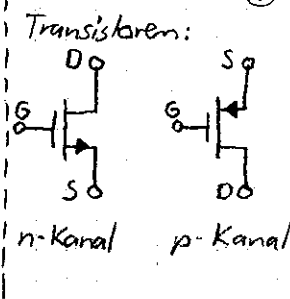


Bei starker Inversion: ($V_{GS} > V_{GSsat}$)
 $V_{GSsat} \approx V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}}$

Bei schwacher Inversion:
 $V_{GSsat} \approx 5 \cdot I_{D1} \approx 130\text{mV}$ bei $T=300\text{K}$
 $\Phi_T = V_{Ternp} = \frac{k \cdot T}{e}$ (bei 27°C ist $\Phi_T = 26\text{mV}$)



Ausgangsstrombereich I_D bzw. V_{GS} Bereich	Transistor ungesättigt (Widerstandscharakter) $V_{GS} < V_{GSsat}$ $V_{GS} > V_{GSsat}$	Transistor gesättigt (Stromquellenbetrieb) $V_{GS} > V_{GSsat}$ $V_{GS} < V_{GSsat}$
0: LECK	Keine Formel; Obere Bereichsgrenze V_k bzw. I_k	
1: EXP	$I_D = I_{M1} \cdot e^{\frac{V_{GS}-V_{th1}}{n_1 \cdot \Phi_T}} \cdot (1 - e^{-\frac{V_{GS}}{\Phi_T}}) \cdot (1 \pm \lambda) \cdot V_{GS}$	$I_D = I_{M2} \cdot e^{\frac{V_{GS}-V_{th2}}{n_2 \cdot \Phi_T}} \cdot (1 \pm \lambda) \cdot V_{GS}$
2: MOD	keine Formel; Untere und obere Bereichsgrenze V_{th1} und V_{th2} bzw. I_{M1} und I_{M2}	
3: QUAD	$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T) \cdot V_{GS} - \frac{V_{GS}^2}{2} (1 \pm \lambda) \cdot V_{GS}$	$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 \pm \lambda) \cdot V_{GS}$
4: LIN	Keine Formel; Untere Bereichsgrenze V_L bzw. I_L	$\Rightarrow V_{GS} = V_T \pm \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\beta}}$

Formeln gültig für n-Kanal und p-Kanal Transistoren
 Wenn die Stromänderung I_D bei Erhöhung von V_{GS} nicht berücksichtigt wird, so muss $\lambda = 0$ gesetzt werden. \Rightarrow Formeln werden einfacher

- V_{GS} = Spannung zwischen Gate und Source [V]
- V_T = Schwellenspannung [V]
- Φ_T = Temperaturspannung [V]
- k = Boltzmann Konstante ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$)
- T = Temperatur [K]
- e = Elementarladung ($1,60 \cdot 10^{-19} \text{ C}$)
- r_{DS} = Ausgangswiderstand [Ω]
- λ = Kanallängenmodulationsfaktor
- V_A = Early Spannung [V]
- a_A = Early-Faktor
- L = Kanallänge [m]
- V_{SB} = Source-Bulk Spannung
- Φ_0 = Oberflächenpotentialverschiebung [V]
- χ = ... [V]
- Φ_F = Fermipotential [V]
- I_{M1} = Drainsstrom für quadratischen Transistor
- I_{M2} = Drainsstrom an Grenze von schwacher zu mod. Inver.
- W = Kanalbreite [m]
- n_1 = Unterschwellenreigenschaftsfaktor
- B = Transkonduktanzparameter für ungesättigten Bereich
- β = Transkonduktanzparameter für gesättigten Bereich
- β_0 = spezifischer Transkonduktanzparameter bei $W=L$
- C_{ox} = Kapazität der Gateelektrode pro Flächeneinheit
- μ = Beweglichkeit der Ladungsträger im Silizium (für p und n Material verschieden)
- α = Transkonduktanzverhältnis

Ausgangsstrombereich	Mathematisch	Physikalisch
0: Leckstrombereich	I_D hat Minimum	Leckströme im Substrat
1: Exponentieller Bereich (EXP)	I_D steigt exponentiell mit V_{GS}	Kanal zeigt schwache Inversion
2: Schwellenbereich (MOD)	keine handliche Formel für I_D	Kanal zeigt moderate Inversion
3: Quadratischer Bereich (QUAD)	I_D steigt quadratisch mit V_{GS}	Kanal zeigt starke Inversion
4: Linearer Bereich (LIN)	I_D steigt annähernd linear mit V_{GS}	Geschwindigkeitssättigung der Ladungsträger

V_{th} ist ca. 50 bis 200mV unter V_T .

$\lambda = \frac{1}{V_A}$; $V_A = a_A \cdot L$

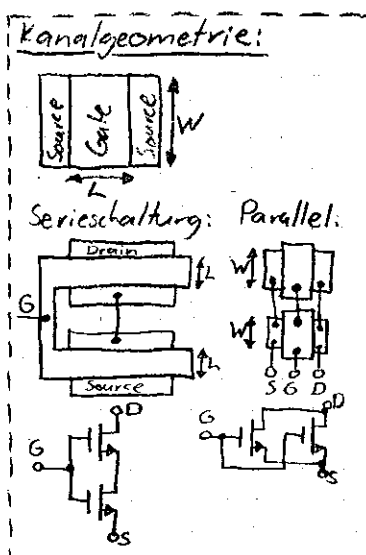
$I_{Dreal} = I_{Dideal} \cdot (1 + \frac{V_{DS}}{V_A}) = I_{Dideal} (1 + \lambda \cdot V_{DS})$

$V_T = V_{T0} \pm \Delta V_T$ mit $\Delta V_T = \gamma (\sqrt{V_{SB} + \Phi_0} - \sqrt{\Phi_0})$
 $\gamma_n = 0,6 \cdot \sqrt{V}$
 $\gamma_p = 0,5 \cdot \sqrt{V}$
 $\Phi_0 = 2 \cdot \Phi_F = 0,6$

$I_{M1} = \frac{W}{L} \cdot I_{M1} ; I_D = \frac{W}{L} \cdot I_D$

$n_{M1} = 1 + \frac{\gamma}{2 \cdot \sqrt{V_{SB} + \Phi_0}} ; \alpha = \frac{\beta_0}{\beta}$

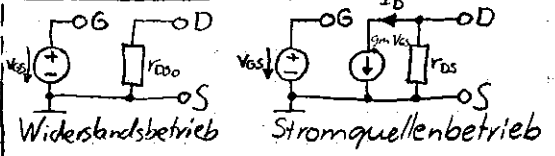
$B = \frac{W}{L} \cdot \beta_0 = \frac{W}{L} \cdot \mu \cdot C_{ox}$ (für Handrechnung $\alpha=1 \Rightarrow \beta_0=\beta$)
 $\beta = \frac{W}{L} \cdot \beta_0 = \frac{W}{L} \cdot \alpha \cdot C_{ox}$



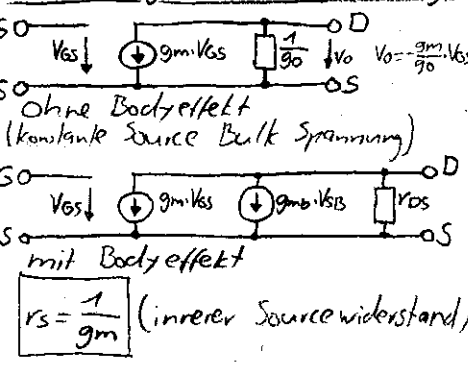
Richtgrößen für Gleichspannungsparameter:

Parameter	SAC2		C35	
	n-Kanal	p-Kanal	n-Kanal	p-Kanal
V_T ($V_{SB}=0V$)	0,6V	-0,65V	0,6V	-0,68V
β_0	49 $\mu\text{A/V}^2$	17 $\mu\text{A/V}^2$	70 $\mu\text{A/V}^2$	58 $\mu\text{A/V}^2$
a_A	6 V/um	6 V/um		
n_{M1} ($V_{SB}=0V$)	1,5	1,5	1,3	1,3

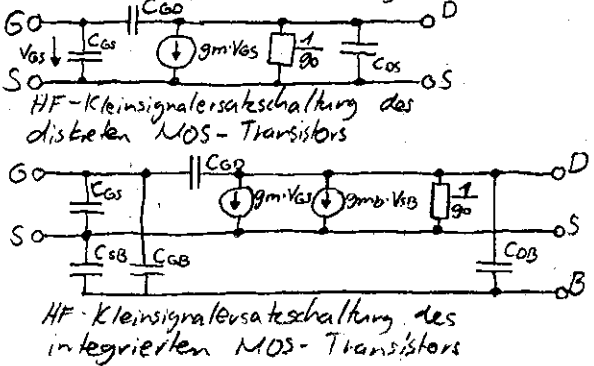
Ersatzschaltungen:



NF-Kleinsignal-Ersatzschaltung:



HF-Kleinsignal-Ersatzschaltung:



Leitwerte:

	Transistor ungesättigt $V_{GS} < V_{GSsat}$	Transistor gesättigt $V_{GS} > V_{GSsat}$
EXP-Bereich	$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{I_D}{V_{GS} - V_{th}}$ $g_0 = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{I_D}{V_{GS} - V_{th}}$	$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{I_D}{V_{GS} - V_{th}}$ $g_0 = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{I_D}{V_{GS} - V_{th}}$
QUAD-Bereich	$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = \beta (V_{GS} - V_T)$ $g_0 = \beta (V_{GS} - V_T)$	$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = \beta (V_{GS} - V_T)$ $g_0 = \beta (V_{GS} - V_T)$

$g_m = \text{Transkonduktanz (Steilheit der Gate-Source-Charakteristik)}$

Verstärker Grundschaltungen

Source-Schaltung	Gate-Schaltung	Drain-Schaltung (Sourcefolger)	Gegenkopplungsarten
<p>invertierender Verstärker tiefe bis mittlere Frequenzen $v_{in} = \text{gross}$; $v_{out} = \text{gross}$</p>	<p>nichtinvertierender Verstärker hohe Frequenzen (HF-Verstärker) $v_{in} = \text{klein}$; $v_{out} = \text{gross}$</p>	<p>nichtinvertierender Verstärker Spannungsfollower, Impedanzwandler $v_{in} = \text{gross}$; $v_{out} = \text{klein}$</p>	<p>Serial Parallel SP-GK Parallel Parallel PP-GK</p>
$a = -\frac{R_D}{R_S + \frac{1}{g_m} + (R_D + R_S) \frac{g_o}{g_m}}$ <p>Bei $g_m, R_D \gg g_o \Rightarrow a \approx -\frac{R_D}{R_S + \frac{1}{g_m}}$ Bei $R_S = 0 \Rightarrow a \approx -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_D} \cdot \frac{g_o}{g_m}$ Bei $R_S = 0$ und $R_D \rightarrow \infty \Rightarrow a \approx -\mu = -\frac{g_m}{g_o}$ $a_{max} \approx -\frac{g_m}{g_o}$</p>	$a = \frac{R_D(1 + \frac{g_o}{g_m})}{R_S + \frac{1}{g_m} + (R_D + R_S) \frac{g_o}{g_m}}$ <p>Bei $g_m, R_D \gg g_o \Rightarrow a \approx \frac{R_D}{R_S + \frac{1}{g_m}}$ Bei $R_S = 0$ und $g_m \gg g_o \Rightarrow a \approx \frac{1 + R_D \frac{g_o}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + R_D} \cdot \frac{g_o}{g_m}$ Bei $R_S = 0$ und $R_D \rightarrow \infty \Rightarrow a \approx \mu = \frac{g_m}{g_o}$</p>	$a = \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{g_m} + (R_D + R_S) \frac{g_o}{g_m}}$ <p>Bei $R_S, R_D \ll \frac{1}{g_o} \Rightarrow a \approx \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{g_m}}$ Bei $\frac{1}{g_m} \ll R_S \ll \frac{1}{g_o} \Rightarrow a \approx 1$</p>	<p>Serial Parallel PS-GK Serial Serial SS-GK</p>
$g_m = \frac{1}{r_s}; \quad g_o = \frac{I_D}{V_A + V_{DS}} = \frac{I_D}{V_A} \quad (\text{Näherung für } V_A \gg V_{DS}) \quad V_A = 5V \dots 100V \text{ (abhängig von Kanallänge } L)$			<p>Signalfluss im Transistor</p> <p>Inversion keine Invert Basis/Gate ist immer Eingang Folter/Drain ist immer Ausgang Emitter/Source ist Eingang o. Ausgang</p>

Innenwiderstände:

$r_{ig} \rightarrow \infty$
 $r_{is} = (r_s // r_{os}) \cdot (1 + \frac{R_D}{r_{os}}) = \frac{1}{g_m + g_o} (1 + g_o R_D)$
 Bei $\frac{1}{g_o} \gg R_D \Rightarrow r_{is} \approx r_s // r_{os} = \frac{1}{g_m + g_o}$
 Bei $g_m, R_D \gg g_o \Rightarrow r_{is} \approx r_s = \frac{1}{g_m}$
 $r_{id} = r_{os} \cdot (1 + \frac{R_S}{r_s} + \frac{R_S}{r_{os}}) = \frac{1}{g_o} (1 + g_m R_S) + R_S$
 Bei $\frac{1}{g_o} \gg R_S \Rightarrow r_{id} \approx r_{os} \cdot (1 + \frac{R_S}{r_s}) = \frac{1}{g_o} (1 + g_m R_S)$
 Bei $R_S = 0 \Rightarrow r_{id} \approx r_{os} = \frac{1}{g_o}$

MOS-Diode:

$I_D = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2$
 $V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{2 I_D}{\beta}}$
 $R = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{I_D}$
 $r_s = \text{innerer Sourcewiderstand}$

Ersatzschaltung:

$r_{MO} = r_s // r_{os} = \frac{1}{g_m + g_o} [L]$
 Bei $g_m \gg g_o \Rightarrow r_{MO} \approx r_s = \frac{1}{g_m}$
 $r_s = \frac{1}{\beta (V_{GS} - V_T)} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \mu \cdot I_D}}$

Spannungsteiler mit MOS-Diode:

$\frac{V_{GS1} - V_T}{V_{GS2} - V_T} = \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_1}} = \sqrt{\frac{(W/L)_2 \beta_{02}}{(W/L)_1 \beta_{01}}} = \sqrt{\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}}$
 $V_{GS1} = V_T + \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\beta_1}}$
 $V_{GS2} = V_T + \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\beta_2}}$

MOS Transistor als Stromquelle:

Einfache Stromquelle:

$r_o = \frac{1}{g_o} (1 + g_m R_S) + R_S$
 $V_o > R_S \cdot I_D + V_{DSsat}$
 Mit R_S ist bei gleicher Spannung der Strom kleiner. Dafür ist r_o grösser.

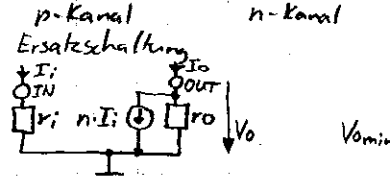
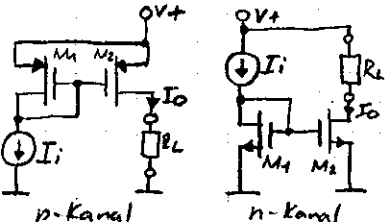
Stromquelle mit Kaskode:

$r_{o2} = \frac{1}{g_{o2}} (1 + g_{m2} r_{o1}) + V_o$
 $r_{o1} = \frac{1}{g_{o1}}$
 $r_{o2} = \frac{1}{g_{o2}} (1 + \frac{g_{m2}}{g_{o1}}) + \frac{1}{g_{o1}}$
 $r_{o2} \approx (\frac{r_{o2}}{r_s}) \cdot r_{os} = \mu \cdot r_{os} = \frac{1}{g_{o1}} \frac{g_{m2}}{g_{o2}}$

Stromquellen mit geregelter Kaskode:

$V_{o_{min}} = 2 \cdot V_{DSsat}$
 $V_{o_{min}} = \frac{2 \cdot V_{DSsat}}{1.3}$
 (Nur wenn der Ausgangswiderstand nicht größer sein muss als bei der unregulierten Kaskode (Empfindl. erhöht))
 $V_o = V_{DS1} + r_{os2} \cdot g_{m2} \cdot g_{m3} (V_{DS3} // r_{o3})$

MOS Stromspiegel



Widlar Stromspiegel:

$$r_{M1} = \frac{I_0}{I_1} \approx \frac{i_0}{i_1}$$

$$r_{M1} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \frac{V_{A2} + V_{DS2}}{I_{D2}}$$

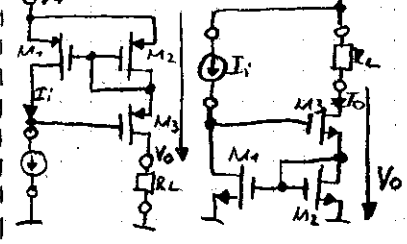
$$V_0 = V_{DS2} = \frac{V_{A2} + V_{DS2}}{I_{D2}}$$

$$r_0 = \frac{V_{A2}}{I_{D2}} = \frac{1}{g_0}$$

$$V_{0min} = V_{DS2sat} = V_{DS2} - V_T$$

$$V_{0min} = \sqrt{\frac{2 I_{D2}}{\beta}}$$

Wilson - Stromspiegel



$$r_0 \approx r_{DS3} + r_{DS1} \cdot \frac{g_{m3} + r_{DS3} \cdot r_{DS1}}{g_{m2}} \approx \frac{g_{m3} \cdot g_{m1}}{g_{m2}} \cdot r_{DS3}$$

$$r_0 \approx 2 \cdot r_{DS3} + \frac{r_{DS3}^2}{r_0}$$

Annahme: $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS3}$

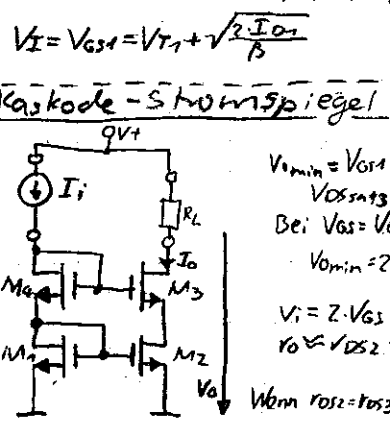
$$V_i = 2 \cdot V_{GS} = 2 \cdot V_T + 2 \cdot \sqrt{\frac{2 I_i}{\beta}}$$

$$V_{0min} = 2 \cdot V_{GS} - V_T$$

$$V_{0min} = V_T + 2 \cdot \sqrt{\frac{2 I_i}{\beta}}$$

Wenn $r_{DS1} = r_{DS2} = r_{DS3} = r_{DS}$ und $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$:

Kaskode - Stromspiegel



$$V_{0min} = V_{GS1} + V_{GS2} - V_{GS3} + V_{DSsat3}$$

$$V_{DSsat3} = V_{GS3} - V_T$$

$$\text{Bei } V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS3} = V_{GS4}$$

$$V_{0min} = 2 \cdot V_{GS} - V_T = V_T + 2 \cdot \sqrt{\frac{2 I_i}{\beta}}$$

$$V_i = 2 \cdot V_{GS} = 2 \cdot V_T + 2 \cdot \sqrt{\frac{2 I_i}{\beta}}$$

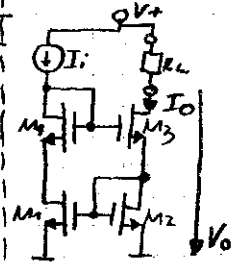
$$r_0 \approx r_{DS2} + r_{DS3} + r_{DS2} \cdot r_{DS3} \cdot g_{m3}^2$$

Wenn $r_{DS2} = r_{DS3} = r_{DS}$: $r_0 \approx 2 r_{DS} + \frac{r_{DS}^2}{r_{DS}}$

Stromspiegelverhältnisse

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{W_1 \cdot \mu_0}{W_2 \cdot \mu_0} = \frac{W_1}{W_2}$$

Verbesserte Wilson - Stromspiegel



$$V_{0min} = V_{GS2} + V_{GS3} - V_T$$

Wenn $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS3} = V_{GS4}$:

$$V_{0min} = 2 \cdot V_{GS} - V_T = V_T + 2 \cdot \sqrt{\frac{2 I_i}{\beta}}$$

$$V_i = 2 \cdot V_{GS} = 2 \cdot V_T + 2 \cdot \sqrt{\frac{2 I_i}{\beta}}$$

$$r_0 \approx r_{DS3} + r_{DS1} \cdot \frac{g_{m3}}{g_{m2}} + r_{DS3} \cdot r_{DS1} \cdot \frac{g_{m3} \cdot g_{m1}}{g_{m2}}$$

Wenn: $r_{DS3} = r_{DS1}$ und $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3}$: $r_0 \approx 2 r_{DS3} + \frac{r_{DS3}^2}{r_{DS3}}$

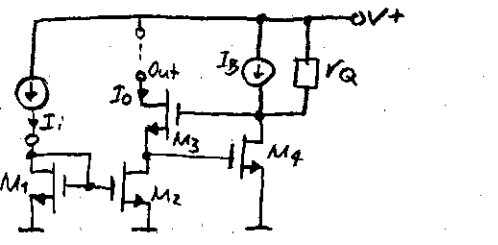
Einfluss von Rs auf Stromspiegelverhältnis:

Wenn R_s in Eingangszweig (M_1) kommt, wird r_{M1} erhöht. Wenn R_s im Ausgangszweig (M_2) kommt, wird r_{M2} reduziert.

Starke Inversion: $r_{M1} \approx \frac{1}{I_{D1}} \cdot \sqrt{\frac{2 I_{D1}}{\beta_1}}$

Schwache Inversion: $r_{M1} \approx \frac{1}{I_{D1}} \cdot n_1 \cdot \Phi_T \cdot C_n \left(\frac{I_{D1}}{I_{D2}} \right)$

Stromspiegel mit geregelter Kaskode:



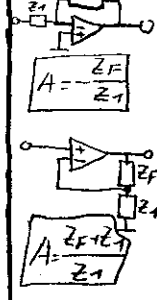
$$r_0 \approx r_{DS2} \cdot r_{DS3} \cdot g_{m3} \cdot g_{m2} \cdot (r_{DS1} \parallel r_0)$$

r_0 wird besonders gross

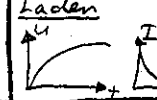
$$V_{0min} = V_{DS2sat} + V_{DS3sat} = 2 \cdot \sqrt{\frac{2 I_0}{\beta}}$$

$$V_i = V_{GS1} = V_T + \sqrt{\frac{2 I_{D1}}{\beta}}$$

Op Schaltung



Kondensator

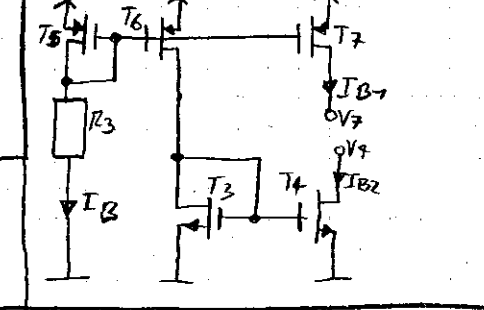


Rs bei beiden Transistoren:

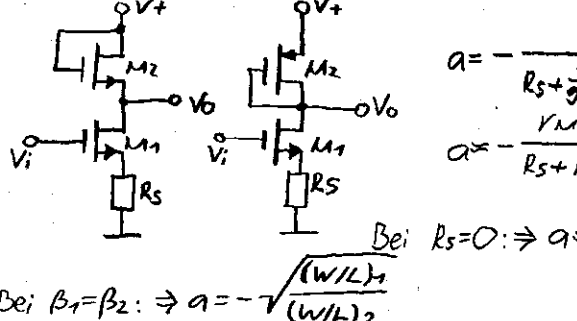
$$r_{M1} = \frac{I_2}{I_1} \approx \frac{R_1}{R_2}$$

wenn $V_{R1} \gg (V_{GS1} - V_T)$ oder $V_{R2} \gg (V_{GS2} - V_T)$

Bias Stromquelle mit Widerstand



Verstärker mit MOS-Dioden Last:



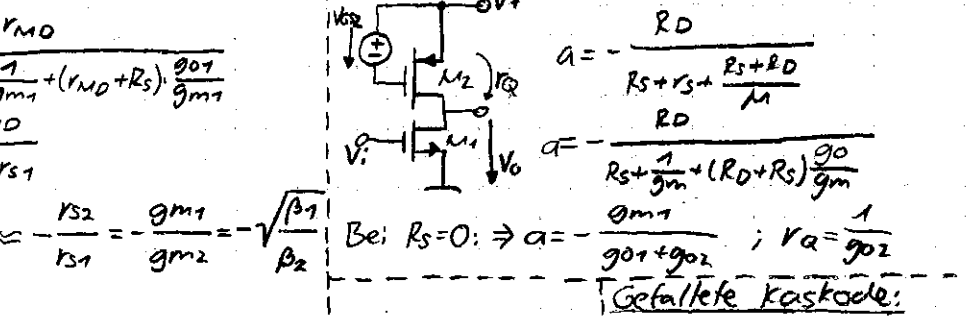
$$a = - \frac{r_{MD}}{R_s + \frac{1}{g_{m1}} + (r_{MD} + R_s) \cdot \frac{g_{o1}}{g_{m1}}}$$

$$a \approx - \frac{r_{MD}}{R_s + r_{s1}}$$

Bei $R_s = 0 \Rightarrow a \approx - \frac{r_{s2}}{r_{s1}} = - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} = - \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}}$

Bei $\beta_1 = \beta_2 \Rightarrow a \approx - \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}$

Verstärkung mit Stromquellenlast:

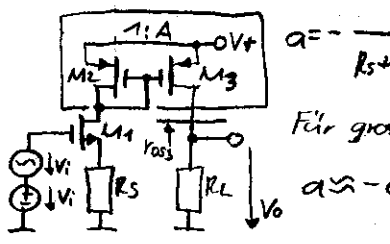


$$a = - \frac{R_D}{R_s + r_{s1} + \frac{R_s + R_D}{\mu}}$$

$$a \approx - \frac{R_D}{R_s + \frac{1}{g_{m1}} + (R_D + R_s) \cdot \frac{g_o}{g_{m1}}}$$

Bei $R_s = 0 \Rightarrow a = - \frac{R_D}{g_{o1} + g_{o2}} ; V_a = \frac{1}{g_{o2}}$

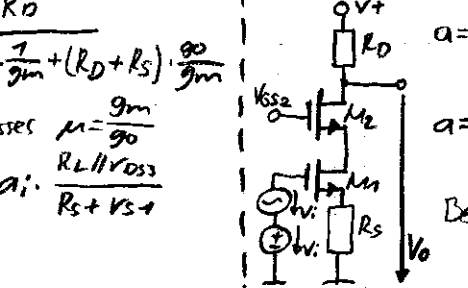
Verstärker mit Stromlenkung:



$$a \approx - a_i \cdot \frac{R_D}{R_s + r_{s1}}$$

Für grosses $\mu = \frac{g_m}{R_L \parallel r_{DS}}$

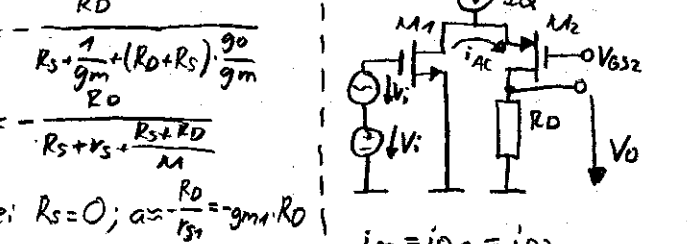
Normale Kaskode:



$$a = - \frac{R_D}{R_s + r_{s1} + \frac{R_s + R_D}{\mu}}$$

Bei $R_s = 0; a \approx - \frac{R_D}{r_{s1}} = - g_{m1} \cdot R_D$

Gefaltete Kaskode:



$$i_{AC} = i_{D1} = i_{D2}$$

$$a = - \frac{R_D}{r_{s1}} = - g_{m1} \cdot R_D$$

Rauschen

Rauschspannung

$$P_n = v_n \cdot i_n = \frac{1}{R} \cdot v_n^2 = R \cdot i_n^2$$

$$v_{n\text{eff}}^2 = C_{im} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} [v_n(t)]^2 dt = \int_0^{f_{top}} v_n^2 df$$

$$v_{n\text{eff}} = \sqrt{v_{n\text{eff}}^2}$$

P_n = Rauschleistung [W]
 $v_{n\text{eff}}$ = Rauschspannungsbildung [V]
 v_{noff} = Rauschspannung [V]

Rauscharten

- Generations- Rekombinations Rauschen
- Burst-Rauschen (Popcorn-Rauschen)
- Diffusionsrauschen
- Avalanche-Rauschen
- Thermisches Rauschen:

Entsteht durch statistische Bewegungen von Ladungsträgern
 Es ist weißes Rauschen und hängt vom Materialwiderstand ab.

$$v_{nr}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R$$

v_{nr}^2 = Rauschspannungsleistungsdichte
 k = Boltzmann Konstante $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K
 T = Temperatur [K]
 R = Widerstand [Ω]

Quantisierungsrauschen

Entsteht bei der Analog-Digital Wandlung aufgrund der erzwungenen Verkürzung auf der Digitalen Seite.

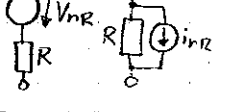
$$v_{n\text{eff}} = \frac{v_{res}}{\sqrt{12}}$$

v_{res} = Auflösung (Quantisierungsschritte)
 $v_{n\text{eff}}$ = Quantisierungsrauschen

Bauelemente

(nur Thermisches Rauschen)

Widerstand



$$v_{nr}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R$$

$$v_{nr} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R}$$

$$v_{n\text{eff}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot B_n}$$

$$i_{nr} = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R}}$$

$$i_{nr}^2 = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R}$$

$$i_{n\text{eff}} = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R} \cdot B_n}$$

v_{nr}^2 = Rauschspannungsleistungsdichte
 v_{nr} = Spektrale Rauschspannungsdichte
 $v_{n\text{eff}}$ = Rauschspannung
 i_{nr}^2 = Spektrale Rauschstromleistungsdichte
 i_{nr} = Rauschstrom

Diode

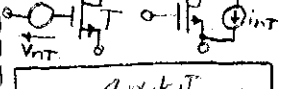
$$i_{no}^2 = 2 \cdot e \cdot I$$

$$i_{no} = \sqrt{2 \cdot e \cdot I}$$

$$i_{no\text{eff}} = \sqrt{2 \cdot e \cdot I \cdot B_n}$$

i_{no}^2 = Rauschstromleistungsdichte
 i_{no} = Spektrale Rauschstromleistungsdichte
 $i_{no\text{eff}}$ = Rauschstrom

Transistor



$$v_{nr}^2 = 4 \cdot \alpha \cdot k \cdot T \cdot \frac{1}{g_m}$$

$$v_{nr} = \sqrt{4 \cdot \alpha \cdot k \cdot T \cdot \frac{1}{g_m}}$$

$$v_{n\text{eff}} = \sqrt{4 \cdot \alpha \cdot k \cdot T \cdot \frac{1}{g_m} \cdot B_n}$$

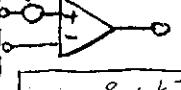
$$i_{nr}^2 = 4 \cdot e \cdot k \cdot T \cdot g_m$$

$$i_{nr} = \sqrt{4 \cdot e \cdot k \cdot T \cdot g_m}$$

$$i_{n\text{eff}} = \sqrt{4 \cdot e \cdot k \cdot T \cdot g_m \cdot B_n}$$

Berichtet Thermisches und 1/f Rauschen

Operationsverstärker

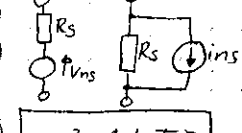


$$v_{na}^2 = \frac{8 \cdot \alpha \cdot k \cdot T}{g_m}$$

$$v_{na} = \sqrt{\frac{8 \cdot \alpha \cdot k \cdot T}{g_m}}$$

$$v_{na\text{eff}} = \sqrt{\frac{8 \cdot \alpha \cdot k \cdot T}{g_m} \cdot B_n}$$

Schalter



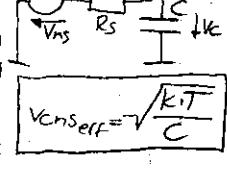
$$v_{ns}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R_s$$

$$i_{ns}^2 = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_s}$$

nur Thermisches Rauschen

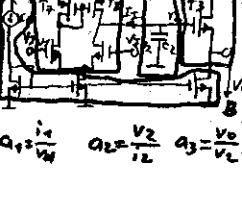
kTC-Rauschen

Ersatzschaltbild eines geschalteten Kapazität!



$$v_{ns\text{eff}} = \sqrt{\frac{k \cdot T}{C}}$$

Operationsverstärker



$$a_1 = \frac{i_1}{v_1} \quad a_2 = \frac{v_2}{i_2} \quad a_3 = \frac{v_0}{v_1}$$

Spektrale Rauschspannungsleistungsdichte

$$v_n^2 = \frac{\int (v_{n\text{eff}}^2) df}{df} = 2 \cdot S(f)$$

$$v_n = \sqrt{v_n^2}$$

v_n^2 = Spektrale Rauschspannungsleistungsdichte
 v_n = Spektrale Rauschspannungsdichte

Signal / Rausch - Verhältnis

$$SNR = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{rausch}}} = \frac{v_{\text{eff}}^2}{v_{n\text{eff}}^2}$$

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log(SNR) = 20 \cdot \log\left(\frac{v_{\text{eff}}}{v_{n\text{eff}}}\right)$$

$$SNR = \text{Signal / Rausch abstand []}$$

Rausch-Bandbreite

$$v_{n\text{eff}}^2 = \int_0^{B_n} v_n^2 df = \int_0^{B_n} v_{no}^2 df$$

$$= v_{no}^2 \cdot B_n = v_{no}^2 \cdot B_n$$

$$B_n = \frac{\pi}{2} \cdot B_0$$

(Rauschbandbreite B_n für 1. Ordnung Filter weissen Rauschen B_0 = Bandbreite)

Addition von Rauschen

Unkorrelierte Rauschspannungen können addiert werden.

$$v_{n\text{eff}}^2 = \sum_i (v_{n\text{eff},i})^2$$

1/f-Rauschen:

Entsteht durch langsame physikalische Prozesse und hat typ. die Ursache aus Unvollkommenheiten in der Fertigkeit von Dpn, Hüllen, und Grenzflächen in Halbleitern aufgrund von Verunreinigungen.
 Wird auch Flicker-Rauschen, rosa (Pink) Rauschen oder Kontakt-Rauschen genannt.

$$v_{nr}^2 = \frac{K}{f}$$

v_{nr}^2 = Rauschspannungsleistungsdichte
 K = 1/f Rauschspannungskoeffizient
 1/f-Rauschen ist bei tiefen Frequenzen gross und wird bei hohen klein

Schottrauschen:

Entsteht durch die Quanten-Natur von Ladungen und führt dabei bei Strömen zu statistisch verteilten Stromimpulsen. Es ist ein zufälliger Prozess und ist Poisson verteilt. Das Spektrum wird von Einzel-Ladungen bestimmt.

$$v_{ns\text{eff}} = \sqrt{N}$$

$$i_{ns\text{eff}} = 2 \cdot e \cdot I$$

N = Anzahl Ladungsträger
 $i_{ns\text{eff}}$ = Rauschstromleistungsdichte
 e = Elementarladung $1,60 \cdot 10^{-19} C$

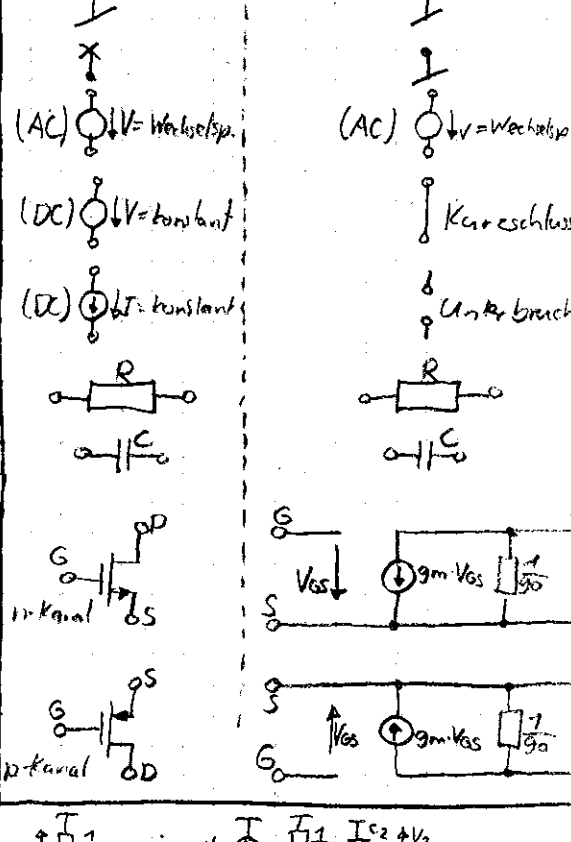
Konstanten

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$e = 1,60 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

Ersatzschaltungen

Schaltung \rightarrow Kleinsignalerersatzschaltung



Die Ausgangsspannung wurde vereinfacht und zu $\frac{1}{g_m} \cdot v_{ns}$ zusammengefasst.