

1.3.4 Widerstände (pro quadr. Flächeneinheit)

R = \rho \frac{L}{A} = \rho \frac{L}{t \cdot W} = R_{\square} \frac{L}{W} = R_{\square} \cdot n_{\square}

R_{\square} = \frac{\rho}{t}

Typische Werte:

Metall	R_{\square} \approx 0.02 \dots 0.08 \Omega
Poly (salicide)	R_{\square} \approx 10 \Omega
Poly (non-salicide)	R_{\square} \approx 100 \Omega (n+ Poly)
	R_{\square} \approx 400 \Omega (p+ Poly)
n- / p-Diffusion	R_{\square} \approx 100/150 \Omega
n- / p-Well	R_{\square} \approx 400/1600 \Omega

1.3.5 Parasitäre Effekte

Jedes Bauteil ist von parasitären Effekten betroffen. Diese sind:

- Streukapazitäten und ungewollte Kapazitäten zu anderen Layern
- Widerstandsbelag des Leitermaterials
- Induktivitätsbelag von 'langen' Leitern
- Toleranzen
- Nichtlinearitäten z.B. die Spannungsabhängigkeit der Kapazitäten von PN-Übergängen

→ Empfehlung: Verhältnisse verwenden, nicht Absolutwerte!

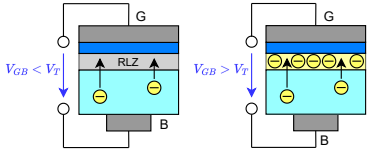
2 MOS Transistoren

2.1 Dotierung

Dotierung:	N-dotiert	P-dotiert
Unreinheit:	Aluminium (HG III)	Phosphor / Arsen (HG V)
Majoritätsträger:	Elektronen	Löcher
Minoritätsträger:	Löcher	Elektronen

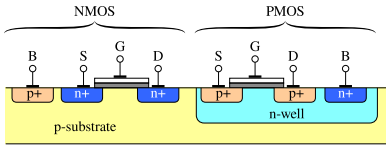
2.2 MOS-Kapazität

Minoritätsträger werden an das Gate gezogen. Die entstandene Raumladungszone weist bei ausreichend hoher Gate-Spannung einen Minoritätsträgerüberschuss auf, ist also in der Funktion komplementär zum Substrat dotiert.



2.3 MOS-Transistoren

Werden links und rechts vom MOS-Kondensator komplementär zum Substrat dotierte Regionen (Drain und Source) erstellt, so kann ohne Gatespannung aufgrund der PN-Übergänge kein Strom vom Drain zur Source (oder umgekehrt) fließen. Wird nun eine Spannung am Gate angelegt, so entsteht die Minoritätsträger-Leitende Raumladungszone - der Kanal. Dieser verbindet Drain und Source, es kann also ein Strom fließen.

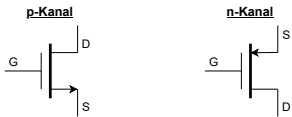


2.3.1 Übersicht und Symbole

Durch Vordotierung des Kanals kann der Transistor ohne Gate-Spannung leitend gemacht werden (Verarmungstyp, selbstleitend). Eine negative Gate-Spannung kann den Kanal dann abschnüren.

→ hier nicht weiter behandelt

Der Bulk wird nur eingezeichnet, wenn dieser nicht mit V_{DD} bzw. V_{SS} verbunden ist. Deshalb werden meist die vereinfachten Symbole verwendet:



2.3.2 Modelle

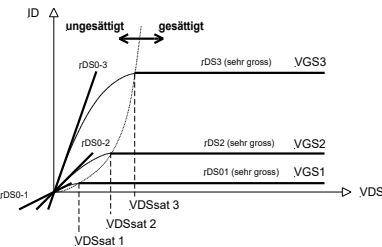
In Cadence sind verschiedene Modelle hinterlegt:

Spice Modell 11: Das Modell 11 beinhaltet ca. 100 Parameter und ist entsprechend genau.

Spice Modell 1: Vergleichbar mit dem Handrechenmodell, welches zwar weniger genau, dafür aber viel einfacher ist. Dennoch beinhaltet es bereits 40 Parameter.

2.4 Ausgangskennlinie – Arbeitsbereiche

Die Ausgangskennlinie beschreibt den Zusammenhang I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=\text{konst}}



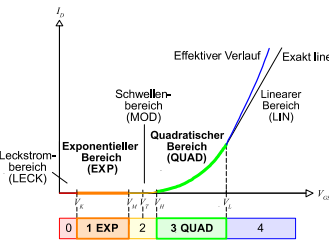
Zwei Arbeitsbereiche:

- ungesättigt (gesteuerter Widerstand)
- gesättigt (Stromquelle)

Die Sättigungsgrenze V_{DS,sat} ist abhängig vom Kanalzustand:

- weak inversion: V_{DS,sat} = V_{eff} \approx 5 \cdot V_{temp} \approx 130 mV
- strong inversion: V_{DS,sat} = V_{eff} = V_{GS} - V_T

2.5 Transferkennlinie – Ausgangsstrombereiche



Die Transferkennlinie beschreibt den Zusammenhang I_D = f(V_{GS})

Dabei werden 5 Ausgangsstrombereiche unterschieden. Diese hängen mit dem Kanalzustand zusammen.

Des Weiteren gibt es die Bereiche:

- Sub Threshold: V_{GS} < V_T
- Above Threshold: V_{GS} > V_T

Ausgangsstrombereiche:

Bereich	Mathem. Charakterisierung	Zugrundeliegender phys. Effekt
LECK	I_D erreicht Minimalwert, der nicht weiter unterschritten werden kann	Drain- und Source-Substratdiode haben Leckströme ins Substrat
EXP	I_D steigt exponentiell mit V_{GS}	Kanal zeigt weak inversion
MOD	Keine 'handliche' Formel für I_D	Kanal zeigt moderate inversion
QUAD	I_D steigt quadratisch mit V_{GS}	Kanal zeigt strong inversion
LIN	I_D steigt annähernd linear mit V_{GS} (halb QUAD, halb LIN)	Geschwindigkeitssättigung der Ladungsträger im Kanal im Kanal (nicht weiter beschleunigbar)

Hinweis: Die Inversion des Kanals beschreibt, wie sehr sich die Polarität geändert ('invertiert') hat. Bei einem n-Kanal FET ist der Kanal ursprünglich p-leitend. Wird der Kanal invertiert, so wird er (schwach, moderat oder stark) n-leitend.

2.6 Berechnung des Drainstroms

Die Berechnung des Drainstroms hängt sowohl von Arbeitsbereich (gesättigt / ungesättigt), als auch vom Ausgangsstrombereich (bzw. der Kanalversion) ab!

2.6.1 Strong Inversion

QUAD-Bereich: |V_H(I_D)| \leq |V_{GS}| < |V_L(I_D)| bzw. |I'_H| \leq |I'_D| < |I'_L|

	Ungesättigt: V_{DS} < V_{GS} - V_T	Gesättigt: V_{DS} \geq V_{GS} - V_T
NMOS:	I_D = \beta \cdot \left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot \Delta V_{DS})	I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot \Delta V_{DS})
PMOS:	I_D = -\beta \cdot \left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 - \lambda \cdot \Delta V_{DS})	I_D = -\frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 - \lambda \cdot \Delta V_{DS})

Ohne Berücksichtigung der Kanallängenmodulation: blauen Term = 1 bzw \lambda = 0 setzen

Transkonduktanz-Parameter \beta:

\beta ist abhängig davon, ob der Transistor gesättigt ist. In der Praxis wird diese Unterscheidung jedoch nicht gemacht. Im Design kann \beta durch das Verhältnis von Kanalbreite W und -länge L beeinflusst werden.

\beta = \mu_{Cox} \frac{W}{L}

Kanallängenmodulation \lambda und Early-Spannung V_E:

Die Kanallängenmodulation beschreibt die Nichtidealität der spannungsgesteuerten Stromquelle (im Sättigungsbetrieb).

\lambda = \frac{1}{V_E + V_{DS,sat}} \approx \frac{1}{V_E} \approx \frac{1}{a_E \cdot L} \quad \text{Idealfall: } \lambda = 0 \rightarrow L = \infty

Achtung: V_E ist typischerweise negativ, wird jedoch immer positiv angegeben. Grafisch entspricht V_E der Spannung V_{DS}, bei welcher die Verlängerung der Ausgangskennlinie (Sättigung) die V_{DS}-Achse schneidet.

Body-Effekt:

Der Body-Effekt beschreibt die Abhängigkeit der Schwellenspannung V_T von der Source-Bulk-Spannung V_{SB} als

V_T = V_{T0} \pm \Delta V_T \quad \text{mit} \quad \Delta V_T = \gamma \left(\sqrt{|V_{SB}| + |2\Phi_F|} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right)

→ Body-Effekt nur wirksam, wenn V_{SB} \neq 0 V

→ Reminder: Bulk nur gezeichnet, wenn nicht auf V_{DD} oder V_{SS}

Das Fermi-Potential \Phi_F ist prozess- wie auch temperaturabhängig. Zudem ist es abhängig von der Dotierungsstärke.

\Phi_F = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_A}{n_i} \right)	n_i	Intrinsische ladungsdichte von Silizium
\gamma_N^{n-Dotierung} \approx 1.46 \sqrt{V}	N_A	Ladungsdichte der Akzeptoren
\gamma_P^{p-Dotierung} \approx 1.08 \sqrt{V}	\gamma	Body-Effekt-Konstante
	T	Absolute Temperatur
	k	Boltzmann-Konstante 1.380 649 \cdot 10^{-23} J K^{-1}
	q	Elementarladung 1.602 \cdot 10^{-19} C

2.6.2 Weak Inversion

EXP-Bereich: |V_K(I_D)| < |V_{GS}| \leq |V_M(I_D)| bzw. |I'_K| < |I'_D| \leq |I'_M|

	Ungesättigt: V_{DS} < V_{GS} - V_T	Gesättigt: V_{DS} \geq V_{GS} - V_T
NMOS:	I_D = I_M \cdot e^{\frac{V_{GS}-V_M}{n_M \cdot V_{temp}}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_{temp}}} \right) \cdot (1 + \lambda \cdot \Delta V_{DS})	I_D = I_M \cdot e^{\frac{V_{GS}-V_M}{n_M \cdot V_{temp}}} \cdot (1 + \lambda \cdot \Delta V_{DS})
PMOS:	I_D = I_M \cdot e^{-\frac{V_{GS}-V_M}{n_M \cdot V_{temp}}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_{temp}}} \right) \cdot (1 - \lambda \cdot \Delta V_{DS})	I_D = I_M \cdot e^{-\frac{V_{GS}-V_M}{n_M \cdot V_{temp}}} \cdot (1 - \lambda \cdot \Delta V_{DS})

Ohne Berücksichtigung der Kanallängenmodulation: blauen Term = 1 bzw \lambda = 0 setzen

Parameter der Formel:

Temperaturspannung	V_{temp} = \frac{kT}{q} \approx 86.2 \mu V K^{-1} \cdot T
(Spezifischer Drainstrom)	I_M = \frac{W}{L} I'_M = \frac{W}{L} I_{M,0}
Subthreshold Slope Factor	n_M = 1 + \frac{\gamma}{2 \sqrt{V_{SB} + \Phi_0}} \quad \text{mit} \quad \Phi_0 = 2\Phi_F \approx 0.6 V
Kanallängenmodulation	\lambda = \frac{1}{V_E} \approx \frac{1}{a_E L}

2.6.3 Bereiche ohne Berechnungsformeln

Table with 3 columns: Bereich, Grenzen, and text describing the operating regions (LECK, MOD, LIN) and their characteristics.

2.7 Modellierung eines MOS-FET in einem Arbeitspunkt

Der Transistor ist sehr komplex. Daher wird er in einem Arbeitspunkt folgendermassen vereinfacht und modelliert:

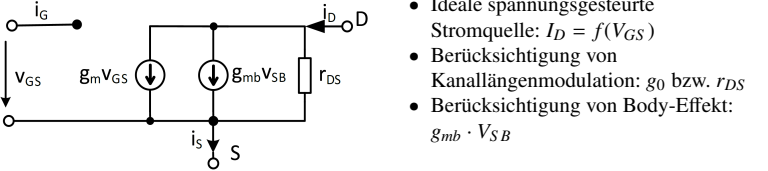
1. Definieren des Arbeitspunkts mittels Grosssignalersatzschaltung (2.10.1)
2. Linearisierung im Arbeitspunkt mittels Kleinsignalersatzschaltung (2.7.2 / 2.10.2)
3. Linearisierte Kleinsignalparameter bestimmen (2.8) und damit weiterrechnen

2.7.1 Bestimmung des Arbeitspunkts

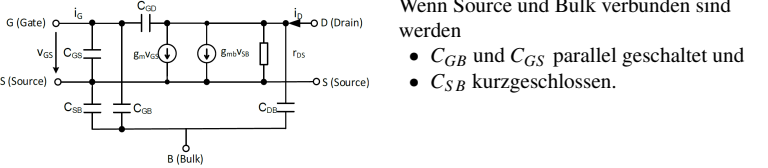
- Um den 'Zustand' eines MOS-FET zu bestimmen, wird wie folgt vorgegangen:
1. VGS bestimmen
 2. Ausgangsstrombereich mittels VGS bestimmen
 3. VDS ermitteln
 4. VDS,sat ausrechnen (Strombereich beachten)
 5. Ausgangsspannungsbereich durch vergleich von |VDS| mit |VDS,sat| ermitteln

2.7.2 Kleinsignalersatzschaltungen des FET

Niederfrequenz (Pi-Ersatzschaltung):



Hochfrequenz:



2.8 Kleinsignalparameter

Die Kleinsignalparameter bilden eine Vereinfachung (Linearisierung) in einem Arbeitspunkt. Sie berechnen sich daher allgemein folgendermassen aus der Ableitung

Equations for transconductance (gm), output conductance (go), and mutual conductance (gmb) in terms of VGS and VDS.

Für die beiden Kanalzustände, in welchen Formeln für die Handrechnung verfügbar sind, gibt es auch hier handliche Formeln für die Berechnung der Kleinsignalparameter.

Die Bezeichnung der einzelnen Parameter gilt sowohl für strong inversion als auch für weak inversion.

- gm Transkonduktanz (Stromquellenbetrieb) -> Mass für Verstärkung des Transistors
- gmb Body-Transkonduktanz -> Beschreibt Wirkung des Body-Effekts
- go Ausgangsleitwert (Stromquellenbetrieb) -> beschreibt Kanallängenmodulation
- rDS Kleinstmöglicher Ausgangswiderstand bzw. Einschaltwiderstand bei VDS = 0 -> Nur im Widerstandsbetrieb interessant

Hinweis: Folgende Formel gelten für nMOS Transistoren. Für pMOS Transistoren müssen jeweils überall Beträge eingesetzt werden (ausser bei Technologieparametern) und bei Bedarf beim Gesamtergebn ein Minus ergänzt werden.

2.8.1 Strong Inversion

Equations for gm, gmb, and go in strong inversion, including the body effect factor gamma.

2.8.2 Weak Inversion

Equation for gm in weak inversion, showing it is independent of geometry.

2.9 Zusammenhänge

gm ist in der Weak Inversion unabhängig der Geometrie. Es ist für einen gegebenen Drainstrom möglich, Transistoren, die in Weak Inversion wie auch welche, die in Strong Inversion sind herzustellen. Das gm steigt beim Transistor in Strong Inversion

2.10 Bestimmung von Ersatzschaltbildern - Allgemein

2.10.1 Grosssignalersatzschaltung

Zur Bestimmung des Arbeitspunkts bzw. aller Gleichspannungen.

- AC-Spannungsquellen durch Kurzschlüsse ersetzen.
- AC-Stromquellen durch Unterbrüche ersetzen.
- Kondensatoren durch Unterbrüche ersetzen.
- Spulen durch Kurzschlüsse ersetzen.

2.10.2 Kleinsignalersatzschaltung

Zur Berechnung von Verstärkungsfaktoren und Eingangswiderständen für AC-Signale.

- DC-Spannungsquellen durch Kurzschlüsse ersetzen.
- DC-Stromquellen durch Unterbrüche ersetzen.
- Nichtlineare Bauteile durch deren Kleinsignalersatzschaltbild ersetzen.
- Koppel- und Bypass-Kondensatoren durch Kurzschlüsse ersetzen.

2.11 Vorgehen: Verstärker dimensionieren

- Arbeitspunkt bestimmen.
- ID wählen, sodass der Transistor gesättigt ist.
- Kleinsignalersatzschaltung zeichnen.
- Parameter der Ersatzschaltung bestimmen.

3 MOSFET Grundschaltungen

Es werden drei Grundschaltungen unterschieden. Diese werden jeweils durch deren Common-Anschluss benannt.

Table with 4 columns: Schaltung, Source-Schaltung, Gate-Schaltung, Drain-Schaltung. Rows: Common, Eingang, Ausgang.

Hinweis: Die Drain-Schaltung wird auch Source-Follower genannt.

3.1 Einsatzgebiete und Eigenschaften

Table with 4 columns: Grundschaltung, Anwendung, rin, rout. Rows: Source, Gate, Drain.

3.2 Dimensionierung einer Gundschaltung - Vorgehen

- 1 Arbeitspunkt mittels Grosssignalersatzschaltung bestimmen (2.10.1 / 2.7.1)
- 2 Kleinsignalersatzschaltung
 - 2a) Beschaltung umzeichnen
 - 2b) Transistor durch Ersatzschaltbild ersetzen (2.10.2)
- 3 Durch lineare Analyse a und r berechnen

3.3 Source-Schaltung

Die Source-Schaltung ist eine invertierende Verstärkerschaltung.

Diagram of a Source-Follower circuit and equations for its gain (a) and output resistance (rout).

3.3.2 Designpraxis - Strong Inversion

Die theoretisch maximal mögliche Verstärkung in strong inversion ergibt sich als

Equation for a_max.

Damit der Wert a_max maximal wird, folgt als obiger Formel:

- gm so gross wie möglich
- rDS so gross wie möglich
- VGS so tief wie möglich (VGS - VT ≈ 150-200 mV).
- L möglichst gross -> grosser Lastwiderstand

3.3.3 Designpraxis – Weak Inversion

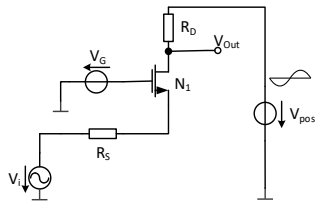
Die **theoretisch** maximal mögliche Verstärkung in weak inversion ergibt sich als

$$a_{\max} = -\frac{g_m}{g_0} = -g_m r_{DS} = -\frac{a_E \cdot L}{n_m - V_{\text{temp}}}$$

- In weak inversion erreicht der Transistor seine maximale Verstärkung.
- Sie wird durch Technologieparameter sowie L bestimmt.
- Da in weak inversion mit Näherungsformeln gerechnet wird, muss simuliert werden.

3.4 Gate-Schaltung

Die Gate-Schaltung ist eine **nichtinvertierende Verstärkerschaltung**.



3.4.1 Verstärkung

$$a = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{R_D(1 + \frac{g_0}{g_m})}{R_S + \frac{1}{g_m} + \frac{g_0}{g_m}(R_D + R_S)}$$

Spezialfall:

$$R_S = 0 \quad a \approx g_m \cdot R_{\text{out}} = \underbrace{g_m(r_{DS} \parallel R_D)}_{\text{Mikroelektronik}}$$

Für $R_S = 0$ und $R_D \ll r_{DS}$ gilt (ebenfalls in **strong inversion**) weiter:

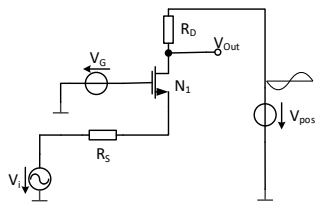
$$a \stackrel{R_D \text{ klein}}{\approx} g_m R_D \quad \text{bzw.} \quad a \stackrel{R_D \text{ gross}}{\approx} \frac{g_m}{g_0} \approx a_{\max}$$

3.4.2 Bemerkungen

- Bei den gegebenen Formeln wurde der **Body-Effekt vernachlässigt!**
- Ohne Body-Effekt erreicht die Gate-Schaltung die gleiche theoretisch maximal mögliche Verstärkung a_{\max} wie die Source-Schaltung. Allerdings ist das Frequenzverhalten der Gate-Schaltung besser.
- Bei der Gate-Schaltung wird der Body-Effekt schnell zum Problem.

3.5 Drain-Schaltung (Source-Follower)

Die Drain-Schaltung ist eine **nichtinvertierende Verstärkerschaltung**.



3.5.1 Verstärkung

$$a = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{g_m} + \frac{g_0}{g_m}(R_D + R_S)}$$

Maximale Verstärkung:

Für die **theoretisch** maximal mögliche Verstärkung a_{\max} gilt für $g_m \ll g_0$ und $r_{DS} \ll R_D$

$$a_{\max} = \lim_{R_S \rightarrow \infty} a = \lim_{R_S \rightarrow \infty} g_m \frac{R_S}{g_m R_S + 1} = 1$$

3.5.2 Level-Shift

Die Drain-Schaltung reduziert den DC-Pegel des Ausgangssignals um die Spannung V_{GS} . Somit ergibt sich der Zusammenhang:

$$V_{\text{in}} - V_{\text{out}} = V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{2I_D}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}} \quad \Leftrightarrow \quad V_{\text{out}} = V_{\text{in}} - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_D}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}} \right)$$

Damit der Level-Shift möglichst klein ist, wird L möglichst gross gewählt.

Body Effekt:

Da die Source nicht auf Bulk-Potential ist, muss die Veränderung der Threshold Spannung V_T aufgrund des Body-Effekts berücksichtigt werden (2.6.1).

3.5.3 Bemerkungen

- Der Source-Follower hat immer eine Verstärkung $a \leq 1$
- Der Source-Follower bewirkt immer einen Level-Shift um V_{GS} .

3.6 Eingangs- und Ausgangswiderstände

3.6.1 Generelles Vorgehen

- Fiktive Spannungsquelle an entsprechenden Anschluss (z.B. Source) im Kleinsignalersatzschaltbild anschliessen.
- Strom, der über den Anschluss (z.B. Source) in den in den Transistor fließt, messen.
- Widerstand als $r_i = \left| \frac{u_i}{i_i} \right|$ berechnen.

3.6.2 Eingangs- und Ausgangswiderstände berechnen

Gate $r_{i,G}$:

$$r_{i,G} \rightarrow \infty$$

Source $r_{i,S}$:

$$\text{Allgemein} \quad r_{i,S} = \left(\frac{1}{g_m} \parallel r_{DS} \right) \left(1 + \frac{R_D}{r_{DS}} \right) = \frac{1}{g_m + g_0} (1 + g_0 R_D)$$

$$\text{Für } r_{DS} \gg R_D \quad r_{i,S} \approx \frac{1}{g_m} \parallel r_{DS} = \frac{1}{g_m + g_0}$$

$$\text{Für } g_m \gg g_0 \quad r_{i,S} \approx \frac{1}{g_m}$$

Drain $r_{i,D}$:

$$\text{Allgemein} \quad r_{i,D} = r_{DS} \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_{DS}} \right) = \frac{1}{g_0} (1 + g_m R_S) + R_S$$

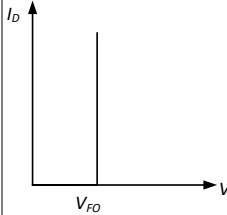
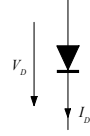
$$\text{Für } r_{DS} \gg R_S \quad r_{i,D} \approx r_{DS} (1 + g_m R_S) = \frac{1}{g_0} (1 + g_m R_S) + R_S$$

$$\text{Für } R_S = 0 \quad r_{i,D} \approx r_{DS} = \frac{1}{g_0}$$

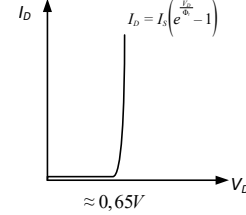
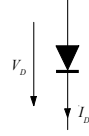
4 MOS Diode

4.1 Gegenüberstellung Diodentypen

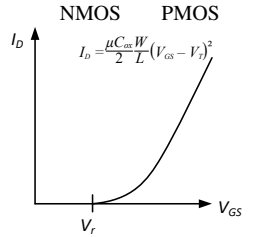
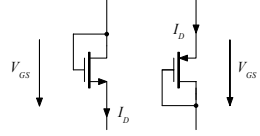
Ideale Diode ($V_F = V_{F0}$)



Reale Diode



MOS-Diode



4.2 Arbeitsbereich der MOS Diode

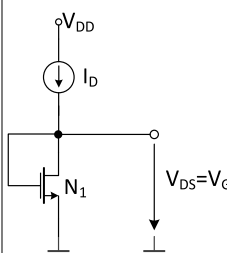
Die MOS Diode arbeitet (**in strong inversion**) **immer in Sättigung**, da die Sättigungsbedingung aufgrund der Verbindung der Gate- und Source-Anschlüsse immer erfüllt ist:

$$V_{DS} = V_{GS} > V_{GS} - V_T$$

Hinweis: Die Forwardspannung bestimmt, ob die MOS Diode in strong- oder weak inversion betrieben wird. Der **'Normalfall'** ist strong inversion.

4.3 Arbeitspunkteinstellung

4.3.1 Arbeitspunkteinstellung mittels Drainstrom

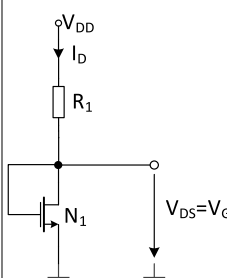


Aus der Drainstrom-Gleichung (strong inversion, Sättigung) lässt sich die Spannung über der Diode als Funktion des Eingangsstroms berechnen:

$$V_{DS} = V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{2I_D}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

$$V_{GS} = V_M + n_M V_{\text{temp}} \ln \frac{I_D}{I'_m \frac{W}{L}}$$

4.3.2 Arbeitspunkteinstellung mittels Seriewiderstand



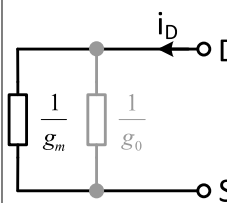
Der Arbeitspunkt kann auf zwei Arten ermittelt werden:

- Grafisch durch Einzeichnen der Lastgerade des Drainwiderstands R_1 in der Kennlinie $I_D = f(V_{GS})$
 - Leerlaufspannung: $V_{GS,0} = V_{DD}$
 - Kurzschluss-Strom: $I_{D,0} = \frac{V_{DD}}{R_1}$
 - Schnittpunkt entspricht Arbeitspunkt

- Rechnerisch mittels folgender Formel

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{R_1} = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

4.4 Kleinsignalersatzschaltung



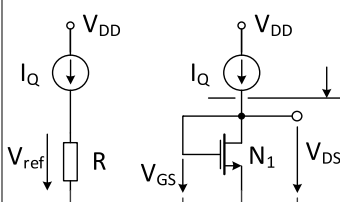
Die Kleinsignalersatzschaltung kann (leicht angepasst) vom MOS Transistor übernommen werden.

$$\text{Allgemein:} \quad r_{MD} = \frac{1}{g_m + g_0} = \frac{1}{g_m} \parallel r_{DS}$$

$$\text{Praxis:} \quad r_{MD} \approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D}}$$

4.5 Anwendungen

4.5.1 Spannungsreferenz



Voraussetzung: Referenzstrom I_Q

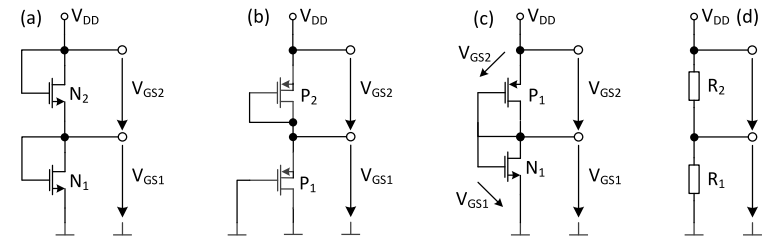
- + Kleinerer Flächenanspruch als Widerstand
- + Eingangsspannung wird durch relativ tiefen Δr_{MD} geglättet
- Genauer als mit Widerstand, jedoch noch immer eher ungenau
- r_{MD} kann nur schlecht verändert werden

4.5.2 Spannungsstabilisator

- MOS-Dioden Schaltung aus Abschnitt 4.5.1 mit Widerstand statt Stromquelle
- AC-Störung wird oberhalb von R eingespeist (gegenüber GND)
- Kleinsignalersatzschaltung des beschriebenen Aufbaus:
 - Spannungsteiler aus R (gross) und r_{MD} (klein)
 - AC-Störspannung v_0 am Ausgang ($V_{DS} + v_0$) sehr klein

4.5.3 Spannungsteiler

Spannungsteiler könnten auf mehrere Arten realisiert werden. → **Variante (b) am Besten!**



- Schaltung (a)**
- + Gleiche Elemente (nMOS)
 - Body-Effekt bei N_2
- Schaltung (b)**
- + Gleiche Elemente (pMOS)
 - gutes Matching
 - + Kein Body-Effekt (pMOS)
- Schaltung (c)**
- + Kein Body-Effekt
 - Komplementäre Elemente → schlechtes Matching
- Schaltung (d)**
- + Gute **relative** Genauigkeit
 - Schlechte **absolute** Genauigkeit
 - Braucht viel Platz

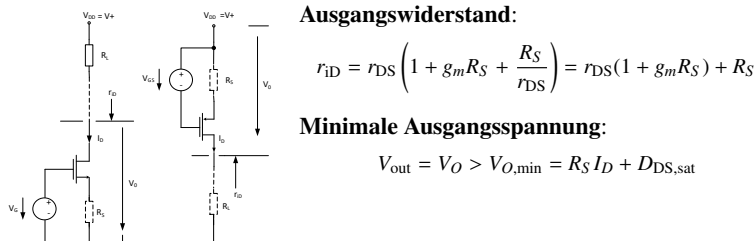
Weil für die Ströme gilt, dass $I_{D1} = I_{D2}$ ergibt sich das Spannungsverhältnis

$$\frac{|V_{GS1} - V_{T1}|}{|V_{GS2} - V_{T2}|} = \sqrt{\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}}$$

5 MOS Stromquelle

Bei der Einstellung des Arbeitspunkts mittels Widerstand resultiert eine quadratische Gleichung für den Strom und so die Ausgangsspannung eines Verstärkers. Abhilfe kann eine Stromquelle anstelle des Widerstands schaffen. MOS Transistoren sind bereits spannungsgesteuerte Stromquellen. Durch einfügen eines R_S kann der Innenwiderstand der Stromquelle **maximiert** werden. → Quelle wird 'idealer'

5.1 Stromquelle – Grundsaltungen



Ausgangswiderstand:

$$r_{iD} = r_{DS} \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_{DS}} \right) = r_{DS} (1 + g_m R_S) + R_S$$

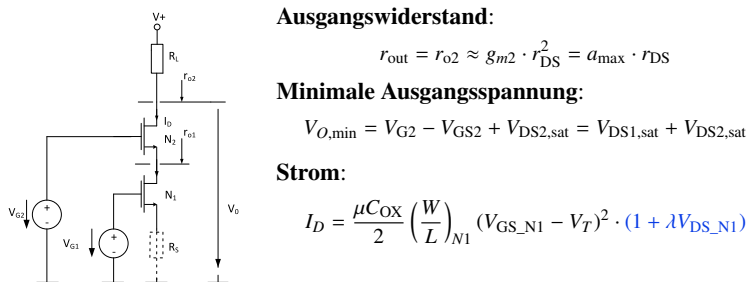
Minimale Ausgangsspannung:

$$V_{out} = V_O > V_{O,min} = R_S I_D + V_{DS,sat}$$

5.2 Kaskoden

Damit für die Stromquelle kein Widerstand verwendet werden muss, kann ein weiterer Transistor verwendet werden. Diese Schaltung wird Kaskode genannt. Dabei wird der maximale Ausgangsstrom jedoch leicht reduziert.

5.2.1 Kaskode – Grundsaltung



Ausgangswiderstand:

$$r_{out} = r_{o2} \approx g_{m2} \cdot r_{DS}^2 = a_{max} \cdot r_{DS}$$

Minimale Ausgangsspannung:

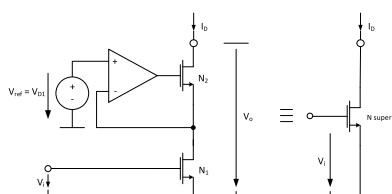
$$V_{O,min} = V_{G2} - V_{GS2} + V_{DS2,sat} = V_{DS1,sat} + V_{DS2,sat}$$

Strom:

$$I_D = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{N1} (V_{GS,N1} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS,N1})$$

5.2.2 Geregelte Kaskode

Um die Kaskodenschaltung weiter zu **verbessern**, kann die V_{GS} Spannung des oberen Transistors auf die Referenzspannung geregelt werden. Durch das Stabilisieren der Spannung wird der Arbeitspunkt des Transistors stabilisiert (indem I_D konstant ist) und der **Ausgangswiderstand noch grösser**.

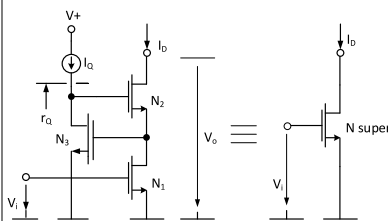


Ausgangswiderstand:

$$r_{out} \approx r_{DS1} \cdot g_{m2} \cdot r_{DS2} \cdot (a + 1) = \frac{1}{g_{o1}} \cdot \frac{g_{m2}}{g_{o2}} \cdot (a + 1)$$

5.2.3 Säckinger Kaskode

Die Säckinger Kaskode ersetzt den komplexen OpAmp mit einem einzelnen Transistor in **Source-Schaltung**.



Transkonduktanz:

$$g_{m,super} = g_{m1}$$

Minimale Ausgangsspannung:

$$V_{O,min} = V_{GS3} + V_{DS2,sat}$$

Strom:

→ Siehe Grundsaltung (5.2.1)

Ausgangswiderstand:

$$r_{out} \approx r_{DS1} \cdot g_{m2} r_{DS2} \cdot g_{m3} r_{DS3} = \frac{1}{g_{o1}} \cdot \frac{g_{m2}}{g_{o2}} \cdot \frac{g_{m3}}{g_{o3}}$$

6 MOS Stromspiegel

Stromspiegel werden in jeder integrierten Schaltung eingesetzt. Sie werden dabei eingesetzt

- um Arbeitspunkte einzustellen,
- als Eingangsstufen von OpAMPs und
- als grosse Lastwiderstände in Verstärkerschaltungen.

6.1 Einfache Stromspiegel

$$I_{out} = k \cdot I_{in} = \frac{W_{out}/L_{out}}{W_{in}/L_{in}}$$

$$V_{out} \geq V_{DS,sat} N_2 = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

6.1.1 Eingangsbeschaltung

Als Eingang dient ein Strom aus einer Referenzquelle

$$I_{in} = I_{ref}$$

oder kann von der Eingangsspannung als

$$V_{in} = V_{T,N1} + \sqrt{\frac{2I_{in}}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

abgeleitet werden.

6.1.2 Anwendungen

Versorgungsspannungsunterdrückung / DC-Level Shifting:

Durch Einsatz eines Stromspiegels kann die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Versorgungsspannung reduziert werden.

Stromquellenlast bei Differenzstufe:

Mehrfachstromspiegel:

Durch einen Mehrfachstromspiegel reicht ein Referenzstrom aus, um diverse Referenzströme zu generieren. Die Grösse der vom Stromspiegel erzeugten Ströme kann durch die Länge und Breite der Transistoren eingestellt werden.