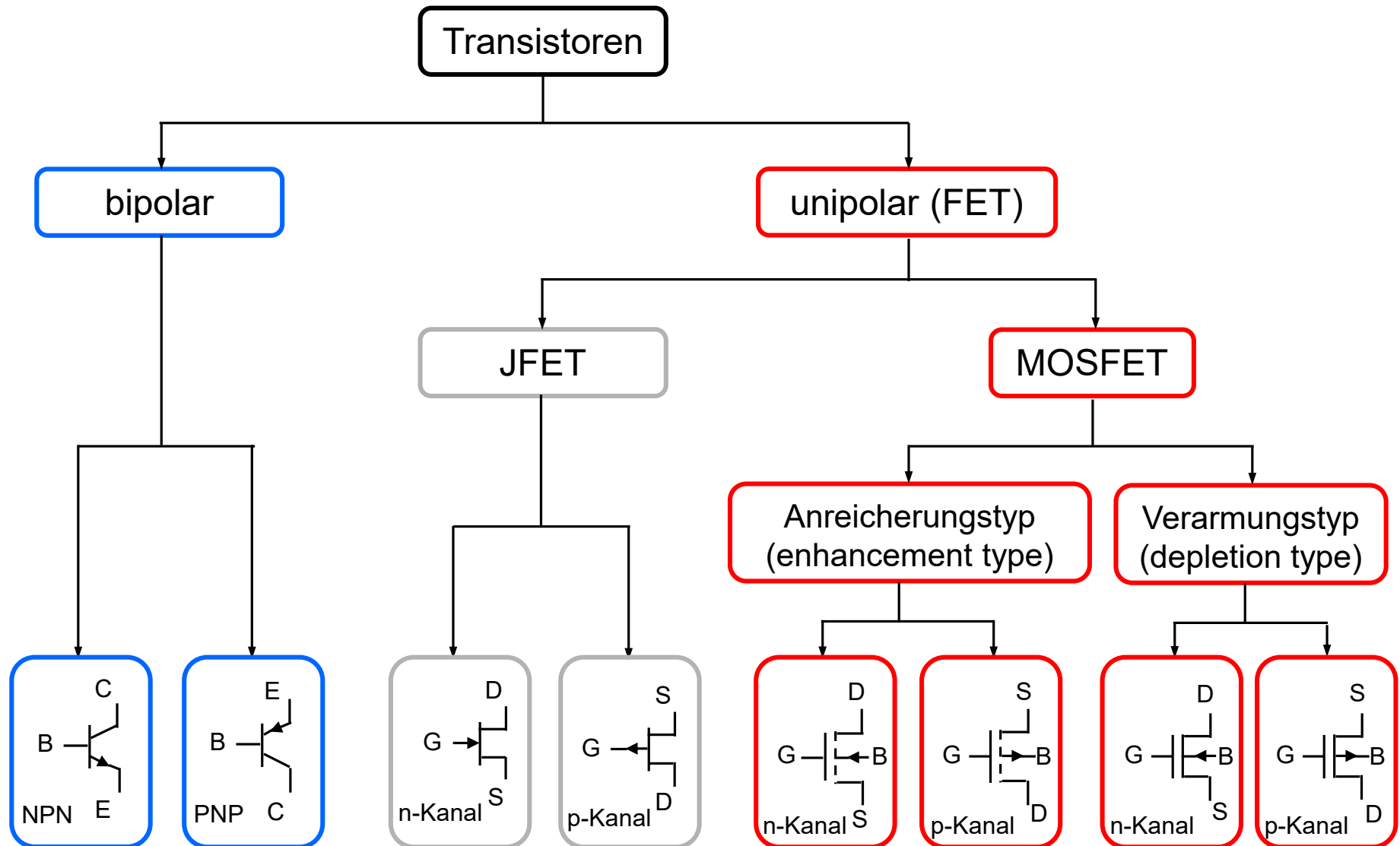


4 MOS-Feldeffekttransistoren

[Infineon, SMM310]

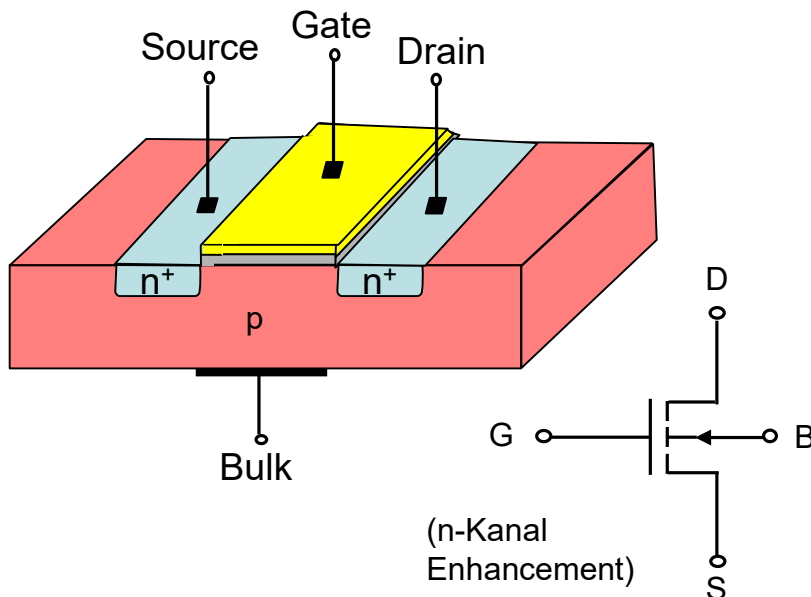
- Grundlagen MOSFET
- Arbeitsbereiche und wichtige Parameter eines MOSFET
- MOSFET – Betrieb im Arbeitspunkt
- Varianten von MOSFETs – Umgang mit dem PMOS
- Grundsaltungen mit dem MOSFET
- Aufbau und Betrieb einer MOSFET - Differenzstufe

- Grundlagen MOSFET
 - Aufbau eines MOSFET
 - Betrieb eines MOSFET
 - Arbeitsbereiche eines MOSFET
- Arbeitsbereiche und wichtige Parameter eines MOSFET
- MOSFET – Betrieb im Arbeitspunkt
- Varianten von MOSFETs – Umgang mit dem PMOS
- Grundsaltungen mit dem MOSFET
- Aufbau und Betrieb einer MOSFET - Differenzstufe

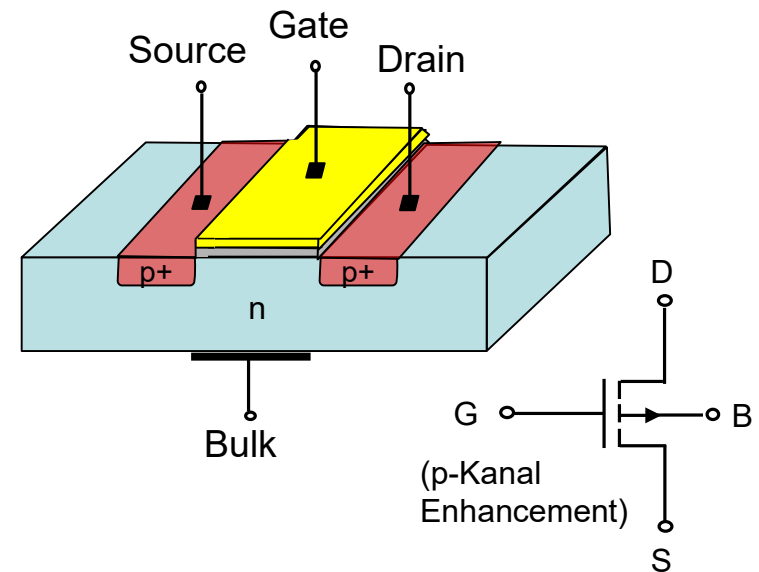


- **Feldeffekttransistor (FET):** Steuerung des Stroms in einem halbleitenden Kanal durch ein E-Feld. Wichtigster FET-Vertreter ist der ...
- **MOSFET = Metal-Oxide Semiconductor-FET** (→ Aufbau). Meistverwendeter Transistortyp in hochintegrierten ICs. In diskreter Ausführung (Einzeltransistor) vor allem in der Leistungselektronik von Bedeutung („*Power MOSFET*“).
- **Unipolarer Transistor:** *Wie bei allen FETs ist am Stromfluss immer nur eine Ladungsträgerart beteiligt. Man unterscheidet dementsprechend zwischen ...*

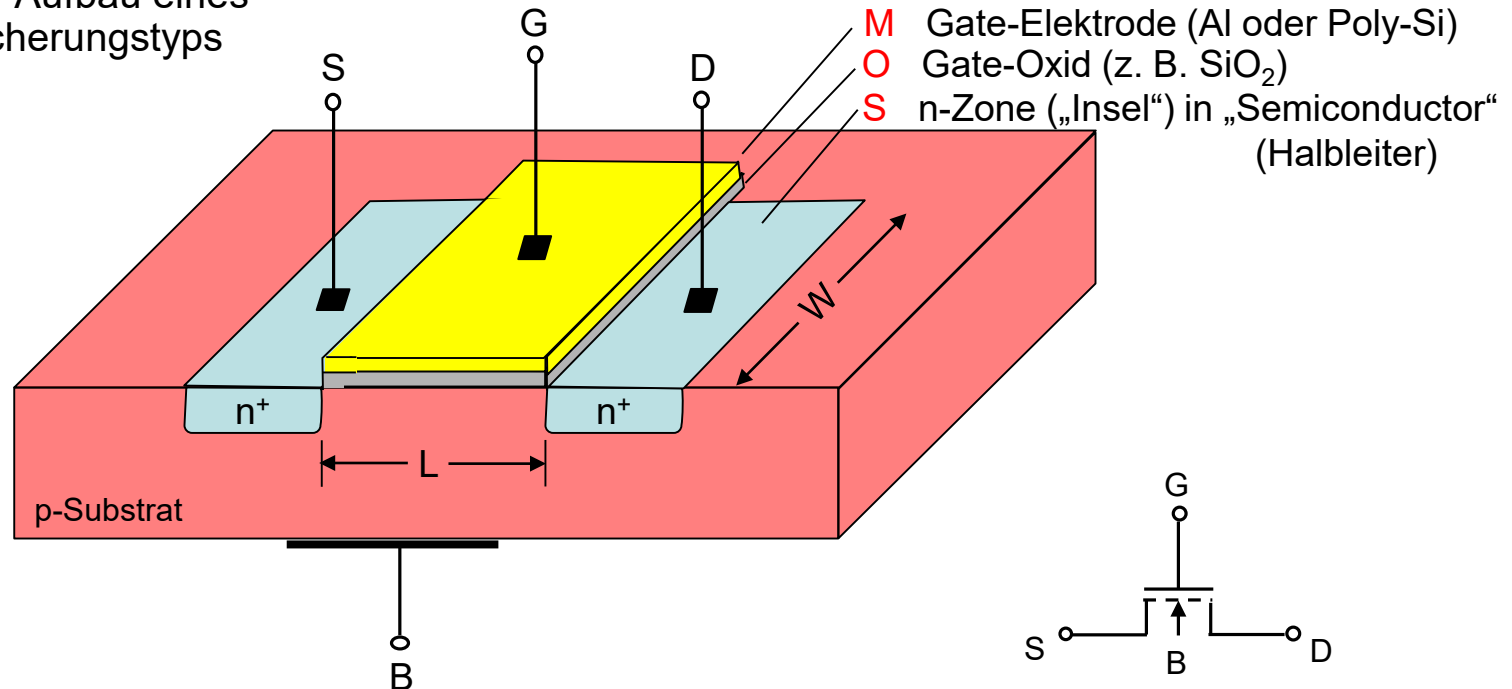
NMOS (n-Kanal-Typ):



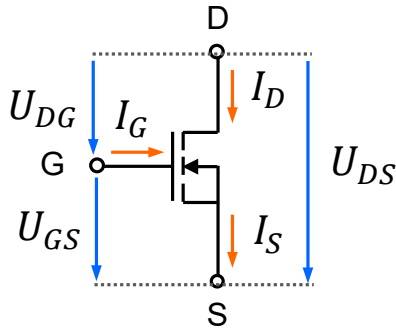
PMOS (p-Kanal-Typ):



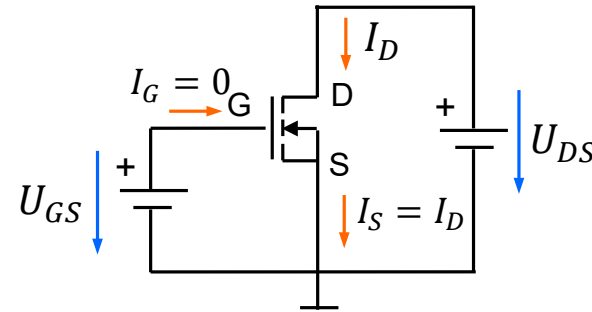
Schematischer Aufbau eines
n-Kanal-Anreicherungstyps



- Der MOSFET ist (im Gegensatz zum BJT) ein symmetrisches Bauteil. Drain und Source können daher prinzipiell vertauscht werden.
- **G**: Gate: Tor, **D**: Drain: Senke, **S**: Source: Quelle
- **B**: Substrat: Material der Silizium-Scheibe (englisch: substrate, bulk, body)



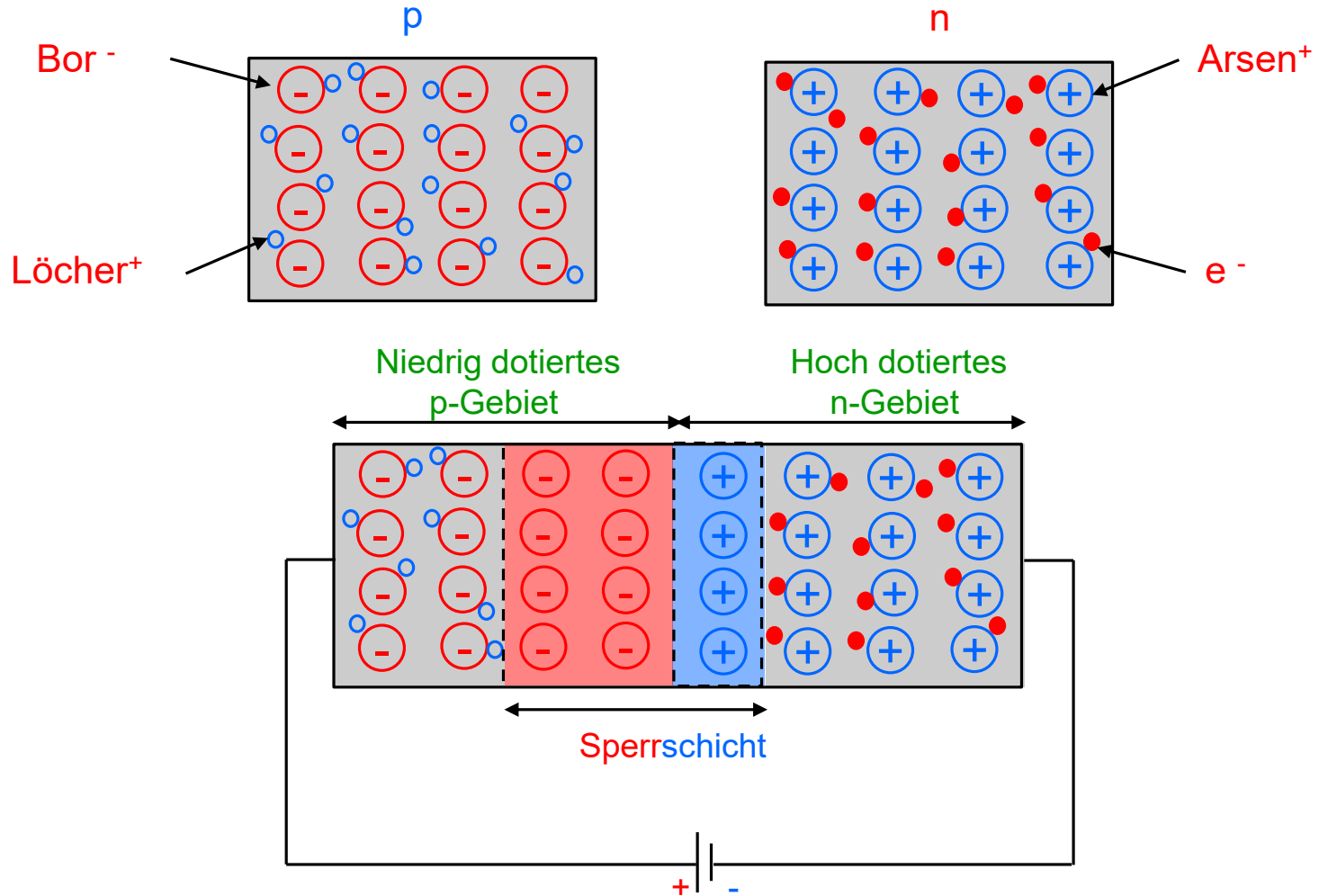
Zählpfeile für Spannungen und Ströme
beim n-Kanal-MOSFET



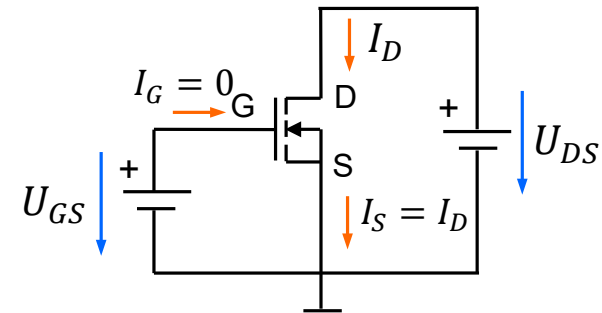
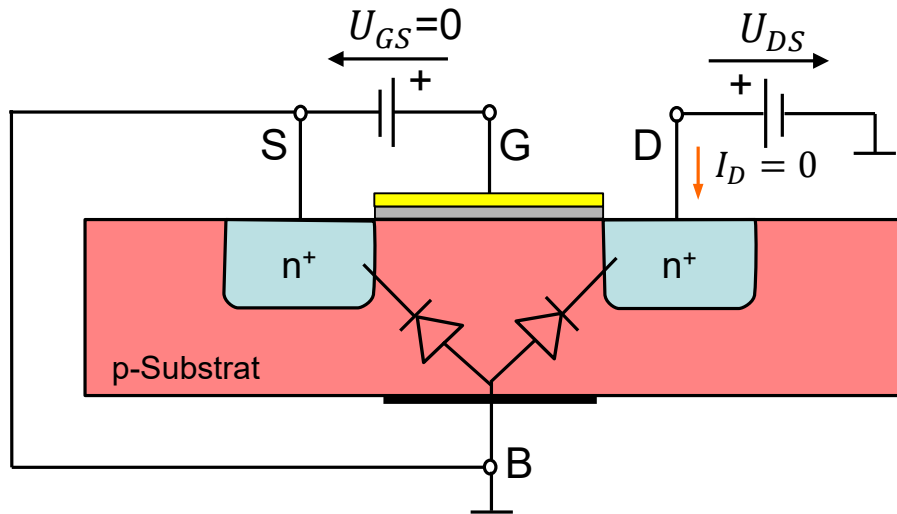
Grundschriftung für den Betrieb
des n-Kanal-MOSFET

- Der Drain ist stets positiv gegenüber dem Source.
- Der Substrat-Anschluss (Bulk) wird „oft“ mit dem Source verbunden.
- Das Gate wirkt als Steuerelektrode:
Mit U_{GS} (in weiten Grenzen variierbar) lässt sich der Strom I_D steuern.
- Durch den extrem hohen Eingangswiderstand (Isolationsschicht unter dem Gate) erfolgt die Steuerung praktisch stromlos: $I_G = 0 \Rightarrow I_D = I_S$.

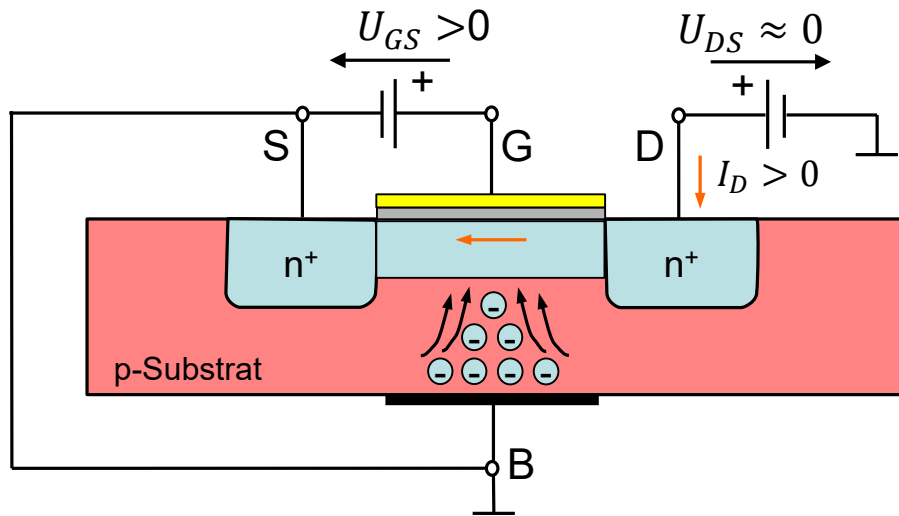
p-Substrat; Drain und Source n-Gebiete: Raumladungszone



Bulk-Drain-Diode
(als auch Bulk-Source-Diode) $U_{BD} < 0$
immer im Sperrbetrieb!



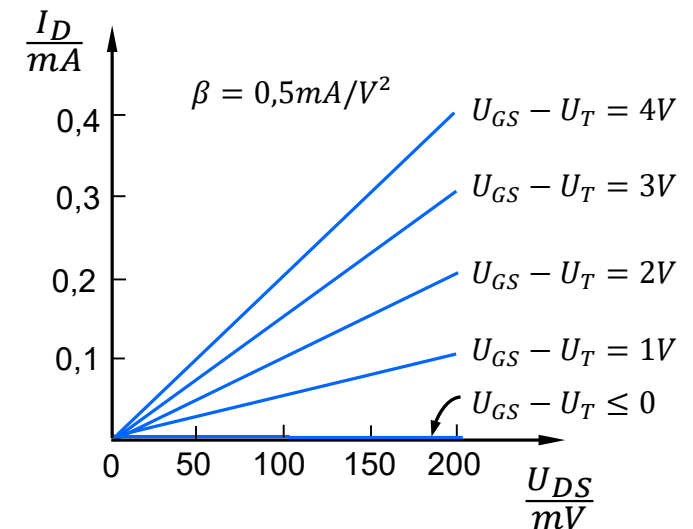
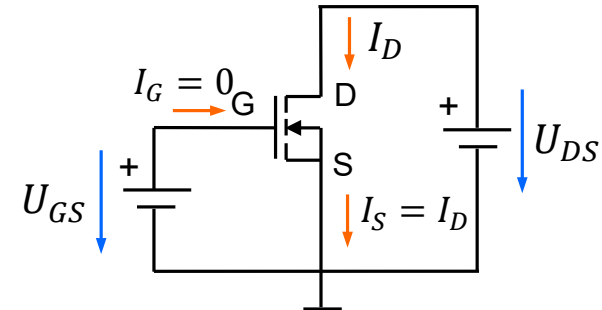
- Der Drain und der Source bilden zusammen mit dem Substrat zwei in Sperrrichtung geschaltete pn-Übergänge (Dioden). Daher dürfen Drain und Source **NIE** negativer als das Substrat werden
- Wird eine positive Spannung am Drain U_{DS} angelegt, fließt kein Strom zwischen Drain und Source, solange $U_{GS} = 0$ ist.
- Allgemein gilt: Der Transistor sperrt, solange die Gate-Source-Spannung unterhalb eines bestimmten Schwellenwerts (threshold voltage) liegt, d. h.
 $U_{GS} \leq U_T \Rightarrow I_D = 0$



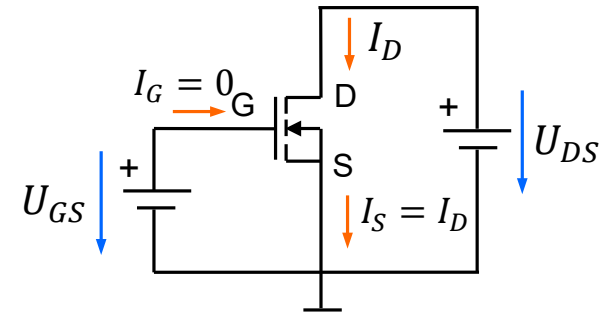
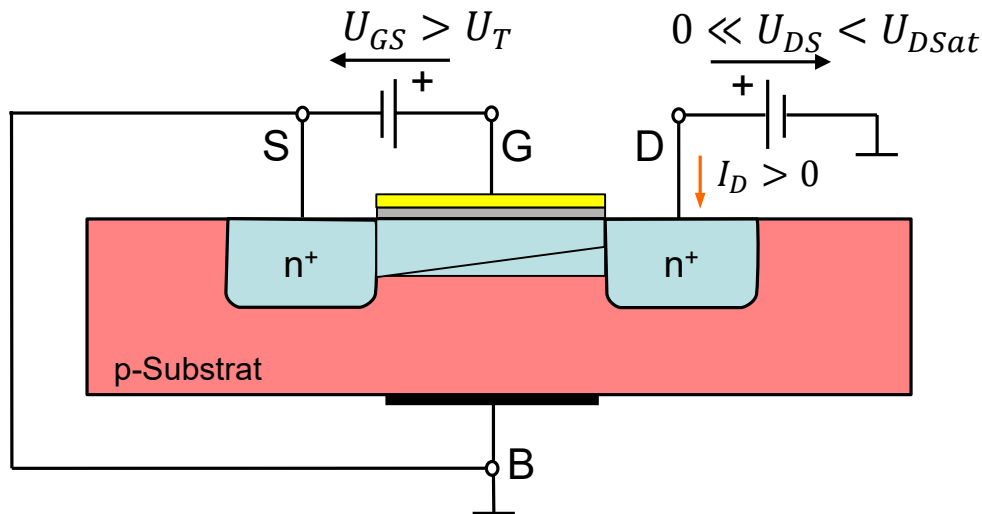
- Für $U_{GS} > U_T$ bildet sich ein n-leitender Kanal unter dem Oxid (Inversionsschicht). $\Rightarrow I_D > 0$
- Bei kleinem U_{DS} nimmt die Dicke des Kanals proportional mit $U_{GS\text{eff}} = U_{GS} - U_T$ zu (effektive Gate-Source-Spannung, *Overdrive*) $\Rightarrow R_{DS}$ sinkt.

$$I_D \sim (U_{GS} - U_T), I_D \sim U_{DS} \Rightarrow I_D = \beta \cdot \underbrace{(U_{GS} - U_T)}_{=U_{GS\text{eff}}} \cdot U_{DS}$$

$$R_{DS} = \frac{U_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\beta \cdot (U_{GS} - U_T)} \quad (\text{Steuerbarer Widerstand})$$



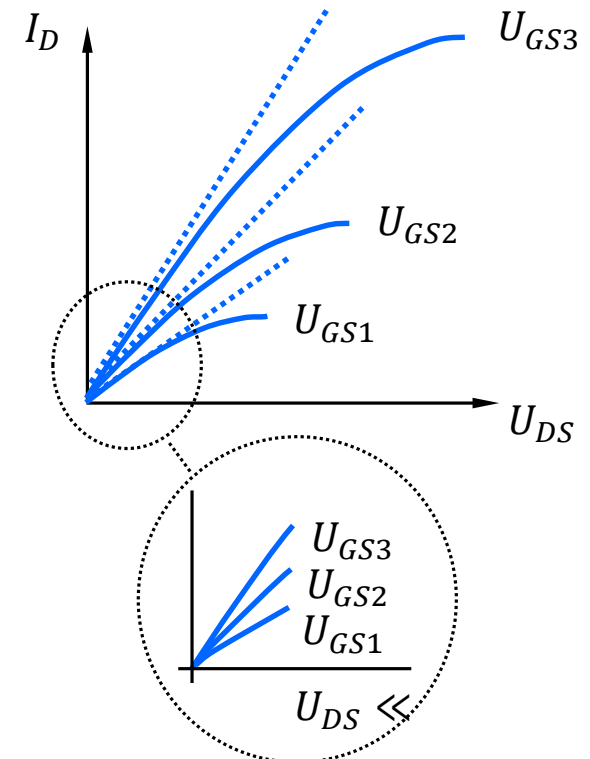
(β ist ein dimensionsbehafteter Proportionalitätsfaktor).
(Nicht mit dem β des bipolar Transistors verwechseln!!)

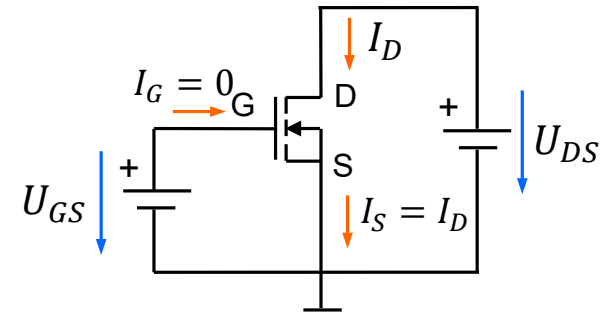
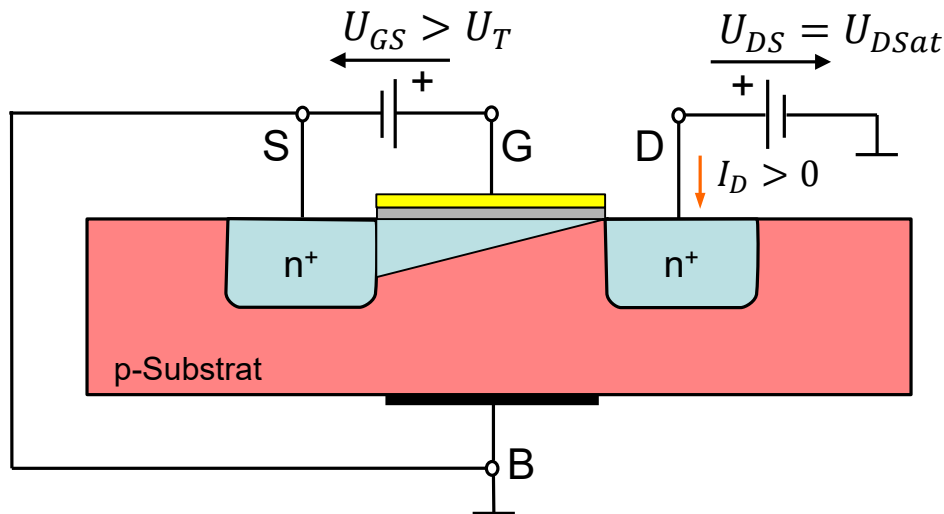


- Die Kanaldicke an einem bestimmten Punkt hängt ab vom Potentialunterschied zwischen dem Gate und diesem Punkt im Kanal.
- Für $U_{DS} \gg 0$ kommt es daher zu einer keilförmigen Verengung, weil das Potential entlang des Kanals vom Source zum Drain hin ansteigt. Bis zum Eintritt der sog. Sättigung gilt:

$$I_D = \beta \cdot \left[(U_{GS} - U_T) - \frac{U_{DS}}{2} \right] \cdot U_{DS}$$

quadr. Term
→ Parabeläste





- Bei $U_{DS} = U_{DSsat}$ ist der Kanal (für ein gegebenes U_{GS}) vollständig abgeschnürt.
- Die Abschnürgrenze ist erreicht, wenn der Potentialunterschied zwischen dem Gate und dem Kanal am drainseitigen Ende gerade gleich U_T ist, d. h.

$$U_{GD} = U_T$$

Allgemein gilt: $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS}$,
und somit ergibt sich für die Drain-Source-Sättigungsspannung $U_{DS} = U_{DSsat}$:

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_T = U_{GSeff}$$

Abschnürspannung
„pinch-off-voltage“

Wir berechnen nun das Maximum der Funktion $I_D = I_D(U_{DS})$ für gegebenes U_{GS} :

$$I_D = \beta \cdot \left[(U_{GS} - U_T) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} = \beta \cdot [(U_{GS} - U_T) - U_{DS}] = 0$$

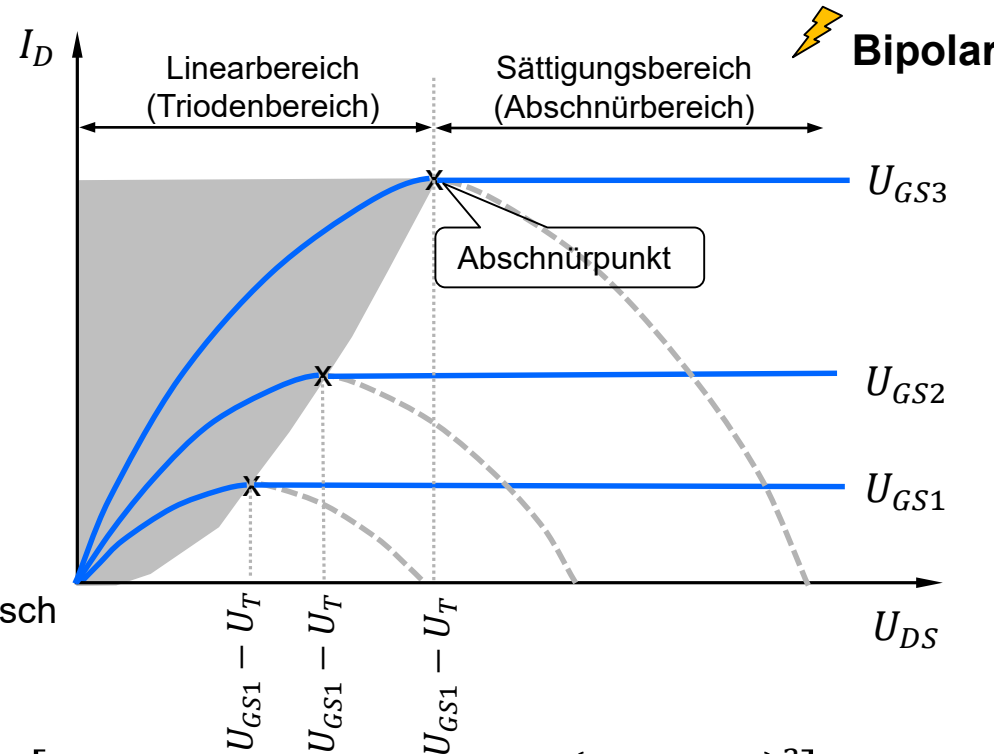
$$\Rightarrow U_{DS} = U_{GS} - U_T =: U_{DSsat} \quad \checkmark \text{ mathematisch bestätigt}$$

Für den Strom im Scheitelpunkt eines Parabelasts gilt somit:

$$I_D = \beta \cdot \left[(U_{GS} - U_T) \cdot (U_{GS} - U_T) - \frac{(U_{GS} - U_T)^2}{2} \right]$$

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2$$

- Im Abschnürpunkt ($U_{DS} = U_{DSsat}$) erreicht der Strom einen Sättigungswert. Eine weitere Erhöhung von U_{DS} führt nicht mehr zu einer wesentlichen Zunahme von I_D (Kennlinie flach).



- Grundlagen MOSFET
- Arbeitsbereiche und wichtige Parameter eines MOSFET
 - Stromgleichungen
 - Steilheitskoeffizient β – ein wichtiger Designparameter
 - Ermittlung und Bedeutung der Arbeitsbereiche
 - Kanallängenmodulation
 - Differentieller Ausgangswiderstand
 - Grenzbereiche für Zerstörungsfreien Betrieb
- MOSFET – Betrieb im Arbeitspunkt
- Varianten von MOSFETs – Umgang mit dem PMOS
- Grundsaltungen mit dem MOSFET
- Aufbau und Betrieb einer MOSFET - Differenzstufe

• Sperrbereich: für $U_{GS} \leq U_T$

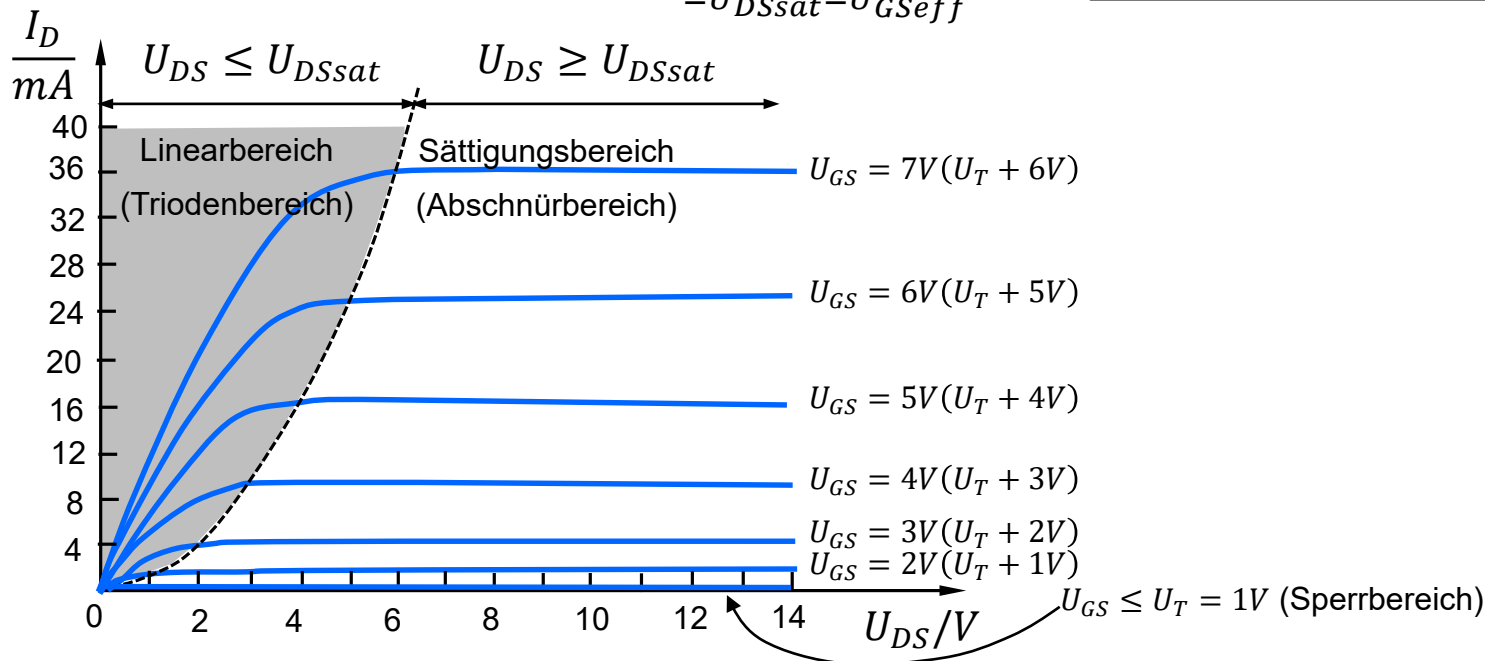
$$I_D = 0$$

• Linearbereich: für $U_{GS} > U_T$,
 $0 \leq U_{DS} \leq \underbrace{(U_{GS} - U_T)}_{=U_{DSsat}=U_{GSeff}}$

$$I_D = \beta \cdot \left[(U_{GS} - U_T) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right]$$

• Sättigungsbereich: für $U_{GS} > U_T$,
 $U_{DS} \geq \underbrace{(U_{GS} - U_T)}_{=U_{DSsat}=U_{GSeff}}$

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2$$



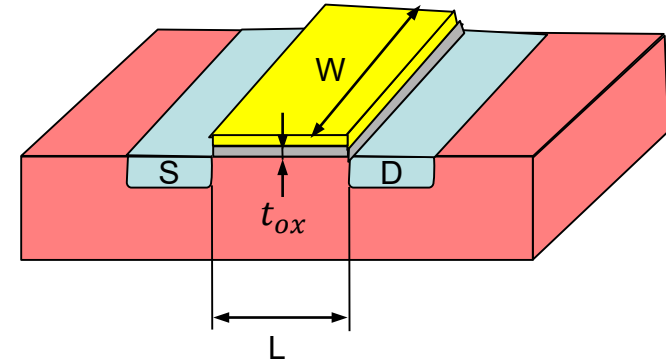
- Die Größe β wird als Steilheitskoeffizient bezeichnet:

$$\beta = \beta_0 \cdot \frac{W}{L} = \mu \cdot \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L}$$

$$\beta \text{ in } \frac{A}{V^2}$$



Bipolar



W Breite des Kanals (*width*) in μm

L Länge des Kanals (*length*) in μm

β_0 relativer Steilheitskoeffizient (*in SPICE: KP*)

W/L bezeichnet man häufig als Aspektverhältnis

$$\beta_0 = \mu \cdot \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$$

n-Kanal: $\mu = \mu_n \approx 500 \dots 700 \text{ cm}^2/Vs$

p-Kanal: $\mu = \mu_p \approx 150 \dots 300 \text{ cm}^2/Vs$

μ Beweglichkeit der Ladungen im Kanal

t_{ox} Dicke des Gate-Oxids (*oxide thickness*)

$\varepsilon_{ox} = 34,5 \cdot 10^{-12} F/m$ Dielektrizitätskonstante für SiO_2

$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} F/m$ el. Feldkonstante

$\varepsilon_{r,ox} = 3,9$ Dielektrizitätszahl für SiO_2

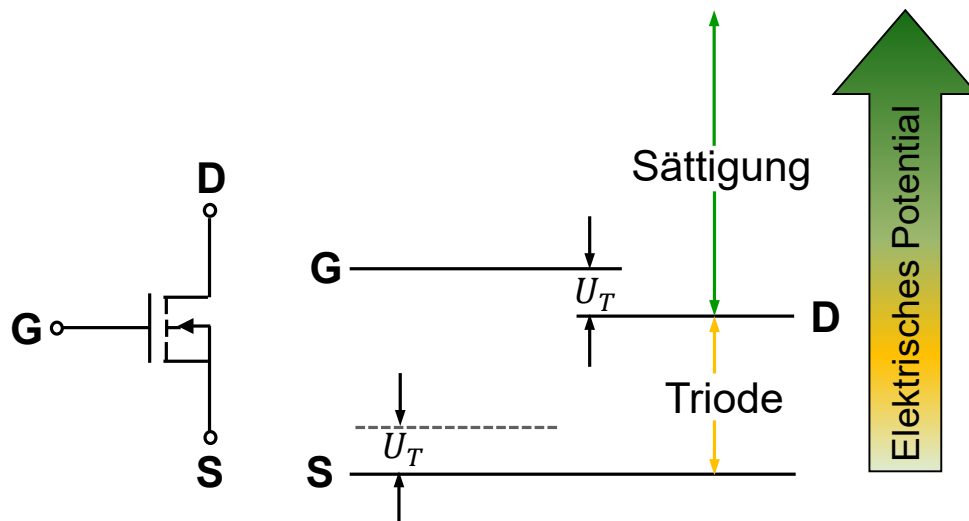
In der schaltungstechnischen Praxis lassen sich die verschiedenen Arbeitsbereiche wie folgt nutzen:

- Sperrbereich: Einsatz als Schalter („on“/“off“)
- Linearbereich: Einsatz als spannungsgesteuerter Widerstand.
- Sättigungsbereich: Einsatz als Verstärker
→ spannungsgesteuerte Stromquelle

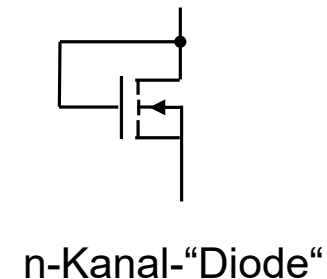
In der analogen Schaltungstechnik werden MOSFETs am häufigsten im Sättigungsbereich betrieben (entsprechend dem aktiven Bereich beim BJT).

- Frage: Wie findet man heraus, in welchem der 3 Betriebszustände sich ein Transistor befindet?
 1. Prüfe, ob der Transistor gesperrt ist.
(Sehr einfach: $U_{GS} > U_T$?)
 2. Ist der Transistor nicht gesperrt und sein Arbeitsbereich nicht bekannt oder kann nicht ermittelt werden, machen wir die Annahme, dass er in der Sättigung arbeitet. Hier kann der Strom an Hand der Spannung U_{GS} , oder umgekehrt U_{GS} an Hand des Stromes berechnet werden.
 3. Falls das Ergebnis nicht physikalisch sinnvoll ist, liegt ein Widerspruch zur Annahme vor.
⇒ Der Transistor arbeitet also nicht im Sättigungsbereich, sondern im linearen Bereich.

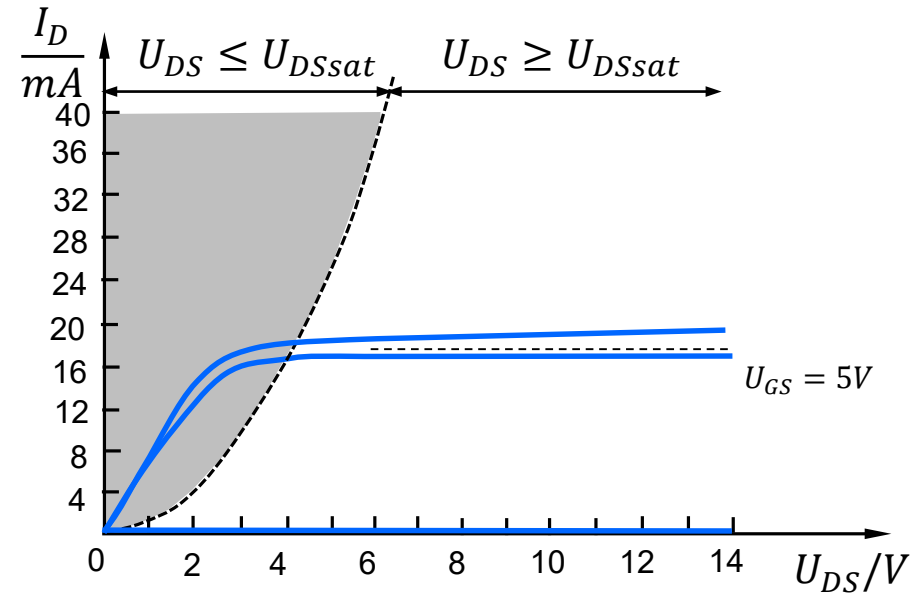
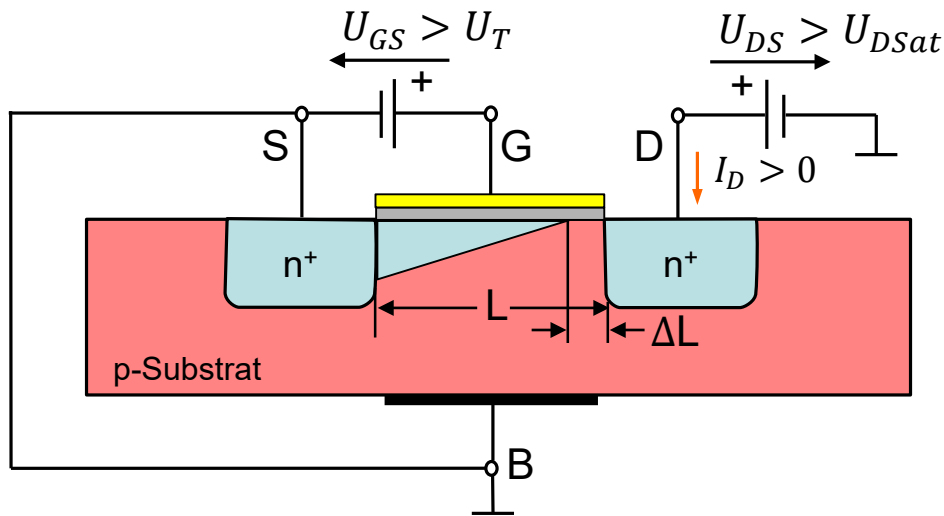
- Frage: Wie erkennt man auf Anhieb, ob ein MOSFET im Sättigungsbereich arbeitet?
 - Im Sättigungsbereich gilt: $U_{DS} \geq U_{DSsat} = U_{GSeff} = U_{GS} - U_T$
(wobei $U_{GS} > U_T$)
 - $\Rightarrow U_D > U_G - U_T \Rightarrow U_{GD} < U_T$



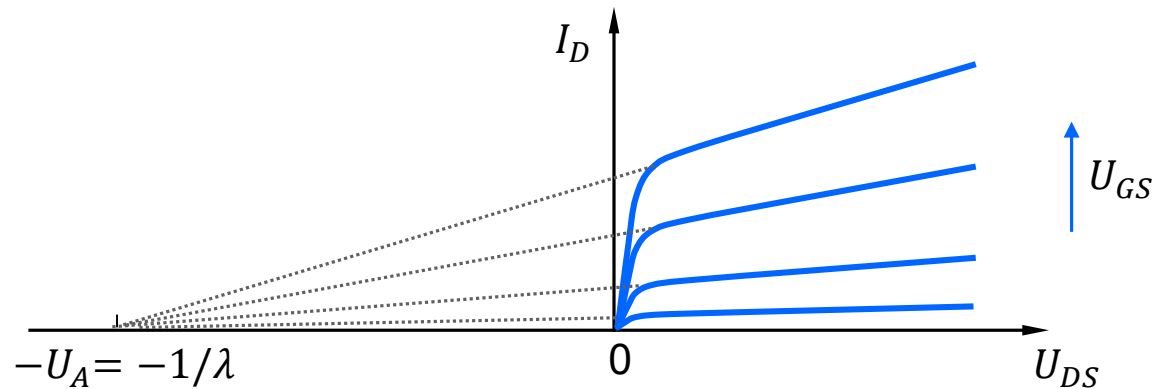
Beispiel: Sättigungsbereich, ja oder nein? (Annahme: Transistor „on“)



Der Drain darf höchstens um U_T tiefer liegen als das Gate.

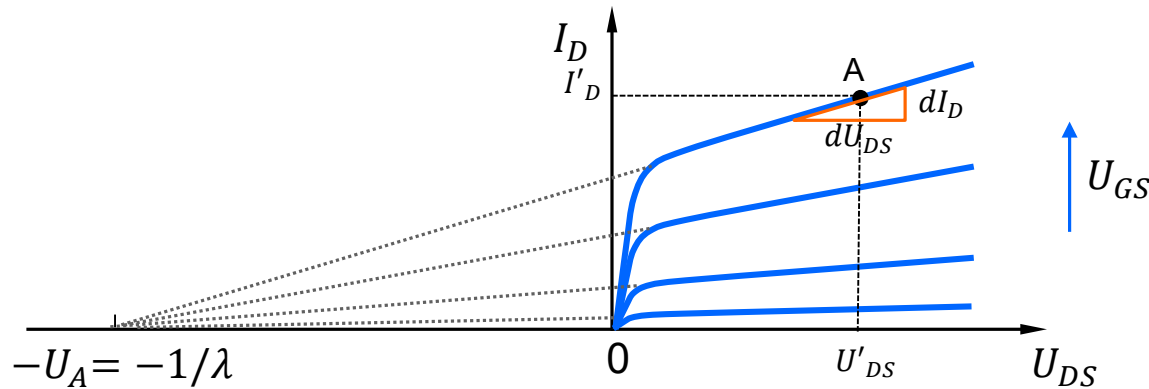


- Kanallängenmodulation: In realen MOSFETs führt $U_{DS} > U_{DSsat}$ zu einer Verkürzung des abgeschnürten Kanals.
(Ursache: Ausdehnung der Drain-Sperrschicht).
- Abnahme der effektiven Kanallänge: $L_{eff} = L - \Delta L \rightarrow \beta = \beta_0 \cdot (W/L_{eff}) \uparrow$
- Die Ausgangskennlinien im Sättigungsbereich verlaufen daher nicht ganz waagerecht $I_D \Rightarrow$ steigt mit U_{DS} leicht an \Rightarrow endliches r_{DS}
(differentieller Ausgangswiderstand).



- Auch beim MOSFET gilt: Die extrapolierten Ausgangskennlinien schneiden sich näherungsweise in einem gemeinsamen Fußpunkt auf der U_{DS} -Achse.
- Die positive Konstante U_A wird in Anlehnung an den BJT auch hier als Early-Spannung bezeichnet. Typische Werte $U_A = 30 \dots 150V$.
- Alternativ wird dem MOSFET häufig der Kanallängen-Modulationsparameter λ verwendet:

$$\lambda = \frac{1}{U_A}$$



- Für den differentiellen Ausgangswiderstand im Sättigungsbereich ergibt sich analog zum Bipolartransistor:

$$r_{DS} = \left. \frac{dU_{DS}}{dI_D} \right|_A \approx \frac{U_A}{I'_D} = \frac{1}{\lambda \cdot I'_D} \Rightarrow r_{DS} \propto \frac{1}{I'_D}$$
- Der Einfluss von U_{DS} auf I_D im Sättigungsbereich lässt sich durch einen zusätzlichen Term in der Stromgleichung berücksichtigen (vgl. Kap. 3):

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS}) = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2 \cdot \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right) \quad \textbf{Sättigungsbereich}$$

- Für einen stetigen Übergang zwischen den Arbeitsbereichen muss auch die Stromgleichung des Linearbereichs entsprechend ergänzt werden:

$$I_D = \beta \cdot \left[(U_{GS} - U_T) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS}) \quad \textbf{Linearbereich}$$

Im Sättigungsbereich gilt:

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2$$

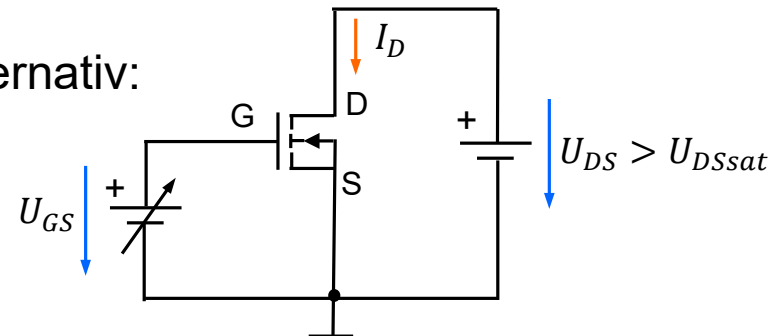
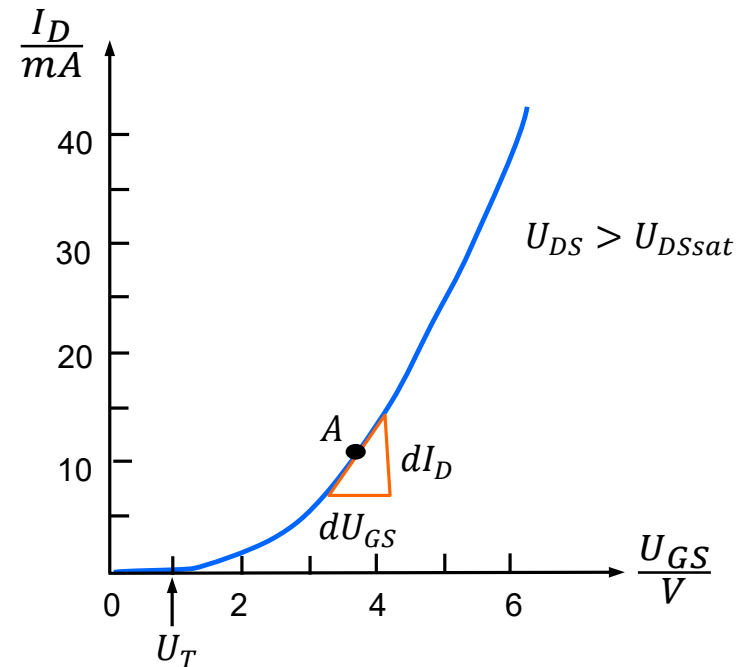
Die Steilheit oder Transconductance beschreibt die Steuerwirkung des Transistors im Arbeitspunkt:

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_A = \beta \cdot (U_{GS} - U_T)$$

$$g_m = \beta \cdot U_{GS\text{eff}} = \frac{2I_D}{U_{GS\text{eff}}}$$

Wird $U_{GS\text{eff}}$ durch I_D ausgedrückt, erhält man alternativ:

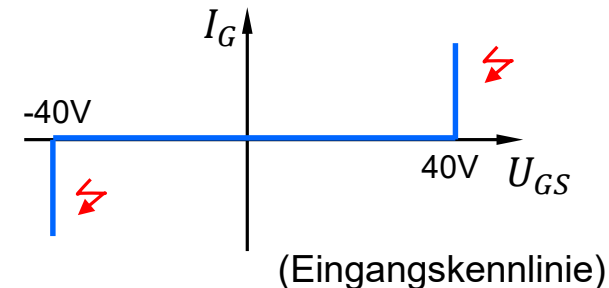
$$g_m = \sqrt{2 \cdot \beta \cdot I_D}$$



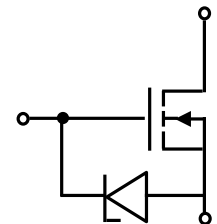
- Verlustleistung: $P_V = U_{DS} \cdot I_D \leq P_{Vmax}$
(→ Verlustleistungshyperbel im Ausgangskennlinienfeld)
- Draindurchbruch: U_{DSmax}
(→ Durchbruchgebiet im Ausgangskennlinienfeld)

vgl. BJT
(Kap. 3)

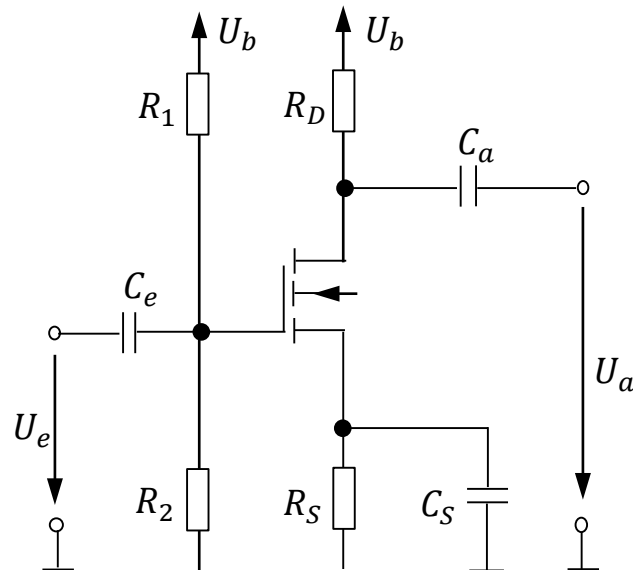
- Durchschlag des Gate-Oxids: U_{GSmax}
Übersteigt die Feldstärke einen kritischen Wert, schlägt die dünne Isolation durch und das Bauteil wird zerstört.



- Durch seinen extrem hohen Eingangswiderstand ist der MOSFET sehr empfindlich gegenüber elektrostatischen Entladungen (ESD)! Häufig werden deshalb Dioden zum Überspannungsschutz integriert.

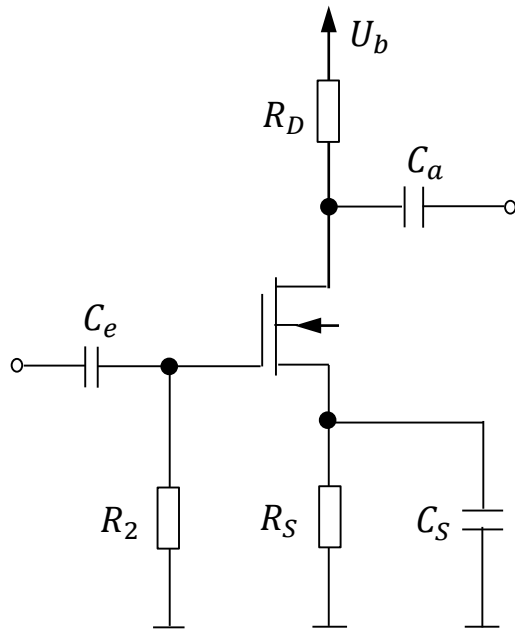


- Grundlagen MOSFET
- Arbeitsbereiche und wichtige Parameter eines MOSFET
- MOSFET – Betrieb im Arbeitspunkt
 - Arbeitspunkteinstellung mit Stromgegenkopplung
 - Spezielle Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung
- Varianten von MOSFETs – Umgang mit dem PMOS
- Grundsaltungen mit dem MOSFET
- Aufbau und Betrieb einer MOSFET - Differenzstufe

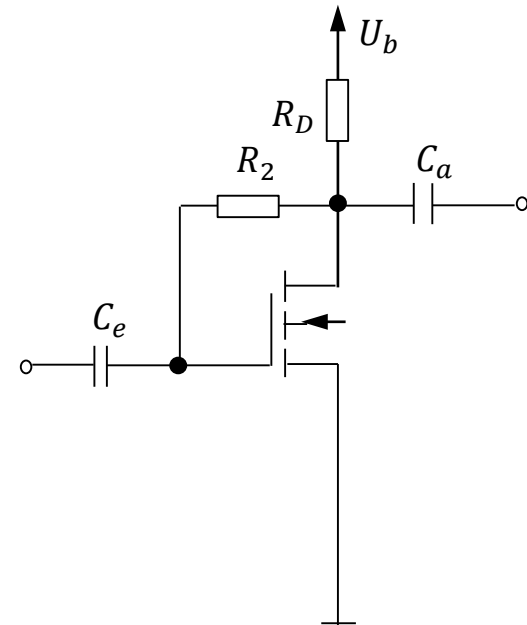


Gleichstromgegenkopplung

- Kleinsignalverstärker in Sourceschaltung: im Vergleich zur Emitterschaltung geringe Verstärkung, aber vorteilhaft für sehr hochohmige Signalquellen
- Arbeitspunkteinstellung: Koppelkondensatoren verbinden Signalquelle und Last
- Gleichstromgegenkopplung: entspricht der Arbeitspunkteinstellung bei Emitterschaltung



selbstleitende FETs



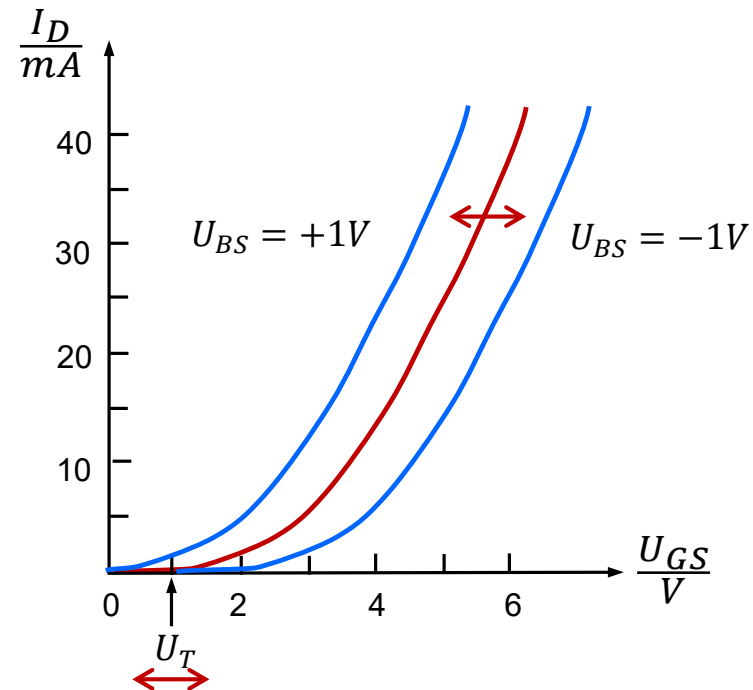
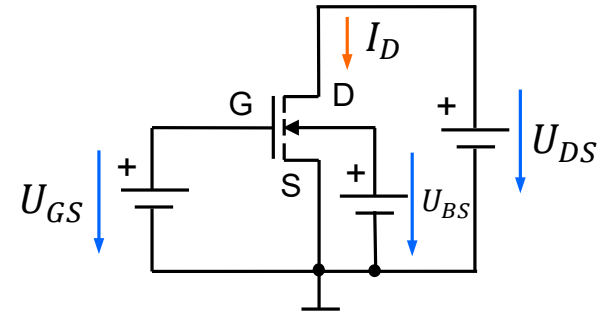
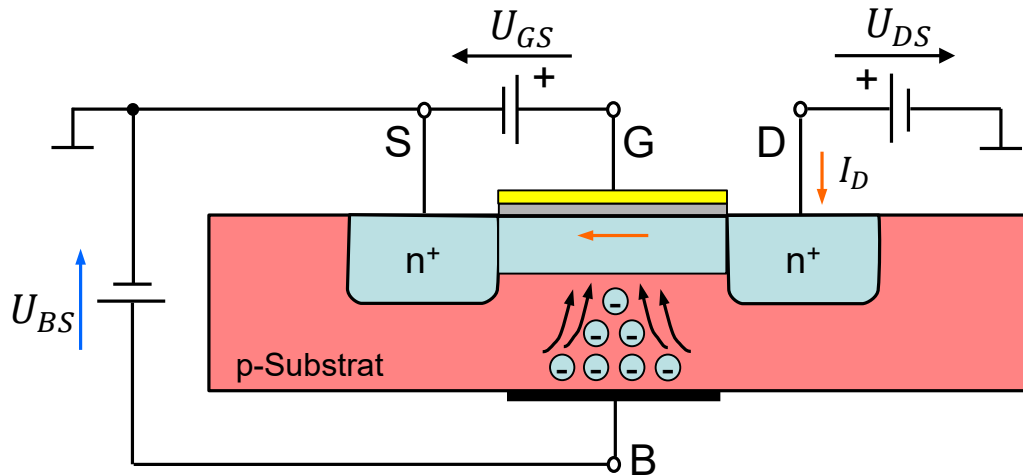
selbstsperrende FETs

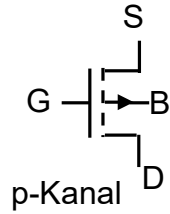
Aus der Bedingung $U_{GS} = -I_D R_S$ und der Gleichung für den Abschnürbereich ergibt sich die Dimensionierung:

$$R_S = \frac{|U_T|}{I_{D,A}} \left(1 - \sqrt{\frac{2I_{D,A}}{\beta U_T^2}} \right) = \frac{|U_T|}{I_{D,A}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D,A}}{I_{D,A(max)}}} \right)$$

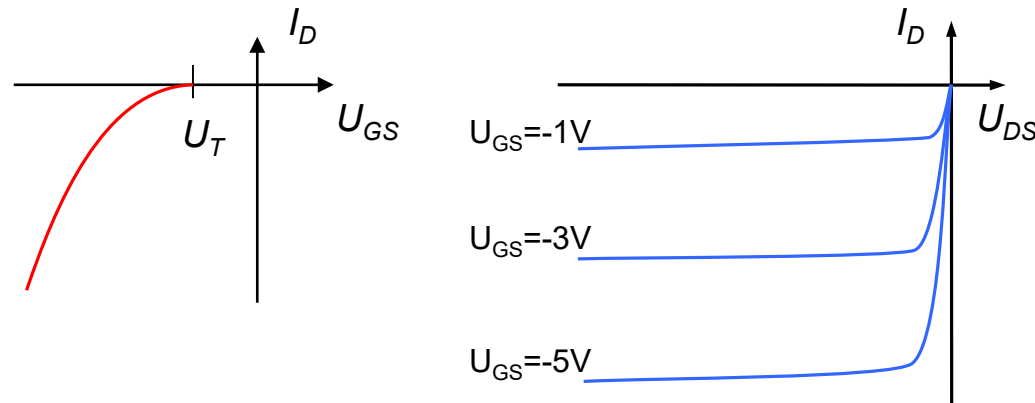
Selbstsperrende MOSFETs kann man mit $U_{GS} = U_{DS}$ im Abschnürbereich betreiben; da kein Gatestrom fließt, kann man den Widerstand R_2 so groß machen, dass die durch R_2 verursachte Spannungsgegenkopplung vernachlässigbar gering ist.

- Grundlagen MOSFET
- Arbeitsbereiche und wichtige Parameter eines MOSFET
- MOSFET – Betrieb im Arbeitspunkt
- Varianten von MOSFETs – Umgang mit dem PMOS
- Grundsaltungen mit dem MOSFET
- Aufbau und Betrieb einer MOSFET - Differenzstufe

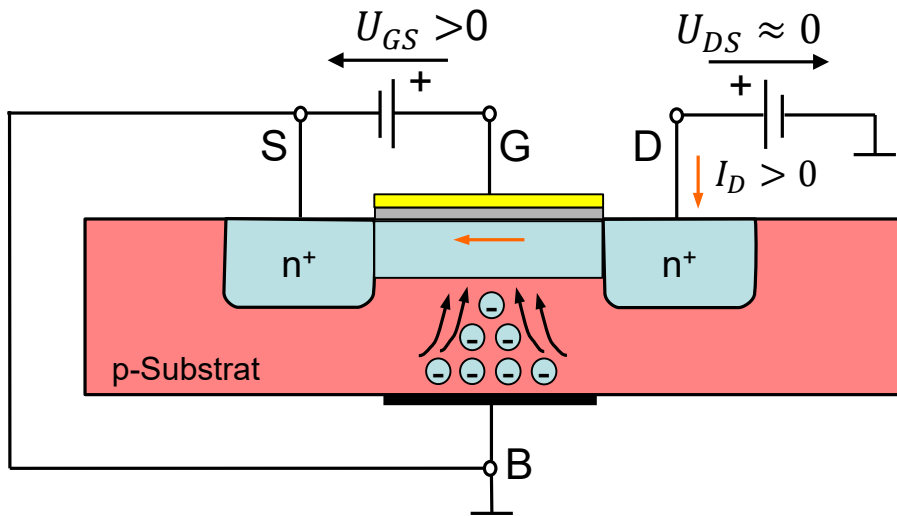




Die Kennlinien eines p-Kanal-MOSFETs erhält man, indem man das Ausgangs- und das Übertragungskennlinienfeld eines n-Kanal-MOSFETs jeweils am Ursprung spiegelt. In den Gleichungen hat diese Punktspiegelung eine Änderung der Polarität aller Spannungen und Ströme zur Folge.



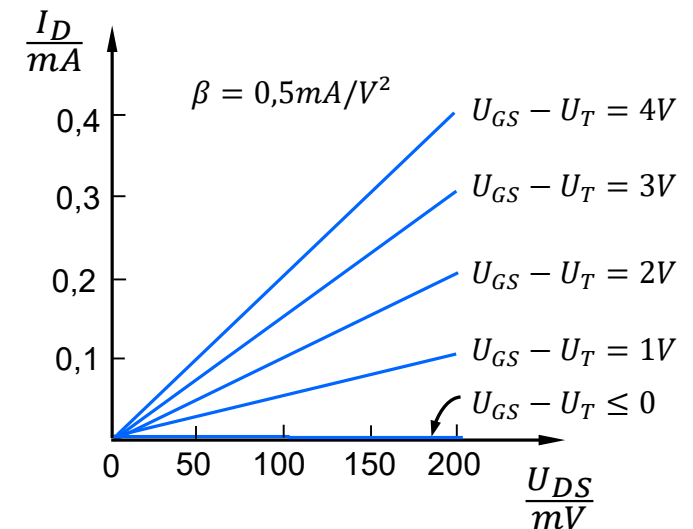
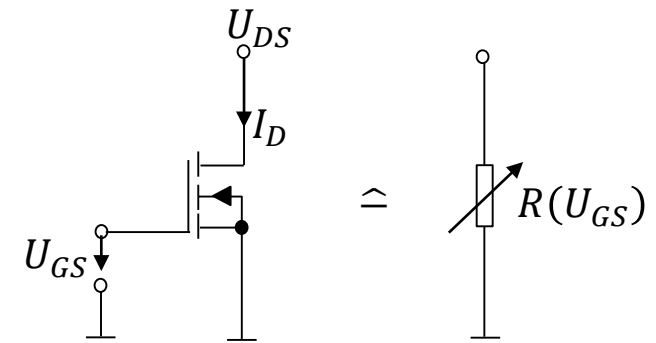
MOSFET als steuerbarer Widerstand im Linearbereich ($U_{DS} \approx 0$)



- Für $U_{GS} > U_T$ bildet sich ein n-leitender Kanal unter dem Oxid (Inversionsschicht). $\Rightarrow I_D > 0$
- Bei kleinem U_{DS} nimmt die Dicke des Kanals proportional mit $U_{GSeff} = U_{GS} - U_T$ zu (effektive Gate-Source-Spannung, *Overdrive*) $\Rightarrow R_{DS}$ sinkt.

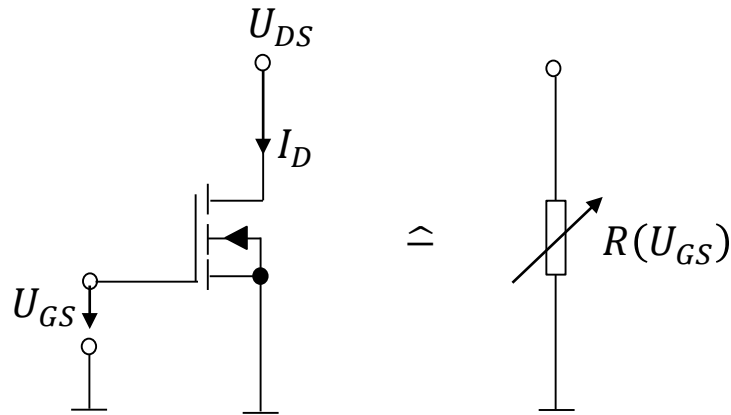
$$I_D \sim (U_{GS} - U_T), I_D \sim U_{DS} \Rightarrow I_D = \beta \cdot \underbrace{(U_{GS} - U_T)}_{=U_{GSeff}} \cdot U_{DS}$$

$$R_{DS} = \frac{U_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\beta \cdot (U_{GS} - U_T)} \quad \text{steuerbarer Widerstand}$$

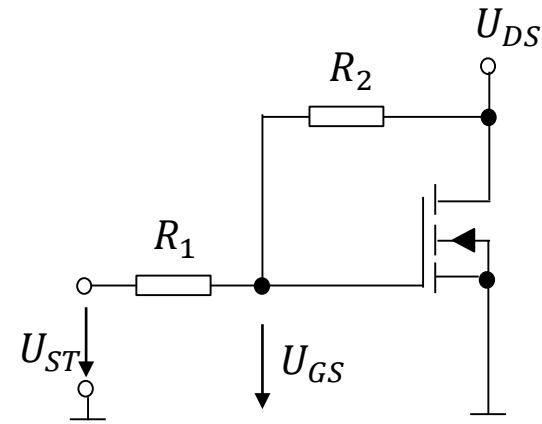


(β ist ein dimensionsbehafteter Proportionalitätsfaktor).

MOSFET als steuerbarer Widerstand im Linearbereich ($U_{DS} > 0$)



einfache Schaltung



linearisierte Schaltung

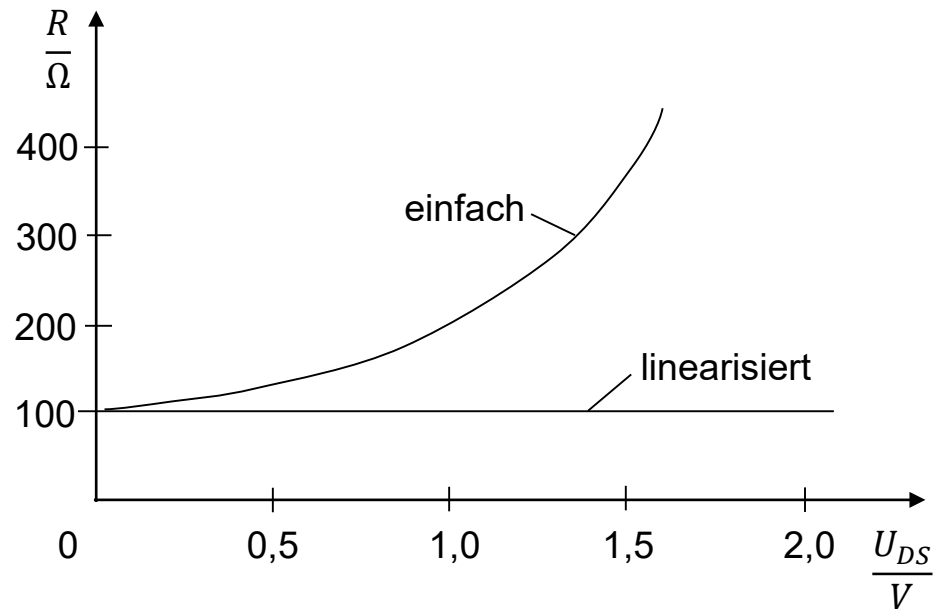
U_{GS} in Gleichung für den Linearbereich von Seite 22 einfügen

$$U_{GS} = \frac{U_{DS}R_1 + U_{ST}R_2}{R_1 + R_2} \quad R_1 = R_2 \quad = \frac{U_{DS} + U_{ST}}{2}$$

$$I_D = \beta \cdot \left[(U_{GS} - U_T) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS})$$

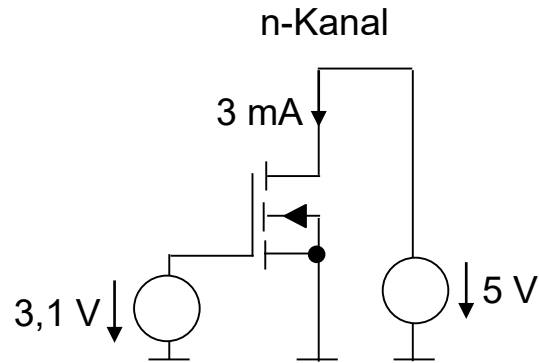
$$I_D = \beta U_{DS} \left(\frac{U_{ST}}{2} - U_T \right) (1 + \lambda \cdot U_{DS})$$

$$\frac{1}{R(U_{ST})} = \beta \left(\frac{U_{ST}}{2} - U_T \right) \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right) \quad U_{DS} \ll U_A \quad \approx \beta \left(\frac{U_{ST}}{2} - U_T \right)$$



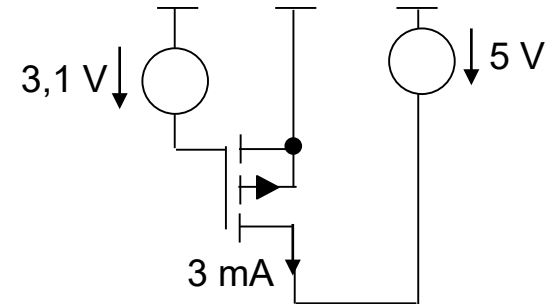
Vergleich der Widerstandsverläufe für $\beta = 5\text{mA/V}^2$, $U_T = 2\text{ V}$, $U_A = 100\text{ V}$ und $U_{GS} = 4\text{ V}$ bzw. $U_{ST} = 8\text{ V}$

MOSFET,
selbstersperrend



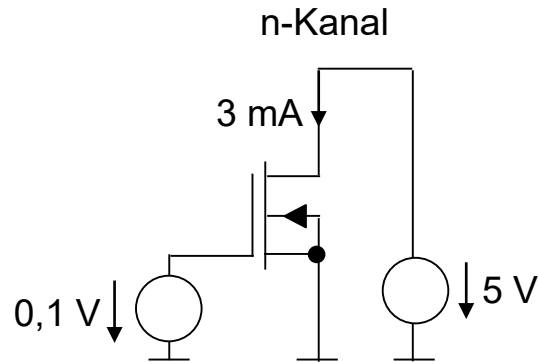
$$U_{GS} = 3,1V > U_T = 2V$$

p-Kanal



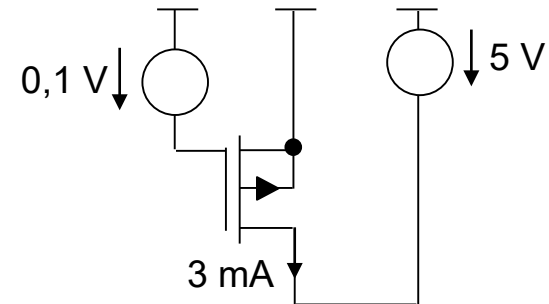
$$U_{GS} = -3,1V < U_T = -2V$$

MOSFET,
selbstleitend



$$U_{GS} = 0,1V > U_T = -1V$$

p-Kanal



$$U_{GS} = -0,1V < U_T = 1V$$

Steuerkennlinie $I_D = f(U_{GS})$

Im Sättigungsbereich gilt:

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2$$

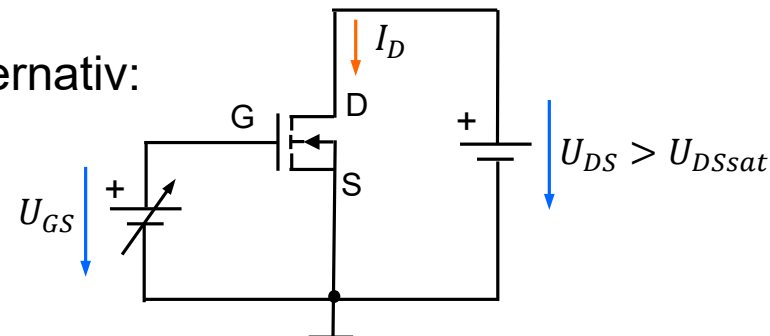
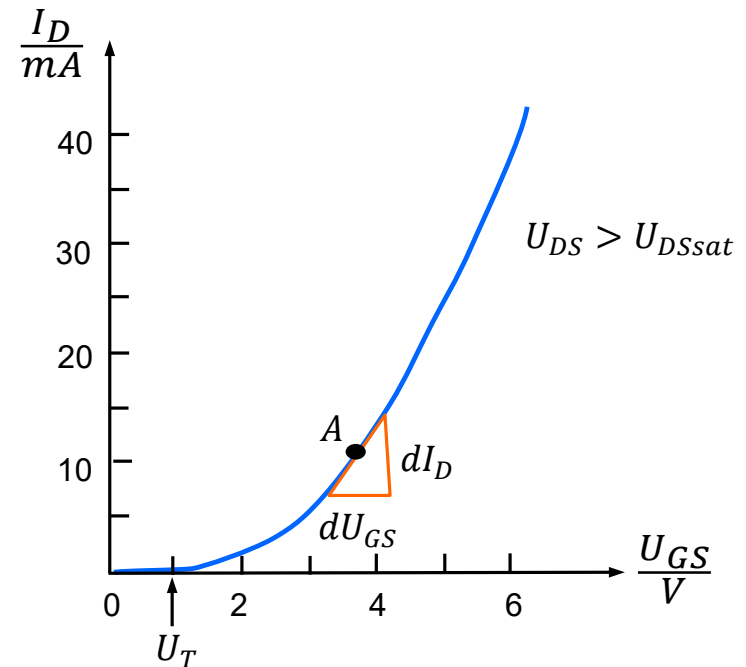
Die Steilheit oder Transconductance beschreibt die Steuerwirkung des Transistors im Arbeitspunkt:

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_A = \beta \cdot (U_{GS} - U_T)$$

$$g_m = \beta \cdot U_{GS\text{eff}} = \frac{2I_D}{U_{GS\text{eff}}}$$

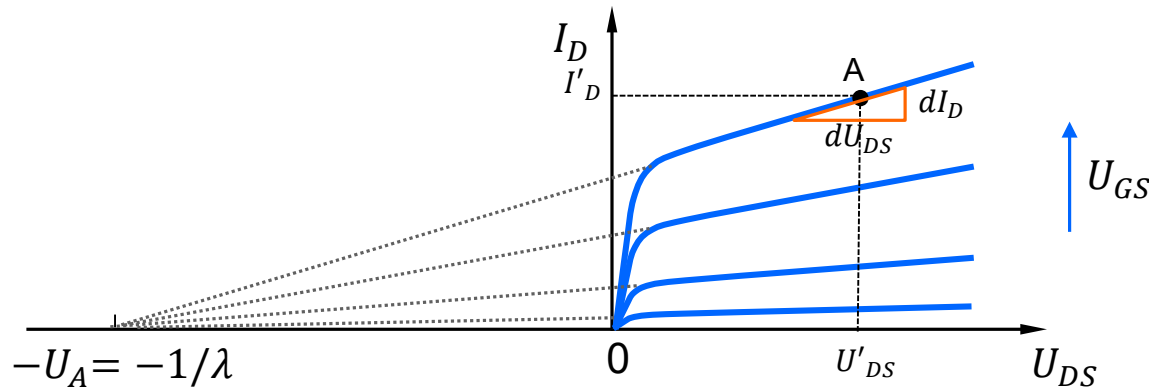
Wird $U_{GS\text{eff}}$ durch I_D ausgedrückt, erhält man alternativ:

$$g_m = \sqrt{2 \cdot \beta \cdot I_D}$$



Arbeitspunkt und Kleinsignalverhalten

Differentieller Ausgangswiderstand r_{DS}



- Für den differentiellen Ausgangswiderstand im Sättigungsbereich ergibt sich analog zum Bipolartransistor:

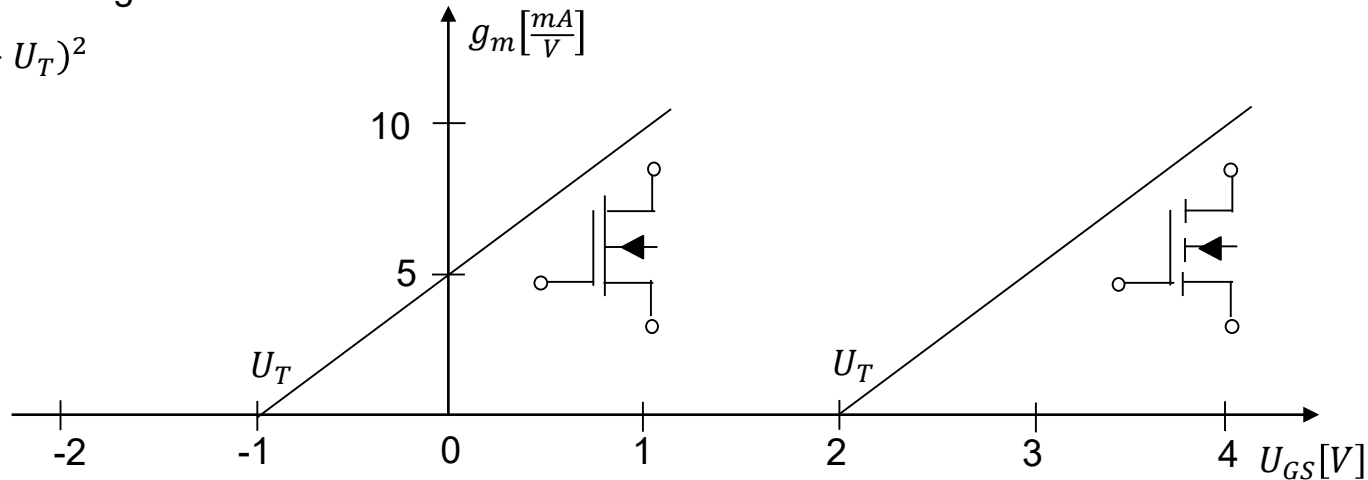
$$r_{DS} = \left. \frac{dU_{DS}}{dI_D} \right|_A \approx \frac{U_A}{I'_D} = \frac{1}{\lambda \cdot I'_D} \Rightarrow r_{DS} \propto \frac{1}{I'_D}$$
- Der Einfluss von U_{DS} auf I_D im Sättigungsbereich lässt sich durch einen zusätzlichen Term in der Stromgleichung berücksichtigen (vgl. Kap. 3):

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS}) = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2 \cdot \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A}\right) \quad \textbf{Sättigungsbereich}$$
- Für einen stetigen Übergang zwischen den Arbeitsbereichen muss auch die Stromgleichung des Linearbereichs entsprechend ergänzt werden:

$$I_D = \beta \cdot \left[(U_{GS} - U_T) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS}) \quad \textbf{Linearbereich}$$

Im Sättigungsbereich gilt:

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_T)^2$$



$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_A = \beta \cdot (U_{GS} - U_T)$$

$$g_m = \beta \cdot U_{GS_{eff}} = \frac{2I_D}{U_{GS_{eff}}}$$

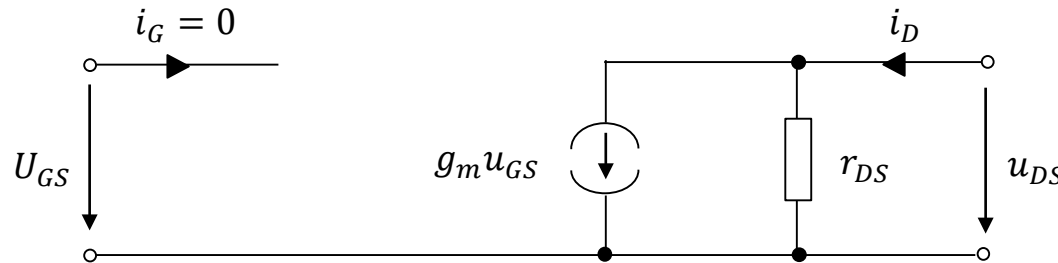
Die Steilheit g_m ist proportional zum Steilheitskoeffizienten β . Man erhält Geraden mit dem x-Achsen-Abschnitt U_T und der Steigung β .

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_A = \sqrt{2\beta I_{D,A} \left(1 + \frac{U_{DS,A}}{U_A} \right)} \quad U_{DS,A} \ll U_A \quad \approx \sqrt{2\beta I_{D,A}}$$

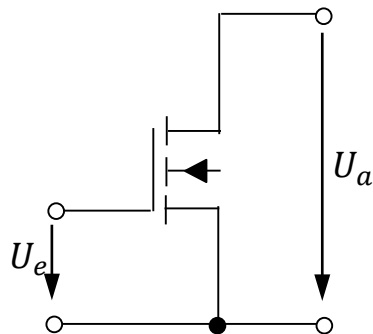
Im Gegensatz zum Bipolartransistor, bei dem man zur Berechnung der Steilheit nur den Kollektorstrom $I_{C,A}$ benötigt, wird beim Feldeffekttransistor zusätzlich zum Drainstrom $I_{D,A}$ der Steilheitskoeffizient β benötigt; die Abhängigkeit von U_A bzw. $1/\lambda$ ist dagegen gering. In der Praxis arbeitet man mit der angegebenen Näherung. In Datenblättern ist anstelle von β die Steilheit für einen bestimmten Drainstrom angegeben; man kann β in diesem Fall aus der Steilheit ermitteln:

$$\beta \approx \frac{g_m^2}{2I_{D,A}}$$

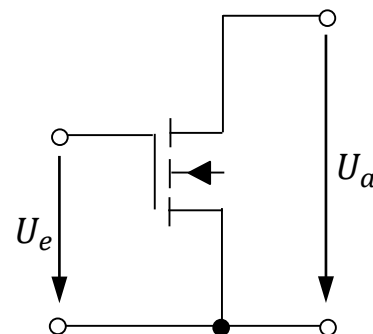
Kleinsignalersatz-
Schaltbild eines
Feldeffekttransistors



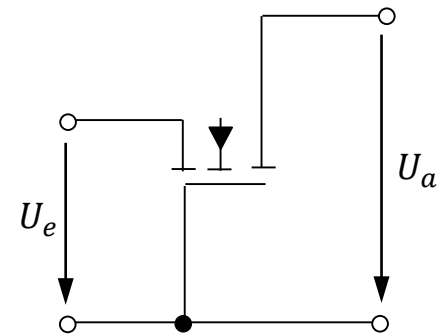
$$r_{DS} = \left. \frac{dU_{DS}}{dI_D} \right|_A = \frac{U_A + U_{DS,A}}{I_{D,A}} \quad U_{DS,A} \ll U_A \quad \approx \frac{U_A}{I_{D,A}}$$



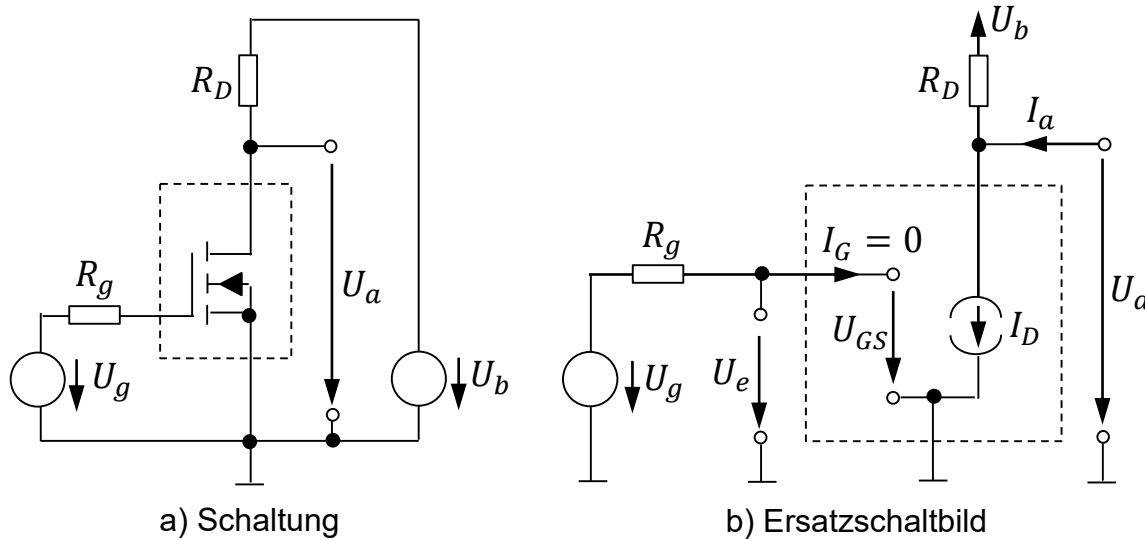
Sourceschaltung



Drainschaltung

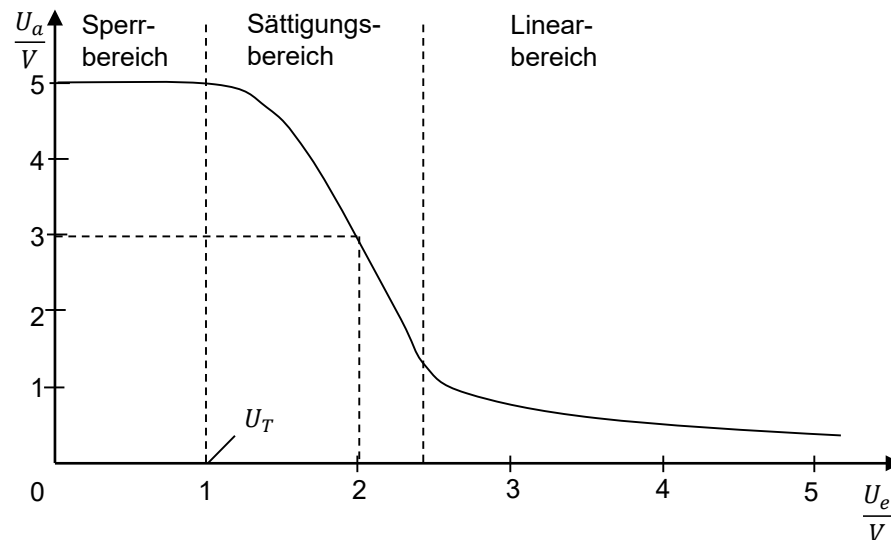


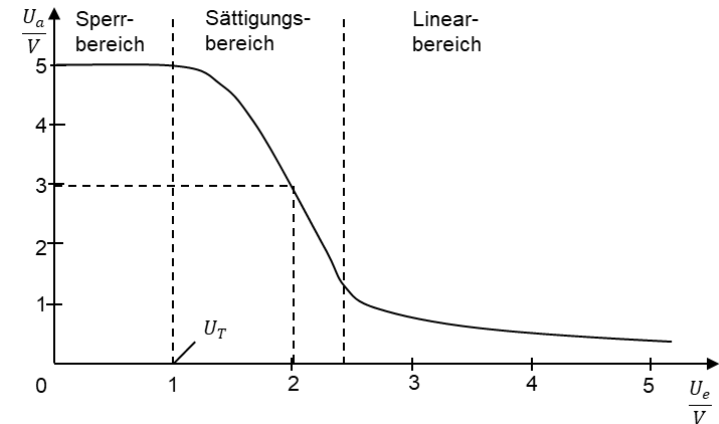
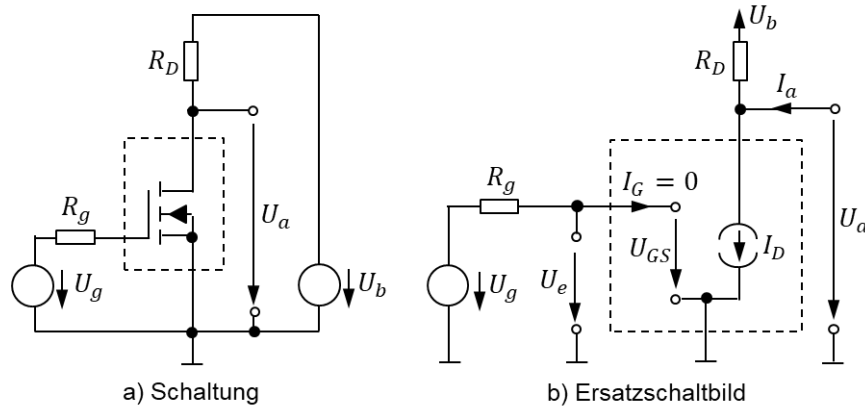
Gateschaltung



Im Sättigungsbereich gilt unter Vernachlässigung der Kanallängenmodulation:

$$I_D = \frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_T)^2$$





Für die Ausgangsspannung gilt mit $U_g = U_e = U_{GS}$:

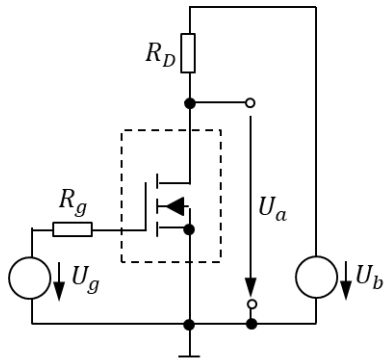
$$U_a = U_{DS} \quad I_{aus} = 0 \quad U_b - I_D R_D = U_b - \frac{R_D \beta}{2} (U_e - U_T)^2$$

Bsp. $U_a = 3V, R_D = 1k\Omega,$
 $\beta = \frac{4mA}{V^2}, U_T = 1V$

$$\Rightarrow I_D = \frac{U_b - U_a}{R_D} = 2mA \Rightarrow U_e = U_{GS} = U_T + \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} = 2V$$

Grenze zum Linearbereich:

$$U_{a.ab} = \frac{1}{R_D \beta} (\sqrt{1 + 2U_b R_D \beta} - 1) \quad 2U_b R_D \beta \gg 1 \quad \sqrt{\frac{2U_b}{R_D \beta}} - \frac{1}{R_D \beta}$$

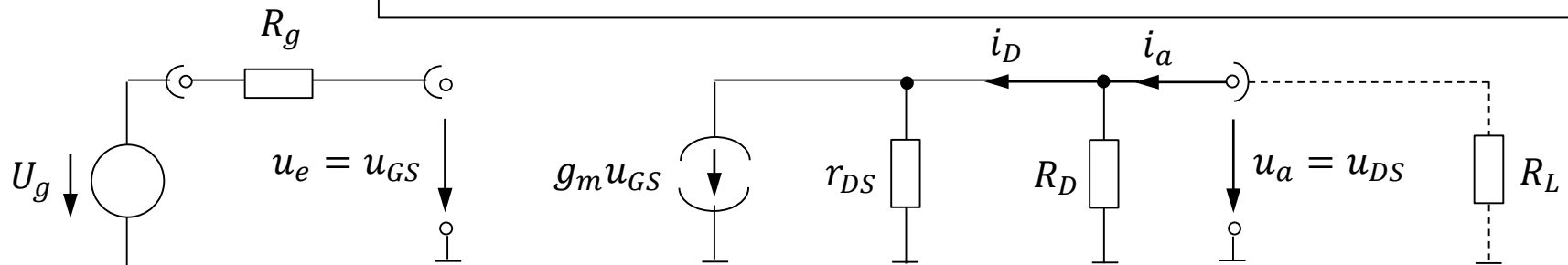


Das Verhalten bei Aussteuerung um einen Arbeitspunkt A wird als *Kleinsignalverhalten* bezeichnet. Der Arbeitspunkt ist durch die Arbeitspunktgrößen $U_{e,A} = U_{GS,A}$, $U_{a,A} = U_{DS,A}$ und $I_{D,A}$ gegeben und muss im Sättigungsbereich liegen, damit eine nennenswerte Verstärkung erreicht wird:

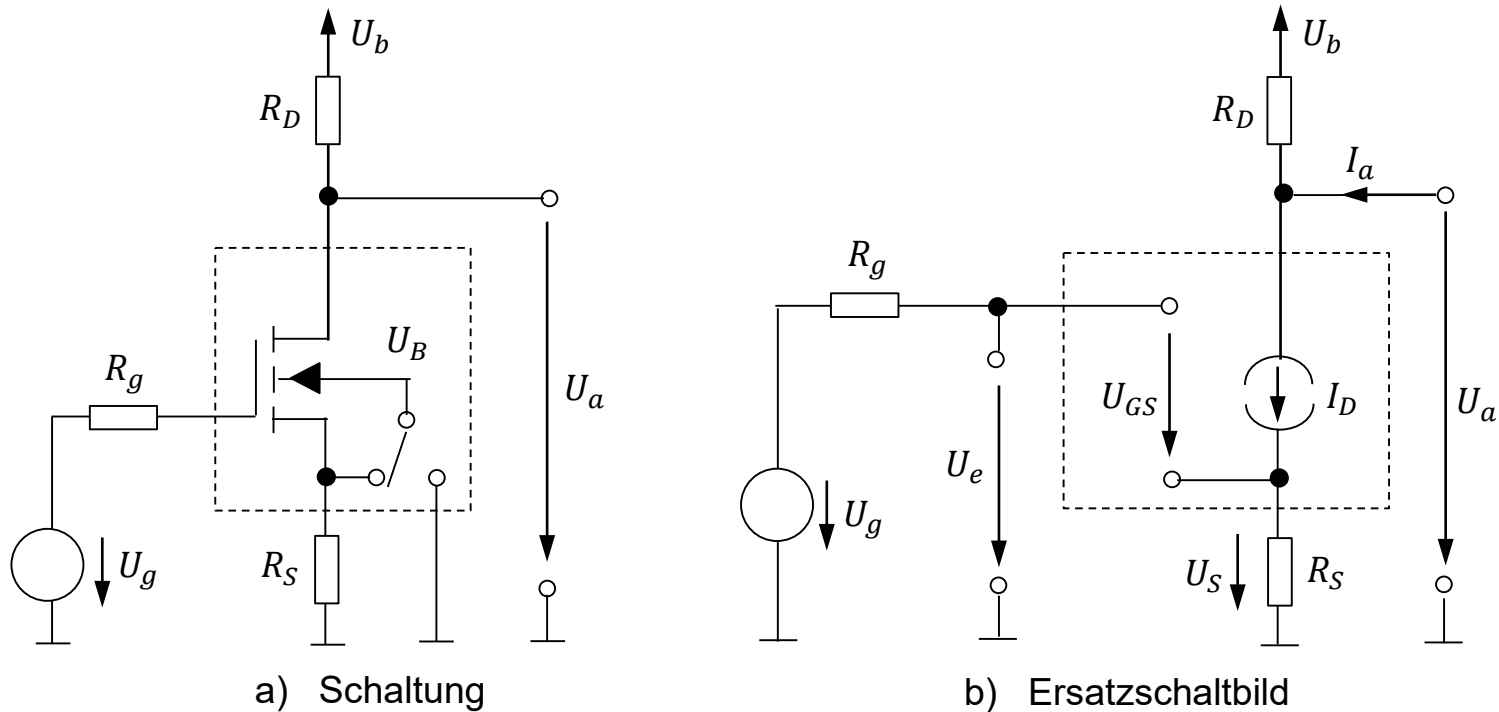
$$A = \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0} = -g_m (R_D \parallel r_{DS}) \quad r_{DS} \gg R_D \quad \approx -g_m R_D$$

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = \infty$$

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} = R_D \parallel r_{DS} \quad r_{DS} \gg R_D \quad \approx R_D$$



Kleinsignalersatzschaltbild der Sourceschaltung



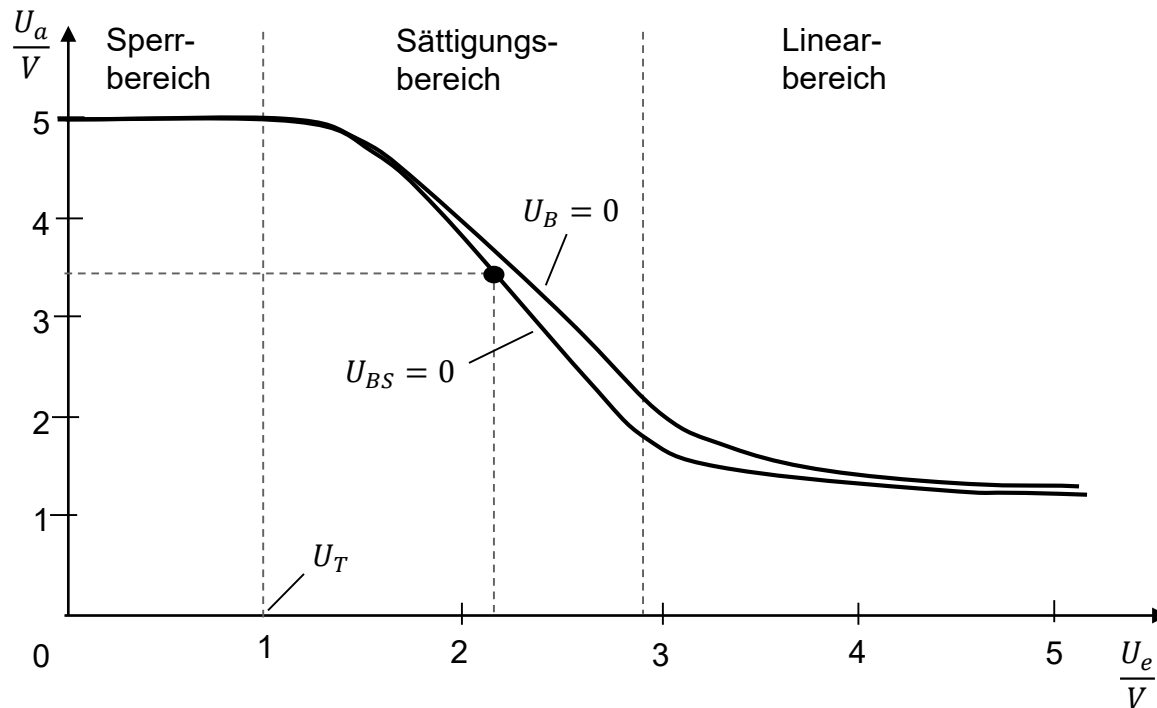
$$U_a = U_b - I_D R_D = U_b - \frac{R_D \beta}{2} (U_{GS} - U_T)^2$$

$$U_e = U_{GS} + U_S = U_{GS} + I_D R_S$$

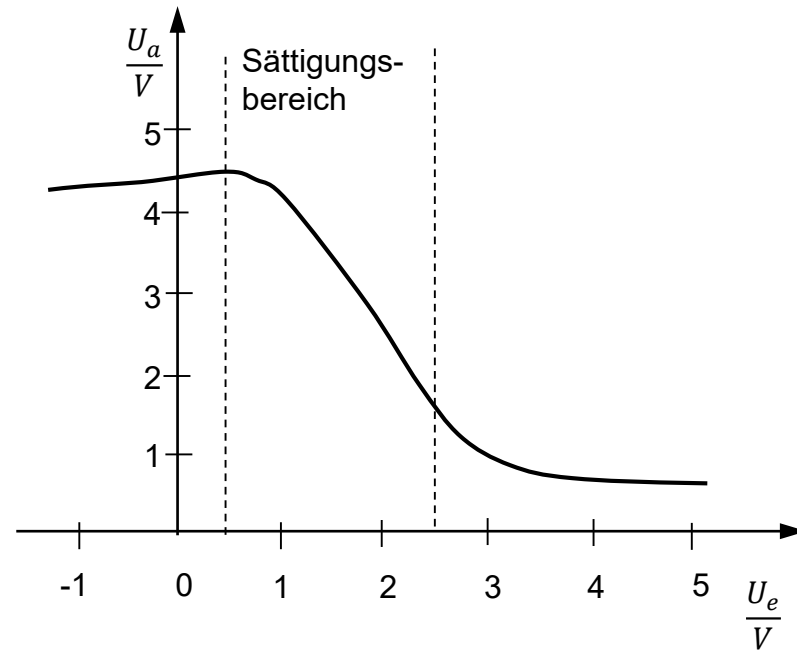
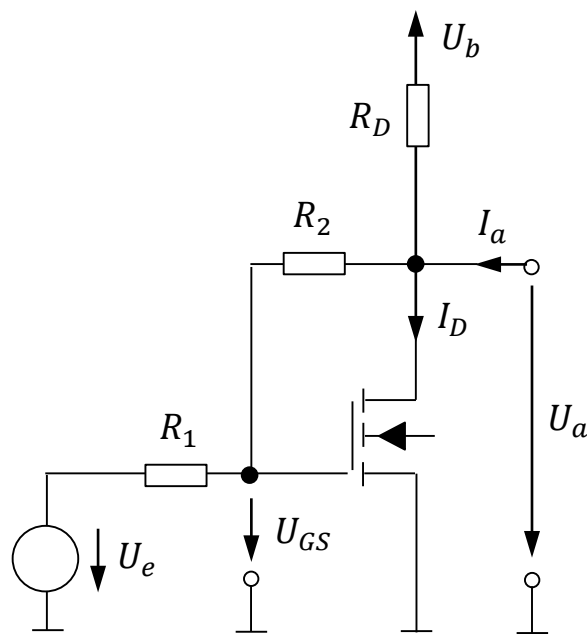
Für den beispielhaft eingezeichneten Arbeitspunkt erhält man mit $U_b = 5V$, $\beta = 4 \frac{mA}{V^2}$, $R_D = 1k\Omega$, $R_S = 200\Omega$ beim Einzel-MOSFET:

$$U_a = 3,5 V \Rightarrow I_D = -\frac{U_b - U_a}{R_D} = 1,5 mA \Rightarrow U_S = I_D R_S = 0,3V$$

$$\Rightarrow U_{GS} = U_T + \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} = 1,866 V \Rightarrow U_e = U_{GS} + U_S = 2,166 V$$



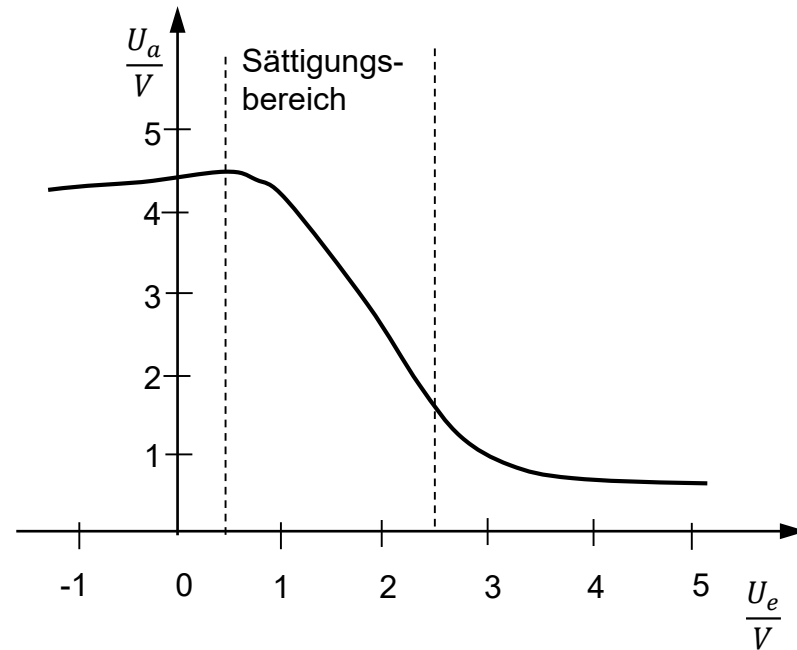
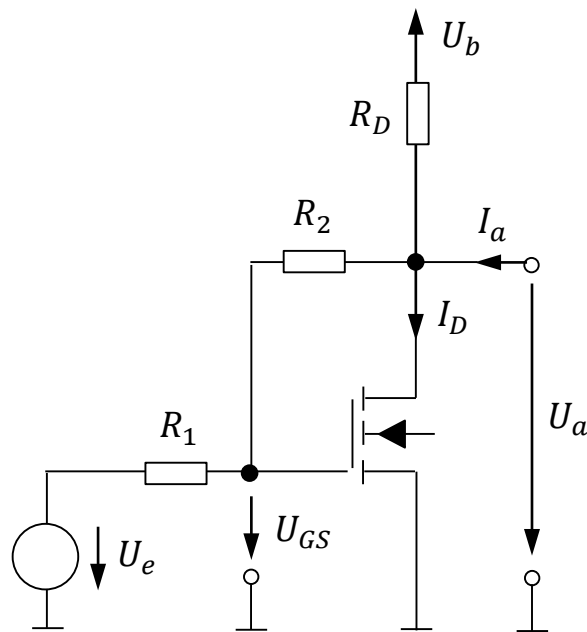
Übertragungskennlinie der Sourceschaltung mit Stromgegenkopplung bei einem Einzel-MOSFET ($U_{BS} = 0$) und einem integrierten MOSFET ($U_B = 0$); Grenze Sättigungs-/ Linearbereich für Einzel-MOSFET



Bei der Sourceschaltung mit Spannungsgegenkopplung wird ein Teil der Ausgangsspannung über die Widerstände R_1 und R_2 auf das Gate des FETs zurückgeführt; $U_b = 5 \text{ V}$, $R_D = R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 6,3 \text{ k}\Omega$ und $\beta = 4 \text{ mA/V}^2$. Betrieb im Abschnürbereich:

$$\frac{U_b - U_a}{R_D} + I_a = I_D + \frac{U_a - U_{GS}}{R_2}$$

$$\frac{U_{GS} - U_e}{R_1} = \frac{U_a - U_{GS}}{R_2}$$

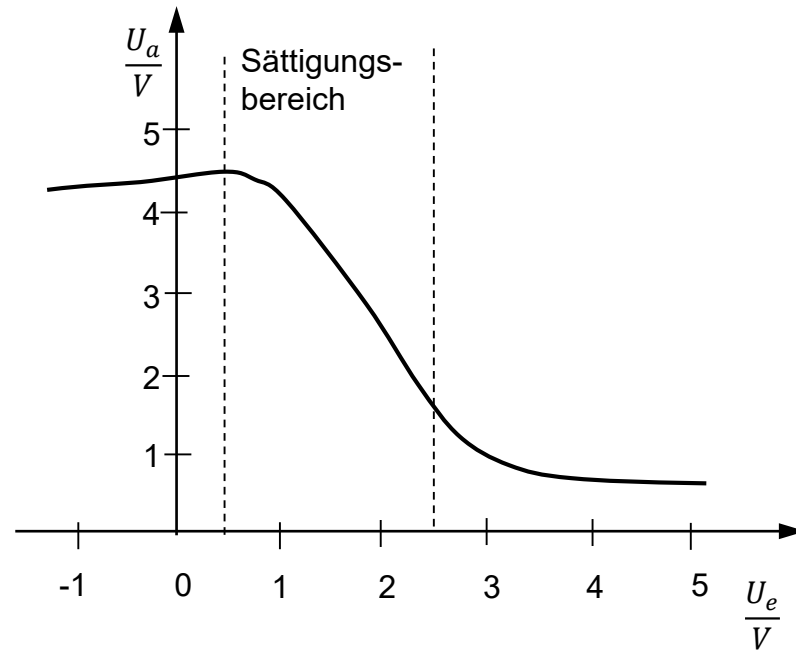
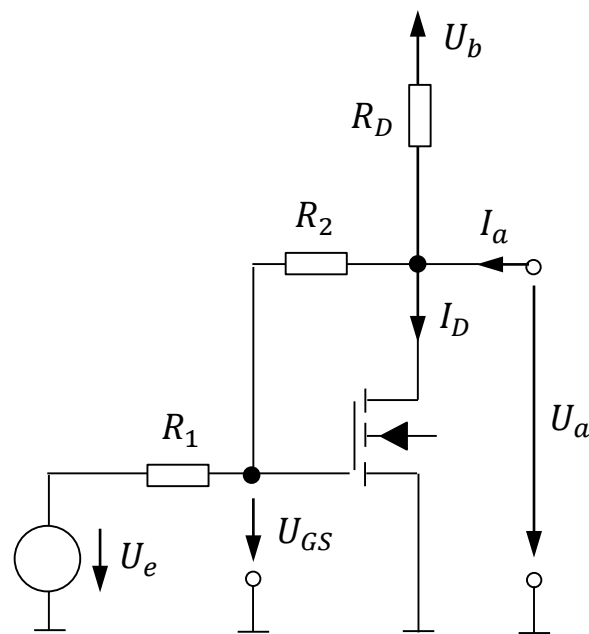


Für den Betrieb ohne Last, d.h. $I_a=0$ gilt:

$$U_a = \frac{U_b R_2 - I_D R_D R_2 + U_{GS} R_D}{R_2 + R_D}$$

$$R_2 \gg R_D \quad U_b - I_D R_D$$

$$U_e = \frac{U_{GS}(R_1 + R_2) - U_a R_1}{R_2}$$

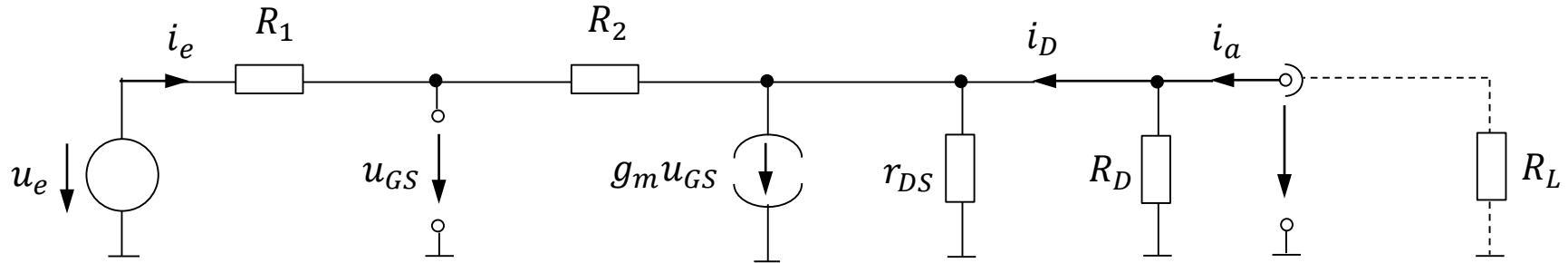


Mit der Näherung und der Vorgabe $U_{a,A} = 2,5 \text{ V}$ erhält man:

$$U_{a,A} = 2,5 \text{ V} \Rightarrow I_{D,A} \approx \frac{U_b - U_{a,A}}{R_D} \approx 2,5 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow U_{GS,A} = U_T + \sqrt{\frac{2I_{D,A}}{\beta}} \approx 2,12 \text{ V} \Rightarrow U_{e,A} \approx 2,06 \text{ V}$$

Kleinsignalersatzschaltbild der Sourceschaltung mit Spannungsgegenkopplung



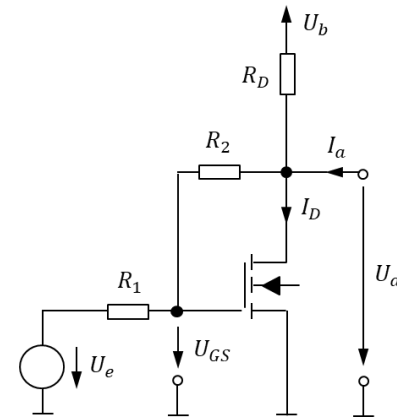
$$\frac{u_e - u_{GS}}{R_1} + \frac{u_a - u_{GS}}{R_2} = 0$$

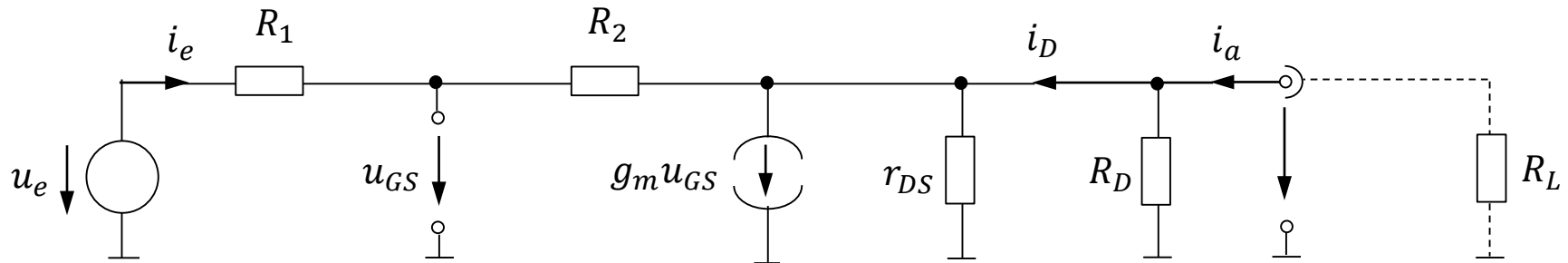
$$g_m u_{GS} + \frac{u_a - u_{GS}}{R_2} + \frac{u_a}{r_{DS}} + \frac{u_a}{R_D} = i_a$$

mit $R'_D = R_D \parallel r_{DS}$ erhält man:

$$A = \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0} = \frac{-g_m R_2 + 1}{1 + g_m R_1 + \frac{R_1 + R_2}{R'_D}}$$

$$\begin{aligned} r_{DS} &\gg R_D \\ R_1, R_2 &\gg 1/g_m \\ &\approx -\frac{R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{g_m R_D}} \end{aligned}$$





Leerlaufeingangswiderstand (mit $R'_D = R_D \parallel r_{DS}$):

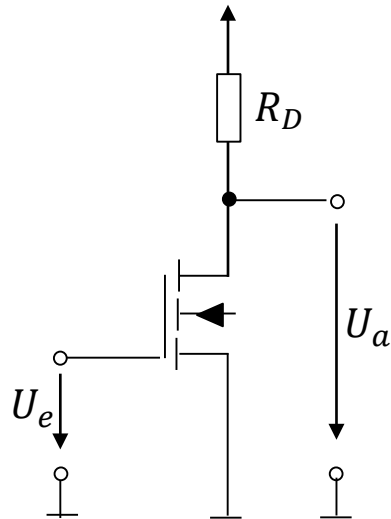
$$r_{e,L} = \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a=0} = R_1 + \frac{R_2 + R'_D}{1 + g_m R'_D} \quad r_{DS} \gg R_D \gg 1/g_m \quad R_1 + \frac{1}{g_m} \left(1 + \frac{R_2}{R_D} \right)$$

Kurzschlussausgangswiderstand (mit $R'_D = R_D \parallel r_{DS}$):

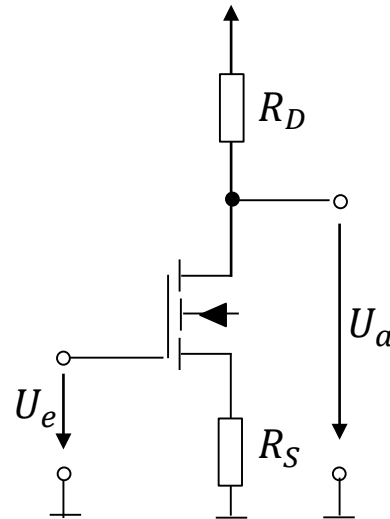
$$r_{a,K} = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_e=0} = R'_D \parallel \frac{R_1 + R_2}{1 + g_m R_1} \quad r_{DS} \gg R_D \quad R_1 \gg 1/g_m \quad R_D \parallel \frac{1}{g_m} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Leerlaufausgangswiderstand:

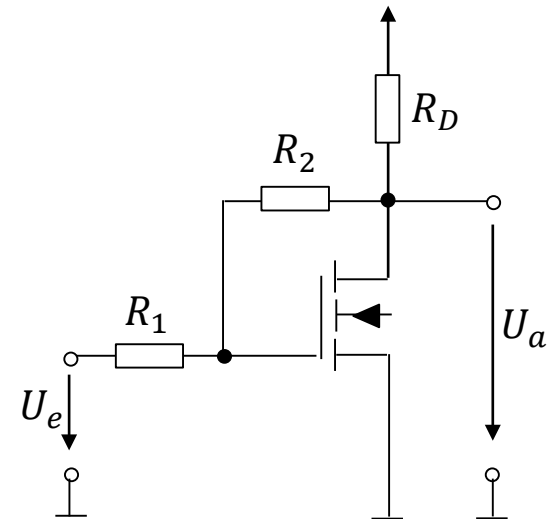
$$r_{a,L} = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{i_e=0} = R'_D \parallel \frac{1}{g_m} \quad r_{DS} \gg R_D \gg 1/g_m \quad \frac{1}{g_m}$$



ohne Gegenkopplung

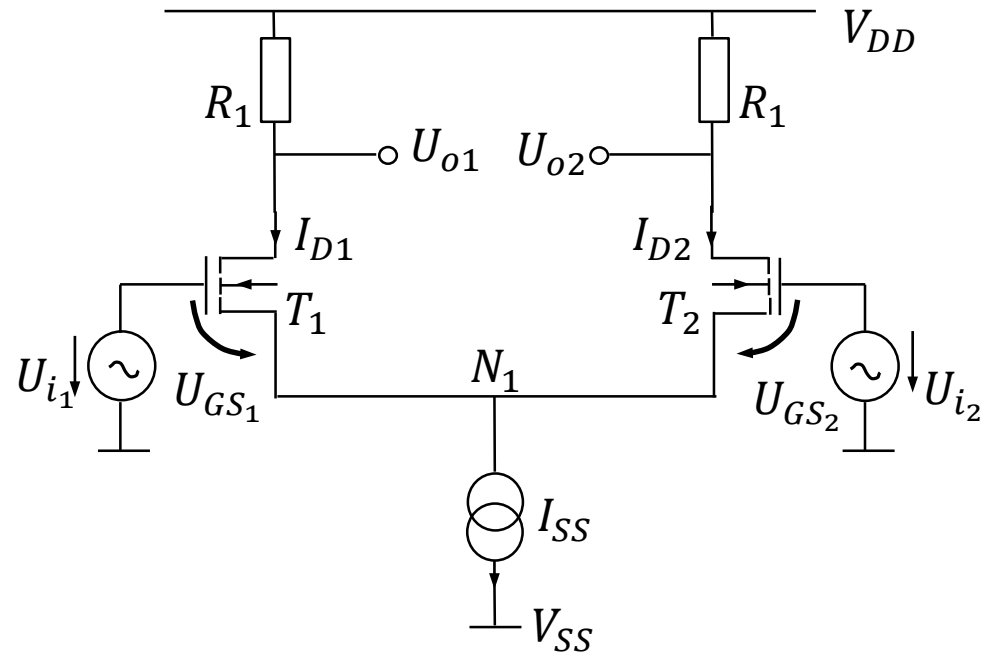


mit Stromgegen-
kopplung



mit Spannungs-
gegenkopplung

A	$-g_m R_D$	$-\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$	$-\frac{R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{g_m R_D}}$
r_e	∞	∞	$R_1 + \frac{1}{g_m} \left(1 + \frac{R_2}{R_D} \right)$
r_a	R_D	R_D	$R_D \parallel \frac{1}{g_m} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$



- besteht aus zwei gleichen Eingangsstufen ($\beta_1 = \beta_2, U_{T1} = U_{T2} \dots$) und einer idealen Stromquelle
- zwei Eingänge und zwei Ausgänge: U_{i1}, U_{i2} und U_{o1}, U_{o2}
- Source-Potentiale am Knoten N_1 nicht konstant, da Stromquelle I_{SS} vorhanden $\rightarrow U_i \neq U_{GS}$

- › gilt immer: $I_{D1} + I_{D2} = I_{SS}$
- › wenn $U_{i1} = U_{i2}$
 $\rightarrow I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2}$ aufgrund von Symmetrie

Annahme: $U_{i2} = \text{const.}$ und U_{i1} steigt:

$\rightarrow I_{D1}$ steigt und I_{D2} sinkt

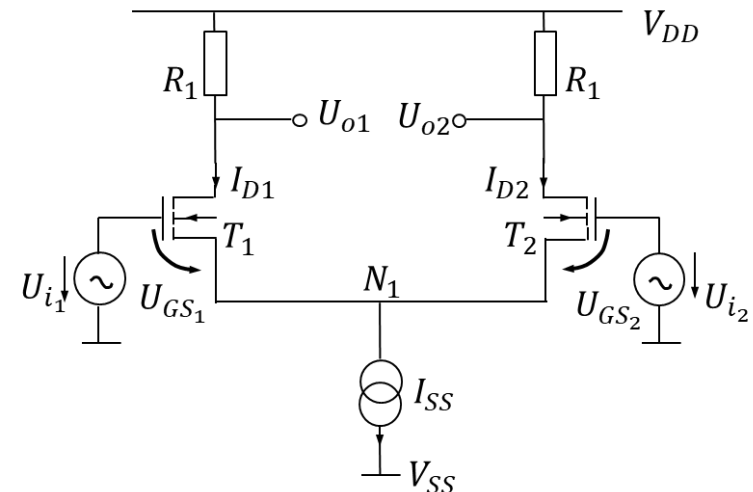
$\rightarrow -U_{i1} + U_{GS1} - U_{GS2} + U_{i2} = 0$

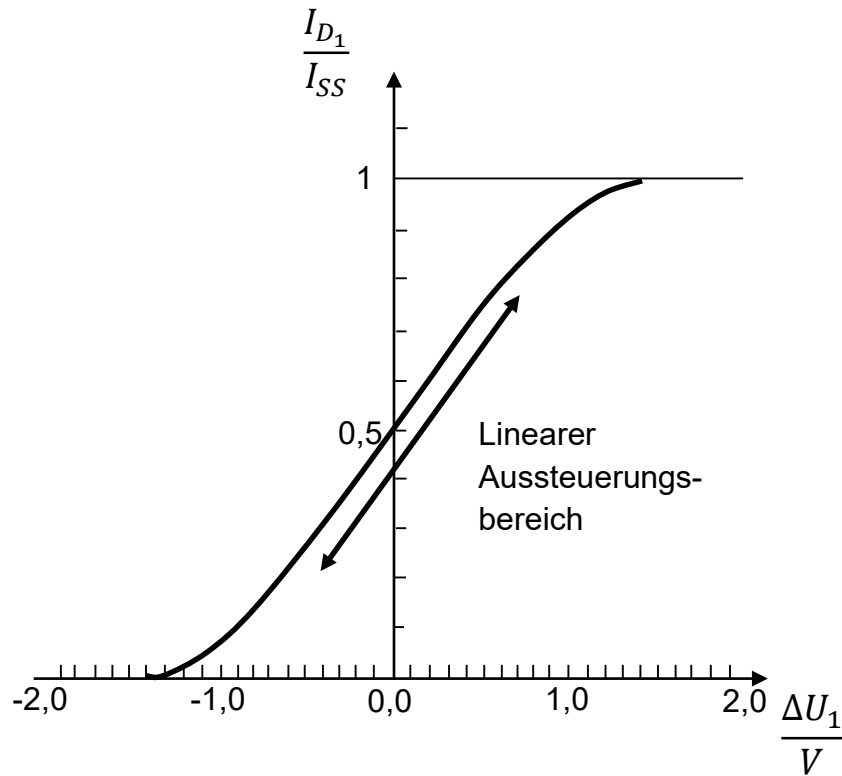
$\rightarrow U_{GS1} - U_{GS2} = U_{i1} - U_{i2}$

mit: $U_{GS1} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{D1}}{\beta}} + U_T(U_{SB})$

folgt mit $U_{T1} = U_{T2} \rightarrow U_{i1} - U_{i2} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{D1}}{\beta}} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_{D2}}{\beta}}$

und mit $\Delta U_i = U_{i1} - U_{i2} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{D1}}{\beta}} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_{D2}}{\beta}}$





$$I_{SS} = 100\mu A$$

$$U_{SB1,2} > 0 \rightarrow U_{T1,2} > U_{T0}$$

I_{D1} hängt von ΔU_i und I_{SS} ab

