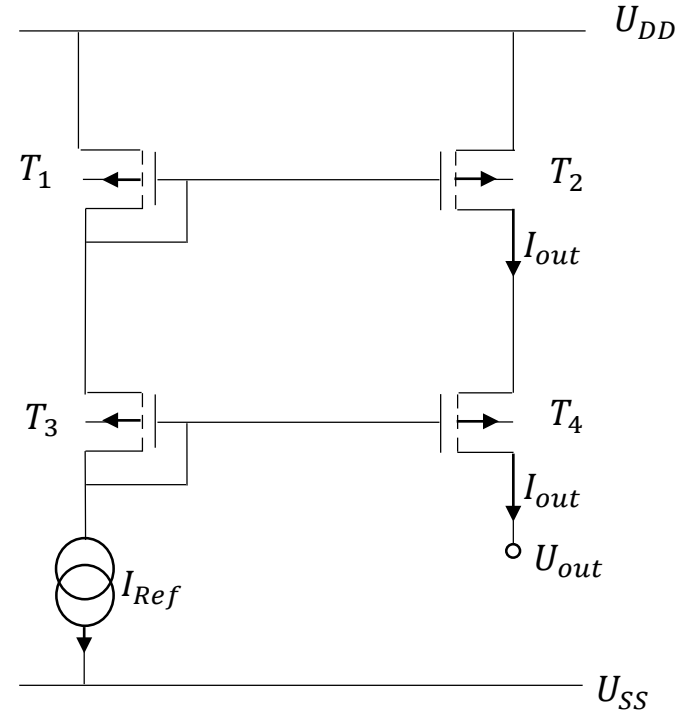
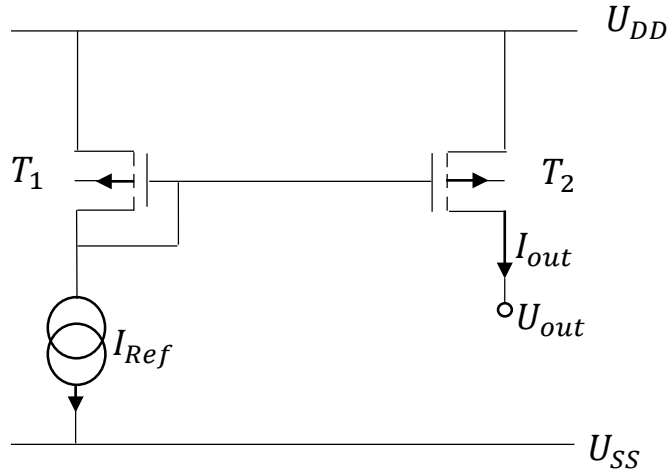
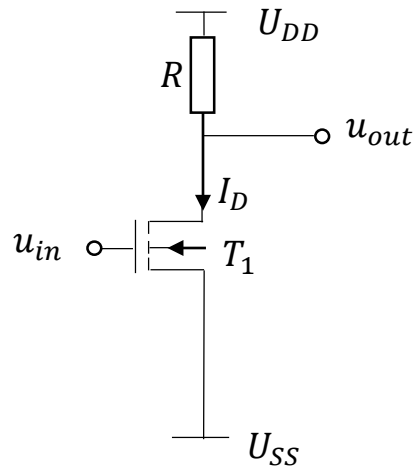


Stromspiegel mit p-Kanal-Transistoren

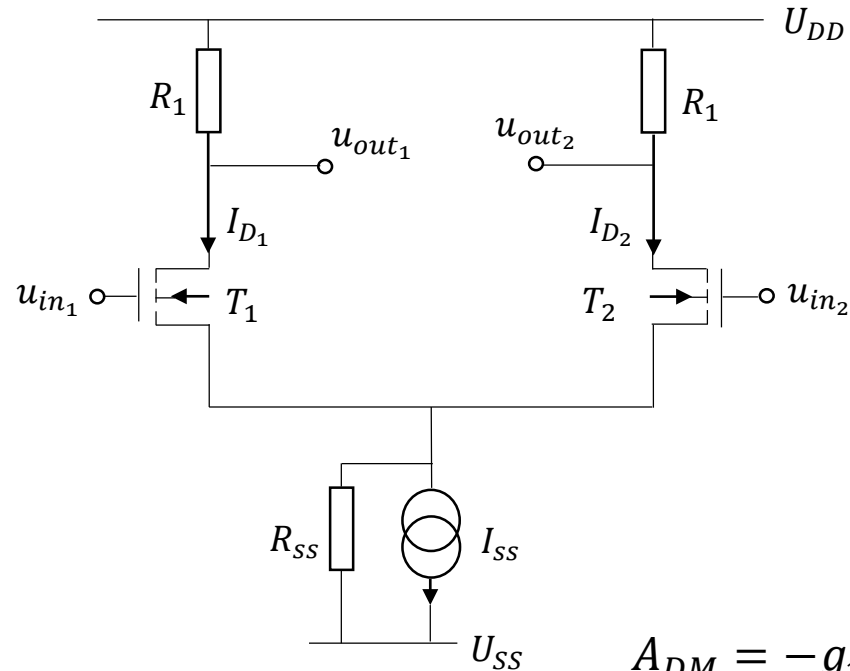


Einfacher Stromspiegel und Kaskode mit p-Kanal-Transistoren

Inverter und Differenzstufe mit Stromspiegel



$$A = -g_m \cdot R$$



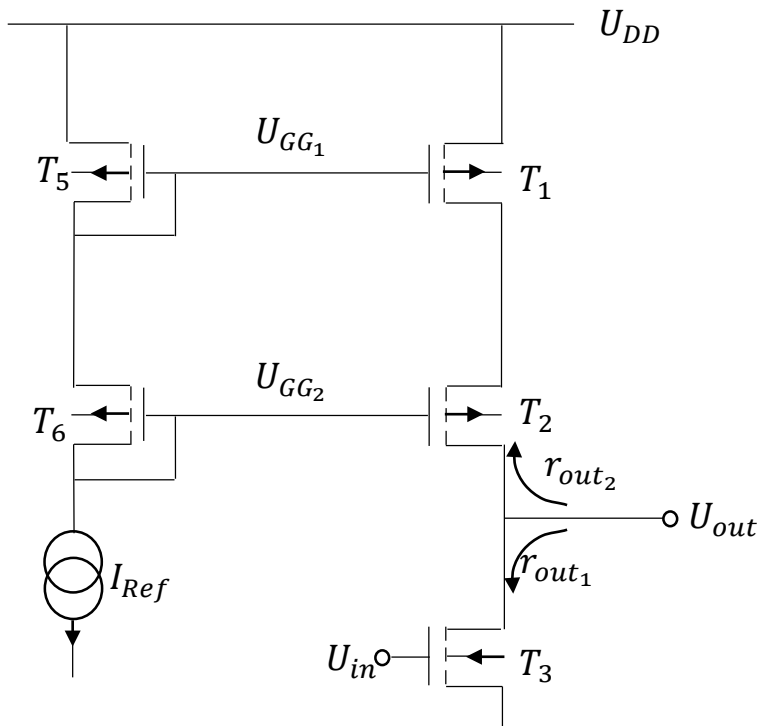
$$A_{DM} = -g_m \cdot R_1$$

$$A_{CM} = -\frac{R_1}{2 \cdot R_{SS}}$$

$$CMRR = g_m \cdot 2 \cdot R_{SS}$$

Inverter und Differenzstufe

Inverter und Differenzstufe mit Stromspiegel



Inverter mit Kaskode

$$A = -g \cdot r_{out}$$

$$g = \left. \frac{i_{out}}{u_{in}} \right|_{u_{out}=0} \approx g_{m_3}$$

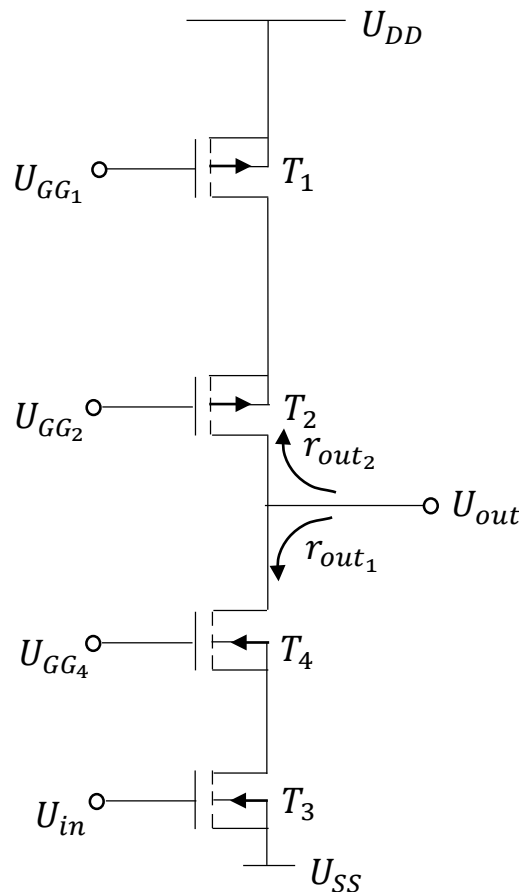
$$r_{out} = \left. \frac{u_{out}}{i_{out}} \right|_{u_{in}=0} = r_{out_1} \parallel r_{out_2}$$

gemäß Folie 62:

$$r_{out_2} \approx g_{m_2} \cdot r_{DS_2} \cdot r_{DS_1} = r_{DS_3} \parallel (g_{m_2} \cdot r_{DS_2} \cdot r_{DS_1}) \approx r_{DS_3}$$

$$\Rightarrow A \approx -g_{m_3} \cdot r_{DS_3}$$

Inverter und Differenzstufe mit Stromspiegel



für $u_{in} = 0$

$$r_{out} = r_{out1} \parallel r_{out2}$$

$$r_{out1} = g_{m4} \cdot r_{DS4} \cdot r_{DS3}$$

$$r_{out2} = g_{m2} \cdot r_{DS2} \cdot r_{DS1}$$

mit $T_3 \simeq T_1$ und $T_4 \simeq T_2$

$$r_{out1} = r_{out2} \Rightarrow r_{out} = \frac{1}{2} \cdot r_{out1,2}$$

$$r_{out} = \frac{1}{2} \cdot g_{m_{2,4}} \cdot r_{DS_{2,4}} \cdot r_{DS_{1,3}}$$

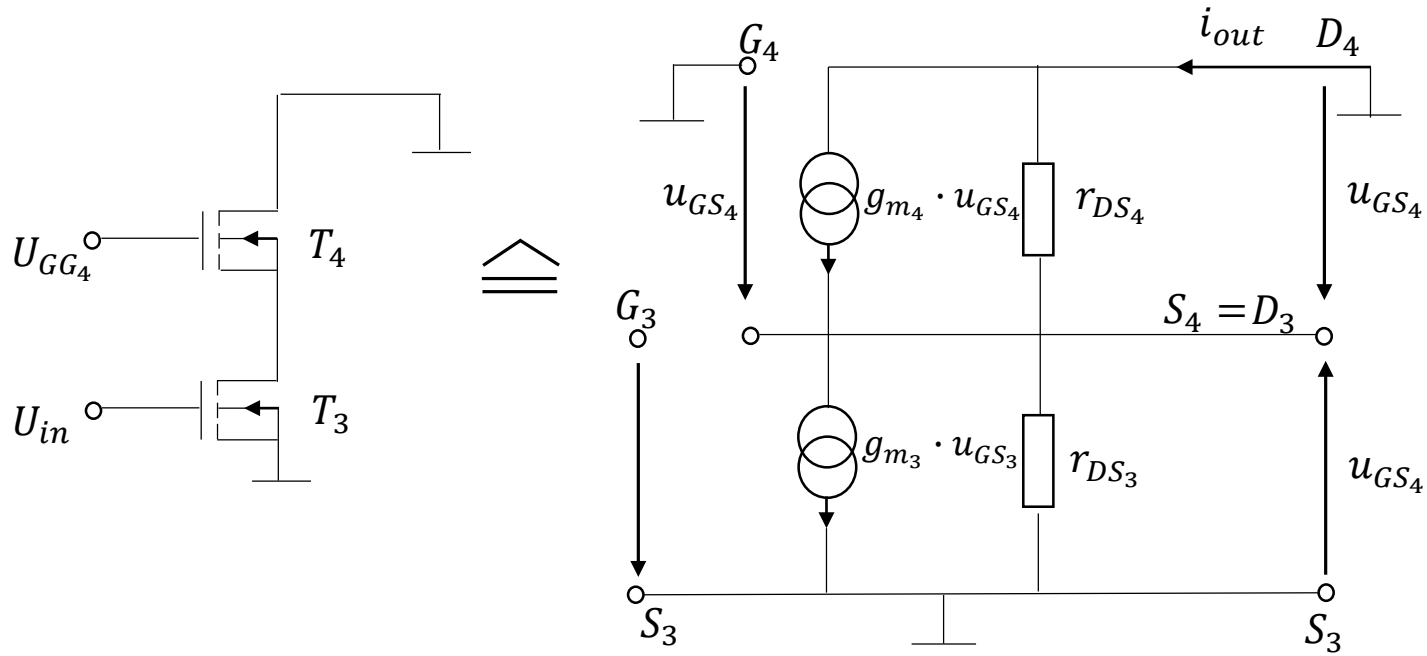
$$\Rightarrow A^* = -g_{m3} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot g_{m_{2,4}} \cdot r_{DS_{2,4}} \cdot r_{DS_{1,3}} \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \cdot (g_m \cdot r_{DS})^2$$

$$\approx -A_{Inverter}^2$$

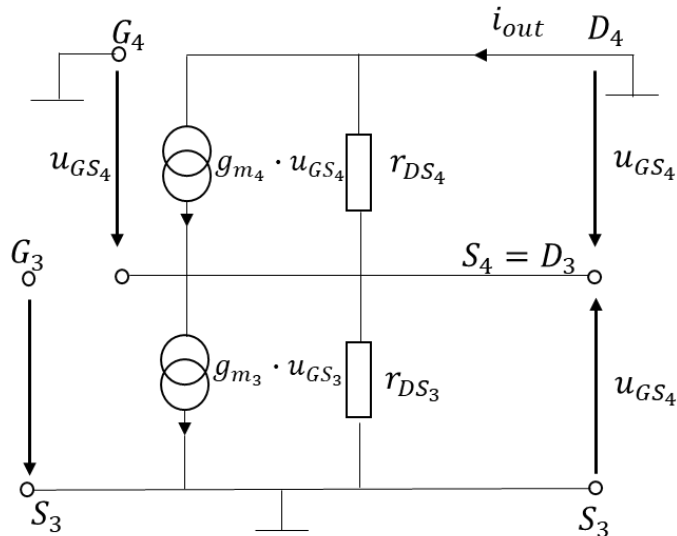
Erhöhter Ausgangswiderstand durch weiteren Transistor

Inverter und Differenzstufe mit Stromspiegel



Berechnung der Steilheit g

Inverter und Differenzstufe mit Stromspiegel



$$g = \left. \frac{i_{out}}{u_{in}} \right|_{u_{out}=0}$$

$$i_{out} = g_{m4} \cdot u_{GS4} + g_{DS4} \cdot u_{GS4}$$

$$i_{out} = g_{m3} \cdot u_{GS3} - g_{DS3} \cdot u_{GS4}$$

$$\Rightarrow g_{m3} \cdot u_{GS3} = u_{GS4} \cdot (g_{m4} + g_{DS4} + g_{DS3})$$

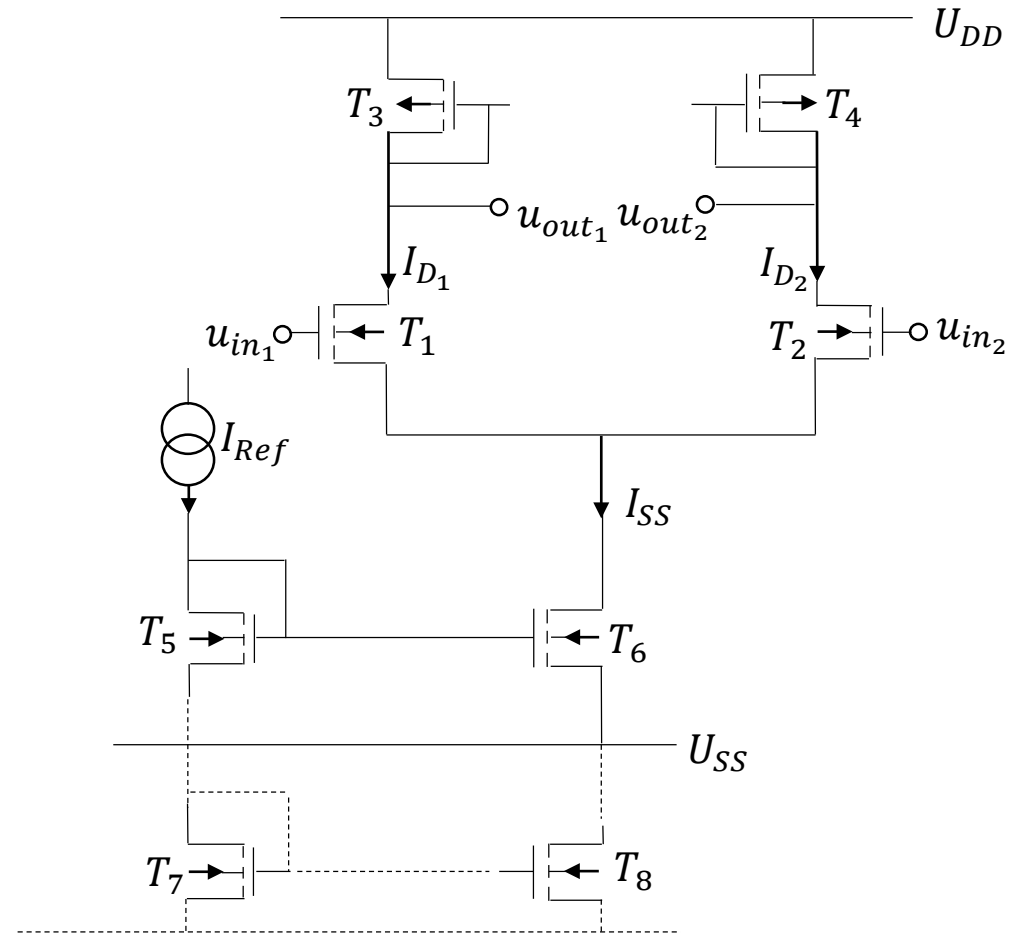
$$\Rightarrow u_{GS4} = \frac{g_{m3} \cdot u_{GS3}}{g_{m4} + g_{DS4} + g_{DS3}}$$

$$\Rightarrow i_{out} = g_{m3} \cdot u_{GS3} - g_{DS3} \cdot \frac{g_{m3} \cdot u_{GS3}}{g_{m4} + g_{DS4} + g_{DS3}}$$

$$\Rightarrow g = g_{m3} \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \underbrace{\frac{g_{DS4}}{g_{DS3}}}_{\approx 1} + \underbrace{g_{m4} \cdot r_{DS3}}_{\text{Verstärkung, GröÖenordnung 100}}} \right)$$

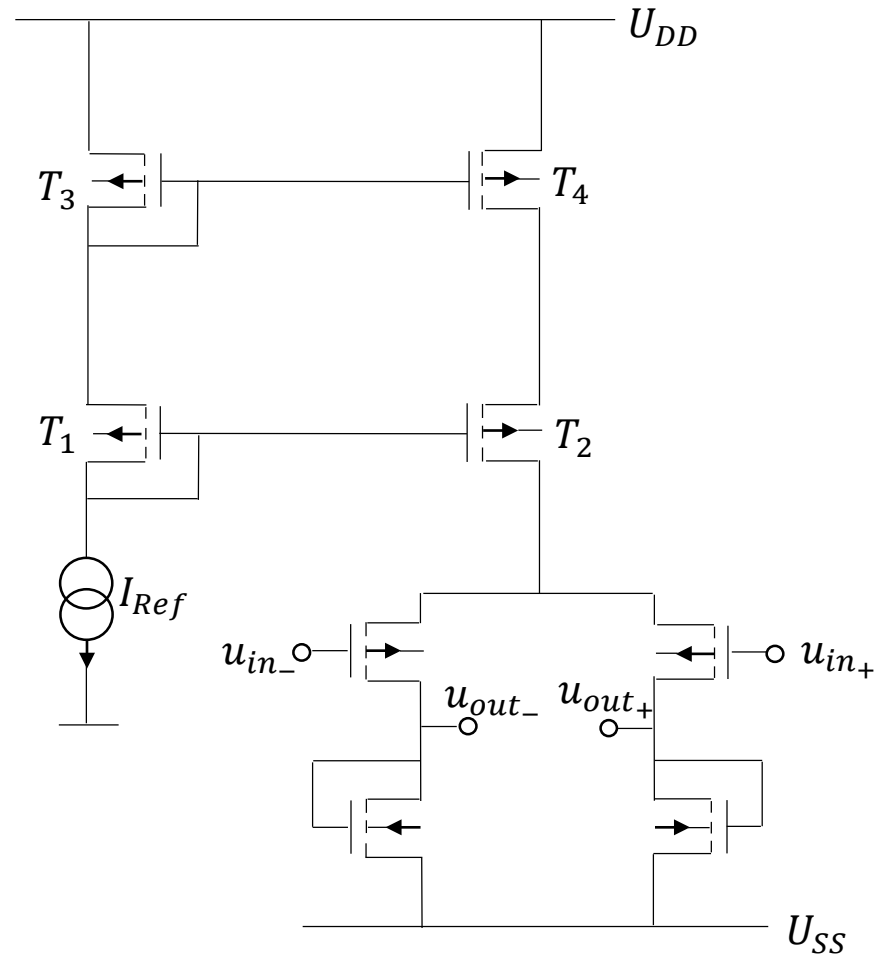
$$\Rightarrow g \approx g_{m3}$$

Inverter und Differenzstufe mit Stromspiegel



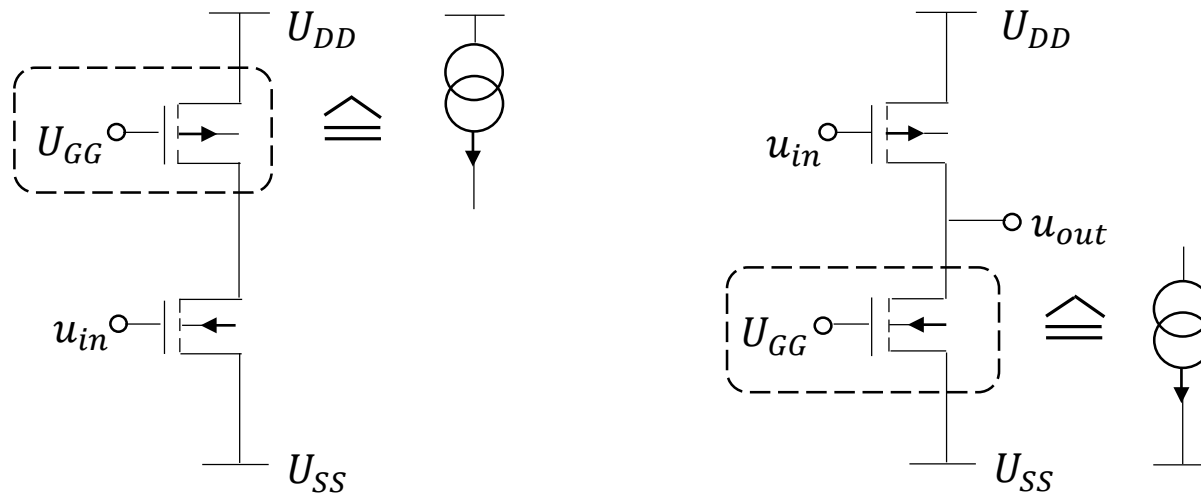
Differenzstufe mit Dioden als Last und einfachem Stromspiegel bzw. Kaskode

Inverter und Differenzstufe mit Stromspiegel



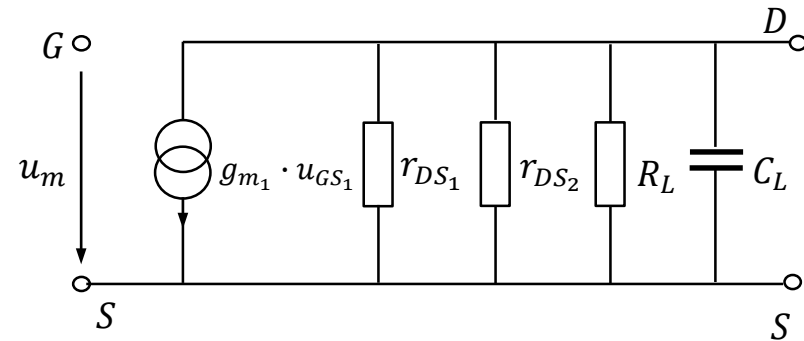
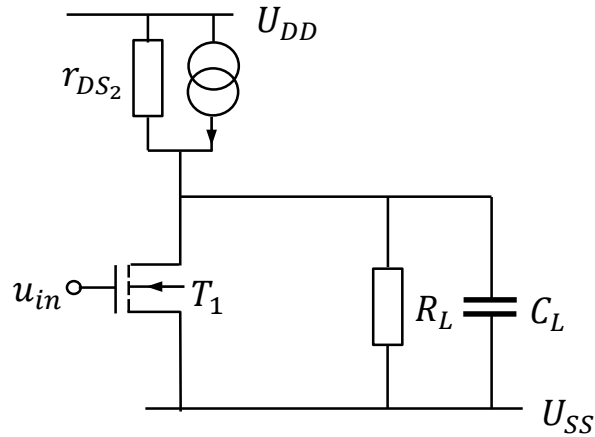
Differenzstufe mit Kaskode als Stromquelle

Inverter und Differenzstufe mit Stromspiegel



Inverter mit unterer bzw. oberer Schranke für u_{in}

Ausgangsstufen



Inverter mit Last

$$A = -g \cdot r_{out}$$

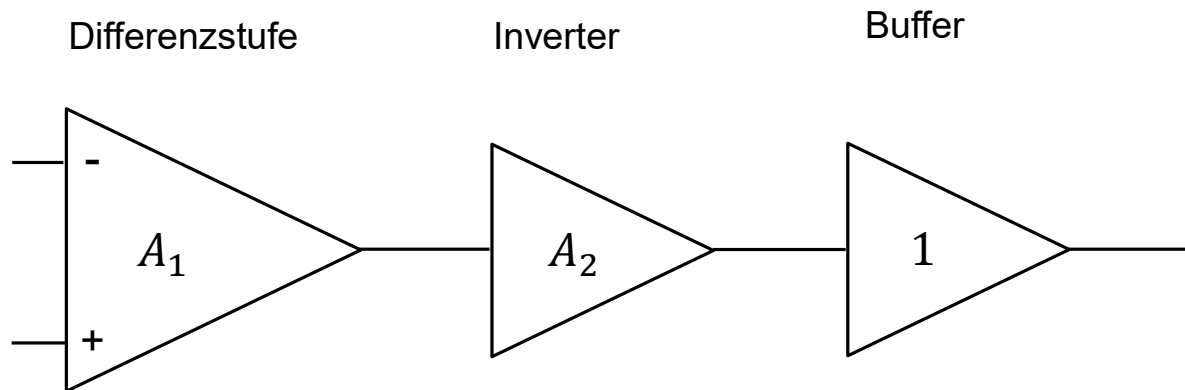
$$r_{out} = r_{DS1} \parallel r_{DS2} \parallel R_L$$

mit $R_L \ll r_{DS1,2}$

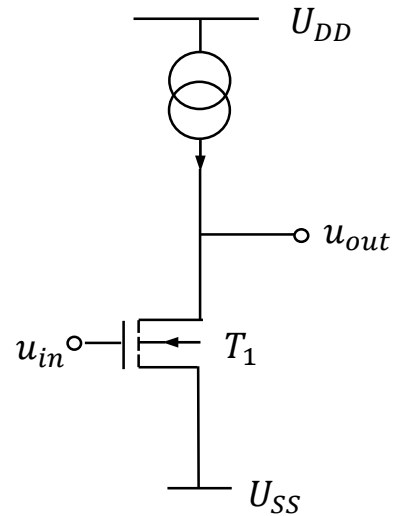
$$r_{out} \approx R_L$$

$$\Rightarrow A \approx -g \cdot R_L$$

Ausgangsstufen



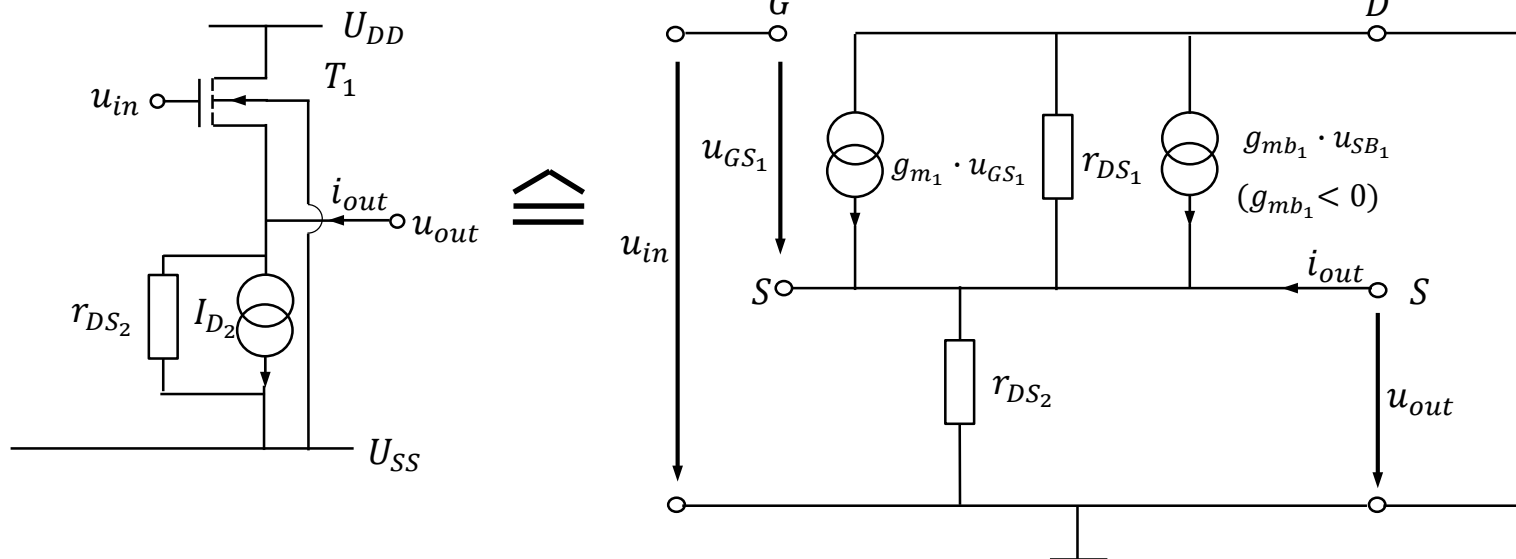
Entkopplung mit Hilfe eines Buffers



Einfacher Inverter

$$r_{DS} = \frac{2 \cdot L}{k_2 \cdot I_D} \cdot \sqrt{U_{DS} - U_{DSS}}$$

Source-Folger



Source-Folger

$$r_{out} = \left. \frac{u_{out}}{i_{out}} \right|_{u_{in}=0}$$

mit:

$$u_{in} = u_{GS1} + u_{out} = 0$$

$$u_{SB1} = u_{out} = -u_{GS1}$$

$$i_{out} = u_{out} \cdot g_{DS1} + u_{out} \cdot g_{DS2} - u_{SB1} \cdot g_{mb1} - u_{GS1} \cdot g_{m1}$$

$$\Rightarrow r_{out} = \frac{1}{g_{m1} + |g_{mb1}| + \frac{1}{r_{DS1}} + \frac{1}{r_{DS2}}}$$

$$\approx \frac{1}{g_{m1}}$$

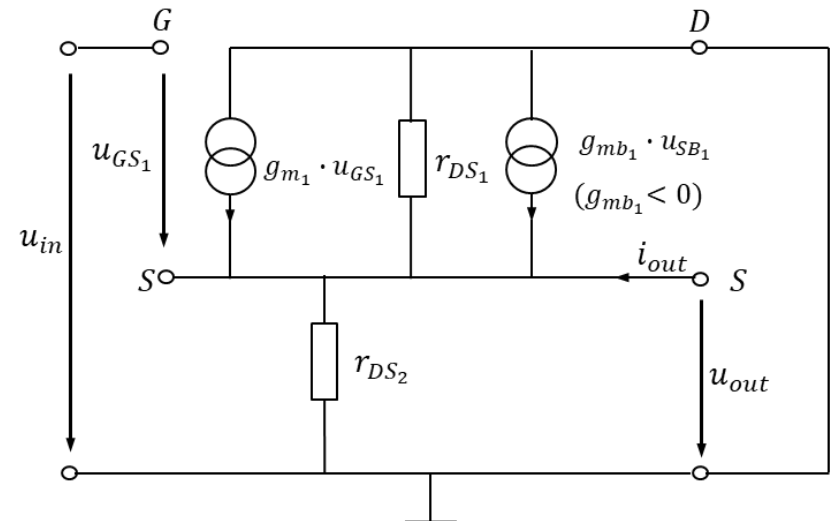
$$g = \left. \frac{i_{out}}{u_{in}} \right|_{u_{out}=0}$$

$$= -g_{m1}$$

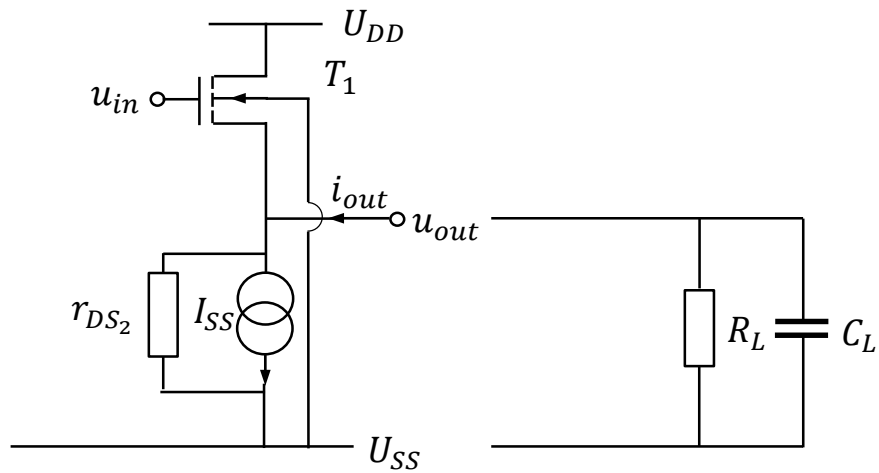
$$\Rightarrow A = -g \cdot r_{out} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + |g_{mb1}| + \frac{1}{r_{DS1}} + \frac{1}{r_{DS2}}}$$

$$\approx \frac{g_{m1}}{g_{m1} + |g_{mb1}|}$$

mit $g_m \approx 10 \cdot |g_{mb}|$: ≈ 1 (in jedem Fall $|A| < 1$)

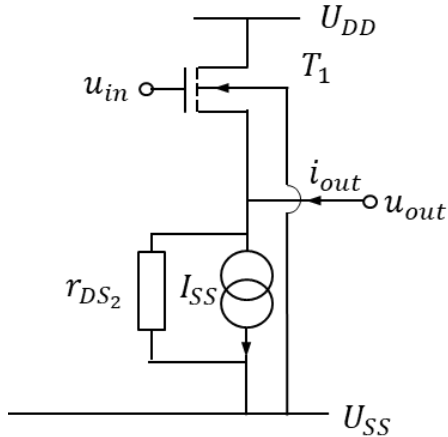


Source-Folger



Ausgangsbereich des Source-Folgers

Maximale Ausgangsspannung



$$\begin{aligned}
 U_{in_{max}} &= U_{DD} \\
 \Rightarrow U_{out_{max}} &= U_{DD} - U_{GS} \\
 &= U_{DD} - (U_{GS_{eff}} + U_T)
 \end{aligned}$$

$$U_T = U_{T_0} + \gamma (\sqrt{U_{SB} + 2 \cdot \Phi_D} - \sqrt{2 \cdot \Phi_D})$$

Substrat Dotterung

Source-Bulk-Spannung: $U_{SB} = U_{out} - U_{SS}$, da Bulk auf U_{SS} liegt und mit $\Phi_D \approx 0$

$$\begin{aligned}
 U_T &\approx U_{T_0} + \gamma \cdot \sqrt{U_{out} - U_{SS}} \\
 \Rightarrow U_{out_{max}} &= U_{DD} - U_{GS_{eff}} - U_{T_0} - \gamma \cdot \sqrt{U_{out} - U_{SS}}
 \end{aligned}$$

Ausgangsbereich des Source-Folgers



Maximale Ausgangsspannung

$$U_{DD} = 5V$$

$$U_{SS} = 0V$$

$$U_{T_0} = 1V$$

$$U_{GS_{eff}} = 0,2V$$

$$\gamma = 0,8\sqrt{V}$$

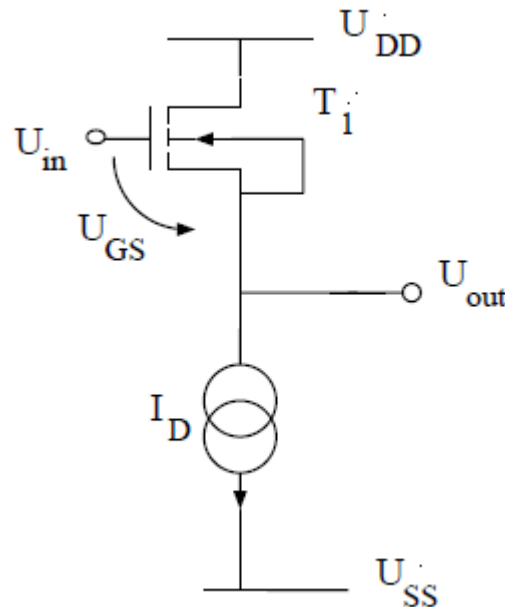
$$\begin{aligned}\Rightarrow U_{out_{max}} &= U_{DD} - U_{GS_{eff}} - U_{T_0} - \gamma \cdot \sqrt{U_{out} - U_{SS}} \\ &= 5V - 1V - 0,2V - 0,8\sqrt{V} \cdot \sqrt{U_{out}} \\ &= 3,8V - 0,8\sqrt{V} \cdot \sqrt{U_{out}} \\ &\quad \quad \quad \approx 2,5V\end{aligned}$$

Ausgangsbereich des Source-Folgers



Maximale Ausgangsspannung

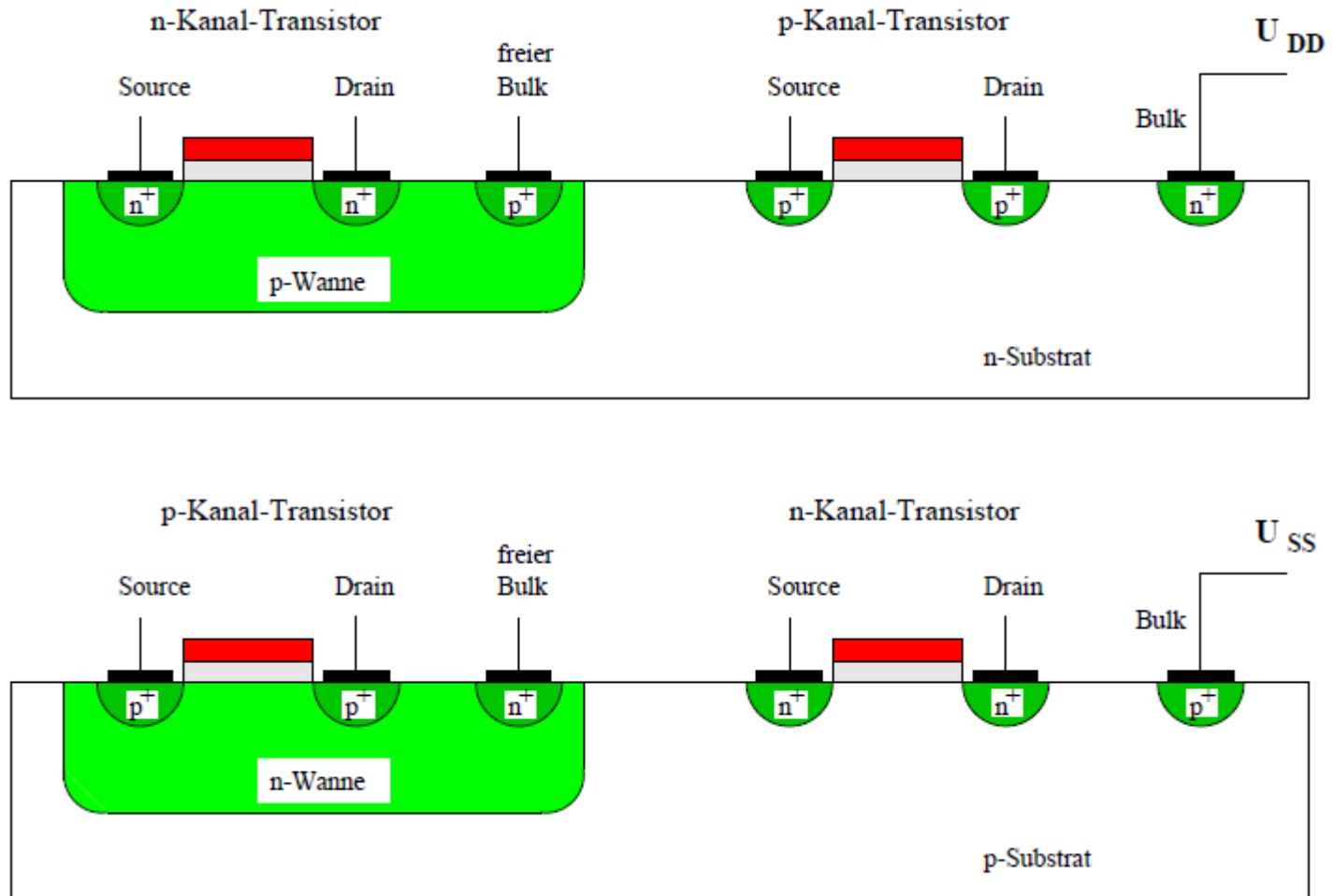
$$\begin{aligned} U_{out_{max}} &= U_{DD} - U_{GS_{eff}} - U_{T_0} \\ &= 3,8V \end{aligned}$$



Source-Folger mit $U_{SB} = 0$

Ausgangsbereich des Source-Folgers

Maximale Ausgangsspannung

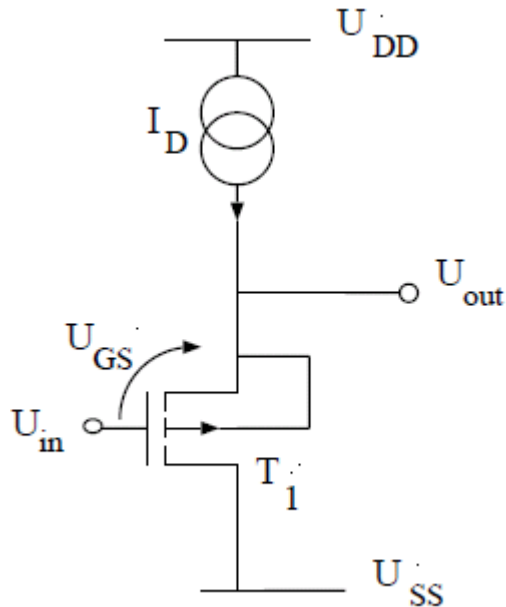


p-Wannen- und n-Wannen-Prozess

Ausgangsbereich des Source-Folgers



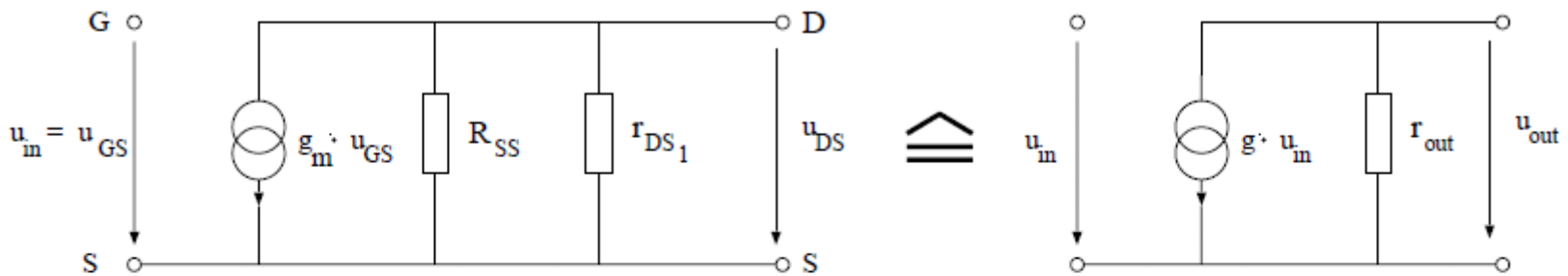
Maximale Ausgangsspannung



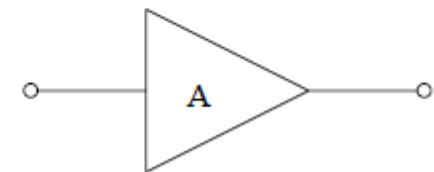
$$U_{out} = U_{DS_{Stromquelle}} + U_{SS}$$
$$U_{DS} > U_{GS} - U_T = U_{GS_{eff}}$$
$$\Rightarrow U_{out_{min}} = U_{GS_{eff}} (\approx 0,2V) + U_{SS}$$

Source-Folger mit p-Kanal-Transistor

Gesamtaufbau



Inverter mit Widerstandslast



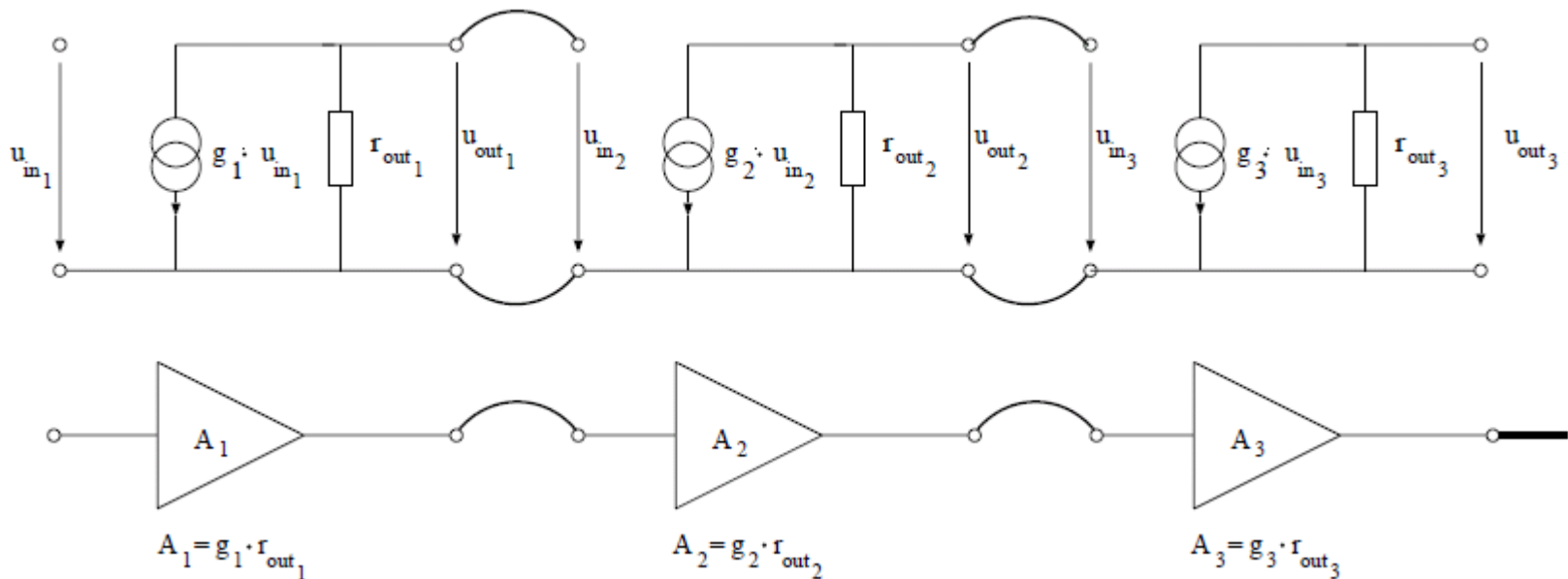
$$A = g \cdot r_{out}$$

Ersatzschaltbild Transistor mit einfacher Stromquelle (Innenwiderstand R_{SS}) als Nutzlast

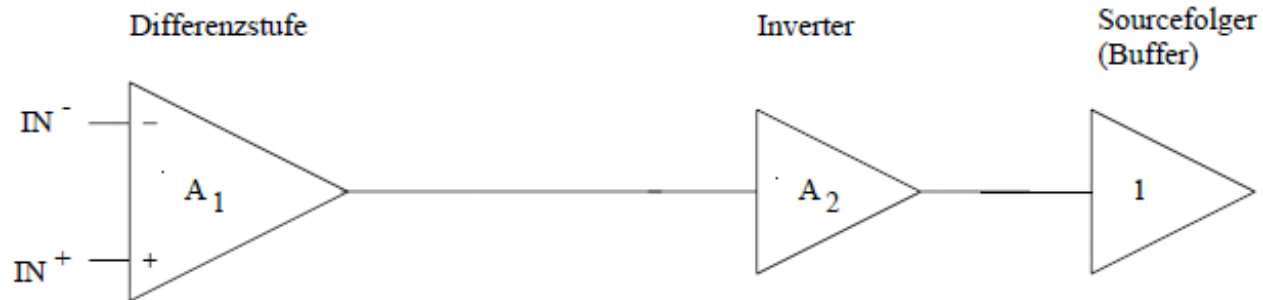
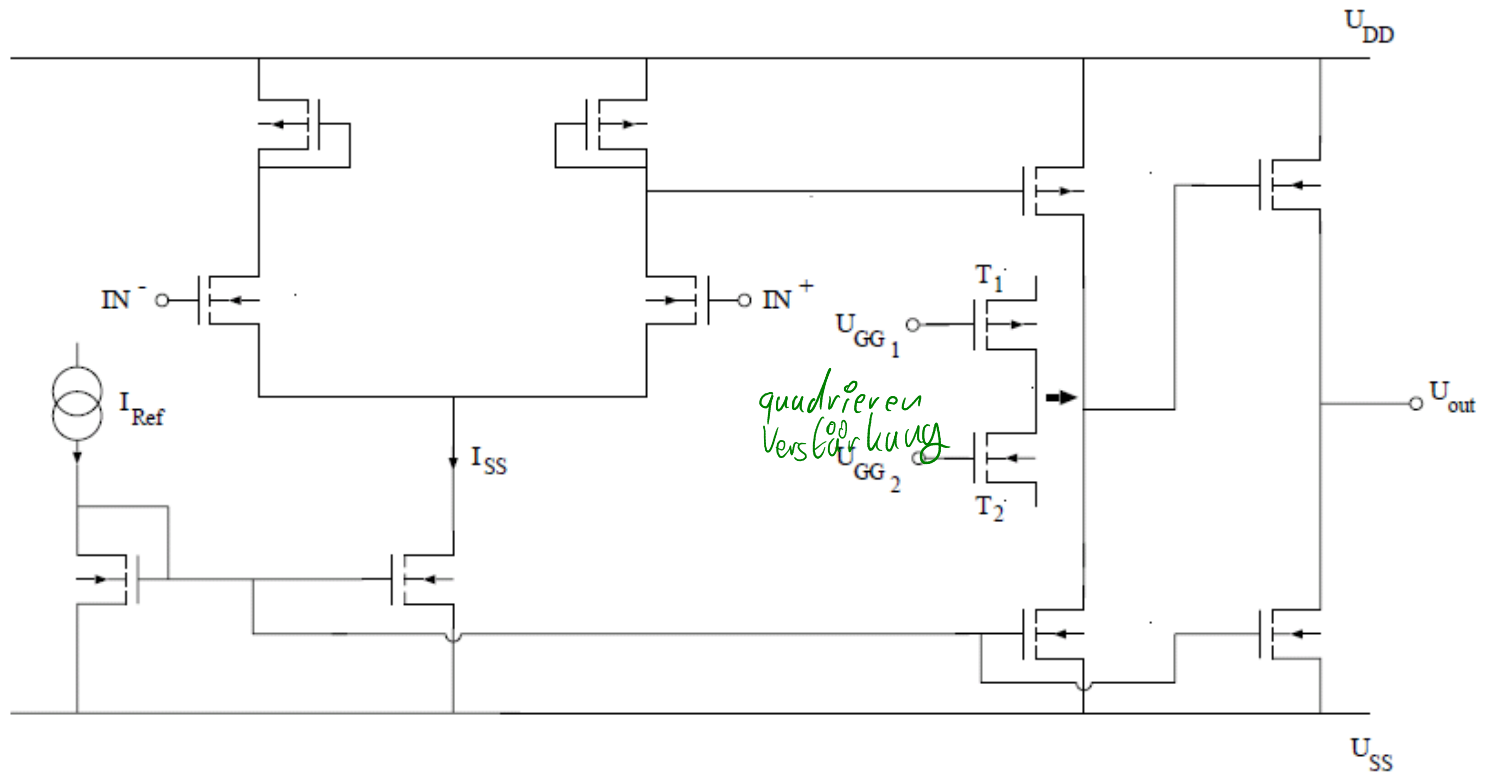
Gesamtaufbau

$$R_{in_2} \gg R_{out_1}$$

$$\Rightarrow A_1 \approx A_{1_{unbelastet}}$$



Verstärker aus Ersatzschaltbildern der Differenzstufe, des Inverters und des Ausgangsbuffers



Verstärker aus Differenzstufe, Inverter und Buffer

Für die Verstärkung gilt jeweils:

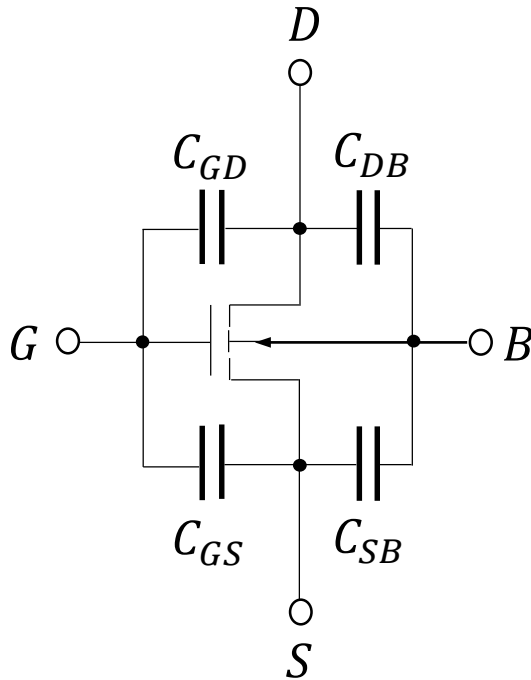
Differenzstufe	Inverter	Buffer
$A = g \cdot r_{out}$	$A = g \cdot r_{out}$	$A = g \cdot r_{out}$
Lastwiderstand: Diode		
$\Rightarrow r_{out} = \frac{1}{g_m}$		
$A = \frac{g_m}{g_m}$	$A = g_m \cdot r_{DS}$	$A = \frac{g_m}{g_m}$
	Hauptverstärker	

$$A_{Kaskode} = \frac{1}{2} \cdot g_m \cdot r_{DS} \cdot g_m \cdot r_{DS}$$

$$A_{Gesamt} = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3$$

$$\approx \frac{1}{2} \cdot (g_m \cdot r_{DS})^2$$

Parasitäre Kapazitäten eines Transistors



- Drain-Bulk- und Source-Bulk-Kapazität C_{DB} und C_{SB}
Es handelt sich hierbei um Sperrschichtkapazitäten, die über der Raumladungszone anfallen.
- Gate-Bulk-Kapazität
Solange kein leitender Kanal vorliegt ($U_{GS} < U_{Th}$), liegt zwischen Gate und Bulk über dem Oxid die Kapazität C_{ox} . Hier werden aber Transistoren in Sättigung betrachtet, d.h. es liegt ein Kanal vor. Dieser ist mit der Source leitend verbunden, sodass in der Sättigung keine Gate-Bulk-Kapazität existiert.
- Gate-Source- und Gate-Drain-Kapazität C_{GS} und C_{GD}

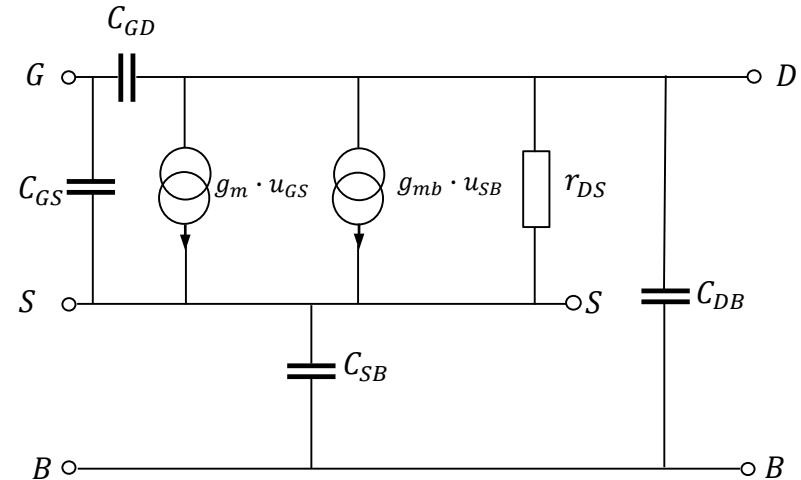
Näherung:

Betriebsbereich	Cgb	Cgs	Cgd
off	$C_{ox} WL$	0	0
Anlauf	0	$C_{ox} WL/2$	$C_{ox} WL/2$
Sättigung	0	$(2/3) C_{ox} WL$	0

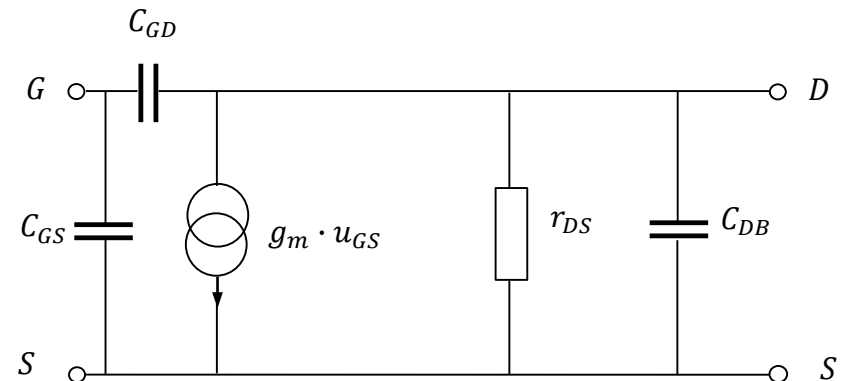
→ Flächenbezogen

Kleinsignal-ESB mit parasitären Kapazitäten

Mit Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten ergibt sich für einen Transistor folgendes Kleinsignal-ESB:



Wenn Bulk und Source kurzgeschlossen sind, ergibt sich das nebenstehende Bild. Die Vierpolparameter müssen neu berechnet werden:

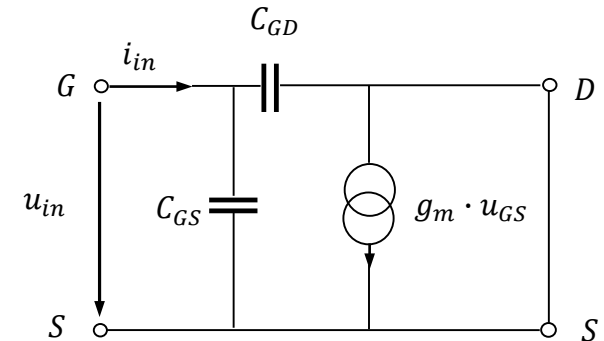


Vierpolparameter

Eingangsleitwert:

$$y_{11} = \left. \frac{i_{in}}{u_{in}} \right|_{u_{out}=0} = j\omega \cdot (C_{GD} + C_{GS})$$

$$\rightarrow r_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot (C_{GD} + C_{GS})}$$



Ausgangsleitwert:

$$y_{22} = \left. \frac{i_{out}}{u_{out}} \right|_{u_{in}=0} = g_{DS} + j\omega \cdot (C_{GD} + C_{DB})$$

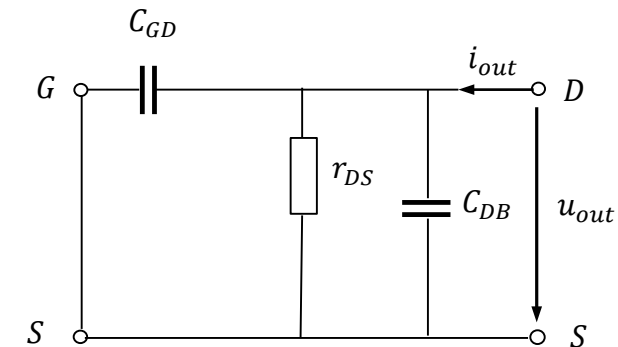
$$\rightarrow r_{out} = \frac{1}{y_{22}} = \frac{1}{g_{DS} + j\omega \cdot (C_{GD} + C_{DB})} = \frac{r_{DS}}{1 + j\omega \cdot (C_{GD} + C_{DB}) \cdot r_{DS}}$$

Mos FET quasi Tiefpass

Das entspricht einem **Tiefpassfilter**; der Ausgangswiderstand nimmt also bei höheren

Frequenzen ab: $R_{outTiefpass} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega \cdot C} = \frac{R}{1 + j\omega \cdot R \cdot C}$

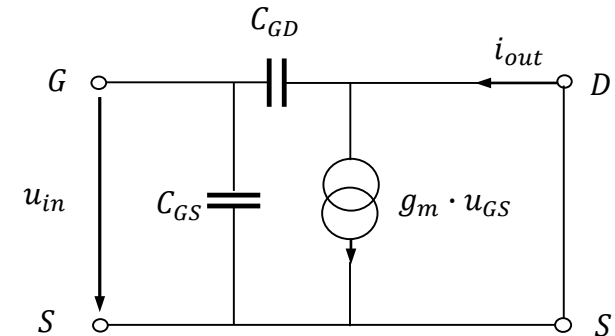
mit $C = C_{GD} + C_{DB}$; $R = r_{DS}$



Vierpolparameter

Steilheit:

$$y_{21} = \left. \frac{i_{out}}{u_{in}} \right|_{u_{out}=0} = g_m - j\omega \cdot C_{GD}$$



Für die Verstärkung gilt damit:

$$A = \left. \frac{u_{aus}}{u_{ein}} \right|_{i_{aus}=0} = -\frac{y_{21}}{y_{22}}$$

$$\rightarrow A = -(g_m - j\omega \cdot C_{GD}) \cdot \frac{r_{DS}}{1 + j\omega(C_{GD} + C_{DB}) \cdot r_{DS}} \text{ ist frequenzabhängig}$$

$$\rightarrow A_0 = A|_{\omega=0} = -g_m \cdot r_{DS} \text{ (Verstärkung bei } \omega = 0 \text{)}$$

Bei $\omega = 0$ erhält man also wie erwartet die bisher berechnete Verstärkung.

Frequenzgang

=> kein BODE-Diagramm in Klausur zeichnen!

- Beschreibung im Frequenzbereich

Zur Betrachtung des Verhaltens einer Schaltung im Frequenzbereich werden die Gleichungen einer entsprechenden Transformation unterzogen (Fourier, Laplace o.ä.). Der Zusammenhang zwischen Ausgang und Eingang im Frequenzbereich wird als Übertragungsfunktion bezeichnet. Die allgemeine Form einer

Übertragungsfunktion lautet:
$$A(s) = K \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{z_1}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{z_2}\right) \cdots}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{p_2}\right) \cdots}$$
 mit: s : komplexe Frequenz
 z_i : komplexe Nullstelle
 p_i : komplexe Polstelle

Interessant ist eine Betrachtung des Betrages und der Phase der Übertragungsfunktion:

- Für ihren Verlauf sind die vorkommenden Pole und Nullstellen verantwortlich. Ein Pol p_i bedeutet grob gesagt, dass ab dieser Frequenz der Betrag der Übertragungsfunktion mit steigender Frequenz abnimmt, nach einer Nullstelle z_i nimmt er dagegen zu.
- Weil eine Nullstelle allerdings aufgrund der Kausalität nicht ohne Pol vorkommen kann, führt eine Nullstelle ab der Nullstellenfrequenz zum Ausgleich der Auswirkung der Polstelle.

Die hier vorkommenden Pole und Nullstellen sind rein reell
und die komplexe Frequenz s ist rein imaginär
($s = \sigma + j\omega = 0 + j\omega$); daher gilt:

Betrag: $|A(s)| = |A(j\omega)| = K \cdot \frac{\sqrt{1 + \left|\frac{j\omega}{z_1}\right|^2} \cdot \sqrt{1 + \left|\frac{j\omega}{z_2}\right|^2} \dots}{\sqrt{1 + \left|\frac{j\omega}{p_1}\right|^2} \cdot \sqrt{1 + \left|\frac{j\omega}{p_2}\right|^2} \dots} = K \cdot \frac{\sqrt{1 + \left|\frac{\omega}{z_1}\right|^2} \cdot \sqrt{1 + \left|\frac{\omega}{z_2}\right|^2} \dots}{\sqrt{1 + \left|\frac{\omega}{p_1}\right|^2} \cdot \sqrt{1 + \left|\frac{\omega}{p_2}\right|^2} \dots}$

Handwritten note: $\frac{U_{Ans}}{U_{ein}}$ with an arrow pointing to $|A(s)|$

Phase: $\Phi(s) = \Phi(j\omega) = \arctan\left(\frac{j\omega}{z_1}\right) \cdot \arctan\left(\frac{j\omega}{z_2}\right) \dots$
 $-\arctan\left(\frac{j\omega}{p_1}\right) \cdot \arctan\left(\frac{j\omega}{p_2}\right) \dots$

Üblicherweise wird die **logarithmierte** Form des Betrages der Übertragungsfunktion betrachtet:

$$\lg|A(s)| = \lg|K| + \lg\sqrt{1 + \left|\frac{\omega}{z_1}\right|^2} + \lg\sqrt{1 + \left|\frac{\omega}{z_2}\right|^2} \dots$$

$$-\lg\sqrt{1 + \left|\frac{\omega}{p_1}\right|^2} - \lg\sqrt{1 + \left|\frac{\omega}{p_2}\right|^2} \dots$$

Beispiel: Ein-Pol-System

Im Bode-Diagramm wird der Frequenzgang getrennt nach Betrag und Phase dargestellt. Der Betrag wird in Dezibel dB mit $|A|_{dB} = 20 \cdot \lg|A|$ angegeben, die Frequenz wird ebenfalls logarithmisch aufgetragen.

Die Übertragungsfunktion eines Ein-Pol-Systems lautet dann: $A(s) = \frac{K}{1 - \left(\frac{\omega}{p_1}\right)}$

Dies entspricht einem Tiefpass (siehe Seite 92) mit dem Frequenzgang:

$$|A(s)| = \frac{|K|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{p_1}\right)^2}}$$

$$\lg|A(s)| = \lg|K| - \lg\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{p_1}\right)^2}$$

Bereiche:

$$\omega \ll p_1: \lg|A(s)| \approx \lg|K| - \lg|1| = \lg|K|$$

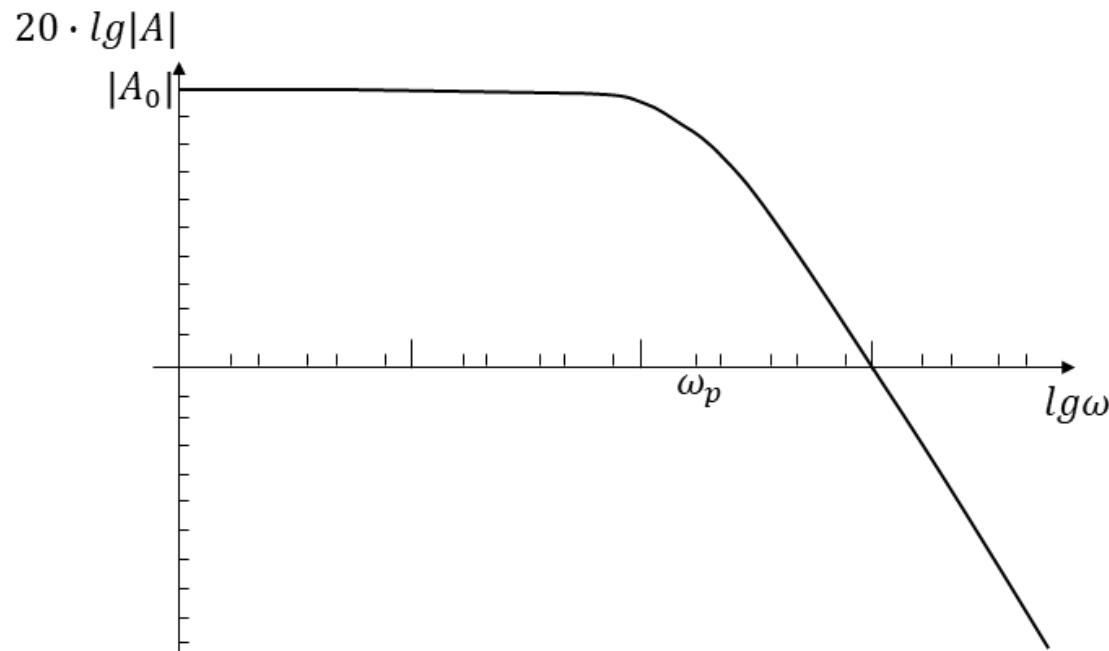
$$\omega \gg p_1: 1 + \left(\frac{\omega}{p_1}\right)^2 \approx \left(\frac{\omega}{p_1}\right)^2$$

$$\rightarrow \lg|A(s)| \approx \lg|K| - \lg\left|\frac{\omega}{p_1}\right|$$

- Die Einheit dB erhält man, wenn der Logarithmus mit 20 multipliziert wird. Damit führt im zweiten Bereich eine Verdopplung von ω zu einer Absenkung um 6 dB:

- $|A(s)|_{dB} = 20 \cdot \lg|K| - 20 \cdot \lg \left| \frac{\omega}{p_1} \right|$

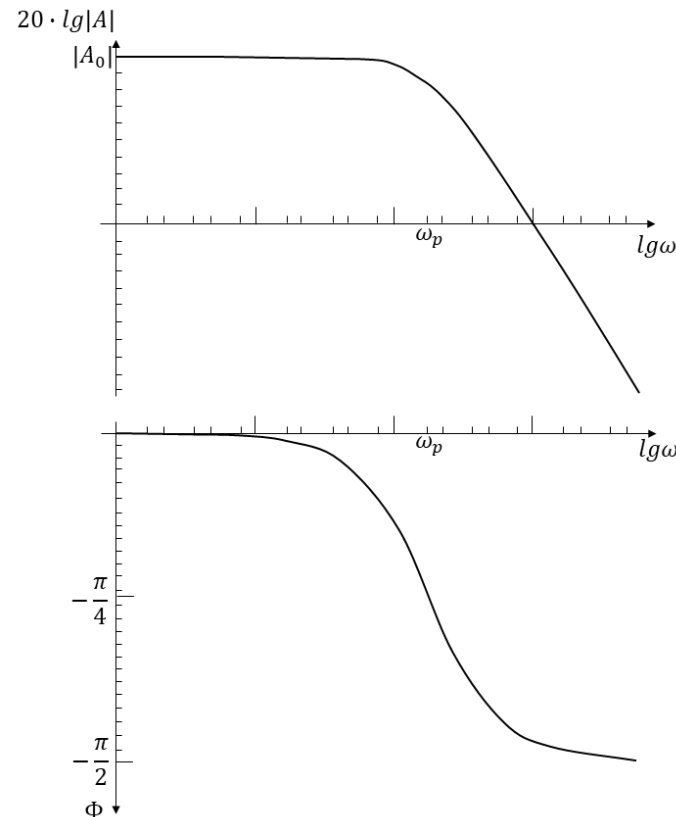
$$\begin{aligned} \rightarrow |A(2 \cdot s)|_{dB} &= 20 \cdot \lg|K| - 20 \cdot \lg \left| \frac{2 \cdot \omega}{p_1} \right| \\ &= 20 \cdot \lg|K| - \left(20 \cdot \lg|2| + 20 \cdot \lg \left| \frac{\omega}{p_1} \right| \right) \\ &= |A(s)|_{dB} - 6dB \end{aligned}$$



- Am Pol $\omega = p_1$ gelten beide Näherungen nicht. Man erhält:

$$\lg|A(\omega = p_1)| = \lg|K| - \lg\sqrt{1 + \left(\frac{p_1}{p_1}\right)^2} = \lg|K| - \lg\sqrt{2} = \lg|K| - 3\text{dB}$$

- Bei der Eckfrequenz ist die Übertragungsfunktion also um 3 dB abgefallen.



- Die Phase im Bode-Diagramm wird vom Pol p_1 bis 90° gedreht, bei der Eckfrequenz beträgt die Drehung 45° .

Allgemeiner Fall

- Im allgemeinen Fall ist die Übertragungsfunktion nicht faktorisiert.

Dann lässt sich die Funktion aufspalten: mit $A(s) = \frac{Z(s)}{N(s)}$:

$$N(s) = 1 + a \cdot s + b \cdot s^2$$

$$= \left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{p_2}\right) = 1 - \underbrace{\left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2}\right)}_a \cdot s + \underbrace{\frac{1}{p_1 \cdot p_2}}_{\frac{1}{b}} \cdot s^2$$

- Im Allgemeinen liegen hier die Pole nicht nahe beieinander, sodass man sie in dominante und nicht dominante Pole einteilen kann. Wenn der Abstand groß genug ist, beeinflussen sie sich nicht gegenseitig. Man kann ohne Beschränkung der Allgemeinheit annehmen:

$$|p_2| \gg |p_1| \rightarrow p_1 \approx -\frac{1}{a} \quad \text{und} \quad p_2 \approx -\frac{a}{b}$$

- Damit können die Pole näherungsweise einzeln betrachtet werden.