



Elektronik II (F5)

Kapitel 5: Transistoren

G. Kemnitz

Institut für Informatik, TU Clausthal (E2-F5)
12. Juli 2016



Inhalt F5: Transistoren

Bipolartransistor

- 1.1 Aufbau und Funktion
- 1.2 Spice-Modell stationär
- 1.3 Kapazitäten
- 1.4 Kleinsignalmodell
- 1.5 Grundsaltungen
- 1.6 Parasitäre Thyristoren

J- und MesFet

- 2.1 Aufbau und Funktion
- 2.2 Spice-Modell
- 2.3 Kleinsignalmodell

2.4 Grundsaltungen

2.5 Rauschen

MOSFET

- 3.1 Aufbau und Funktion
- 3.2 Spice-Modell
- 3.3 Digitale Grundsaltungen
- 3.4 Latch-Up

Leistungsschalter

- 4.1 Thyristor
- 4.2 Leistungs-MOSFets
- 4.3 IGBT

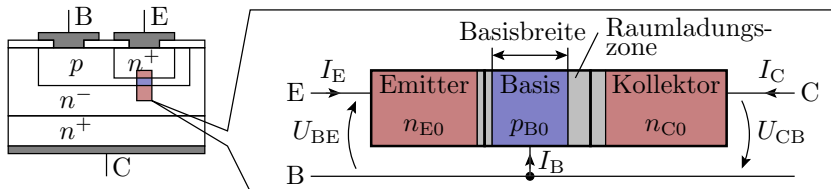


Bipolartransistor



Aufbau und Funktion

Aufbau und Betriebsarten



Schichtfolge p-n-p oder n-p-n. Geringe Basisbreite. Emitter ist um Zehnerpotenzen höher als die Basis dotiert. Betriebsarten:

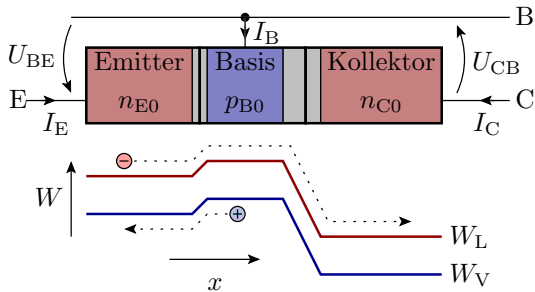
- Normalbetrieb: BE-Übergang Durchlassbereich und BC-Übergang gesperrt.
- Ausgeschaltet: beide Übergänge gesperrt.
- Inversbetrieb: BC-Übergang Durchlassbereich und BE-Übergang gesperrt.
- Übersteuert: BE-Übergang Durchlassbereich und BC-Übergang an der Grenze zum Durchlassbereich.

Transistoreffekt

Ladungsträger diffundieren aufgrund des großen Konzentrations-

gefälles in die Basis. Die Basis ist viel kürzer als die Diffusionslänge, so dass fast der komplette Minoritätenüberschuss in der Basis bis zur Kollektorsperrschicht diffundiert und dort abgesaugt (eingesammelt) wird.

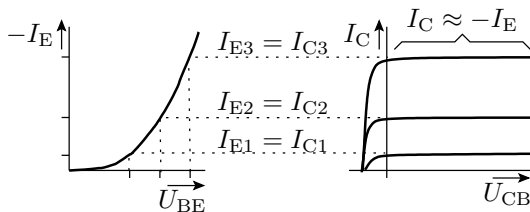
Der Strom durch Rekombination in der Basis und der von der Basis zum Emmitter diffundierenden Ladungsträger wird als Basisstrom nachgeliefert.





Spice-Modell stationär

Kennlinie ohne Basisweitenmodulation



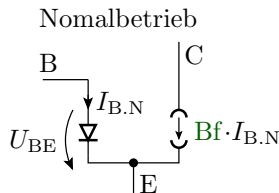
Der über U_{BE} steuerbare Diffusionsstrom vom Emitter fließt fast zu 100% weiter zum Kollektor:

$$-I_E \approx I_C = I_s \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{n_f \cdot U_T}} \right)$$

(I_s – Sättigungsstrom; n_f – BE-Emissionskoeffizient, meist 1; U_T – Temperaturspannung). Bei negativer U_{CB} lässt die »Sammlerwirkung« des Kollektors nach, d.h. die vom Emitter in die Basis diffundierenden Ladungsträger füllen das Basisgebiet und rekombinieren spätestens am Basisanschluss.

Basisstrom, Inversbetrieb

An der Basis muss der **Bf**-te Anteil des Kollektorstroms nachgeliefert werden:



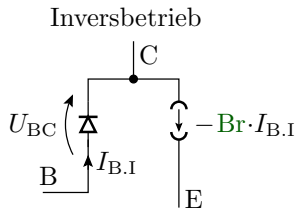
(**Bf** – Stromverstärkung Normalbetrieb). Der davon **Bf**-fache Kollektorstrom wird durch eine Stromquelle modelliert.

Wenn Emitter und Kollektor ihre Funktion tauschen (Inversbetrieb), gibt es auch den Transistoreffekt, nur mit geringerer Stromverstärkung **Br**:

$$I_{B,I} = \frac{I_s}{Br} \cdot e^{\frac{U_{BC}}{Nr \cdot U_T}}$$

$$I_{E,I} = -Br \cdot I_{B,I}$$

(**Nr** – BC-Emissionskoeffizient).

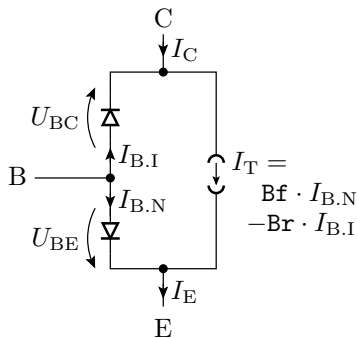


Transportmodell

Das Transportmodell fasst die gesteuerten Stromquellen für den Normal- und den Inversbetrieb zu einer Transportquelle zusammen:

$$\begin{aligned}
 I_T &= I_{C.N} - I_{E.I} \\
 &= \mathbf{Bf} \cdot I_{B.N} - \mathbf{Br} \cdot I_{B.I}
 \end{aligned}$$

(im Normalbetrieb ist $I_{B.I} = 0$
und im Inversbetrieb $I_{B.N} = 0$)



Das Modell erfasst auch die Strom-Spannungs-Beziehungen für

- den Übersteuerungsbereich $I_{B.N} > 0$ und $I_{B.I} > 0$
- und den Sperrbereich $I_{B.N} = 0$ und $I_{B.I} = 0$.



Beispielparameter für das Modell bis hierher

Param.	Bezeichnung	default	BC547B	BUV47
Is	Sättigungsstrom Norm.	1 μ A	7 fA	974 fA
Bf	ideale Stromverstärkung Normalbetrieb	–	375	95
Nf	Emissionskoeffizient Normbetrieb	1		
Br	ideale Stromverstärkung Inversbetrieb	–	1	21

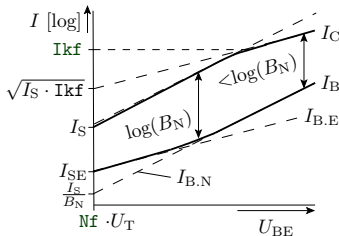
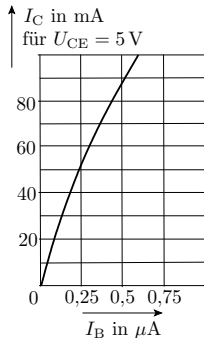
BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor

Im Inversbetrieb ist die Stromverstärkung viel geringer als im Normalbetrieb.

Woran liegt das?

Stromverstärkung

- Misst man $I_C(I_B)$, erhält man einen nichtlinearen Zusammenhang.
- Für das Verständnis besser $\ln(I_B(U_{BE}))$ und $\ln(I_C(U_{BE}))$ betrachten. Differenz
 - mittlerer Bereich: $\ln(B_f)$, B_f – ideale Stromverstärkung.
 - Kleine I_C : erhöhter Basisstrom durch Leckströme.
 - Großer I_C : verringerter Kollektorstrom durch Hochstromeffekt.





Leckströme

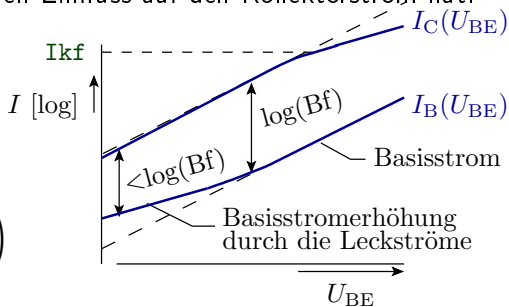
In einem pn-Übergang in Durchlassrichtung kommt zu den Diffusionsströmen ein Leck- (Rekombinations-) Strom hinzu, der den Basisstrom erhöht, aber keinen Einfluss auf den Kollektorstrom hat.

$$\begin{aligned}
 I_B &= I_{B.N} + I_{B.E} \\
 &= \frac{I_s}{\beta_f} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \\
 &+ I_{se} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_e \cdot U_T}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

mit $N_e > 1$

Modellierung durch eine zusätzliche Diode und die Parameter

I_{se} , N_e .

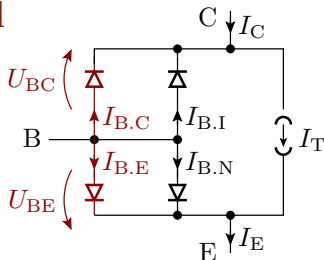


Leckströme im Transportmodell

$$I_T = \text{Bf} \cdot I_{B.N} - \text{Br} \cdot I_{B.I}$$

$$I_{B.E} = \text{Ise} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_e \cdot U_T}} - 1 \right)$$

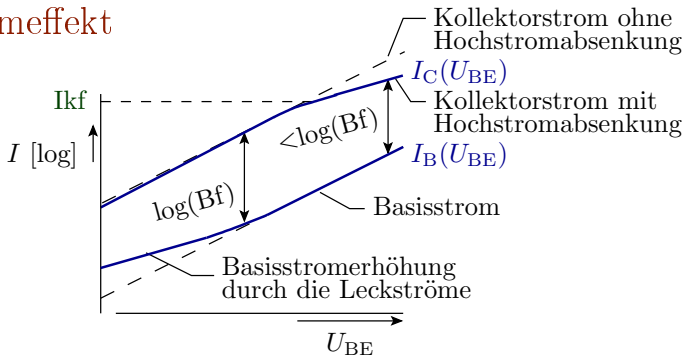
$$I_{B.C} = \text{Isc} \cdot \left(e^{\frac{U_{BC}}{N_c \cdot U_T}} - 1 \right)$$



Param.	Bezeichnung	Std-W+E	BC547B	BUV47
Ise	BE-Lecksättigungsstrom	0 A	6,8 fA	2,6 pA
Ne	Emissionskoeffizient BE-Leckstrom	1.5	1,58	1,2
Isc	BC-Lecksättigungsstrom	0 A	-	-
Nc	Emissionskoeffizient BC-Leckstrom	2	-	-



Hochstromeffekt



Für hohe Ströme halbiert sich der logarithmierte Anstieg des Diffusionsstroms:

$$I_C = \frac{I_{COH}}{\sqrt{1 + \frac{I_{COH}}{I_{kf}}}} \approx \begin{cases} I_{COH} & I_{DD} \ll I_{kf} \\ \sqrt{I_{COH} \cdot I_{kf}} & I_{DD} \gg I_{kf} \end{cases}$$

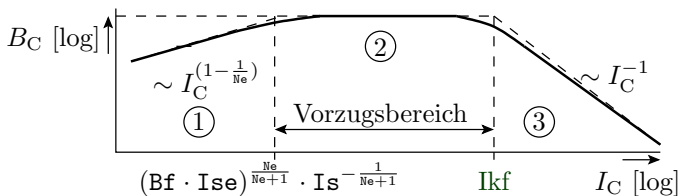
(I_{COH} – Kollektorstrom ohne Hochstromabsenkung).



Neue Parameter:

Spice	Bezeichnung	BC547B	BUV47
I_{kf}	Kniestrom zur starken Injektion Normalbetrieb	0,082A	15,7A
I_{kr}	Kniestrom zur starken Inj. Inversb.	-	-

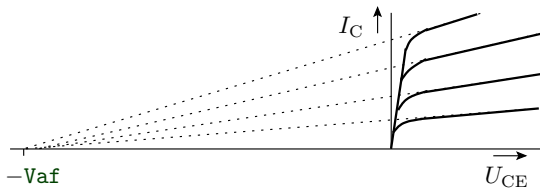
Bereiche der Stromverstärkung:



- 1 Minderung der Verstärkung durch Leckströme.
- 2 Ideale Stromverstärkung.
- 3 Minderung der Verstärkung durch den Hochstromeffekt.

Der Early-Effekt (Basisweitenmodulation)

Mit Zunahme von U_{CB} dehnt sich die Sperrschicht in das Basisgebiet aus. Die Basis wird kürzer. Der Anteil der an der Kollektorsperrschicht ankommenden Ladungsträger nimmt zu. Der Kollektorstrom nimmt bei gleichem I_B mit U_{CE} zu. Empirisch schneiden sich die Verlängerungen aller Kennlinienäste in einem Punkt auf der Spannungsachse, der Early-Spannung V_{af} :



Nach Strahlensatz gilt:

$$I_C(U_{CE}) = I_{C0} \cdot \left(1 + \frac{U_{CE}}{V_{af}} \right)$$



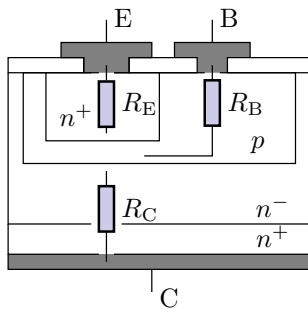
Verbesserte Stromgleichungen:

$$I_C(U_{CE}) = I_{C0} \cdot \left(1 + \frac{U_{CE}}{V_{af}}\right) \quad \text{mit } I_{C0} = I_s \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{n \cdot U_T}} - 1\right)$$

$$I_{E,I}(U_{CE}) = I_{E,I0} \cdot \left(1 + \frac{U_{CE}}{V_{ai}}\right) \quad \text{mit } I_{E,I0} = I_{se} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{n_e \cdot U_T}} - 1\right)$$

Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
V _{af}	Early-Spannung Normalbetrieb	63V	190V
V _{ai}	Early-Spannung Inversbetrieb	-	-

Bahnwiderstände

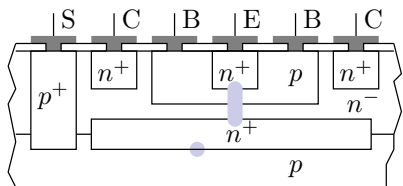


Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
Rb	Basisbahnwiderstand	10Ω	0,1Ω
Rc	Kollektorbahnwiderstand	1Ω	0,035Ω
Re	Emitterbahnwiderstand	–	–



Kapazitäten

Sperrschichtkapazitäten



Beim Bipolartransistor:

- BE-Übergang
- CE-Übergang
- bei integrierten Schaltkreisen Übergang zum Substrat.

Jeder dieser Übergänge hat eine Sperrschichtkapazität. Für den BE-Übergang lautet das Berechnungsmodell:

$$C_{S.E} = C_{je} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\left(1 - \frac{U_D}{V_{je}}\right)^{M_{je}}} & \text{für } U_D < F_c \cdot V_{je} \\ \frac{1 - F_c(1 - M_{je}) + \frac{M_{je} \cdot U_D}{V_{je}}}{(1 - M_{je})^{(1 + M_{je})}} & \text{für } U_D \geq F_c \cdot V_{je} \end{cases}$$

(Parameter siehe nächste Folie)



Spice	Bezeichnung	BC547B	BUV47
Cje	Kapazität für $U_D = 0$ (E)	11,5 pF	1093 pF
Vje	Diffusionsspannung (E)	0,5 V	0,5 V
Mje	Kapazitätskoeffizient (E)	0,672	0,333
Cjc	Kapazität für $U_D = 0$ (C)	5,25 pF	364 pF
Vjc	Diffusionsspannung (C)	0,315 V	0,333 V
Mjc	Kapazitätskoeffizient (C)	0,333	0,44
Cjs	Kapazität für $U_D = 0$ (S)	–	–
Vjs	Diffusionsspannung (S)	–	–
Mjs	Kapazitätskoeffizient (S)	–	–
Fc	Koeffizient für den Verlauf der Kapazität	0,5	0,5

(E) – Emitterdiode; (C) – Kollektordiode; (S) – Substratdiode;
BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor



Diffusionskapazitäten

Im Normalbetrieb hat der leitende BE- und im Inversbetrieb der leitende BC-Übergang eine Diffusionskapazität. BE-Übergang:

$$C_{D.N} = \frac{dQ_D}{dU_{BE}} \approx \frac{T_f \cdot I_B}{N_e \cdot U_T}$$

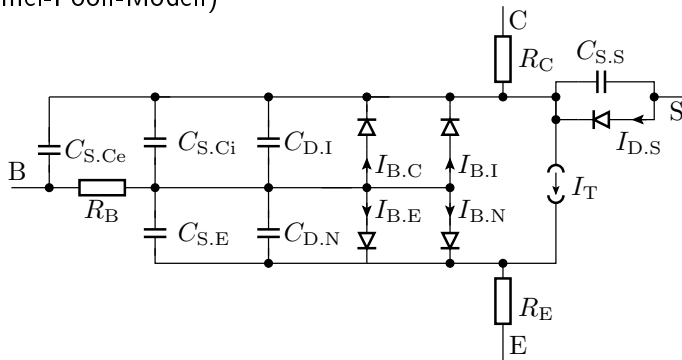
die proportional zur Transitzeit T_f und dem Strom I_D zunimmt.

Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
N_e	Emissionskoeffizient E.	1,58	1,2
T_f	ideale Transitzeit (N)	0,41 ns	21,5 ns

Die ideale Transitzeit T_f gilt nur für kleine Ströme. Für größere Ströme nimmt sie mit dem Strom zu, modelliert durch weitere Parameter X_{tf} , V_{tf} , ...

Vollständiges Transistormodell

(Gummel-Poon-Modell)



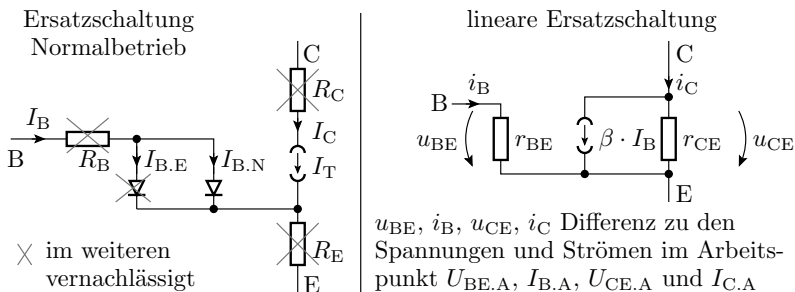
Für manuelle Rechnungen zu kompliziert. Praxis:

- Entwurf und Plausibilitätstest mit vereinfachten Modellen.
- Kontrolle mit dem Simulator.



Kleinsignalmodell

Stationäres Kleinsignalmodell



- Stromverstärkung: $\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A \approx \mathbf{Bf}$ (im optimalen Bereich)
- BE-Widerstand: $r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A \approx \frac{\mathbf{Nf} \cdot U_T}{I_{B,A}}$
- CE-Widerstand: $r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A \approx \frac{\mathbf{Vaf}}{I_{C,A}}$

(V_{af} – Early-Spannung; $\dots|_A$ – Ableitung im Arbeitspunkt).



Zur Kontrolle

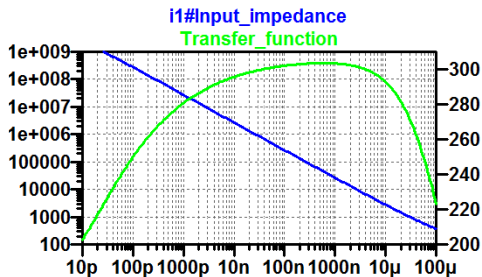
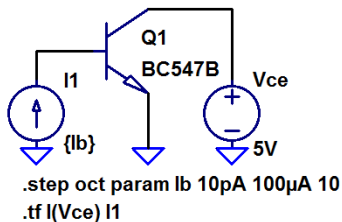
Kleinsignal-BE-Widerstand:

$$\begin{aligned}I_{B.N}(U_{BE}) &= \frac{I_s}{\beta_f} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_f \cdot U_T}} \right) \\ \frac{dI_{B.N}(U_{BE})}{dU_{BE}} &= \frac{1}{N_f \cdot U_T} \cdot I_{B.N}(U_{BE}) \\ r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A &= \frac{N_f \cdot U_T}{I_{B.A}}\end{aligned}$$

Kleinsignal-CE-Widerstand:

$$\begin{aligned}I_C(U_{CE}) &= I_{C0} \cdot \left(1 + \frac{U_{CE}}{V_{af}} \right) \text{ mit } I_{C0} = I_s \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_f \cdot U_T}} - 1 \right) \\ \frac{dI_C(U_{CE})}{dU_{CE}} &= \frac{1}{V_{af}} \cdot I_C(U_{CE}) \\ r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A &= \frac{V_{af}}{I_{C.A}}\end{aligned}$$

Parameterbestimmung mit Simulationsart ».tf«



- Die Stromverstärkung fällt für sehr kleine Basisströme wegen der Leckströme und für große Basisströme wegen dem Hochstromeffekt ab.
- Der Eingangswiderstand ist umgekehrt proportional zum Basisstrom.



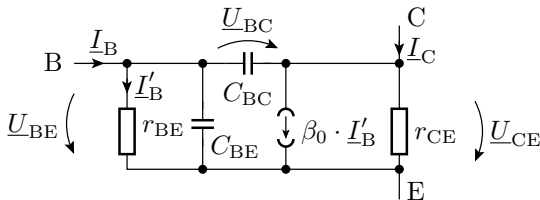
Der Ausgangswiderstand lässt sich bei einem Strom als Ausgabegröße mit der Ananalyseart `.tf` nicht bestimmen. Er sollte sein:

$$r_{CE} \approx \frac{V_{af}}{I_{C,A}}$$

Der Simulator berechnet aber konstant $10^{20} \Omega$. Vermutlich lässt sich parallel zur Ausgangsspannungsquelle keine Stromänderung berechnen.

Dynamisches Kleinsignalmodell im Frequenzbereich

Ergänzung der Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten:



Die Diffusionskapazität der BE-Strecke verhält sich umgekehrt proportional zu r_{BE} :

$$C_{BE.D} = \frac{T_f}{r_{BE}}$$

(T_f – Transitzeit). Die Sperrschichtkapazitäten sollen in Überschlügen durch die Kapazitätsparameter für Sperrspannung null angenähert werden. BE-Übergang: C_{je} . BC-Übergang C_{jc} .

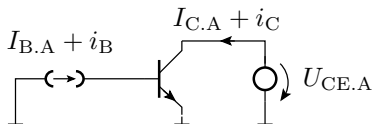


Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
T_f	ideale Transitzeit Normalbetrieb	0,41 ns	21,5 ns
C_{je}	Kapazität für $U_D = 0$ (E)	11,5 pF	1093 pF
C_{jc}	Kapazität für $U_D = 0$ (C)	5,25 pF	364 pF

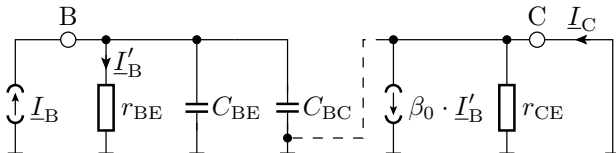
Der BC547B hat im Bereich $I_{B,A} = 100 \text{ nA} \dots 10 \mu\text{A}$ die größte Stromverstärkung (vergl. F28). In diesem Bereich ist $r_{BE} \gg 1 \text{ k}\Omega$ und die BE-Diffusionskapazität $C_{BE,D} \ll 0,4 \text{ pF}$ und damit vernachlässigbar.

Übergangs- und Transitfrequenz Stromverstärkung

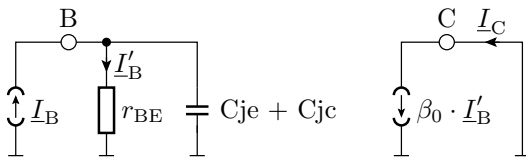
Testschaltung:



Kleinsignalersatzschaltung für $f > 0$:



- Wegen $\underline{U}_{RCE} = 0$ kann r_{CE} weggelassen werden.
- $C_{BE} + C_{BC}$ durch $C_{je} + C_{jc}$ annähern.



Nach Stromteilerregel:

$$\underline{I}'_B = \underline{I}_B \cdot \frac{r_{BE} \parallel \frac{1}{j\omega \cdot (C_{je} + C_{jc})}}{r_{BE}} = \frac{\underline{I}_B}{1 + j\omega \cdot r_{BE} \cdot (C_{je} + C_{jc})}$$

Stromverstärkung:

$$\underline{\beta} = \frac{\underline{I}_C}{\underline{I}_B} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega \cdot r_{BE} \cdot (C_{je} + C_{jc})} = \frac{\beta_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}$$

Übergangsfrequenz (Imaginär- gleich Realteil):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{je} + C_{jc})}$$

Transitfrequenz (Verstärkungsabfall auf 0 dB): $f_T = \beta_0 \cdot f_0$



$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{je} + C_{jc})}$$

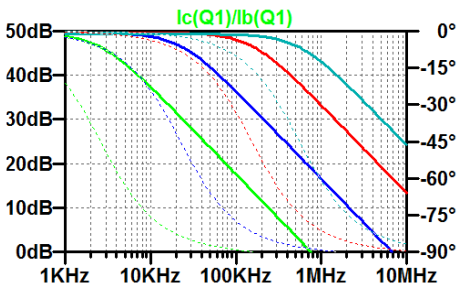
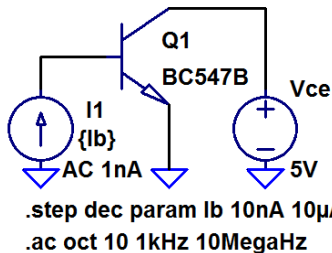
Die Sperrschichtkapazitäten hängen nur wenig von den Spannungen und Strömen im Arbeitspunkt ab, der Basis-Emitterwiderstand jedoch erheblich:

$$r_{BE} \approx \frac{N_e \cdot U_T}{I_{B,A}}$$

($I_{B,A}$ – Basisstrom im Arbeitspunkt; $U_T = \frac{k_B \cdot T}{q}$ – Temperaturspannung; T – Temperatur in K). Abhängigkeit der Übergangsfrequenz vom Arbeitspunkt:

$$f_0 = \frac{I_{B,A}}{2\pi \cdot N_e \cdot U_T \cdot (C_{je} + C_{jc})}$$

Die Übergangsfrequenz nimmt überschlagsweise proportional mit dem Basisstrom im Arbeitspunkt zu und mit der Temperatur ab.



$I_{B,A}$	10 nA	100 nA	1 μ A	10 μ A
f_0	2,8 kHz	23 kHz	152 kHz	552 kHz
f_g	750 kHz	6,8 MHz	46 MHz	163 MHz

Die weniger als proportionale Zunahme liegt am zunehmenden Einfluss der Diffusionskapazität des BE-Übergangs, die proportional mit $I_{B,A}$ zunimmt.

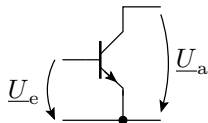


Grundsaltungen

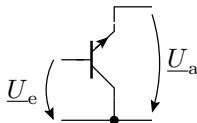
Grundschaltungen

Drei Anschlüsse, einer ist Eingang, einer Ausgang und einer Bezugspotential für beide. Gemeinsamer Anschluss gibt den Namen.

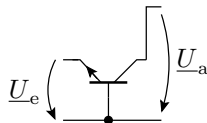
Emitterschaltung



Kollektorschaltung



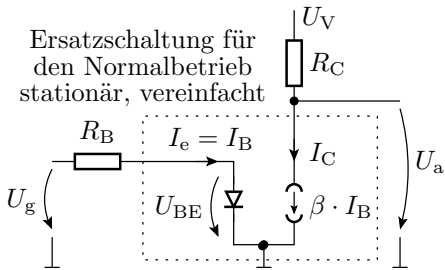
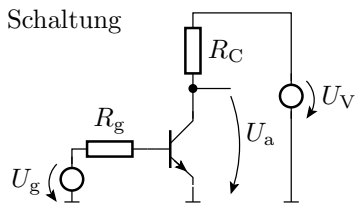
Basisschaltung



Kleinsignalverhalten mit dem Transistor im Normalbetrieb:

- Emitterschaltung: Strom- und Spannungsverstärkung $\gg 1$.
- Kollektorschaltung: Spannungsverstärkung ≈ 1 .
Stromverstärkung $\gg 1$. Sehr hoher Eingangswiderstand.
- Basisschaltung: Spannungsverstärkung $\gg 1$. Stromverstärkung ≈ 1 . Bandbreite gleich Transitfrequenz der Stromverstärkung.

Emitterschaltung



Arbeitsbereich Transistor:

Sperrbereich

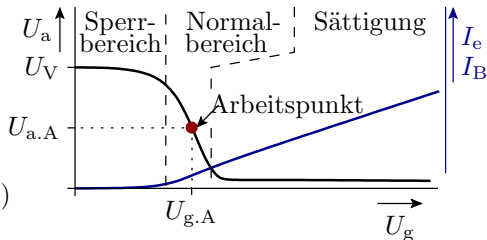
$$U_a \approx U_V$$

Sättigung

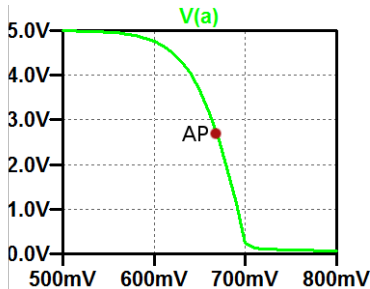
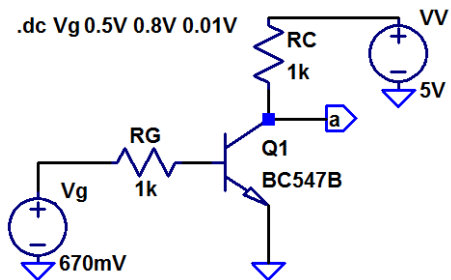
$$U_a \approx U_{CEX}$$

Normalbereich

$$U_a = U_V - \frac{\beta \cdot R_C}{R_B} \cdot (U_g - U_{BE})$$



Simulation der Übertragungsfunktion

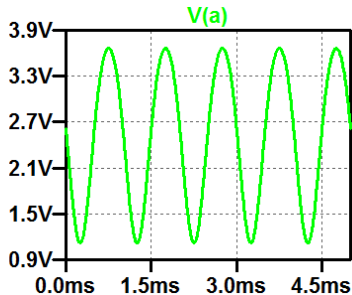
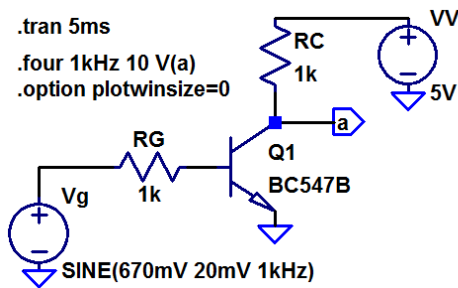


- nichtlinear, abhängig von streuenden Parametern, von der Temperatur, ...
- Parameter der Transferfunktion mit ».tf V(a) Ve«, $V_g=670\text{ mV}$:

```

Transfer_function:      -63.7773 transfer
ve#Input_impedance:    4294.85 impedance
output_impedance_at_V(a): 964.908 impedance
    
```

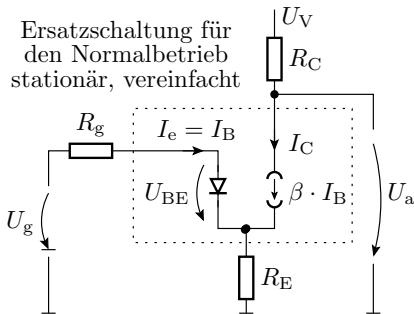
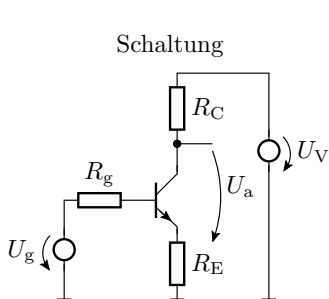
Der Klirrfaktor durch die Nichtlinearität



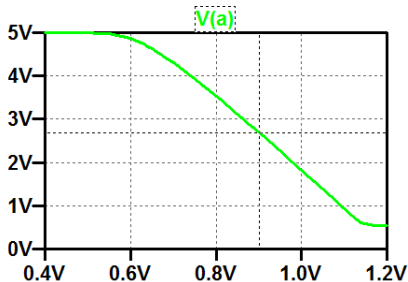
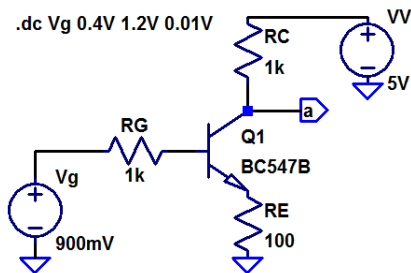
Frequenz	1 kHz	2 kHz	3 kHz	4 kHz	5 kHz	6 kHz
Amplitude	1,27 V	112 mV	0,8 mV	0,6 mV	8 μ V	6 μ V

■ Klirrfaktor: 8,77%

Stromgegenkopplung



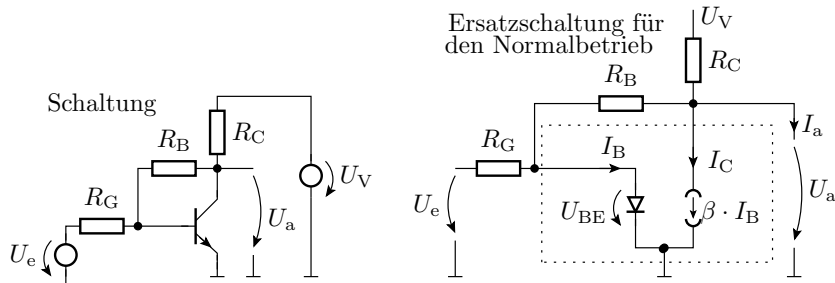
- Subtraktion einer zum Kollektorstrom proportionalen Spannung von der Eingangsspannung.
- Verringert und linearisiert die Verstärkung auf $v_u \approx -\frac{R_C}{R_E}$.
- Mindert den Einfluss der Streuung von β und der Temperatur auf die Funktion der Schaltung.



	$U_{g.A}$	r_e	v_u	r_a	Klirrf. *
ohne R_E	670 mV	4,29 k Ω	-64	965 Ω	12,87%
mit R_E	900 mV	32 k Ω	-8,6	995 Ω	3,5%

(*Amplitude der Ausgangsspannung 2 V). Stromgegenkopplung verringert den Bereich der Ausgangsspannung, die Verstärkung, den Klirrfaktor, die Parameterabhängigkeit des Arbeitspunkts, erhöht den Eingangswiderstand und linearisiert.

Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

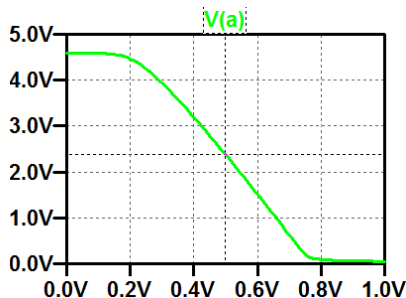
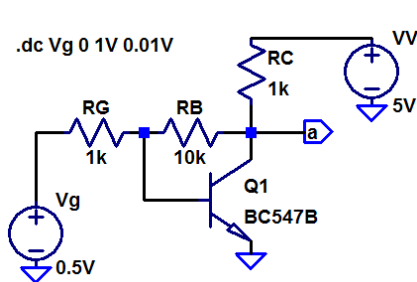


Rückführung der Ausgangsspannung auf die Basis:

$$\frac{U_e - U_{BE}}{R_G} + \frac{U_a - U_{BE}}{R_B} = I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$\frac{U_V - U_a}{R_C} - I_a = \frac{U_a - U_{BE}}{R_B} + I_C$$

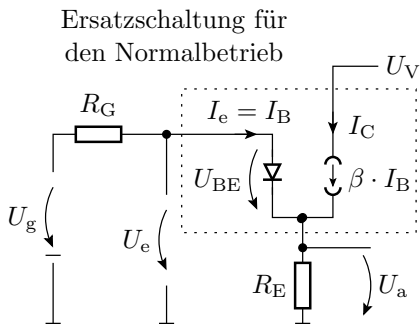
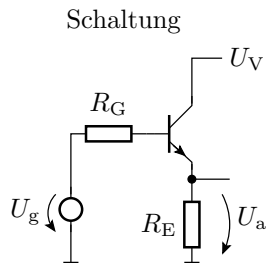
$$U_a \approx \frac{U_V \cdot R_B}{\beta \cdot R_C} + U_{BEF} \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_G}\right) - \frac{R_B}{R_G} \cdot U_e$$



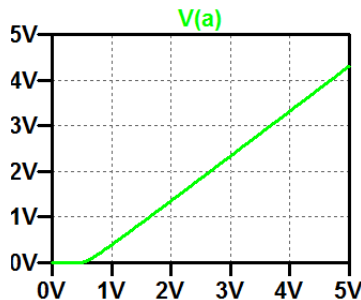
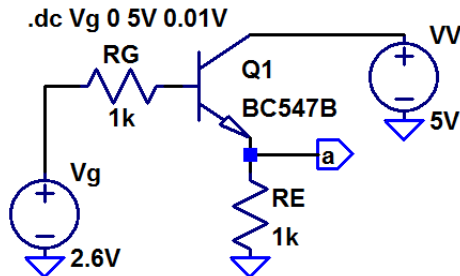
	$U_{g.A}$	r_e	v_u	r_a	Klirrf. *
ohne R_B	670 mV	4,29 k Ω	-64	965 Ω	12,87%
mit R_B	500 mV	1,12 k Ω	-8,4	135 Ω	2,97%

(*Amplitude der Ausgangsspannung 2 V). Spannungsgegenkopplung verringert wie die Stromgegenkopplung die Verstärkung und den Klirrfaktor. Im Gegensatz zur Stromgegenkopplung verringern sich der Ein- und Ausgangswiderstand und $U_{g.A}$.

Kollektorschaltung



- Eingabe an der Basis,
- Ausgabe am Emitter,
- gemeinsamer Anschluss Kollektor.

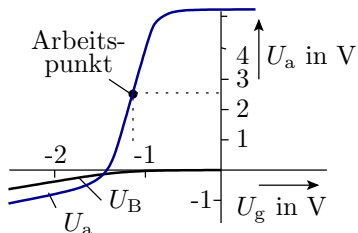
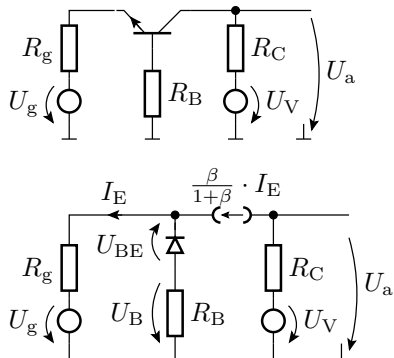


$U_{g.A}$	r_e	v_u	r_a
2,6 V	286 k Ω	0,98	17 Ω

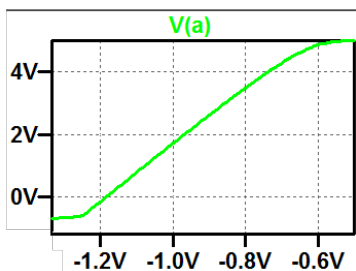
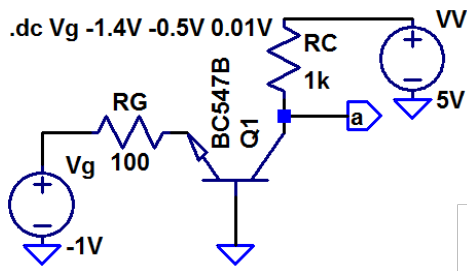
Eine Kollektorschaltung hat Verstärkung eins, einen sehr hohen Eingangs- und einen geringen Ausgangswiderstand. Robust gegen Parameterstreuungen und kaum Klirrfaktor. Anwendung als Impedanzwandler und Trennverstärker¹.

¹Z.B. zwischen Filterstufen.

Basisschaltung



- Eingabe am Emitter,
- Ausgabe am Kollektor,
- gemeinsamer Anschluss Basis.

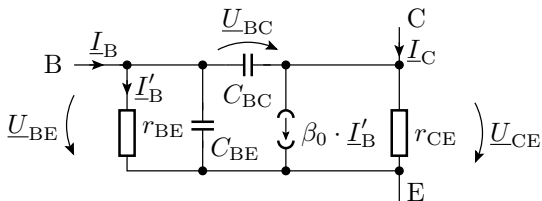


$U_{g,A}$	r_e	v_u	r_a
-1 V	109 Ω	9,13	996 Ω

Eine Basisschaltung hat eine Spannungs-, aber keine Stromverstärkung. Die Signalquelle muss niederohmig sein. Die Verstärkung ist $v_u \approx \frac{R_C}{R_G}$. Verzerrung wie bei einer Emitterschaltungen mit Stromgekopplung.

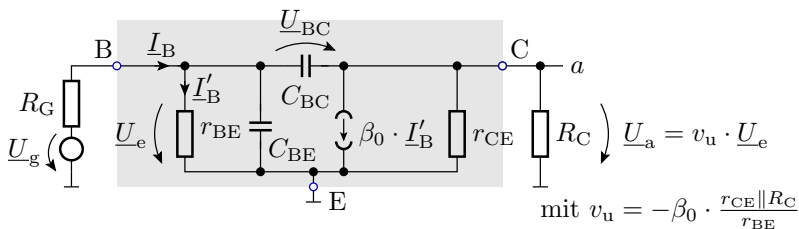
Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung

Transistorersatzschaltung mit BE- und BC-Kapazität:

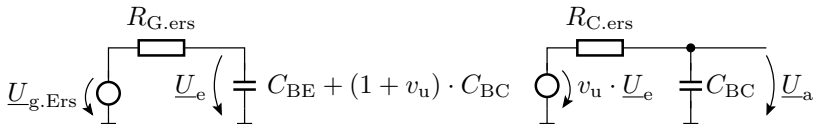
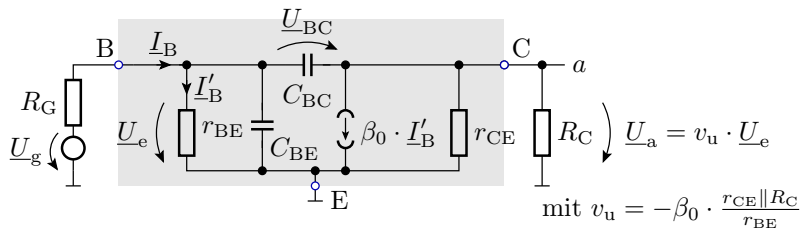


Die Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung ergibt sich aus der Anordnung der BE- und der CB-Kapazität in der Gesamtersatzschaltung des Verstärkers. Für die Überschlüge soll die BE-Diffusionskapazität gegenüber der Sperrschichtkapazität vernachlässigt und die Sperrschichtkapazitäten durch die Kapazitätsparameter für Sperrspannung null angenähert werden.

Einfacher Emittterverstärker



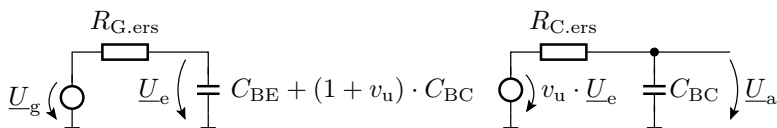
- \underline{U}_g , R_G und r_{BE} bilden ein Zweipol, der sich durch eine Ersatzspannungsquelle $\underline{U}_{g,ers}$ und einen Ersatzwiderstand $R_{G,ers}$ nachbilden lässt.
- R_C und r_{CE} bilden eine Parallelschaltung und sollen zu einem Widerstand $R_{C,ers}$ zusammengefasst werden.
- Die Spannung über C_{BC} ist $\underline{U}_{BC} = \underline{U}_e \cdot (1 + \underline{v}_u)$. C_{BC} lässt sich durch zwei Kapazitäten zu Masse nachbilden, von denen eine mit C_{BE} zusammengefasst werden kann.



Die umgeformte Schaltung ist eine Kette aus zwei RC-Tiefpässen mit Trennverstärker dazwischen.

- Übergangsfrequenzen Eingangs-RC-Tiefpass:

$$f_{0.1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{G.ers} \cdot (C_{BE} + (1 + v_u) \cdot C_{BC})}$$



- Übergangsfrequenzen Eingangs-RC-Tiefpass:

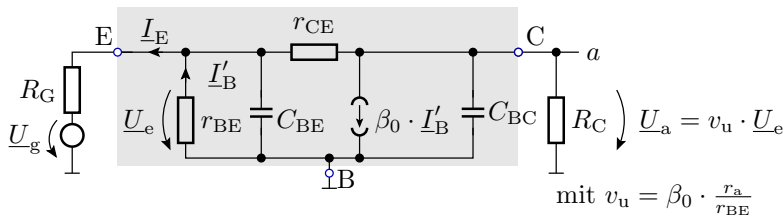
$$f_{0.1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{G.ers} \cdot (C_{BE} + (1 + v_u) \cdot C_{BC})}$$

- Übergangsfrequenzen Ausgangs-RC-Tiefpass:

$$f_{0.2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C.ers} \cdot C_{BC}} \gg f_{0.1}$$

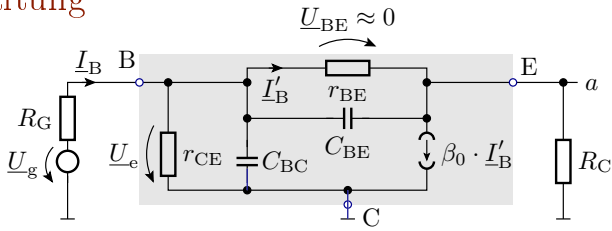
Die Übergangsfrequenz $f_{0.1}$ nimmt überschlagsweise umgekehrt proportional zur Verstärkung ab, weil der kapazitive Umladestrom durch die BC-Kapazität proportional mit der Verstärkung zunimmt. Der Zusammenhang »Verstärkung mal Bandbreite gleich konstant« entsteht durch die BC-Kapazität zwischen Ein- und Ausgang, die sog. Miller-Kapazität.

Basisschaltung



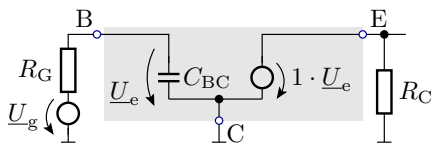
In der Basisschaltung wechseln C_{BC} und r_{CE} die Positionen. Die Kollektorstromquelle kann, ohne dass sich die Funktion der Ersatzschaltung ändert, nach Masse geführt werden. Der Widerstand r_a ist der Ausgangswiderstand der Gesamtschaltung, der sich aus R_C , r_{CE} , β_0 etc. berechnet. Die Übergangsfrequenzen $f_{0.1}$ und $f_{0.2}$ sind etwa wie bei der Emitterschaltung für $v_u = 0$ und $f_{0.2}$, d.h. mit der Basisschaltung lassen sich bei gleicher Verstärkung höhere Bandbreiten erzielen.

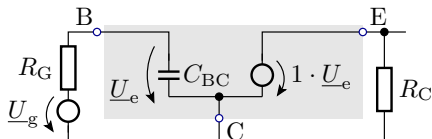
Kollektorschaltung



In der Kollektorschaltung ist die Spannungsverstärkung praktisch eins und die Spannung zwischen Ein- und Ausgang null.

Damit fließt durch C_{BE} und r_{BE} praktisch kein Strom, so dass sie weggelassen werden können. Wenn r_{CE} auch noch gegenüber R_G vernachlässigt werden kann, vereinfacht sich die Ersatzschaltung zu einem RC-Tiefpass mit nachgeschaltetem Trennverstärker.





Übergangsfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_G \cdot C_{BC}}$$

Für gleiche Generatorwiderstände ist sie höher als für die Emitter- und Basisschaltung, aber ebend ohne eine erzielbare Spannungsverstärkung größer eins.



Zusammenfassung

Eine Emitterschaltung hat eine Strom- und Spannungsverstärkung größer eins. Die Transitfrequenz nimmt etwa proportional mit der Spannungsverstärkung ab. Zur Linearisierung und Stabilisierung gegen Parameterstreuungen, Temperaturschwankungen, ... ist eine Strom- oder Spannungsrückkopplung erforderlich, die die Verstärkung absenkt und die Übergangsfrequenz erhöht.

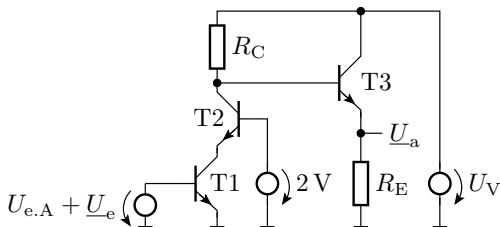
Die Basisschaltung hat nur eine Spannungsverstärkung, die über die Stromgegenkopplung über den Generatorwiderstand eingestellt wird. Diese Rückkopplung linearisiert die Übertragungsfunktion und mindert den Einfluss von Parameterstreuungen. Eine Rückkopplungskapazität zwischen Ein- und Ausgang fehlt, so dass die Übergangsfrequenz nicht mit der Verstärkung abnimmt.



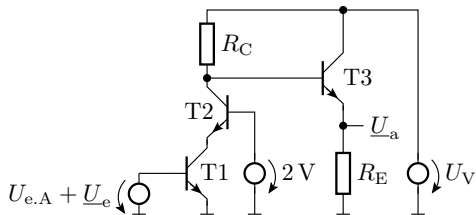
Die Kollektorschaltung hat gleichfalls eine Stromrückkopplung über den Emitterwiderstand, die die Übertragungsfunktion linearisiert und Parametersteuungen kompensiert. Die Spannungsverstärkung ist max. eins und die Übergangsfrequenz größer als die der Basisschaltung und damit größer als die Transitfrequenz der Stromverstärkung des Transistors.

Kaskodenverstärker mit Impedanzwandler

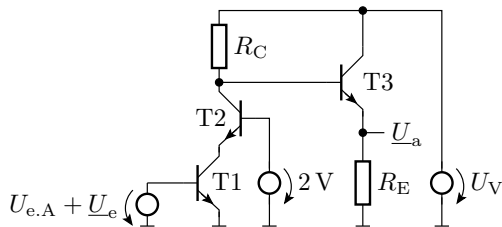
Die nachfolgende Schaltung kombiniert alle drei Grundschaltungen und nutzt deren Vorteile.



- T1 arbeitet in Emitterschaltung. T2 hält das Kollektorpotential konstant, erzwingt Spannungsverstärkung null und verhindert so eine verstärkungsabhängige Abnahme der Übergangsfrequenz.



- T2 arbeitet in Basisschaltung mit dem Kollektorstrom von T1 als Eingabe und realisiert eine Spannungsverstärkung. Da die Basis wechselstrommäßig auf Masse liegt, keine Rückkopplungskapazität vom Aus- zum Eingang und keine zur Spannungsverstärkung proportionale Abnahme der Übergangsfrequenz. Eine hohe Spannungsverstärkung verlangt ein großen R_C (oder eine Stromquelle) und eine Nachfolgeschaltung mit hohem Eingangswiderstand.
- T3 arbeitet deshalb in Kollektorschaltung als Impedanztransformator mit einem Eingangswiderstand von $\approx \beta \cdot R_E$.



Die dargestellte Schaltung wird als Kaskodenschaltung bezeichnet und hat sowohl eine sehr hohe Verstärkung als auch ein sehr hohes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt.

Die Minderung des Einflusses von Bauteilstreuungen, der Temperatur, ... erfordert weitere Schaltungsmaßnahmen, z.B. eine zusätzliche Rückkopplung (siehe Foliensatz F5).



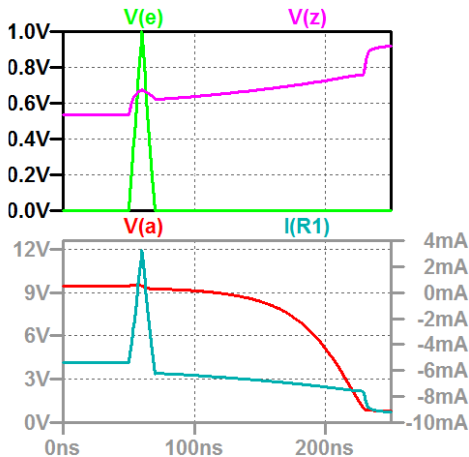
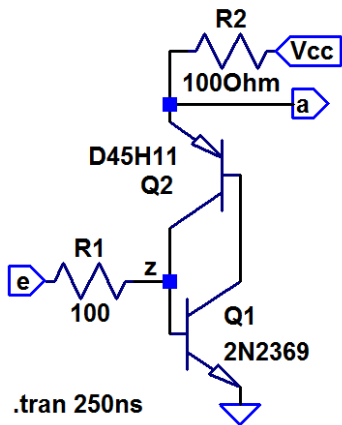
Parasitäre Thyristoren



Parasitäre Thyristoren

Bei der Anordnung von Transistoren auf einem Schaltkreis entstehen auch Strukturen mit drei eng benachbarten pn-Übergängen. Diese bilden einen parasitären (unerwünschten) Thyristor. Ein Thyristor ist ein Bauteil, das bei einem geringen Steuerstrom einschaltet, aber nicht mehr ausschaltet. Gefährlich sind Thyristoren zwischen Versorgungsspannung und Masse.

Simulation eines Thyristors





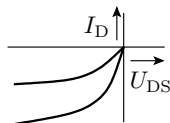
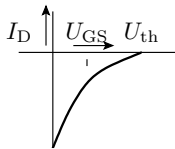
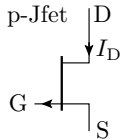
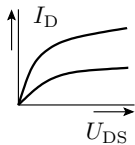
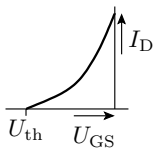
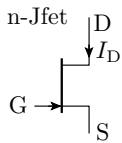
J- und MesFet



JFet und MesFet

Unipolare Transistoren, bei denen die Leitfähigkeit eines Kanals durch die Breite einer Sperrschicht gesteuert wird:

- JFet: Sperrschichtbreite eines pn-Übergangs.
- MesFet: Sperrschichtbreite eines Schottky-Übergangs.



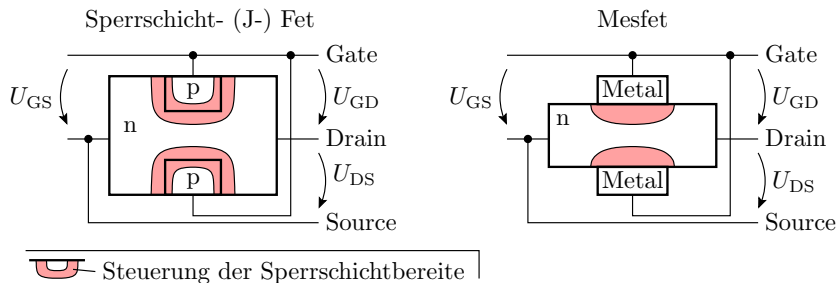
S	Source (Quelle*)
G	Gate (Steueranschluss)
D	Drain (Abfluss*)
* der beweglichen Ladungsträger	

Selbstleitend, d.h. ohne Steuerspannung an.



Aufbau und Funktion

Sperrschicht-Fet (Jfet und MesFet)

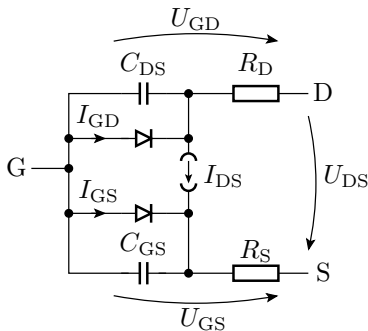
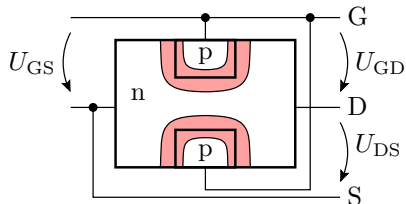


Steuerung der Kanalbreite über die Breite einer Sperrschicht:

- JFet (junction-fet) eines gesperrten pn-Übergangs
- MesFet (metal-semiconductor-fet) eines Schottky-Übergangs.

Der pn- bzw. Schottky-Übergang wird in Sperrichtung betrieben ($I_G \approx 0$). Es gibt sie als P- und N-Kanaltypen und sie sind selbstleitend, d.h. bei $U_{GS} = 0$ eingeschaltet.

Ersatzschaltung



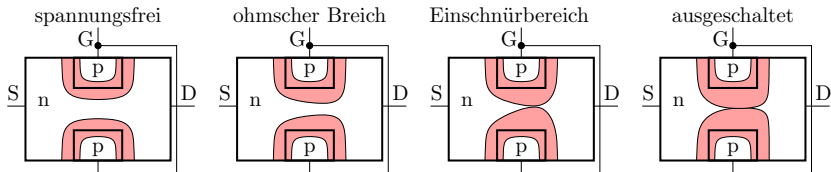
Der Stromfluss durch den Kanal wird durch eine gesteuerte Quelle modelliert. Der pn- bzw. Schottky-Übergang zur Steuerung wird durch die bereits behandelten Diodenstrom- und Diodenkapazitätsgleichungen beschrieben. Da immer im Sperrbereich betrieben, können die Diodenströme und Diffusionskapazitäten in den Überschlüssen immer vernachlässigt werden.

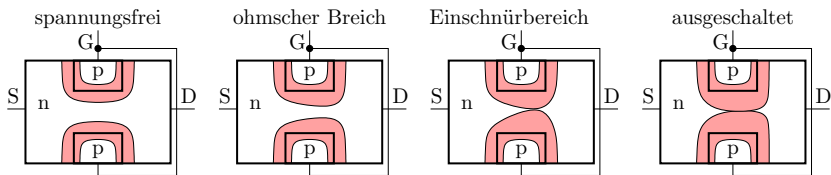
Steuerung der Kanalleitfähigkeit

Nach Foliensatz F3, Abschn. 1.5 nimmt die Sperrschichtbreite, im Beispiel im schwach dotierten n-Kanal, bei einem (appurpten) pn-Übergang zu nach Gl.:

$$w_n \approx \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot (U_{\text{Diff}} - U_{\text{GK}})}{N_D \cdot q}};$$

(ε – Dielektrizitätskonstante; q – Elementarladung; N_D – Donatordichte; U_{Diff} – Diffusionsspannung; U_{GK} – Spannung zwischen Gate und Kanal). Bei einem Kanalstrom sind die Gate-Kanal-Spannung und die Kanalbreite ortsabhängig.





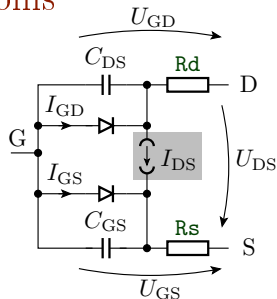
- Im ohmschen Bereich reicht der eingeschaltete Kanal bis zum Drain.
- Im Einschnürrbereich fließt ein Kanalstrom, aber der eingeschaltete Kanal endet wegen der durch den Spannungsabfall im Kanal abnehmenden Gate-Kanal-Sperrspannung kurz vor dem Drain.
- Im ausgeschalteten Zustand ist der Kanal bereits ab Source ausgeschaltet, so dass kein Strom fließt.
- Der Source ist die Quelle der Ladungsträger, die in den Kanal fließen und der Drain der Abfluss. Zuordnung entsprechend Spannungspolarität.



Spiece-Modell

Modellgleichung für den Drain-Stroms

Die im Simulator verwendete Gleichung für den Drainstrom ähnelt der eines MOS-Transistors mit der Steiheit $K = 2 \cdot \beta$



$$I_D = \text{Beta} \cdot (1 + \text{Lambda} \cdot U_{DS})$$

$$\cdot \begin{cases} 0 & \text{Sperrbereich} \\ 2 \cdot (U_{GS} - v_{to}) \cdot U_{DS} - U_{DS}^2 & \text{aktiver Bereich} \\ (U_{GS} - v_{to})^2 & \text{Einschnürrbereich} \end{cases}$$

(Beta – Steilheit; Lambda – Kanallängenmodulation; v_{to} – Einschaltspannung; R_s und R_d – Bahnwiderstände). Im Inversbetrieb ($U_{DS} < 0$) vertauschen Source und Drain ihre Funktion.



Spice	Bezeichnung	BF256A	J2n5486
Vto	Einschaltspannung	-2,13 V	-3,9V
Beta	Steilheit	$1,96 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$	$0,79 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
Lambda	Kanallängenparameter.	$1,69 \cdot 10^{-2} \text{ V}^{-1}$	10^{-2} V^{-1}
Rd	ohmscher Drainwid.	141 m Ω	3,6 Ω
Rs	ohmscher Sourcewid.	141 m Ω	3,4 Ω
Is	pn-Sättigungsstrom	$3,5 \cdot 10^{-16} \text{ A}$	$1,4 \cdot 10^{-14} \text{ A}$
Cgs	C_{GS} bei $U_{GS} = 0$	2,1 pF	0,43 pF
Cgd	C_{GD} bei $U_{GD} = 0$	2,3 pF	0,43 pF
Pb	Diffusionsspannung	0,774	1,16
Kf	Funkelrauschkoeff.	-	6E-18
Af	Funkelrauschexp.	-	1

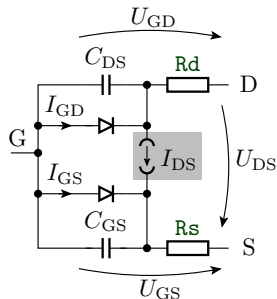
(BF256A – für Hochfrequenzanwendungen; ; J2n5486 – Modell mit Parametern für das 1/f-Rauschen). Weitere Parameter siehe [scad3.pdf].

Kapazitäten

Die Sperrschichtkapazität zwischen Gate und Kanal wird auf eine Kapazität zwischen Gate und Source und Gate und Drain aufgeteilt. Für $U_{GS} \leq Fc \cdot PB$ (unterhalb etwa der halben Diffusionsspannung) nimmt sie wie folgt mit der Gate-Source-Spannung ab:

$$C_{GS} = C_{gS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{PB}\right)^B$$

(PB – Diffusionsspannung des pn-Übergangs; B – vom Dotierprofil abhängiger Parameter; C_{gS} und C_{gD} – Kapazitäten für Sperrspannung null. Für Überschläge werden im Weiteren die Kapazität durch ihre Werte für Sperrspannung null angenähert. Die Gate-Ströme I_{GS} , modelliert durch die Parameter I_s (Sättigungsstrom) und N (Emissionskoeffizient) werden vernachlässigt.





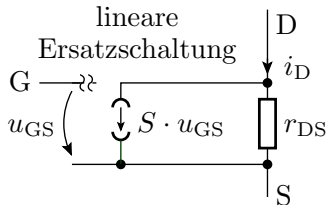
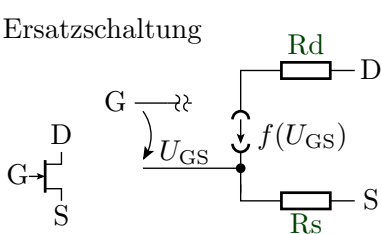
Kleinsignalmodell

Statisches Kleinsignalmodell

In Verstärkern arbeiten JFets im Abschnürbereich:

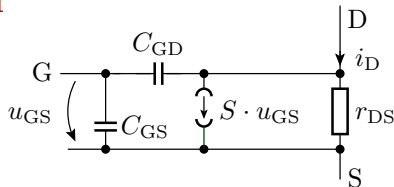
$$I_D = \text{Beta} \cdot (1 + \text{Lambda} \cdot U_{DS}) \cdot (U_{GS} - V_{to})^2$$

Ersatzschaltung



- Eingangswiderstand: sehr groß ($r_{GS} \rightarrow \infty$)
- Steilheit: $S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A \approx \sqrt{2 \cdot \text{Beta} \cdot I_{D.A}}$
- Ausgangswiderstand: $r_{DS} = \left. \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \right|_A \approx \frac{1}{\text{Lambda} \cdot I_{D.A}}$

Ergänzung der Kapazitäten



Für Überschläge:

- Steilheit: $S \approx \sqrt{2 \cdot \text{Beta} \cdot I_{D.A}}$
- Ausgangswiderstand: $r_{DS} \approx \frac{1}{\text{Lambda} \cdot I_{D.A}}$
- Gate-Source-Kapazität: $C_{GS} \approx C_{gs}$
- Gate-Drain-Kapazität: $C_{GD} \approx C_{gd}$

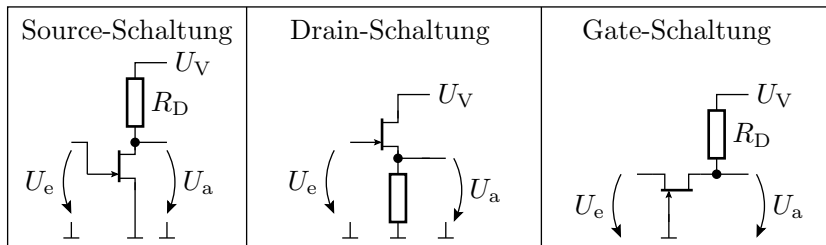
Spice	Bezeichnung	BF256A	J2n5486
Beta	Steilheit	$1,96 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$	$0,79 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
Lambda	Kanallangenparameter.	$1,69 \cdot 10^{-2} \text{V}^{-1}$	10^{-2}V^{-1}
Cgs	C_{GS} bei $U_{GS} = 0$	2,1 pF	0,43 pF
Cgd	C_{GD} bei $U_{GD} = 0$	2,3 pF	0,43 pF



Grundsaltungen

Grundsaltungen

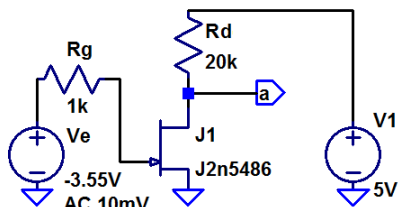
Source-Schaltungen mit unterschiedlicher Gegenkopplung		
ohne Gegenkoppl.	Stromgegenkopplung	Spannungsgegenkopplung
Drain-Schaltung	Gate-Schaltung	



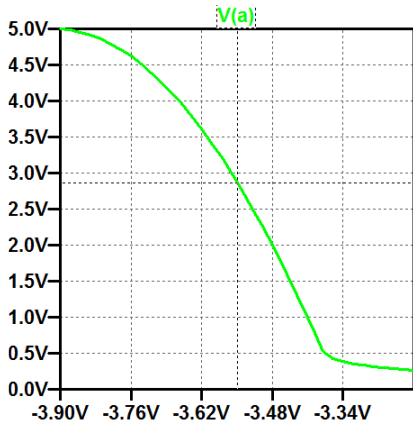
Die Grundsaltungen verhalten sich ähnlich wie bei Bipolartransistoren, nur dass der Eingangswiderstand für Gleichspannung praktisch eine Unterbrechung ist:

- Source-Schaltung: Trennverstärker, Spannungsverst. $\gg 1$.
- Drain-Schaltung: Trennverstärker, Spannungsverst. ≈ 1 .
- Gate-Schaltung: Spannungsverstärkung $\gg 1$. Stromverstärkung ≈ 1 . Große Bandbreite.

Source-Schaltung



```
.dc Ve -3.9V -3.2 0.02
.MODEL J2n5486 njf
+VTO=-3.91171 BETA=0.00078986
+LAMBDA=0.0104371 RD=3.58556
+RS=3.44889 IS=1.44179E-14
+CGS=430.467E-15 CGD=433.667E-15
+PB=1.160107 FC=0.5 KF=6E-18 AF=1
+VTOTC=0.002 XTI=3 BETATCE=-0.5
```



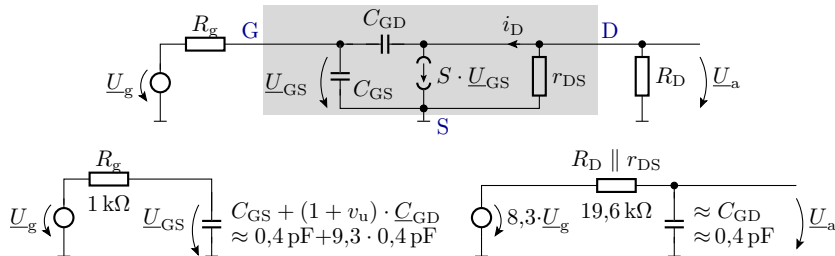
- Festlegung des Arbeitspunkts: $U_{e,A} = -3,55 \text{ V}$
- Nichtlinear: kleine Signale oder Rückkopplung

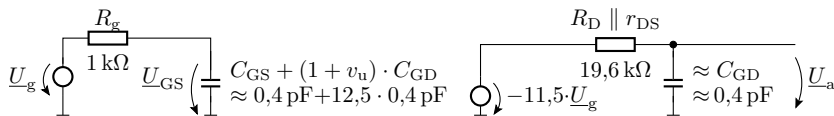
Transferfunktion und Frequenzgang

Simulationsergebnis mit ».Tr«:

Transfer_function: $v_u = -11.5$
 ve#Input_impedance: $r_e = 7,44 \cdot 10^{10} \Omega \approx \infty$
 output_impedance_at_V(a): $r_a = 19,6 \text{ k}\Omega = R_D \parallel r_{DS}$

Kleinsignalersatzschaltung mit Kapazitäten:

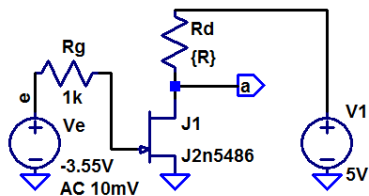




Die Übertragungsfunktion der beiden über einen Trennverstärker verketteter RC-Glieder ist:

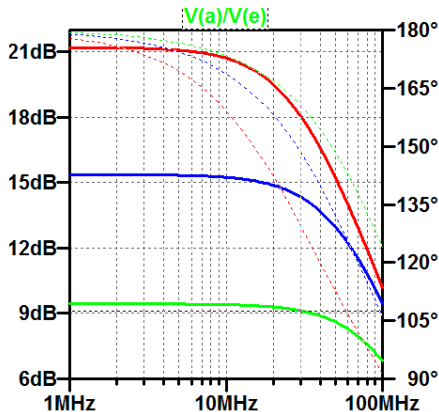
$$\begin{aligned}
 \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} &\approx \frac{8,3}{(1 + j\omega \cdot R_g \cdot (C_{gs} + (1 + v_u) \cdot C_{gd})) \cdot (1 + j\omega \cdot R_D \parallel r_{DS} \cdot C_{gd})} \\
 &\approx \frac{8,3}{(1 + j\omega \cdot 4,12 \text{ ns}) \cdot (1 + j\omega \cdot 6,64 \text{ ns})} \\
 &\approx \frac{8,3}{\left(1 + \frac{j \cdot f}{38 \text{ MHz}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot f}{23 \text{ MHz}}\right)}
 \end{aligned}$$

Offenbar bestimmt im Beispiel das RC-Glied am Drain die obere Übergangsfrequenz. Die Verstärkung ist etwa proportional zu R_D . Auf der nächsten Folie wird die Schaltung mit unterschiedlichen Werten für R_D simuliert.



```
.ac oct 5 1E6 1E8
.step param R list 5k 10k 20k
```

```
.MODEL J2n5486 njf
+VTO=-3.91171 BETA=0.00078986
+LAMBDA=0.0104371 RD=3.58556
+RS=3.44889 IS=1.44179E-14
+CGS=430.467E-15 CGD=433.667E-15
+PB=1.160107 FC=0.5 KF=6E-18 AF=1
+VTOTC=0.002 XTI=3 BETATCE=-0.5
```

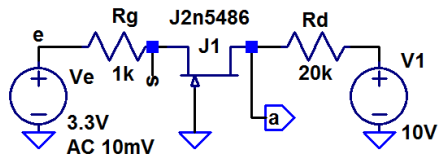


R_D	5 k Ω	10 k Ω	20 k Ω
v_u	2,98	5,85	11,47
f_0	111 MHz	58,5 MHz	29 MHz

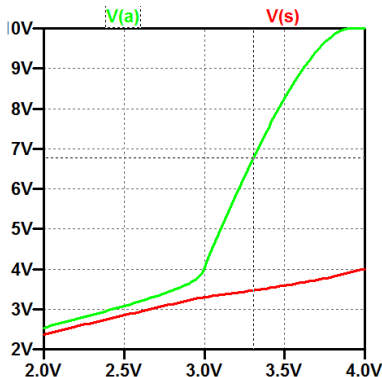
Die Verstärkung nimmt mit R_D ab und die Transitfrequenz zu.

Gate-Schaltung

Bei der Gate-Schaltung liegt das Gate wechselstrommäßig auf Masse. Keine Rückkopplungskapazität. R_g wirkt ähnlich wie ein Stromgegenkopplung, die die Verstärkung mindert und die Kennlinie linearisiert. Einschnürbereich $3\text{ V} \leq U_e \leq 3,8\text{ V}$.



```
.dc Ve 2V 4 0.02
.MODEL J2n5486 njf
+VTO=-3.91171 BETA=0.00078986
+LAMBDA=0.0104371 RD=3.58556
+RS=3.44889 IS=1.44179E-14
+CGS=430.467E-15 CGD=433.667E-15
+PB=1.160107 FC=0.5 KF=6E-18 AF=1
+VTOTC=0.002 XTI=3 BETATCE=-0.5
```



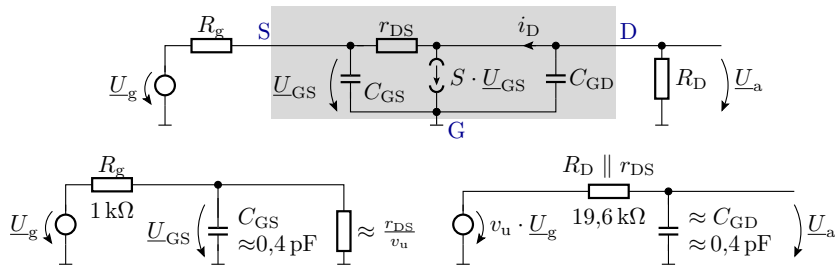
Simulationsergebnis mit ».Tr« im Arbeitspunkt $U_e = 3,3\text{ V}$:

Transfer_function: $v_u = 8.3$

ve#Input_impedance: $r_e = 2,4\text{ k}\Omega$

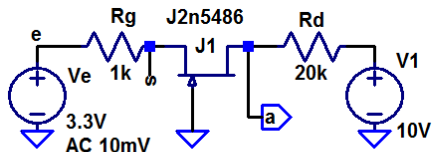
output_impedance_at_V(a): $r_a = 19,6\text{ k}\Omega = R_D \parallel r_{DS}$

Kleinsignalersatzschaltung mit Kapazitäten:

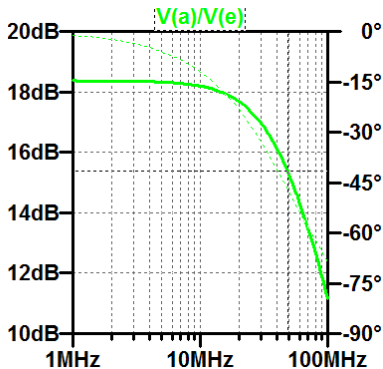


In der Basisschaltung tauschen praktisch C_{GD} und r_{DS} ihren Platz. Das verringert Eingangswiderstand und Eingangskapazität und vervielfacht die Übergangsfrequenz des ersten RC-Tiefpasses.

Mit der Steilheit und C_{gd} des Beispiel-JFets begrenzt der Ausgangs-RC-Tiefpass die Übergangsfrequenz, die sich durch die Vervielfachung der Übergangsfrequenz des Eingangs-RC-Tiefpasses nicht erhöht.



```
.ac oct 5 1E6 1E8
.MODEL J2n5486 njf
+VTO=-3.91171 BETA=0.00078986
+LAMBDA=0.0104371 RD=3.58556
+RS=3.44889 IS=1.44179E-14
+CGS=430.467E-15 CGD=433.667E-15
+PB=1.160107 FC=0.5 KF=6E-18 AF=1
+VTOTC=0.002 XTI=3 BETATCE=-0.5
```



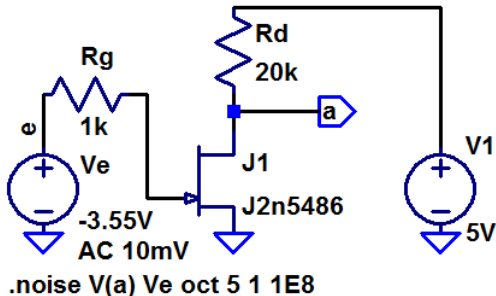
Übergangsfrequenz 49 MHz (bei der Emitterschaltung mit demselben R_D waren es 29 MHz).



Rauschen

Rauschen

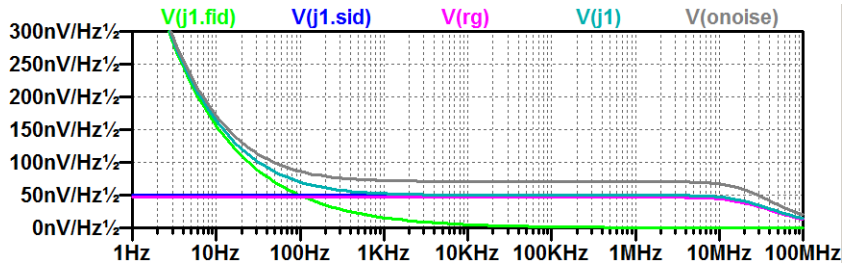
JFets werden u.a. für rauscharme Verstärker eingesetzt. Für den Beispiel-JFet sind auch die Parameter K_f und A_f zur Beschreibung des $1/f$ -Rauschens mit angegeben. Simulation mit ».noise«:



Die Beispielschaltung hat eine Verstärkung von knapp 10. Rauschquellen sind der R_g , der Transistor und R_D .



Die Abbildung zeigt die spektrale Rauschdichte am Ausgang, die Rauschdichten der dominanten Quellen und die Rauschspannung im Frequenzbereich von 1 Hz bis 100 MHz:



rg	Generatorwiderstand	
j1	JFet J1 insgesamt	
j1.sid	ohmsches Rauschen des Kanals	
j1.fid	1/f-Rauschen	



Für hochohmige Quellen nimmt die Rauschleistung proportional mit R_g zu. Die des Transistors bleibt, so dass die Rauschzahl sich deutlich verbessert. Für niederohmische Quellen sind Bipolartransistoren besser geeignet.

1/f-Rauschen bei Herabsetzen der unteren Grenzfrequenz.



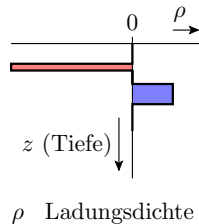
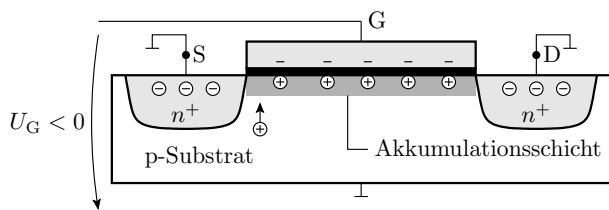
MOSFET



Aufbau und Funktion

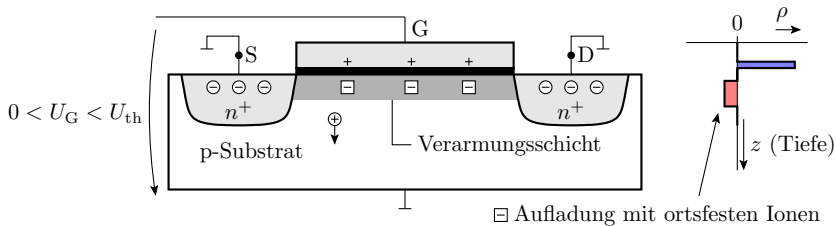
Feldeffekt (NMOS-Transistor)

- Gate-Isolator-Halbleiter \Rightarrow Plattenkondensator
- negative Gateladung führt zu einer Ansammlung positiver beweglicher Ladung unter dem Gate
- Source-Kanal- und Drain-Kanal-Übergang gesperrt



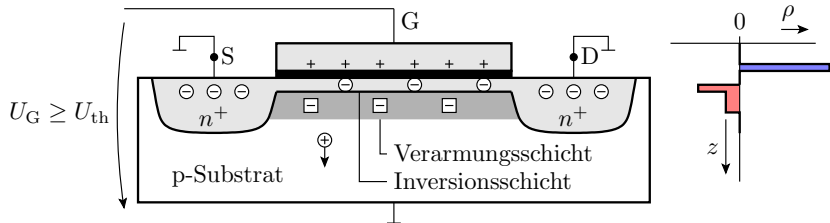
Positive Gatespannung kleiner der Einschaltspannung

- wegdriften der Löcher;
- Anreicherung ortsfester Ladungen im Kanal
- Kanal bleibt gesperrt



Positive Gatespannung größer der Einschaltspannung

- Source-Kanal-Übergang wechselt in den Durchlassbereich
- der Kanal füllt sich mit beweglichen Elektronen
- bewegliche Ladung im Kanal $\sim U_{GK} - U_{th}$





Spice-Modell



Einschaltspannung

- Die Einschaltspannung eines MOS-Transistors :

$$U_{th} = V_{to} + \text{Gamma} \cdot \left(\sqrt{\text{Phi} - U_{BS}} - \sqrt{\text{Phi}} \right)$$

(U_{BS} – Bulk-Source-Spannung).

Param.	Bezeichnung	n-Kanal	p-Kanal	
Vto	Null-Schwelspannung	0,73	-0,75	V
Gamma	Substartsteuerfaktor	0,73	0,56	\sqrt{V}
Phi	Inversionsspannung	0,76	0,73	V

(* – selbst sperrende Transistoren für einen Beispiel-CMOS-Prozess)



- Einzeltransistoren mit verbundem Source und Bulk:

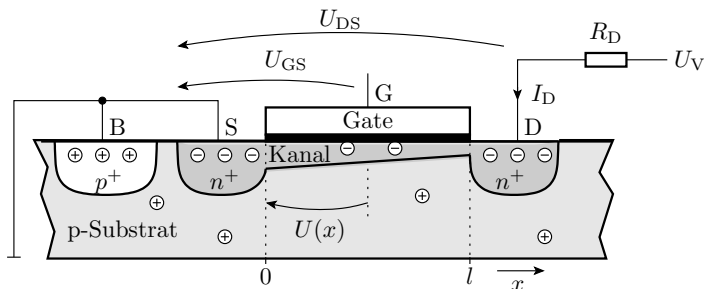
$$U_{th} = V_{to}$$

Param.	Bezeichnung	BSD215	IRF140	
V_{to}	Null-Schwelspannung	0,93	3,2	V

BSD215 – n-Kanal Kleinsignal-Fet;

IRF140 – n-Kanal-Leistungs-Fet

Stromgleichungen – aktiver Bereich



- beweglichen Ladung im Kanal:

$$Q_1(x) = C_1 \cdot (U_{GK}(x) - v_{to}) = C_1 \cdot (U_{GS} - v_{to} - U(x))$$

(x – Weg vom Source zum Drain; $Q_1(x)$ – beweglichen Ladung für Wegstück dx ; C_1 – Gate-Kanal-Kapazität für Wegstück dx ; $U(x)$ Gate-Kanal-Spannung an der Stelle x).

- Der Drainstrom ist ein Driftstrom:

$$I_D = Q_1(x) \cdot \mu \cdot E_x$$

(μ – Beweglichkeit; E_x – Feldstärke in Kanalrichtung; $\mu \cdot E_x$ – Geschwindigkeit der Ladungsträger).

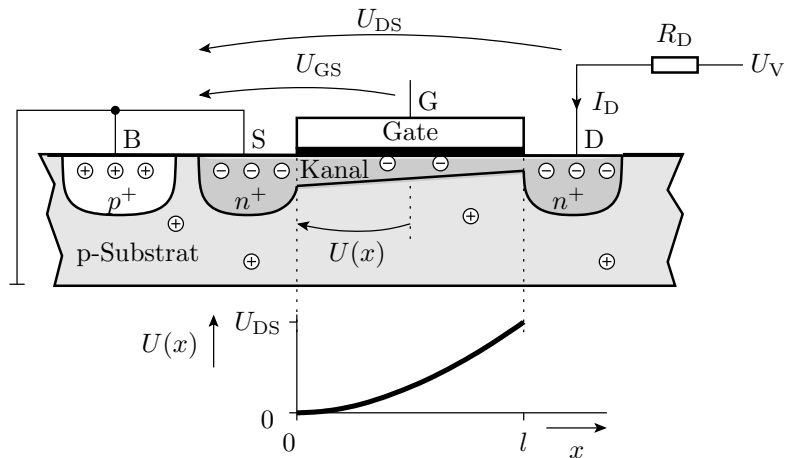
- Die Feldstärke in Stromflussrichtung ist gleich der Spannungsänderung entlang des Kanals:

$$E_y = \frac{dU(x)}{dx}$$

- Alle Gl. zusammen ergeben eine Differentialgleichung

$$I_D = C_1 \cdot \mu \cdot (U_{GS} - V_{to} - U(x)) \cdot \frac{dU(x)}{dx}$$

die durch Integration über dem Weg durch den Kanal gelöst wird.



$$I_D = C_1 \cdot \mu \cdot (U_{GS} - v_{to} - U(x)) \cdot \frac{dU(x)}{dx}$$

$$I_D = C_1 \cdot \mu \cdot (U_{GS} - V_{to} - U(x)) \cdot \frac{dU(x)}{dx}$$

- Die Integration beider Gleichungsseiten über die gesamte Kanallänge:

$$I_D \cdot \int_0^L dy = C_1 \cdot \mu \cdot \int_0^L (U_{GS} - V_{to} - U(x)) \cdot \frac{dU(x)}{dx} \cdot dx$$

$$I_D \cdot L = C_1 \cdot \mu \cdot \int_{\varphi(0)}^{\varphi(L)} (U_{GS} - V_{to} - U(x)) \cdot dU(x)$$

mit $\varphi(0) = 0$ und $\varphi(L) = U_{DS}$

$$I_D = \frac{C_1 \cdot \mu}{L} \cdot \left((U_{GS} - V_{to}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right)$$

(L – Kanallänge) mit dem relativem Steilheitskoeffizient:

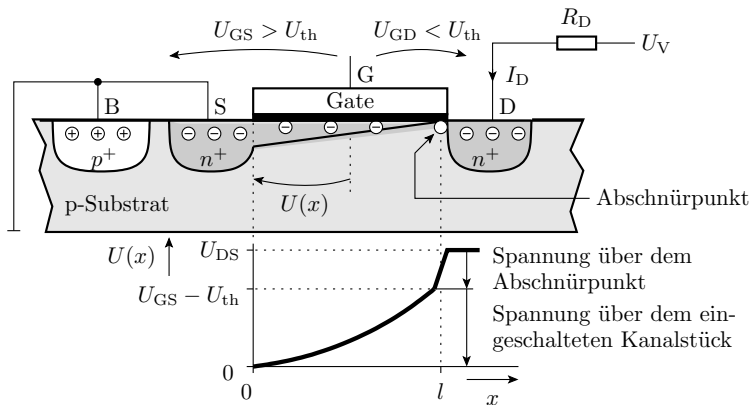
$$K_p = \frac{C_1 \cdot \mu}{L}$$

$$I_D = K_p \cdot \left((U_{GS} - V_{to}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right)$$

Param.	Bezeichnung	n-Kanal	p-Kanal
K_p	relative Steilheitskoeffizient	$\frac{W}{L} \cdot 69 \mu\text{A}/\text{V}^2$	$\frac{W}{L} \cdot 23,6 \mu\text{A}/\text{V}^2$

Param.	Bezeichnung	BSD215	IRF140
K_p	relative Steilheitskoeffizient	$\frac{W}{L} \cdot 20,8 \mu\text{A}/\text{V}^2$	$\frac{W}{L} \cdot 20,6 \mu\text{A}/\text{V}^2$
W	Kanalweite	540 μm	0,97 m
L	Kanallänge	2 μm	2 μm

Einschnürbereich



- Das Kanallende ist ausgeschaltet.
- Die restliche Spannung $U_{DS} - U_{GS} + U_{th}$ fällt über dem eingeschnürten Kanalstück ab.



- Die Länge des Einschnürbereichs regelt sich so ein, dass die ankommenden Ladungsträger zum Drain abfließen können.
- Der ankommende Strom I_D hängt nicht von der Spannung über dem Einschnürpunkt ab.
- Nicht mehr zunehmender I_D der Größe wie beim Übergang in den Einschnürbereich $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$:

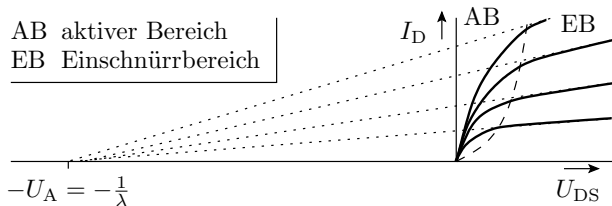
$$= Kp \left((U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right)$$

für $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$

$$I_D = Kp (U_{GS} - U_{th})^2$$

Kanallängenmodulation und Early-Effekt

Bei steigende Drain-Source-Spannung Ausdehnung des Einschnürrpunkts. Kanalverkürzung. Beobachtbares Verhalten:



Korrektur nach Strahlensatz:

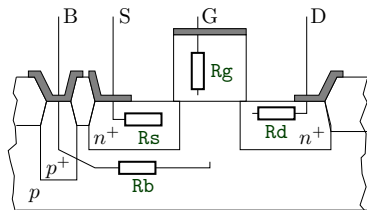
$$I_D(U_{DS}) = I_{D.bisher} \cdot (1 + \text{Lambda} \cdot U_{DS})$$

Param.	Spice	Bezeichnung	n-Kanal	p-Kanal
Lambda		Kanallängen-Modulationsparameter	$0,033 \text{ V}^{-1}$	$0,055 \text{ V}^{-1}$

■ Stromgleichung mit Early-Effekt

$$I_D = K_p \cdot (1 + \text{Lambda} \cdot U_{DS}) \cdot \begin{cases} 0 & \text{Sperrbereich} \\ (U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} & \text{aktiver Bereich} \\ \frac{(U_{GS} - U_{th})^2}{2} & \text{Einschnürrbereich} \end{cases}$$

■ Bahnwiderstände:

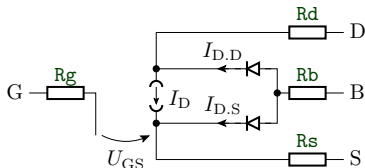


Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
Rg	Gate-Bahnwiderstand	-	5,6 Ω
Rs	Source-Bahnwiderstand	0,02 Ω	0,022 Ω
Rd	Drain-Bahnwiderstand*	25 Ω	0,022 Ω
Rb	Bulk-Bahnwiderstand*	370 Ω	-

(* von LT-Spice nicht genutzt)

Param.	Bezeichnung	NMOS	PMOS
Rsh	Drain-Source-Diffusions-schichtwiderstand	25 Ω	45 Ω

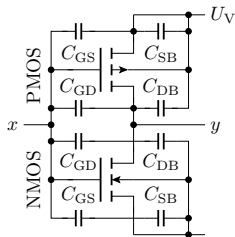
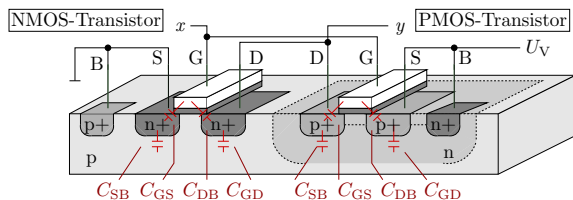
Sperrströme der Bulkdioden



- Parameter für die Sperrströme der Bulk-Dioden:

Param.	Bezeichnung	BSD215	IRF140
I_s	Sättigungssperrstrom Bulk-Dioden	125 pA	1,3 pA
N	Emmisionskoeffizient der Bulk-Dioden	1	1

Kapazitäten

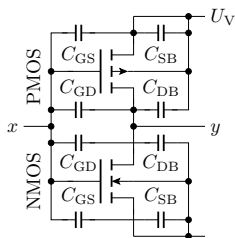
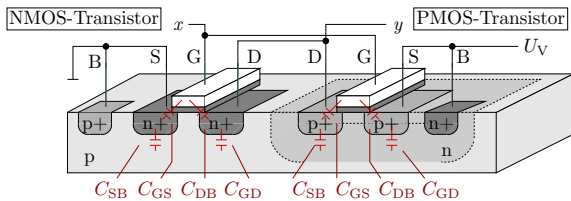


Modellierung der Gate-Kapazität. Simulator teilt die Gate-Kapazitäten hälftig in eine zum Source und zum Drain auf:

$$C_{GS} = C_{GD} = \epsilon_{Si} \cdot \frac{W \cdot L}{2 \cdot t_{ox}}$$

(L – Kanallänge; W – Kanalbreite; t_{ox} – Oxiddicke). Beispiel
 Kanalfläche $1 \times 1 \mu\text{m}$, Oxiddicke 25 nm , $\epsilon_{SiO_2} \approx 33,6 \frac{\text{pF}}{\text{m}}$:

$$C_{GS} = C_{GD} = 33,6 \frac{\text{pF}}{\text{m}} \cdot \frac{1 \mu\text{m} \cdot 1 \mu\text{m}}{2 \cdot 25 \text{ nm}} = 0,67 \text{ fF}$$



Kapazität zwischen Source/Drain und Substrat:

$$C_{SB} = C_{jsw} \cdot P_s + C_j \cdot A_s$$

$$C_{DB} = C_{jsw} \cdot P_d + C_j \cdot A_d$$

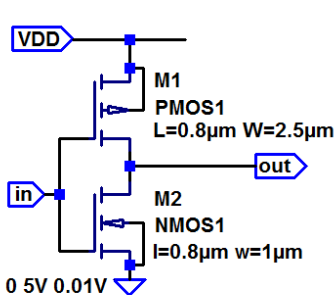
(C_{jsw} – umfangbezogenen Kapazität; P_s – Umfang des Source-Gebiets; C_j – flächenbezogene Kapazität; A_s – Fläche des Source-Gebiets; P_d – Umfang des Drain-Gebiets; A_d – Fläche des Drain-Gebiets). Beispiel: Source-Umfang $4 \mu\text{m}$; Source-Fläche $1 \mu\text{m}^2$, $C_j = 360 \frac{\mu\text{F}}{\text{m}}$, $C_{jsw} = 250 \frac{\text{pF}}{\text{m}^2}$:

$$C_{SB} = C_j = 250 \frac{\text{pF}}{\text{m}} \cdot 4 \mu\text{m} + P_s + 360 \frac{\mu\text{F}}{\text{m}} \cdot 1 \mu\text{m}^2 = 1,36 \text{ fF}$$

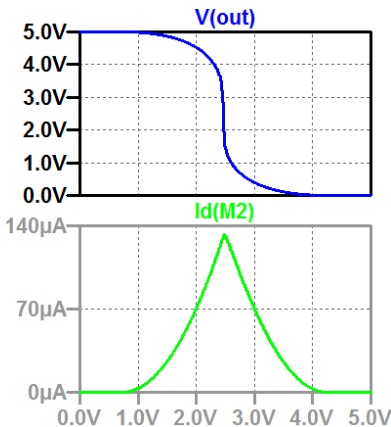


Digitale Grundsaltungen

CMOS-Inverter



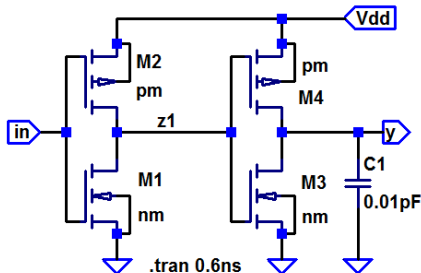
```
.dc V1 0 5V 0.01V
.model nmos1 nmos(Kp=69e-6 VT0=0.73
+gamma=0.73 lambda=0.003)
.model pmos1 pmos(Kp=23e-6 VT0=-0.75
+gamma=0.65 lambda=0.055)
.meas param p=integ Id(Ms)
```



- Pull-down mit NMOS- und Pull-up mit PMOS-Transistor.
- Strom fließt nur während der Schaltvorgänge.

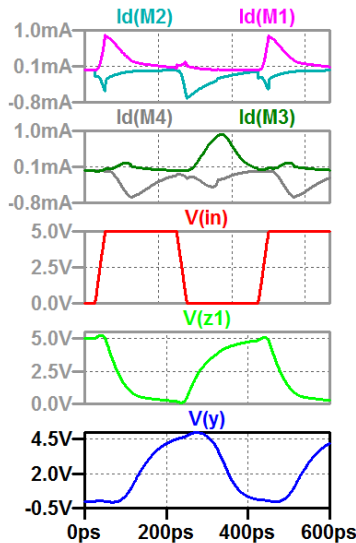


Zur Modellierung des Schaltverhalten Kapazitätsparameter ergänzen.
 $C_1 = 10 \text{ fF}$ entspricht \approx Nachfolgegattern.

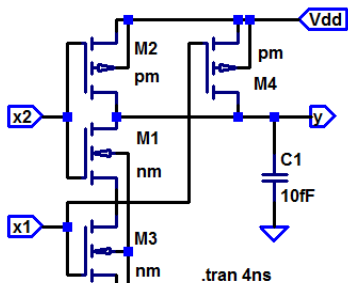


M1: $l=0.8\mu$ $w=1\mu$ $ad=1.5p$ $as=1.5p$ $pd=5\mu$ $ps=5\mu$
M2: $l=0.8\mu$ $w=2.5\mu$ $ad=3.25p$ $as=3.75p$ $pd=8\mu$ $ps=8\mu$
M3: $l=0.8\mu$ $w=2\mu$ $ad=3p$ $as=3p$ $pd=7\mu$ $ps=7\mu$
M4: $l=1\mu$ $w=5\mu$ $ad=7.5p$ $as=7.5p$ $pd=13\mu$ $ps=13\mu$

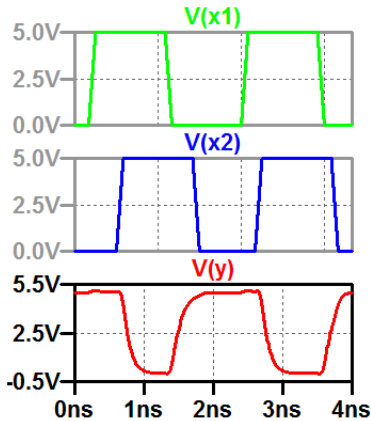
```
.model nm NMOS VT0=0.73V
+ Kp=69μ lambda=33m
+ tox=25n CJ=360μ CJSW=250p
.model pm PMOS VT0=-0.75V
+ Kp=23μ lambda=55m
+ tox=25n CJ=340μ CJSW=220p
```



NAND-Gatter

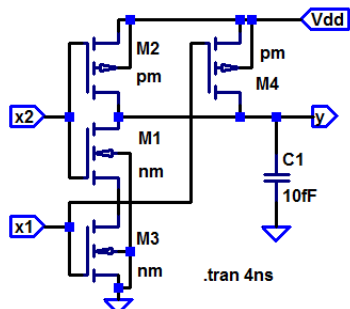


- M1: $I=0.8\mu$ $w=1\mu$ $ad=1.5p$ $as=1.5p$ $pd=5\mu$ $ps=5\mu$
- M2: $I=0.8\mu$ $w=1.25\mu$ $ad=1.9p$ $as=1.9p$ $pd=5.5\mu$ $ps=5.5\mu$
- M3: $I=0.8\mu$ $w=1\mu$ $ad=1.5p$ $as=1.5p$ $pd=5\mu$ $ps=5\mu$
- M4: $I=0.8\mu$ $w=1.25\mu$ $ad=1.9p$ $as=1.9p$ $pd=5.5\mu$ $ps=5.5\mu$

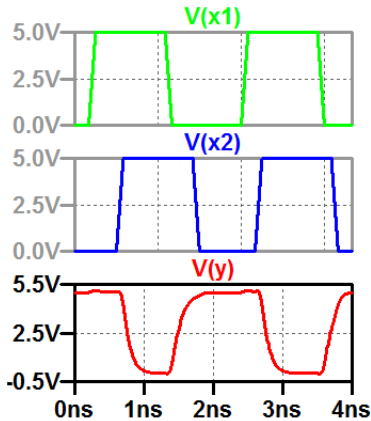


Durch die Stockung der NMOS-Transistoren und die halb so breiten PMOS-Transistoren deutlich langsamer als der Inverter.

NOR-Gatter



- M1: $I=0.8\mu$ $w=1\mu$ $ad=1.5p$ $as=1.5p$ $pd=5\mu$ $ps=5\mu$
- M2: $I=0.8\mu$ $w=1.25\mu$ $ad=1.9p$ $as=1.9p$ $pd=5.5\mu$ $ps=5.5\mu$
- M3: $I=0.8\mu$ $w=1\mu$ $ad=1.5p$ $as=1.5p$ $pd=5\mu$ $ps=5\mu$
- M4: $I=0.8\mu$ $w=1.25\mu$ $ad=1.9p$ $as=1.9p$ $pd=5.5\mu$ $ps=5.5\mu$



Im Vergleich zum NAND-Gatter zuvor 4 mal so breite PMOS-Transistoren, dadurch schneller.



Durch die Stockung der NMOS-Transistoren und die halb so breiten PMOS-Transistoren deutlich langsamer als der Inverter.

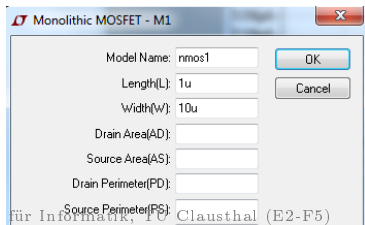
- Symmetrie der Übertragungsfunktion verlangt eine Breitenskalierung umgekehrt proportional zur Steilheit.

Definition skalierbarer Beispieltransistoren entsprechend
Beispielprozess:

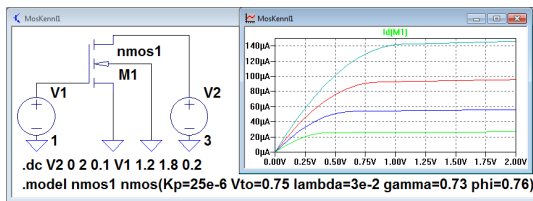
```
.model nmos1 nmos(Kp=69e-6 VT0=0.73 gamma=0.73 lambda=0.00
```

```
.model pmos1 pmos(Kp=23e-6 VT0=0.75 gamma=0.65 lambda=0.05
```

Modell » Monolytic MOSFET« (nmos4/pmos4) verwenden und ergänzen der Gometriedaten (Breite, Länge, ...) eintragen.



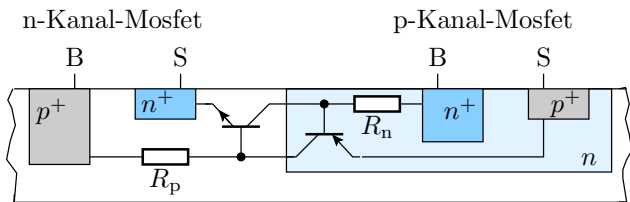
Simulation der Kennlinie eines NMOS-Transistors





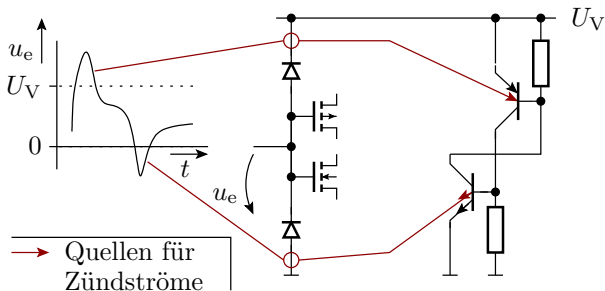
Latch-Up

Parasitärer Thyristor und Latch-up



- Die Schichtfolge npnp bildet eine Thyristor
- Wenn einer der parasitären Bipolartransistoren einen kurzen Basisstrom bekommt, liefert er dem anderen Basisstrom, der einschaltet und dem ersten Basisstrom liefert.
- Wirkt wie ein Kurzschluss zwischen Versorgungsspannung und Masse. Thermische Zerstörung des Bauteils.

- Potentielle Quellen für Zündströme: Eingangs- und Ausgangspotentiale < 0 oder $> U_V$ über Eingangsschutzdioden oder die Bulkdioden am Ausgang.
- Bei Gefahr von unzulässigen Eingangsspannungen Reihenwiderstand $\approx 100 \Omega$ zur Begrenzung des Stroms durch die Schutzdioden.





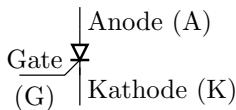
Leistungsschalter



Thyristor

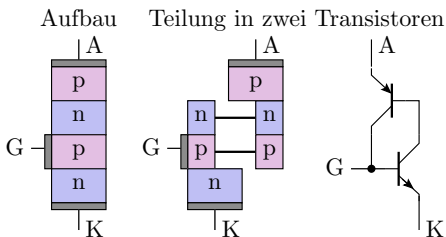
Schaltsymbol, Aufbau und Funktion

Gesteuerter Gleichrichter. Leitet wie ein Gleichrichter den Strom nur in einer Richtung, hat aber noch einen zusätzlichen Kontakt zum Einschalten und eine höhere Flussspannung im Durchlassbereich.



Aufbau und Funktion:

- Vierschichtelement, das wie zwei sich gegenseitig haltende Bipolartransistoren wirkt.
- Wenn nicht eingeschaltet und unterhalb des Durchbruchbereichs ist mindestens einer der drei pn-Übergänge gesperrt.

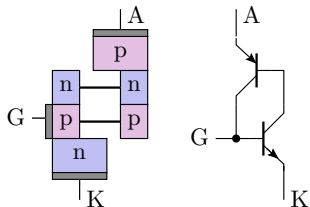


Zünden und Selbsthaltung

Bei einer ausreichenden Spannung U_{AK} in Vorwärtsrichtung bewirkt eine Gate-Spannung $U_{GK} > U_F$

- eine Diffusion von Elektronen von der Kathode zum Gate-Gebiet,
- die durch den Transistoreffekt weiter in das nächste n-Gebiet diffundieren,
- deren Potential absenken, damit eine Diffusion von Löchern von der Anode in dieses Gebiet ermöglichen,
- die überwiegend in das Gate-Gebiet weiter diffundieren,
- dessen Potential erhöhen und dadurch
- die Diffusion der Elektronen von der Kathode zum Gate auch ohne Gate-Strom aufrecht erhalten.

Zum Ausschalten ist die Diffusion zu stoppen, in der Regel durch Abschalten oder Umpolung der Spannung.





Simulation der Strom-Spannungsbeziehung



Phasenanschnittsteuerung



Thyristorarten und Eigenschaften

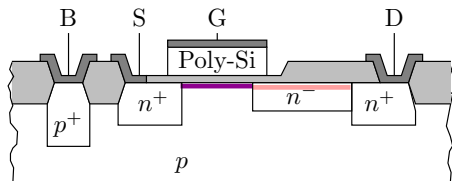
- Netzthyristoren: Freiwerdezeiten $> 100 \mu\text{A}$ für 50 Hz-Anwendungen geeignet.
- Frequenzthyristoren für schnellere Schaltzeiten.
- GTO-Thyristoren (Gate Turn Off): Asymmetrisch dotierte Thyristoren, die mit einem negativen Gate-Impulse (typ. 30% des geschalteten Stroms) gelöscht werden können.
- Foto-Thyristoren, die mit Licht gezündet werden.
- Vierschichtdioden, d.h. Thyristoren ohne Gate-Anschluss, die bei einer definierten Durchbruchspannung zünden. Überspannungsschutz.
- ...

Es gibt Thyristoren, mit Sperrspannungen bis zu mehreren kV und Schaltströmen bis zu mehreren kA, die praktisch als komplette Waver ausgeführt sind.

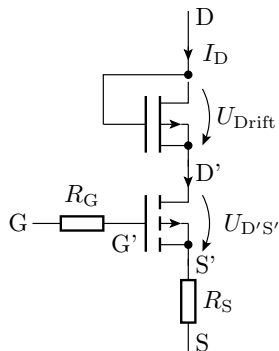


Leistungs-MOSFets

Mosfets für hohe Spannungen

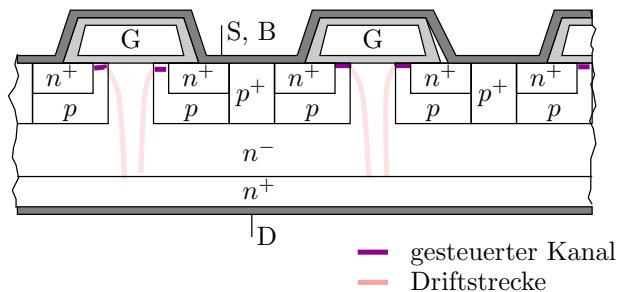


— gesteuerter Kanal — Driftstrecke



- hohe Steilheit, kurze Kanallänge, geringe Drain-Source-Spannung
- Erhöhung der zulässigen U_{GSmax} durch zusätzliches niedrig dotiertes Driftgebiet zwischen Kanal und Drain, über dem ein Großteil der Drain-Source-Spannung abfällt.
- Durchbruchspannung \sim Länge des Driftgebiets
- Im aktiven Bereich wirkt die Driftstrecke wie ein selbstleitender Fet.

Mosfet für hohe Ströme und Spannungen

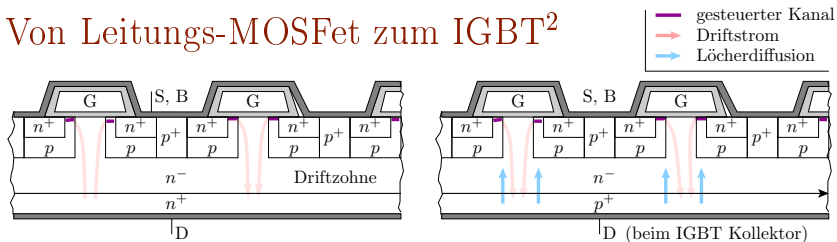


- Bei Einzel-Mosfets platzsparende vertikale Anordnung
- Kanal ist unter dem Gate
- Die Driftstrecke geht nach unten.
- als 3D-Struktur Kanalbreiten bis zu 1 m.



IGBT

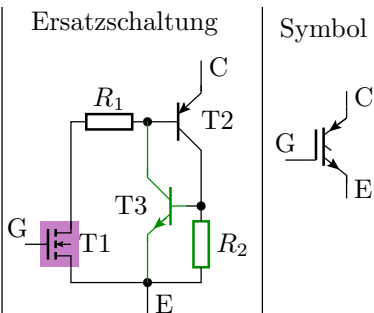
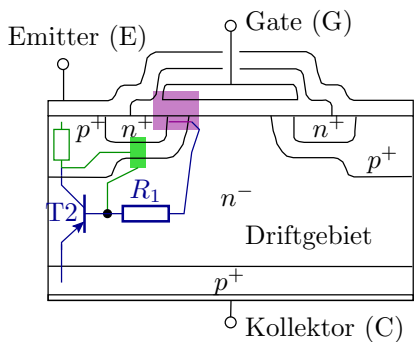
Von Leitungs-MOSFet zum IGBT²



- Hohe Spannungsfestigkeit verlangt eine lange, niedrig dotierte Driftzohne.
- Mit der Länge und Dotierdichte nimmt die Leitfähigkeit der Driftzohne ab.
- Idee zur Verbesserung der Leitfähigkeit: Ersatz des n^+ -Drain-Gebiets durch ein p^+ -Gebiet. Bewirkt im eingeschalteten Zustand eine Diffusion von Löchern in das Driftgebiet, die die Leitfähigkeit signifikant verbessern.
- Preis: Zusätzliche Flussspannung. Ausschaltstromschleife.

²Isulated Gate Bipolar Transistor.

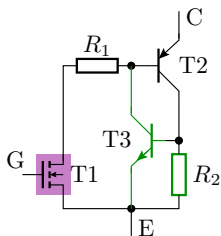
Schaltsymbol, Aufbau und Funktion



Außer dem gewollten Bipolartransistor zur Injektion von Löchern in das Driftgebiet, gibt es einen weiteren Bipolartransistor, der mit dem ersten einen Thyristor bildet.

- T1** MOS-Transistor
- T2** gewollter Bipolartrans.
- T3** parasitärer Transistor
- R_i** Widerstand Driftgebiet

- Bei einem zu hohen Spannungsabfall über R_2 zündet der IGBT als Thyristor und ist dann nicht mehr über das Gate ausschaltbar.
- Flussspannung im eingeschalteten Zustand typ. 2,3V. (Für niedrige Betriebsspannungen deutlich ungünstiger als Bipolartransistoren und Leistungs-MOSFet).



IGBT-Modul für 3,3 kV und 1,2 kA:

