



V1.0.20250423

Analog Microelectronics

HS 2024 – Prof. Dr. Paul Zbinden

Autoren: Flurin Brechbühler, Laurin Heitzer, Simone Stitz

<https://github.com/flurin-b/AnME>

Inhaltsverzeichnis

I AnME

1 CMOS Technologie

1.1	Prozessüberblick – Herstellung integrierter Schaltungen	1
1.2	Arten von Toleranzen	1
1.3	CMOS Bauelemente	1

2 MOS Transistoren

2.1	Dotierung	2
2.2	MOS-Kapazität	2
2.3	MOS-Transistoren	2
2.4	Ausgangskennlinie – Arbeitsbereiche	2
2.5	Transferkennlinie – Ausgangsstrombereiche	2
2.6	Berechnung des Drainstroms	2
2.7	Modellierung eines MOS-FET in einem Arbeitspunkt	3
2.8	Kleinsignalparameter	3
2.9	Zusammenhänge	3
2.10	Bestimmung von Ersatzschaltbildern – Allgemein	3
2.11	Vorgehen: Verstärker dimensionieren	3

3 MOSFET Grundsaltungen

3.1	Einsatzgebiete und Eigenschaften	3
3.2	Dimensionierung einer Gundsaltung – Vorgehen	3
3.3	Source-Schaltung	4
3.4	Gate-Schaltung	4
3.5	Drain-Schaltung (Source-Follower)	4
3.6	Eingangs- und Ausgangswiderstände	4

4 MOS Diode

4.1	Gegenüberstellung Diodentypen	4
4.2	Arbeitsbereich der MOS Diode	4
4.3	Arbeitspunkteinstellung	4
4.4	Kleinsignalersatzschaltung	5
4.5	Anwendungen	5

5 MOS Stromquelle

5.1	Stromquelle – Grundsaltungen	5
5.2	Kaskoden	5

6 MOS Stromspiegel

6.1	Widlar Stromspiegel (Einfache Stromspiegel)	5
6.2	Anwendungen von Stromspiegeln	6
6.3	Mehrfachstromspiegel	6
6.4	Wilson-Stromspiegel (3-Transistor-Schaltung)	6
6.5	Verbesserter Wilson-Stromspiegel / Kaskoden-Stromspiegel	6
6.6	Stromspiegel mit geregelter Kaskode	6
6.7	Gegenüberstellung der Stromspiegel	6

7 Verstärkerschaltungen

7.1	Widerstandslast	6
7.2	Diodenlast	6
7.3	Stromquellenlast	6
7.4	Stromumlenkung	6
7.5	Kaskode	6
7.6	Wide-Swing Kaskode	6
7.7	Gefaltete Kaskode	6
7.8	Paralleler Eingang	6

I AnME

1 CMOS Technologie

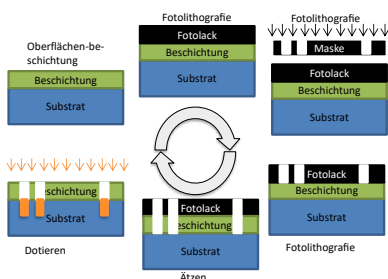
1.1 Prozessüberblick – Herstellung integrierter Schaltungen

Die Herstellung integrierter Schaltungen zeichnet sich durch folgende Besonderheiten aus:

- Komplexe Logistik aufgrund einer Vielzahl an Prozessschritten
- Hochgradige Standardisierung
- Teure Infrastruktur und teure Prozesse

Der Prozess läuft in groben Zügen wie folgt ab:

1. Sand wird geschmolzen und gereinigt. Daraus wird ein Silizium-Einkristall gezogen.
2. Der Einkristall wird in Wafer geschnitten / gesägt.
3. Durch wiederholte Oberflächenbeschichtung, Fotolithografie, Ätzen und Dotierung wird der Wafer strukturiert. Dazwischen muss der Wafer jeweils gesäubert werden.
4. Die einzelnen Chips auf dem Wafer werden vereinzelt.
5. Zur Konfektion werden die Chips in Gehäuse verbaut.
6. Um die ICs in Systemen einzusetzen, werden diese auf Leiterplatten verbaut.



Lithographie:

Lichtempfindlicher Lack (Photoresist) wird durch eine Lichtquelle löslich (positiver Photoresist) oder unlöslich (negativer Photoresist) gemacht. Durch Lösen des löslichen Photoresists kann die Oberfläche lokal geschützt werden und so gezielt regionen des Chips geätzt oder beschichtet werden. Zum Ende wird der übrige Lack entfernt und der Vorgang beliebig oft wiederholt.

Ätzen:

Durch Ätzen kann gezielt Material von freiliegenden Flächen des Wafers entfernt werden. Dabei werden folgende Verfahren unterschieden:

Isotrop (Nass oder Plasma): Gleichförmiges Ätzen in alle Richtungen → Bringt die Gefahr des Unterätzens

Anisotrop (Reactive Ion Etching, KOH oder Plasma): Ätzen entlang Kristallrichtungen, z.B. KOH greift die (111)-Ebene kaum an → Ermöglicht steilere Gräben, MEMS

Selektiv: Selektives Ätzen bestimmter Materialien, z.B. HF ätzt SiO₂ aber nicht Si → Erlaubt das Ätzen einer Lage ohne Beschädigung unterliegender Strukturen

Dotieren:

Beim Dotieren werden gezielt Fremdatome in den Siliziumkristall eingebracht.

Donatoren, also Atome mit einem Valenzelektron mehr als der Halbleiter, verursachen einen Elektronenüberschuss, der Kristall wird **n-dotiert**.

Akzeptoren, also Atome mit einem Valenzelektron weniger als der Halbleiter, verursachen einen Lochüberschuss, der Kristall wird **p-dotiert**.

1.1.1 Backend Prozesse

Wafer Sort:

Die Chips werden auf dem Wafer einzeln getestet (Kontaktierung mit Nadeln). Dies ist oft zeitaufwendig → Durch gutes Design sollte diese Zeit minimiert werden.

Der Yield, (prozentualer Anteil funktionaler Chips) hängt dabei von der Chipgröße ab. Dies, da jeder Defekt bei grossen Chips eine grosse Fläche beeinträchtigt, da jeweils nur ganze Chips funktionsfähig oder defekt sein können.

Yields von 90 % sind meist notwendig, um Profit zu machen.

Assembly and Test:

Die Wafer werden in einzelne Chips getrennt und die funktionierenden Chips in Gehäuse verbaut. Im Gehäuse erfolgt ein Final-Test.

1.2 Arten von Toleranzen

Bei der Herstellung von Wafern werden verschiedene Toleranzen unterschieden:

Devicetoleranz Toleranzen betreffend der Strukturen auf gleichem Chip

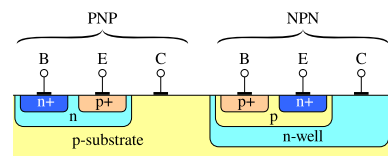
Prozesstoleranzen Toleranzen betreffend der Strukturen auf einem Wafer

Lostoleranz Toleranzen innerhalb eines Batches bzw. Los (meist 25, selten bis 50 Wafer)

1.3 CMOS Bauelemente

Mögliche Strukturen und Elemente wie auch die Materialeigenschaften werden im **Technologiehandbuch** gegeben.

1.3.1 Bipolartransistoren



1.3.2 Kapazitäten (pro Fläche)

$$C = \epsilon \cdot \frac{A}{d} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{W \cdot L}{d} = C'' \cdot A$$

$$C'' = \frac{\epsilon}{d} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{d}$$

$$\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$$

$$\epsilon_r, \text{Si}, \text{SiO}_2 \approx 3.9$$

$$\epsilon_r, \text{Dielektrikum} \approx 2.9 \text{ (möglichst klein)}$$

$$C'' \text{ Spezifische Kapazität } [C''] = \text{F m}^{-2}$$

$$A \text{ Fläche der Kapazität } [A] = \text{m}^2$$

$$d \text{ Abstand (fix) } [d] = \text{m}$$

MIM:

Metal-Interconnect-Metal-Kondensatoren produzieren **sehr kleine Kapazitäten**, da die Interconnect-Layers relativ dick sind ($d \sim 2.5 \cdot 10^{-7} \text{ m}$) und absichtlich aus 'schlechtem' Dielektrikum ($\epsilon_r \approx 2.9$) bestehen. Die Spannungsfestigkeit ist jedoch höher.

MOS:
Da Oxidschichten sehr dünn realisiert werden können ($d \sim 2.33 \cdot 10^{-9}$ m) und ein höheres $\epsilon_r \approx 3.9$ besitzen, benötigen MOS-Kondensatoren im Vergleich zu MIM-Kondensatoren bedeutend weniger Fläche. Somit können grössere Kapazitäts-Werte realisiert werden. Sie besitzen jedoch eine kleinere Spannungsfestigkeit.

1.3.3 Spulen

Spulen sind nur planar möglich und beanspruchen oft viel Platz.

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
- Wiederstandsbelag des Leitermaterials
- Induktivitätsbelag von 'langen' Leitern
- Toleranzen
- Nichtlinearitäten z.B. die Spannungsabhängigkeit der Kapazitäten von PN-Übergängen

→ Empfehlung: Verhältnisse verwenden, nicht Absolutwerte!

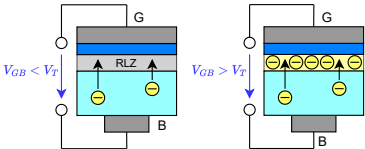
2 MOS Transistoren

2.1 Dotierung

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

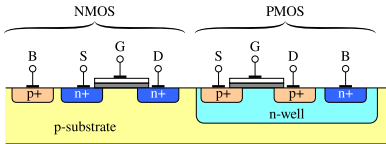
2.2 MOS-Kapazität

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

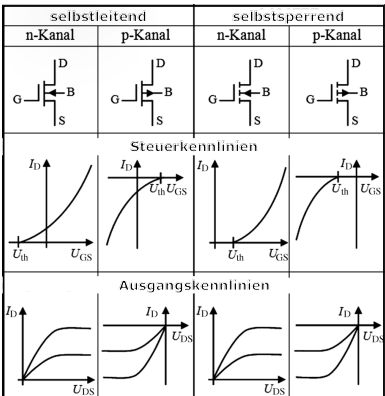
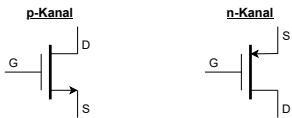
Werden links und rechts vom MOS-Kondensator komplementär zum Substrat dotierte Regionen (Drain und Source) erstellt, so kann ohne Gatespannung aufgrund der PN-Übergänge kein Strom vom Drain zur Source (oder umgekehrt) fließen. Wird nun eine Spannung am Gate angelegt, so entsteht die Minoritätsträger-Leitende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



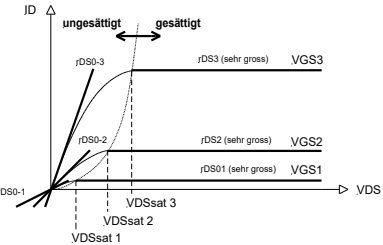
2.3.2 Modelle

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.

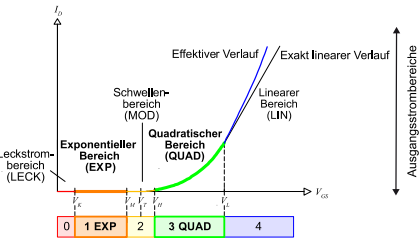
2.4 Ausgangskennlinie – Arbeitsbereiche

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:**
 $V_{DS,sat} = V_{eff} \approx 5 \cdot V_{temp} \approx 130 \text{ mV}$
 - **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 β :

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

$$\beta = \underbrace{\mu C_{OX}}_{\beta_0} \frac{W}{L}$$

Kanallängenmodulation λ 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 Φ_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
$\gamma_N^{n\text{-Dotierung}} \approx 1.46 \sqrt{V}$	N_A	Ladungsdichte der Akzeptoren
$\gamma_P^{p\text{-Dotierung}} \approx 1.08 \sqrt{V}$	γ	Body-Effekt-Konstante
	T	Absolute Temperatur
	k	Boltzmann-Konstante $1.380\,649 \cdot 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$
	q	Elementarladung $1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

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:	$I_D = I_M \cdot e^{\frac{V_{GS}-V_M}{n_M V_{temp}}} \cdot (1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_{temp}}}) \cdot (1 + \lambda \cdot \Delta V_{DS})$	$I_D = I_M \cdot e^{\frac{V_{GS}-V_M}{n_M V_{temp}}} \cdot (1 + \lambda \cdot \Delta V_{DS})$
PMOS:	$I_D = I_M \cdot e^{-\frac{V_{GS}-V_M}{n_M V_{temp}}} \cdot (1 - e^{\frac{V_{DS}}{V_{temp}}}) \cdot (1 - \lambda \cdot \Delta V_{DS})$	$I_D = I_M \cdot e^{-\frac{V_{GS}-V_M}{n_M V_{temp}}} \cdot (1 - \lambda \cdot \Delta V_{DS})$

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	$n_M = 1 + \frac{\gamma}{2 \sqrt{V_{SB} + \Phi_0}}$ mit $\Phi_0 = 2\Phi_F \approx 0.6 V$
Kanallängenmodulation	$\lambda = \frac{1}{V_E} \approx \frac{1}{a_E L}$

2.6.3 Bereiche ohne Berechnungsformeln

In den drei verbleibenden Bereichen sind **keine Berechnungsformeln für I_D** vorhanden.

Bereich	Grenzen	
LECK	$V_K(I_D) < V_{GS} < V_M(I_D)$	Im MOD-Bereich (moderate inversion) liefern die Formeln der weak bzw. strong inversion katastrophal falsche Resultate!
MOD	$V_M(I_D) < V_{GS} < V_H(I_D)$	
	$V_H(I_D) = V_T(I_D) + x_H(I_D)$	Es ist daher enorm wichtig, den Arbeitsbereich des Transistors korrekt zu bestimmen.
LIN	$V_L(I_D) < V_{GS}$	

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

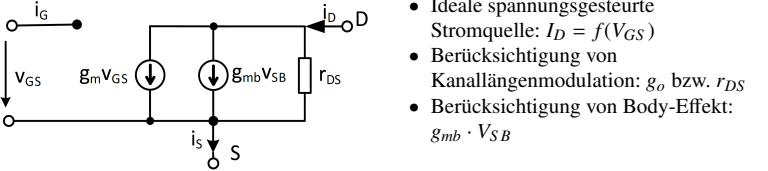
2.7.1 Bestimmung des Arbeitspunkts

Um den 'Zustand' eines MOS-FET zu bestimmen, wird wie folgt vorgegangen:

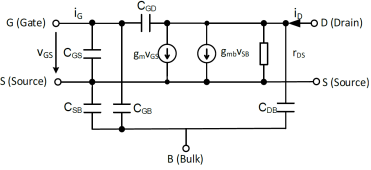
- 1. V_{GS} bestimmen
- 2. Ausgangsstrombereich mittels V_{GS} bestimmen
 $|V_{GS}| \geq |V_H| \rightarrow$ strong inversion
 $|V_{GS}| \leq |V_M| \rightarrow$ weak inversion
- 3. V_{DS} ermitteln
- 4. $V_{DS,sat}$ ausrechnen (Strombereich beachten)
strong inversion: $V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T$
weak inversion: $V_{DS,sat} \approx 5 \cdot V_{temp} \approx 130 mV$
- 5. Ausgangsspannungsbereich durch vergleich von $|V_{DS}|$ mit $|V_{DS,sat}|$ ermitteln
 $|V_{DS}| < |V_{DS,sat}| \rightarrow$ ungesättigt
 $|V_{DS}| > |V_{DS,sat}| \rightarrow$ gesättigt

2.7.2 Kleinsignalersatzschaltungen des FET

Niederfrequenz (Pi-Ersatzschaltung):



Hochfrequenz:



Wenn Source und Bulk verbunden sind werden

- C_{GB} und C_{GS} parallel geschaltet und
- C_{SB} kurzgeschlossen.

2.8 Kleinsignalparameter

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

$g_m = \frac{d}{dV_{GS}} I_D$ $g_o = r_{DS} = \frac{d}{dV_{DS}} I_D$ $g_{mb} = \frac{d}{dV_{SB}} I_D$

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.

g_m	Transkonduktanz (Stromquellenbetrieb) \rightarrow Mass für Verstärkung des Transistors
g_{mb}	Body-Transkonduktanz \rightarrow Beschreibt Wirkung des Body-Effekts
g_o	Ausgangsleitwert (Stromquellenbetrieb) \rightarrow beschreibt Kanallängenmodulation
r_{DS0}	Kleinstmöglicher Ausgangswiderstand bzw. Einschaltwiderstand bei $V_{DS} = 0$ \rightarrow 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 Gesamtergebnat ein Minus ergänzt werden.

2.8.1 Strong Inversion

$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)$ $g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$

AP durch V_{GS} bestimmt AP durch I_D bestimmt

$g_{mb} = -g_m \frac{\gamma}{2 \sqrt{|V_{SB}|} + |2\Phi_F|} = -g_m (n_M - 1)$

Ungesättigt: $g_o = \frac{1}{r_{DS}} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} ((V_{GS} - V_T) - V_{DS})$

Gesättigt: $g_o = \frac{1}{r_{DS}} = \lambda \cdot I_{DS,sat} = \frac{I_D}{V_E + V_{DS}} \approx \frac{I_D}{a_E \cdot L + V_{DS}}$

2.8.2 Weak Inversion

$g_m = \frac{I_D}{n_M \cdot V_{temp}}$ \rightarrow Unabhängig von der Geometrie des Transistors!

$g_{mb} = -g_m \frac{\gamma}{2 \sqrt{|V_{SB}|} + |2\Phi_F|} = -g_m (n_M - 1)$

Ungesättigt: $g_o = \frac{1}{r_{DS}} = \frac{V_{temp}}{I_{D\infty}} \rightarrow$ wird meist simuliert

Gesättigt: $g_o = \frac{1}{r_{DS}} = \lambda \cdot I_{DS,sat} = \frac{I_D}{V_E + V_{DS}} \approx \frac{I_D}{a_E \cdot L + V_{DS}}$

2.9 Zusammenhänge

g_m 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 g_m 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.
- I_D 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.

Schaltung	Source-Schaltung	Gate-Schaltung	Drain-Schaltung
Common	Source	Gate	Drain
Eingang	Gate	Source	Gate
Ausgang	Drain	Drain	Source

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

3.1 Einsatzgebiete und Eigenschaften

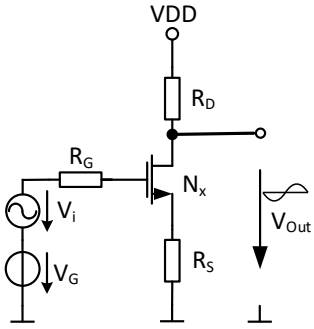
Grundschaltung	Anwendung	r_{in}	r_{out}
Source	Verstärker: Tiefe – mittlere Frequenzen	gross	gross
Gate	Verstärker: Hohe Frequenzen	klein	gross
Drain	Spannungsfolger, Treiber, Impedanzwandler	gross	klein

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**.



3.3.1 Verstärkung

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

Spezialfall:

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

Optimierung:

- Maximierung der Verstärkung: $R_D \rightarrow \infty$ (so gross wie möglich) und $R_S \rightarrow 0$
- Chipplatz sparen: R_S und R_D weglassen

3.3.2 Designpraxis – Strong Inversion

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

$$a_{max} = -\frac{g_m}{g_o} = -g_m r_{DS} = -\frac{2 \cdot a_E \cdot L}{V_{GS} - V_T}$$

Damit der Wert a_{max} maximal wird, folgt als obiger Formel:

- g_m so gross wie möglich
- V_{GS} so tief wie möglich ($V_{GS} - V_T \approx 150 - 200$ mV).
- r_{DS} so gross wie möglich
- L möglichst gross \rightarrow grosser Lastwiderstand

3.3.3 Designpraxis – Weak Inversion

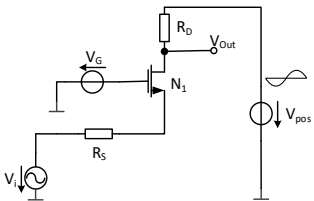
Die **theoretisch** maximal mögliche Verstärkung in weak inversion ergibt sich als

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

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

3.4 Gate-Schaltung

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



3.4.1 Verstärkung

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

Spezialfall:

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

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

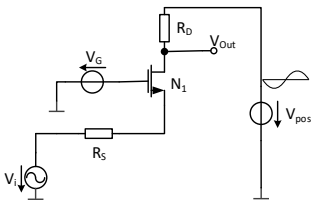
$$a \stackrel{R_D \text{ klein}}{\approx} g_m R_D \quad \text{bzw.} \quad a \stackrel{R_D \text{ gross}}{\approx} \frac{g_m}{g_o} \approx a_{max}$$

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

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

Maximale Verstärkung:

Für die **theoretisch** maximal mögliche Verstärkung a_{max} gilt für $g_m \ll g_o$ 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:

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

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 Kleinsignaler-satzschaltbild 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 $r_{i,S}$:

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

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

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

Drain $r_{i,D}$:

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

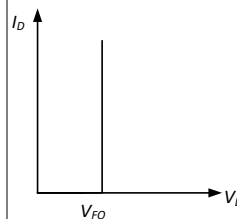
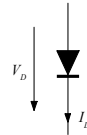
$$\text{Für } r_{DS} \gg R_S \quad r_{i,D} \approx r_{DS} (1 + g_m R_S) = \frac{1}{g_o} (1 + g_m R_S) + R_S$$

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

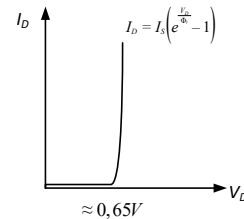
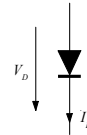
4 MOS Diode

4.1 Gegenüberstellung Diodentypen

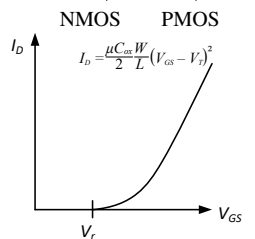
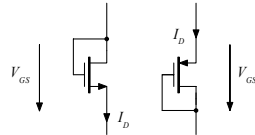
Ideale Diode ($V_F = V_{F0}$)



Reale Diode



MOS-Diode



4.2 Arbeitsbereich der MOS Diode

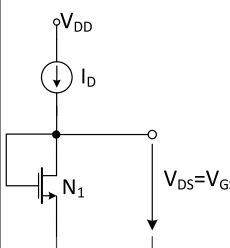
Die MOS Diode arbeitet (**in strong inversion**) **immer in Sättigung**, da die Sättigungsbedingung aufgrund der Verbindung der Gate- und Source-Anschlüsse immer erfüllt ist:

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

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

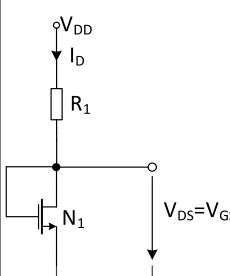


Aus der Drainstrom-Gleichung (strong inversion, Sättigung) lässt sich die Spannung über der Diode als Funktion des Eingangsstroms berechnen:

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

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

4.3.2 Arbeitspunkteinstellung mittels Seriewiderstand

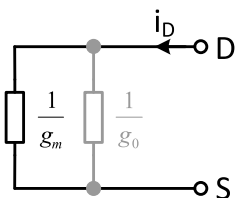


Der Arbeitspunkt kann auf zwei Arten ermittelt werden:

- 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

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

4.4 Kleinsignalersatzschaltung



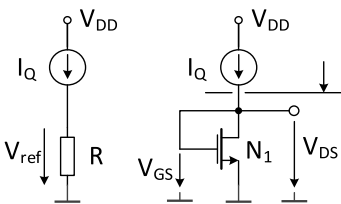
Die Kleinsignalersatzschaltung kann (leicht angepasst) vom MOS Transistor übernommen werden.

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

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

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

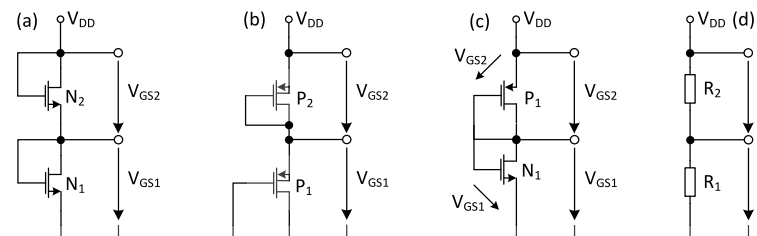
4.5.2 Spannungsstabilisator

- 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

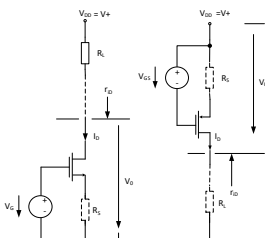
$$\frac{|V_{GS1} - V_{T1}|}{|V_{GS2} - V_{T2}|} = \sqrt{\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}}$$

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 – Grundschaltungen



Ausgangswiderstand:

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

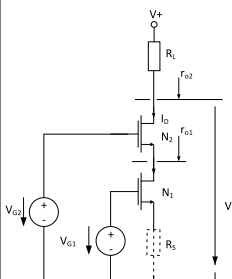
Minimale Ausgangsspannung:

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

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 – Grundschaltung



Ausgangswiderstand:

$$r_{out} = r_{o2} \approx g_{m2} \cdot r_{DS2}^2 = a_{max} \cdot r_{DS}$$

Minimale Ausgangsspannung:

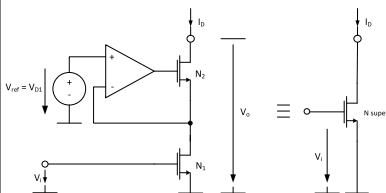
$$V_{O,min} = V_{G2} - V_{GS2} + V_{DS2,sat} = V_{DS1,sat} + V_{DS2,sat}$$

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**.



Transkonduktanz:

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

Minimale Ausgangsspannung:

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

Strom:

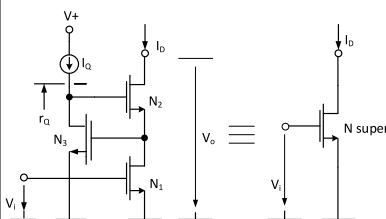
→ Siehe Grundschaltung (5.2.1)

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 Grundschaltung (5.2.1)

Ausgangswiderstand:

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

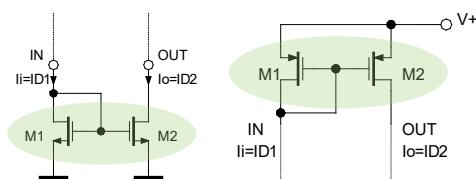
6 MOS Stromspiegel

Stromspiegel werden in **jeder** analogen integrierten Schaltung eingesetzt. Die möglichen Anwendungen sind:

- um Arbeitspunkte einzustellen
- als Eingangsstufen von OpAmps
- als grosse Lastwiderstände in Verstärkerschaltungen

6.1 Widlar Stromspiegel (Einfache Stromspiegel)

- Drei Anschlüsse: SUPPLY, IN, OUT
- Eingangstransistor als **Diode** beschaltet
- **Ausgangstransistor muss in Sättigung bleiben**
- $V_{GS,1} = V_{GS,2}$



Wichtige Parameter:

- Ausgangsstrom I_{out} berechnet sich aus Stromspiegelverhältnis k
- Eingangsimpedanz (real): $r_i = 0 \Omega$
- Ausgangsimpedanz (real): $r_o = \infty \Omega$

6.1.1 Arbeitspunkt festlegen

Eingangsseite:

Referenzstrom aus Stromquelle oder Einstellung über Widerstand R

$$I_{in} = I_{ref} \quad \text{oder} \quad I_{in} = \frac{V_{DD} - V_{in}}{R}$$

wobei sich die Eingangsspannung $V_{in} = V_{GS,1}$ aus dem Eingangsstrom berechnet als

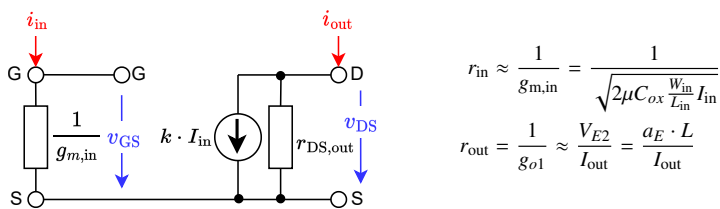
$$V_{in} = V_{GS,1} = V_{T,N1} + \sqrt{\frac{2I_{in}}{\mu C_{ox} \frac{W_{in}}{L_{in}}}}$$

Ausgangsseite:

Für Eingangs- und Ausgangstransistor soll unbedingt **das gleiche L** verwendet werden. Bei verschiedenen L muss die **Kanallängenmodulation** berücksichtigt werden!

$$k = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{W_{out}/L_{out}}{W_{in}/L_{in}} \cdot \frac{1 + \lambda_{out} \cdot V_{DS,out}}{1 + \lambda_{in} \cdot V_{DS,in}} \quad V_{out} \geq V_{DS,sat} N_2 = \sqrt{\frac{2I_{out}}{\mu C_{ox} \frac{W_{out}}{L_{out}}}}$$

6.1.2 Kleinsignalersatzschaltung / Kleinsignalparameter



$$r_{in} \approx \frac{1}{g_{m,in}} = \frac{1}{\sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W_{in}}{L_{in}} I_{in}}}$$

$$r_{out} = \frac{1}{g_{o1}} \approx \frac{V_{E2}}{I_{out}} = \frac{a_E \cdot L}{I_{out}}$$

6.1.3 Optimierungen für kleinstmögliche Toleranzen

- $V_{T1} = V_{T2}$ → Beide Transistoren brauchen dieselbe konstante Temperatur
- $\mu C_{ox1} = \mu C_{ox2}$ → Matching durch gute Platzierung (Common Centroid Layout)
- $\lambda_1 = \lambda_2$ → Identische Länge L (und möglichst gross)

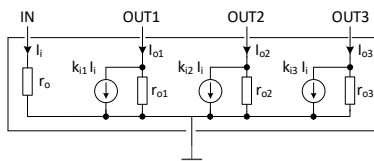
Grundsätzlich können Stromspiegel auch in Weak- und Moderate-Inversion betrieben werden. Dabei leidet jedoch die Genauigkeit.

6.2 Anwendungen von Stromspiegeln

- Senken-Quellen-Inversion
- Verbesserung Power Supply Rejection; DC-Level Shifting
- Umlenkung von R_L nach GND statt Laststrom von V_{DD} zu Last
- Stromquellenlast bei Differenzstufe (siehe Abschnitt XXX)
- Erzielen eines hohen Lastwiderstands

6.3 Mehrfachstromspiegel

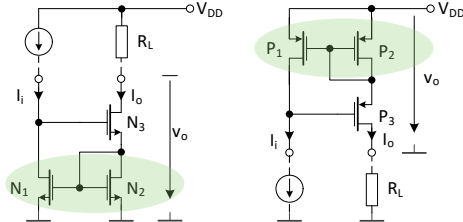
Mit einem Referenzstrom werden mehrere Ausgangsströme generiert. Die Grösse der vom Stromspiegel erzeugten Ströme kann durch die Länge und Breite der Transistoren eingestellt werden.



6.4 Wilson-Stromspiegel (3-Transistor-Schaltung)

Im Vergleich zum Widlar-Stromspiegel besitzt der Wilson-Stromspiegel eine **grössere Ausgangsimpedanz**. N_3 bildet dabei eine Rückkopplung zur Regelung von I_o auf I_i .

- Eingangstransistor als Stromquelle beschaltet
- Ausgangstransistor als Diode beschaltet
- T3 muss in Sättigung bleiben**
- Bei gleicher Geometrie: $V_{GS,2} = V_{GS,3}$



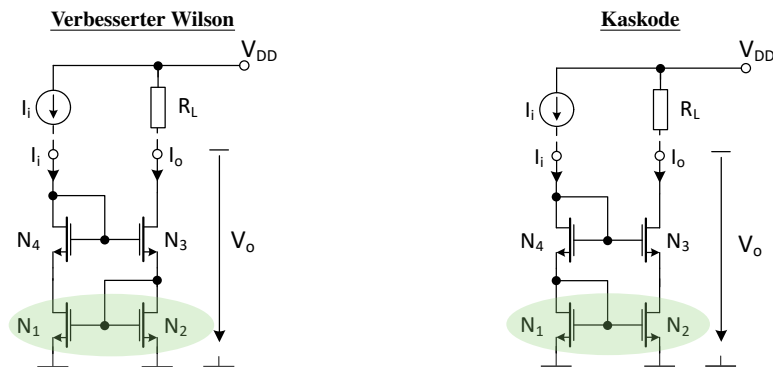
6.4.1 Kenngrössen

$$V_0 \geq V_{GS,2} + V_{DS,sat3} = 2V_{GS} - V_T = V_T + 2\sqrt{\frac{2I_o}{\mu C_{OX} \frac{W_{out}}{L_{out}}}}$$

$$V_I = 2V_{GS} = 2V_T + 2\sqrt{\frac{2I_i}{\mu C_{OX} \frac{W_{in}}{L_{in}}}}$$

$$r_{out} \approx \frac{1}{g_{o3}} \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m2}} + \frac{1}{g_{o1}} \cdot \frac{g_{m3}g_{m1}}{g_{m2}} \right)_{N1=N2} = \frac{1}{g_o} \left(2 + \frac{g_m}{g_o} \right) = r_{DS} \cdot (2 + g_m \cdot r_{DS})$$

6.5 Verbesserter Wilson-Stromspiegel / Kaskoden-Stromspiegel

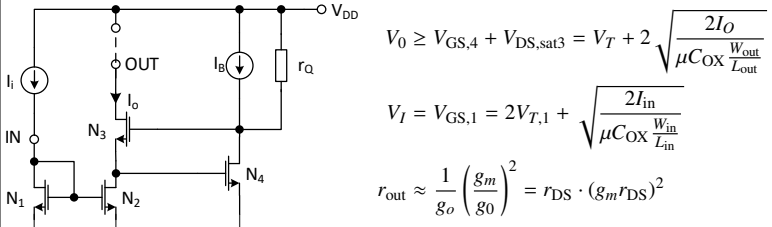


6.5.1 Kenngrössen

Die Kenngrössen für beide Stromspiegel berechnen sich gleich wie diejenigen des Wilson-Stromspiegels. → Siehe Abschnitt 6.4.1

6.6 Stromspiegel mit geregelter Kaskode

Durch M4 und M5 wird die Spannung am Gate von M2 konstant gehalten. So wird die Ausgangsimpedanz bedeutend erhöht.



$$V_0 \geq V_{GS,4} + V_{DS,sat3} = V_T + 2\sqrt{\frac{2I_o}{\mu C_{OX} \frac{W_{out}}{L_{out}}}}$$

$$V_I = V_{GS,1} = 2V_{T,1} + \sqrt{\frac{2I_{in}}{\mu C_{OX} \frac{W_{in}}{L_{in}}}}$$

$$r_{out} \approx \frac{1}{g_o} \left(\frac{g_m}{g_o} \right)^2 = r_{DS} \cdot (g_m r_{DS})^2$$

6.7 Gegenüberstellung der Stromspiegel

Typ	Genauigkeit	r_{out}	V_I	$V_{O,min}$
Widlar	+	$\frac{1}{g_o}$	$\approx V_T + \sqrt{\frac{2I_i}{\mu C_{ox} \frac{W_I}{L_I}}}$	$\approx \sqrt{\frac{2I_o}{\mu C_{ox} \frac{W_O}{L_O}}}$
Wilson	+	$\approx \frac{1}{g_o} \left(2 + \frac{g_m}{g_o} \right)$	$\approx 2V_T + 2\sqrt{\frac{2I_i}{\mu C_{ox} \frac{W_I}{L_I}}}$	$\approx V_T + 2\sqrt{\frac{2I_o}{\mu C_{ox} \frac{W_O}{L_O}}}$
Verb. Wilson	++	$\approx \frac{1}{g_o} \left(2 + \frac{g_m}{g_o} \right)$	$\approx 2V_T + 2\sqrt{\frac{2I_i}{\mu C_{ox} \frac{W_I}{L_I}}}$	$\approx V_T + 2\sqrt{\frac{2I_o}{\mu C_{ox} \frac{W_O}{L_O}}}$
Kaskode	++	$\approx \frac{1}{g_o} \left(2 + \frac{g_m}{g_o} \right)$	$\approx 2V_T + 2\sqrt{\frac{2I_i}{\mu C_{ox} \frac{W_I}{L_I}}}$	$\approx V_T + 2\sqrt{\frac{2I_o}{\mu C_{ox} \frac{W_O}{L_O}}}$
Ger. Kaskode	++	$\approx \frac{1}{g_o} \left(\frac{g_m}{g_o} \right)^2$	$\approx V_T + \sqrt{\frac{2I_i}{\mu C_{ox} \frac{W_I}{L_I}}}$	$\approx V_T + 2\sqrt{\frac{2I_o}{\mu C_{ox} \frac{W_O}{L_O}}}$

7 Verstärkerschaltungen

7.1 Widerstandslast

- Gain < 10

Problem: Ein grosser Strom ist für hohe Verstärkungen wünschenswert, kostet jedoch spannungshub.

7.2 Diodenlast

Die Spannung über die Diode nimmt gegenüber dem Strom langsamer als linear zu. Eine Stromzunahme beeinträchtigt den Ausgangsspannungsbereich nicht gleich stark wie bei der Widerstandslast.

7.3 Stromquellenlast

Über den Stromspiegel fällt lediglich ca. $V_{DS,sat}$ ab, das Verändern des Transistorstroms beeinträchtigt den Ausgangsspannungsbereich noch weniger.

Problem: Der Frequenzgang wird durch die Miller-Kapazität zwischen Gate und Source des Ausgangstransistors stark beeinträchtigt.

7.4 Stromumlenkung

Durch den kleinen Kleinsignalwiderstand von P1 hat die erste Verstärkerstufe eine kleine Verstärkung. Dadurch fällt der Miller-Effekt weniger ins Gewicht. Dies resultiert in

- verbessertem Frequenzverhalten
- verbessertem PSR und
- durch 1:1:1 einstellbare, hohe Verstärkungen.

Preis dafür ist mehr Stromverbrauch sowie erhöhte Komplexität.

7.5 Kaskode

Durch Einsatz einer Kaskode bezweckt N1 keine Spannungs-, sondern eine reine Stromverstärkung, was den Miller-Effekt völlig vermeidet. So hat auch dieser Verstärker ein gutes Frequenzverhalten.

7.6 Wide-Swing Kaskode

Durch Wählen von sehr grossen W/L für die Transistoren N4 und N5 wird die minimale Ausgangsspannung der Kaskode auf fast $V_{DS,sat}$ reduziert.

7.7 Gefaltete Kaskode

Durch „Falten“ der Kaskode kann dessen Aussteuerbereich weiter erhöht werden. Dies führt auch zu sehr guter PSR, bedingt aber zwei Strompfade und so mehr Hardware.

7.8 Paralleler Eingang

Diese Schaltung überzeugt durch

- grosse Ausgangsströme und
- sehr grosse Spannungsverstärkung,

deren Frequenzgang leidet jedoch stark durch die Miller-Kapazität.