



# Elektronik 2

## 1. Transistorschaltungen

### 1.1. Bipolartransistor

$$g_m \approx \frac{I_C(A)}{U_T} \quad g_{ce} \approx \frac{I_C(A)}{V_{AF}} \quad g_{be} \approx \frac{g_m(A)}{B_F(=\beta_0)}$$

$$c_{bc} \approx C_{JBC}(A) = \frac{C_{JC}}{(1 - \frac{U_{BC}(A)}{V_{JC}}) MJC}$$

$$c_{be} \approx C_{DBE}(A) = T_F \cdot g_m$$

$$g_m \gg g_{be} \gg g_{ce} \quad g_m \gg \omega \cdot c_{bc} \quad c_{be} \gg c_{bc}$$

### 1.2. Seriengegekoppelte Emitterschaltung

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

$$z_{in,Tr} = r_{be} + (1 + B_F) \cdot R_E$$

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

$$z_{a,Tr}(r_G^* = 0) \approx r_{ce} \cdot (1 + g_m \cdot R_E)$$

### 1.3. Emitterschaltung

$$a_V = -g_m \cdot r_L^*$$

$$z_{in,Tr} = r_{be} \quad z_{a,Tr} = r_{ce}$$

$$\frac{\Delta I_C(A)(\Delta T)}{\Delta T \cdot I_C(A)} = \frac{6,5\%}{1 + \frac{g_m \cdot R_E}{B_F + g_m \cdot R_E}} \approx \frac{6,5\%}{1 + g_m \cdot R_E}$$

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

### 1.4. Kollektorschaltung

$$a_V = \frac{g_m \cdot r_L^*}{1 + g_m \cdot r_L^*}$$

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

$$z_{a,Tr} = r_{ce} || (\frac{r_{be} + R_G}{\beta_0 + 1}) = r_{ce} || (\frac{1}{g_m + g_{be}} + \frac{R_G}{\beta_0 + 1})$$

$$c_{in} = c_{bc} + c_{be} \cdot \frac{r_{be}}{r_{in}}$$

Aussteuerbarkeit:

$$+\Delta U_{out,max} = U_B - \min(U_{CE}(\approx 0.7V) - V_E(A)) \approx U_{CE}(A)$$

$$-\Delta U_{out,max} = -I_C(A) \cdot r_L^* = -I_C(A) \cdot (R_L || R_E || r_{ce})$$

### 1.5. AC-, DC- Kopplung

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

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

#### Dominante Eckfrequenz

- Variante 1:  $C_{k1}$  dominant:  
 $f_{3dB,Ck2} < < (\approx \frac{1}{10}) f_{3dB,Ck1} = f_{3dB,uB}$
- Variante 2:  
 $HP2: f_{3dB,Ck2} = f_{3dB,Ck1} = 0,644 \cdot f_{3dB,uB}$

### 1.6. Differenzverstärkung

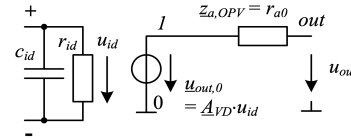
$$a_{VD1}(= \frac{u_{out1}}{u_{id}}) = -a_{VD2}(= \frac{-u_{out2}}{u_{id}})$$

$$= -\frac{g_m}{2} \cdot (r_L || r_{ce}) = \frac{a_{VD}}{2}$$

$$z_{inD}(= z_{id}) = \frac{u_{id}}{i_{in1}} = 2 \cdot r_{be}$$

## 2. Lineare OPV-Schaltungen, Gegengekoppelte Strukturen

### 2.1. Allgemeines Modell



### 2.2. Operationsverstärker

$$A_{VD}(= V_{UD}) = \frac{U_{OUT}}{U_{ID}} (typ. > 100k) \gg 1$$

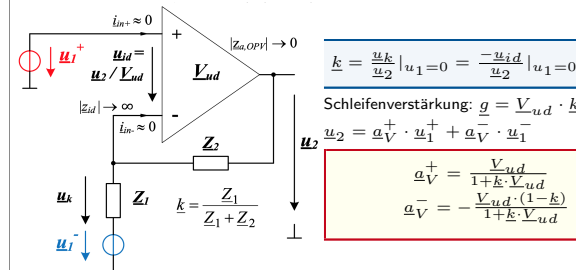
$$A_{VC} = \frac{U_{OUT}}{U_{CM}} \approx 0$$

$$CMMR = \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \gg 1 \quad CMMR/dB = 20 \cdot \log(\frac{A_{VD}}{A_{VC}})$$

$$V_{ud}(f) = \frac{V_{UD}}{1 + j \cdot f \cdot f_1}$$

$$f_1(= f_{1,3dB}) = \frac{f_T(=GBW)}{V_{ud}}$$

### 2.3. Standardstruktur



#### 2.3.1. Betriebsmodi

##### Nichtinvertierender Betrieb:

$$u_1^- = 0! \quad u_1 = u_1^+ \quad g = k \cdot V_{ud}$$

Normalbetrieb:  $|k \cdot V_{ud}| \gg 1$

$$a_V = +\frac{1}{k} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

OPV-Vorwärtsbetrieb:  $|k \cdot V_{ud}| < < 1$

$$a_V = V_{ud}$$

##### Invertierender Betrieb:

$$u_1^+ = 0! \quad u_1 = u_1^- \quad g = k \cdot V_{ud}$$

Normalbetrieb:  $|k \cdot V_{ud}| \gg 1$

$$a_V = -\frac{1-k}{k} = 1 - \frac{1}{k} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

OPV-Vorwärtsbetrieb:  $|k \cdot V_{ud}| < < 1$

$$a_V = -V_{ud} \cdot (1 - k)$$

#### 2.3.2. Betriebsfrequenzgrenze der Schaltung

Betriebsfrequenzgrenze  $f_g$  (= Durchtrittsfreq.  $f_D$ )

$$|g(f_g(= f_D))| = |k(f_g) \cdot V_{ud}(f_g)| = 1$$

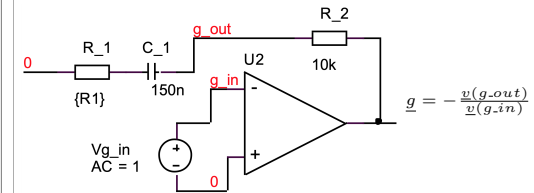
$$f_g \approx \frac{GBW}{1/|k(f_g)|}$$

### 2.4. Stabilität von gegengekoppelten OPV-Schaltungen

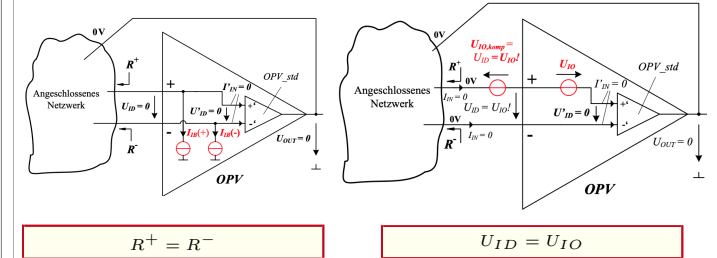
$$\varphi_R = \varphi(g(f_D)) - (-180^\circ)$$

Bei negativer Schleifenverstärkung (= Mitkopplung):  $g < 1$   
 Robust stabile Schaltung:  $\varphi_R > 45^\circ$

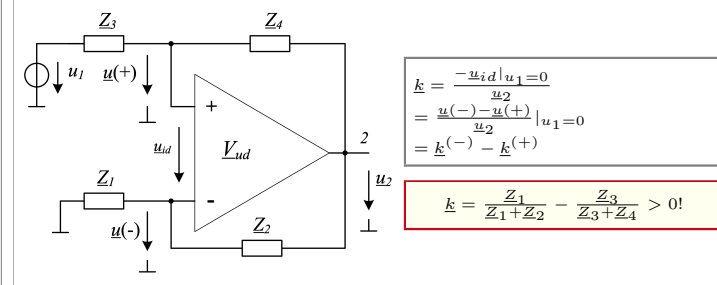
### 2.5. Testschaltung zur Ermittlung der Schleifenverstärkung



### 2.6. Kompensation der Ausgangs-Offset-Spannung

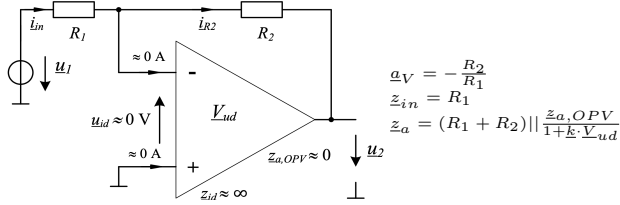


### 2.7. Gegenkopplung und Mitkopplung

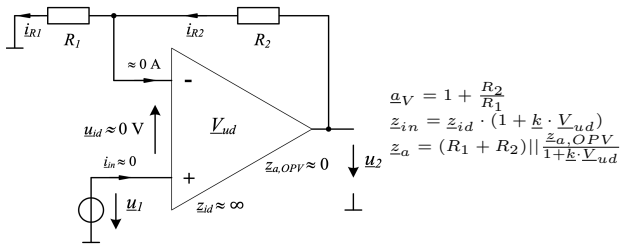


## 2.8. Standard Linearverstärker mit OPV

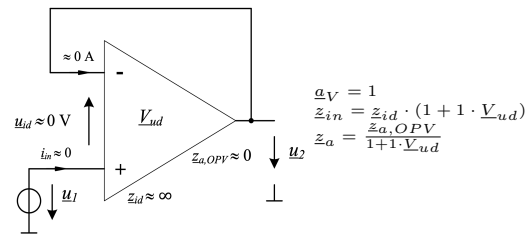
### 2.8.1. Invertierender Standard Verstärker



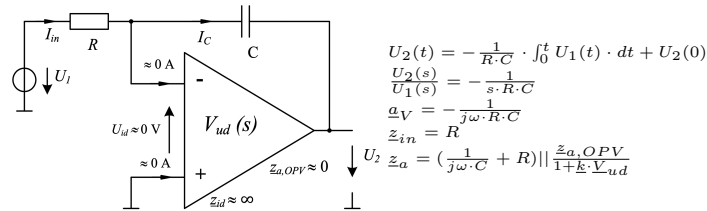
### 2.8.2. Nichtinvertierender Standard Verstärker



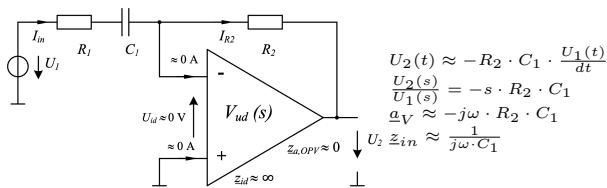
### 2.8.3. Spannungsfolger, Impedanzwandler



### 2.8.4. Integrierer

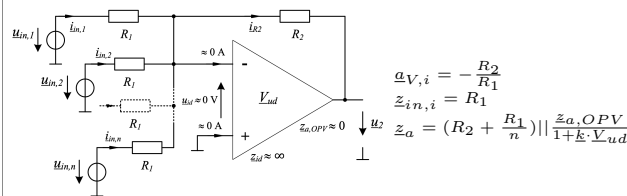


### 2.8.5. Differentiator (Differenzierer)

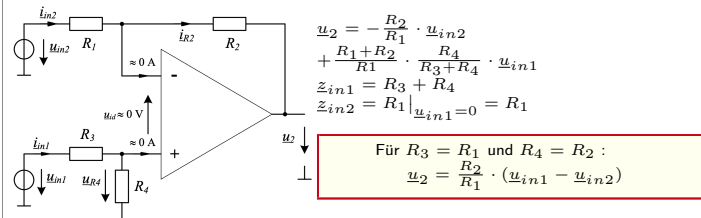


für  $\varphi_R = 45^\circ$ :  $R_1 = \frac{1}{f_D \cdot 2\pi \cdot C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot \sqrt{\frac{GBW}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_1}}}$

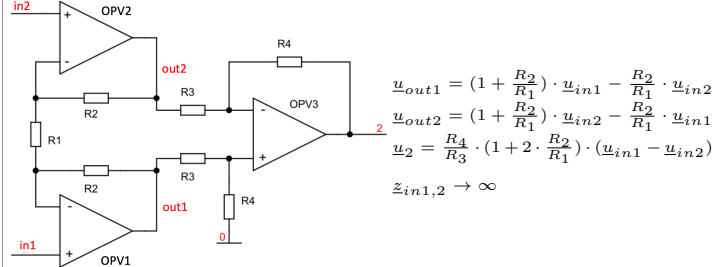
### 2.8.6. Summierer (Invertierend)



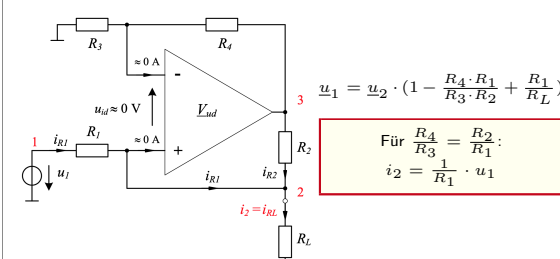
### 2.8.7. Differenzverstärker (aktiver Subtrahierer, einfache Struktur)



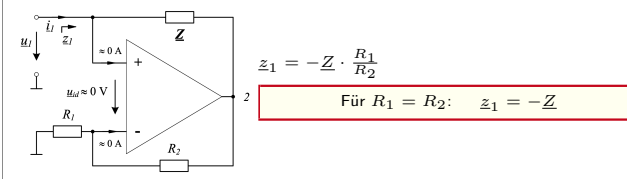
### 2.8.8. Instrumentenverstärker (verbesserter Differenzverstärker)



### 2.8.9. Spannungsgesteuerte Stromquelle ( $G_m$ )



### 2.8.10. Negativ-Impedanz-Konverter (NIC)



## 3. Filter

### 3.1. Grundlagen

#### 3.1.1. TP1 / HP1

$\underline{H}_{TP1}(\omega) = \frac{K_P}{1 + j\omega \cdot \tau_1}$   $\underline{H}_{TP1}(f) = \frac{K_P}{1 + j \cdot f / f_C}$   $f_C = f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_1}$   
 $\underline{H}_{HP1}(\omega) = \frac{K_P \cdot j\omega \cdot \tau_1}{1 + j\omega \cdot \tau_1}$   $\underline{H}_{HP1}(f) = \frac{K_P \cdot \frac{j}{f}}{1 + \frac{j}{f \cdot f_C}}$   $f_C = f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_1}$

#### 3.1.2. TP2 / HP2

$\underline{H}_{TP2}(\omega) = \frac{K_P}{1 + j\omega \cdot \tau_1 + (j\omega \cdot \tau_2)^2}$   $\underline{H}_{TP2}(f) = \frac{K_P}{1 + j \cdot \frac{f}{f_C} / Q + (j \cdot \frac{f}{f_C})^2}$   
 $\underline{H}_{HP2}(\omega) = \frac{K_P \cdot (j\omega \cdot \tau_2)^2}{1 + j\omega \cdot \tau_1 + (j\omega \cdot \tau_2)^2}$   $\underline{H}_{HP2}(f) = \frac{K_P \cdot (\frac{j}{f})^2}{1 + j \cdot \frac{f}{f_C} / Q + (j \cdot \frac{f}{f_C})^2}$

$f_C = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_2}$   $Q = \frac{\tau_2}{\tau_1}$

$\frac{f_{3dB}(TP2)}{f_C} = \sqrt{1 + (\frac{1}{2 \cdot Q^2} - 1)^2 - (\frac{1}{2 \cdot Q^2} - 1)}$   
 $\frac{f_{3dB}(HP2)}{f_C} = 1 / \sqrt{1 + (\frac{1}{2 \cdot Q^2} - 1)^2 - (\frac{1}{2 \cdot Q^2} - 1)}$

Bei  $Q = 1/\sqrt{2}$ :  $f_C = f_{3dB}$

Resonanzüberhöhung:

$|\underline{H}_{TP2,HP2}(f_C)| = K_P \cdot Q$   
 $\varphi(\underline{H}_{TP2}(f_C)) = -90^\circ$   $\varphi(\underline{H}_{HP2}(f_C)) = +90^\circ$

#### 3.1.3. TP - HP Transformation

$\underline{H}_{HP}(j \cdot f) = \underline{H}_{TP}(\frac{j}{f} \rightarrow \frac{f_C}{j \cdot f})$

#### 3.1.4. Dimensionierungshinweise

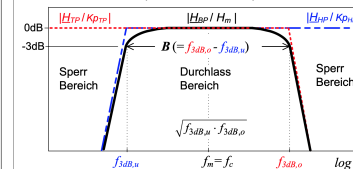
GBW-Reserve ( $\underline{V}_{ud}$ -Abstand):  $|\underline{V}_{ud}(f_C)| / |H(f_C)| > 20dB \dots 40dB$

für  $f_C \gg f_1$ :  $|\underline{V}_{ud}(f_C)| = GBW / f_C$

Grenze des Normalbetriebs gemäß Vorgabe; für HP relevant:  $f_g \approx GBW \cdot |\underline{k}(f_g)|$   
 Stabilität im Normalbetrieb:  $Q > 0$   
 Scharfer Übergang:  $Q > 0,5 \dots < 3$

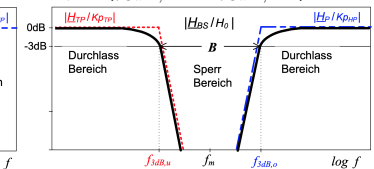
## 3.2. Prinzip der Bandpass-, Bandsperr-Realisierung

Bandpass ( $f_{3dB,HP} \leq f_{3dB,TP}$ ):



$\underline{H}_{BP}(f) = \underline{H}_{HP}(f) \cdot \underline{H}_{TP}(f)$

Bandsperr ( $f_{3dB,TP} < f_{3dB,HP}$ ):



$\underline{H}_{BS}(f) = \underline{H}_{TP}(f) + \underline{H}_{HP}(f)$

Für  $f_{3dB,HP} \ll f_{3dB,TP}$  gilt:

$f_{3dB,u} \approx f_{3dB,HP}$   
 $f_{3dB,o} \approx f_{3dB,TP}$

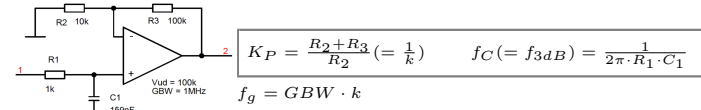
Für  $f_{3dB,TP} \ll f_{3dB,HP}$  gilt:

$f_{3dB,u} \approx f_{3dB,TP}$   
 $f_{3dB,o} \approx f_{3dB,HP}$

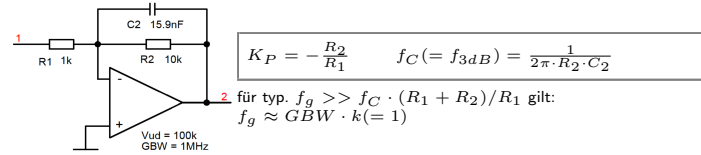
$f_{3dB,o} = f_m \cdot (\sqrt{1 + (\frac{1}{2 \cdot Q})^2} + \frac{1}{2 \cdot Q})$   
 $f_{3dB,u} = f_m \cdot (\sqrt{1 + (\frac{1}{2 \cdot Q})^2} - \frac{1}{2 \cdot Q})$

### 3.3. Filter-Grundschaltungen mit OPV

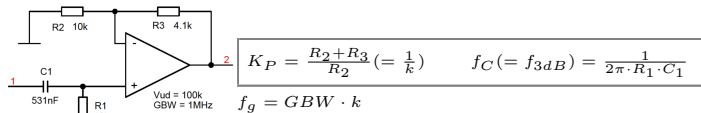
#### 3.3.1. TP1, nichtinv.



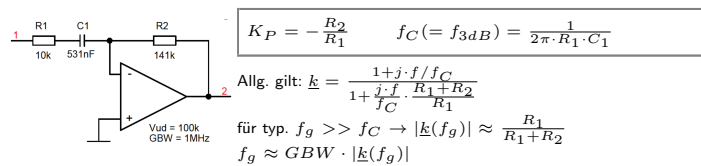
#### 3.3.2. TP1, inv.



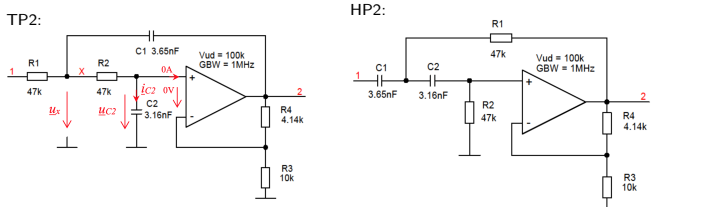
#### 3.3.3. HP1, nichtinv.



#### 3.3.4. HP1, inv.



### 3.4. Sallen-Key (nichtinv.)



$$K_P = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (a)$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}} \quad (b)$$

$$Q = \frac{1/(2\pi \cdot f_C)}{R_1 \cdot (C_2 - (K_P - 1) \cdot C_1) + R_2 \cdot C_2} \quad (c)$$

$$R_1 = \frac{1}{(2\pi \cdot f_C)^2 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (d)$$

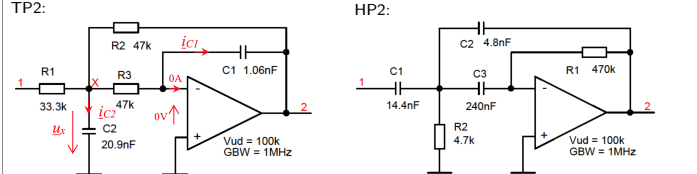
$$R_2 = \frac{\frac{2Q}{2Q} \pm \sqrt{\left(\frac{2Q}{2Q}\right)^2 + (K_P - 1) \cdot \frac{C_2}{C_1}}}{2\pi \cdot f_C \cdot C_2} \quad (e)$$

$$\frac{C_2}{C_1} \leq \frac{1}{(2Q)^2} + (K_P - 1) \quad (f)$$

1.  $K_P$  Vorgabe
2.  $R_3$  wählen, (a)  $\rightarrow R_4 = R_3 \cdot (K_P - 1)$
3.  $f_C, Q$  Vorgabe, (f) auswerten
4.  $C_1, C_2$  wählen (nF Bereich)
5. (e)  $\rightarrow R_2$ , eingesetzt in (d)  $\rightarrow R_1$

Grenze des Normalbetriebs (TP, HP):  $f_g \approx GBW \cdot k (= \frac{R_3}{R_3+R_4})$   
 $V_{ud}$  - Abstand (typ > (20dB ... 40dB)):  $\frac{GBW/f_C}{K_P \cdot Q} > 10 \dots 100?$

### 3.5. Multifeedback (MFB) (inv.)



$$K_P = -\frac{R_2}{R_1} \quad (a)$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R_3 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}} \quad (b)$$

$$Q = \frac{1/(2\pi \cdot f_C)}{C_1 \cdot (R_2 + R_3 + R_2 \cdot R_3/R_1)} \quad (c)$$

$$R_1 = \frac{1}{(2\pi \cdot f_C)^2 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (d)$$

$$R_2 = \frac{\frac{2Q}{2Q} \pm \sqrt{\left(\frac{2Q}{2Q}\right)^2 - (1 - K_P) \cdot \frac{C_1}{C_2}}}{2\pi \cdot f_C \cdot C_1} \quad (e)$$

$$\frac{C_1}{C_2} \leq \frac{1}{(2Q)^2 \cdot (1 - K_P)} \quad (f)$$

1.  $f_C, Q, K_P$  Vorgabe
2. (f) auswerten
3.  $C_1, C_2$  wählen (nF Bereich)
4. (e)  $\rightarrow R_2$ , eingesetzt in (d)  $\rightarrow R_3$
5. (a)  $\rightarrow R_1 = R_2/(-K_P)$

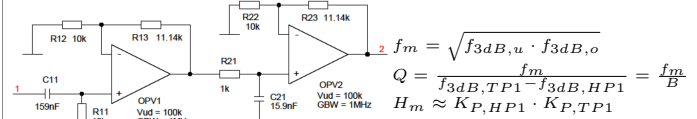
Grenze des Normalbetriebs (TP):  $f_g \approx GBW \cdot k (= 1)$   
 Grenze des Normalbetriebs (HP):  $f_g \approx GBW \cdot k (= \frac{C_2}{C_1 + C_2})$   
 $V_{ud}$  - Abstand (typ > (20dB ... 40dB)):  $\frac{GBW/f_C}{K_P \cdot Q} > 10 \dots 100?$

### 3.6. Bandpass 2. Ordnung

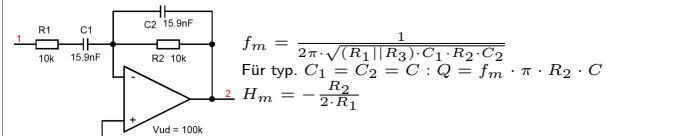
Allgemeine Normalform (BP2):

$$\underline{H}_{BP2}(f) = \frac{H_m \cdot j \cdot \frac{f}{f_m} / Q}{1 + j \cdot \frac{f}{f_m} / Q + (j \cdot \frac{f}{f_m})^2}$$

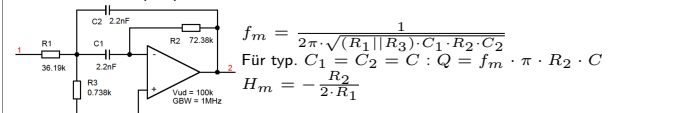
#### 3.6.1. HP1, TP1 kaskadiert (nichtinv.)



#### 3.6.2. BP2, Invertierende Standardstruktur



#### 3.6.3. BP2, MFB (inv.)



1.  $f_m$  Vorgabe
2.  $C_1 = C_2 = C$  wählen (nF-Bereich)
3.  $Q = \frac{f_m}{B}$  festlegen
4.  $R_2 = \frac{Q}{\pi \cdot f_m \cdot C}$
5.  $-H_m (<< GBW \cdot f_m) < 2 \cdot Q^2$  festlegen!
6.  $R_1 = R_2/(-2 \cdot H_m)$
7.  $R_3 = 1/(2 \cdot 2\pi \cdot Q \cdot f_m \cdot C \cdot (1 + \frac{H_m}{2 \cdot Q^2}))$

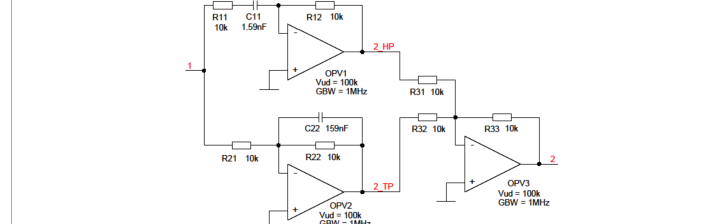
### 3.7. Bandsperre 2. Ordnung

Allgemeine Normalform (BS2):

$$\underline{H}_{BS2}(f) = \frac{H_0 \cdot (1 + \frac{H_m}{H_0} \cdot j \cdot \frac{f}{f_m} / Q + (j \cdot \frac{f}{f_m})^2)}{1 + j \cdot \frac{f}{f_m} / Q + (j \cdot \frac{f}{f_m})^2}$$

$$\underline{H}_{BS2(ideal)}(f) = \frac{H_0 \cdot (1 + (j \cdot \frac{f}{f_m})^2)}{1 + j \cdot \frac{f}{f_m} / Q + (j \cdot \frac{f}{f_m})^2} = H_0 \cdot (1 - \underline{H}_{BP2, K_P=1}(j \cdot f))$$

#### 3.7.1. HP1 + TP1 in Summe ( $K_{P,HP} = K_{P,TP}!$ (=1))



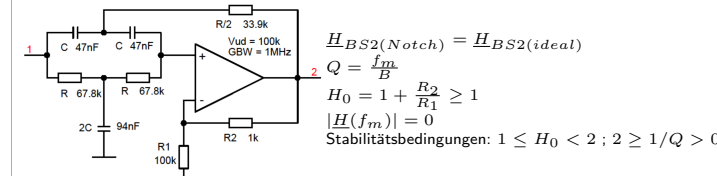
Güte (Polqualität):  $Q = \frac{f_m}{B}$  (wie bei BP2)  
 Durchlassverstärkung:  $H_0 = K_{P,TP}(K_{P,TP}) \cdot K_{P,Addierer}$   
 Resonanzverstärkung:  $H_m = \frac{H_0 \cdot 2 \cdot f_{3dB,TP1}}{f_{3dB,TP1} + f_{3dB,HP1}}$   
 Grenze des Normalbetriebs:

$$k_1(f_{g1}) \approx \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \rightarrow f_{g1} = GBW1 \cdot k_1(f_{g1})$$

$$k_2(f_{g2}) \approx 1 \rightarrow f_{g2} = GBW2 \cdot k_2(f_{g2})$$

$$k_3 \approx \frac{R_{31} || R_{32}}{R_{31} || R_{32} + R_{33}} \rightarrow f_{g3} = GBW3 \cdot k_3$$

#### 3.7.2. BS2, Kerb- (Notch-) Filter



1.  $f_m$  festlegen
2.  $C$  wählen (nF-Bereich)
3.  $R = 1/(2\pi \cdot f_m \cdot C)$
4.  $Q = f_m/B(3dB)$  festlegen
5.  $H_0 = 2 - \frac{1}{2 \cdot Q}$
6.  $R_2/R_1 = (H_0 - 1)$

### 3.8. Zur OPV-Auswahl

Kleinsignalmäßig: GBW-Reserve

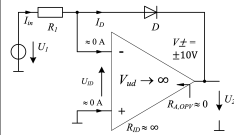
$$\frac{GBW/f}{|H(f)|} (\text{spez. } \frac{GBW/f_C}{|H(f_C)|} \text{ bzw. } \frac{GBW/f_m}{|H(f_m)|}) > (typ. 10 \dots 100 (= 40dB!))$$

Großsignalmäßig: Slew-Rate SR (Def.  $\Delta U_{out}/\Delta t$ )

$$SR > \pi \cdot f_{3dB,max} \cdot U_{out,pp}!$$

## 4. Nichtlineare OPV-Schaltungen

### 4.1. Logarithmierer



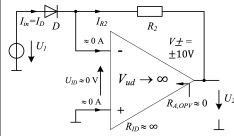
**4.1.1. Mathematisch def. Spannungsbereich ( $U_1 \geq 0V$ )**  
Für  $U_1 \gg IS \cdot R_1$  gilt:

$$U_2 \approx -N \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{U_1}{IS \cdot R_1}\right) \quad (= \text{logarithm.})$$

**4.1.2. Mathematisch nicht def. Spannungsbereich ( $U_1 < 0V$ )**

$$U_2 = (V+)$$

### 4.2. Exponentierer



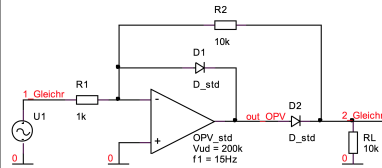
**4.2.1. Mathematisch def. Spannungsbereich ( $U_1 > 0V$ )**  
Für  $U_1 > N \cdot U_T$  gilt:

$$U_2 = -R_2 \cdot IS \cdot e^{\frac{U_1}{N \cdot U_T}} \quad (= \text{exponent.})$$

**4.2.2. Mathematisch nicht def. Spannungsbereich ( $U_1 \leq 0V$ )**

$$U_2 = 0V$$

### 4.3. Aktiver Präzisionsgleichrichter



Neg. Eingangsspannung  
D1 gesperrt, D2 aktiv

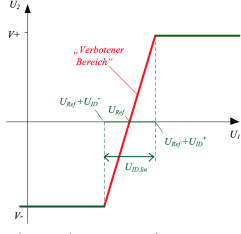
$$A_V = -\frac{R_2}{R_1}$$

Pos. Eingangsspannung  
D1 aktiv, D2 gesperrt

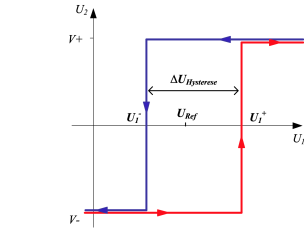
$$U_{2, \text{Gleichr}} = 0V$$

### 4.4. Hysteresis

Transferkennlinie des einfachen OPV



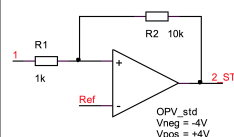
Hysteresis-Transferkennlinie



Störung:  $\pm \epsilon \approx \pm U_{ID, \text{lin}}/2$   
(Größenordn.  $100\mu V$ )

$$\Delta U_{Hysteresis} \gg \epsilon \quad (\text{bspw. } > 2\epsilon)$$

#### 4.4.1. Schmitt-Trigger



$$U_1^+ = U_1(U_{Ref}, U_{ID} = (0 \uparrow), U_2 = (V-)) = \frac{(U_{Ref} + 0 \uparrow) \cdot (R_1 + R_2)}{R_2} - \frac{(V-) \cdot R_1}{R_2}$$

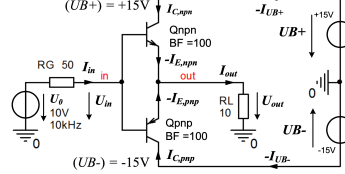
$$U_1^- = U_1(U_{Ref}, U_{ID} = (0 \downarrow), U_2 = (V+)) = \frac{(U_{Ref} + 0 \downarrow) \cdot (R_1 + R_2)}{R_2} - \frac{(V+) \cdot R_1}{R_2}$$

$$\Delta U_{Hysteresis} = U_1^+ - U_1^- = \frac{[(V+) - (V-)] \cdot R_1}{R_2}$$

Betriebsfrequenzgrenze:  $f_g \approx GBW/100$

## 5. Leistungsverstärker

### 5.1. Gegentakt-Spannungsfolger



$U_{in} > 0, 7V$ :  $U_{out} = U_{in} - 0, 7V$  (npn aktiv)  
 $U_{in} < -0, 7V$ :  $U_{out} = U_{in} + 0, 7V$  (pnp aktiv)  
 $-0, 7V < U_{in} < 0, 7V$ :  $U_{out} = 0V$  (npn, pnp sperrt) (Übernahmeverzerrung!)  
 $D = \frac{T_{Qn}}{T} = 50\%$

#### 5.1.1. Großsignalverstärkung, -Spannungen und -Ströme

$$U_{out}(t) = \hat{U}_{out, max} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t)$$

$$\hat{U}_{out, max} \approx |UB \pm|$$

$$\text{Großsignal-Spannungsverstärkung: } \frac{U_{out, eff}}{U_{in, eff}} = \frac{\hat{U}_{out}}{\hat{U}_{in}} \approx 1$$

Ausgangs- Eingangsstrom ( $I_{in} = I_B$ )

$$I_{out}^+ \approx \frac{U_{out}^+}{R_L}; I_{in}^+ (= I_{B, npn}) \approx \frac{U_{out}^+}{R_L \cdot B_{nnp}}$$

$$I_{out}^- \approx \frac{U_{out}^-}{R_L}; I_{in}^- (= I_{B, pnp}) \approx \frac{U_{out}^-}{R_L \cdot B_{pnp}}$$

#### 5.1.2. Großsignal-Ein- und -Ausgangswiderstand

Für den Linearbetrieb gilt:

$$R_{in}^+ \approx R_L \cdot B_{nnp}; R_{in}^- \approx R_L \cdot B_{pnp}$$

$$R_{out}^+ \approx R_G/B_{nnp}; R_{out}^- \approx R_G/B_{pnp}$$

#### 5.1.3. Leistungsbilanz, Wirkungsgrad

$$P_{out} + P_V = P_B + P_{in}$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_B + P_{in}}$$

$P_{out}$ ,  $P_{RL}$ : Nutzleistung;  $P_V$ : Verlustleistung  $P_B$ : Abgegebene Leistung der Betriebsspannungsquellen;  $P_{in}$ : Abgegebene Leistung der Ansteuerquelle (oft vernachlässigbar)

#### 5.1.4. Leistungsberechnungen bei sinusförmiger Ansteuerung

Leistungsabgabe einer einzelnen Betriebsspannungsquelle

$$P_{UB+} (= P_{UB-}) = \frac{UB \cdot \hat{U}_{out}}{R_L \cdot \pi}$$

Mittlere abgegebene Wirkleistung der Doppelspannungsquelle:

$$P_B = P_{UB+} + P_{UB-} = 2 \cdot \frac{UB \cdot \hat{U}_{out}}{R_L \cdot \pi}$$

$$P_{B, max}(\hat{U}_{out} = UB) = 2 \cdot \frac{UB^2}{R_L \cdot \pi}$$

Mittlere Nutzleistung am Ausgang:

$$P_{out} = P_{RL} = \frac{\hat{U}_{out}^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{out, max}(\hat{U}_{out} = UB) = \frac{UB^2}{2 \cdot R_L}$$

Ansteuerleistung des Gegentakt-Emitterfolgers:

$$P_{in} = P_{in}^+ + P_{in}^-; \text{ falls } B_{nnp} = B_{pnp} \rightarrow P_{in} = \frac{P_{out}}{BF}$$

$$P_{in}^+ = \frac{P_{out}^+}{B_{nnp}} = \frac{P_{out}}{2 \cdot B_{nnp}}$$

$$P_{in}^- = \frac{P_{out}^-}{B_{pnp}} = \frac{P_{out}}{2 \cdot B_{pnp}}$$

Transistorverlustleistung:

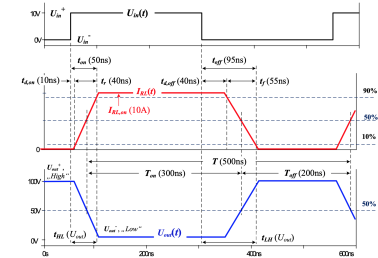
$$P_{V, npn} = P_{V, pnp} = 50\% \cdot (P_B - P_{out}) = \frac{\hat{U}_{out}}{R_L} \cdot \left( \frac{UB}{\pi} - \frac{\hat{U}_{out}}{4} \right)$$

$$P_{V, npn, max} = P_{V, pnp, max}(\hat{U}_{out} = \frac{2 \cdot UB}{\pi}) \approx \frac{UB^2}{R_L \cdot \pi^2}$$

Wirkungsgrad:

$$\eta \approx \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\hat{U}_{out}}{UB} \quad \eta_{max} \approx \frac{\pi}{4} \approx 0, 78 (= 78\%)$$

## 6. Leistungselektronische Schaltungen, Lastschalter und Treiber



Typisch:  $R_{on} \ll R_L$  (ideal:  $R_{on} = 0\Omega$ )

Invertierend (bzgl. out-Spannung):

$$U_{out}(U_{in}^- (= 0V)) = U_{out}^+ (= UB); U_{out}(U_{in}^+) = U_{out}^- (\approx 0V)$$

Ausgangsspannung:

$$U_{out, on} = U_{out}^- = \frac{R_{on}}{R_{on} + R_L} \cdot UB \approx \frac{R_{on}}{R_L} \cdot UB$$

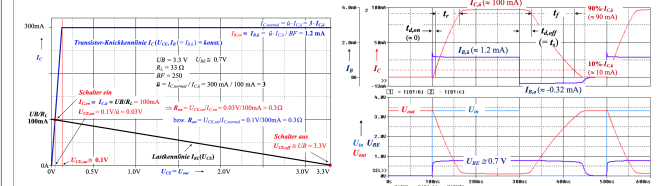
$$U_{out, off} = U_{out}^+ = UB$$

Laststrom:

$$I_{RL, on} = \frac{UB}{R_{on} + R_L} \approx \frac{UB}{R_L}; I_{RL, off} = 0A$$

### 6.1. BJT-Lastschalter, -Sättigungsschalter

Der BJT-Sättigungsschalter entspricht der Emitterschaltung (open-collector-Treiber)



Genauere Berechnung des Kollektorstroms:  $I_{C, on} = \frac{UB}{R_L + R_{on}}$

#### 6.1.1. Typ. Vorgehen zur Dimensionierung

- Übersteuerungsfaktor  $\ddot{u}$  festlegen (typ. 2...6)
- Einschaltstrom:  $I_{C, on} = I_{C, \ddot{u}} = \frac{UB - U_{CE, on}}{R_L} \approx \frac{UB}{R_L}$
- Basisstrom (übersteuert):  $I_{B, \ddot{u}} = \ddot{u} \cdot \frac{I_{C, \ddot{u}}}{BF}$
- Basiswiderstand:  $R_B = \frac{U_{in}^+ - U_{BE} (= 0, 7V)}{I_{B, \ddot{u}}}$
- $R_{on} = \frac{U_{CE, on}}{I_{C, on}} = \frac{U_{CE, sat}}{\ddot{u} \cdot I_{C, \ddot{u}} (= I_{C, normal})}$

#### 6.1.2. Schaltzeiten, Dynamisches Verhalten

Wichtige Beziehungen: Übersteuerungsfaktor  $\ddot{u}$  (= Verhältnis vom tatsächlichen Basisstrom zum Normal-Ansteuerstrom)

$$\ddot{u} = \frac{I_{B, \ddot{u}}}{I_{C, \ddot{u}}/BF} \approx \frac{(U_{in}^+ - U_{BE} (= 0, 7V))/R_B}{I_{C, \ddot{u}} (= UB/R_L)/BF}$$

Ausräumfaktor  $a$  (= Verhältnis vom tatsächlichen Ausräum-Basisstrom zum Normal-Ansteuerstrom)

$$a = \frac{-I_{B, a}}{I_{C, \ddot{u}}/BF} \approx -\frac{(U_{in}^- - U_{BE} (= 0, 7V))/R_B}{I_{C, \ddot{u}} (= UB/R_L)/BF}$$

Für die Schaltzeiten gilt dann:

$$t_{d,on} = \tau_r (= TF \cdot BF) \cdot \ln\left(\frac{\ddot{u}}{\ddot{u}-0,1}\right)$$

$$t_r = \tau_r \cdot \ln\left(\frac{\ddot{u}-0,1}{\ddot{u}-0,9}\right)$$

$$t_{d,off} = t_s = \tau_s (= (TR + TF(1 + \frac{1}{BR})) \cdot BR \approx TR \cdot BR) \cdot \ln\left(\frac{a+\ddot{u}}{a+1}\right)$$

$$t_f = \tau_f (= TF \cdot BF) \cdot \ln\left(\frac{a+0,9}{a}\right)$$

### 6.1.3. Erhöhung des Ausräumfaktors zur Verbesserung der Dynamik

Bedingung für symmetrische Schaltflanken:

$$a \approx \ddot{u} - 1$$

Dann gilt:

$$U_{in}^+ + U_{in}^- \approx 2 \cdot U_{BE} + \frac{UB}{BF} \cdot \frac{RB}{RL}$$

## 6.2. MOS Last- (Leistungs-)Schalter

A) Vorwärtsbetrieb ( $U_{DS} \geq 0V$ , Body-Diode gesperrt)

1. Sperrbetrieb ( $U_{GS} < U_{th}$ ): NMOS-FET gesperrt
2. Linear-, Ohm'scher, Trioden-Bereich ( $U_{GS} > U_{th}$ ,  $U_{DS} < U_{DSsat}$ )
3. Sättigungsbereich ( $U_{GS} > U_{th}$ ,  $U_{DS} > U_{DSsat} (= U_{GS} - U_{th})$ )

B) Rückwärtsbetrieb ( $U_{DS} < 0V$ ): Body Diode aktiv

### 6.2.1. DC-Verhalten

A.1) Sperrbereich (OFF) :  $I_D = 0$

A.2) Ohm'scher Bereich (ON):

$$I_D \approx \beta_n \cdot U_{D's} \cdot (U_{GS} - U_{th})$$

A.3) Sättigungsbereich (abgeschnürt):

$$I_D = (\beta_n/2) \cdot (U_{GS} - U_{th})^2$$

$$U_{GS,sat} = \sqrt{2 \cdot I_{D,sat}/\beta_n} + U_{th}$$

B) Sperrbereich :  $-I_D = +I_{SD} = I_{Diode}$

### 6.2.2. ON-Widerstand $R_{DS,on}(U_{GS})$ im Ohm'schen Bereich

$$R_{DS,on} = R_{ch}(U_{GS}) + R_{DS,etc}$$

$$R_{ch}(U_{GS}) = \frac{1}{\beta_n \cdot (U_{GS} - U_{th})}$$

Der Nominal-Wert entspricht in guter Näherung nur den parasitären Widerständen:

$$R_{DS,on(nom)} \approx R_{DS,etc} = konst.$$

### 6.2.3. Sicherer Arbeitsbereich SOA (Safe Operating Area)

Im statischen Fall gelten folgende Betriebsgrenzen:

$I_{Dmax}$ ,  $P_{Vmax}$ ,  $U_{DSmax}$ ,  $T_{Jmax}$

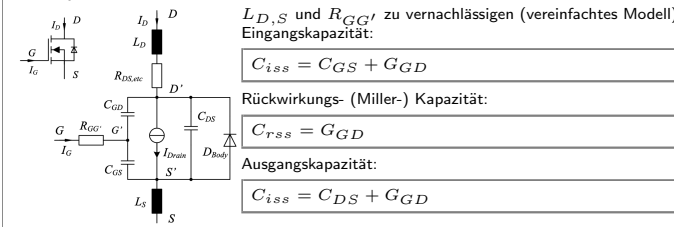
Bei Pulsansteuerung darf der max. Drainstrom-Puls bis  $I_{DM,Puls}$  betragen, je nach Pulsbreite.

### 6.2.4. Einfach MOS-Lastschalter (Source-Schaltung), statisches Verhalten

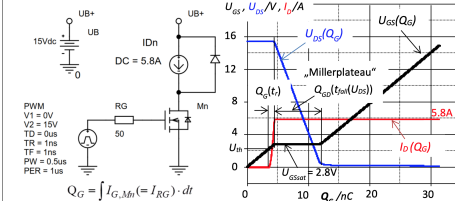
$$I_{D,on} \approx \frac{UB}{RL}$$

$$U_{DS,on} = R_{DS,on} \cdot I_{D,on} \approx R_{DS,on} \cdot \frac{UB}{RL}$$

### 6.2.5. Dynamisches Verhalten



Gate-Ladungs-Diagramm (Für genormtes Test-Szenario):



### 6.2.6. Berechnung der Schaltzeiten ( $\Delta t = \Delta Q_G / I_G$ )

$$U_{GS,on} = U_{in}^+ \quad U_{GS,sat} = \sqrt{2 \cdot I_{D,on} / \beta_n} + U_{th}$$

$$U_{GS,Miller} = \frac{U_{GS,sat} + U_{th}}{2}$$

Einschaltzeit :  $t_{on} = t_{d,on} + t_r$

$$t_{d,on} = \frac{+\Delta Q_G(t_{d,on})}{+I_G(t_{d,on})} ; \text{für ohm'sche Belastung: } +I_G(t_{d,on}) = \frac{U_{in}^+ - U_{th}/2}{R_G}$$

$$t_r = \frac{+\Delta Q_G(t_r)}{+I_G(t_r)} ; \text{für ohm'sche Belastung: } +I_G(t_r) = \frac{U_{in}^+ - U_{GS,Miller}}{R_G}$$

Ausschaltzeit :  $t_{off} = t_{d,off} + t_f$

$$t_{d,off} = \frac{-\Delta Q_G(t_{d,off})}{-I_G(t_{d,off})} ; \text{für ohm'sche Belastung: } -I_G(t_{d,on}) = \frac{U_{GS,on} + U_{GS,sat} - U_{in}^-}{2 \cdot R_G}$$

$$t_f = \frac{\Delta Q_G(t_f)}{-I_G(t_f)} ; \text{für ohm'sche Belastung: } -I_G(t_f) = \frac{U_{GS,Miller} - U_{in}^-}{R_G}$$

### 6.2.7. Leistungsbetrachtungen

Nutzleistung:

$$P_{Nutz}(= P_{RL}) \approx D \cdot \frac{UB^2}{RL}$$

Ansteuer- (Treiber-) Leistung (Wirkleistung  $U_{in}$ ):

$$P_{in} = \frac{1}{T} \cdot \int_T U_{in}(t) \cdot I_G(t) \cdot dt = \frac{E(U_{in})}{T}$$

Gesamte Wirkleistung des Schalters:

$$P_V = P_{V,stat.} + P_{V,dyn.}$$

$$P_{V,stat.} = \frac{1}{T} \cdot \int_{Ton} U_{DS}(t) \cdot I_D(t) \cdot dt = \frac{E_{V,stat.}}{T} \approx D \cdot I_{D,on}^2 \cdot R_{on}$$

$$P_{V,dyn.} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}, t_{off}} U_{DS}(t) \cdot I_D(t) \cdot dt = \frac{E_{on} + E_{off}}{T} = E_{tS} \cdot f$$

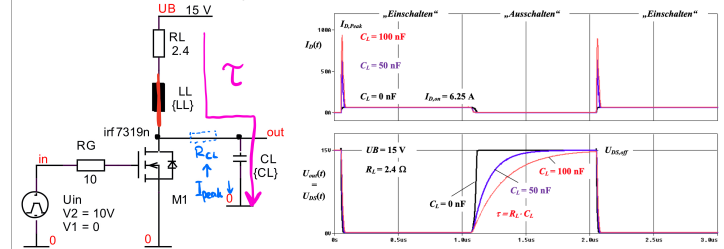
Max. Wirkleistung aufg. max. zulässig innerer Temperatur:

$$P_V = \frac{T_J - T_A}{R_{thJA}}$$

$$P_{Vmax} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{R_{thJA}}$$

$$P_{Vmax} = \min.(P_{Vmax}(T_{Jmax}), P_{Vmax}(SOA))!$$

### 6.2.8. Schalten von ohmsch kapazitiven Lasten



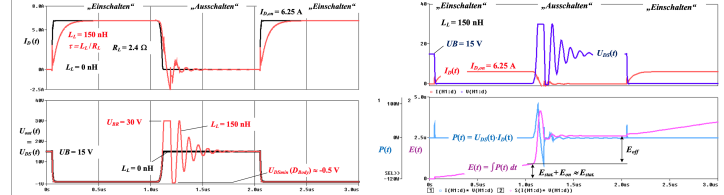
$$\text{Einschalten: } I_{D,Peak} \leq \frac{U_{DS,off}(=UB)}{R_{on}}$$

$$\text{Ausschalten: } \tau = R_L \cdot C_L$$

$$E_{tS} \approx E_{on} = E_{CL} = 0,5 \cdot C_L \cdot U_{CL}^2$$

$$P_V = P_{V,dyn.} + P_{V,stat.} \approx \frac{1}{2} \cdot C_L \cdot UB^2 \cdot f + \frac{UB^2}{RL^2} \cdot R_{DS,on} (= I_{D,on}^2) \cdot \frac{T_{on}}{T}$$

### 6.2.9. Schalten von ohmsch induktiven Lasten



Einschalten:  $\tau = L_L / R_L$

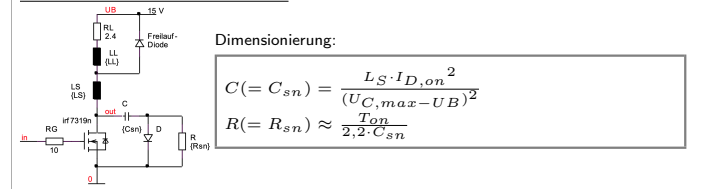
Ausschalten:  $U_{DS} \approx -L_L \cdot \frac{dI_D}{dt}$   
pos. Begrenzung: Vorwärts- Durchbruchspg.; neg. Begrenzung: Body-Diode

$$E_{tS} = E_{LL} = 0,5 \cdot L_L \cdot I_{LL}^2$$

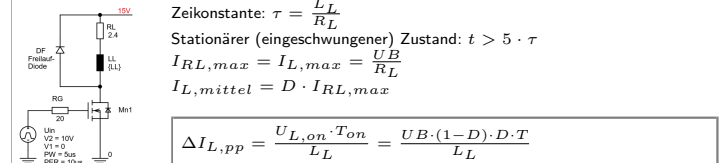
$$P_V = P_{V,dyn.} + P_{V,stat.} \approx \frac{1}{2} \cdot L_L \cdot \frac{UB^2}{RL^2} \cdot f + \frac{UB^2}{RL^2} \cdot R_{DS,on} \cdot \frac{T_{on}}{T}$$

$$P_{V,dyn.} > P_{V,stat.}$$

### Kompensationsbeschaltung (Snubber)



Freilauf-Diode



$E_{on}, E_{off}$  bei ohmsch induktiver Last

$E_{on}, E_{off}$  bei ohmscher Last

$$E_{on} = I_{D,on} \cdot U_{DS,off} \cdot \frac{t_{fall}(U_{DS})}{2}$$

$$E_{off} = I_{D,off} \cdot U_{DS,off} \cdot \frac{t_{rise}(U_{DS})}{2}$$

$$E_{on} = I_{D,on} \cdot U_{DS,off} \cdot \frac{t_r}{6}$$

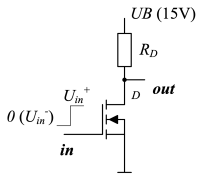
$$E_{off} = I_{D,on} \cdot U_{DS,off} \cdot \frac{t_f}{6}$$

$$\eta = \frac{P_{RL}}{P_{RL} + P_{V,MOS} + P_{V,DF} + P_{in}}$$

### 6.3. Treiber-Grundstrukturen

#### 6.3.1. Einfach Inverter, Level-Shifter

$$R_{out}^- \approx R_{on,NMOS}$$
$$R_{out}^+ = R_D (!)$$



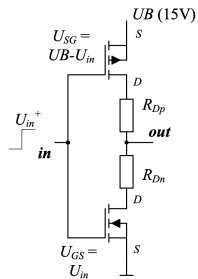
- Vorteile, typ. Eigenschaften:
- Einfache Schaltungsstruktur
  - Typ. nur kleine  $U_{in}$ -Ansteuerung notwendig ( $\ll U_{out}$ -Aussteuerungsbereich  $\rightarrow$  fungiert auch als Levelshifter)
  - Typ.  $R_{on,Transistor} \ll R_D (R_C)$

#### Nachteile:

- „Miller-Effekt“  $\rightarrow$  hohes  $\Delta Q_G \rightarrow$  ggf. hohe Schaltzeiten (niedrige Dynamik) (BJT: übersteuerter Basisstrom)
- Sehr unsymmetrische Ausgangswiderstände  $R_{out}^{+(-)}$
- Statische und dyn. Verlustleistung

#### 6.3.2. CMOS Inverter Struktur

$$R_{out}^- \approx R_{Dn}$$
$$R_{out}^+ \approx R_{Dp}$$



- Vorteile, typ. Eigenschaften:
- Feste Source-Bezugspotentiale und damit nichtfloatende Steuerspannungen  $U_{GS,n}(= U_{in})$ ,  $U_{GS,p}(= UB - U_{in}) \neq Fkt.(U_{out})$
  - Definierte Schaltzustände: Low, High, Invertierender Schalter
  - $U_{out}^{+(-)} = UB$  und  $U_{out}^{(-)} = 0V$
  - $I_{out}^+ = UB/R_{Dp}$  und  $I_{out}^{(-)} = UB/R_{Dn}$  (passiv Gate entladend)
  - $R_{out}^+ = R_{Dp}$  und  $R_{out}^{(-)} = R_{Dn}$  getrennt einstellbar  $\rightarrow \pm$  Schaltflanken getrennt

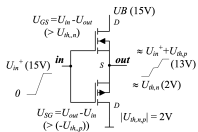
#### Nachteile:

- „Miller-Effekt“  $\rightarrow$  hohes  $\Delta Q_G \rightarrow$  ggf. hohe Schaltzeiten (niedrige Dynamik) bei nicht sehr niederohmiger Ansteuerung 4
- Das Durchlaufen des „Verbotenen Bereichs“ (PMOS und NMOS aktiv  $\rightarrow$  Querstrom) lässt sich nicht vermeiden. Der Querstrom ist aber durch  $R_{Dp} + R_{Dn}$  begrenzt und bei kurzen Umschaltzeiten ( $tr, tf \downarrow$ ) ist auch  $E_{on,off}$  akzeptabel klein!

#### 6.3.3. Gegentakt-Spannungsfolger, Source-, Emitter-Folger

#### Vorteile, typ. Eigenschaften

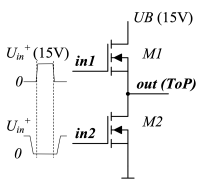
- Kein Miller-Effekt  $\rightarrow$  rel. kleines  $\Delta Q_G \rightarrow$  hohe Dynamik
- Kein „Verbotener Bereich“, d. h. kein Querstrom  $\rightarrow$  High Imp. Bereich
- Typ. Strom-Treiber  $\rightarrow$  hoher  $I_{out}^{+(-)} \rightarrow$  typ. niedriges  $R_{out}^{+(-)}$



#### Nachteile:

- Keine expliziten Low, High - Zustände,  $|U_{in}| > |U_{out}|$ , „Sp.-Verstärkung“  $\approx 1$
- Keine festen Source-, Emitter-Potentiale  $\rightarrow$  floatende Steuer-sp.:  $|V_G|, |V_B| = Fkt.(U_{out})$

#### 6.3.4. Totem-Pole Struktur



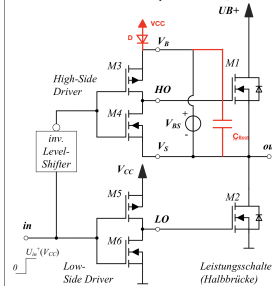
#### Vorteile, typ. Eigenschaften

- Nur ein Transistor Typ erforderlich, z. B. NMOS, bzw. npn
- Kein „Verbotener B.“  $\rightarrow$  High Imp.
- High Imp.-B. durch nichtüberlappende in1-, in2- Ansteuerung einstellbar

#### Nachteile:

- Miller-Effekt bei M2
- 2 Eingangssignale in1, in2 erforderlich

#### 6.3.5. Gate-Treiber (Bootstrap Prinzip)



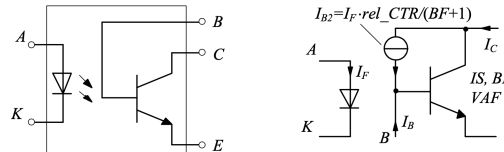
$$V_{CC} = U_{GS,on}(M2)$$
$$V_{BS} = U_{GS,on}(M1)$$
$$V_B = V_{BS} + V_S (= U_{out})$$

$$\frac{C_{Boot} \geq \frac{Q_G(M1) + Q_{etc}(\approx 0)}{V_{CC} - V_{F,D} - U_{out} - U_{GS,on,min}}}{\frac{Q_G(M1)}{V_{CC} - U_{GS,on,min}}} \approx$$

#### Treiberleistung:

$$P_{out,High,LowSide} \approx V_{CC} \cdot Q_{G,High,LowSide} \cdot f$$
$$P_{V,dyn.} = P_{V,CMOS} \approx V_{CC} \cdot Q_{CMOS} \cdot f$$

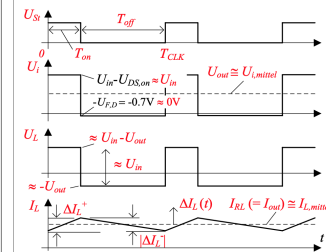
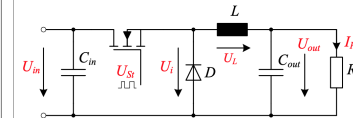
#### 6.4. Optokoppler



$$I_C(I_B, I_F) \approx BF \cdot I_B + \frac{CTR\%}{100} \cdot I_F = BF \cdot I_B + rel.CTR \cdot I_F$$

## 7. Spannungsversorgung, DC-DC Wandler

### 7.1. Abwärtswandler



$$dI_L/dt = U_L/L$$

Eingeschalteter Zustand:

$$\Delta I_L^+ \approx \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \cdot T_{on} > 0$$

Ausgeschalteter Zustand:

$$\Delta I_L^- \approx \frac{-U_{out}}{L} \cdot T_{off} < 0$$

#### 7.1.1. Voraussetzungen

##### Stationär:

$$\int_0^{T_{on}} \Delta I_L(t) \cdot dt = - \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_{off}} \Delta I_L(t) \cdot dt$$

##### Nicht lückend:

$$I_{L,Mittel} = I_{out} = I_{RL} < \frac{\Delta I_{L,pp}}{2}$$

#### 7.1.2. Berechnung

$$D \approx \frac{U_{out}}{U_{in}} \rightarrow U_{out} \approx D \cdot U_{in} (\neq f(R_L)!) \\ I_{out} = \frac{U_{out}}{R_L} = I_{out,DC} = I_{L,Mittel} \\ \Delta I_{L,pp} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \cdot \frac{D}{f_{CLK}}$$

Bei realer Lastkapazität (inkl. ESR) gilt:  $\Delta U_{Cout}(t) = \Delta U_{Cout}(t) + \Delta U_{ESR(Cout)}(t)$

#### 7.1.3. Dimensionierung

$$L \geq \frac{U_{in} - U_{out}}{\Delta I_{L,pp}} \cdot T_{on} \\ C_{out} > \frac{\Delta I_{L,pp}}{\Delta U_{out,pp} \cdot 8 f_{CLK}}$$

### 7.2. Synchron-Wandler

#### Kein lückender Betrieb!

