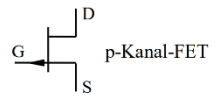
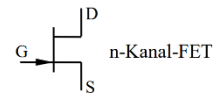


Der Feldeffekttransistor (FET):

J oder Sperrschicht-FET

n-Kanal-FET: Kanalleitwert für $U_{DS} \rightarrow 0$

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



maximaler Sättigungsstrom:

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

Sättigungsstrom:

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

Abschnürspannung:

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

FET als Analogschalter

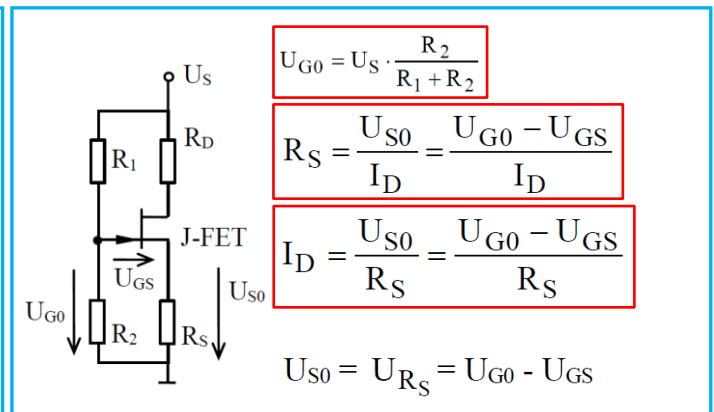
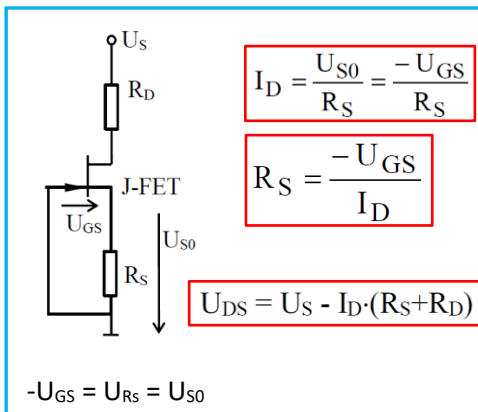
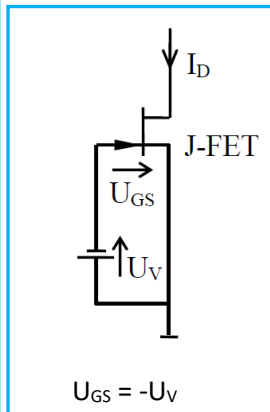
FET gesperrt für:

$$|u_{GS}| > |U_p| \quad \text{UND} \quad |u_{GD}| > |U_p|$$

FET leitend für:

$$u_{GS} = 0 \quad \text{ODER} \quad u_{GD} = 0$$

Arbeitspunkt-Einstellung: Stabilität steigt von links nach rechts (AP $\rightarrow U_{GS}$ und I_D)



Wechselspannungsverstärker:

Eingangswiderstand:

$$R_{in} \sim R_G$$

Ausgangswiderstand:

$$R_{aus} \sim R_D // r_{ds}$$

Stromverstärkung:

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

Leerlauf-Spannungsverstärkung:

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

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

Leistungsverstärkung:

$$V_P = V_U \cdot V_I$$

Eingangsleitwert:

$$y_{11} = 1/r_{gs} \approx 0$$

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

Rückwirkungsleitwert:

$$y_{12} \approx 0$$

Vorwärtsteilheit:

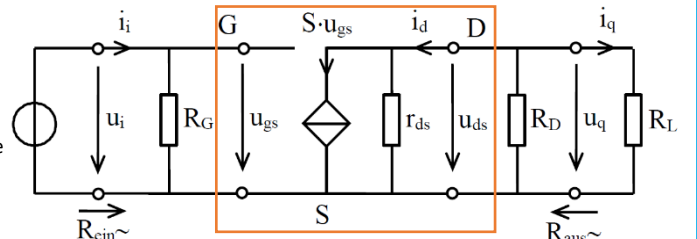
$$y_{21} = S = \frac{i_d}{u_{gs}} \bigg|_{u_{ds}=0} = \frac{d(i_D)}{d(u_{GS})} \bigg|_{u_{DS}=konst}$$

\rightarrow in [S] linker Graph m an AP in Kennlinie

Ausgangsleitwert:

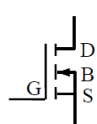
$$y_{22} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{i_d}{u_{ds}} \bigg|_{u_{gs}=0} = \frac{d(i_D)}{d(u_{DS})} \bigg|_{u_{GS}=konst}$$

\rightarrow in [S] rechter Graph m an AP in Kennlinie

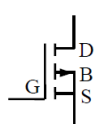


IG-FET / MOS-FET:

Selbstsperrend:

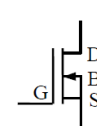


n-Kanal-FET

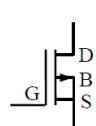


p-Kanal-FET

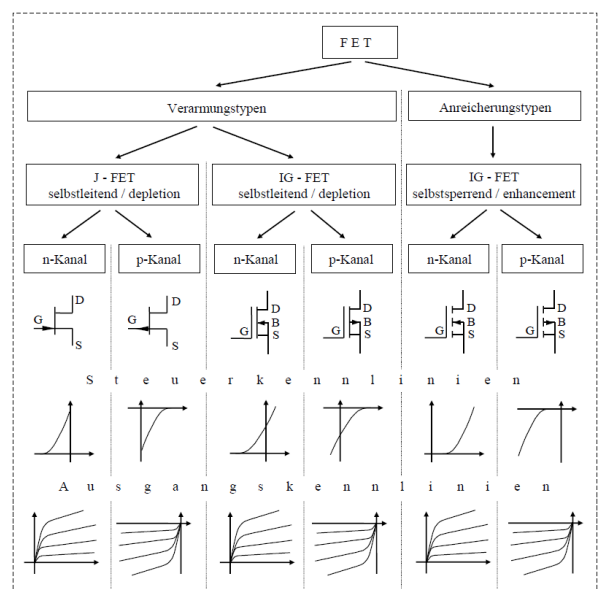
Selbstleitend:



n-Kanal-FET



p-Kanal-FET



Operationsverstärker:

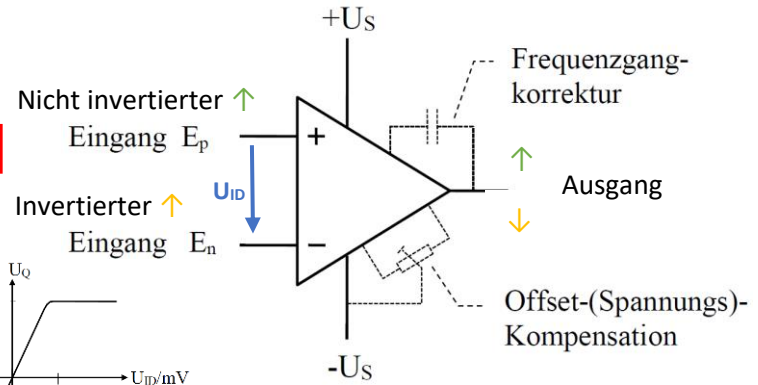
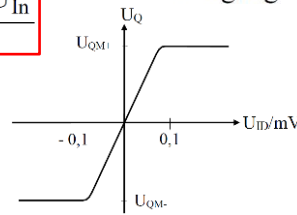
Differenzspannung zwischen Eingängen: $U_{ID} = (U_{Ip} - U_{In})$

Ausgangsspannung: $-U_{ID} \rightarrow -U_Q$; $U_{ID} \rightarrow U_Q$

Gleichtaktverstärkung: $V_C = \frac{U_Q}{U_{IC}}$ mit $U_{IC} = \frac{U_{Ip} + U_{In}}{2}$

Gleichtaktunterdrückung: $CMRR = 20 \cdot \log \frac{V_C}{V_{Cdiff}}$

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



Komparator: Mitkopplung durch zurückführen des Ausgangssignal auf den nicht invertierenden Eingang

$u_I < U_{Ref}$ (d.h. $u_{ID} > 0$) $\rightarrow u_Q = U_{QM+} \approx +U_S$ Wenn $U_{ID} = 0V$ durchlaufen wird, schaltet am Ausgang um

$u_I > U_{Ref}$ (d.h. $u_{ID} < 0$) $\rightarrow u_Q = U_{QM-} \approx -U_S$

Schmitt-Trigger: Mittkopplung auf den nicht invertierenden Eingang

Schaltbedingung: wenn $u_{ID} = 0$ $u_{In} = u_{Ip} = \pm U_{QM} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

das Gleiche aufgedröselt

Schaltspannungswerte:

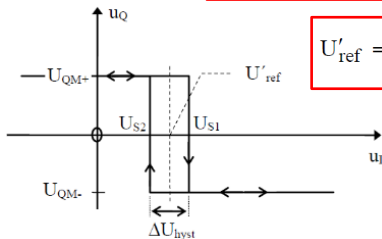
(U_S ist u_I sozusagen)

$$U_{S1} = (U_{QM+} \cdot R_1 + U_{ref} \cdot R_2) \cdot \frac{1}{R_1 + R_2}$$

$$U_{S2} = (U_{QM-} \cdot R_1 + U_{ref} \cdot R_2) \cdot \frac{1}{R_1 + R_2}$$

(für steigendes Eingangssignal u_I : fallendes Ausgangssignal u_Q)
(für fallendes Eingangssignal u_I : steigendes Ausgangssignal u_Q)

Hysterese: $\Delta U_{Hyst} = U_{S1} - U_{S2} = U_{QM} \cdot \frac{2 \cdot R_1}{R_1 + R_2}$



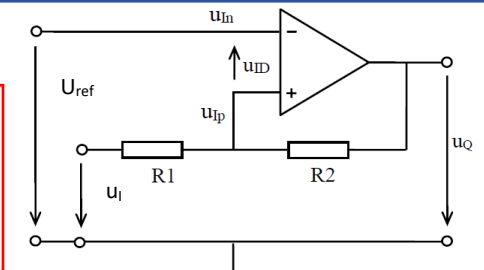
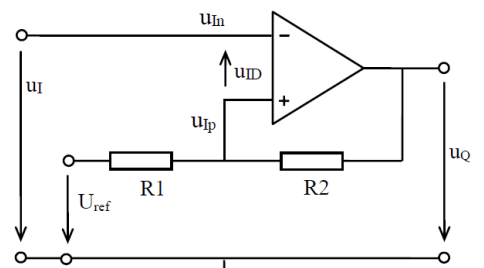
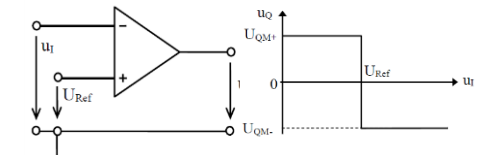
$$U'_{ref} = U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Bei U_{ref} und u_I Wechsel:

$$U_{S1} = U_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_{Qm} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$U_{S2} = U_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + U_{Qm} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Hysterese: Schmitt-trigger in Abhängigkeit von zwei unterschiedlichen Ausgangsspannungswerten zwei unterschiedliche Schaltschellen

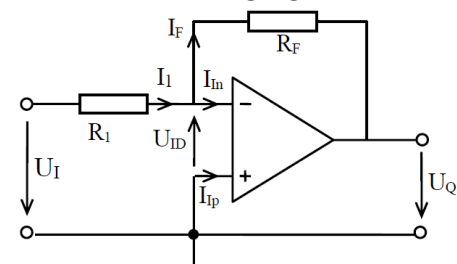


Invertierender Verstärker: Gegenkopplung durch zurückführen des Ausgangssignal auf invertierenden Eingang

Ausgangsspannung: $U_Q \approx -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1}$ Verstärkung: $V_{UF} = \frac{U_Q}{U_I} \approx -\frac{R_F}{R_1}$

Ausgangsspannung: $U_Q = U_{In} + I_F \cdot R_F$ Wichtig: $U_{In} = U_{Ip}$

$U_{ID} = 0V$ ungefähr, solange dies mit dem möglichen Ausgangsspannungswerten möglich ist

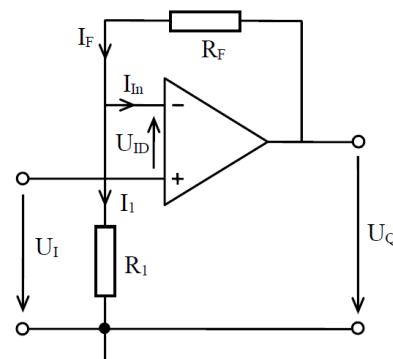


Nicht-invertierender Verstärker: Gegenkopplung durch zurückführen des Ausgangssignal auf invertierenden Eingang

Ausgangsspannung: $U_Q \approx U_I \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1})$ Verstärkung: $V_{UF} = \frac{U_Q}{U_I} \approx 1 + \frac{R_F}{R_1}$

Wenn $R_1 \rightarrow \infty$ oder $R_F = 0$ gilt: Verstärkung: $V_{UF} \approx 1 + \frac{0}{\infty} = 1$

$U_{ID} = 0V$ ungefähr, solange dies mit dem möglichen Ausgangsspannungswerten möglich ist

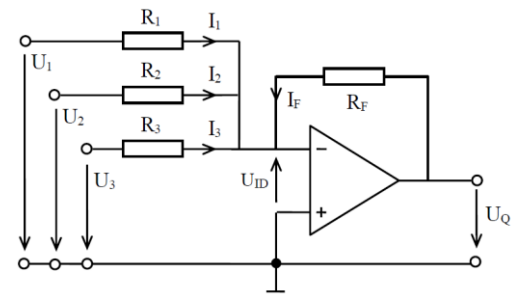


Addition (mit Inversion):

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

Wenn $R_1 = R_2 = R_3 = R_I$ Ausgangsspannung: $U_Q \approx -(U_1 + U_2 + U_3) \cdot \frac{R_F}{R_I}$

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

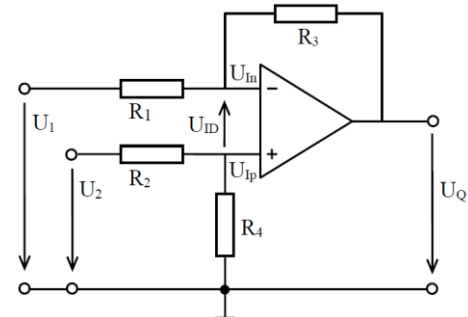
**Subtraktion (Differenzverstärker):**

Ausgangsspannung: $U_Q \approx (U_2 \cdot \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_1} - U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1})$

Für eine gute Gleichtaktunterdrückung: (präzise Widerstände, besser ein IC „INA“)

$R_1 = R_2 = R_I$ und $R_3 = R_4 = R_F$

Ausgangsspannung: $U_Q \approx (U_2 - U_1) \cdot \frac{R_F}{R_I}$ Verstärkung: $V = (U_2 - U_1) \cdot (\frac{R_3}{R_1})$

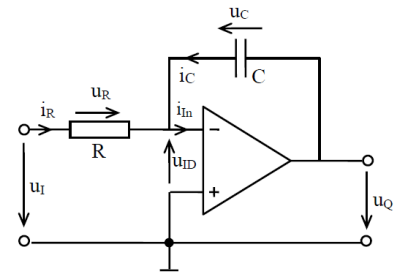
**Integration:**

Ausgangsspannung: $u_Q \approx -\frac{1}{R \cdot C} \int u_I \cdot dt$ $U_Q = -\frac{U_I}{R \cdot C} \cdot \Delta t \rightarrow \Delta t = \frac{\Delta U_Q \cdot R \cdot C}{-U_I}$

Sonderfall Sinus:

Ausgangsspannung: $u_Q \approx \frac{\hat{u}_I}{R \cdot \omega C} \cdot \cos(\omega t)$ Verstärkung: $|V_{UF}| = \frac{\hat{u}_Q}{\hat{u}_I} \approx \frac{1}{\omega C \cdot R} = f(\omega)$

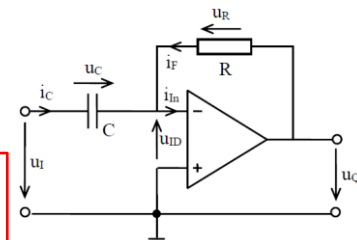
$T = 2 \cdot \Delta t$

**Differentiation:**

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

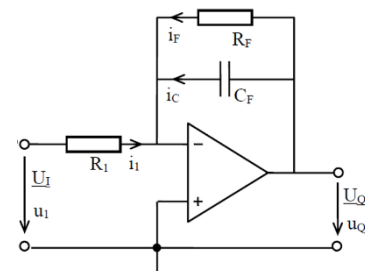
Sonderfall Sinus:

Ausgangsspannung: $u_Q = -\omega \cdot C \cdot R \cdot \hat{u}_I \cdot \cos(\omega t)$ Verstärkung: $|V_{UF}| = \frac{\hat{u}_Q}{\hat{u}_I} \approx \omega \cdot C \cdot R = f(\omega)$

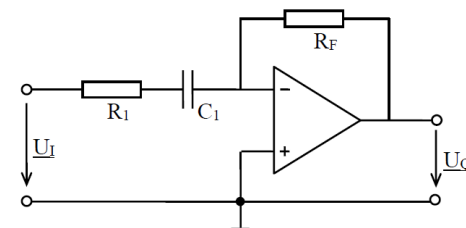
**Tiefpass oder Verzögerungsglied 1. Ordnung:** niedrige Frequenzen werden besser verstärkt

Ausgangsspannung: $U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$ mit $\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$ $\omega_g = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$ $\rightarrow [in \frac{1}{s}]$

Verstärkung WS: $|V_{UF}(\omega)| = \frac{U_Q}{U_I} \approx \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$ Verstärkung GS: $|V_{UF}(0)| \approx \frac{R_F}{R_1}$

**Hochpass:** hohe Frequenzen werden besser Verstärkt

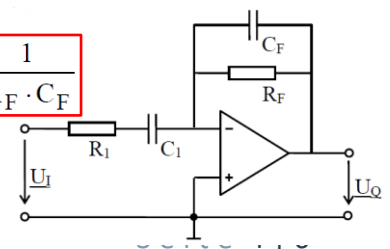
Ausgangsspannung: $U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\Omega)^2}}$ mit $\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$ $\omega_g = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$

**Bandpass:** nur ein bestimmter Bereich von Frequenzen wird besser verstärkt

Ausgangsspannung: $U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{[1 + (\frac{\omega}{\omega_o})^2] \cdot [1 + (\frac{\omega_o}{\omega})^2]}} \right\}$ mit $\omega_u = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$ $\omega_o = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$

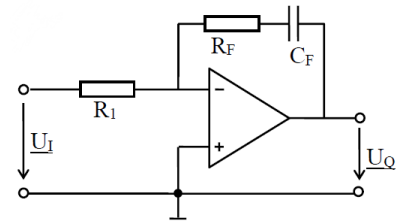
Verstärkung:

$V_{UF}(\omega) = \frac{U_Q}{U_I} \approx \frac{R_F}{R_1} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{[1 + (\frac{\omega}{\omega_o})^2] \cdot [1 + (\frac{\omega_o}{\omega})^2]}} \right\}$ und $V_{UFmax} \approx \frac{R_F}{R_1}$



PI-Regler (Proportional-Integral-Regler):

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

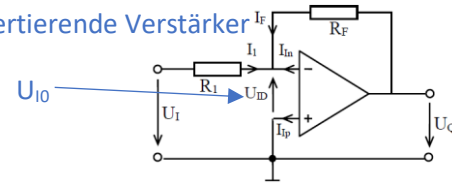


Fehler durch Eingangs-Offset-Spannung U_{I0} : Formel gilt für invertierend und nicht invertierende Verstärker

Fehleranteil der Ausgangsspannung: $U_{QF} = -U_{I0} \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1})$

Folge: $U_{ID} = U_{I0} \neq 0,000V$ Diese wird dann verstärkt und verfälscht den Ausgang

Kompensation: OPV mit Kompensationsanschlüssen für Poti, Spannungen am Eingang addieren zur Ausgleichung



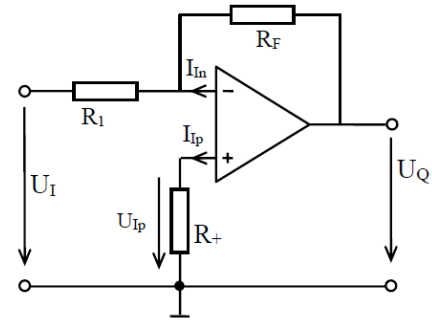
Fehler durch Eingangsströme (Bias-Ströme):

Fehleranteil der Ausgangsspannung: $U_{QF} = -I_{In} \cdot R_F$

Kompensation: Mit R_+ : $R_+ = \frac{R_1 \cdot R_F}{R_1 + R_F}$

Gleiche Eingangsströme verursachen dann keinen Fehler ($U_{QF} = 0V$)

Kompensation ist nur bei gleich große Eingangsströme praktikabel !!!



Fehler durch Ungleich der Eingangsströme (Eingangs-Offsetstrom): $I_{Ip} - I_{In} = I_{I0} \neq 0$ (I_{I0} = Eingangs-Offsetstrom)

Fehleranteil der Ausgangsspannung: $U_{QF} = I_{I0} \cdot R_F$

Kompensation: Vermeidung stark unterschiedlicher Betriebstemperaturen und durch Einsatz von Verstärkern mit geringen Offsetströmen möglich

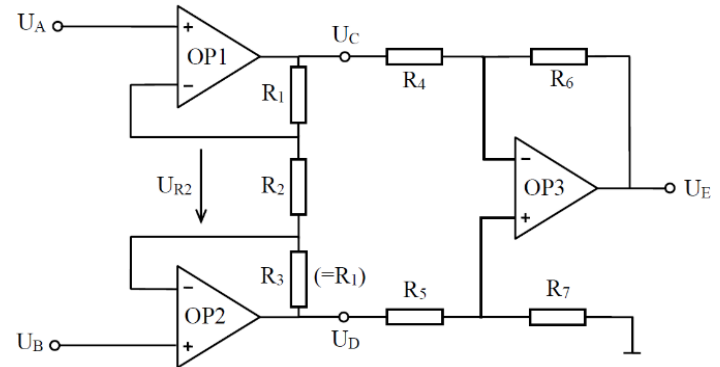
Instrumentenverstärker:

Spannung am mittleren Widerstand: $U_{R2} = U_A - U_B$

$$V = G = 1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}$$

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

Hoher Eingangswiderstand, niedriger Ausgangswiderstand, und Verstärkung an einem einzigen R_2 einstellbar (Vorteile)

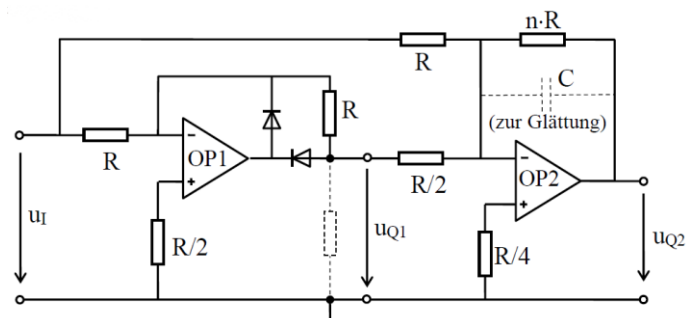


Präzisionsgleichrichter:

$$\begin{aligned} u_I \geq 0 &\Rightarrow u_{Q1} = -u_I \\ u_I \leq 0 &\Rightarrow u_{Q1} = 0 \end{aligned}$$

Ausgangsspannung:

$$u_{Q2} = -n \cdot (u_I + 2 \cdot u_{Q1}) = |n \cdot u_I|$$



Frequenz beim OPV:

Transitfrequenz ist die Frequenz, bei der die Leerlaufverstärkung $V_{U0} = 1$

Es gilt: $V_{U0} \cdot f_{\text{Betrieb}} = \text{konst.} = (\text{Verstärkungs Bandbreiten Produkt})$

$$V_{U0} = \frac{f_T}{f} \text{ mit } f_T = \text{Transitfrequenz und } f = \text{die aktuelle Frequenz}$$

Wichtige Formeln:

$$I \cdot \Delta t = C \cdot \Delta U$$

Verständnisfragen:

Vorteile Feldeffekt-Transistoren gegenüber Bipolar-Transistoren:

Kein 2. Durchbruch wegen Stromeinschnürung; geringe Schaltzeiten -> keine Speicherzeit, da keine Überschussladung, langsame Minoritätsträger-Prozesse entfallen; sehr hoher Eingangswiderstand durch das isolierte Gate

Schleifenverstärkung: Die Schleifenverstärkung V_s eines rückgekoppelten Operationsverstärkers gibt an, mit welchem Verstärkungsfaktor V_s und welcher Phasenlage φ_s ein ohne äußeres Eingangssignal entstehendes Differenzeingangssignal u_{ID} nach Verstärkung durch den Operationsverstärker und Rückkopplung über das Rückkopplungsnetzwerk auf den Differenzeingang zurückwirkt. Die Schleifenverstärkung ergibt sich aus dem Produkt aus der komplexen Leerlaufverstärkung V_{U0} des Operationsverstärkers und dem komplexen Rückkopplungsfaktor K des Rückkopplungsnetzwerks ($V_s = V_{U0} \cdot K$).

Frequenzgang eines OPVs: Operationsverstärker bestehen grundsätzlich aus mehreren Verstärkerstufen. Jede dieser Verstärkerstufen zeigt Tiefpassverhalten. Ein nicht frequenzkompensierter Operationsverstärker zeigt daher neben einer ersten oberen Grenzfrequenz mit anschließendem Verstärkungsabfall um 20 dB/Dekade weitere Eckfrequenzen mit darauffolgendem Verstärkungsabfall um 40 bzw. 60 dB/Dekade. Da jeder Tiefpass oberhalb seiner Grenzfrequenz zu einer Phasendrehung um -90° führt, treten beim Operationsverstärker mit steigender Frequenz nacheinander Phasendrehungen um -90° , -180° und -270° auf. Treten Phasendrehungen von -180° oder mehr bereits unterhalb der Transitfrequenz des Verstärkers ($V_{U0}(f_T) = 1$) auf, so treten bei Gegenkopplung (gleichbedeutend mit einer weiteren Phasendrehung um -180°) Phasendrehungen um -360° und mehr auf. Damit wird aus einer Gegenkopplung eine Mitkopplung und der Verstärker zeigt selbst-erregte, unkontrollierte Schwingungen.

Frequenzgangkorrektur: Durch geeignete Beschaltungen wird der Frequenzgang von Operationsverstärker oder Rückkopplungsnetzwerk so korrigiert, dass die zweite Eckfrequenz erst oberhalb der Transitfrequenz auftritt. Damit treten zu Mitkopplungseffekten führende Phasendrehungen erst oberhalb der Transitfrequenz auf und führen nicht zum selbst erregten Schwingen.

Phasenreserve: Die Phasenreserve ist der Abstand der Phasendrehung des gegengekoppelten Verstärkers von dem Wert -360° bei der Transitfrequenz der Gesamtschaltung. Die Phasenreserve sollte mindestens 45° betragen.