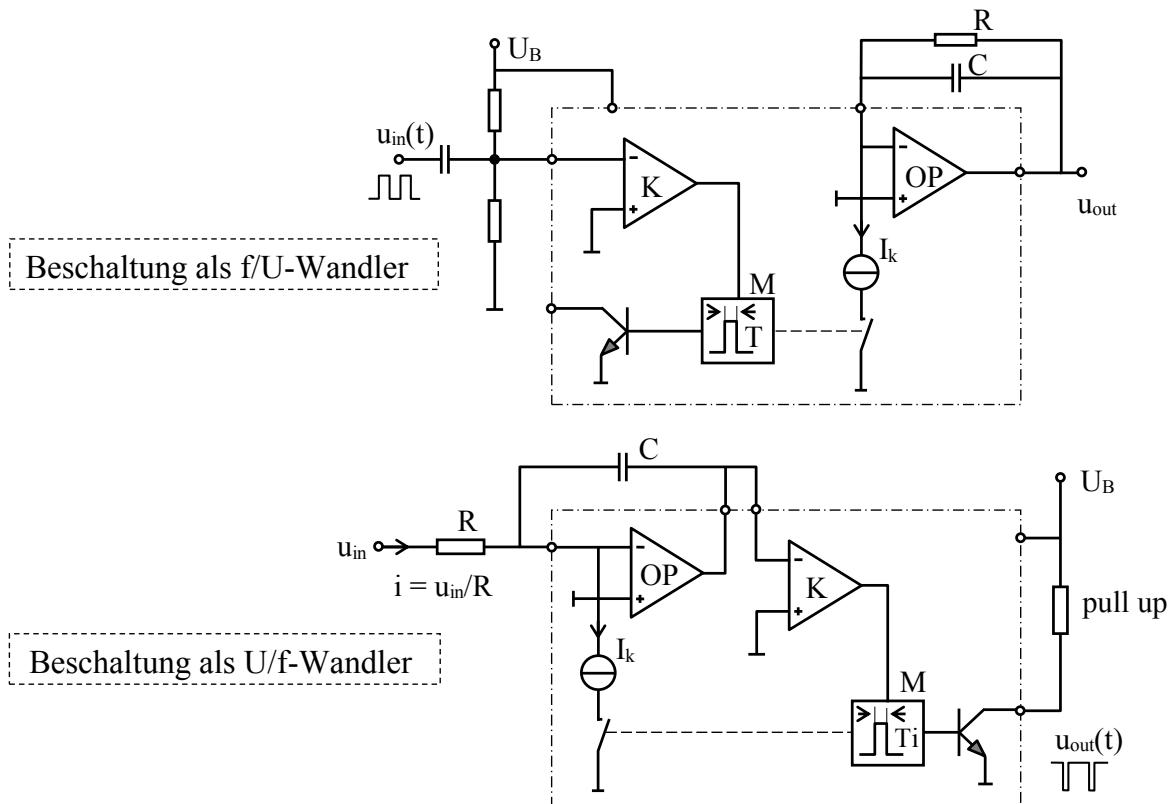
Der Widerstand R_1 dient zur Begrenzung der Auf- und Umladeströme für die Kondensatoren. Damit C_1 immer vollständig auf- bzw. umgeladen werden kann, muss die Zeitkonstante aus C_1 und R_1 mindestens 8 bis 10 mal kleiner sein als die Periodendauer der höchsten zu verarbeitenden Eingangssignalfrequenz.

Integrierte Wandler

Es sind integrierte Schaltungen erhältlich, die durch äußere Beschaltung sowohl als f/U-Wandler, als auch als U/f-Wandler betrieben werden können (siehe Abbildung 16-12). Diese Schaltungen beinhalten meistens einen Komparator K, einen Operationsverstärker OP, einen Monovibrator M und eine von diesem impulsweise einschaltbare Stromquelle I.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Abbildung 16-12 Prinzipschaltung eines integrierten f/U- und U/f-Wandlers



Beim Betrieb als f/U-Wandler wird nach jeder negativen Flanke des Eingangssignales u_i über den Monovibrator M für die definierte Zeit T_i ein konstanter Strom I_k (und damit eine definierte Ladungsmenge $\Delta Q = T_i \cdot I_k$) in einen Kondensator C eingespeist.

Wie bei der Schaltung nach Abbildung 16-11 stellt sich auch hier über das Gleichgewicht zwischen zugeführter und über einen Parallelwiderstand R abgeleiteter Ladung eine zur Eingangsfrequenz $f(t)$ proportionale Ausgangsspannung ein:

$$u_{out}(t) = I_k \cdot T_i \cdot R \cdot f(t) = \text{Konstante} \cdot f(t)$$

Beim Betrieb als U/f-Wandler arbeitet der Operationsverstärker OP zusammen mit dem Kondensator C als Integrator. Zu Beginn des Vorganges wird der Kondensator durch einen Impuls der Dauer T_i aus dem Monovibrator M mit einem kräftigen Strom I_k auf eine definierte Anfangsspannung aufgeladen. Danach erfolgt eine Entladung des Kondensators über den Eingangsstrom $i = u_{in}/R$. Erreicht die Kondensatorspannung den Wert 0, so wird der Monovibrator M erneut gestartet und der Vorgang wiederholt sich. Je größer die Eingangsspannung u_{in} ist, umso schneller erfolgt die Kondensatorentladung und um so häufiger treten Impulse des Monovibrators auf. Bei jedem Impuls des Monovibrators gibt die Schaltung einen Ausgangsimpuls ab. Die Frequenz der Ausgangsimpulse ist proportional zur Höhe der Eingangsspannung:

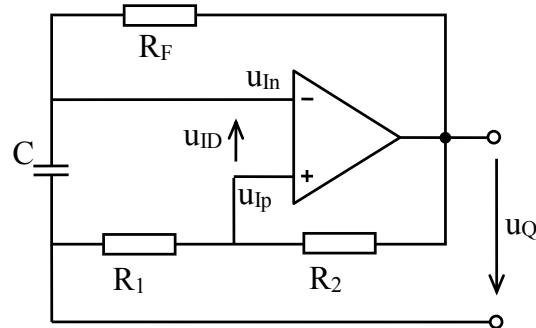
$$f(t) = \frac{1}{I_k \cdot T_i \cdot R} \cdot u_{in}(t) = \text{Konstante} \cdot u_{in}(t)$$

Multivibratoren, Oszillatoren, Funktionsgeneratoren

$$T \approx 0,7 \cdot (R_1 \cdot C_1 + R_2 \cdot C_2)$$

Rechteckgenerator mit Operationsverstärker

Abbildung 17-5
Rechteckgenerator mit Operationsverstärker



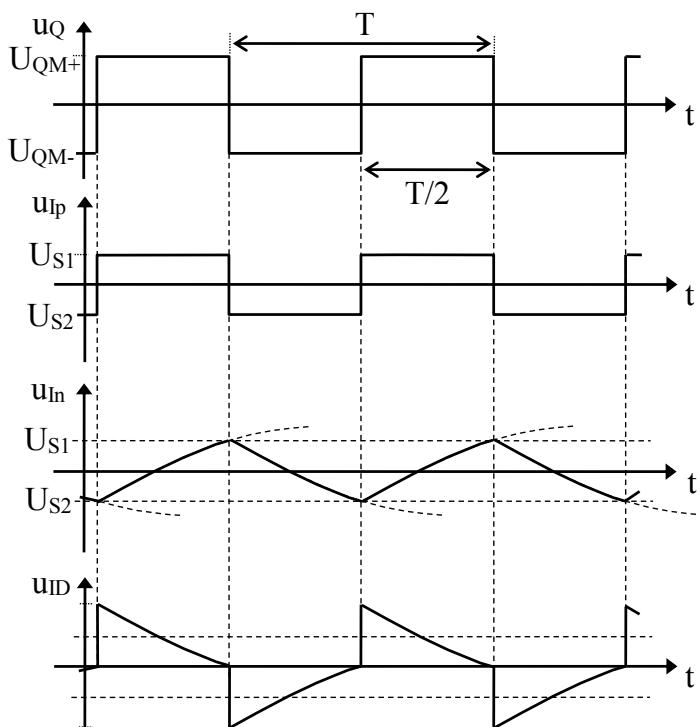
Dieser Rechteckgenerator besteht aus einem Schmitt-Trigger (Operationsverstärker, R_1 , R_2), sowie einem RC-Glied (R_F , C), das an den Verstärkerausgang angeschlossen ist.

Der Schmitt-Trigger-Ausgang kann nur die Sättigungsspannungen U_{QM+} oder U_{QM-} abgeben. Demzufolge stellen sich am nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers über den Spannungsteiler aus R_1 und R_2 die Schaltschwellen $u_{Ip} = U_{S1}$ oder $u_{Ip} = U_{S2}$ ein.

Der Kondensator C wird über den Widerstand R_F nach einer e-Funktion in Richtung auf das Ausgangssignal umgeladen. Durchläuft die Spannung am Kondensator (= Eingangssignal u_{In} des Schmitt-Triggers) die Spannung u_{Ip} , so schaltet der Verstärkerausgang (und damit auch die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers) in die entgegengesetzte Lage um.

Auf diese Weise wird der Kondensator ständig zwischen den beiden Schaltschwellen des Schmitt-Triggers hin- und hergeladen. Am Verstärkerausgang tritt ein Rechteksignal auf.

Abbildung 17-6
Spannungsverläufe
am astabilen Multivibrator



Berechnung der Periodendauer des astabilen Multivibrators

Die Umladung des Kondensators von U_{S2} nach U_{S1} (mit $u_Q = U_{QM+}$) erfolgt nach der Gleichung

Multivibratoren, Oszillatoren, Funktionsgeneratoren

$$u_C(t) = u_{In} = U_{S2} + (U_{QM+} - U_{S2}) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{C \cdot R_F}}) \quad \text{mit } u_C(t) = U_{S2} \quad \text{für } t = 0$$

Nach der Zeit $t_S = T/2$ erreicht die Kondensatorspannung den Wert $U_{S1} = -U_{S2}$

$$u_C(t_S) = -U_{S2} = U_{S2} + (U_{QM+} - U_{S2}) \cdot (1 - e^{-\frac{T}{2 \cdot C \cdot R_F}})$$

Daraus errechnet sich $T = 2 \cdot C \cdot R_F \cdot \ln \frac{U_{QM+} - U_{S2}}{U_{QM+} + U_{S2}}$

Mit $U_{S2} = U_{QM-} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx -U_{QM+} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

wird daraus

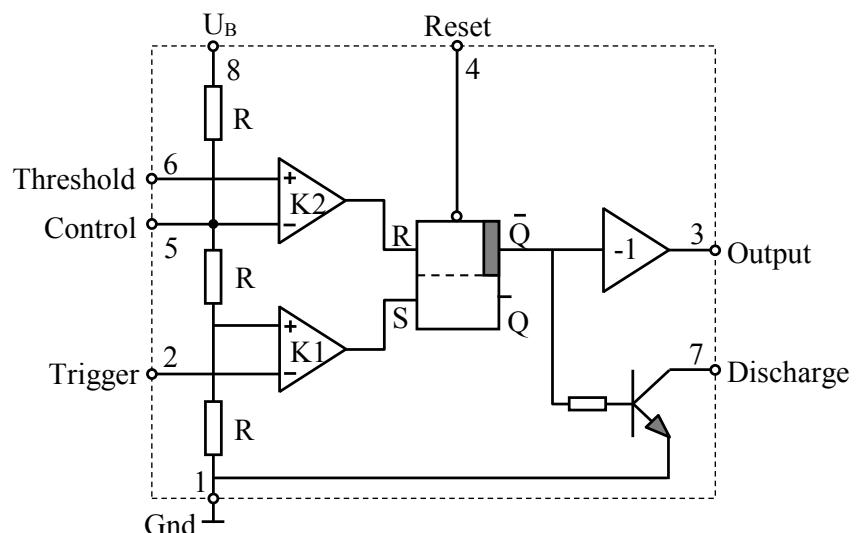
$$T = 2 \cdot C \cdot R_F \cdot \ln(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2})$$

17.3 Multivibratoren mit dem Timer 555

Abbildung 17-7 zeigt das Blockschaltbild des Timerbausteins 555, der von zahlreichen Herstellern angeboten wird. Der integrierte Baustein beinhaltet zwei Komparatoren K1 und K2, ein RS-Flip-Flop, eine invertierende Pufferstufe und einen Einzeltransistor mit open-collector-Ausgang. Je ein Eingang der Komparatoren ist an einen internen Spannungsteiler aus drei gleichen Widerständen angeschlossen. Die Komparatoren haben damit Schaltschwellen bei $(1/3) \cdot U_B$ und bei $(2/3) \cdot U_B$. Die beiden übrigen Eingänge der Komparatoren sind herausgeführt. Das Flip-Flop kann über einen zusätzlichen Eingang direkt rückgesetzt werden.

Die Anwendungsmöglichkeiten des Bausteins sind vielfältig (Flip-Flop mit Leistungsausgang, Präzisionstrigger etc.). Die Hauptanwendung liegt jedoch im Bereich der Multivibratoren.

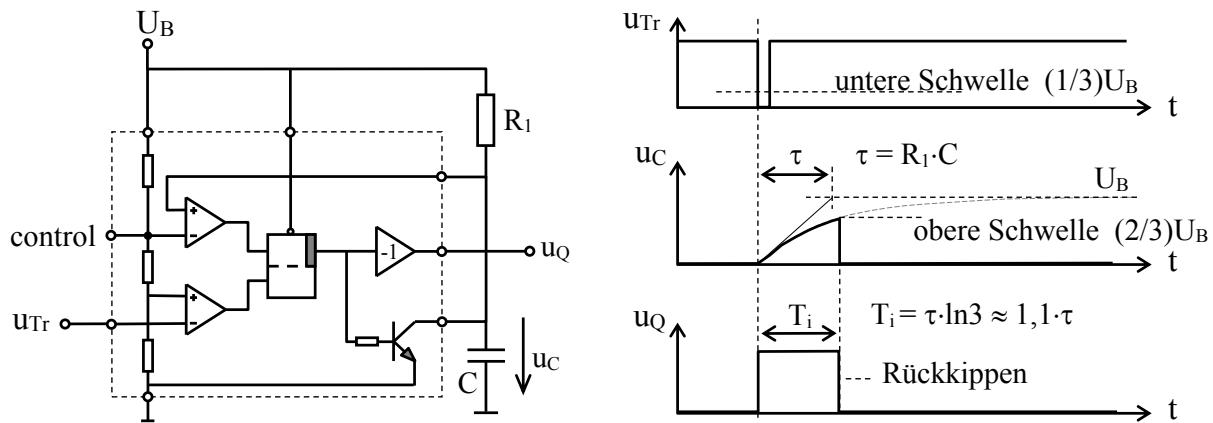
Abbildung 17-7
Blockschaltbild des Timers 555



Multivibratoren, Oszillatoren, Funktionsgeneratoren

Die folgende Abbildung zeigt eine **einfache Zeitstufe** (= einfacher Monovibrator)

Abbildung 17-8 Einfacher Monovibrator



Im stationären Zustand zeigt der Schaltungsausgang (u_Q) L-Potential, sofern der Triggereingang auf H-Potential liegt [$u_{Tr} > (1/3) \cdot U_B$]. Der leitende Transistor im Timer hält den extern zugeschalteten Kondensator C im entladenen Zustand.

Schaltet der Eingang kurzzeitig auf L-Potential [$u_{Tr} < (1/3) \cdot U_B$], so wird das interne Flip-Flop gesetzt, der Ausgang springt auf H-Potential und der nun gesperrte Transistor gibt den Kondensator frei, der nun über R_1 aufgeladen wird.

Erreicht die Kondensatorspannung u_C die obere Schwelle [$(2/3) \cdot U_B$], so wird das Flip-Flop zurückgesetzt. Der Ausgang kippt wieder auf L-Potential; der Anfangszustand ist wieder erreicht.

Die Zeitdauer T_i , für die der Ausgang auf H-Potential verharrt, lässt sich aus der Aufladefunktion des Kondensators berechnen:

Die Kondensatorspannung folgt der Exponentialgleichung $u_C(t) = U_B \cdot (1 - e^{-t/\tau})$

Setzt man in dieser Gleichung $t = T_i$ und $u_C(T_i) = (2/3) \cdot U_B$ so ergibt sich

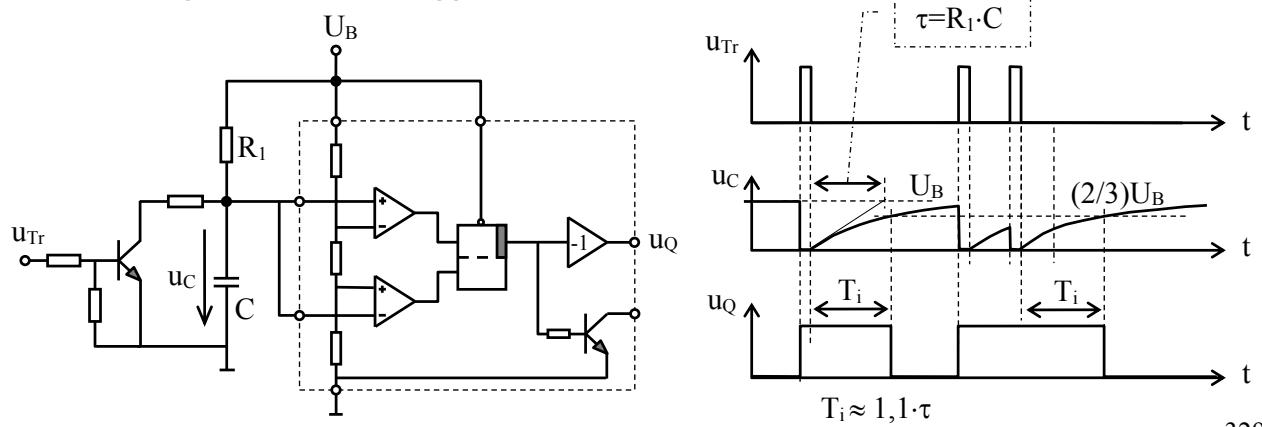
$$\frac{2}{3} \cdot U_B = U_B \cdot (1 - e^{-T_i / \tau})$$

Löst man diese Gleichung nach T_i auf, so erhält man $T_i = \tau \cdot \ln 3$

Die Laufzeit der Zeitstufe lässt sich über die Zeitkonstante $\tau = R_1 \cdot C$, aber auch durch Änderung der internen Schaltschwelle des Timers über den Eingang *control* ändern.

Die Abbildung 17-9 stellt eine **nachtriggerbare Zeitstufe** dar.

Abbildung 17-9 Nachtriggerbarer Monovibrator



Multivibratoren, Oszillatoren, Funktionsgeneratoren

Hier ist das zeitbestimmende RC-Glied dem Triggereingang des Timers vorgeschaltet.

Im stationären Ruhezustand mit L-Potential am Schaltungseingang [$u_{Tr} \approx 0V$] ist der Kondensator aufgeladen, das interne Flip-Flop ist rückgesetzt, der Schaltungsausgang liegt auf L-Potential.

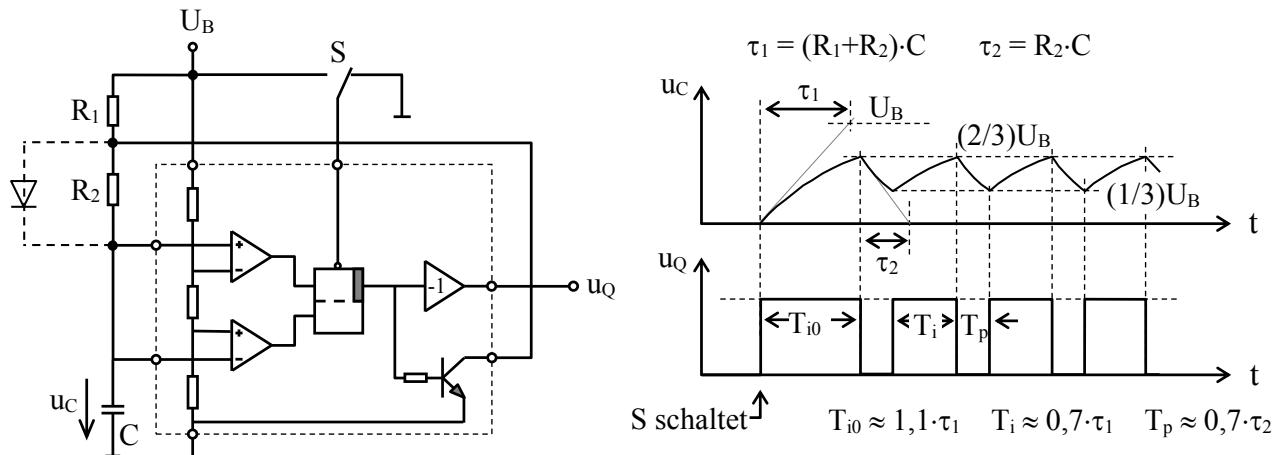
Mit einem H-Impuls am Schaltungseingang wird der Kondensator schnell vollständig entladen, das interne Flip-Flop wird gesetzt, der Ausgang nimmt H-Potential an.

Nach Ende des Eingangs-H-Impulses wird der Kondensator wieder aufgeladen. Nach Ablauf der Aufladezeit $T_i \approx 1,1 \cdot R_1 \cdot C$ wird das Flip-Flop zurückgesetzt, der Schaltungsausgang nimmt wieder L-Potential an, der Vorgang ist beendet.

Die Laufzeit T_i der Zeitstufe beginnt erst, nachdem der Eingangs-H-Impuls verschwunden ist. Tritt während der Laufzeit ein erneuter H-Impuls am Eingang auf, wird der Kondensator sofort wieder entladen und die Laufzeit startet am Ende des Nachtriggerimpulses neu, ohne dass der Ausgang zwischenzeitlich zurückgekippt wäre.

Abbildung 17-10 zeigt einen **astabilen Multivibrator** (Rechteckgenerator) unter Verwendung des Timers 555.

Abbildung 17-10 Astabiler Multivibrator



In der gezeichneten Stellung des Schalters S verharrt der Schaltungsausgang in der Ruhelage (L-Potential), der Kondensator C wird durch den Transistor im entladenen Zustand gehalten.

Beim Umschalten von S wird das Flip-Flop gesetzt, der Transistor gibt den Kondensator frei, dieser wird über R_1 und R_2 aufgeladen, bis die obere Schaltschwelle $(2/3) \cdot U_B$ des Timers erreicht ist. Jetzt wird das Flip-Flop zurückgesetzt, der Kondensator wird über den Transistor und R_2 entladen bis zur unteren Schwelle $(1/3) \cdot U_B$. Hier wird das Flip-Flop wieder gesetzt usw..

Es stellt sich ein freischwingender Betrieb mit einer Rechteckspannung am Schaltungsausgang ein. Der erste H-Impuls nach Umschalten von S ist länger als die folgenden; das Impuls-Pausen-Verhältnis im eingeschwungenen Zustand ist größer 1:1, kann jedoch mit einer Diode über R_2 auch kleiner oder gleich 1:1 gewählt werden.

Schaltspannung:

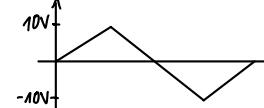
$$U = U_{S_{1,2}} = U_{i+} = \pm U_{Q1} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{Q2} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$0V = \pm U_{Q1} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{Q2} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_{Q2} = U_{QM} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\pm U_{Q2} = \pm U_{QM} \frac{R_1}{R_2}$$

$$U_{QM} = \pm 1MV$$



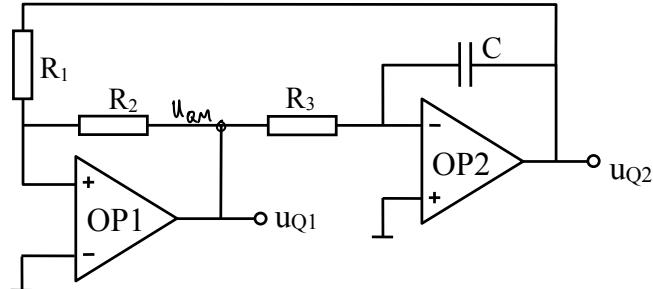
Multivibratoren, Oszillatoren, Funktionsgeneratoren

17.4 Dreieck- und Sägezahngeneratoren

17.4.1 Dreieckgenerator

Durch Kombination eines Rechteckgenerators mit einem Integrator lässt sich eine Dreieckspannung erzeugen.

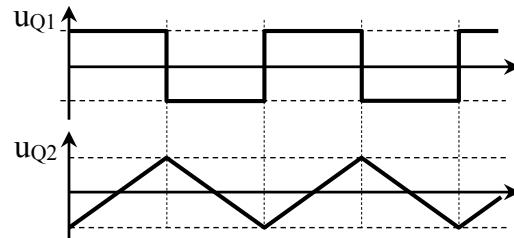
Abbildung 17-11
Dreieckgenerator



Der in

Abbildung 17-11 dargestellte Integrator (OP2) integriert das Ausgangssignal des Schmitttriggers (OP1). Die Ausgangsspannung des Integrators ändert sich zeitproportional so lange in Richtung auf die gerade aktive Schaltschwelle des Schmitttriggers, bis diese Schaltschwelle erreicht ist. Dann kippt die Ausgangsspannung des Schmitttriggers in die entgegengesetzte Lage und die Richtung der Spannungsänderung am Integratorausgang kehrt sich um. Damit ändert sich die Ausgangsspannung des Integrators periodisch von einer Schaltschwelle zur anderen und zurück. Es entsteht eine sog. Dreieckspannung.

Abbildung 17-12
Signale am Dreieckgenerator



17.4.2 Sägezahngenerator

Sorgt man dafür, dass für die Integration in positiver und negativer Richtung unterschiedliche Ströme fließen, so ergibt sich keine (symmetrische) Dreieckspannung, sondern eine sog. Sägezahnspannung. Das Impuls-Pausen-Verhältnis am Rechteckgenerator beträgt nicht mehr 1:1.

Abbildung 17-13
Sägezahngenerator

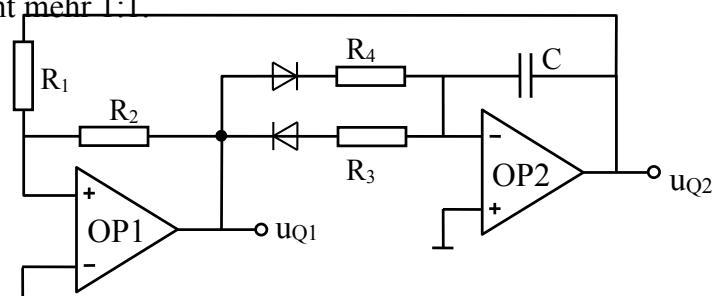
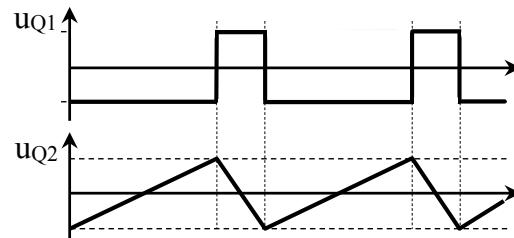
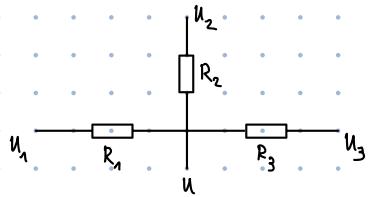


Abbildung 17-14
Signale am Sägezahngenerator
für $R_3 > R_4$



$$U_{i+} = U_{i-} = 0V$$



$$U = U_1 \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} + U_2 \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} + U_3 \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2}$$

$$U_{i+} = U_I \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} + U_N \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} + U_{QM} \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2}$$

$$0 = U_I \frac{15k\Omega}{25k\Omega} + U_N \frac{7,5k\Omega}{37,5k\Omega} + U_{QM} \frac{7,5k\Omega}{37,5k\Omega}$$

$$U_I \frac{15}{25} = 15V \frac{7,5}{37,5} + 15V \frac{7,5}{37,5}$$

$$U_{I1} = 0V$$

$$U_{I2} = 10V$$

$$\Delta U_{Q2} = \frac{1}{RC} \cdot \int U_M dt$$

$$10V = \frac{1}{R \cdot C} U_M \Delta t$$

$$\Delta t = \frac{\Delta U_Q \cdot R \cdot C}{\pm U_M}$$

$$= \frac{10V \cdot 15k\Omega \cdot 1\mu F}{\pm 15V} = 0,01s$$

$$\approx -0,01s$$

$$\Delta t = \frac{1}{2} T$$

$$T = 2 \cdot \Delta t = 2 \cdot 0,01s = 0,02$$

$$f = \frac{1}{T} = 50Hz$$

2 Leistungshalbleiter

Der Inhalt dieses Manuskriptes basiert auf Auszügen aus verschiedenen Literatur- und Internet-quellen und eigenen Ergänzungen. Die Quellen sind am Ende aufgeführt. Das Manuskript darf nur zu Studienzwecken für den persönlichen Gebrauch im Rahmen des DHBW-Studiums benutzt werden und unterliegt dem Copyright der Verfasser.

Für weitergehende Studien wird auf die Originalliteratur verwiesen:

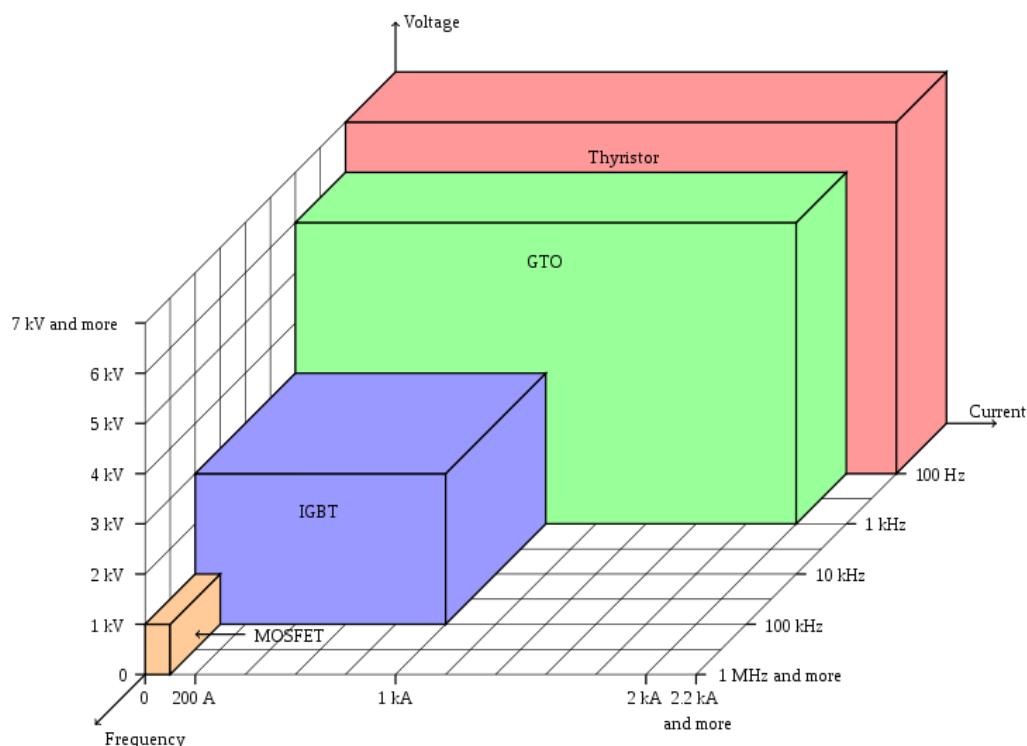
Literaturempfehlung:

Michael Reisch „Halbleiter-Bauelemente“ Springer-Verlag

Stefan Goßner „Grundlagen der Elektronik“ Shaker-Verlag

Ulrich Schlienz „Schaltnetzteile und ihre Peripherie“

- **Leistungshalbleiter sind Halbleiterbauelemente, die in der Leistungselektronik für das Steuern und Schalten hoher elektrischer Ströme und Spannungen ausgelegt sind. Die Obergrenze reicht bis zur Grenze von jeweils mehrere Tausend Ampere und Volt.**



Unterschiedliche Halbleiterbauelemente und deren maximale Ströme, Spannungen und Schaltfrequenzen
Quelle: „<http://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Leistungshalbleiter&oldid=116933481>“

Hauptsächlich verwendete Bauelemente:

- **Leistungsdiode** (Gleichrichter und ultraschnelle Schaltdioden)
- **Leistungstransistor** (bipolar)
- **Thyristor** (über Steuerelektrode einschaltbare Vierschicht-Schaltelelement)
- **Triac** (über Steuerelektrode einschaltbares Wechselstrom-Schaltelelement)
- **Leistungs-MOSFET** (spannungsgesteuerter MOS-Leistungstransistor)
- **IGBT-Bauteil** (spannungsgesteuerter Bipolar-Leistungstransistor).

2.1.3 Schottky-Dioden

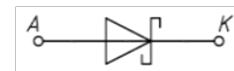
Vorteil:

Nur eine Ladungsträgerart ist für den Stromtransport zuständig.

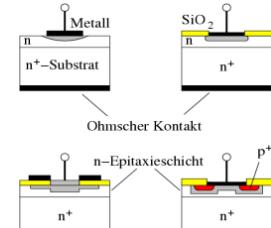
Keine Speicherladung, deshalb praktisch kein Rückstrom beim Ausschalten.

Kleine Schaltverluste

=> Anwendung bei hohen Schaltfrequenzen



Schaltzeichen



Nachteil:

Mit der Temperatur stark ansteigende Sperrströme
Auf Siliziumbasis nur bis $U_R = 60 \dots 80$ V verfügbar.

Auf Siliziumcarbit (SiC)-Basis sind Schottky-Dioden bis 1200V erhältlich (Stand 2015).

Nachteil:

Hohe Durchlassspannung (ca. 1,5V (25°C) und 2,5V (150°C))
(Bandlücke von 3,03eV bei SiC gegenüber Si mit 1,16eV.)

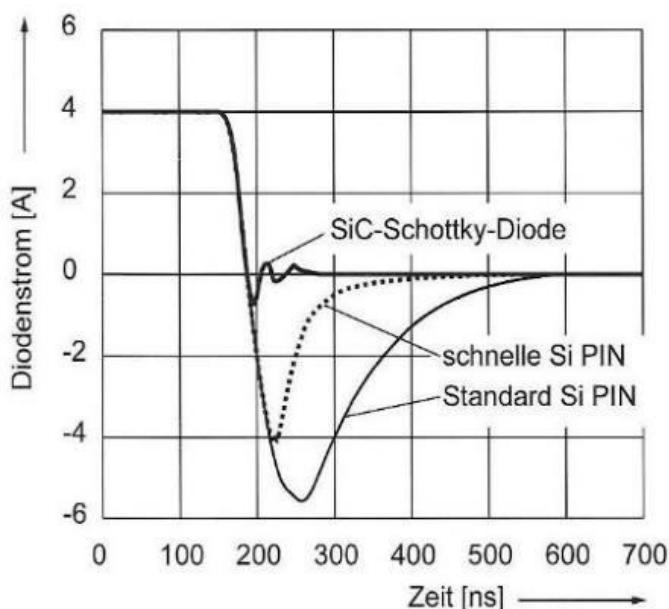


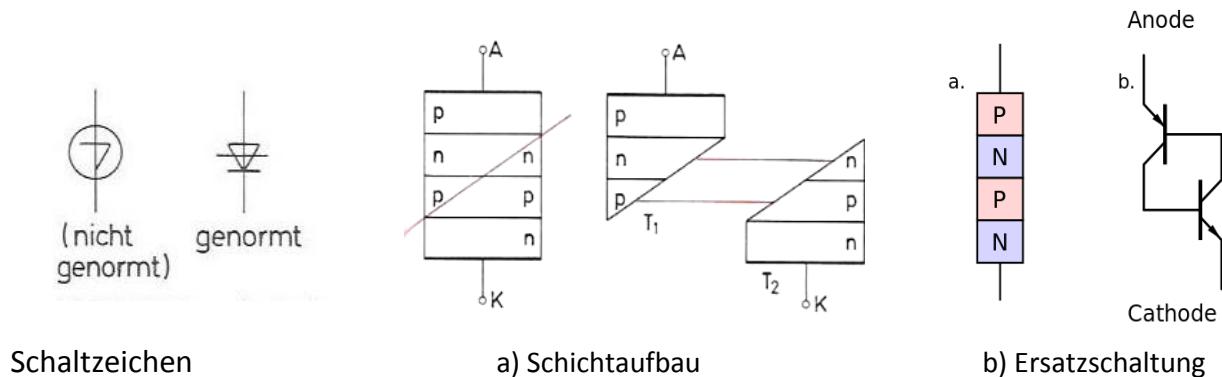
Bild:

Ausschaltverhalten verschiedener Dioden (reverse recovery-Verhalten)

bei $T_j=150^\circ\text{C}$

$I_F=4\text{A}$, $dI/dt=200\text{A}/\mu\text{s}$, $V_R=300\text{V}$

2.2 Die Vierschichtdiode



- Die Vierschichtdiode ist ein Silizium-Halbleiterbauteil mit vier Halbleiterzonen. Die beiden Anschlüsse der Vierschichtdiode heißen Anode und Kathode.
- Durch einen Bereich negativer Steigung (Übergangsbereich) in ihrer Kennlinie weist sie Schaltereigenschaft auf.
- Heutzutage keine wirtschaftliche Bedeutung mehr, da sie durch andere Halbleiterbauteile abgelöst wurde.

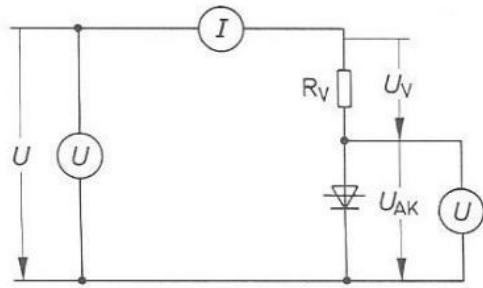
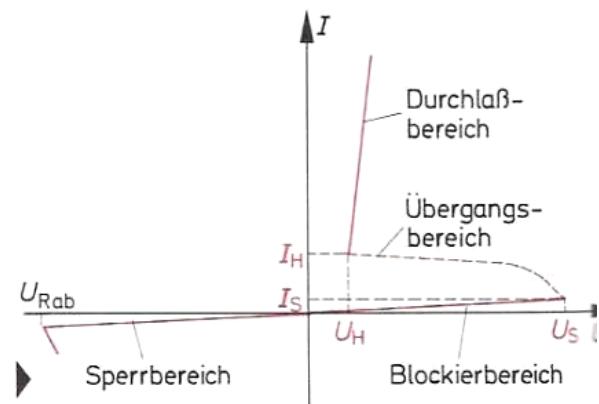


Bild: Messschaltung zur Kennlinienaufnahme



Kennlinie einer Vierschichtdiode

2.2.1 Funktion und Anwendung

Aufgrund der vier abwechselnd p- und n-dotierten Halbleiterschichten weist die Vierschichtdiode drei pn-Übergänge auf. Wie oben gezeigt, besteht die Ersatzschaltung (b) aus zwei Bipolartransistoren mit je einem npn- und pnp-Transistor.

Bei Überschreiten einer bestimmten Spannung entsprechender Polarität an den An schlüssen kommt es zur Zündung: Die Vierschichtdiode wird niederohmig. Dieser Zustand besteht so lange, bis ein bestimmter Haltestrom unterschritten wird. Danach kippt das Bauelement wieder in den hochohmigen Ausgangszustand. Diese Funktion entspricht dem sogenannten Überkopfzünden (engl. Breakover) eines Thyristors. Vierschichtdioden wurden als Schalterbauteile kleiner Leistung eingesetzt, überwiegend zum Ansteuern von Thyristoren.

2.8 Der Leistungs-MOSFET

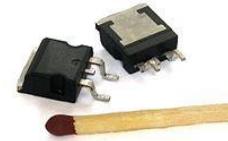
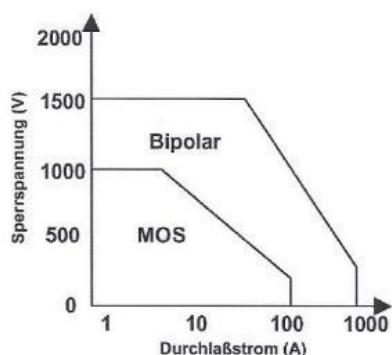


Bild: Leistungs-MOSFETs im SMD-Gehäuse D2PAK. ($I_D = 30A$)
(Quelle: Wikipedia)

Ein Leistungs-MOSFET (power MOSFET) ist eine spezialisierte Version eines Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistors (MOSFET), der für das Leiten und Sperren von großen elektrischen Strömen und Spannungen optimiert ist (bis mehrere hundert Ampere bei kleineren Sperrspannungen bis 200V bei Strömen bis etwa 10 Ampere auch bis ca. 1000 Volt). Für Anwendungen im Bereich 600 V bis mehrere tausend Volt, bei gleichzeitig hohen Strömen kommen jedoch die dort besser geeigneteren IGBTs zum Einsatz, allerdings dann mit niedrigeren Arbeitsfrequenzen.



Leistungs-MOSFETs unterscheiden sich von bipolaren Leistungstransistoren sowohl in der Funktionsweise als auch in der Effizienz. Einige Vorteile von Leistungs-MOSFETs sind die schnelle Schaltzeit, die deutlich kleinere Ansteuerleistung (frequenzabhängig), kein zweiter Durchbruch und stabile Verstärkungs- und Antwortzeiten. Ab einer Strombelastbarkeit von etwa 1A wird ein MOSFET den Leistungs-MOSFETs zugeordnet.

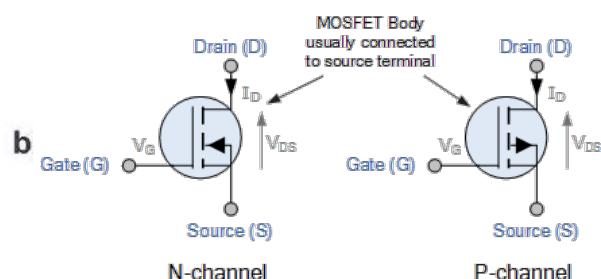
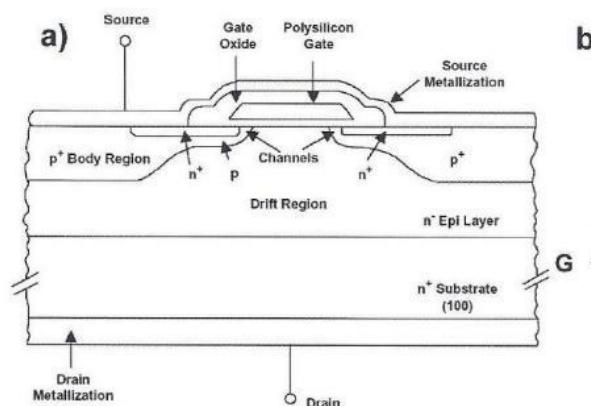
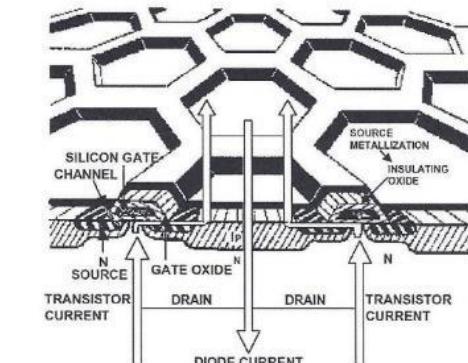
Bild: Typischer Einsatzbereich von Leistungs-MOSFETs

Gesichtspunkt	bipolar	MOSFET
am Stromfluß beteiligte Ladungsträger	beide (Löcher und Elektronen)	nur Majoritätsträger (Elektronen bei n-Kanal)
Ansteuerung	Strom (komplizierter, hoher Strombedarf)	Spannung (einfacher). Strom fließt praktisch nur beim Umschalten
schnelles Ausschalten	zwecks Verringerung der Speicherzeit Ausräumen der Basis erforderlich (kompliziert)	entfällt (keine Speicherzeit)
Schaltzeiten	höher (u. a. wegen der am Stromtransport beteiligten Löcher)	geringer (nur Elektronenleitung)
Temperaturgang	negativ. Sättigungsspannungen werden mit zunehmender Temperatur geringer. Kann thermisch durchgehen. Parallelschaltung mehrerer Transistoren aufwendiger	positiv. Strombegrenzung mit zunehmender Temperatur. Parallelschaltung mehrerer Transistoren einfacher
zweiter Durchbruch (bei hohen Spannungen und Strömen)	kommt vor	gibt es nicht

Tabelle: Vergleich zwischen bipolar und MOSFET-Transistoren

2.8.1 Aufbau, Funktionsweise und Schaltzeichen

Leistungs-MOSFETs arbeiten nach dem gleichen physikalischen Prinzip wie die in integrierten Schaltkreisen verwendeten MOSFETs, sie unterscheiden sich jedoch durch andere geometrische Formen und Dimensionen. Die hohe Leistungsdichte wird durch eine raster- oder wabenartige Halbleiterstruktur erreicht, die einer Parallelschaltung von tausenden einzelnen MOSFETs entspricht. Die technologischen Grundlagen entsprechen denen der Fertigung hochintegrierter Schaltkreise.



Schaltzeichen von Power-MOSFETs

Bild: Leistungs-MOSFET (Quelle: International Rectifier)

Der Aufbau des Leistungs-MOSFETs entspricht vom Grundprinzip her, dem eines Kleinsignal-MOSFETs, allerdings erfordert das Prinzip der Parallelschaltung eine Vertikalstruktur des Source-Drain-Pfades, im Gegensatz zur üblichen Horizontalstruktur des Kleinsignal-MOSFETs.

Die Drains aller MOSFET-Zellen sind auf der Unterseite des Substrates miteinander verbunden. Die Sources auf der Oberseite sind über Aluminium-Leiterbahnen parallelgeschaltet und die Gates über Bahnen aus polykristallinem Silizium. Gates und Sources sind wie für MOS-Strukturen charakteristisch durch eine SiO_2 -Schicht gegeneinander isoliert.

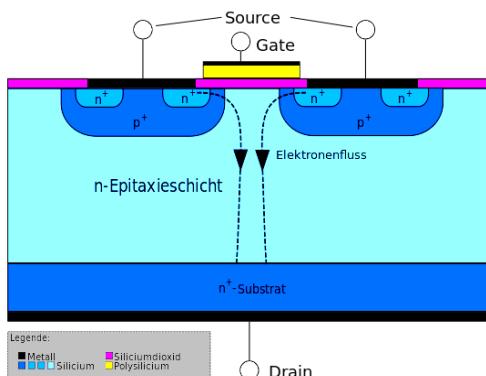


Bild: Schematischer Aufbau (Querschnitt) von zwei parallel geschalteten Elementen eines n-Kanal-DMOS-FETs

- Leistungs-MOSFETs sind spannungsgesteuerte Bauelemente. Die Gate-Source-Spannung U_{GS} bestimmt den Drainstrom ID .
- Der MOSFET verhält sich im Laststromkreis wie ein Widerstand.
- Es gibt **n-Kanal und p-Kanal - MOSFETs**

Vorteil n-Kanal: aufgrund größerer Ladungsträger-Beweglichkeit geringerer On-Widerstand R_{DSon} , deshalb höhere Verbreitung als p-Kanal.

Vorteil p-Kanal: kleinere Gate-Spannung, bis zur vollen Leitfähigkeit.

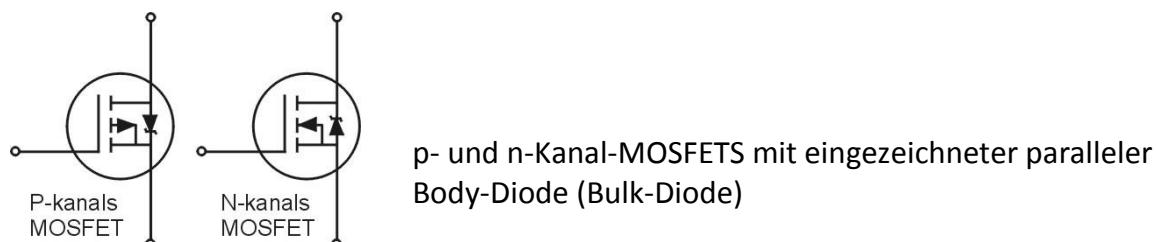
Besonderheiten der Leistungs-MOSFETs:

In der Halbleiterstruktur von Gate, Drain und Source entstehen in einem MOSFET zahlreiche parasitäre Elemente, wie z.B. Widerstände, Kapazitäten und Dioden. In der Leistungselektronik muss diesen parasitären Elementen besondere Beachtung geschenkt werden.

Eine Besonderheit des Leistungs-MOSFETs ist u.a., dass er im Rückwärtsbetrieb ($V_{DS} < 0$) **keine** Sperrfähigkeit aufweist. Die Inversdiode des p-n-Übergangs zwischen Basis und Kollektor des parasitären npn-Bipolartransistors befindet sich dann in Flusspolung. Das wird beim Schalten induktiver Lasten ausgenutzt, hier kann die Inversdiode als Freilaufdiode wirken. Jedoch muss beachtet werden, dass die Inversdioden bei MOSFETs mit höheren Sperrspannungen deutlich höhere Sperrverzugsladungen und Schaltverluste (bis zu Faktor 3) aufweisen als herkömmliche schnelle Dioden.

Die Verwendung der Inversdiode bei MOSFETs mit Sperrspannungen größer 400V in Anwendungen zum Schalten induktiver Last mit hoher Frequenz ist daher oft nicht möglich.

Neuere Entwicklungen, insbesondere die Superjunction-Technologie (z.B. CoolMos von Infineon) und die SiC-Halbleitertechnologie verschieben aber auch hier die Grenzen nach oben.



Avalanche-Festigkeit

Die meisten Leistungs-MOSFETs besitzen Avalanche-Festigkeit. Das bedeutet, dass sie beim Schalten von induktiven Lasten nicht extra gegen Spannungsspitzen geschützt werden müssen. Der Avalancheeffekt beim Durchbruch läuft hier kontrolliert ab, ohne die Bauelementstrukturen partiell zu überhitzen. Manchmal ist dennoch eine zusätzliche externe Beschaltung (Snubber) notwendig.

Positiver Temperatureffekt des R_{DSon}

Beim Einsatz von Leistungs-MOSFETs muss auf ausreichende Kühlung geachtet werden. Da der Kanalwiderstand mit steigender Temperatur ansteigt, erhöht sich bei unzureichender Kühlung die Verlustleistung zusätzlich, dadurch kann es zu einem sog. thermal runaway (thermisches Durchgehen) kommen. Überdies vertragen MOSFET-Strukturen nur geringere maximale Temperaturen als bipolare Strukturen (ca. 125 bis 150°C gegenüber 150...180°C). Der mit steigender Temperatur ansteigende Bahnwiderstand erweist sich jedoch bei der Parallelschaltung mehrerer MOSFETs als Vorteil; er sorgt für eine gleichmäßige, selbststeuernde Stromaufteilung auf alle parallelgeschalteten MOSFETs

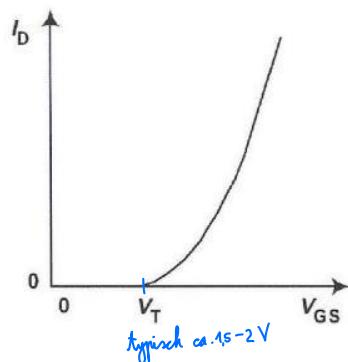
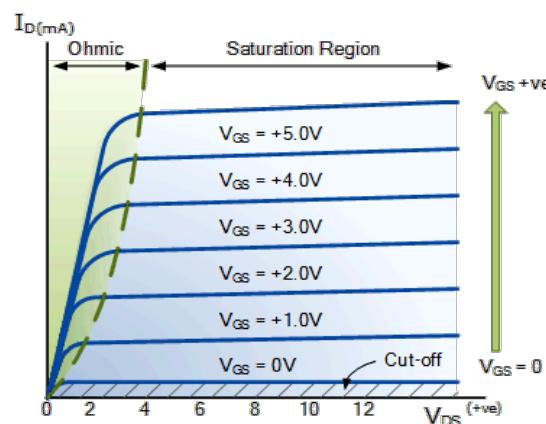


Bild: Übertragungskennlinie (links) und Ausgangskennlinie (rechts) eines MOSFETs



2.8.2 Anwendungen

Leistungs-MOSFETs werden häufig in Verstärkerschaltungen, als stromlos steuerbarer Schalter und als schneller Schalter für Pulsweltenmodulation eingesetzt, z.B. in Wechselrichtern, Schaltnetzteilen, DC/DC-Wandlern oder Motorsteuerungen.

Bei Schaltanwendungen ist die schnelle Strom-Anstiegszeit von MOSFETs von Vorteil. Damit lassen sich die Umschaltverluste senken.

2.8.3 Grenzwerte und Kenngrößen

wichtige Grenzwerte:

Wie bei bipolaren Leistungstransistoren ist der sichere Arbeitsbereich (engl. safe operating area, SOA) bei Leistungs-MOSFETs durch drei Kenngrößen bestimmt:

- Maximaler Drain-Strom I_{Dmax}
- Durchbruchspannung U_{Br} (auch BV_{DSs}) und die dadurch vorgegebene maximale Sperrspannung.
- Maximale Verlustleistung $P_v = U_{DS} \times I_D$
- Maximal zulässige Energie beim Avalanche-Durchbruch
- max. Spannungsänderungsgeschwindigkeit dV/dt (**deutlich höher als Bipolar-Transistor**)

wichtige Kenngrößen:

➤ **Einschalt-Durchgangswiderstand R_{DSon}**

Der R_{DSon} bestimmt über die Beziehung $Pv = I_D^2 \times R_{DSon}$ die Einschalt-Verlustleistung.

Der Durchlasswiderstand R_{DSon} ist sehr typabhängig und steigt mit zunehmender Spannungsfestigkeit stark an. Bei 50V-Typen reicht der R_{DSon} bis in den 1 mΩ-Bereich hinab, während 1000V-Typen auf mehrere 100 mΩ kommen.

➤ **Gate-Schwellspannung (Gate Threshold Voltage) $V_{GS(th)}$**

Die Gate-Source-Spannung ab welcher der Transistor zu leiten beginnt ($I_D=250\mu A$). Um die volle Leitfähigkeit zu erreichen ist jedoch eine deutlich höhere Gatespannung bis zu 10..15V notwendig. Es gibt auch sogenannte Logic-Level-MOSFETs mit einer Schwellspannung von 1..2,5V), die sich mit 4..5 V ansteuern lassen.

➤ **Übertragungssteilheit**

Die Übertragungssteilheit gibt an, welche Änderung der Gatespannung erforderlich ist, um eine bestimmte Änderung des Drainstromes zu erreichen.

$$g_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

➤ **Gateladung**

Ladungsmenge Q_g , die für das Ein- und Ausschalten notwendig ist (Ansteuerverluste)

Durchbruchspannung

Zu beachten sind vor allem die durch den Durchbruch des Gateoxids bedingte Grenzspannung U_{GSmax} sowie die Drain-Source-Durchbruchspannung U_{DSmax} . Der Wert für U_{GSmax} darf nicht überschritten werden, da dies zum Durchbruch der Gate-Isolation und zur Zerstörung des Bauteils führen kann.

Eine hohe Durchbruchspannung U_{DSmax} erfordert ein ausgedehntes und sehr schwach dotiertes Draingebiet, was zur Folge hat, dass sich der Wert für $R_{DS(on)}$ stark erhöht. Der MOSFET ist deshalb als Hochvolttransistor (>1000V) dem Bipolartransistor (IGBT) in Bezug auf die Durchlassverlustleistung ($U_{DS} \times I_D$) unterlegen. Eine Verringerung von $R_{DS(on)}$ ist nur durch Parallelschalten einer größeren Anzahl von Einzelzellen möglich. Die damit verbundene Vergrößerung der Chipfläche wirkt sich nachteilig auf den Preis, aber auch auf die parasitären Kapazitäten aus.

Safe-Operation-Area

2.8.4 Betriebsbedingungen und SOA-Diagramm

Im Gegensatz zum Bipolartransistor gibt es nur eine geringe Abhängigkeit zwischen Laststrom und Ansteuerung:

- die Verstärkungswirkung nimmt nicht mit wachsendem Laststrom ab. (vgl. dazu Stromverstärkung (Bipolartransistor) und Übertragungssteilheit (MOSFET)).
- Die Schaltgeschwindigkeit wird praktisch nur von der Gate-Ladung und von der Impedanz der Ansteuerung bestimmt. Der Laststrom hat nur geringe Rückwirkung darauf.

Die Strombelastung ist vor allem eine Frage des On-Kanalwiderstandes R_{DSon} und der Kühlung, d.h. der Abführung der im MOSFET umgesetzten Verlustleistung.

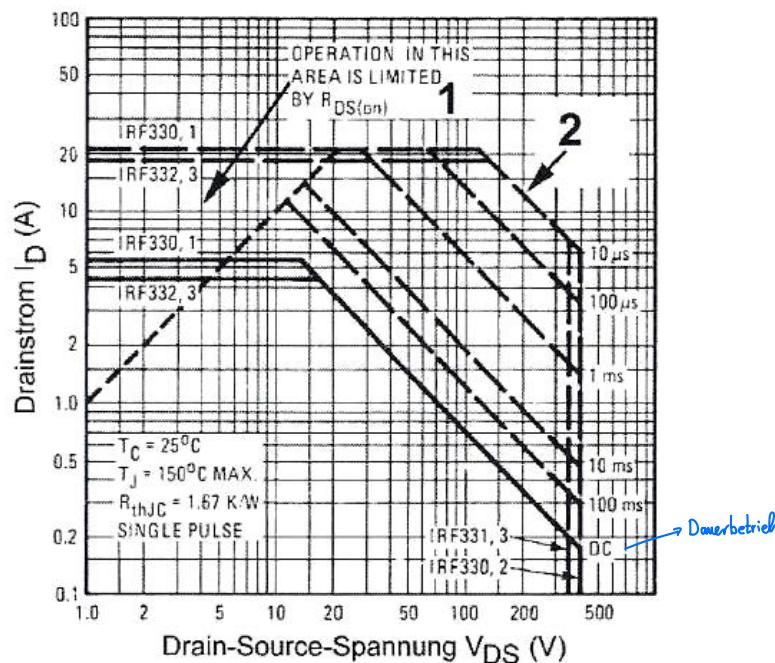


Abbildung 11.2.37 Das SOA-Diagramm eines MOS-Leistungstransistors (nach: International Rectifier). 1 - Begrenzung infolge R_{DSon} ; 2 - Begrenzung infolge Verlustleistung $V_{DS} \cdot I_D = \text{const.}$

Der MOS-Transistor verträgt jeden beliebigen Drainstromverlauf (bis hin zum Spitzenwert $|IDM|$), sofern diese Grenze der Kristalltemperatur nicht überschritten wird.

SOA-Diagramme für MOS-Transistoren beziehen sich typischerweise auf eine Gehäusetemperatur von 25°C, wobei die Kristalltemperatur am Ende eines impulsförmigen Drainstromverlaufs auf max. 150°C ansteigen darf. Da MOS-Transistoren keinen zweiten Durchbruch haben, entsprechen die Linien im SOA-Diagramm jeweils einer konstanten Verlustleistung bei allen Werten der Drain-Source-Spannung V_{DS} . Bei höheren Drainströmen ergibt sich eine weitere Begrenzung infolge des Durchlasswiderstandes R_{DSon} . (Verlustleistung = $I_D^2 \cdot R_{DSon}$)

Näherungsformel zur Bestimmung der nutzbaren Strombelastbarkeit:

$$I_D = \sqrt{\frac{t_{jmax} - t_C}{R_{DSon} R_{th(JC)}}}$$

tjmax – spezifizierte Kristalltemperatur
 tc – Gehäusetemperatur
 RDSon – Durchlasswiderstand im ON-Zustand
 Rth(JC) – thermischer Übergangswiderstand zwischen Kristall und Gehäuse.

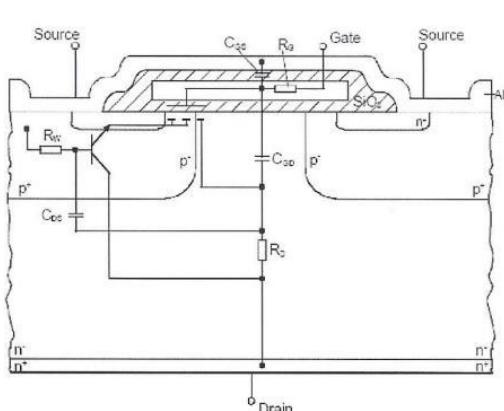
Faustregel:

Mit einem angemessenen (zum Gehäuse passenden) Kühlkörper (ohne Zwangslüftung) vertragen die Transistoren Drainströme von 60..70% des Datenblattwertes, und zwar bei einer Umgebungstemperatur bis zu 40°C. Die Kristalltemperatur beträgt dabei etwa 100°C.

Die Obergrenze der Kristalltemperatur beträgt meist 150°C.

2.8.5 Nachteile der parasitäre Bulk-Drain-Diode

Bei Anwendungen, in denen die Bulk-Drain-Diode (Basis-Kollektor-Diode des internen parasitären Transistors) zeitweise in Durchlassrichtung gepolt wird, ist die Rückwärtserholzeit trr zu beachten, während der die Diode als unerwünschter Kurzschluss wirkt. Wie bei pn-Gleichrichterdioden ist trr abhängig vom abzuschaltenden Durchlassstrom If. Die Rückwärtserholzeit (reverse recovery time) ist typ-abhängig und variiert sehr stark, abhängig von der Spannungsfestigkeit des MOSFET's und liegt im Bereich zwischen ca. 100ns und 2μs.



Die Bulk-Drain-Diode (Body-Diode) kann als Freilaufdiode bei induktiven Lasten (Übertrager, Motoren) eingesetzt werden. Bei schneller Kommutierung (großes di/dt) kann es dabei zum Einschalten des parasitären Bipolartransistors kommen, was zur lokalen Überhitzung des Bauteils führen kann. Dies gilt besonders für Transistoren mit hoher Sperrspannung und damit hohen Sperrverzögerungszeiten in der Body-Diode.

C_GS = Gatekapazität
 C_DS = Ausgangskapazität
 C_GD = Miller-Kapazität, beschreibt die Rückwirkungen der Drain auf das Gate

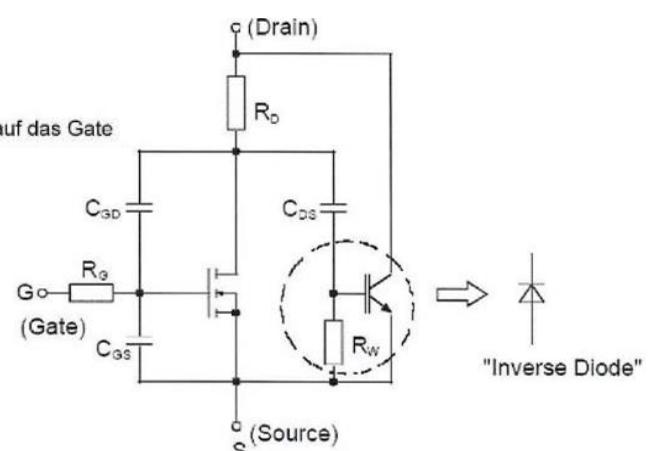


Abb.: Parasitäre Elemente eines Leistungs-MOSFETs:

2.8.6 Schaltbetrieb

- Wesentlich schneller abschaltbar als bipolare Transistoren
-Grund ist die fehlende Diffusionsladung (unipolare Drain-Source-Strecke)
- Kein statischer Steuerstrom
- Kein zweiter Durchbruch (second breakdown)

Schaltzeiten t_{on} und t_{off} sind die Zeiten, die benötigt werden, um die Gate-Kapazität umzuladen.
Einflusskriterien auf die Schaltzeiten:

- Eingangskapazität (C_{GS}) des MOSFETs
- Millerkapazität C_{DS} des MOSFETs
- Gate-Bahnwiderstand
- Impedanz der Treiberschaltung (auch Zuleitungsinduktivität)

Die Gate-Ladung (Gate Charge Q_G) ist ein Datenblattwert für die umzuladende Gatekapazität.

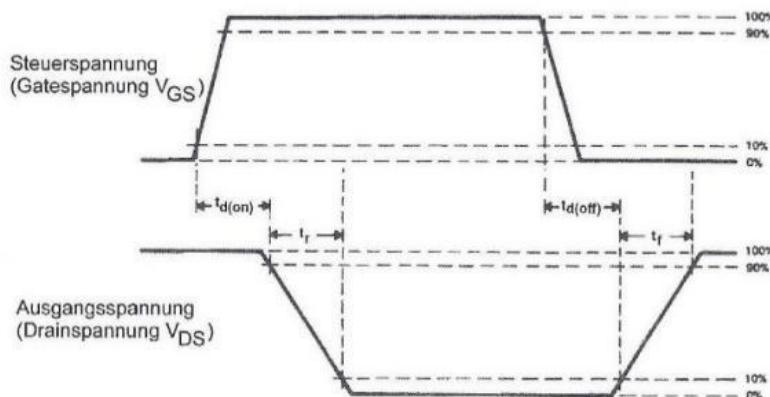


Bild: Definition der Schaltzeiten $t_{d(on)}$ und $t_{d(off)}$

Für die Dimensionierung von Treiberschaltungen ist die mit dem Schaltvorgang verbundene Änderung der Gateladung von Bedeutung.

In den Datenblättern wird meist für einen gegebenen Drainstrom I_D die Gatespannung V_{GS} als Funktion der Gateladung Q_G aufgetragen.

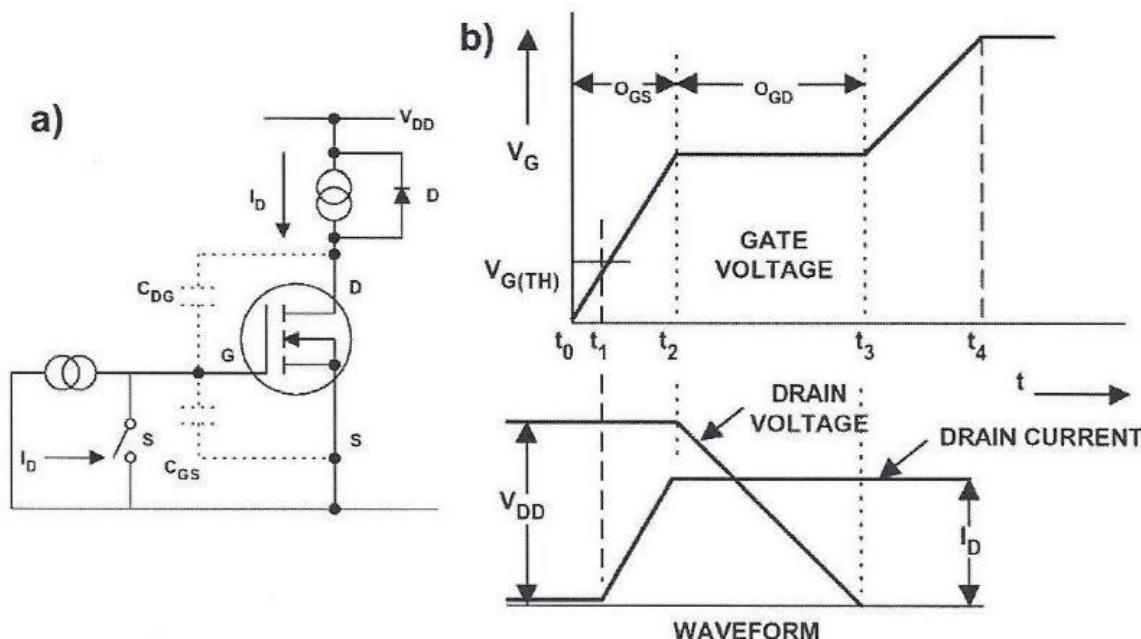


Abbildung 11.2.35 Zur Gate-Ladung (nach: International Rectifier)

Erklärung:

- a) Prinzipschaltung. Es gibt im wesentlichen zwei Gate-Kapazitäten: (1) C_{DG} zwischen Drain und Gate (Miller-Kapazität), (2) C_{GS} zwischen Gate und Source.
- b) Spannungs- und Stromverläufe beim Einschalten:
 - $t_0 \dots t_1$: Gatespannung erreicht Schwellspannung $V_{G(\text{th})}$. Der Drainstrom beginnt zu fließen. Währenddessen wird C_{GS} geladen.
 - $t_1 \dots t_2$: Gatespannung und Drainstrom steigen weiter an. Zu t_2 ist C_{GS} voll geladen, und der Drainstrom hat seinen Endwert erreicht. Die Drainspannung beginnt zu fallen. Der durch den Gate-Anschluß fließende Strom lädt die Miller-Kapazität C_{DG} . Deshalb steigt die Gatespannung zunächst nicht weiter an.
 - t_2 : beide Gate-Kapazitäten C_{GS} , C_{DG} sind voll geladen. Soit kann die Gatespannung weiter ansteigen.
 - t_4 : die Gatespannung hat den Betriebsspannungspiegel erreicht. Einschaltvorgang abgeschlossen.

Definition der parasitären MOSFET- Kapazitäten:

- Q_{GS} (Gate-to-Source-Charge). Charakterisiert die Gatekapazität C_{GS} und ermöglicht es, den Zeitabschnitt von t_0 bis t_2 zu bestimmen.
- Q_{DG} (Drain-to-Gate Charge). Charakterisiert die Millerkapazität C_{DG} und ermöglicht es, den Zeitabschnitt von t_2 bis t_3 zu bestimmen.
- Q_G (Total Gate Charge). Betrifft den gesamten Einschaltvorgang (von t_0 bis t_4).

Rückwirkung auf die Gatespannung durch die Millerkapazität C_{DG}

Verhältnis der Kapazitäten:

$$\frac{1}{1 + \frac{C_{GS}}{C_{DG}}}$$

Richtwert:

Das Verhältnis beträgt etwa 1:6. Ändert sich die Drain-Source-Spannung beispielsweise um 300 V, so ergeben sich am Gate Spannungsspitzen mit einer Amplitude von ca. 50 V (Abbildung 11.2.38). Das kann zu folgenden Fehlermechanismen führen:

- der Transistor schaltet sich ein*) (ob das ein Fehler ist oder ob es keine Bedeutung hat, hängt vom jeweiligen Einsatzfall ab),
- der Transistor wird zerstört, da die zulässigen Grenzwerte der Gatespannung V_{GS} überschritten werden (Richtwerte: V_{GS} ca. ± 20 V).

*): die Schwellspannung V_{GSth} liegt typischerweise um 4 V.

Abhilfe: (1) durch Schutzschaltungen (Abbildungen 11.2.38, 11.2.39), (2) durch hinreichend niederohmige Auslegung der Treiberstufe (so daß die Spannungsspitzen gleichsam kurzgeschlossen werden).

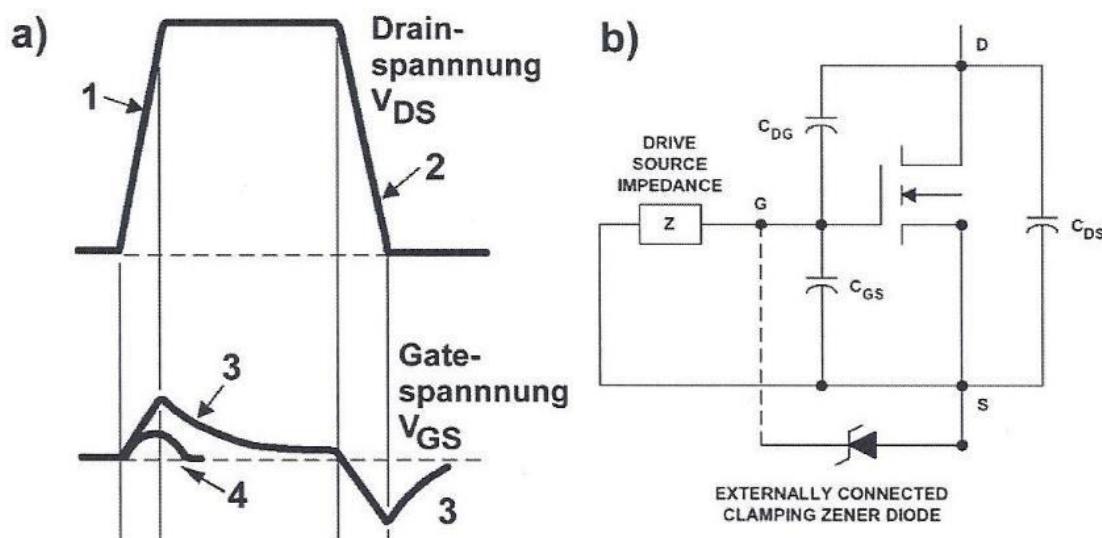


Abbildung 11.2.38 Beeinflussung des Gates über den Lastkreis (nach: International Rectifier)

Erklärung:

a) - Beeinflussung der Gatespannung durch Änderung der Drainspannung; b) - Störspitzenbegrenzung mittels Zenerdiode am Gate (Klemmerschaltung). 1 - Drainspannungsanstieg; 2 - Drainspannungsabfall; 3 - Störspitzen ohne Klemmerschaltung; 4 - Störspitzen mit Klemmerschaltung.

2.8.7 Weiterentwicklung der Leistungs-MOSFET

Eines der wichtigsten Ziele bei der Entwicklung von Leistungs-MOSFETs ist die Verringerung des Drain-Source-Durchlasswiderstand R_{DSon} bei gegebener Durchbruchspannung U_{Br} .

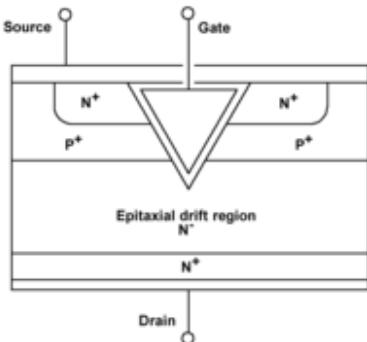
Der R_{DSon} steigt bei gleicher Chipfläche A überproportional mit der max. Sperrspannung U_{Br}

Bei herkömmlichem Schichtaufbau gilt die Beziehung:

$$R_{DSon} \cdot A \sim U_{Br}^{2,5}$$

Dieser Zusammenhang wird im Englischen als *Silicon-Limit* bezeichnet. Bei einigen Neuentwicklungen konnte dieses begrenzende Gesetz aufgehoben werden.

Der VMOS-FET war eine der ersten bedeutenden Weiterentwicklungen. Vorgestellt wurde das Konzept erstmal Mitte der 1970er Jahre von T. J. Rodgers.



Querschnitt durch einen VMOS-Transistor.

Der VMOS-Feldeffekttransistor (v-grooved) ist ein nicht-planarer Feldeffekttransistor, bei dem mithilfe eines V-förmigen Gatebereichs die Kanallänge reduziert und die Kanalweite erhöht wird. Der V-förmige Graben wird häufig durch anisotropes Ätzen von Silizium hergestellt.

Bei der Reduzierung des Durchlasswiderstands bei hohen Spannungen, dies sind Spannungen ab rund 200 V aufwärts, erzielten die Halbleiterhersteller in den späten 1990er Jahren weitere Fortschritte, welche zur breiten Anwendung von Leistungs-MOSFETs führten.

Superjunction-Leistungs-MOSFET

Mit der Entwicklung und Einführung der **CoolMOS-Technologie** als erster **Superjunction-Leistungs-MOSFET** hat Infineon 1999 einen Durchbruch bei der Senkung des R_{DSon} erreicht.

Anwendung findet diese Technologie bei Leistungs-MOSFET's mit Sperrspannungen zwischen 500 und 1000V.

Durch ein spezielles, aufwendiges Epitaxialverfahren kann die Dicke der stromtragenden Halbleiterschicht bei gegebener Sperrspannungsfestigkeit verringert und deren Leitwert durch höhere Dotierung erhöht werden.

- Durch diese spezielle Technologie wächst der Einschaltwiderstand R_{DSon} nicht mehr mit Exponent 2,5 mit der zulässigen Spannungsfestigkeit, sondern nur noch nahezu linear.
- So sind Si-Leistungs-MOSFET's der C7-Serie mit **40mΩ** bei **600V** Sperrspannung erhältlich.

Somit muss jeweils applicationsspezifisch ein Kompromiss zwischen kurzen Schaltzeiten und der Norm entsprechenden EMV-Ansprüchen gefunden werden.

Dies geschieht mit der Einführung eines ohmschen Widerstandes in den Gate-Kreis, wie folgendes Bild zeigt.

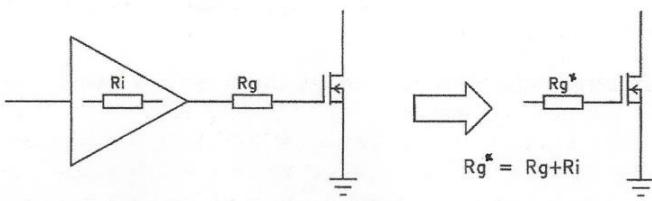


Bild: Gate-Treiber mit effektivem Gatewiderstand R_g^*

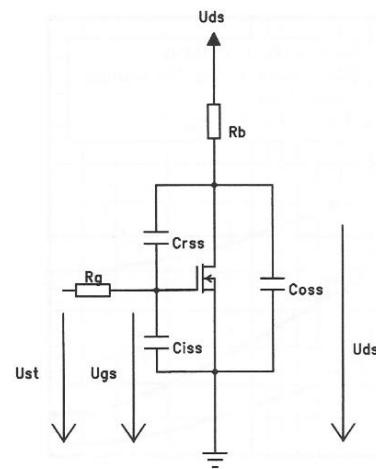


Bild: MOSFET mit seinen, nach außen wirksamen, parasitären Kapazitäten (Herstellerangaben)

Vorteil eines Gate-Widerstands

- Anpassungsmöglichkeit der effektiven Ein- und Ausschaltzeiten (t_{rise} und t_{fall}) an die gegebenen Applikationsanforderungen, so dass in Verbindung mit einem geeigneten Gate-Treiber ein Kompromiss zwischen geringen Schaltverlusten und moderaten EMV-Störungen gefunden werden kann.
- Unterdrückung von hochfrequenten Schwingungen (MHz-Bereich), die aufgrund des Serienschwingkreises, welche die Gate-Kapazität mit der Induktivität der Gate-Zuleitung bildet, auftreten können (Dämpfungswiderstand).

Der übliche Wert des Gate-Widerstandes liegt, abhängig von der Höhe des Gate-Stromes im Bereich von 2...33 Ω.
[vgl. <https://www.mikrocontroller.net/articles/Treiber>]

3.1.1 Gate-Ladestrom und Schaltzeit

Der maximale Ladestrom der Gate-Eingangskapazität wird durch die Leerlaufspannung des Treiberbausteins in Verbindung mit dem effektiven Gate-Widerstand ($R_g + R_i$) bestimmt (Leitungsinduktivität vernachlässigt).

$$I_{G \max} = \frac{U_0 \text{ Treiber}}{R_g + R_i \text{ Treiber}} \quad \text{GI 3.1}$$

Für den Ladestrom I eines Kondensators gilt: $I = C \cdot \frac{dU}{dt}$ GI 3.2

Da die Gate-Kapazität C durch den Transistor vorgegeben ist und die Gate-Steuerspannung, abhängig vom Transistor festgelegt wird (meist 12...15 V), variiert die Umschaltzeit dt des Transistors mit Veränderung des Gate-Strom I. Die Quelle der Umschaltsignale, also die Treiberschaltung muss in der Lage sein, die geforderten Umladeströme zu liefern.

Mit dem Ansteigen der Gate-Spannung sinkt der Ladestrom der Gate-Eingangskapazität ab, was zu einer Verlängerung der Ladezeit von etwa Faktor 1,2...1,5 führt. Für die Schaltzeit kann somit näherungsweise angesetzt werden:

$$t_{um} \approx (1,2 \dots 1,5) \cdot C_{iss} \cdot \frac{U_{GSO}}{I_{Gmax}} \quad \text{Gl 3.3}$$

mit: C_{iss} = nach außen wirksame Eingangskapazität des MOSFET's
 U_{GSO} = Spannungshub der Ansteuerung

- Leistungs-MOSFETs werden üblicherweise zwischen $U_{GS}=0$ und $U_{GS}=12..15V$ gesteuert. Der Spannungshub beträgt also $\Delta U_{GSO} = 12\dots15V$.

3.1.2 Berechnung der benötigten Treiberleistung

Für den Energiegehalt eines geladenen Kondensators gilt:

$$E = \frac{1}{2} C \cdot U^2 \quad \text{Gl 3.4}$$

Es ist jedoch der Energiebedarf bei jedem Auf-Entladevorgang zu berücksichtigen. Gleichzeitig geht noch Leistung im Gate-Widerstand R_g verloren, so dass es sich bewährt hat, zur Ermittlung der benötigten Treiberleistung, die wirksame Eingangskapazität mit dem Faktor 5 zu multiplizieren. (vgl. [4])

Somit kann die erforderliche Treiberleistung abgeschätzt werden:

$$P_{treiber} = 5 C_x \cdot U_g^2 \cdot f_{schalt} \quad \text{Gl 3.5}$$

Für C_x gilt: Datenblattangabe "Cies" (IGBT) bzw. Datenblattangabe "Ciss" (MOSFET)

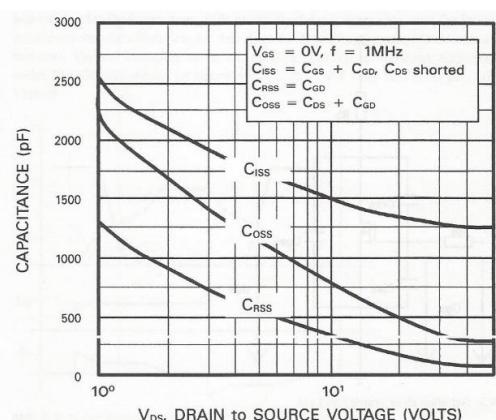
Rechenbeispiel: MOSFET: IRF640 mit $C_{iss}=1,3nF$ und $f_{schalt}=50\text{ kHz}$, $U_g=15V$,
 \Rightarrow Treiberleistung $P_{tr} = 74\text{ mW}$.

Aufgabe: Berechnen Sie die Treiberleistung für die Ansteuerung eines IGBT's für folgenden Fall:

$U_g = 15V$, $C_{ies}=20nF$ und $f_{schalt}=250\text{kHz}$,

In der Praxis sind die parasitären Kapazitätswerte stark von der momentan anliegenden Drain-Source-Spannung abhängig, was die Berechnungen mit Gl 3.5 recht ungenau macht. Nebenstehendes Diagramm zeigt dieses Verhalten.

Diagramm:
Abhängigkeit der parasitären Kapazitäten eines Leistungs-MOSFET's von der momentanen Drain-Source-Spannung



Aus diesem Grund geben viele Hersteller in den Datenblättern neben der Gate-Eingangskapazität zusätzlich auch die benötigte Gate-Ladungsmenge an, die zur Aufladung auf eine typische Gate-Spannung benötigt wird.

Alternative Berechnung der Treiberleistung aus den Herstellerangaben der Gate-Ladung

Die in den Datenblättern angegebene Gateladung Q_g (Total Gate Charge) ist eine vom Hersteller gemessene Größe für eine angenommene Gatespannung V_g . Diese Ladungsmenge muss im Zuge eines Ein- und Ausschaltvorganges in das Gate hinein und wieder aus ihm heraus befördert werden. (Typisch 50 bis 1000 nC). Die erforderliche Treiberleistung berechnet sich damit:

$$P_{\text{treiber}} = f_{\text{schalt}} \cdot Q_{\text{gate}} \cdot U_{GS} \quad \text{mit } Q_{\text{gate}} : \text{Total Gate Charge} \quad \text{GI 3.6}$$

Beispiel:

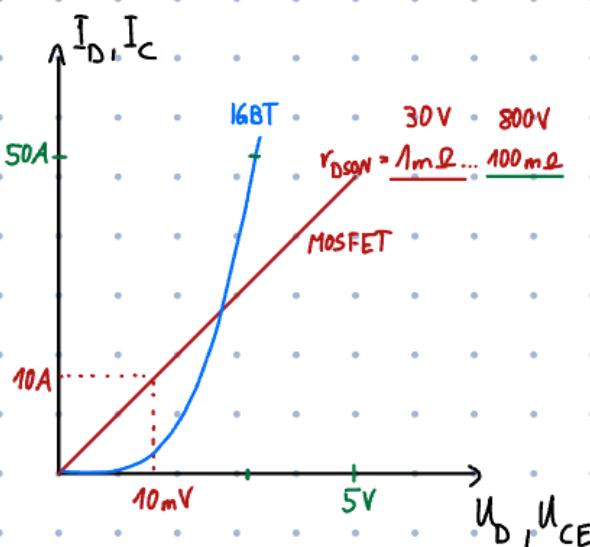
Aus dem Spannungshub des Treibers ΔU_{GS} (z.B. 15V), der gesamten Gateladung (Total Gate Charge) Q_{gate} (z.B. 2150nC) und der geforderten Schaltfrequenz des Treibers f_{schalt} (z.B. 25kHz) ergibt sich die erforderliche Treiberleistung:

$$P_{\text{treiber}} = 25 \cdot 10^3 \frac{1}{s} \cdot 2150 \cdot 10^{-9} \text{As} \cdot 15V = 0,81 \text{VA}$$

Somit beträgt die Leistung $P_{\text{treiber}} = 0,81 \text{ W}$.

Wann MOSFET oder IGBT?

- immer MOSFET wenn möglich.
 - bessere Durchlassmöglichkeit
 - schnelleres schalten
 - weniger Verlustleistung



Abwärtswandler

Der **Abwärtswandler** (englisch: buck-converter, step-down-converter) wandelt eine Eingangsspannung in eine niedrigere Ausgangsspannung. Er wird auch **Tiefsetzsteller** genannt.

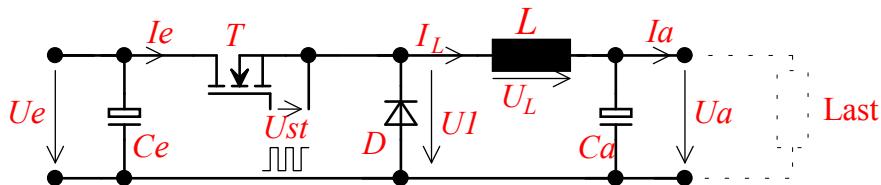


Abbildung 1.1.1: Abwärtswandler

Abbildung 1.1.1 zeigt das prinzipielle Schaltbild eines Abwärtswandlers. Der Transistor T arbeitet als Schalter, der mittels der pulsweiten-modulierten Steuerspannung U_{st} mit hoher Frequenz ein- und ausgeschaltet wird. Der Quotient zwischen Einschaltzeit zu Periodendauer $\frac{t_1}{T}$ heißt **Tastverhältnis** oder **Tastgrad** (englisch: duty cycle).

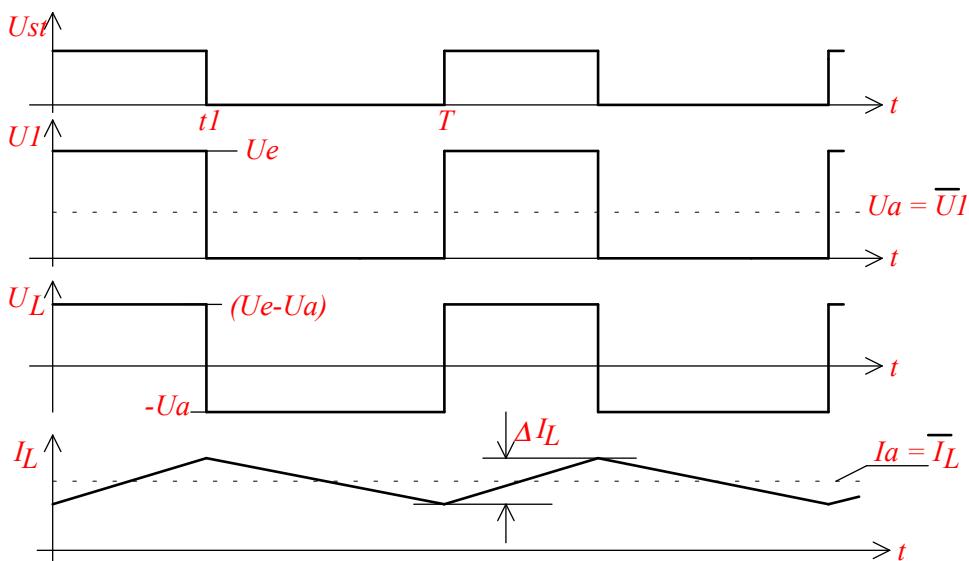


Abbildung 1.1.2: Spannungen und Ströme beim Abwärtswandler

Für die folgende Funktionsbeschreibung der Schaltung sei vereinfachend angenommen, daß der Transistor und die Diode keinen Spannungsabfall während der jeweiligen Einschaltphasen haben.

Während der Einschaltphase des Transistors ist die Spannung U_1 gleich U_e . Während seiner Sperrphase zieht die Induktivität L ihren Strom durch die Diode und die Spannung U_1 wird somit zu Null. Voraussetzung dafür ist, daß der Strom I_L nie Null wird. Diesen Betriebsfall nennt man **kontinuierlicher Betrieb** bzw. **nicht lückender Betrieb** (englisch: continuous mode). U_1 ist demnach eine Spannung, die zwischen U_e und Null Volt entsprechend dem Tastverhältnis von U_{st} springt, siehe Abbildung 1.1.2. Der nachfolgende Tiefpaß, gebildet aus L und C_a , bildet den Mittelwert von U_1 . Damit ist $U_a = \bar{U}_1$, bzw es gilt

für den kontinuierlichen Betrieb:

$$U_a = \frac{t_1}{T} U_e$$

- Die Ausgangsspannung ist im kontinuierlichen Betrieb nur vom Tastverhältnis und der Eingangsspannung abhängig, sie ist lastunabhängig.

Der Strom I_L hat dreieckförmigen Verlauf. Sein Mittelwert ist durch die Last bestimmt. Seine Welligkeit ΔI_L ist von L abhängig und kann mit Hilfe des Induktionsgesetzes berechnet werden:

$$u = L \frac{di}{dt} \rightarrow \Delta i = \frac{1}{L} \cdot u \cdot \Delta t \rightarrow \Delta I_L = \frac{1}{L} (U_e - U_a) \cdot t_1 = \frac{1}{L} U_a (T - t_1)$$

Mit $U_a = \frac{t_1}{T} U_e$ und einer gewählten Schaltfrequenz f folgt daraus für den kontinuierlichen Betrieb:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (U_e - U_a) \cdot \frac{U_a}{U_e} \cdot \frac{1}{f}$$

- Die Stromwelligkeit ΔI_L ist lastunabhängig. Der Mittelwert des Stromes I_L ist gleich dem Ausgangstrom I_a .

Bei kleinem Laststrom I_a , nämlich wenn $I_a \leq \frac{\Delta I_L}{2}$ ist, wird der Strom I_L in jeder Periode zu Null. Man nennt dies den **lückenden Betrieb** bzw. **diskontinuierlichen Betrieb** (englisch: discontinuous mode). In diesem Falle gelten die oben angegebenen Berechnungen nicht mehr.

Berechnung von L und C_a :

Für die Berechnung von L wird zunächst ein sinnvoller Wert für ΔI_L gewählt. Wählt man ΔI_L sehr klein, so führt das zu unverhältnismäßig großen Induktivitätswerten. Wählt man ΔI_L sehr groß, so wird der zum Zeitpunkt t_1 vom Transistor abzuschaltende Strom sehr groß, d.h. der Transistor wird hoch belastet. Üblich ist daher die Wahl: $\Delta I_L = 0,1 \dots 0,2 \cdot I_a$

damit folgt für L :

$$L = \frac{1}{\Delta I_L} (U_e - U_a) \cdot \frac{U_a}{U_e} \cdot \frac{1}{f}$$

Der Maximalwert des Induktivitätsstromes beträgt: $\hat{I}_L = I_a + \frac{1}{2} \Delta I_L$.

Der Effektivwert beträgt näherungsweise: $I_{Leff} \approx I_a$

Den Ausgangskondensator C_a wählt man so, daß die Grenzfrequenz des LC-Tiefpasses um den Faktor 100...1000 unterhalb der Taktfrequenz liegt. Eine genaue Bestimmung des

Kondensators hängt von seiner Wechselstrombelastbarkeit und seine Serienersatzimpedanz Z_{\max} ab (beides kann dem entsprechenden Datenblatt entnommen werden).

Die Welligkeit ΔI_L verursacht am Ausgangskondensator eine Spannungswelligkeit ΔU_a .

Diese ist bei dem hier relevanten Frequenzbereich maßgeblich bestimmt durch die resultierende Impedanz des Ausgangskondensators:

$$\Delta U_a \approx \Delta I_L \cdot Z_{\max}$$

Die Wahl des Ausgangskondensators richtet sich also nach der Impedanz Z_{\max} des Kondensators. Z_{\max} kann dem Datenblatt des Ausgangskondensators entnommen werden.

$$\begin{aligned} z.B.: \quad U_E &= 12V & \bar{I}_L &= 2A & \Rightarrow \Delta I_L &= 0,4A \\ U_A &= 5V & I_{L_{\min}} &= 0,5A & & \end{aligned}$$

$$f = 50 \text{ kHz}$$

$$\gamma = \frac{\lambda_1}{T} \Rightarrow \gamma = \frac{U_A}{U_E} = 0,42$$

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{\Delta I_L} (U_E - U_A) \frac{U_A}{U_E} \cdot \frac{1}{f} \\ &= 146 \mu H \end{aligned}$$

Aufwärtswandler

Der **Aufwärtswandler** (englisch: boost-converter, step-up-converter) wandelt eine Eingangsspannung in eine höhere Ausgangsspannung. Er wird auch **Hochsetzsteller** genannt. Aufwärtswandler werden in vielen batteriegespeisten Geräten eingesetzt, in denen die Elektronik eine, gegenüber der Batteriespannung, höhere Spannung benötigt, so z.B. Notebooks, Mobiltelefone und Photoblitzgeräte.

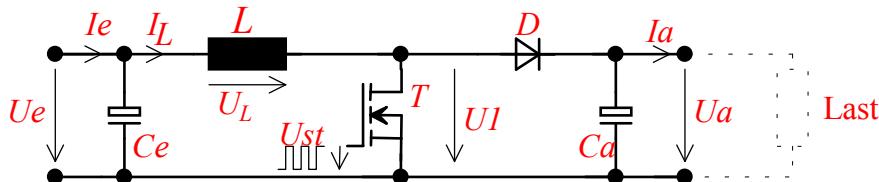


Abbildung 1.2.1: Aufwärtswandler

Abbildung 1.2.1 zeigt das prinzipielle Schaltbild eines Aufwärtswandlers. Der Transistor T arbeitet als Schalter, der mittels einer pulsweitenmodulierten Steuerspannung U_{st} ein- und ausgeschaltet wird.

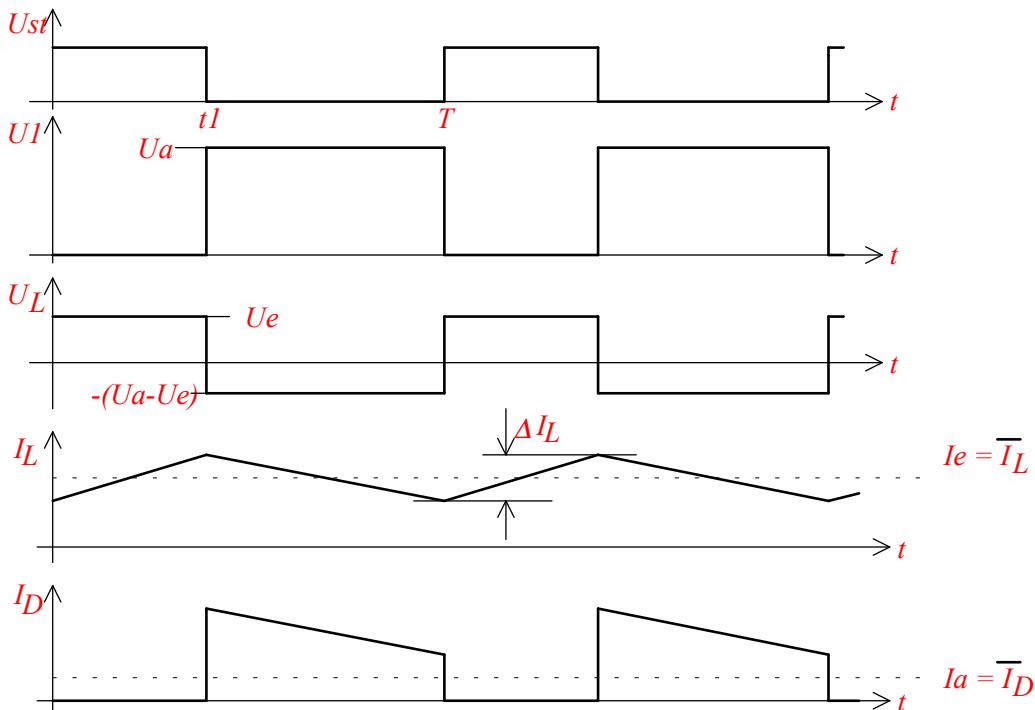


Abbildung 1.2.2: Spannungen und Ströme beim Aufwärtswandler

Für die folgende Funktionsbeschreibung der Schaltung sei vereinfachend angenommen, daß der Transistor und die Diode keinen Spannungsabfall während der jeweiligen Einschaltphasen haben.

Während der Einschaltphase des Transistors fällt die Spannung U_e an der Induktivität L ab und der Strom I_L steigt linear an. Schaltet der Transistor ab, so fließt der Strom I_L über die Diode weiter und lädt den Ausgangskondensator. Man kann das auch mittels einer

Energiebetrachtung beschreiben: Während der Einschaltphase wird Energie in die Induktivität geladen. Diese wird während der Sperrphase an den Ausgangskondensator übertragen. Wird der Transistor nicht getaktet, so wird der Ausgangskondensator über L und D bereits auf $U_a = U_e$ geladen. Wird der Transistor getaktet, so steigt die Ausgangsspannung auf Werte, die höher sind, als die Eingangsspannung.

Ebenso wie beim Abwärtswandler (siehe Kap 1.1: "Abwärtswandler") unterscheidet man zwischen diskontinuierlichem und kontinuierlichem Betrieb, je nachdem, ob der Induktivitätsstrom I_L zwischenzeitlich Null wird oder nicht.

Für den kontinuierlichen und stationären Betrieb gilt mit dem Induktionsgesetz (siehe auch Abbildung 1.2.2): $\Delta I_L = \frac{1}{L} U_e \cdot t_1 = \frac{1}{L} (U_a - U_e) \cdot (T - t_1)$. Daraus folgt:

$$U_a = U_e \frac{T}{T - t_1}$$

- Die Ausgangsspannung ist im kontinuierlichen Betrieb nur vom Tastverhältnis und der Eingangsspannung abhängig, sie ist lastunabhängig.
- Der Aufwärtswandler ist nicht kurzschlußfest, weil kein abschaltbares Bauelement im Kurzschlußweg ist.

HINWEIS:

Im nicht geregelten Betrieb, d.h. bei Ansteuerung mit einem festen Tastverhältnis, ist der Hochsetzsteller nicht leerlauffest. Mit jedem Takt wird Energie von der Induktivität auf den Ausgangskondensator gepumpt. Im Leerlauf steigt die Ausgangsspannung daher kontinuierlich an, bis Bauelemente zerstört werden.

Berechnung von L und C_a :

Ebenso wie beim Abwärtswandler wird für die Wahl von L eine Stromwelligkeit von ca 20% zu Grunde gelegt. Für den Aufwärtswandler heißt das: $\Delta I_L \approx 0,2 \cdot I_e$. Der Eingangsstrom kann mittels einer Leistungsbilanz bestimmt werden: $U_e \cdot I_e = U_a \cdot I_a \rightarrow I_e = I_a \frac{U_a}{U_e}$

Damit gilt für L :

$$L = \frac{1}{\Delta I_L} (U_a - U_e) \frac{U_e}{U_a} \cdot \frac{1}{f}$$

Der Maximalwert des Induktivitätsstromes beträgt: $\hat{I}_L = I_e + \frac{1}{2} \Delta I_L$.

Der Effektivwert beträgt näherungsweise: $I_{Leff} \approx I_a$

Der Ausgangskondensator wird pulsförmig geladen (siehe Abbildung 1.2.2). Die Welligkeit ΔU_a , die infolge des pulsierenden Ladestromes I_D entsteht, ist maßgeblich bestimmt durch die resultierende Impedanz Z_{max} des Ausgangskondensators C_a . Diese kann dem Datenblatt des Kondensators entnommen werden.

$$\Delta U_a \approx I_D \cdot Z_{max}$$

Invertierender Wandler

Der **invertierende Wandler** (englisch: Buck-Boost-converter) wandelt eine positive Eingangsspannung in eine negative Ausgangsspannung.

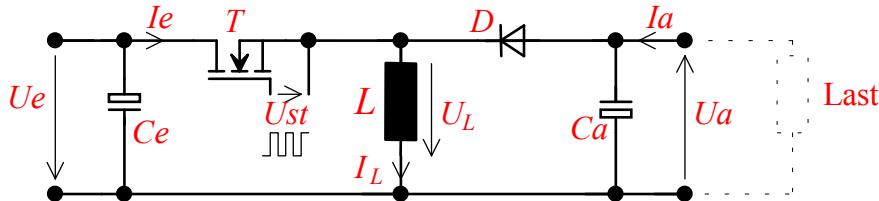


Abbildung 1.3.1: Invertierender Wandler

Abbildung 3 zeigt das prinzipielle Schaltbild eines invertierenden Wandlers. Der Transistor T arbeitet als Schalter, der mittels einer pulsweitenmodulierten Steuerspannung U_{st} ein- und ausgeschaltet wird. Während der Einschaltphase des Transistors steigt der Strom I_L linear an. Während der Sperrphase wird der Ausgangskondensator geladen. Beachte dabei die Strom- und Spannungsrichtungen in Abbildung 1.3.1.

Die Ausgangsspannung beträgt für den kontinuierlichen Betrieb:

$$U_a = U_e \frac{t_1}{T - t_1}$$

Und für den Induktivitätsstrom I_L gilt:

$$\bar{I}_L = I_a \frac{T}{T - t_1} = I_a \left(\frac{U_a}{U_e} + 1 \right) \quad \text{und} \quad \Delta I_L = \frac{1}{L} U_e t_1 = \frac{1}{L} \cdot \frac{U_e U_a}{U_e + U_a} \cdot \frac{1}{f}$$

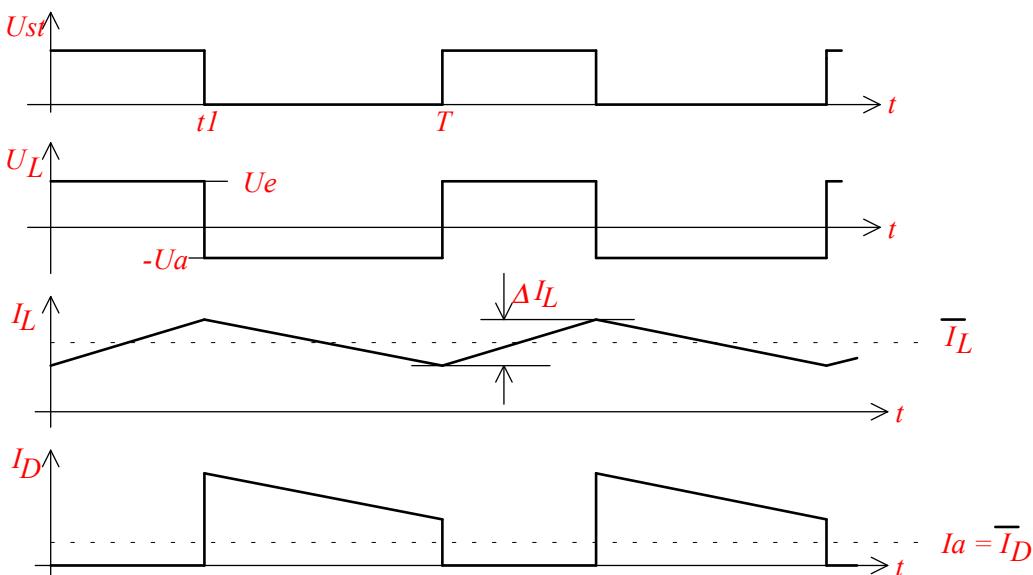


Abbildung 1.3.2: Spannungen und Ströme beim invertierenden Wandler

$$L = K_m \int_{380nm}^{780nm} L(\lambda) \cdot V(\lambda) d\lambda$$

Definition photometrische Größen Gl 1.1

In der Radiometrie (Strahlungsphysik) wird L aus der gesamten Strahlung, auch aus nicht-sichtbaren Bereichen, ohne jegliche Gewichtung, berechnet. (Einheiten: Watt, Joule ...)

$$L = \int_{-\infty}^{+\infty} L(\lambda) d\lambda$$

Definition radiometrischer Größen Gl 1.2

Beispiel: Berechnung des **Lichtstromes Φ** einer Lichtquelle:

Der Lichtstrom ist der mit der menschlichen Hellempfindungsfunktion $V_\lambda(\lambda)$ bewertete, gesamte, von der Quelle abgestrahlte spektrale Strahlungsfluss $\Phi_{e,\lambda}(\lambda)$, der zusätzlich noch mit dem photometrischen Strahlungsäquivalent K multipliziert wird.

$$\Phi = K_m \int_{380nm}^{780nm} \Phi_{e,\lambda}(\lambda) \cdot V_\lambda(\lambda) d\lambda$$

$$\text{mit } \Phi_{e,\lambda} = \frac{\partial \Phi_e}{\partial \lambda}$$

$$K_m = 683 \frac{\text{lm}}{\text{W}}$$

Photometrischer
Strahlungsäquivalent

Messung von Strahlungsgrößen:

- erfolgt mit Gesamtstrahlungs-Detektoren (Bolometer).

Dabei wird die auftreffende Strahlung wellenlängenunabhängig absorbiert und in Wärme bzw. über Thermoelemente in ein elektrisches Signal umgewandelt. Die Höhe dieser Thermospannung ist ein Maß für die einfallende Strahlungsleistung.

Die physikalischen Grundlagen basieren auf dem theoretisch idealen „**schwarzen Strahler**“ und die für diesen geltenden Strahlungsgesetze.

Messung von Lichtgrößen:

- erfolgt hauptsächlich mittels Halbleiterdetektoren (Fotodiode, Fototransistor), die jedoch auf die unterschiedlichen Wellenlängen kalibriert werden müssen.

1.3 wichtige radiometrische und photometrische Größen

Um die Eigenschaften von Strahlungsquelle, Empfänger und bestrahltem Material beschreiben zu können, hat man folgende wichtigsten radiometrischen Größen definiert. Ihnen entsprechen die photometrischen Größen, die wegen des begrenzten Wellenlängenintervalls von sichtbarem Licht - der nach CIE genormten Hellempfindlichkeitskurve des Auges - ihr spektral gewichteter Sonderfall sind.

1.3.1 Radiometrische Größen

Strahlungsfluss Φ_e

Der Strahlungsfluss oder die Strahlungsleistung ist die gesamte, von der Quelle abgestrahlte Strahlungsleistung. Die Einheit ist Watt [W] (= Energie/Zeit).

Strahlungsenergie Q_e

Die Strahlungsenergie oder die Strahlungsmenge ist die von einer Quelle ausgesandte oder von einer Fläche aufgefangene Strahlungsmenge, die sich aus dem Strahlungsfluss und der Zeit, über welche der Strahlungsfluss wirkt, errechnet.

$$Q_e = \Phi_e \cdot t \quad \text{die Einheit ist [Ws] oder [J]}$$

Strahlungsstärke I_e

Strahlungsquellen oder Lichtquellen strahlen in der Regel nicht gleichmäßig in alle Raumrichtungen ab (Ausnahme: Sonne und Sterne). Daher ist es notwendig, diese Richtungsabhängigkeit zu beschreiben. Die Strahlungsstärke beschreibt den partiellen Strahlungsfluss $d\Phi_e$ der in ein Raumwinkelsegment $d\Omega$ abgestrahlt wird.

Begriffsdefinition: Raumwinkel Ω

Analog zum Flächenwinkel, der in der Einheit [rad] ausgedrückt, das Verhältnis des Umfangs eines Kreissegmentes zum dazugehörigen Radius beschreibt, wird für den Raumwinkel das Verhältnis der Fläche eines Kugeloberflächensegmentes zum Quadrat des dazugehörigen Radius des entsprechenden Strahlkegels definiert.

Ebener Winkel: $\phi = \frac{s}{r} \quad [\frac{m}{m} = \text{Radian}] \quad \text{z.B. Vollkreis} = 2\pi \text{ (Einheitenlos, aber rad)}$

Raumwinkel: $\Omega = \frac{A}{r^2} \quad [\frac{m^2}{m^2} = \text{Steradian}] \quad \text{z.B. volle Kugel} = 4\pi \text{ Steradian}$

1 Steradian ist demnach der Raumwinkel, der im Abstand von 1m (Radius) einen kreisförmigen Kugeloberflächen-Ausschnitt von $1m^2$ Oberfläche ergibt.

Der Raumwinkel eines Strahlkegels mit kreisförmigem Querschnitt (kanonischer Raumwinkel) kann aus dem ebenen Winkel α , den der Strahlkegel vom Kugelmittelpunkt aus bildet, mit folgender Gleichung berechnet werden:

$$\Omega = 2\pi \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right) \quad \alpha = \text{ebener Flächenwinkel des Strahlkegels}$$

Die Strahlstärke ist also definiert als:

$$I_e = \frac{d\Phi_e}{d\Omega} \quad \text{die Einheit ist } \frac{W}{sr} \quad \text{In Worten: [Watt/Steradian]}$$

oder für homogen abstrahlende Quellen: $I_e = \frac{\Phi_e}{\Omega}$

Strahlungsflussdichte oder Bestrahlungsstärke E_e

Als Strahlungsflussdichte (auch Irradianz) E_e bezeichnet man den Strahlungsfluss Φ_e , der das Flächenelement dA durchquert. Die Strahlungsenergie, die pro Zeiteinheit dt auf ein Flächenelement dA einfällt, bezeichnet man als Bestrahlungsstärke E_e , physiologisch gewichtet als Beleuchtungsstärke E .

$$E = \frac{d^2Q}{dA \cdot dt} \left(\frac{Ws}{m^2 \cdot s} \right) = \frac{d\Phi}{dA} \left(\frac{W}{m^2} \right)$$

spezifische Ausstrahlung M_e

Die Strahlungsenergie, die pro Zeiteinheit dt von einem Flächenelement dA ausgeht, bezeichnet man als spezifische Ausstrahlung M , physiologisch gewichtet als spezifische Lichtausstrahlung.

$$M = \frac{d^2Q}{dA \cdot dt} \left(\frac{Ws}{m^2 \cdot s} \right) = \frac{d\Phi}{dA} \left(\frac{W}{m^2} \right)$$

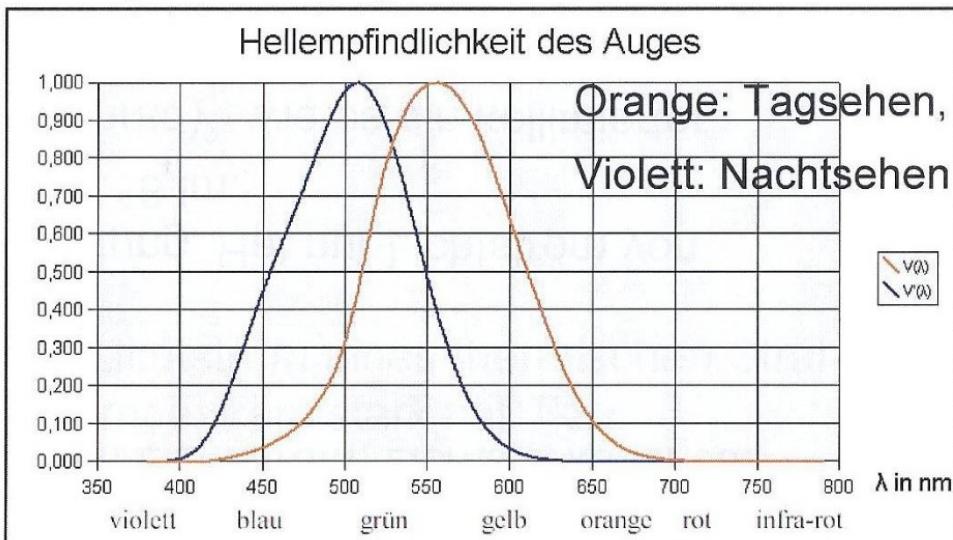
Strahlungsdichte L_e

Die Strahlungsdichte (auch Radianz) L ist als Gesamtstrahldichte L_Ω die Strahlungsenergie, die pro Zeiteinheit durch ein Flächenelement dA in einer vorgegebenen Richtung in ein Raumwinkel $d\Omega$ geht, oder von diesem kommt. Physiologisch gewichtet spricht man von der Leuchtdichte, die die Helligkeitswahrnehmung angibt. $dA \cos \theta$ ist die scheinbar leuchtende Fläche.

$$L_\Omega = \frac{1}{\cos \theta} \cdot \frac{d^2\Phi}{dA d\Omega} = \frac{dI(\theta)}{dA \cos \theta} \left(\frac{W}{m^2 \cdot sr} \right)$$

θ ist hierbei der Winkel zwischen Lichtquelle und Flächennormale

1.3.2 Photometrische Größen



Quelle: Wikipedia

λ/nm	380	430	510	555	610	633	720	780
V_λ	10^{-5}	0.01	0.5	1	0.5	0.26	0.01	10^{-5}

Gewichtungsfaktor $V(\lambda)$

Lichtstrom Φ

Der Lichtstrom ist der mit der menschlichen Hellempfindungsfunktion $V_\lambda(\lambda)$ bewertete, gesamte, von der Quelle abgestrahlte spektrale Strahlungsfluss Φ .

Die Umrechnung erfolgt über das Photometrische Strahlungsäquivalent für Tagessehen und einen spezifischen, wellenlängenabhängigen Gewichtungsfaktor $V(\lambda)$.

Photometrisches Strahlungsäquivalent:

$$K_m = 683 \frac{\text{lm}}{\text{W}}$$

Der Gewichtungsfaktor $V(\lambda)$ ist auf die maximale Empfindlichkeit des menschlichen Auges bei $\lambda=555\text{nm}$ normiert und hat hier einen Wert von 1,0

Beispiel: Grüner Laser mit einer Wellenlänge von 532nm hat eine Lichtleistung von 20mW. Welchen Lichtstrom sendet der Laser aus?

$$\text{Strahlungsfluss } \Phi_e = 20\text{mW} \quad V(\lambda)=0,85 \text{ } (\lambda=532\text{nm})$$

Lösung:
$$\Phi = K_m \cdot \Phi_e \cdot V(\lambda) = 683 \frac{\text{lm}}{\text{W}} \cdot 0,02\text{W} \cdot 0,85$$

$$\Phi = 11,6 \text{ lm}$$

Beispiel 2: Eine Glühlampe mit einer elektrischen Leistung von 100W strahlt einen Lichtstrom von 1400 lm aus. Wie groß ist die Lichtausbeute (photoelektrischer Wirkungsgrad)

$$\eta_v = \frac{\Phi_v}{P_{el}} = \frac{1400 \text{ lm}}{100 \text{ W}} = 14 \frac{\text{lm}}{\text{W}}$$

Die Lichtausbeute ist recht bescheiden, deshalb wurden Glühlampen zur Lichterzeugung verboten und werden mehr und mehr durch LEDs ersetzt.

Weisse LEDs (warmweiß) haben heute eine Lichtausbeute von 70...120 lm/W

Lichtmenge Q

Die Lichtmenge ist die von einer Quelle ausgesandte oder von einer Fläche aufgefangene, über die menschliche Hellempfindungskurve bewertete, Strahlungsmenge, die sich aus dem Lichtstrom und der Zeit, über welche der Lichtstrom wirkt, errechnet.

$$Q = \Phi \cdot t \quad \text{die Einheit ist [lm} \cdot \text{s]}$$

Lichtstärke I

Lichtquellen strahlen in der Regel nicht gleichmäßig in alle Raumrichtungen ab (Ausnahme: Sonne und Sterne). Daher ist es notwendig, diese Richtungsabhängigkeit zu beschreiben. Die Lichtstärke beschreibt den partiellen Lichtstrom $d\Phi$ der in ein Raumwinkelsegment $d\Omega$ leuchtet.

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega} \quad \text{die Einheit ist Candela} = [\text{lm}/\text{sr}] = [\text{Lumen}/\text{Steradian}]$$

oder für homogen abstrahlende Quellen: $I = \frac{\Phi}{\Omega}$

Beispiel: Eine Haushaltsglühbirne von 60W strahlt ihren Lichtstrom von 730 lm nahezu gleichmäßig in alle Raumrichtungen ab. Wie groß ist ihre Lichtstärke ?

Lösung: $I = \frac{\Phi}{\Omega} = \frac{730 \text{ lm}}{4\pi \text{ sr}} = 58 \text{ lm/sr} = 58 \text{ cd}$

Beleuchtungsstärke E

Die Beleuchtungsstärke ist Größe des ankommenden partiellen Lichtstromes der auf ein Empfängerflächenelement dA einfällt.

$$E = \frac{d\Phi}{dA} \quad \text{die Einheit ist Lux} = \left[\frac{\text{lm}}{\text{m}^2} \right]$$

Oder für homogene Ausleuchtung: $E = \frac{\Phi}{A}$

Ein Lichtstrom von 1 lm pro m^2 Empfängerfläche erzeugt eine Beleuchtungsstärke von 1 Lux.

Beispiel:

Die erwähnte 60W-Glühbirne strahlt im Abstand von 1m senkrecht auf eine Wand. Wie groß ist die Beleuchtungsstärke?

Lösung: $E = \frac{\Phi}{A} = \frac{I \cdot \Omega}{A}$ mit $\Omega = \frac{A}{r^2}$ folgt: $E = \frac{I}{r^2}$

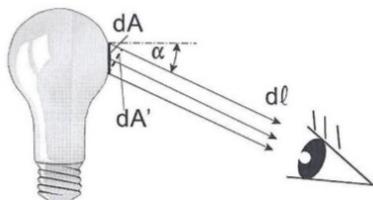
$$E = 58 \text{ cd}/(1\text{m})^2 = 58 \text{ lm/m}^2 = 58 \text{ lx}$$

spezifische Lichtausstrahlung M_v

Die Lichtmenge, die pro Zeiteinheit dt von einem Flächenelement dA ausgeht, bezeichnet man als spezifische Lichrausstrahlung M ,

Leuchtdichte L_v

Die Leuchtdichte L_v ist die Helligkeitswahrnehmung, die das normierte menschliche Auge von einer Leuchtfläche (Lichtquelle) hat. dA' ist die scheinbar leuchtende Fläche.



Die Einheit von L ist $\frac{\text{lm}}{\text{m}^2 \cdot \text{sr}}$

α ist hierbei der Winkel zwischen Lichtquelle und Flächennormale

$$\bar{L} = \frac{\bar{I}}{A \cdot \cos \alpha} \quad \text{oder} \quad L = \frac{dI}{dA \cdot \cos \alpha}$$

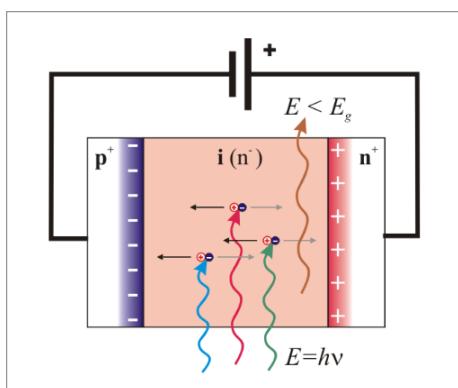
1.3.3 Tabelle wichtiger radiometrischer Größen und deren photometrischen Entsprechung

Größe	Symbol	SI-Einheit	Beschreibung	photometrische Entsprechung	Symbol	Einheit
Strahlungsfluss (Strahlungsleistung)	Φ_e	W	Strahlungsenergie pro Zeit	Lichtstrom	Φ	Lumen [lm]
Strahlungsenergie (Strahlungsmenge)	Q_e	J	Die Energie einer Anzahl von Photonen	Lichtmenge	Q	lm·s
Strahlungsstärke (Strahlungsintensität)	I_e	$\frac{W}{sr}$	Strahlungsfluss pro Raumwinkel	Lichtstärke	I	$\frac{lm}{sr}$
Bestrahlungsstärke (Strahlungsflussdichte)	E_e	$\frac{W}{m^2}$	Strahlungsfluss pro effektiver Empfängerfläche	Beleuchtungsstärke	E	$\frac{lm}{m^2}$
Spezifische Ausstrahlung (Ausstrahlungsstromdichte)	M_e	$\frac{W}{m^2}$	Strahlungsfluss pro effektiver Senderfläche	Spezifische Lichtausstrahlung	M	$\frac{lm}{m^2}$
Bestrahlung	H_e	$\frac{J}{m^2}$	Strahlungsmenge pro effektiver Empfängerfläche	Belichtung	H	$\frac{lm \cdot s}{m^2}$
Strahldichte	L_e	$\frac{W}{m^2 \cdot sr}$	Strahlungsfluss pro Raumwinkel pro effektive Senderfläche	Leuchtdichte	L	$\frac{lm}{m^2 \cdot sr}$

Literaturempfehlung:

- <http://de.wikipedia.org/wiki/Radiometrie>
- <http://de.wikipedia.org/wiki/Photohalbleiter>
- <http://de.wikipedia.org/wiki/Photodiode>
- <http://de.wikipedia.org/wiki/Fotowiderstand>
- <http://de.wikipedia.org/wiki/Fototransistor>
- <http://www.mikrocontroller.net/articles/Lichtsensor>
- http://de.wikipedia.org/wiki/Active_Pixel_Sensor
- Vorlesungsmanuskript Beleuchtungstechnik. von. Prof. Dr. G. Waller. Fachhochschule Kiel.
- Michael Reisch „Halbleiter-Bauelemente“ Springer-Verlag
- Stefan Goßner „Grundlagen der Elektronik“ Shaker-Verlag
- U.Tietze Ch.Schenk „Halbleiter-Schaltungstechnik“ Springer-Verlag

Fotodiode

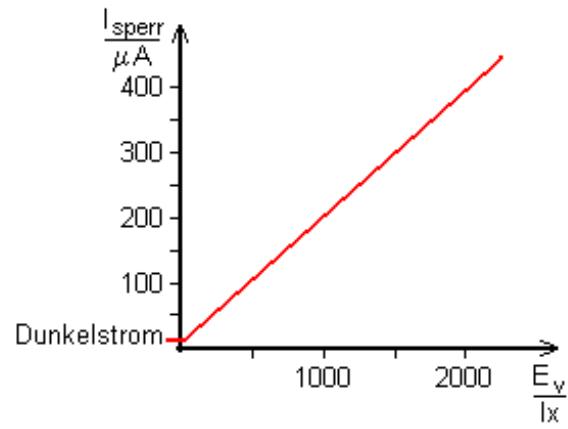
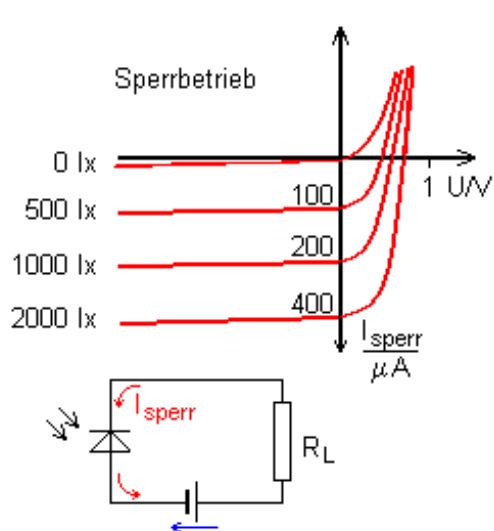


Einfallendes Licht geeigneter Wellenlängen erzeugt in den Halbleitern durch Paarbildung freie Ladungsträger. Sie wandern in die Raumladungszone und erhöhen dort den Sperrstrom, der damit zum Fotostrom wird.

Abb.: Absorbtion eines Photons in der Raumladungszone eines pn-Übergangs

Bildquelle: [wikimedia.org/wikipedia/commons/f/f0/Pin-Photodiode.png](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Pin-Photodiode.png)

Kennlinie einer Photodiode:



Funktionsbeschreibung:

Treffen Photonen ausreichender Energie auf die Halbleiterschicht, so werden Ladungsträger (Elektron-Loch-Paare) erzeugt. In der Raumladungszone driften die Ladungsträger schnell entgegen der Diffusionsspannung in die gleichartig dotierten Zonen, und führen zu einem Strom. An den Anschlüssen kann eine Leerlaufspannung U_0 mit gleicher Polarität wie die Durchflussspannung gemessen werden. (Sättigung). Sind die Anschlüsse miteinander elektrisch verbunden oder befinden sie sich an einer Spannung in Sperrrichtung der Diode, fließt ein Fotostrom, der proportional zum Lichteinfall ist. Die Photonen müssen eine höhere Energie als die des Bandabstandes aufweisen, um diesen Effekt hervorzurufen (bei Silizium z. B. mehr als 1,1eV).

➤ Der Fotostrom verhält sich über viele Größenordnungen proportional zum Lichteinfall !

Wenn Sperrspannung an die Diode gelegt wird, fließt auch bei Dunkelheit ein kleiner Strom. Dieser Dunkelstrom (I_D) hängt exponentiell von der Temperatur der Photodiode ab.

Die Empfindlichkeit S , angegeben in A/W, bestimmt den Fotostrom (Sperrstrom), der bei einem gegebenen Wert der einfallenden Strahlungsleistung fließt.

$$I_{hv} = S \Phi_e .$$

Die Empfindlichkeit hängt von der Wellenlänge des einfallenden Lichtes ab. Eine Si-Fotodiode hat beispielsweise bei 800nm einen Empfindlichkeitswert von $S = 0,5\text{A/W}$.

Nicht jedes Photon, das in die Raumladungszone eintritt, erzeugt ein Ladungsträgerpaar, das dann zum Fotostrom I_{hv} beiträgt. Der Quantenwirkungsgrad η_Q bestimmt den Anteil dieser wirksamen Photonen, d.h. das Verhältnis der Rate der über den Kontakt abfließenden Elektronen zur Rate der auf die aktive Fläche auftreffender Photonen.

Mit η_Q folgt für die Empfindlichkeit S bei der Wellenlänge λ die Beziehung:

$$S(\lambda) = \frac{I_{hv}}{\Phi_e} = \frac{e \cdot \eta_Q}{h \cdot v} = \frac{e \cdot \eta_Q}{h \cdot c} \cdot \lambda$$

$$S(\lambda) = \frac{1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot \eta_Q}{6,626 \cdot 10^{-34} \text{ Ws} \cdot \text{s} \cdot 2,9979 \cdot 10^8 \text{ m/s}} \cdot \lambda = 806480 \cdot \frac{\lambda}{\text{m}} \cdot \frac{\text{A}}{\text{W}}$$

Bis zu einer Grenzwellenlänge, ab der die Photonenenergie $W_g \leq h \cdot v = \frac{h \cdot c}{\lambda}$ nicht mehr ausreicht, die Bandlücke W_g zu überwinden, nimmt die Empfindlichkeit S proportional mit der Wellenlänge mit folgender Funktion zu:

$$S(\lambda) \sim \lambda \quad \rightarrow$$

$$S(\lambda) = 0,80648 \cdot \frac{\lambda}{\mu\text{m}} \cdot \frac{\text{A}}{\text{W}}$$

Folgende Tabelle zeigt die Bandlückenenergie W_g und die daraus folgende Grenzwellenlänge einiger Halbleiterwerkstoffe bei Raumtemperatur ($T=300\text{K}$). n ist die optische Brechzahl:

Material	Ge	Si	GaAs	GaP	InSb	SiC	GaSb	InP
W_g [eV]	0.66	1.12	1.43	2.26	0.18	2.2 – 3	0.73	1.35
λ_G [nm]	1880	1130	867	548	6900	500	1700	918
n	4.0	3.45	3.4	3.36	3.9	2.63	3.9	3.2

$$\lambda < \lambda_G = \frac{h \cdot c}{W_g} \quad \text{untere Grenzwellenlänge}$$

Die wellenlängenabhängige Empfindlichkeit wird in den Datenblättern der Hersteller als **relative Empfindlichkeit s^*** angegeben. Es gilt die Beziehung:

$$s^*(\lambda) = \frac{S(\lambda)}{S_{\max}}$$

Betrieb im Sperrbereich

Legt man an die Photodiode eine Spannung in Sperrrichtung ($U \leq 0$) an, so fließt ein linear vom Licht abhängiger Sperrstrom. Für den Sperrbereich sind weiterhin folgende Effekte charakteristisch:

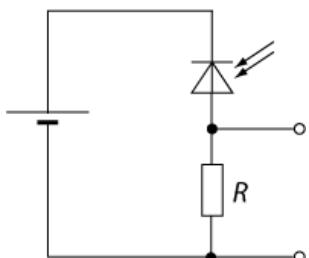
Die Sperrsichtkapazität C_j verringert sich mit der angelegten Spannung, so dass sich die Reaktionszeit mit steigender Spannung verringert. Damit lassen sich hohe Grenzfrequenzen erreichen.

Der Reststrom (Dunkelstrom I_D) steigt mit der angelegten Spannung und der Temperatur; er überlagert den Fotostrom und bestimmt bei geringer Bestrahlung maßgeblich das Rauschen. Da der differentielle Widerstand sehr groß ist, hängt der Strom kaum von der Betriebsspannung ab.

Anwendungen von Photodioden

- Lichtmessung
- Empfangselement innerhalb Sensoren für die Automatisierungstechnik.
(Lichtschranken, Reflexlichttaster)
- optische Inkrementalgeber (Linear- und Drehgeber)
- optische Datenübertragung (Empfangselement für Lichtwellenleiter)

2.1.2.2 Eingangsschaltungen von Optoempfängern mit Photodioden



Die an einer Sperrspannung liegende Photodiode erzeugt einen zur Beleuchtungsstärke proportionalen Fotostrom. Über dem Arbeitswiderstand R kann eine dazu proportionale Spannung abgegriffen werden. Die Ausgangsspannung ist somit proportional zum der einfallenden Lichtstrom.

Bild: Einfache Auswerteschaltung einer Photodiode

Für moduliertes oder gepulstes Licht müssen die parasitären Komponenten, insbesondere die Sperrsichtkapazität mit betrachtet werden. Dadurch ergibt sich eine frequenzabhängige Empfindlichkeit der Anordnung.

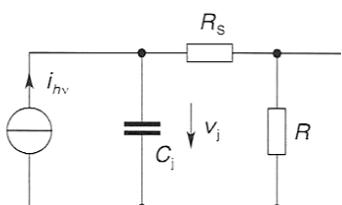


Bild: Wechselspannungsersatzschaltbild der obigen Schaltung

(Der Bahnwiderstand R_s kann meist vernachlässigt werden.)

Die Grenzfrequenz der Schaltung beträgt: $f_{g(-3dB)} = \frac{1}{2\pi \cdot C_j \cdot R}$

Beispiel: $C_j = 70\text{pF}$; $R = 1\text{M}\Omega$ $f_{g(-3dB)} = \frac{1}{2\pi \cdot 70 \cdot 10^{-12} \cdot As/V \cdot 1 \cdot 10^6 V/A} = 2,27\text{ kHz}$

Wird der Widerstand R verkleinert und die dadurch kleiner gewordenen Empfindlichkeit durch einen nachgeschalteten Verstärker mit genügend hoher Bandbreite ausgeglichen, so erhöht sich die Grenzfrequenz der Schaltung.

Fotodiode im Kurzschlussbetrieb mit Transimpedanzverstärker

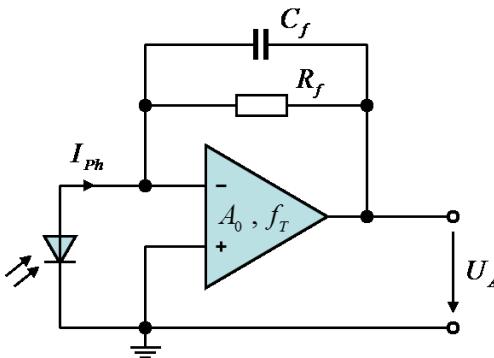
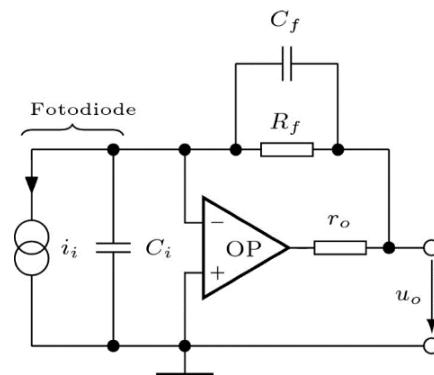


Abb. Fotodiode mit Transimpedanzverstärker



mit Ersatzschaltung der Fotodiode

Hier wird die Fotodiode nahezu im Kurzschluss als lichtabhängige Stromquelle betrieben. Der Kurzschluss sorgt dafür, dass die Sperrsichtkapazität nicht umgeladen werden muss, das macht die Schaltung sehr schnell. Der Aufbau wird Transimpedanzverstärker genannt (engl. Transimpedance Amplifier, TIA). Einen guten Grundlagenartikel zum TIA gibt es beim Analog-Guru Bob Pease bei National Semiconductor.

Vorteil dieser Schaltung ist die hohe Grenzfrequenz. Sie berechnet sich mit $C_f = 0$ gemäß:

$$f_{3dB} = \sqrt{\frac{GBW}{2\pi \cdot R_f \cdot C_i}}$$

C_i = Sperrsichtkapazität (Fotodiode) + C_{in} (OPV)
GBP = Verstärkungs – Bandbreite – Produkt (OPV)

Selbst mit diesem eher langsamen OPV mit einem GBP von 1MHz und einer Eingangskapazität von $C_{in} = 10\text{pF}$ wird mit einem großen Rückkopplungswiderstand von $1M\Omega$ noch folgende Bandbreite erreicht:

$$f_{3dB} = \sqrt{\frac{1 \text{ MHz}}{2\pi \cdot 1M\Omega \cdot (48\text{pF} + 10\text{pF})}} = 52 \text{ KHz}$$

Wichtig ist hier C_f , die Kompensationskapazität. Ist sie zu klein oder fehlt sie gar, kann der TIA schwingen. Die Berechnung von C_f erfolgt klassisch gemäß:

$$C_f = \frac{R_D}{R_f} \cdot C_i$$

$$C_f = \sqrt{\frac{C_i}{R_f \cdot GBP_{OPV}}}$$

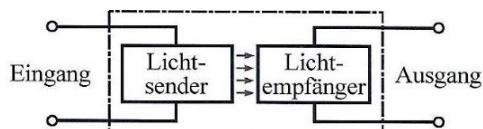
R_D : Sperrsichtwiderstand der Photodiode. Dieser ist selten in den Datenblättern angegeben, liegt aber meist im Bereich $1..100M\Omega$.

2.4 Optoelektronische Koppler und Lichtschranken

2.4.1 Optokoppler

Ein Optokoppler besteht aus einem Lichtsender und einem Fotoempfänger, die in ein gemeinsames, lichtundurchlässiges Gehäuse integriert sind.

Sie ermöglichen einen fast rückwirkungsfreien Signalaustausch (meist digital, in Sonderfällen auch Analog) zwischen ansonsten elektrisch getrennten Stromkreisen.



Die damit erzielte galvanische Trennung ist in einigen Fällen vorgeschrieben (Sicherheitstrennung bei gefährlichen Spannungen, z.B. Netztrennung 230V-Netz) oder bringt sonst gewisse technische Vorteile (Vermeidung von Störschleifen, Masseschleifen usw.).

Zwischen Sender und Empfänger befindet sich ein transparenter Kunststoff, der eine optische Kopplung zwischen den beiden erlaubt. Sender und Empfänger sind aber elektrisch voneinander isoliert.

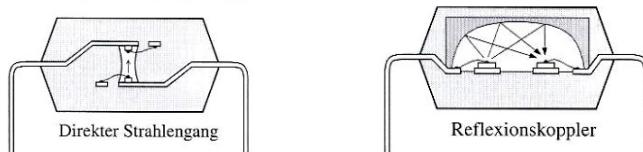


Bild: Prinzipieller Aufbau eines Optokopplers (links: direkter Strahlengang, rechts: Reflexionskoppler)

Die Isolation zwischen Eingang und Ausgang des Koppelementes ist abhängig vom Abstand zwischen dem Sende- und Empfangsbauelement, der Anordnung und dem Werkstoff des lichtleitenden Isolators zwischen Sender und Empfänger.

Der Isolationswiderstand zwischen Sender und Empfänger beträgt bis zu 10^{11} Ohm. Die Koppelkapazität bewegt sich im Bereich von einigen pF.

Im Gegensatz zu ebenfalls für die Signaltrennung eingesetzte Transformatoren (Impulstransformator), ist der Optokoppler fast absolut rückwirkungsfrei, außer einer sehr geringen Koppelkapazität von wenigen pF.

Als Lichtsender werden vorwiegend IR-LEDs (GaAs) verwendet. Als Fotoempfänger dienen Fotodioden, Fototransistoren und Fotodarlingtons. Neben bipolaren Fototransistoren kommen auch unipolare FotoMOS-Transistoren zum Einsatz. Für spezielle Anwendungen (Energie-technik) werden Optokoppler mit Fotothyristoren und Fototriacs angeboten.

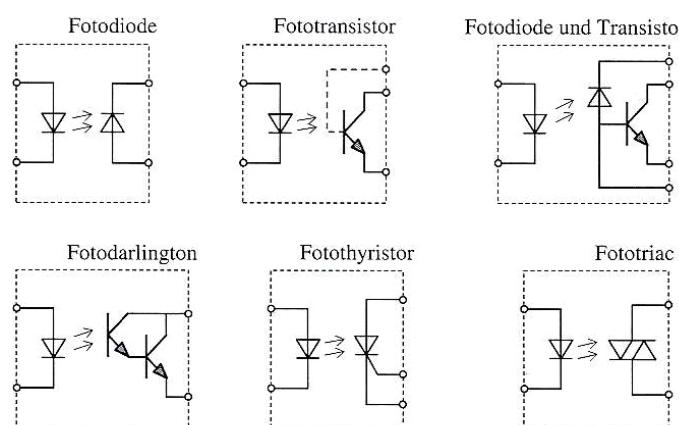


Bild: Optokoppler mit unterschiedlichen Empfängern

Empfänger	CTR	f_g
Fotodiode	0,001 – 0,008	5 - 30 MHz
Fotodiode und Transistor	0,05 – 0,4	1 - 9 MHz
Fototransistor	0,2 – 3	20 - 500 kHz
Fotodarlington	1 – 10	1 - 30 kHz

Tabelle: Typische Übertragungswerte von Optokopplern mit div. Empfangsbauelementen

Spezielle Optokoppler (Digital-Optokoppler) haben bereits Verstärkungs- und Treiberstufen mit Schwellwertschaltern (Schmitt-Triggerstufe) eingebaut. Sie können direkt nachfolgende TTL-Eingänge ansteuern und haben meist sehr kurze Schaltzeiten.

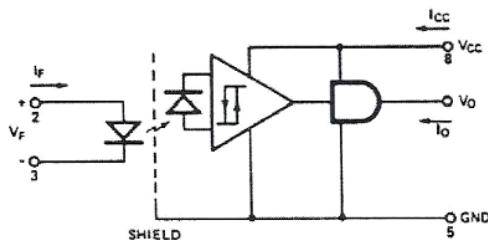


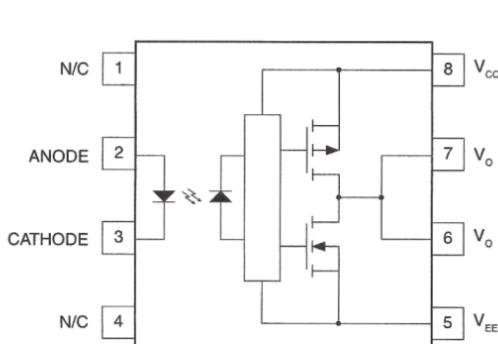
Bild: Digital-Optokoppler mit Schmitt-Trigger und TTL-Treiber

(Quelle: Hewlett-Packard)

Die Kenn- und Grenzwerte des Optokopplers entsprechen den Werten, die für die jeweilige LED und den entsprechenden Fotoempfänger gelten. Zusätzlich werden noch einige kopplungsrelevante Kenn- und Grenzwerte angegeben, wie z.B. der Koppelfaktor, die Grenzfrequenz, die Koppelkapazität und die Isolationsprüfspannung.

Gate-Treiber-Optokoppler

Um die galvanisch getrennte Ansteuerung von Leistungs-MOSFETs und IGBTs zu vereinfachen, sind inzwischen spezielle Gate-Treiber-Optokoppler erhältlich. Hier ein Beispiel der Firma IXIS:



Note: A 0.1μF bypass capacitor must be connected between pins 5 & 8.

Features

- 2.5A Maximum Peak Output Current
- 20ns Typical Pulse Width Distortion
- 10kV/μs Minimum Common Mode Rejection (CMR) at 1500V_{CM}
- Wide Operating Voltage Range: 10V to 20V
- Under Voltage Lockout with Hysteresis
- 3750V_{rms} Input to Output Isolation
- Wide Temperature Range: -40°C to +100°C
- 200ns Maximum Propagation Delay Over Temperature Range

Applications

- Isolated Power MOSFET Gate Drive
- Switch Mode Power Supplies
- Industrial Inverters
- Motor Drivers