## 0. Allgemeines

$\beta = g_m \cdot r_{be}$

grundsätzlich: $g_m \gg g_{be} \gg g_{ce}$

$F = \frac{As}{V} = \frac{s}{\Omega}$, $H = \frac{Vs}{A} = \Omega s$

| | Eingangsimpedanz | Ausgangsimpedanz |
|---|---|---|
| Emitterschaltung ohne CE: | sehr hoch | hoch |
| Emitterschaltung mit CE: | hoch | hoch |
| Kollektorschaltung: | hoch | niedrig |
| OPV | hoch | niedrig |

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

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

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

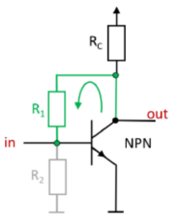
$i = \frac{1}{L} \cdot \int u\, dt$

## 1. Emitterschaltung

bei einer T-Erhöhung von 1°C erhöht sich $I_C$ oder $I_B$ um 6,5% → Verdoppelung bei $\Delta T = 16°C$

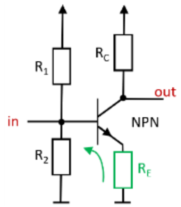
→ Ziel: Spannung $U_{BE}$ verkleinern wenn T steigt, damit $I_C$ stabil bleibt

Mgl. 1: Spannungsgegenkopplung




$U_{BE}$ sinkt bei steigendem $I_C$, da Teil der Ausgangsspannung über $R_1$ rückgekoppelt wird

Mgl. 2: Stromgegenkopplung

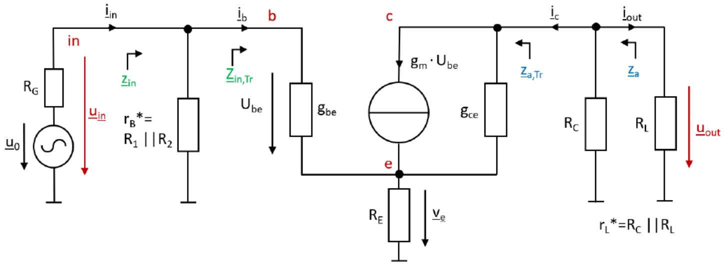



T-Abhängigkeit: $\frac{\Delta I_C}{\Delta T \cdot I_C} \approx \frac{6{,}5\%}{°C} \cdot \frac{1}{1+g_m \cdot R_E}$

→ wenn $R_E$ steigt, sinkt T-Abhängigkeit

Reihenfolge Synthese:

0. Transistor-Daten sind bekannt
1. $I_C$ festlegen
2. DC-Analyse (Ziel: hohes $z_{in}$):
   a. $R_E > \frac{10}{g_m}$
   b. $R_2 \leq \frac{U_B}{10 \cdot I_B}$ und $R_1 \leq \frac{Vcc - U_B}{11 \cdot I_B}$
   c. $R_C = -\frac{a_{V0}}{g_m}$
3. untere Grenzfrequenz wissen + dominanten C bestimmen
   a. $C_{k1} > \frac{1}{2\pi \cdot f_{3dB,u} \cdot (R_G + r_{in})}$
   b. $C_{k2} > \frac{1}{2\pi \cdot 0{,}1 \cdot f_{3dB,u} \cdot (R_L + r_a)}$
   c. $C_E > \frac{g_m}{2\pi \cdot 0{,}1 \cdot f_{3dB,u}}$




$r_L^* = R_C || R_L || r_{ce}$

1. DC-Analyse: $U_B = V_{DC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, $U_{RE} = U_B - 0{,}7\,V$, $I_C \approx I_E = \frac{U_{RE}}{R_E}$, $I_B = \frac{I_C}{\beta}$

2. AC-Kleinsignalparameter: $g_m = \frac{I_C}{U_T}$, $g_{be} = \frac{I_B}{U_T} = \frac{1}{r_{be}}$, $g_{ce} = \frac{I_C}{VAF} = \frac{1}{r_{ce}}$

$C_{k1} > \frac{1}{2\pi \cdot f_{3dB,C_{k1}} \cdot (R_G + r_{in})}$ $C_{k2} > \frac{1}{2\pi \cdot f_{3dB,C_{k2}} \cdot (R_L + r_a)}$

→ Entweder Eingangs- od. Ausgangshochpass dominant, Verschiebung untere Grenzfrequ. um Faktor 10 nach links

(wenn $f_{3dB,C_{k1}} = f_{3dB,C_{k2}}$ → HP 2. Ord. → $f_{3dB,C_{k1}} = f_{3dB,C_{k2}} \approx 0{,}64 \cdot f_{3dB}$)

### ohne $C_E$

$z_{in,Tr} = r_{be} + (\beta + 1) \cdot R_E$ (ohne $g_{ce}$ !)

$z_{in} = z_{in,Tr} || r_B^*$

$z_{a,Tr} = r_{ce} \cdot \left[1 + (R_E || (r_{be} + r_G^*)) \cdot \left(g_{ce} + \frac{g_m \cdot r_{be}}{r_{be} + r_G^*}\right)\right]$

→ da $g_{ce} \ll \frac{g_m \cdot r_{be}}{r_{be} + r_G^*}$ bzw. $\beta \cdot r_{ce} \gg r_{be} + r_G^*$:

$z_{a,Tr} \approx r_{ce} \cdot \left[1 + (R_E || (r_{be} + r_G^*)) \cdot \left(\frac{\beta}{r_{be} + r_G^*}\right)\right]$

→ da $R_E \ll (r_{be} + r_G^*)$:

$z_{a,Tr} \approx r_{ce} \cdot \left[1 + R_E \cdot g_m \cdot \frac{r_{be}}{r_{be} + r_G^*}\right]$

→ da $r_G^* \ll r_{be}$:

$z_{a,Tr} \approx r_{ce} \cdot (1 + R_E \cdot g_m)$

$z_a = z_{a,Tr} || R_C \approx R_C$

$$a_V = -\frac{\frac{g_m}{g_m + g_{ce}} \cdot \left(\frac{1}{R_E} + g_m + g_{be} + g_{ce}\right) - (g_m + g_{be})}{\frac{g_{ce} + \frac{1}{r_L^*}}{g_m + g_{ce}} \cdot \left(\frac{1}{R_E} + g_m + g_{be} + g_{ce}\right) - g_{ce}}$$

→ da $g_m \gg g_{be} \gg g_{ce}$: $a_V \approx -\frac{\frac{1}{R_E}}{\frac{g_{ce} + \frac{1}{r_L^*}}{g_m} \cdot \frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_L^*}}$

→ da $\frac{1}{r_L^*} \gg g_{ce}$: $a_V \approx \frac{-g_m \cdot r_L^*}{1 + g_m \cdot R_E}$

→ da $g_m \cdot R_E \gg 1$: $a_V \approx -\frac{r_L^*}{R_E}$

$f_{3dB,Ck1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{k1} \cdot (R_G + r_{in})}$

$f_{3dB,Ck2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{k2} \cdot (R_L + r_a)}$

### mit $C_E$ ($z_{in}$ wird kleiner)

$z_{in,Tr} = r_{be}$

$z_{in} = z_{in,Tr} || r_B^*$

$z_{a,Tr} = r_{ce}$

$z_a = z_{a,Tr} || R_C \approx R_C$

$a_V = -g_m \cdot (r_L^* || r_{ce})$

→ da $r_L^* \ll r_{ce}$: $a_V \approx -g_m \cdot r_L^*$

(Großsignal: $\underline{a}_V = \frac{-g_m \cdot r_L^*}{1 + g_m \cdot (R_E || \frac{1}{j\omega \cdot C_E})}$,

steigende Frequ.: $\underline{a}_V = \frac{-g_m \cdot r_L^*}{1 + g_m \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_E}}$ )

$f_{3dB,Ck1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{k1} \cdot (R_G + r_{in})}$

$f_{3dB,Ck2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{k2} \cdot (R_L + r_a)}$

$f_{3dB,C_E} \approx \frac{g_m}{2\pi \cdot C_E}$

→ höchster Wert ist untere Grenzfrequenz der Schaltung

Amplitudengang zeichnen:

1. Gerade im Bandpass einzeichnen
2. fallende Gerade 1. Ordnung zw. beiden Grenzfrequ.
3. fallende Gerade 2. Ordnung

## 3. Kollektorschaltung / Endstufe

A-Betrieb: $U_{out} \approx U_{in} - 0{,}7\,V$

$r_L^* = R_E || R_L || r_{ce}$

$z_{in,Tr} = r_{be} + (\beta + 1) \cdot r_L^*$

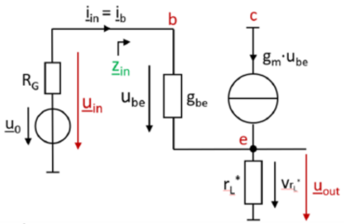
$z_{in} = z_{in,Tr} || R_1 || R_2$

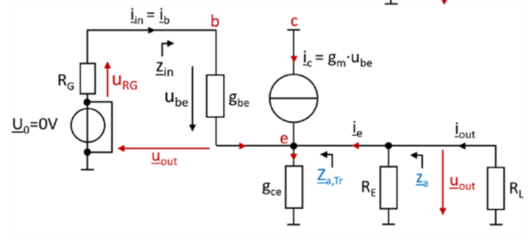
$a_v = \frac{(g_{be} + g_m) \cdot r_L^*}{1 + (g_{be} + g_m) \cdot r_L^*} \approx \frac{g_m \cdot r_L^*}{1 + g_m \cdot r_L^*} \approx 1$

$z_{a,Tr} = \frac{r_{be} + r_G^*}{\beta + 1} \approx \frac{r_{be} + R_G}{\beta} = \frac{1}{g_m} + \frac{R_G}{\beta}$

→ evtl. $r_G^*$ inkl. $R_1$ u. $R_2$ berücksichtigen

$z_a = z_{a,Tr} || R_E \approx z_{a,Tr}$

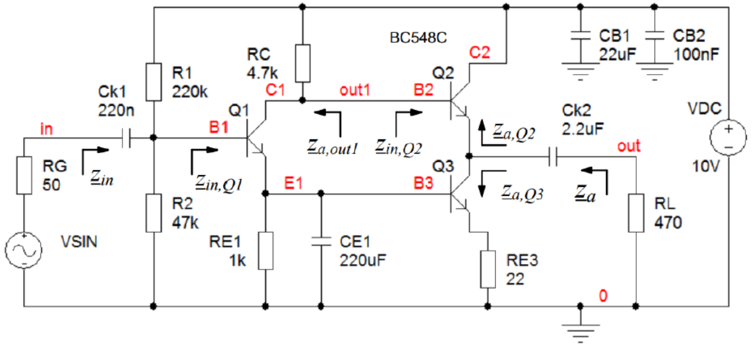


**Aussteuerbarkeit**
nach oben bis: $Vcc - 0{,}7\ V$ (da $U_{CE} \geq 0{,}7\ V$ sein muss)
nach unten bis: $I_C \cdot (R_E || R_L)$
→ Betragsmäßig kleinster Wert zählt → **Problem**: untere Grenze von $U_{RE}$ abhängig
→ Option 1: $I_C$ erhöhen → Problem: höhere Verluste an $R_E$
→ Option 2: $R_E$ durch hochohmige Stromquelle ersetzen → Emitterschaltung od. Stromspiegel

**Emitterschaltung + Kollektorschaltung** *(nötig wenn Last kleiner als $z_{a1}$)*

für hohe Spannungsverstärkung (auf Seiten Emittersch.) muss $z_{in2} \gg z_{a1}$




Stromeinstellung über $R_{E3} = \frac{U_{RE3}}{I_{C2}} = \frac{V_{B3} - 0{,}7V}{I_{C2}} = \frac{V_{B1} - 0{,}7V - 0{,}7V}{I_{C2}}$

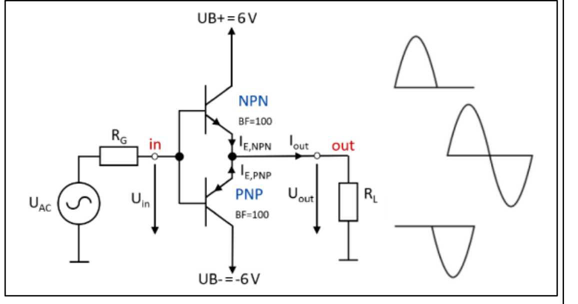
**Wirkungsgrad**
Leistungsbilanz: $P_{out} + P_V = P_{UB} + P_{in}$ Wirkungsgrad: $\eta = \frac{P_{out}}{P_{UB} + P_{in}} \approx \frac{P_{out}}{P_{UB}}$
Leistung am Verbraucher: $P_{out} = \frac{\hat{U}_{out}^2}{2 \cdot R_L}$ Leistung der Stromquelle: $P_I = UB \cdot I$
Leistung Spannungsquellen: $P_{UB+} = UB \cdot I$ $P_{UB-} = UB \cdot I$
Verlustleistung Transistor: $P_V = P_{UB+} + P_{UB-} + P_{in} - P_I - P_{out}$
→ bei Vernachlässigung $P_{in}$ ergibt sich: $P_V = UB \cdot I - \frac{\hat{U}_{out}^2}{2 \cdot R_L}$
→ $P_V$ wird maximal bei $U_{out} = 0$ → $P_{V,max} = UB \cdot I$ → $\eta = \frac{P_{out}}{P_{UB+} + P_{UB-}} = \frac{\hat{U}_{out}^2}{4 \cdot R_L \cdot UB \cdot I}$
→ Stromquelle max. aussteuerbar bis $I = \frac{UB}{R_L}$ → $\eta = \frac{\hat{U}_{out}^2}{4 \cdot UB^2}$
**→ sehr niedrig!!** (typ. bei Klasse-A-Verstärkern max. 25%) → Lösung: Gegentakt-Endstufe

CCM (Continuous Conduction Mode): $I_L(t)$ stets $> 0A$ → $I_{L,mittel} > \frac{\Delta I_{L,pp}}{2}$
DCM (lückender Betrieb): $I_L(t)$ wird während $T_{off}$ Null → $I_{L,mittel} < \frac{\Delta I_{L,pp}}{2}$

**Synchron DC-DC-Wandler:** Diode durch MOSFET ersetzen → $P_V$ geringer u. damit $\eta$ besser
**Effizienzbetrachtung**
- je höher $f_{CLK}$, desto kleiner $L$ und $C_{out}$ möglich (Platzbedarf)
- je höher $f_{CLK}$, desto kleiner Welligkeiten (wenn $L$ und $C_{out}$ unverändert)
- je höher $f_{CLK}$, desto größer Verluste (MOSFETs, Diode, $ESR_L$, $ESR_C$) → $\eta$ sinkt
- für hohen $\eta$: kleiner $R_{DS,on}$, kleiner $ESR_L$, schnelles Durchschalten MOSFET

**Gegentakt-Endstufe** (Klasse-B-Verstärker) $a_V \approx 1$ **AC-Analyse nicht geeignet!**
$u_{out} \approx u_{in} \pm 0{,}7V$ (außer wenn $-0{,}7\ V < u_{in} < +0{,}7V$ → Übernahmeverzerrung)
Voraussetzung: $|UB_{+/-}| \gg U_{BE}(\approx 0{,}7\ V) > U_{CE,sat}(typ. \approx 0{,}1\ V)$
Aussteuerbarkeit: $\hat{u}_{out,max} = |UB \pm| - |U_{CE,sat}| \approx |UB \pm|$
Großsignal-Eingangswiderstand: $R_{in} \approx R_L \cdot B$ (je für npn u. pnp; bei Übernahme: $R_{in} \to \infty$)
Großsignal-Ausgangswiderstand: $R_{out} \approx \frac{R_G}{B}$ (je für npn u. pnp; bei Übernahme: $R_{in} \to \infty$)
Leistungsberechnung: nur wenn $U_{in} \gg 0{,}7\ V$ kann Übernahmebereich vernachlässigt werden!

$P_{out} = \frac{\hat{U}_{out}^2}{2 \cdot R_L}$
$P_{in} \approx \frac{P_{out}}{B}$ (Transistor-Verstärkungen müssen gleich sein!)
$P_{UB+} = \frac{UB \cdot \hat{U}_{out}}{\pi \cdot R_L}$ → $P_{UB\pm} = \frac{2 \cdot UB \cdot \hat{U}_{out}}{\pi \cdot R_L}$
$P_{V,npn} = P_{V,pnp} \approx 0{,}5 \cdot (P_{UB\pm} - P_{out})$
$= \frac{UB \cdot \hat{U}_{out}}{\pi \cdot R_L} - \frac{\hat{U}_{out}^2}{4 \cdot R_L}$ → maximal bei $U_{out} = \frac{2 \cdot UB}{\pi}$
→ $P_{V,npn,max} = \frac{UB^2}{\pi^2 \cdot R_L}$
→ $\eta = \frac{P_{out}}{P_{UB+} + P_{UB-}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\hat{U}_{out}}{UB}$ (maximaler Wirkungsgrad $= \frac{\pi}{4} = 78\%$)

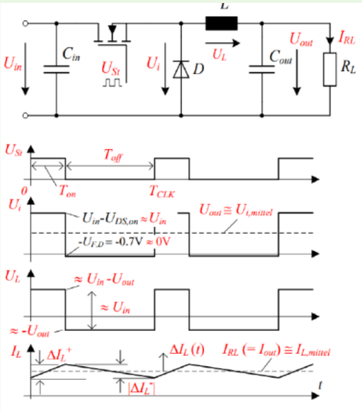



mögliche Lösung, um Übernahmeverzerrung zu vermeiden: Klasse AB → $V_{bias}$ für $U_{BE} = 0{,}7\ V$)

## 7. DC-DC-Wandler

**Linear geregelte DC-DC-Wandler**
Vorteil: keine Oberwellen im stationären Betr., kaum Störung auf $U_{out}$, einfache Implement.
Nachteil: Differenzspannung als Verlust, nur für kleine Leistungen, schlechter Wirkungsgrad
**Getaktete DC-DC-Wandler:** zB OPV als Integrierer mit $R_p$ und Puls als $u_{in}$
**Getaktete DC-DC-Wandler (Step-Down)**
$D = \frac{T_{on}}{T_{CLK}} = \frac{U_{out}}{U_{in}}$ (nur gültig im **nicht-lückenden** Betrieb, da $U_{DS,on}$ u. $U_{F,D}$ vernachlässigbar!)
$I_{L,mittel} = I_{out} = I_{RL} = \frac{U_{out}}{RL}$

$\Delta I_{L,pp} (\leq 2 \cdot I_{L,mittel}!)$
$= \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \cdot T_{on}$
(je größer $L$ bzw. $f_{CLK}$, desto geringer Welligkeit)
→ $L \geq \frac{U_{in} - U_{out}}{\Delta I_{L,pp}} \cdot T_{on}$
(typ. $\Delta I_{L,pp} = (0{,}5..2) \cdot I_{out}$
(> 0,5 damit L nicht zu groß))



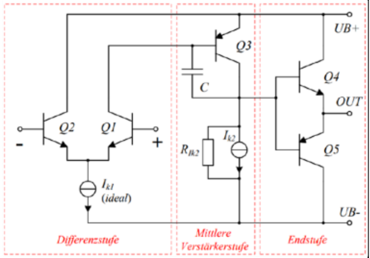

- Transistor und Diode werden als ideal angenommen. Für den Spulenstrom gilt allgemein: $dI_L/dt = U_L/L$
- **Transistor ein:** $U_i \cong U_{in}$: $U_{out}$ kann aufgrund des Kondensators $C_{out}$ näherungsweise als konstant angenommen werden → Spannung über der Induktivität $U_L \cong U_{in} - U_{out}$ ist konstant; mit $dt = \Delta t = t_{on}\ und\ dI_L = \Delta I_L^+$ folgt: $\Delta I_L^+ \cong (U_{in} - U_{out})/L \cdot T_{on}$
- **Transistor aus:** $U_i \cong -0{,}7V \approx 0V$: $I_L$ fließt über die Freilaufdiode $U_L \cong -U_{out}$ ist konstant. mit $dt = \Delta t = t_{off}\ und\ dI_L = \Delta I_L^-$ folgt: $\Delta I_L^- \cong -U_{out}/L \cdot T_{off}$

$\Delta U_{out,pp} = \frac{\Delta I_{L,pp}}{C_{out} \cdot 8 \cdot f_{CLK}}$
(je größer $f_{CLK}$, desto kleiner muss $C_{out}$ sein)
→ $\Delta Q_{C,out} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{L,pp}}{2} \cdot \frac{T_{CLK}}{2} = \frac{\Delta I_{L,pp}}{8 \cdot f_{CLK}}$ → $C_{out} > \frac{\Delta I_{L,pp}}{\Delta U_{out,pp} \cdot 8 \cdot f_{CLK}}$

## 4. Operationsverstärker

### Grundlagen

Vorteile: hochohmiger Eingang u. niederohmiger Ausgang; als IC; geringer Platzbedarf
Nachteile: Bandbreite begrenzt; hohes Rauschen bei hohen Frequ.; nicht als Schalter geeignet




### Differenzstufe

Voraussetzung:
Q1 u. Q2 sowie RC1 und RC2 ideal identisch
Differential Mode: $U_{ID} = U_{in1} - U_{in2}$
Differenzverstärkung: $a_{VD} = \frac{u_{out1} - u_{out2}}{u_{in1} - u_{in2}} = -g_m \cdot R_C$ (Herleitung über Knoten C1 u. C2)
Eingangswiderstand: $z_{in,D} = 2 \cdot r_{be}$ (da $r_i \rightarrow \infty$ fließt dort kein Strom)

Common Mode: $U_{CM} = \frac{U_{in1} + U_{in2}}{2}$
Gleichtaktverstärkung: $a_{VC} = -\frac{g_m \cdot R_{C1}}{1 + g_m \cdot 2 \cdot r_i}$ (da $r_i \rightarrow \infty \rightarrow a_{VC} \rightarrow 0$)
Eingangswiderstand: $z_{in,C} = r_{be} + (\beta + 1) \cdot 2 \cdot r_i$
Qualität der Gleichtaktsignalunterdrückung: $CMRR[dB] = 20 \cdot \log\left(\frac{A_{VD}}{A_{VC}}\right)$

### Mittlere Verstärkerstufe

kleiner Signal-Strom Eingangsstufe $\Delta I_{C1}$ in hohe Ausgangsspannung umgesetzt: $\Delta U_2 = a_{V2} \cdot \Delta I_{C1}$
C für interne Frequenzgang-Kompensation (damit g irgendwann < 1 wird), v.a. Einstellung dominanter $f_{3dB}$ der U-Verstärkung → garantiert Stabilität bei externer Gegenkopplung

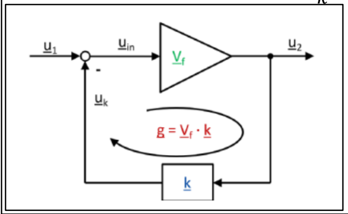
### Endstufe

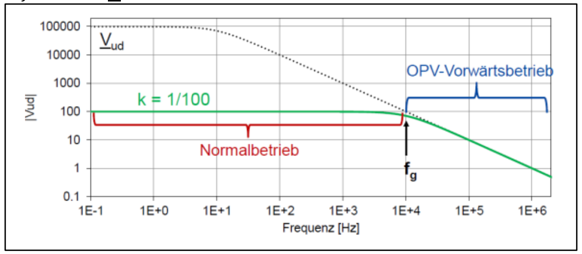
meist Gegentakt-Endstufe; $a_V \approx 1$; sehr kleiner Ausgangswiderstand

### Gegenkopplung

im Linear-Bereich: $U_{out} = V_{ud} \cdot U_{ID}$ (da $V_{ud}$ sehr hoch, nur mit Gegenkopplung realisierbar)
OPVs zeigen meistens PT1-Verhalten mit sehr kleiner Eckfrequenz $f_1$
$\underline{V}_{ud}(f) = \frac{V_{ud}}{1 + \frac{j \cdot f}{f_1}}$ Transitfrequenz $f_T$ = Frequenz, bei der Verstärkung auf 1 abgefallen ist

nur allgemein und für nicht-invertierend gültig:
Übertragungsfunktion:
$$H(j\omega) = \frac{\underline{u}_2}{\underline{u}_1} = \frac{\underline{u}_{in} \cdot \underline{V}_f}{\underline{u}_{in} + \underline{u}_{in} \cdot \underline{V}_f \cdot \underline{k}} = \frac{\underline{V}_f}{1 + \underline{V}_f \cdot \underline{k}} = \frac{\underline{V}_f}{1 + \underline{g}} \quad (\text{mit } V_f = V_{ud})$$
→ wenn $\underline{V}_f \gg 1$: $H(j\omega) \approx \frac{1}{k}$



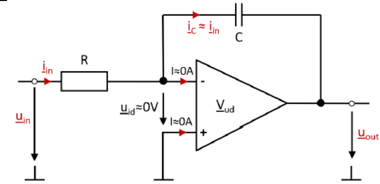

Grenzfall: $g = k \cdot V_{ud} = 1$ → definiert Betriebsgrenzfrequenz $f_g$ (je nach $k$ unterschiedl)
→ $GBW = V_{ud} \cdot f_1 = \frac{1}{k} \cdot f_g = f_T$ **(nur bei $k = 1$ → $f_g = f_T$)** → $f_g = |\underline{k}(f_g)| \cdot GBW$
allgemein: $\underline{k} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$ ($\underline{Z}_2$ ist Impedanz im Rückkopplungspfad!)

| | nicht-invertierend | invertierend |
|---|---|---|
| $\underline{a}_v = H(j\omega)$ | $\underline{a}_v^+ = +\frac{\underline{V}_{ud}}{1 + \underline{k} \cdot \underline{V}_{ud}}$ | $\underline{a}_v^- = -\frac{\underline{V}_{ud} \cdot (1 - \underline{k})}{1 + \underline{k} \cdot \underline{V}_{ud}}$ |
| Normalbetr. ($f < f_g$): $\lvert\underline{g}\rvert = \lvert\underline{k} \cdot \underline{V}_{ud}\rvert \gg 1$ | $\underline{a}_v^+ = \frac{1}{\underline{k}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}$ | $\underline{a}_v^- = \frac{-(1 - \underline{k})}{\underline{k}} = -\frac{Z_2}{Z_1}$ |
| Vorwärtsbetr. ($f > f_g$): $\lvert\underline{g}\rvert = \lvert\underline{k} \cdot \underline{V}_{ud}\rvert \ll 1$ | $\underline{a}_v^+ = \underline{V}_{ud}$ | $\underline{a}_v^- = -\underline{V}_{ud} \cdot (1 - \underline{k})$ |
| $\underline{z}_{in}$ | $= \underline{z}_{id} \cdot (1 + \underline{k} \cdot \underline{V}_{ud}) \rightarrow \infty$ | $= \underline{Z}_1$ |
| $\underline{z}_a$ | $= (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \vert\vert \frac{\underline{z}_{a,OPV}}{1 + \underline{k} \cdot \underline{V}_{ud}}$ | $= (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \vert\vert \frac{\underline{z}_{a,OPV}}{1 + \underline{k} \cdot \underline{V}_{ud}}$ |

Stabilität: offene Schleifenverstärk. $g$ betrachten → bei Phasendrehung > 180° → Mitkopplung
Stabilitätsuntersuchung: Durchtrittsfrequenz $f_D$ (wo $g = 1$) ermitteln, dort muss $\varphi > -180°$
robust stabil = $\varphi_R > 45°$ schneller OPV kann schlecht sein da Gefahr Instabilität durch Phasendrehung

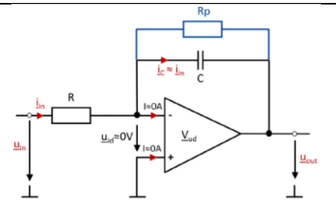
### Integrierer

Frequenzbereich: $\underline{a}_v = -\frac{1}{j\omega RC}$
Zeitbereich:
$$u_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t u_{in}(t)\,dt + u_{out}(t = 0)$$




### Integrierer mit Parallelwiderstand

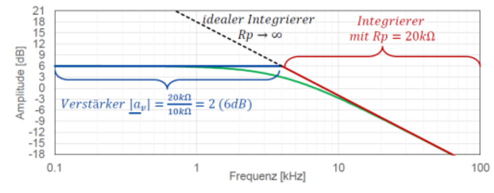
→ anpassen der Integrationszeit, sodass OPV nicht so schnell in Begrenzung geht
→ bei kleinen Frequenzen: invert. Verstärk.




$\underline{a}_v = -\frac{\frac{R_P}{R}}{1 + j\omega R_P C}$ Duty-Cycle: $D = \frac{U_{out,DC}}{a_V \cdot \hat{u}_{in}}$
Schaltfrequenz muss größer als $f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_P C}$
Ausgangsrippel $\Delta U_{out}$ über Integral u. Flächeninhalt berechenbar

für hohe Frequenzen: $k = 1$

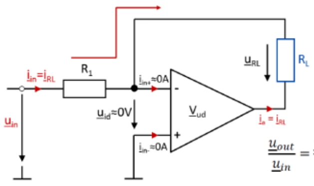
Beispiel: R = 10 kΩ, Rp = 20 kΩ, C = 1 nF:




→ Tiefpass mit Grenzfrequenz $f_{3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_P \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20k\Omega \cdot 1nF} = 7{,}96kHz$

### U-I-Wandler (invertierend)

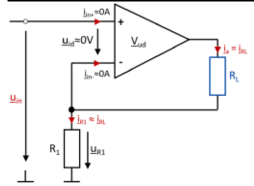
Nachteil: Quelle wird mit Laststrom belastet




$\underline{i}_{RL} = -\frac{\underline{u}_{in}}{R_1}$

$\frac{\underline{u}_{out}}{\underline{u}_{in}} = \frac{\underline{u}_{RL}}{\underline{u}_{in}} = -\frac{R_L}{R_1} \rightarrow \frac{\underline{u}_{RL}}{\frac{R_L}{\underline{i}_{RL}}} = -\frac{\underline{u}_{in}}{R_1}$

### U-I-Wandler (nicht-invertierend)

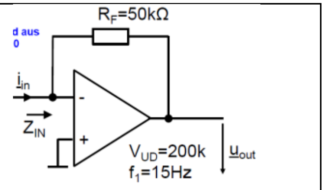



$\underline{u}_{in} = \underline{u}_{R1} = \underline{i}_a \cdot R_1 \rightarrow \underline{i}_a = \frac{\underline{u}_{in}}{R_1}$

## I-U-Wandler (Transimpedanzwandler)

Transimpedanz $\underline{r}_m = \frac{\underline{u}_{out}}{\underline{i}_{in}} = \frac{\underline{u}_{out}}{\frac{-\underline{u}_{id}-\underline{u}_{out}}{R_F}} = -\frac{R_F}{1+\frac{1}{\underline{V}_{ud}}}$

$\underline{Z}_{in} = \frac{\underline{u}_{in}}{\underline{i}_{in}} = \frac{-\underline{u}_{id}}{\frac{-\underline{u}_{id}-\underline{u}_{out}}{R_F}} = \frac{R_F}{1+\underline{V}_{ud}} = \frac{R_F}{1+\frac{V_{ud}}{1+\frac{j\cdot f}{f_1}}} \approx j \cdot \frac{R_F \cdot f}{V_{ud} \cdot f_1} = j \cdot \frac{R_F \cdot f}{GBW}$




Vorteile:
- kleiner Eingangswiderstand → große Bandbreite
- Fotostrom fließt durch $R_F$ → hohe Empfindlichkeit

**OPV: Schaltungssynthese**

1. Wenn $a_V$ gegeben, $Z_1$ u. $Z_2$ bestimmen (zw. $1k\Omega$ u. $100k\Omega$, um Ruheströme zu minimieren)
2. Eingangsimpedanz prüfen (invertierende Schaltung für hohes $Z_{in}$ nicht so gut)
3. Bandbreite prüfen (invertierend < nicht-invert., da $u_{in}$ durch Spannungsteiler minimiert)
4. Offset-Fehler prüfen = Ruhestromkompensation = gleiches $\varphi$ an beiden Eingängen:
   $R_3 = R_1 || R_2$ → sollte möglichst gering sein!

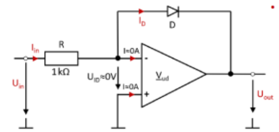
**Nicht-lineare OPV-Schaltungen (keine AC-Analyse, da nur Großsignalverhalten relevant)**

→ nicht mehr durch lineare ÜFK beschreibbar

→ Variante 1: OPV in linearem Bereich (Gegenkopplung, Prinzip d. virtuellen Masse), Rückkopplung nicht linear (zB Diode)

→ Variante 2: OPV nicht mehr linear, sondern in Begrenzung (Komparator, Schmitt-Trigger)

### Logarithmierer

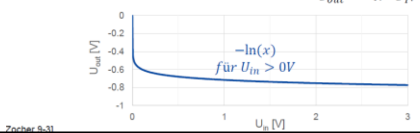



- Strom in den OPV ≈ 0 → identischer Strom durch Widerstand R und Diode D

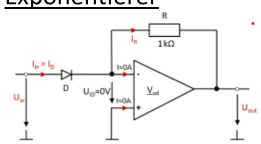
$I_{in} \cong I_D \rightarrow \frac{U_{in}}{R} \cong I_D$

$\frac{U_{in}}{R} \cong I_S \cdot \left(e^{\frac{-U_{out}}{N\cdot U_T}} - 1\right) \approx I_S \cdot e^{\frac{-U_{out}}{N\cdot U_T}}$

$\rightarrow U_{out} = -N \cdot U_{T} \cdot \ln(\frac{U_{in}}{I_S \cdot R})$




### Exponentierer

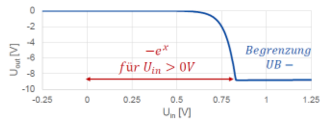



- Für $U_{in} > 0$ V gilt:

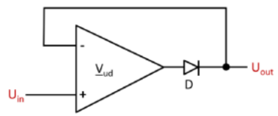
$I_{in} \cong I_D \rightarrow \frac{-U_{out}}{R} \cong I_D$

$\frac{-U_{out}}{R} \cong I_S \cdot \left(e^{\frac{U_{in}}{N\cdot U_T}} - 1\right) \approx I_S \cdot e^{\frac{U_{in}}{N\cdot U_T}}$

$\rightarrow U_{out} = -R \cdot I_S \cdot e^{\frac{U_{in}}{N\cdot U_T}}$




### Aktiver Gleichrichter 1

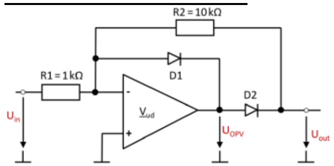



Nachteil:

OPV bei negativer Halbwelle übersteuert

→ wenig Bandbreite/schlechtes Zeitverhalten

### Aktiver Gleichrichter 2




neg. $U_{in}$: invertierender U-U mit $a_V = -\frac{R_2}{R_1}$

pos. $U_{in}$: D2 sperrt → $U_{out} = 0V$

Vorteil: mehr Bandbreite, da n. übersteuert

Nachteil: invertierend; 2 Dioden nötig; $z_{in} = R_1$ geringer

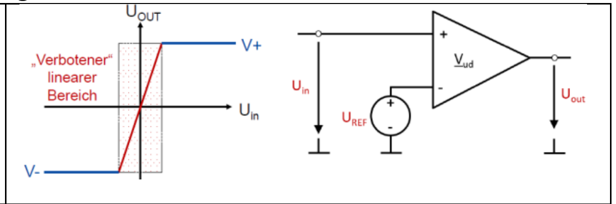
**Fortsetzung: Nicht-lineare OPV-Schaltungen**

### Komparator

Vergleich $U_{in}$ mit $U_{ref}$

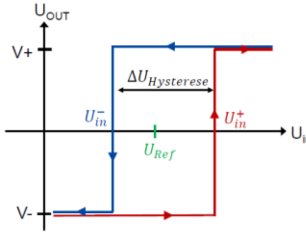
wenn $U_{in} > U_{ref} \rightarrow V+$

Problem: falls $U_{in}$ linearen Bereich langsam durchläuft u. verrauscht ist, unplanmäßiges hin- u. herschalten

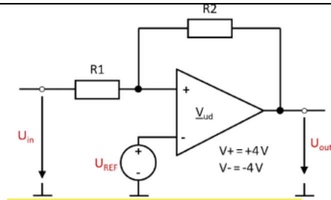



### Schmitt-Trigger

unplanmäßiges hin- u. herschalten wird durch Hysterese vermieden




→ realisiert durch Mitkopplung




$U_{in}^+ = \frac{U_{Ref}\cdot(R_1+R_2)}{R_2} - \frac{V^-\cdot R_1}{R_2}$

$U_{in}^- = \frac{U_{Ref}\cdot(R_1+R_2)}{R_2} - \frac{V^+\cdot R_1}{R_2}$

$\Delta U_{Hysterese} = U_{in}^+ - U_{in}^- = \frac{(V^+ - V^-)\cdot R_1}{R_2}$

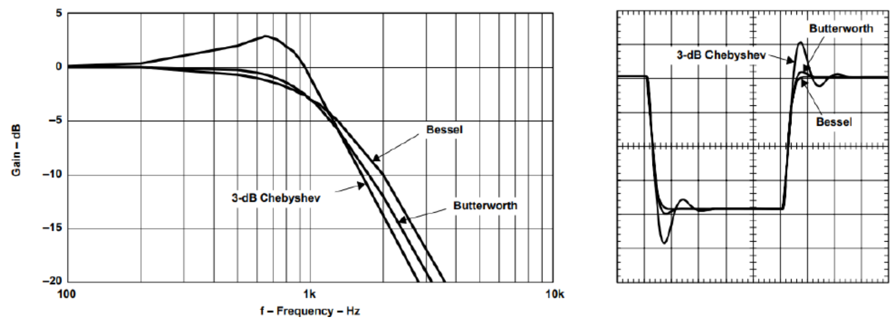
**Achtung! OPV ≠ Komparator:**

Komp. kennt nur high u. low an Ausgang, keine Frequenzkompensation (C in mittlerer Stufe) für hohe Flankensteilheit, daher nicht mit Gegenkopplung betreibbar!

OPVs sind für Gegenkopplung ausgelegt, bei Betrieb ohne Gegenkopplung langsame Schaltzeiten u. erhöhter Stromverbrauch

## 5. Filter

Beispiel Tiefpass 2. Ordnung




DB = Durchlassbereich, SB = Sperrbereich

*Bessel:* flacher Übergang DB zu SB, dafür linearer Phasengang im DB → geringe Phasenverzerrung

*Butterworth:* mäßig steiler Übergang DB zu SB, maximal flacher Amplitudengang im DB, schwach schwingende Sprungantwort (Güte = 0,7)

*Tschebyscheff:* sehr steiler Übergang DB zu SB, dafür stark schwingende Sprungantwort (Resonanzüberhöhung)

**Normalformen** **jeder passive RC-Filter 1. Ord. hat Güte = 0,5, ab 2. Ord. < 0,5**

Tiefpass 1. Ord.: $\underline{H}_{TP1}(\omega/f) = \frac{K_P}{1+j\omega\cdot\tau_1} = \frac{K_P}{1+j\cdot\frac{f}{f_c}}$ (mit $K_p$= Verstärk. bei f = 0Hz, $f_c$ = charakt. Fr.)

TP 2. Ord.: $\underline{H}_{TP2}(\omega/f) = \frac{K_P}{1+j\omega\cdot\tau_1+(j\omega\cdot\tau_2)^2} = \frac{K_P}{1+\frac{1}{Q}\cdot j\cdot\frac{f}{f_c}+\left(j\cdot\frac{f}{f_c}\right)^2}$ (Q beschreibt Reson.überhöh. @ $f_c$)

→ Transformation TP-HP durch Spiegelung Frequenzgang an $f_c$ u. Ersetzen $j\omega$ durch $\frac{1}{j\omega}$ in ÜFK

HP 1. Ord.: $\underline{H}_{HP1}(\omega/f) = \frac{K_P}{1+\frac{1}{j\omega\cdot\tau_1}} = \frac{K_P\cdot j\omega\cdot\tau_1}{1+j\omega\cdot\tau_1} = \frac{K_P}{1+\frac{1}{j\cdot\frac{f}{f_c}}} = \frac{K_P\cdot j\cdot\frac{f}{f_c}}{1+j\cdot\frac{f}{f_c}}$ (mit $K_p$= Verstärk. bei $f \to \infty$)

HP 2. Ord.: $\underline{H}_{HP2}(f) = \frac{K_P}{1+\frac{1}{Q}\cdot\frac{f_c}{j\cdot f}+\left(\frac{f_c}{j\cdot f}\right)^2} = \frac{K_P\cdot\left(j\cdot\frac{f}{f_c}\right)^2}{1+\frac{1}{Q}\cdot j^2\cdot\frac{f}{f_c}+\left(j\cdot\frac{f}{f_c}\right)^2}$ (Q beschreibt Reson.überhöh. @ $f_c$)

<u>für HP/TP 2. Ordnung gilt:</u>

Überhöhung bei Resonanzfrequenz: $\left|\underline{H}_{HP2,TP2}(f_c)\right| = K_P\cdot Q$

Phase bei Resonanzfrequenz: HP2: +90°, TP2: -90°

Zusammenhang $f_{3dB}$ u. $f_c$:

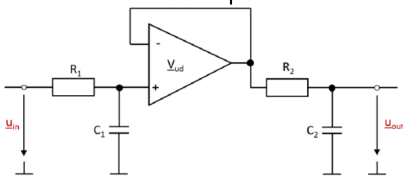
TP2: $\frac{f_{3dB}}{f_c} = \sqrt{\sqrt{1+\left(\frac{1}{2\cdot Q^2}-1\right)^2}-\left(\frac{1}{2\cdot Q^2}-1\right)}$ HP2: $\frac{f_{3dB}}{f_c} = \left(\sqrt{\sqrt{1+\left(\frac{1}{2\cdot Q^2}-1\right)^2}-\left(\frac{1}{2\cdot Q^2}-1\right)}\right)^{-1}$

**Aktive Filter (idR nötig für < 1 MHz)**

Hintergrund: TP2 durch 2x RC-TP in Reihe → Belastung des ersten TP durch zweiten

→ $R_2 \gg R_1$ wäre Lösung, Schaltung allerdings schnell sehr hochohmig

→ besser: OPV als Impedanzwandler dazwischen



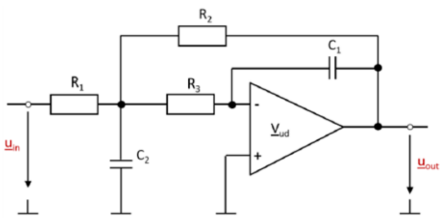
→ Problem: **nur Güte < 0.5 möglich**, da keine konj. komplexen Polpaare möglich

**TP Multible Feedback (MFB) (= 2. Ordnung)**

$K_P = -\frac{R_2}{R_1}$

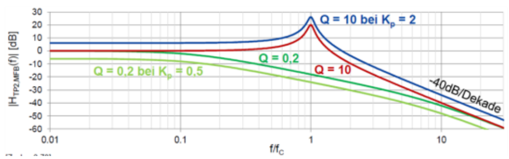
$Q = \frac{\frac{1}{2\pi\cdot f_c}}{C_1\cdot(R_3+R_2-K_P\cdot R_3)}$

$f_c = \frac{1}{2\pi\cdot\sqrt{R_3\cdot R_2\cdot C_1\cdot C_2}}$



$K_P = 1$: Sallen-Key besser, da sehr exakt 1

$K_P = 10$: MFB besser, da Güte wenig Toleranz




**TP Sallen-Key (= 2. Ordnung)**

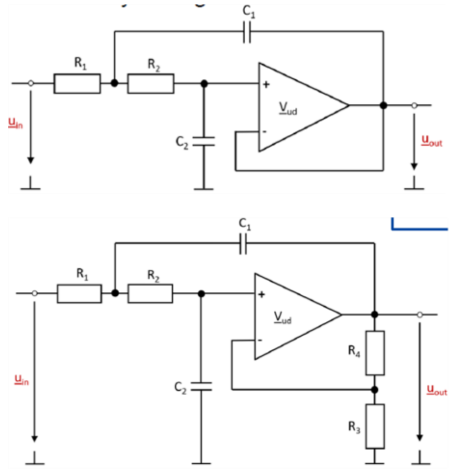
$K_P = 1$ (Bild oben)

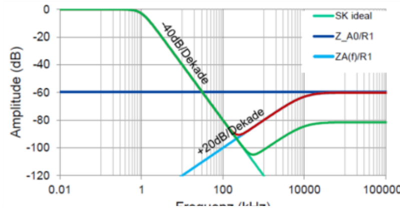
$K_p = 1+\frac{R_4}{R_3}$ (Bild unten)

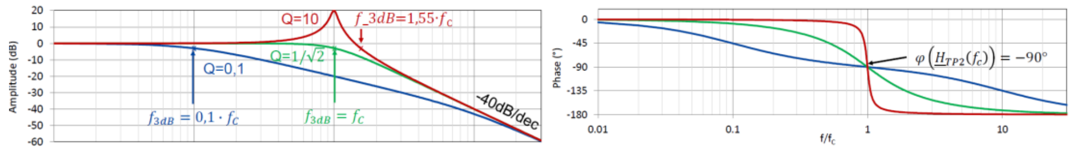
$Q = \frac{\sqrt{R_1\cdot R_2\cdot C_1\cdot C_2}}{R_1\cdot(C_2-(K_P-1)\cdot C_1)+R_2\cdot C_2}$ (Bild oben: mit $K_P = 1$)

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

hohe Frequenzen: C's als Kurzschluss → $\frac{U_{out}}{U_{in}} \approx \frac{Z_a}{R_1}$

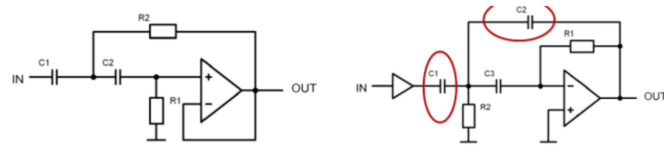




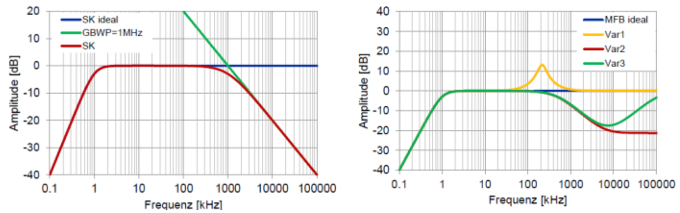




**HP Sallen-Key / MFB**

→ R und C vertauschen

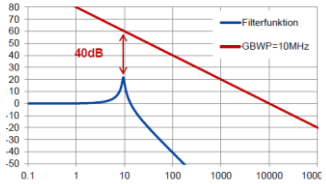


Sallen-Key Hochpass MFB Hochpass




**Aktive Filter höherer Ordnung** (Kaskadierung!)

Filter n-ter Ord. wird in konj. komplexe Polpaare aufgeteilt, welche dann mit Sallen-Key od. MFB realisiert werden → n/2 Filterstufen nötig Notwendiges GBW: $GBW > 100\cdot Q\cdot K_P\cdot f_{C_{Filter}}$



(x100 da Phase früh abfällt)

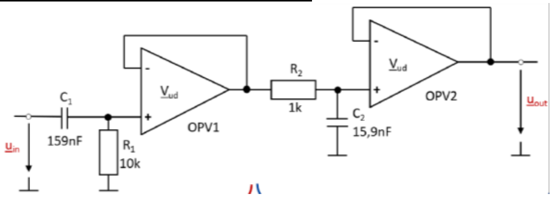
**Aktiver Bandpass-Filter (immer 2./4./6./… Ordnung!)**

Kaskadierung von HP u. TP: $\underline{H}_{BP}(f) = \underline{H}_{HP}(f) \cdot \underline{H}_{TP}(f)$

Mittenfrequenz: $f_m (= f_c) = \sqrt{f_{3dB,O} \cdot f_{3dB,U}}$ (geometr. AVG)

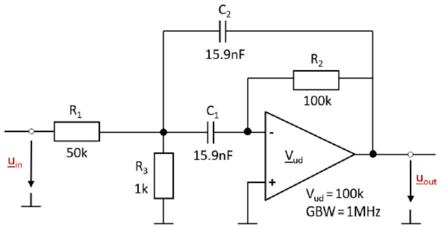
Güte: $Q = \frac{f_m}{B} = \frac{f_m}{f_{3dB,O} - f_{3dB,U}}$

<u>einfache Version mit Q < 0,5:</u>




$\varphi(f_m) = 0°$

<u>für Q > 0,5 Sallen-Key- od. MFB-Konfiguration nötig:</u>




(hier MFB)

$\varphi(f_m) = -180°$

ÜFK: $\underline{H}_{BP2}(f) = \frac{H_m \cdot \frac{j \cdot \frac{f}{f_m}}{Q}}{1 + \frac{j \cdot \frac{f}{f_m}}{Q} + \left(j \cdot \frac{f}{f_m}\right)^2}$ $\quad f_m = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(R_1 || R_3) \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}}$

Verstärkung bei $f_m$: $H_m = -\frac{R_2}{2 \cdot R_1}$

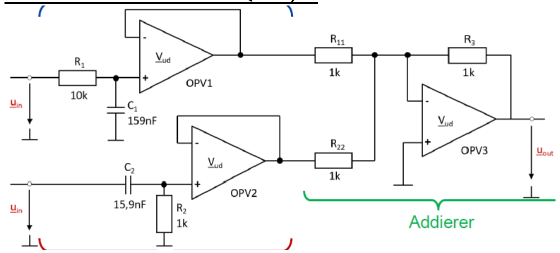
$Q = \frac{f_m}{B} = f_m \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C$ (mit $C = C_1 = C_2$)

**Aktive Bandsperre →** Addition: $\underline{H}_{BP}(f) = \underline{H}_{HP}(f) + \underline{H}_{TP}(f)$

Mittenfrequenz: $f_m (= f_c) = \sqrt{f_{3dB,O} \cdot f_{3dB,U}}$ (geometr. AVG)

Güte: $Q = \frac{f_m}{B} = \frac{f_m}{f_{3dB,O} - f_{3dB,U}}$

<u>einfache Version mit Q < 0,2:</u>

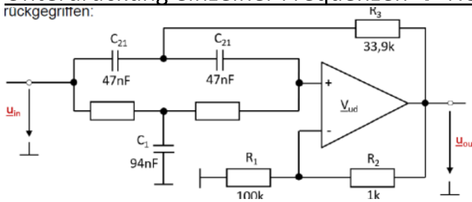



$\varphi(f_m) = +180°$

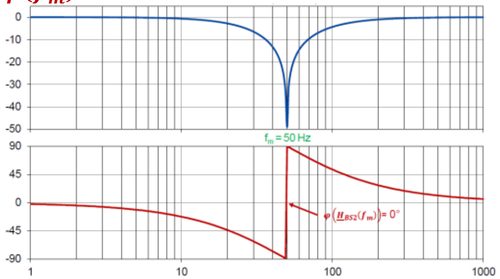
**..Fortsetzung Aktive Bandsperre**

<u>für Q > 0,5 Sallen-Key- od. MFB-Konfiguration nötig</u>

<u>Unterdrückung einzelner Frequenzen → Notch-Filter:</u>

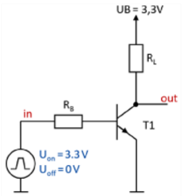



$\varphi(f_m) = 0°$




## 6. Transistor als Schalter

**mit BJT**




$I_{C,normal} > I_{C,ü}$ !!!

Sättigungsbereich beginnt wenn $U_{BC} > 0{,}6V$ → $U_{CE,sat} = 0{,}1V$

Vorteil: Transistor sehr niederohmig, da $U_{CE,on} \approx 0V$

Übersteuerung:

$ü = \frac{I_{C,normal}}{I_{C,ü}} = \frac{I_{B,normal} \cdot BF}{\frac{UB}{R_L}} = \frac{\frac{U_{on} - 0{,}7V}{R_B} \cdot BF}{\frac{UB}{R_L}}$ (2..6)

Synthese: ü → $I_{C,ü}$ → $I_{B,ü}$ → $R_B$

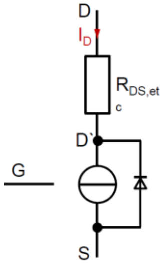
→ $R_{on} = \frac{U_{CE,on}}{I_{C,on}} = \frac{U_{CE,sat}}{ü \cdot I_{C,ü}}$

<u>Verkürzung Schaltzeit:</u>

- $U_{off}$ negativ statt $0V$
- Diode parallel zu $R_B$ (Anode Richtung Basis) (schnelleres Ausräumen v. Überschuss-LT)
- Miller-Effekt: Kondensator über $R_B$

**mit MOSFET**

Kleinsignal-ESB/MOSFET-Betriebsarten:




- **Vorwärtsbetrieb** $U_{DS} \geq 0V$:
  1. Sperrbetrieb („OFF"): $U_{GS} < U_{th}$ $\boxed{I_D = 0}$
  2. Linear- Ohm'scher Bereich („ON"): $U_{DS} < U_{DSsat}$ ($= U_{GS} - U_{th}$). $\boxed{I_D \approx \beta_n \cdot U_{D'S} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2}$
  3. Sättigungsbereich $U_{DS} \geq U_{DSsat}$ ($= U_{GS} - U_{th}$): $\boxed{I_D = I_{D,sat} = (\beta_n/2) \cdot (U_{GS} - U_{th})^2}$
- **Rückwärtsbetrieb** $U_{DS} < 0V$ (Body-Diode aktiv): $\boxed{-I_D = I_{Diode}}$

$R_{DS,on} \approx R_{CH} + R_{DS,etc} = \frac{1}{\beta_n \cdot (U_{GS} - U_{th})} + R_{DS,etc}$ $\quad I_{D,on} \approx \frac{UB}{R_L}$

$U_{DS,on} = R_{DS,on} \cdot I_{D,on}$ $\quad P_{V,on} = P_{V,stat} = I_{D,on}^2 \cdot R_{DS,on}$ $\quad P_{V,off} \approx 0$

Schaltverhalten:

Bereich 1: $C_{GS}$ aufladen (Totzeit – 2,5nC)

Bereich 2: $C_{GD}$ entladen (6,5nC)

Bereich 3: $C_{GS}$ weiter aufladen bis $R_{DS,on}$ minimal (22nC)

Stromquelle: Einschaltzeit $t_{on} = \frac{\Delta Q_G}{I_G} = \frac{22nC}{I_G}$

Spannungsquelle mit $R_G$: $t_{on} = t_{on,delay} + t_r$ $\quad t_{off} = t_{off,delay} + t_f$

$E_{on} = 0{,}5 \cdot U_{DS,off} \cdot I_{D,on} \cdot t_r$ $\quad E_{off} = 0{,}5 \cdot U_{DS,off} \cdot I_{D,on} \cdot t_f$

$P_{V,dyn} = \frac{E_{on} + E_{off}}{T}$ $\quad P_{V,stat} = D \cdot I_{D,on}^2 \cdot R_{DS,on}$ $\quad P_{in} = \frac{U_{in}^{+} \cdot Q_G(U_{in}^{+})}{T}$

$P_{RL} = D \cdot I_{D,on}^2 \cdot R_L$ $\quad$ Wirkungsgrad: $\eta = \frac{P_{RL}}{P_{RL} + P_{V,dyn} + P_{V,stat} + P_{in}}$

<u>Fazit</u>: $P_V$ prop. zu $f$; je geringer $R_G$, desto schneller $t_{on}/t_{off}$ u. desto geringer $P_V$