



Elektronik II

Foliensatz5: Transistoren

G. Kemnitz

Institut für Informatik, TU Clausthal (E2-F5)

13. April 2026



Inhalt F5: Transistoren

Bipolartransistor

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

MOSFET

- 2.1 Aufbau und Funktion
- 2.2 Spice-Modell
- 2.3 Digitale Grundsaltungen

J- und MesFET

- 3.1 Aufbau und Funktion
- 3.2 Spice-Modell
- 3.3 Kleinsignalmodell
- 3.4 Grundsaltungen
- 3.5 Rauschen

Leistungsschalter

Thyristor

- 5.1 Leistungs-MOSFETs

IGBT

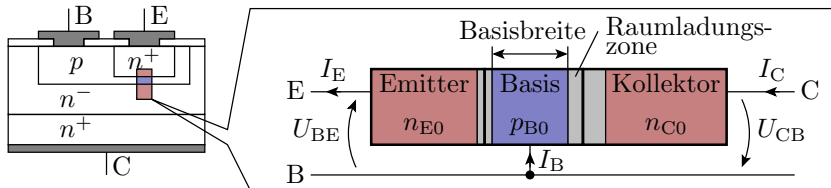


Bipolartransistor



Aufbau und Funktion

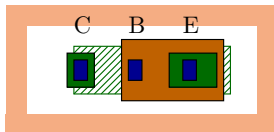
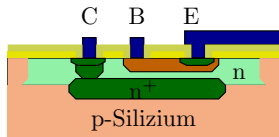
5.2 Aufbau und Betriebsarten



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.

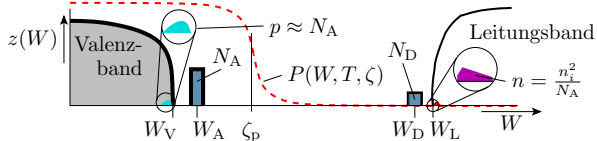
5.3 Geometrie und Fertigung



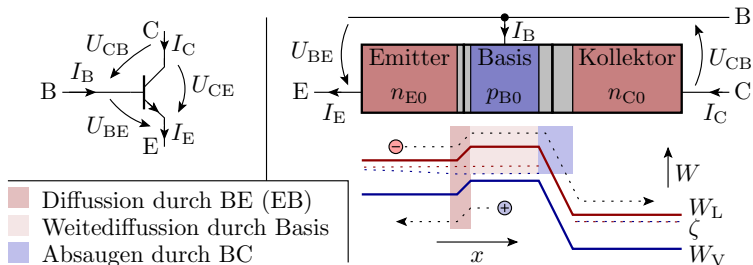
Beispielherstellungsprozess (siehe später Folienstz F6):

- hochdotiertes n-Gebiet als vergrabender Kollektor,
- aufgewachsene geringdotierte n-Schicht,
- implantierter hochdotierter n-Kollektor-Sinker,
- eindiffundierte mitteldotierte p-Basis-Wanne,
- eindiffundierter hochdotierter n-Emitter.

Einbringen von p- in n-Gebiete:



5.4 Transistoreffekt



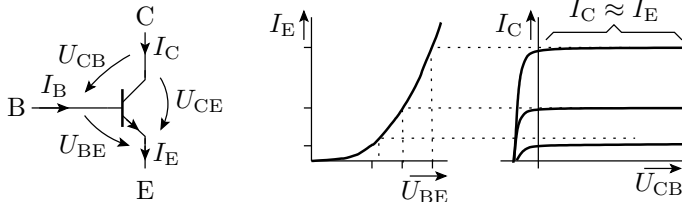
Ladungsträger diffundieren aufgrund des großen Konzentrationsgefälles in die Basis. Die Basis ist viel kürzer als die Diffusionslänge, so dass fast der komplette Minoritätenüberschuss in der Basis bis zur Kollektorsperrschicht diffundiert und dort abgesaugt (eingesammelt) wird.

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



Spice-Modell stationär

5.5 Kennlinie ohne Basisweitenmodulation



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

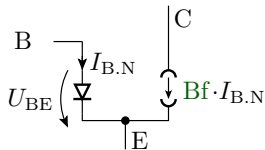
$$I_C \approx I_E = I_s \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_f \cdot U_T}} - 1 \right)$$

Bei negativer U_{CB} lässt die »Sammlerwirkung« des Kollektors nach, bzw. es kommen auch Ladungsträger vom Kollektor in die Basis diffundiert. Überschwemmung der Basis mit Minoritätsladungsträger, die zum Basisanschluss diffundieren und dort spätestens rekombinieren.

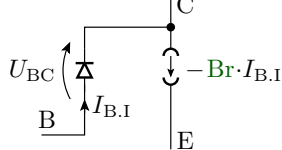
I_s , N_f , U_T Sättigungsstrom, BE-Emissionskoeffizient, Temperaturspannung.

5.6 Basisstrom, Inversbetrieb

Nomalbtrieb



Inversbetrieb



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

$$I_{B.N} = \frac{I_s}{B_f} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_f \cdot U_T}} - 1 \right) \quad (5.1)$$

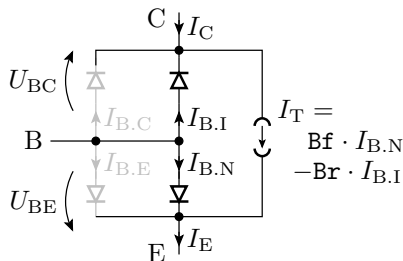
Wenn Emitter und Kollektor ihre Funktion tauschen (Inversbetrieb), gibt es auch den Transistoreffekt, nur mit geringerer Stromverstärkung B_r :

$$I_{B.I} = \frac{I_s}{B_r} \cdot \left(e^{\frac{U_{BC}}{N_r \cdot U_T}} - 1 \right) \quad (5.2)$$

B_f, B_r Ideale Stromverstärkung Normalbetrieb und Inversbetrieb.

I_s, N_f, U_T Sättigungsstrom, BE-Emissionskoeffizient, Temperaturspannung.

5.7 Transportmodell



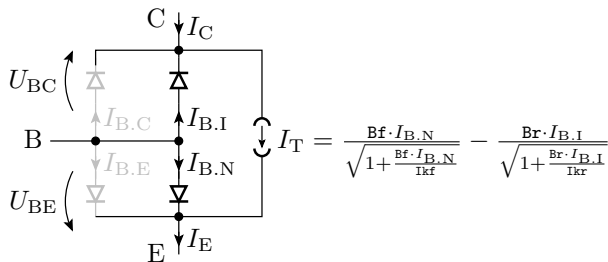
Das Transportmodell fasst die gesteuerten Stromquellen für den Normal- und den Inversbetrieb zu einer Transportquelle zusammen:

$$\begin{aligned}
 I_T &= I_{C,N} - I_{E,I} \\
 I_T &= Bf \cdot I_{B,N} - Br \cdot I_{B,I}
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

Im Normalbetrieb ist $I_{B,I} = 0$, im Inversbetrieb ist $I_{B,N} = 0$ und bei Übersteuerung sind beide Ströme größer null.

Die grau dargestellten Dioden symbolisieren die Leckströmanteile der beiden pn-Übergänge $I_{B,C}$ und $I_{B,E}$, die wir fast immer vernachlässigen werden.

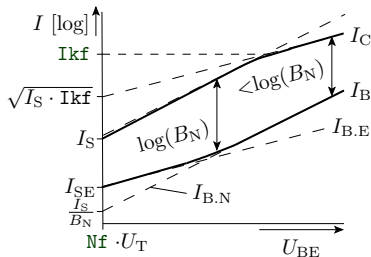
5.8 Hochstrombereich



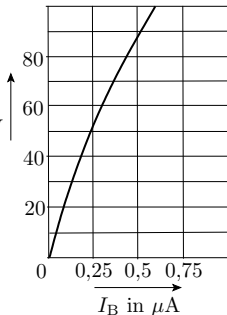
Für große Kollektor- und Emitterströme tritt der Hochstromeffekt ein, der die Diffusionsströme vom Emitter zur Basis bzw. vom Kollektor zur Basis auf die Wurzel gegenüber (Gl. 5.3) absenkt:

$$I_T = \frac{Bf \cdot I_{B,N}}{\sqrt{1 - \frac{Bf \cdot I_{B,N}}{I_{kf}}}} - \frac{Br \cdot I_{B,I}}{\sqrt{1 - \frac{Br \cdot I_{B,I}}{I_{kr}}}}$$

5.9 Stromverstärkung



I_C in mA
für $U_{CE} = 5\text{ V}$



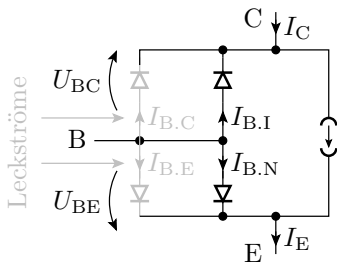
Misst man I_C (I_B), erhält man einen nichtlinearen Zusammenhang. Für das Verständnis besser $\ln(I_B(U_{BE}))$ und $\ln(I_C(U_{BE}))$ betrachten.
Differenz

- mittlerer Bereich: $\ln(B_f)$, B_f – ideale Stromverstärkung.
- Kleine I_B : erhöhter Basisstrom durch Rekombinationsströme¹.
- Großer I_C : verringerter Kollektorstrom durch Hochstromeffekt².

¹Stromanteil durch Rekombination

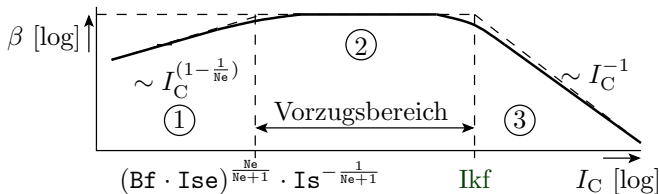
5.10 Bereiche der Stromverstärkung

- ① Minderung durch Leckströme
- ② ideale Verstärkung
- ③ Minderung durch Hochstromeffekt



$$I_T = \frac{B_f \cdot I_{B.N}}{\sqrt{1 + \frac{B_f \cdot I_{B.N}}{I_{kf}}}} - \frac{B_r \cdot I_{B.I}}{\sqrt{1 + \frac{B_r \cdot I_{B.I}}{I_{kr}}}}$$

Hochstromeffekt





5.11 Spice-Parameter für das Modell bis hierher

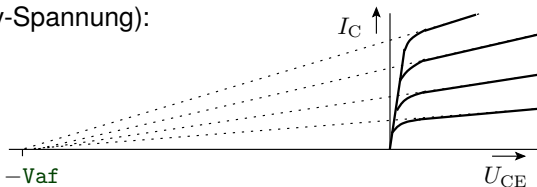
Param.	Bezeichnung	default	BC547B	BUV47
I_s	Sättigungsstrom	1 μ A	7 fA	974 fA
B_f	ideale Stromverstärkung Normalbetrieb	–	375	95
N_f	Emissionskoeffizient Normalbetrieb	1		
B_r	ideale Stromverstärkung Inversbetrieb	–	1	21
I_{kf}	Kniestrom zur starken Injektion Normalbetrieb		0,082A	15,7A
I_{kr}	Kniestrom zur starken Injektion Inversbetrieb	–	–	

BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor

5.12 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 und der Kollektorstrom nehmen bei gleichem I_B mit U_{CE} zu. Empirische Modellierung durch gemeinsamen Schnittpunkt der Verlängerungen aller Kennlinienäste mit der Spannungsachse

(V_{af} – Early-Spannung):



Nach Strahlensatz gilt:

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

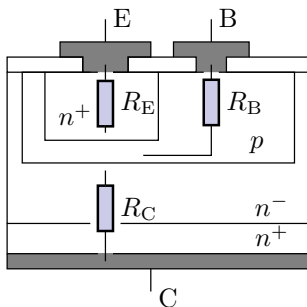
Stromgleichungen mit Early-Effekt:

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

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

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

5.14 Bahnwiderstände



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

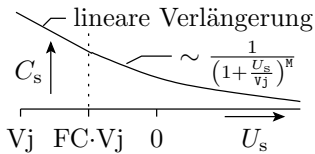


Kapazitäten

5.15 Sperrschichtkapazität

$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{w} \quad \text{mit} \quad w = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot (U_{\text{Diff}} + U_S)}{q} \cdot \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}$$

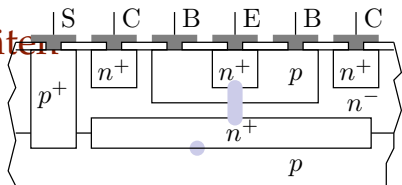
Gilt auch im schwach durchlässigen Bereich bis $U_S > -FC \cdot V_j$.



Darunter verlängert Spice die Kurve linear:

$$C_S = C_{j0} \cdot \begin{cases} \left(1 + \frac{U_S}{V_j}\right)^M & \text{für } U_S > -FC \cdot V_j \\ \frac{1 - FC \cdot (1 - M) - \frac{M \cdot U_S}{V_j}}{(1 - FC)^{(1+M)}} & \text{für } U_S \leq -FC \cdot V_j \end{cases} \quad (5.4)$$

5.16 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:

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

(U_D – Spannung in Durchlassrichtung; die anderen Parameter siehe nächste Folie)

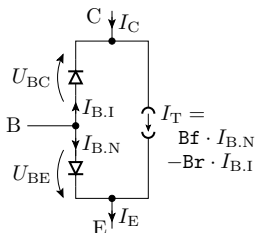


Spice	Bezeichnung	BC547B	BUV47
Cje	BE-Kapazität für $U_D = 0$	11,5 pF	1093 pF
Vje	BE-Diffusionsspannung	0,5 V	0,5 V
Mje	BE-Kapazitätskoeffizient	0,672	0,333
Cjc	BC-Kapazität für $U_D = 0$	5,25 pF	364 pF
Vjc	BC-Diffusionsspannung	0,315 V	0,333 V
Mjc	BC-Kapazitätskoeffizient	0,333	0,44
Cjs	CS-Kapazität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

(BE – Basis-Emitter-Übergang; BC – Basis-Kollektor-Übergang; CS – Kollektor-Substart-Übergang; BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor).

5.18 Diffusionskapazitäten

Im Normalbetrieb hat der leitende BE- und im Inversbetrieb der leitende BC-Übergang eine Diffusionsladung Q_D , die proportional zu Strom und Transitzeit zunimmt. BE-Diffusionsladung und Kapazität im Normalbetrieb:



$$Q_{BE,D} = T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N} = T_f \cdot I_s \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_f \cdot U_T}} - 1 \right)$$

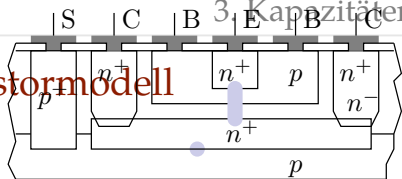
$$C_{BE,D} = \frac{dQ_{BE,D}}{dU_{BE}} = \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_f \cdot U_T}$$

Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
N_f	Emissionskoeffizient Emitter	1	1,2
T_f	ideale Transitzeit Normalbetrieb	0,44 ns	21,5 ns

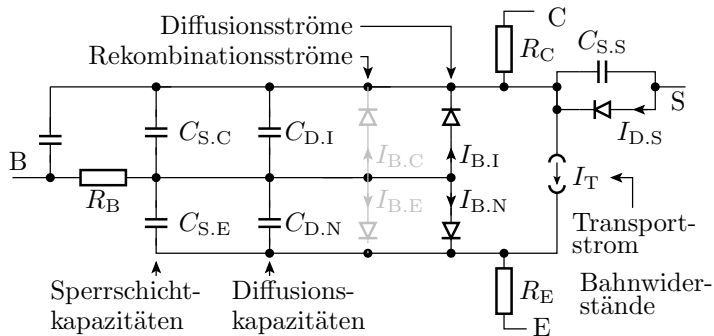
Die ideale Transitzeit T_f gilt nur für kleine Ströme. Für größere Ströme nimmt sie mit dem Strom zu, modelliert durch $x_{t f}$, $v_{t f}$, ...



5.19 Vollständiges Transistormodell



(Gummel-Poon-Modell)



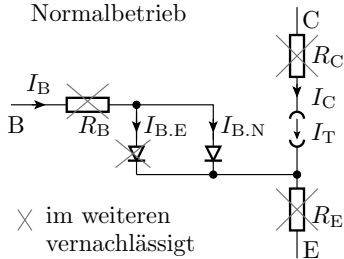
Entwurf mit vereinfachten Modellen. Kontrolle mit dem Simulator.



Kleinsignalmodell

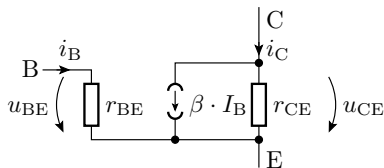
5.20 Stationäres Kleinsignalmodell

Ersatzschaltung
Normalbetrieb



× im weiteren vernachlässigt

lineare AC-Ersatzschaltung



u_{BE}, i_B, u_{CE}, i_C Differenz zu den Spannungen und Strömen im Arbeitspunkt $U_{BE,A}, I_{B,A}, U_{CE,A}$ und $I_{C,A}$

■ Stromverstärkung: $\beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_A \approx \mathbf{Bf}$ (im optimalen Bereich)

■ BE-Widerstand: $r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A \approx \frac{\mathbf{Nf} \cdot U_T}{I_B}$

■ CE-Widerstand: $r_{CE} = \left. \frac{dU_{CE}}{dI_C} \right|_A \approx \frac{\mathbf{Vaf}}{I_C}$

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

5.21 Zur Kontrolle

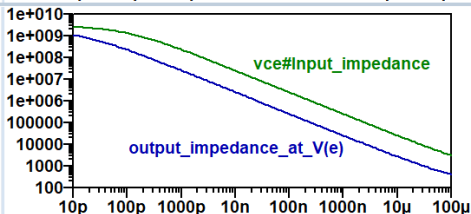
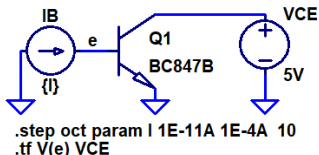
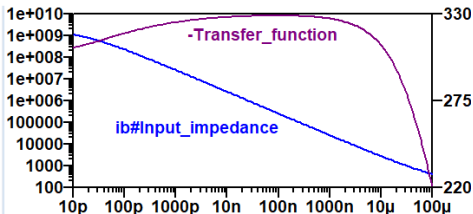
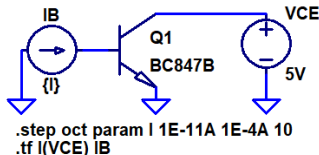
Kleinsignal-BE-Widerstand:

$$I_B = \frac{I_s}{\beta_f} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_f \cdot U_T}} \right)$$
$$\frac{dI_B}{dU_{BE}} = \frac{1}{N_f \cdot U_T} \cdot I_B$$
$$r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A = \frac{N_f \cdot U_T}{I_B}$$

Kleinsignal-CE-Widerstand:

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

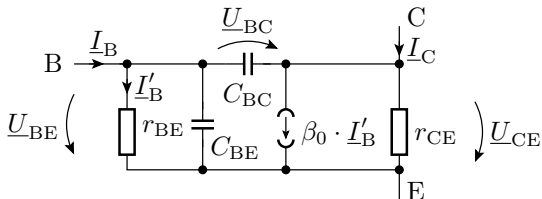
5.22 Parameterbestimmung mit Simulationsart .tf



Die Ausgangsimpedanz bei Spannungsquelle am Ausgang nur mit »Rückwärtssimulation« bestimmbar.

5.23 Dynamisches Kleinsignalmodell im Frequenzbereich

Ergänzung der Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten:



- Diffusions- plus Sperrschichtkapazität des BE-Übergangs:

$$C_{BE} = C_{BE.D} + C_{BE.S} \approx \frac{Tf \cdot Bf \cdot I_{B.N}}{Nf \cdot U_T} + C_{je}^*$$

- Sperrschichtkapazität des CE-Übergangs:

$$C_{CE} \approx C_{jc}^*$$

(* vernachlässigte Spannungsabhängigkeit ca. $\pm 50\%$).

5.24 Beispielwerte

Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
T_f	ideale Transitzeit Normalbetr.	0,44 ns	21,5 ns
C_{je}	BE-Kapazität für $U_{BE} = 0$	11,5 pF	1093 pF
C_{jc}	BC-Kapazität für $U_{CB} = 0$	5,25 pF	364 pF

BE-Diffusionskapazität BC547B ($B_f = 294$; $N_e = 1,54$):

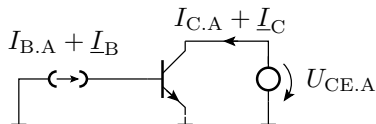
$$C_{BE,D} \approx \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_e \cdot U_T} = \frac{T_f \cdot B_f}{r_{BE}}$$

I_B	10 nA	100 nA	1 μ A	10 μ A	100 μ A
r_{BE}	4 M Ω	400 k Ω	40 k Ω	4 k Ω	400 Ω
$C_{BE,D}$	0,03 pF	0,3 pF	3 pF	30 pF	300 pF

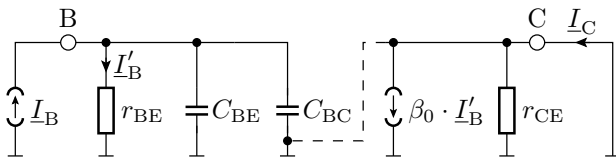
$$C_{BE} \approx \begin{cases} C_{je} & I_B < 10 \mu A \\ C_{je} + \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_e \cdot U_T} & \text{sonst} \end{cases}$$

5.25 Übergangs- und Transitfrequenz Stromverstärkung

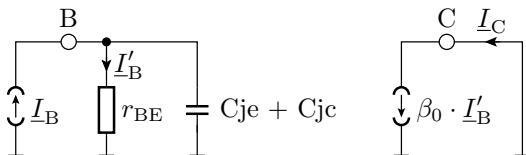
Testschaltung:



Ersatzschaltung für $f > 0$:



- Wegen $\underline{U}_{RCE} = 0$: r_{CE} kurzgeschlossen, weglassbar.
- Wegen $I_B \leq 10\text{mA}$: $C_{BE} + C_{BC}$ 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): $f_T = \beta_0 \cdot f_0$

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

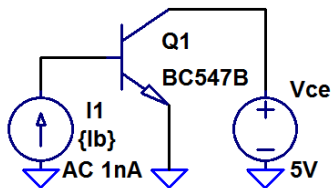
Die Sperrschichtkapazitäten hängen nur wenig von den Spannungen und Strömen im Arbeitspunkt ab, der Basis-Emitterwiderstand jedoch erheblich:

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

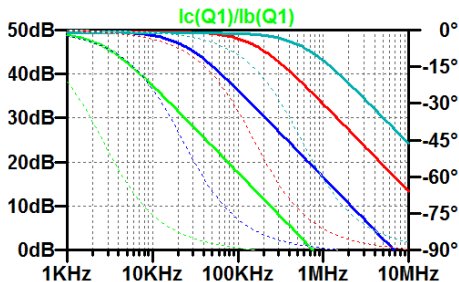
($I_{B,A}$ – Basisstrom im Arbeitspunkt; $U_T = \frac{k_B \cdot T}{q}$ – Temperaturspannung; T – Temperatur in K). Abhängigkeit der Übergangsfrequenz vom Arbeitspunkt:

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

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



.step dec param Ib 10nA 10µA 1
.ac oct 10 1kHz 10MHz



$I_{B,A}$	10 nA	100 nA	1 µA	10 µA
f_0	2,8 kHz	23 kHz	152 kHz	552 kHz
f_T	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.

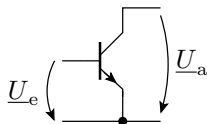


Grundsaltungen

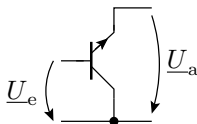
5.29 Grundsaltungen

Drei Anschlüsse, einer ist Eingang, einer Ausgang und einer Bezugspotential für beide. Der gemeinsame Anschluss gibt der Grundsaltung den den Namen:

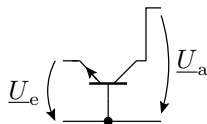
Emitterschaltung



Kollektorschaltung



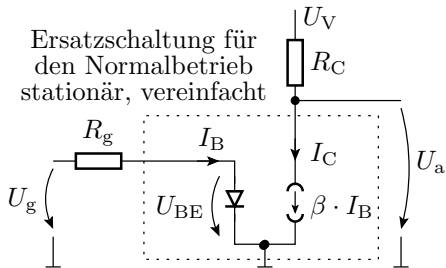
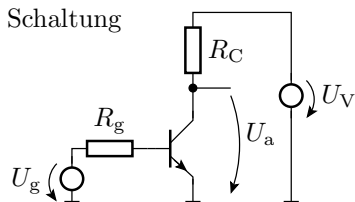
Basisschaltung



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.

5.30 Emitterschaltung



Arbeitsbereich Transistor:

Sperrbereich

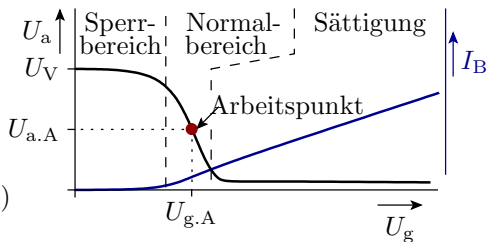
$$U_a \approx U_V$$

Sättigung

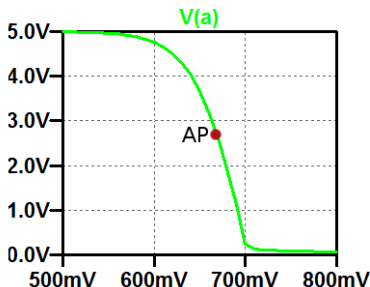
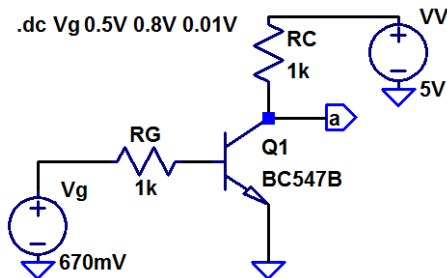
$$U_a \approx U_{CEX}$$

Normalbereich

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



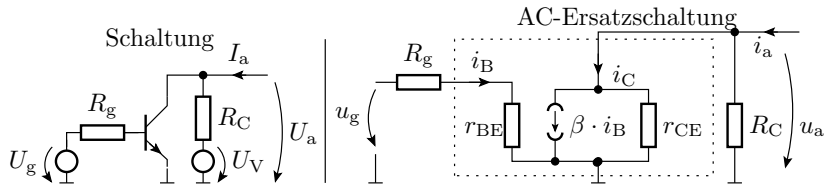
5.31 Simulation der Übertragungsfunktion



Parameter der Transferfunktion mit ».tf V(a) Ve« für $U_g = 670 \text{ mV}$:

Transfer_function (v_u):	-63.78
ve#Input_impedance (r_e):	4294.85 ($r_{BE} \approx 3,3 \text{ k}\Omega$)
output_impedance_at_V(a) (r_a):	964.91 ($r_{CE} \approx 27 \text{ k}\Omega$)

5.32 Kleinsignalersatz Emitterschaltung



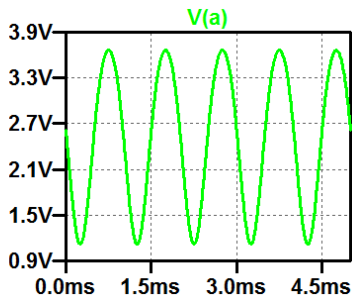
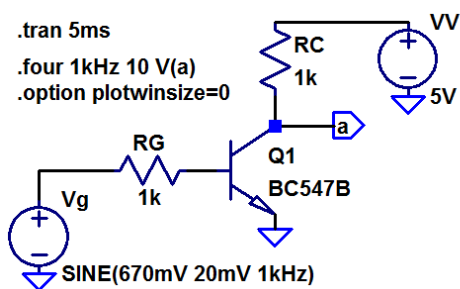
Ablesbare Parameter der Transferfunktion:

$$r_e = \left. \frac{u_g}{i_B} \right|_{i_a=0} = R_g + r_{BE}$$

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_g=0} = R_C \parallel r_{CE}$$

$$v_u = \left. \frac{u_a}{u_g} \right|_{i_a=0} = -\beta \cdot \frac{r_a}{r_e}$$

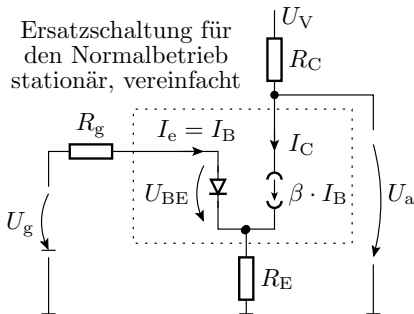
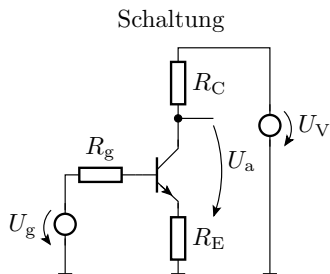
5.33 Klirrfaktor durch die Nichtlinearität



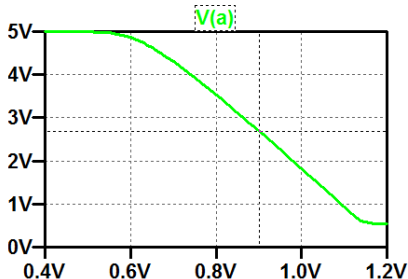
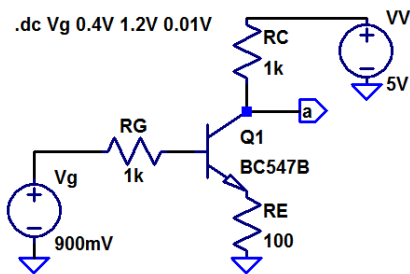
Frequenz	1 kHz	2 kHz	3 kHz	4 kHz	5 kHz	6 kHz
Amplitude	1,27 V	112 mV	0,8 mV	0,6 mV	8 μ V	6 μ V

■ Klirrfaktor: 8,77%

5.34 Stromgegenkopplung



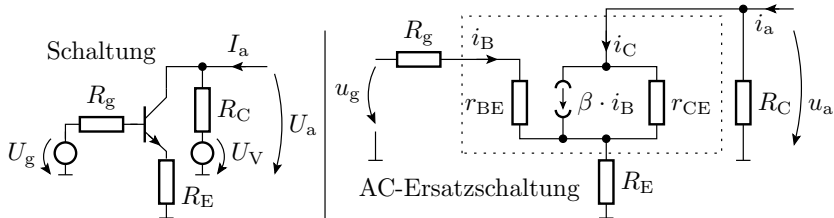
- Subtraktion einer zum Kollektorstrom proportionalen Spannung von der Eingangsspannung.
- Verringert und linearisiert die Verstärkung auf $v_u \approx -\frac{R_C}{R_E}$.
- Mindert den Einfluss der Streuung von β und der Temperatur auf die Funktion der Schaltung.



	$U_{g.A}$	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%

(*gleiche Amplitude der Ausgangsspannung; $U_{g.A} - U_{gA}$ im Arbeitspunkt). Stromgegenkopplung verringert den Bereich der Ausgangsspannung, die Verstärkung, den Klirrfaktor, die Parameterabhängigkeit des Arbeitspunkts, erhöht den Eingangswiderstand und linearisiert.

5.36 Kleinsignalersatz Stromgegenkopplung

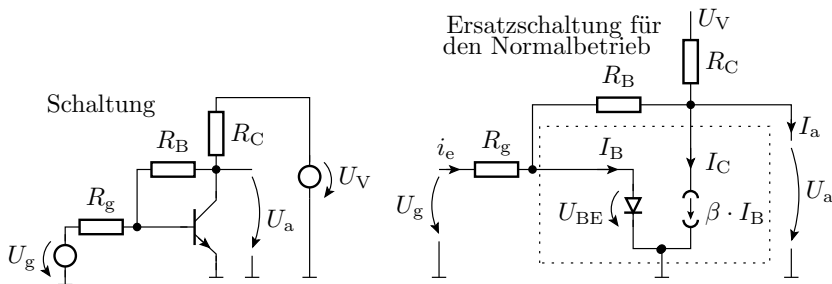


$$r_e = \left. \frac{u_g}{i_B} \right|_{i_a=0} = R_g + r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E$$

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_g=0} \approx R_C \parallel (r_{CE} + \dots)$$

$$v_u = \left. \frac{u_a}{u_g} \right|_{i_a=0} = -\beta \cdot \frac{r_a}{r_e} \approx -\frac{R_C}{R_E}$$

5.37 Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

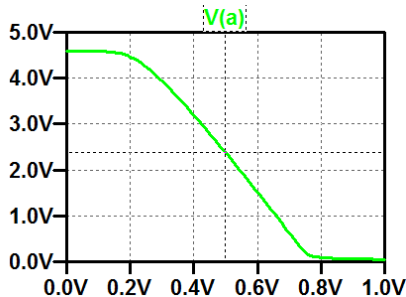
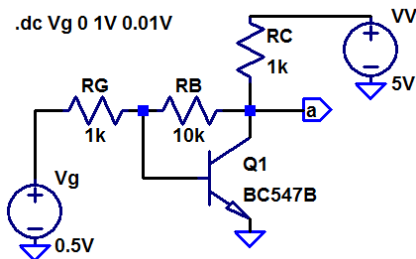


Rückführung der Ausgangsspannung auf die Basis:

$$\frac{U_g - U_{BE}}{R_g} + \frac{U_a - U_{BE}}{R_B} = I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

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

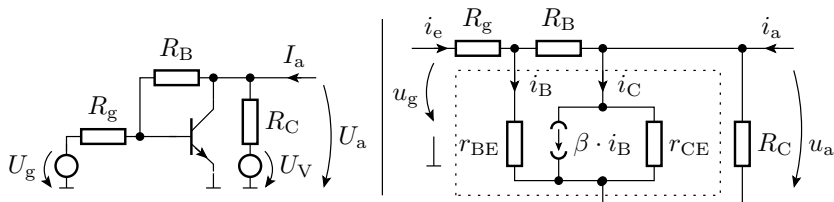
$$U_a \approx \frac{U_V \cdot R_B}{R_C + R_B} + U_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_C}\right) - \frac{R_B}{R_C} \cdot U_g$$



	$U_{g,A}$	r_e	v_{u1}	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 $U_{g,A}$.

5.39 Kleinsignalersatz Spannungsgegenkopplung

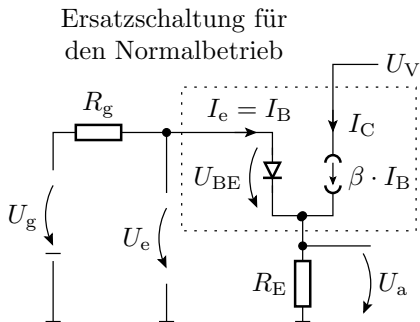
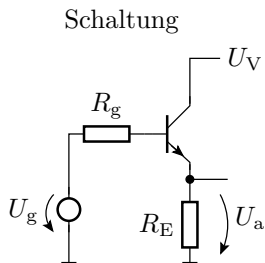


$$r_e = \left. \frac{u_g}{i_e} \right|_{i_a=0} = R_g + f(r_{BE}, R_B, \beta, R_C \parallel r_{CE})$$

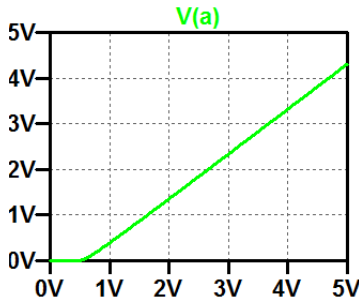
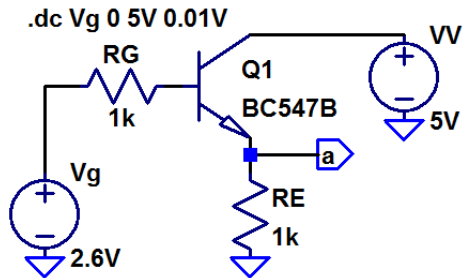
$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_g=0} = R_C \parallel r_{CE} \parallel f(R_g, r_{BE}, R_B, \beta)$$

$$v_u = \left. \frac{u_a}{u_g} \right|_{i_a=0} \approx -\frac{R_B}{R_g}$$

5.40 Kollektorschaltung



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

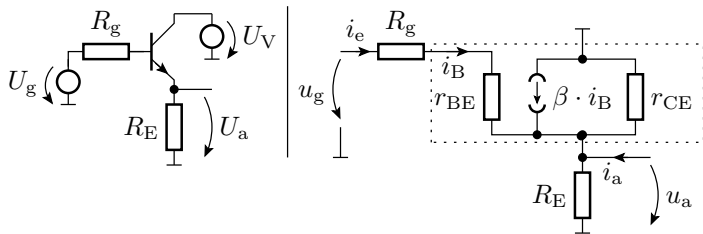


$U_{g,A}$	r_e	v_u	r_a
2,6 V	286 k Ω	0,98	17 Ω

Eine Kollektorschaltung hat Verstärkung eins, einen sehr hohen Eingangs- und einen geringen Ausgangswiderstand. Robust gegen Parameterstreuungen und kaum Klirrfaktor. Anwendung als Impedanzwandler und Trennverstärker³.

³Z.B. zwischen Filterstufen.

5.42 Kleinsignalersatz Kollektorschaltung



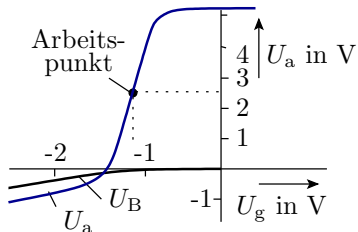
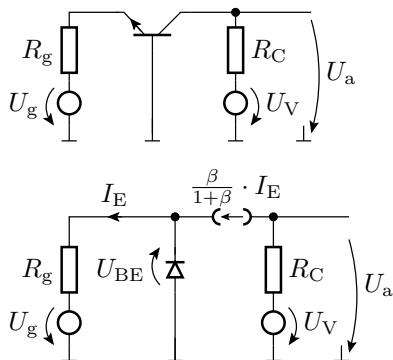
$$r_e = \left. \frac{u_g}{i_B} \right|_{i_a=0} = R_g + r_{BE} + (1 + \beta) \cdot (R_E \parallel r_{CE})$$

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_g=0} = R_E \parallel r_{CE} \parallel \frac{R_g + r_{BE}}{1 + \beta}$$

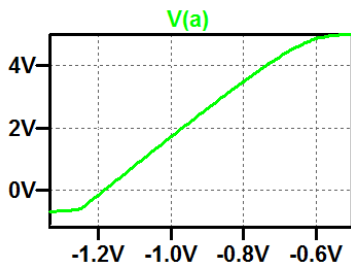
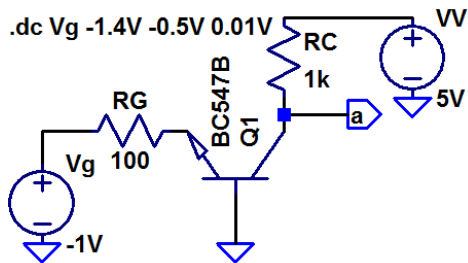
$$v_u = \left. \frac{u_a}{u_g} \right|_{i_a=0} = \frac{(1 + \beta) \cdot (R_E \parallel r_{CE})}{r_e} \approx 1$$

$$(i_B = \frac{u_g}{r_e}; u_a = (1 + \beta) \cdot (R_E \parallel r_{CE}) \cdot i_B)$$

5.43 Basisschaltung



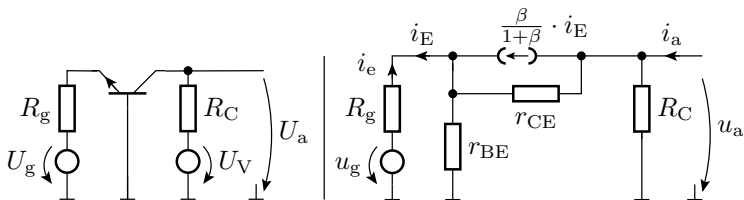
- Eingabe am Emitter,
- Ausgabe am Kollektor,
- gemeinsamer Anschluss Basis.



$U_{g,A}$	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 Stromgegenkopplung.

5.45 Kleinsignalersatz Basisschaltung



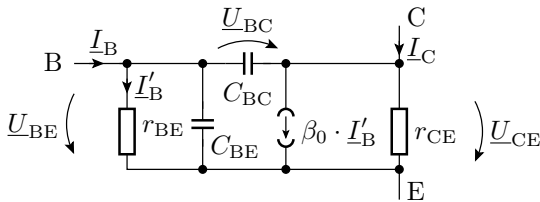
$$r_e = \left. \frac{u_g}{i_e} \right|_{i_a=0} \approx \left(R_g + \frac{r_{BE}}{1 + \beta} \right)$$

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_g=0} \approx R_C \parallel (r_{CE} + \dots)$$

$$v_u = \left. \frac{u_a}{u_g} \right|_{i_a=0} \approx \frac{R_C}{R_g}$$

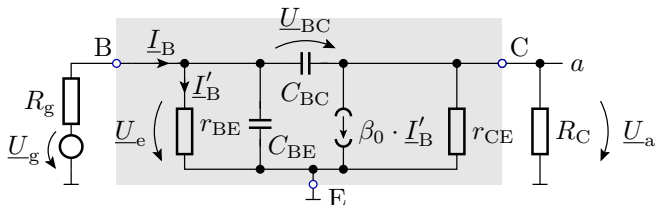
5.46 Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung

Transistorersatzschaltung mit BE- und BC-Kapazität:

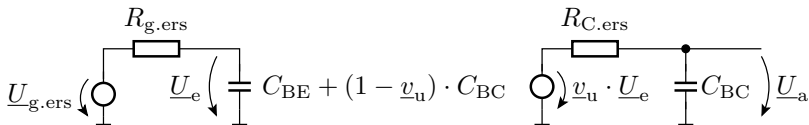
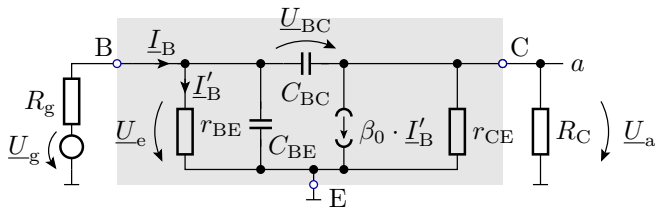


Die Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung ergibt sich aus der Anordnung der BE- und der CB-Kapazität in der Gesamtersatzschaltung des Verstärkers. Für die Überschläge sollen die BE-Diffusionskapazitäten gegenüber den Sperrschichtkapazitäten vernachlässigt und die Sperrschichtkapazitäten durch die Kapazitätsparameter für Sperrspannung null angenähert werden.

5.47 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 $\underline{U}_{BC} \approx \underline{U}_e \cdot (1 + |v_u|)$. C_{BC} lässt sich durch zwei Kapazitäten zu Masse nachbilden, von denen eine mit C_{BE} zusammengefasst werden kann.

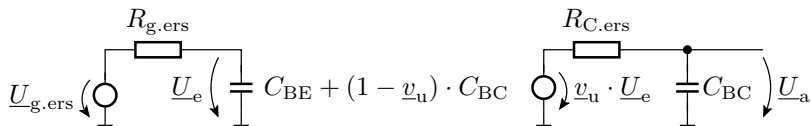


$$\text{mit } v_u = -\beta_0 \cdot \frac{r_{CE} \parallel R_C \parallel \frac{1}{j\omega C_{\dots}}}{r_{BE} \parallel \frac{1}{j\omega C_{\dots}}}$$

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:

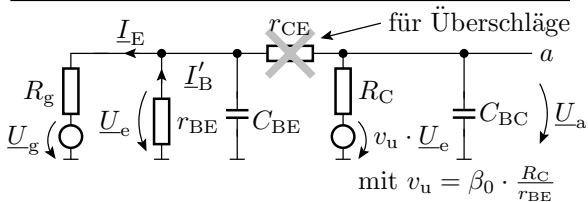
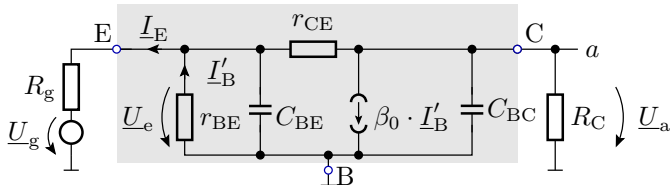
$$f_{0.1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{g.ers} \cdot (C_{BE} + (1 + |v_u|) \cdot C_{BC})}$$

- Übergangsfrequenzen Ausgangs-RC-Tiefpass:

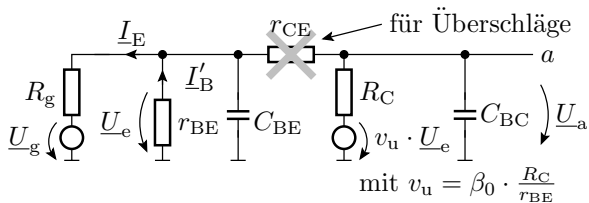
$$f_{0.2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C.ers} \cdot C_{BC}} \gg f_{0.1}$$

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.

5.50 Basisschaltung



C_{BC} und r_{CE} tauschen die Positionen.



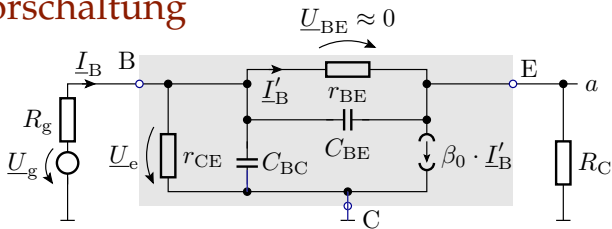
Die Übergangsfrequenz des Eingangs-RC-Glied

$$f_{0.1} \approx \frac{1}{2\pi \cdot (R_g \parallel r_{BE}) \cdot C_{BE}}$$

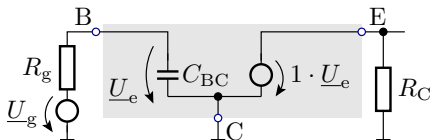
wird durch den Positionstausch von C_{BC} und r_{CE} unabhängig von der Spannungsverstärkung (keine Miller-Kapazität) und die Übergangsfrequenz des Ausgangs-RC-Glieds ist etwa dieselbe wie beim der Emitterschaltung:

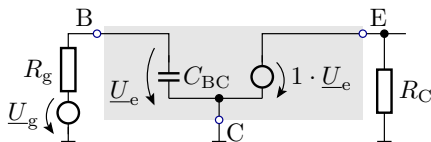
$$f_{0.2} \approx \frac{1}{2\pi \cdot R_C \cdot C_{BC}}$$

5.53 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 ohne eine erzielbare Spannungsverstärkung.



5.55 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.

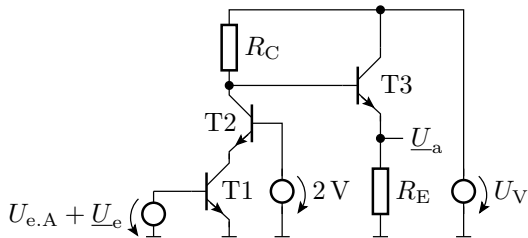
Die Basisschaltung hat nur eine Spannungsverstärkung, die über die Stromgegenkopplung über den Generatorwiderstand eingestellt wird. Diese Rückkopplung linearisiert die Übertragungsfunktion und mindert den Einfluss von Parameterstreuungen. Eine Rückkopplungskapazität zwischen Ein- und Ausgang fehlt, 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.

5.57 Kaskodenverstärker mit Impedanzwandler

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



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

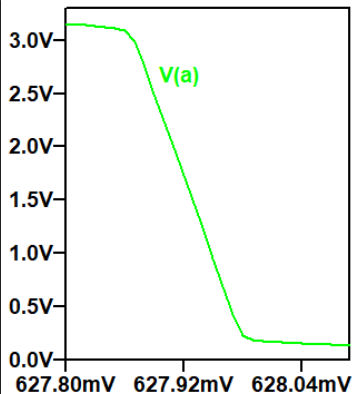
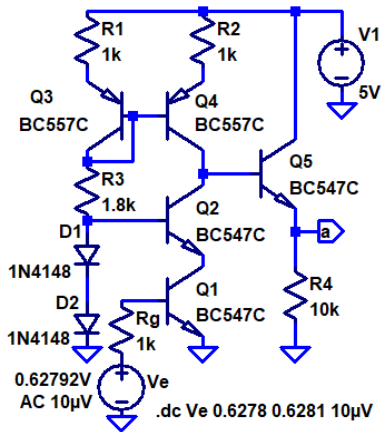


- T2 arbeitet in Basisschaltung mit dem Kollektorstrom von T1 als Eingabe und erzielt eine Spannungsverstärkung.
- Eine hohe Spannungsverstärkung verlangt ein großen R_C (oder eine Stromquelle) und eine Nachfolgeschaltung mit hohem Eingangswiderstand.
- T3 arbeitet deshalb in Kollektorschaltung als Impedanztransformator mit einem Eingangswiderstand von $\approx \beta \cdot R_E$.

Die Minderung des Einflusses von Bauteilstreuungen, der Temperatur, ... erfordert weitere Schaltungsmaßnahmen, z.B. eine zusätzliche Rückkopplung.

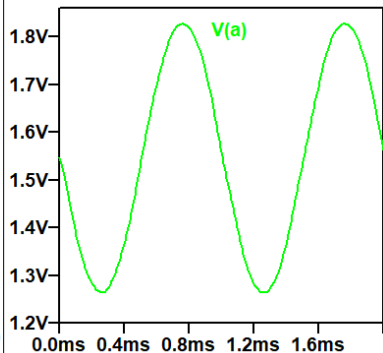
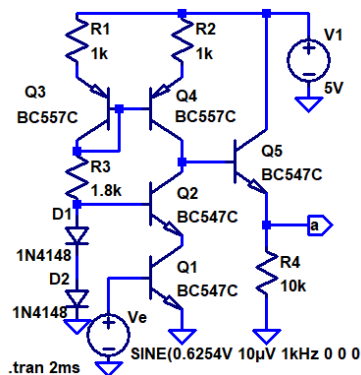
5.59 Simulation eines Kaskodenverstärkers

- Bestimmung der Übertragungsfunktion:

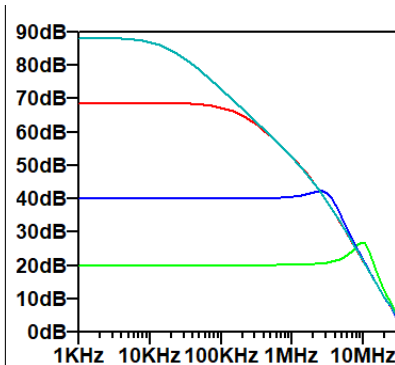
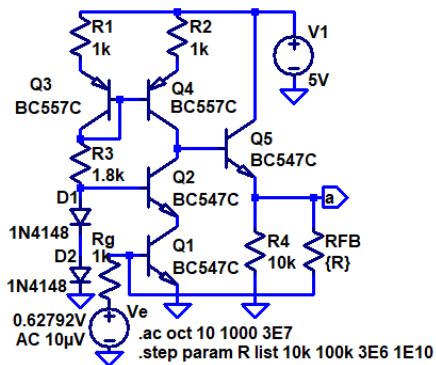


5.60 Vierpol-Parameter und zeitdiskrete Simulation

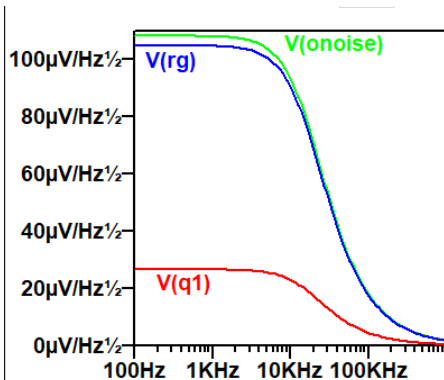
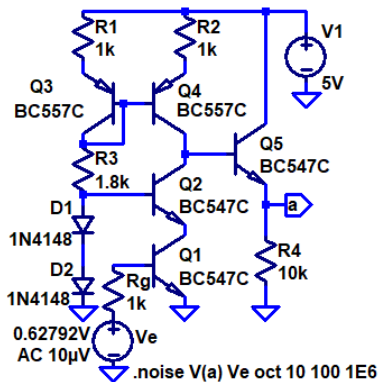
Transfer_function: -25770.9 transfer
 ve#Input_impedance: 11473.1 impedance
 output_impedance_at_V(a): 1510.91 impedance



5.61 Frequenzgang



5.62 Rauschen



Den größten Rauschanteil liefert R_g und den Rest überwiegend Q1.



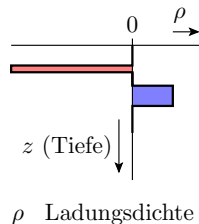
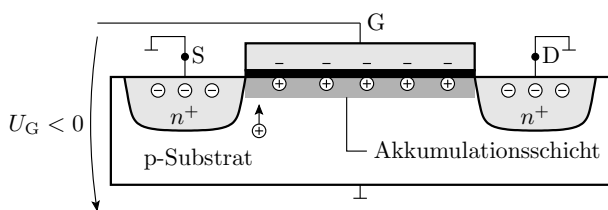
MOSFET



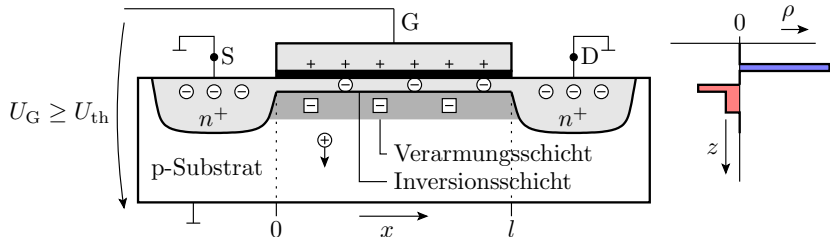
Aufbau und Funktion

5.89 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 größer der Einschaltspannung U_{th} :

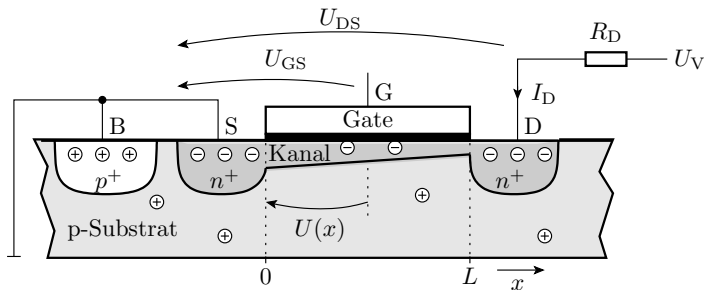


- Absenkung des chemischen Potentials im p-Gebiet unter dem Gate so weit, dass bewegliche Elektronen vom Source in den Kanal diffundieren können.
- Bewegliche Ladung im Kanal

$$Q_1(x) = C_1 \cdot (U_{GK}(x) - U_{th})$$

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

5.92 Stromgleichung – aktiver Bereich



- Bei einem Stromfluss durch den Kanal nimmt der Spannungsabfall über dem Kanal $U(x)$ mit dem Weg x zu.
- Die Menge der beweglichen Ladung im Kanal nimmt mit x ab:

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



- 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:

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

- Alle Gleichungen zusammen ergeben die Differentialgleichung

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

die durch Integration über den Weg durch den Kanal gelöst wird:

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

5.94 Lösung der DGL

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

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

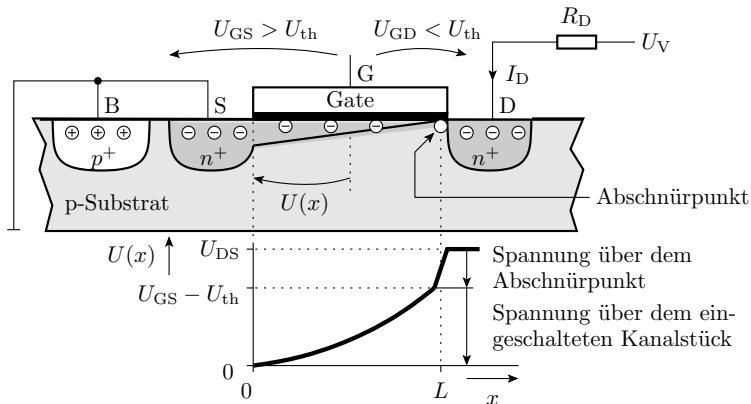
mit $\varphi(0) = 0$ und $\varphi(L) = U_{DS}$

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

(L – Kanallänge) mit dem relativem Steilheitskoeffizient:

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

5.95 Abschnürbereich



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



- Die Länge des Abschnürbereichs regelt sich so ein, dass die ankommenden Ladungsträger zum Drain abfließen können.
- Der ankommende Strom I_D hängt nicht von der Spannung über dem Abschnürpunkt ab.
- Der Drainstrom für den Übergang in den Abschnürbereich $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$:

$$\begin{aligned}
 I_D &= K \cdot \left((U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{GS} - U_{th} - \frac{(U_{GS} - U_{th})^2}{2} \right) \\
 &= \frac{K}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2
 \end{aligned}$$

nimmt mit steigendem U_{DS} nicht weiter zu:

$$I_D = \begin{cases} 0 & U_{GS} \leq U_{th} & \text{S} \\ K \cdot \left((U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right) & \text{sonst } U_{DS} \leq U_{GS} - U_{th} & \text{A} \\ \frac{K}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 & \text{sonst} & \text{E} \end{cases}$$

S, A, E Sperrbereich, aktiver Bereich, Abschnürbereich.



Spice-Modell

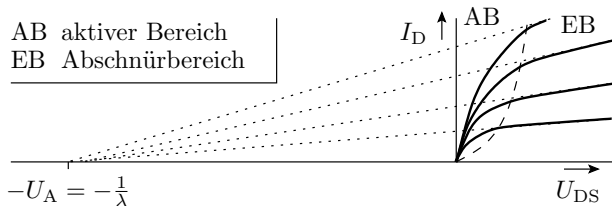
5.97 Spice-Modell

- Steilheit: $K \rightarrow K_p$
- Einschaltspannung: erweitertes Modell

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

(U_{BS} – Bulk-Source-Spannung).

- Kanallängenmodulation (Early-Effekt): Kanalverkürzung durch Ausdehnung des Abschnürpunkts. Beobachtbares Verhalten:





$$I_{D0} = K_p \cdot (1 + \text{Lambda} \cdot U_{DS}) \cdot \begin{cases} 0 & \text{S} \\ (U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} & \text{A} \\ \frac{(U_{GS} - U_{th})^2}{2} & \text{E} \end{cases}$$

mit

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

Parameter für einen CMOS-Beispielprozess:

Param.	Bezeichnung	n-Kanal	p-Kanal
V _{to}	Null-Schwelspannung	0,73 V	-0,75 V
Gamma	Substartsteuerfaktor	0,73 \sqrt{V}	0,56 \sqrt{V}
Phi	Inversionsspannung	0,76 V	0,73 V
K _p	relativer Steilheitskoeffizient	$\frac{W}{L} \cdot 69 \mu\text{A}/\text{V}^2$	$\frac{W}{L} \cdot 23,6 \mu\text{A}/\text{V}^2$
Lambda	Kanallängen-Modu- lationsparameter	0,033 V ⁻¹	0,055 V ⁻¹

S, A, E

Sperrbereich, aktiver Bereich, Abschnürrbereich.

Bei Einzeltransistoren sind Bulk und Source verbunden ($U_{BS} = 0$):

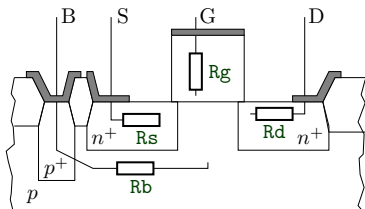
$$U_{th} = V_{to}$$

Param.	Bezeichnung	n-Kanal	p-Kanal
Param.	Bezeichnung	BSD215	IRF140
V_{to}	Null-Schwelspannung	0,93 V	3,2 V
K_p	relative Steilheitskoeffizient	$\frac{W}{L} \cdot 20,8 \mu A/V^2$	$\frac{W}{L} \cdot 20,6 \mu A/V^2$
W	Kanalweite	540 μm	0,97 m
L	Kanallänge	2 μm	2 μm

BSD215 – n-Kanal Kleinsignal-MOSFET;

IRF140 – n-Kanal-Leistungs-MOSFET.

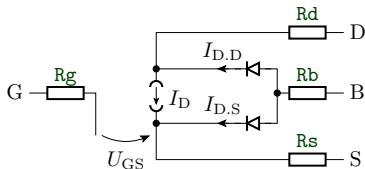
5.101 Bahnwiderstände



Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
R_g	Gate-Bahnwiderstand	-	5,6 Ω
R_s	Source-Bahnwiderstand	0,02 Ω	0,022 Ω
R_d	Drain-Bahnwiderstand*	25 Ω	0,022 Ω
R_b	Bulk-Bahnwiderstand*	370 Ω	-

(* von LT-Spice nicht genutzt)

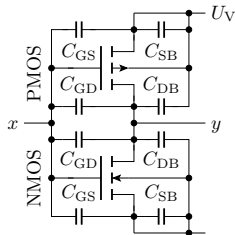
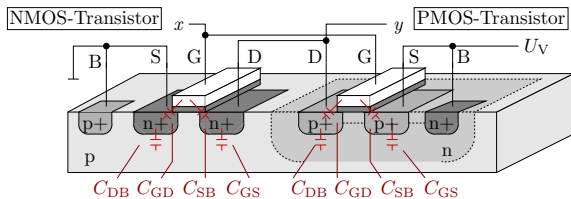
5.102 Sperrströme der Bulkdioden



- 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

5.103 Kapazitäten

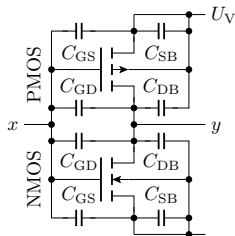
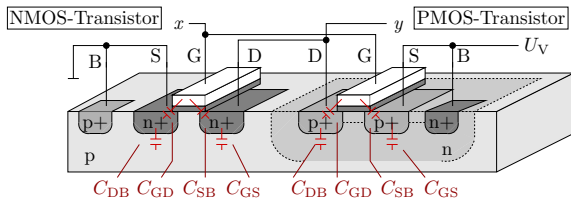


Modellierung der Gate-Kapazität. Simulator teilt die Gate-Kapazitäten hälftig in eine zum Source und zum Drain auf:

$$C_{GS} = C_{GD} = \epsilon_{SiO_2} \cdot \frac{W \cdot L}{2 \cdot t_{ox}}$$

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

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



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; P_s – Fläche des Source-Gebiets; P_d – Umfang des Drain-Gebiets; P_d – Fläche des Drain-Gebiets). Beispiel:

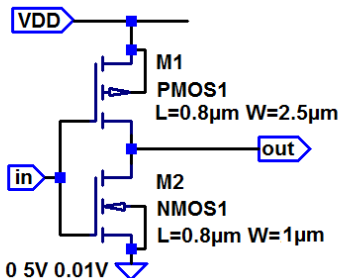
- Grundparameter: $C_j = 360 \frac{\mu F}{m}$, $C_{jsw} = 250 \frac{pF}{m^2}$
- Source-Umfang und Fläche: $P_s = 4 \mu m$, $A_s = 1 \mu m^2$

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



Digitale Grundsaltungen

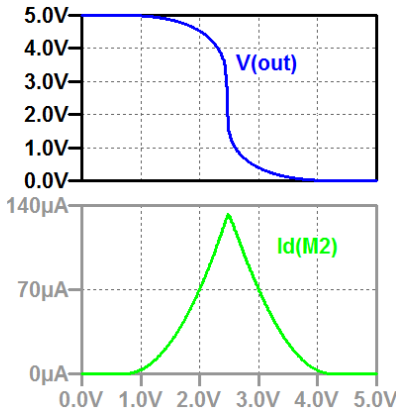
5.105 CMOS-Inverter



```
.dc V1 0 5V 0.01V
```

```
.model nmos1 nmos(Kp=69e-6 VT0=0.73  
+gamma=0.73 lambda=0.003)
```

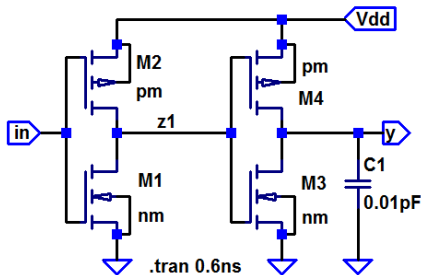
```
.model pmos1 pmos(Kp=23e-6 VT0=-0.75  
+gamma=0.65 lambda=0.055)
```



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

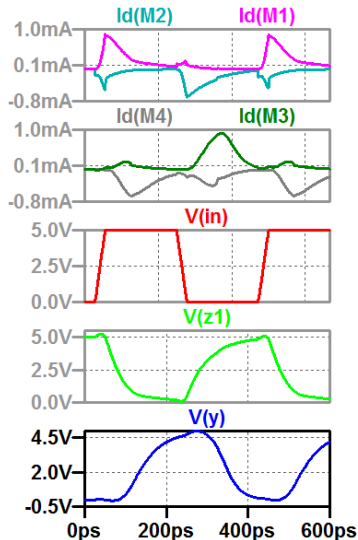


Zur Modellierung des Schaltverhalten Kapazitätsparameter ergänzen.
 $C_1 = 10 \text{ fF}$ entspricht ≈ 10 Nachfolgeschaltern.

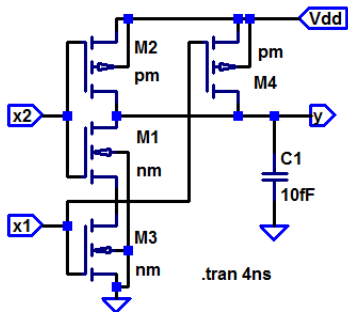


M1: $I=0.8\mu$ $w=1\mu$ $ad=1.5p$ $as=1.5p$ $pd=5\mu$ $ps=5\mu$
M2: $I=0.8\mu$ $w=2.5\mu$ $ad=3.25p$ $as=3.75p$ $pd=8\mu$ $ps=8\mu$
M3: $I=0.8\mu$ $w=2\mu$ $ad=3p$ $as=3p$ $pd=7\mu$ $ps=7\mu$
M4: $I=1\mu$ $w=5\mu$ $ad=7.5p$ $as=7.5p$ $pd=13\mu$ $ps=13\mu$

```
.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
```



5.107 NAND-Gatter

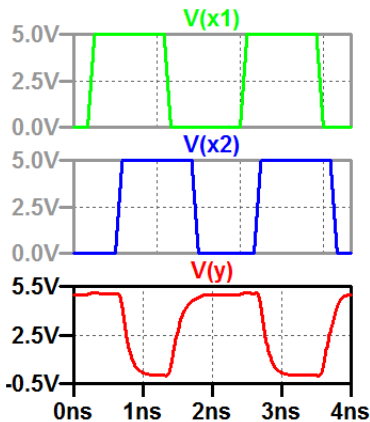


M1: $l=0.8\mu$ $w=1\mu$ $ad=1.5p$ $as=1.5p$ $pd=5\mu$ $ps=5\mu$

M2: $l=0.8\mu$ $w=1.25\mu$ $ad=1.9p$ $as=1.9p$ $pd=5.5\mu$ $ps=5.5\mu$

M3: $l=0.8\mu$ $w=1\mu$ $ad=1.5p$ $as=1.5p$ $pd=5\mu$ $ps=5\mu$

M4: $l=0.8\mu$ $w=1.25\mu$ $ad=1.9p$ $as=1.9p$ $pd=5.5\mu$ $ps=5.5\mu$



- Schätzen Sie die Ein- und Ausschaltverzögerung.
- Wie ließe sich die Ein- und Ausschaltverzögerung zu halbieren?



J- und MesFET



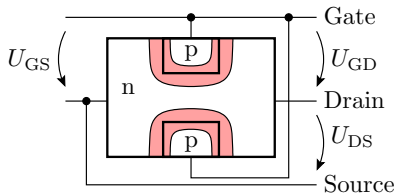
Aufbau und Funktion

5.67 JFET und MesFET

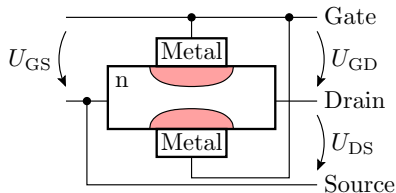
Unipolare Transistoren, bei denen die Leitfähigkeit eines Kanals durch die Breite einer Sperrschicht gesteuert wird:


- JFET: Sperrschichtbreite eines pn-Übergangs.
- MesFET: Sperrschichtbreite eines Schottky-Übergangs.

Sperrschicht- (J-) Fet



Mesfet



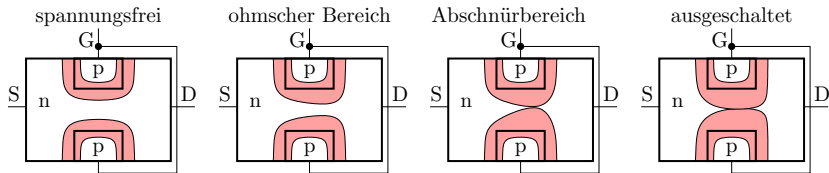
 Steuerung der Sperrschichtbreite

5.68 Steuerung der Kanalleitfähigkeit

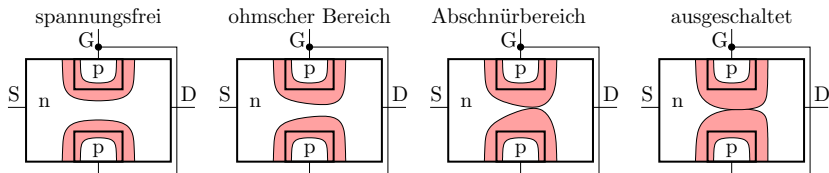
Nach (Gl. 4.15) nimmt die Breite der Verarmungsschicht bei einem pn-Übergang mit $N_D \ll N_A$ (und auch bei einem Schottky-Übergang) etwa zu mit:

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

Bei einem Kanalstrom $\neq 0$ sind die Gate-Kanal-Spannung und die Kanalbreite ortsabhängig.

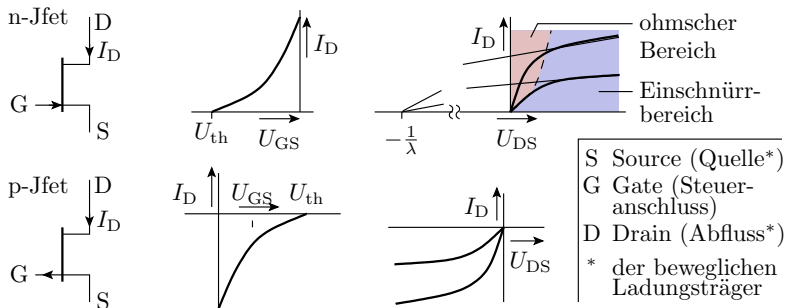


$\epsilon, q, U_{\text{Diff}}$ Dielektrizitätskonstante, Elementarladung, Diffusionsspannung.
 N_D, U_{GK} Donatordichte, Gate-Kanal-Spannung.



- Im ohmschen Bereich reicht der eingeschaltete Kanal bis zum Drain.
- Im Abschnürbereich 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.

5.70 Strom-Spannungs-Beziehungen



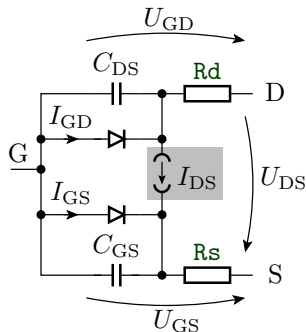
- J- und MesFET sind selbstleitend.
- Es gibt sie mit n- und p-Kanal.



Spice-Modell

5.71 Drain-Strom

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



$$I_D = \text{Beta} \cdot (1 + \text{Lambda} \cdot U_{DS}) \cdot \begin{cases} 0 & \text{S} \\ 2 \cdot [(U_{GS} - v_{to}) \cdot U_{DS} - U_{DS}^2] & \text{A} \\ (U_{GS} - v_{to})^2 & \text{E} \end{cases}$$

Im Inversbetrieb ($U_{DS} < 0$) vertauschen Source und Drain ihre Funktion.

- Beta, v_{to} Steilheit, Einschaltspannung.
- Lambda Kanallängenmodulation, Bahnwiderstände.
- R_s, R_d Bahnwiderstände.
- S, A, E Sperrbereich, aktiver Bereich, Abschnürrbereich.



Spice	Bezeichnung	BF256A	J2n5486
Vto	Einschaltspannung	-2,13 V	-3,9 V
Beta	Steilheit	$1,96 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$	$0,79 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
Lambda	Kanallängenmod.-Param.	$1,69 \cdot 10^{-2} \text{V}^{-1}$	10^{-2}V^{-1}
Rd	ohmscher Drain-Widerst.	141 m Ω	3,6 Ω
Rs	ohmscher Source-Widerst.	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 V	1,16 V
Kf	Funkelrauschkoeff.	-	6E-18
Af	Funkelrauschexp.	-	1

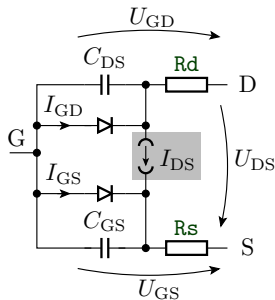
(BF256A – für Hochfrequenzanwendungen; J2n5486 – Modell mit Parametern für das 1/f-Rauschen). Weitere Parameter siehe [scad3.pdf].

5.73 Kapazitäten

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

$$C_{GS} = C_{gs} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{U_{GS}}{P_B}\right)^B}$$

(P_B – Diffusionsspannung des pn-Übergangs; B – vom Dotierprofil abhängiger Parameter; C_{gs} , C_{gd} – Kapazitäten für Sperrspannung null. Für Überschlüge werden die Kapazitäten im Weiteren durch ihre Werte für Sperrspannung null angenähert. Der Gate-Strom I_{GS} , modelliert durch die Parameter I_S (Sättigungsstrom) und N (Emissionskoeffizient) wird vernachlässigt.





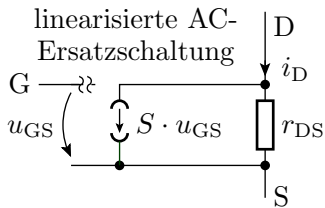
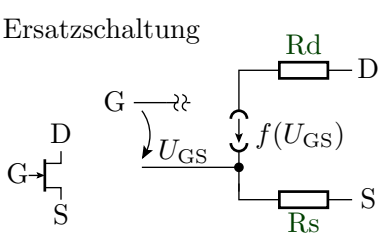
Kleinsignalmodell

5.74 Statisches Kleinsignalmodell

In Verstärkern arbeiten JFETs im Abschnürbereich:

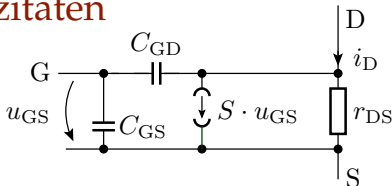
$$I_D = \text{Beta} \cdot (1 + \text{Lambda} \cdot U_{DS}) \cdot (U_{GS} - V_{to})^2$$

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: $r_{DS} = \left. \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \right|_A \approx \frac{1}{\text{Lambda} \cdot I_{D.A}}$

5.75 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: $C_{GD} \approx C_{gd}$

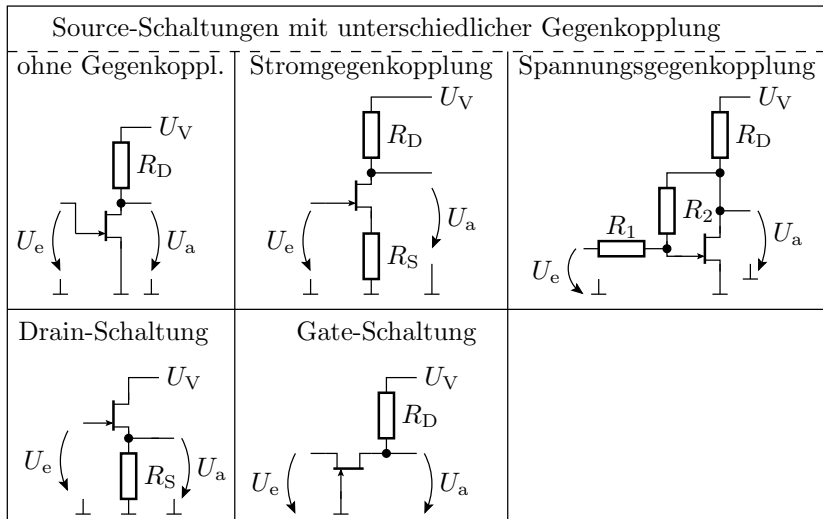
Spice	Bezeichnung	BF256A	J2n5486
Beta	Steilheit	$1,96 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$	$0,79 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
Lambda	Kanallangenparameter.	$1,69 \cdot 10^{-2} \text{V}^{-1}$	10^{-2}V^{-1}
Cgs	C_{GS} bei $U_{GS} = 0$	2,1 pF	0,43 pF
Cgd	C_{GD} bei $U_{GD} = 0$	2,3 pF	0,43 pF

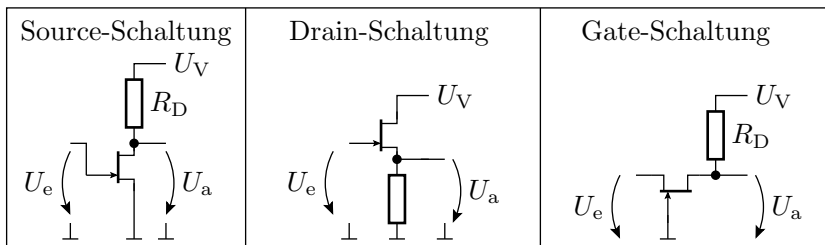


Grundsaltungen



5.76 Grundschaltungen

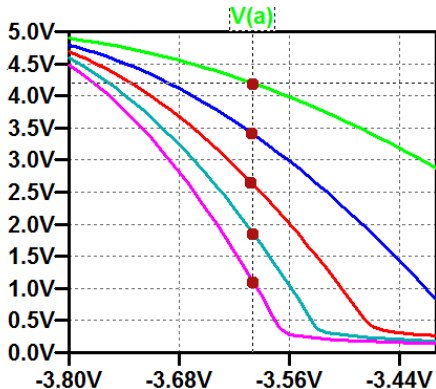
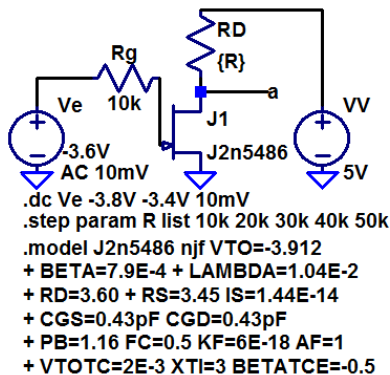




Die Grundschaltungen verhalten sich ähnlich wie bei Bipolartransistoren:

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

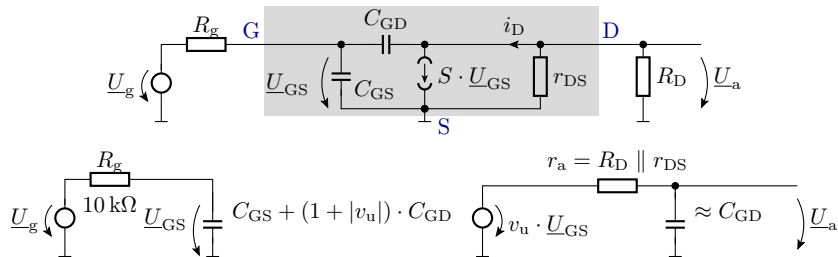
5.78 Source-Schaltung



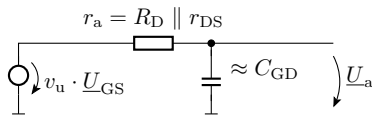
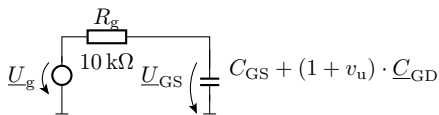
Verstärkung im Arbeitspunkt $U_{e,A} = -3,6 \text{ V}$ (mit ».tr V(a) Ve«):

R_D	10k	20k	30k	40k	50k
v_u	-5,1	-10	-14,8	-19,4	-23,9

5.79 Kleinsignalersatzschaltung, Frequenzgang



$$\begin{aligned}
 \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} &\approx \frac{v_u}{(1 + j\omega \cdot R_g \cdot (C_{gs} + (1 + v_u) \cdot C_{gd})) \cdot (1 + j\omega \cdot r_a \cdot C_{gd})} \\
 &= \frac{v_u}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{01}}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{02}}\right)}
 \end{aligned}$$



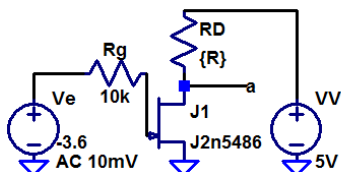
$$\frac{U_a}{U_e} \approx \frac{|v_u|}{(1 + j\omega \cdot R_g \cdot (C_{gs} + (1 + |v_u|) \cdot C_{gd})) \cdot (1 + j\omega \cdot r_a \cdot C_{gd})}$$

$$= \frac{v_u}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{01}}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{02}}\right)}$$

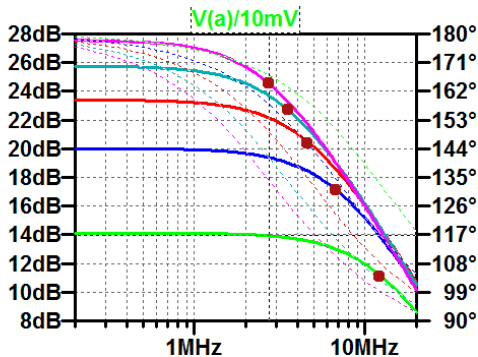
Mit $C_{gs} \approx C_{gd} \approx 0,4 \text{ pF}$ sowie v_u und r_a aus der ».tf«-Simulation:

R_D	10 k	20 k	30 k	40 k	50 k
v_u	-5,1	-10	-14,8	-19,4	-23,9
r_a	9,92 k	19,7 k	29,4 k	38,8 k	48,1 k
$f_{01} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{gs} + (1 + v_u) \cdot C_{gd}}$	5,6 MHz	3,3 MHz	2,4 MHz	1,9 MHz	1,5 MHz
$f_{02} = \frac{1}{2\pi \cdot r_a \cdot C_{gd}}$	40 MHz	20 MHz	13,5 MHz	10,3 MHz	8,3 MHz

5.81 Grenzfrequenz des Verstärkers



```
.ac oct 10 2E5 2E7
.step param R list 10k 20k 30k 40k 50k
.model J2n5486 njf VTO=-3.912
+ BETA=7.9E-4 + LAMBDA=1.04E-2
+ RD=3.60 + RS=3.45 IS=1.44E-14
+ CGS=0.43pF CGD=0.43pF
+ PB=1.16 FC=0.5 KF=6E-18 AF=1
+ VTOTC=2E-3 XTl=3 BETATCE=-0.5
```



R_1	10k	20k	30k	40k	50k
f_0 (Verstärker)	12,4 MHz	6,8 MHz	4,7 MHz	3,5 MHz	2,7 MHz

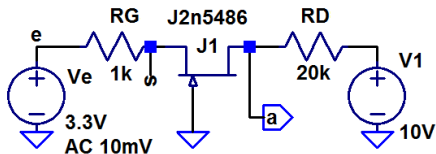
5.82 Ergebnisdiskussion

R_1	10 k	20 k	30 k	40 k	50 k
f_{01} (gerechnet)	5,6 MHz	3,3 MHz	2,4 MHz	1,9 MHz	1,5 MHz
f_0 (Verstärker)	12,4 MHz	6,8 MHz	4,7 MHz	3,5 MHz	2,7 MHz

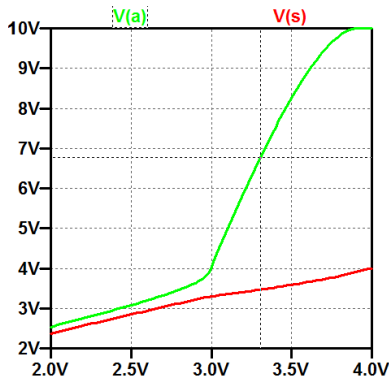
Die Simulation ergibt etwa die doppelten Grenzfrequenzen wie der Überschlag. Das ist plausibel:

- Gerechnet wurde mit den Sperrschichtkapazitäten für $U_{GS} = 0$.
- Tatsächlich ist $U_{GS} = -3,6$ V, d.h. betragsmäßig die 3 bis 4-fache Diffusionsspannung. Die Wurzel aus 3+1 ist 2.
- Etwa halbe Kapazitäten bedeuten doppelte Grenzfrequenzen.

5.83 Gate-Schaltung



```
.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
```



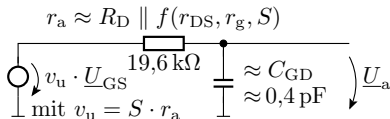
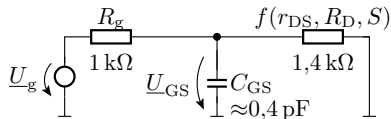
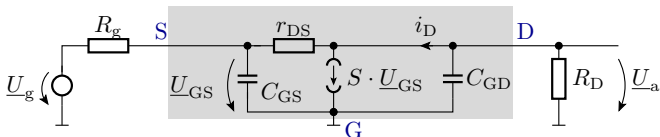
Das Gate liegt wechselstrommäßig auf Masse. Keine Rückkopplungskapazität. R_g wirkt ähnlich wie eine Stromgegenkopplung, die die Verstärkung mindert und die Kennlinie linearisiert. Abschnürbereich $3\text{ V} \leq U_e \leq 3,8\text{ V}$. Für $U_{GS} > -3\text{ V}$ ist der Transistor soweit eingeschaltet, dass kaum Spannung zwischen Source und Drain abfällt.



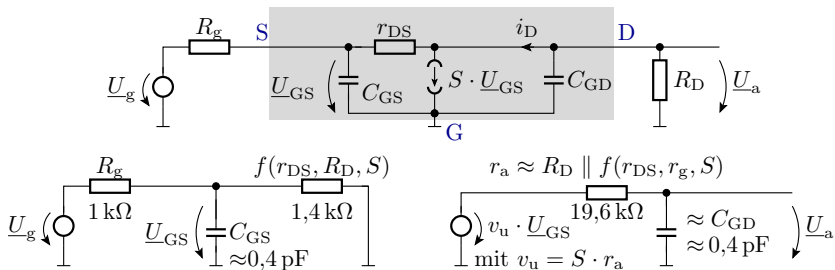
Simulationsergebnis mit ».Tr« im Arbeitspunkt $U_e = 3,3\text{ V}$:

Transfer_function: $v_u = 8.3$
 ve#Input_impedance: $r_e = 2,4\text{ k}\Omega = R_g + f(r_{DS}, R_D, S)$
 output_impedance_at_V(a): $r_a = 19,6\text{ k}\Omega = R_D \parallel f(r_{DS}, R_g, S)$

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.



Allerdings hat der Ausgangstiefpass bei etwa gleicher Kapazität den höheren Widerstand, die geringere Grenzfrequenz und bestimmt damit die Grenzfrequenz des Verstärkers.

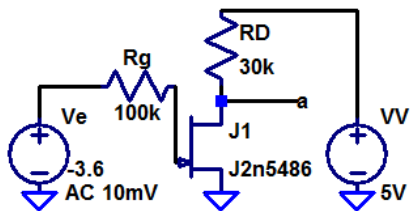
Für die anderen Grundschaltungen lassen sich ähnliche Untersuchungen durchführen.



Rauschen

5.86 Rauschen

JFETs werden in rauscharmen Vorverstärkern für hochohmige Quellen 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«:



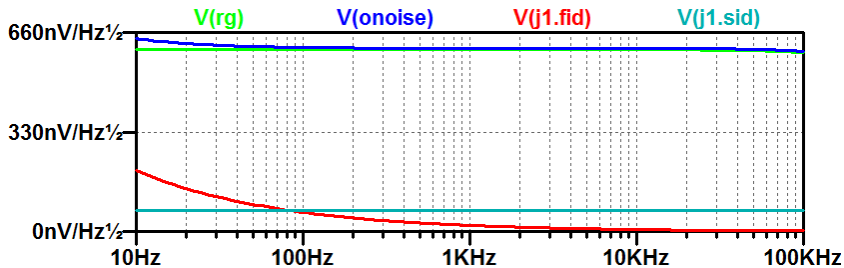
```
.noise V(a) Ve oct 10 10Hz 100kHz
```

```
.model J2n5486 njf VTO=-3.912
+ BETA=7.9E-4 + LAMBDA=1.04E-2
+ RD=3.60 + RS=3.45 IS=1.44E-14
+ CGS=0.43pF CGD=0.43pF
+ PB=1.16 FC=0.5 KF=6E-18 AF=1
+ VTOTC=2E-3 XTI=3 BETATCE=-0.5
.meas noise noise_e integ V(onoise)
.meas noise noise_Rg integ V(Rg)
.meas noise noise_fid integ V(j1.fid)
.meas noise noise_sid integ V(j1.sid)
```

- Kontrolle mit ».op«: $U_{a.A} \approx 2,6 \text{ V}$
- Kontrolle mit ».tf«: $v_u = -14,8, \dots$



Spektralen Rauschdichten am Ausgang insgesamt und aufgeteilt nach Rauschquellen:



Rauschspannung im Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz:

```
noise_e: INTEG(v(onoise))=0.000190847 FROM 10 TO 100000
noise_rg: INTEG(v(rg))=0.000189467 FROM 10 TO 100000
noise_fid: INTEG(v(j1.fid))=1.92978e-006 FROM 10 TO 100000
noise_sid: INTEG(v(j1.sid))=2.17493e-005 FROM 10 TO 100000
```

- Gesamte Rauschspannung am Ausgang: $U_{\text{Reff.a}} = 191 \mu\text{V}$
- Rauschen am Ausgang durch R_g : $U_{\text{Reff.a}}(R_g) = 189 \mu\text{V}$



- Gesamte Rauschspannung am Ausgang: $U_{\text{Reff.a}} = 191 \mu\text{V}$
- Rauschen am Ausgang durch R_g : $U_{\text{Reff.a}} (R_g) = 189 \mu\text{V}$

Rauschzahl:

$$F = \frac{U_{\text{Reff.a}}^2}{U_{\text{Reff.a}} (R_g)^2} = \left(\frac{191 \mu\text{V}}{189 \mu\text{V}} \right)^2 = 1,02$$

Rauschanteile des JFET's:

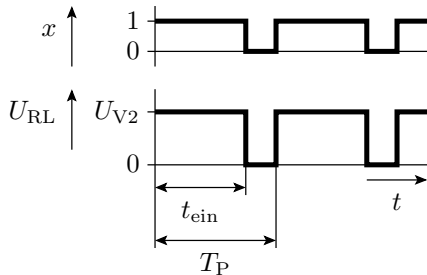
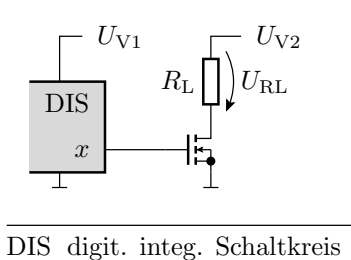
- Stromrauschen des JFET's: $U_{\text{Reff.a}} (\text{j1.sid}) = 22 \mu\text{V}$
- 1/f-Rauschen des JFETs: $U_{\text{Reff.a}} (\text{j1.fid}) = 1,9 \mu\text{V}$

-
- Für hochohmige Signalquellen hat ein JFET-Verstärker eine sehr geringe Rauschzahl.
 - Für niederohmische Quellen sind Bipolartransistoren besser geeignet.
 - Das 1/f-Rauschen interessiert nur bei niedriger unterer Grenzfrequenz.



Leistungsschalter

Stufenlose Leistungssteuerung



Stufenlose Leistungssteuerung für Verbraucher (Beleuchtung, Heizung, Motoren, ...) durch schnelles Schalten. Ausgabeleistung proportional zur relativen Pulsweite:

$$\eta_T = \frac{t_{\text{ein}}}{T_P}$$

$$\bar{P}_L = \eta_T \cdot \frac{U_{V1}^2}{R_L}$$

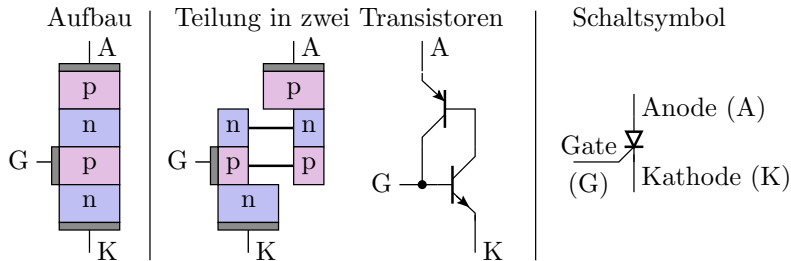
Leistungsumsatz im Schalter hauptsächlich während des Schaltvorgangs.



Thyristor

5.63 Aufbau, Ersatzschaltung, Schaltsymbol

Erweiterung eines Bipolartransistors um einen weiteren pn-Übergang.
 Vierschichtelement, das wie zwei sich gegenseitig haltende
 Bipolartransistoren wirkt.

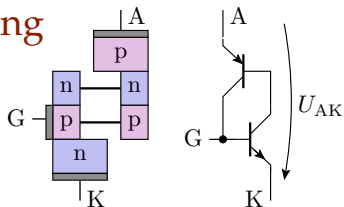


- Betriebsarten: Zünden, Löschen.
- Einsatz: Leistungsschalter für hohe Spannungen und Ströme.

5.64 Zünden und Selbsthaltung

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

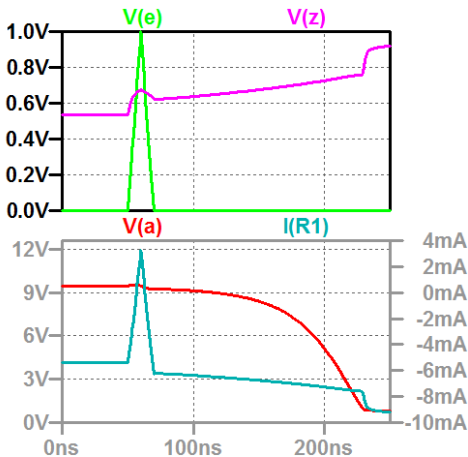
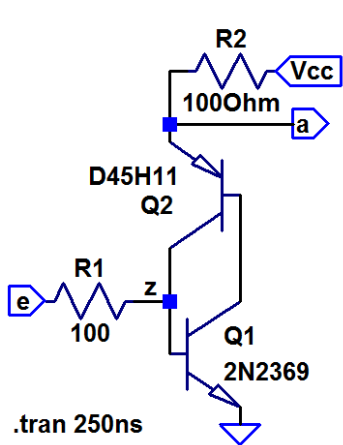
- eine Diffusion von Elektronen von der Kathode zum Gate-Gebiet,
- die durch den Transistoreffekt weiter in das nächste n-Gebiet diffundieren,
- deren Potential absenken, damit eine Diffusion von Löchern von der Anode in dieses Gebiet ermöglichen,
- die überwiegend in das Gate-Gebiet weiter diffundieren,
- 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 U_{AK} .



5.65 Simulation eines Thyristors



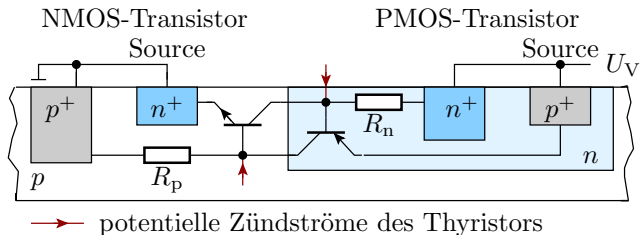


5.66 Thyristorarten und Eigenschaften

- Netzthyristoren: Freierdezeiten $> 100 \mu\text{s}$ 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.

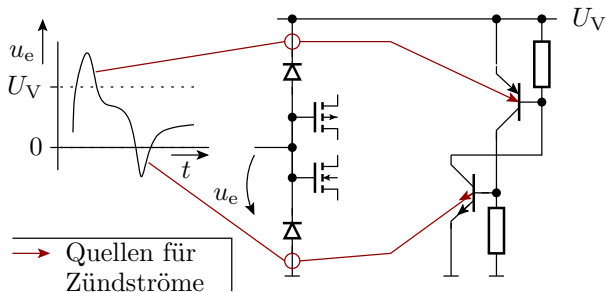
5.108 Parasitärer Thyristor und Latch-up



- Die Schichtfolge npnp findet man auch in CMOS-Schaltkreisen vom Source
- bildet eine Thyristor, bestehend aus zwei Bipolartransistoren.
- 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.

5. Thyristor

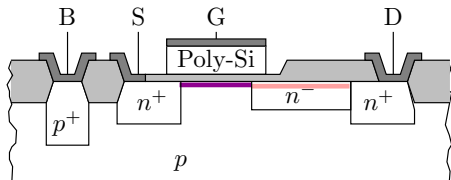
- Potentielle Quellen für Zündströme: Eingangs- und Ausgangspotentiale < 0 oder $> U_V$ über Eingangsschutzdioden oder die Bulkdioden am Ausgang.
- Bei Gefahr von unzulässigen Eingangsspannungen Reihenwiderstand $\approx 100 \Omega$ zur Begrenzung des Stroms durch die Schutzdioden.





Leistungs-MOSFETs

5.110 MOSFETs für hohe Spannungen



■ gesteuerter Kanal ■ Driftstrecke

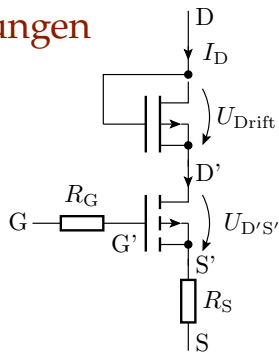
■ Hohe Steilheit verlangt kurze Kanäle.

⇒ Geringe $|U_{DS,max}|$.

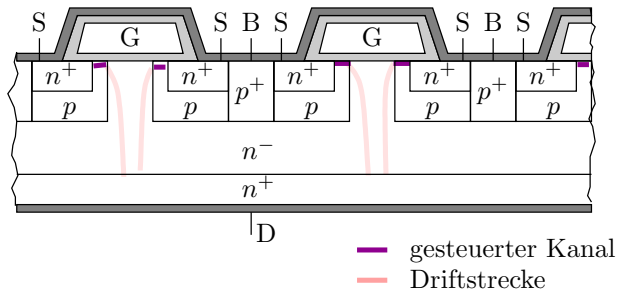
■ Kurzer Kanal und hohes $|U_{DS,max}|$: Zusätzlichens niedrig dotiertes Driftgebiet zwischen Kanal und Drain, über dem ein Großteil der Drain-Source-Spannung abfällt.

■ Im aktiven Bereich wirkt die Driftstrecke als selbstleitender FET.

■ Spannungsfestigkeit Größenordnung 100 V. Einschaltwiderstand und zulässiger Strom abhängig von der Gate-Breite.



5.111 Flächensparende 3D-Anordnung

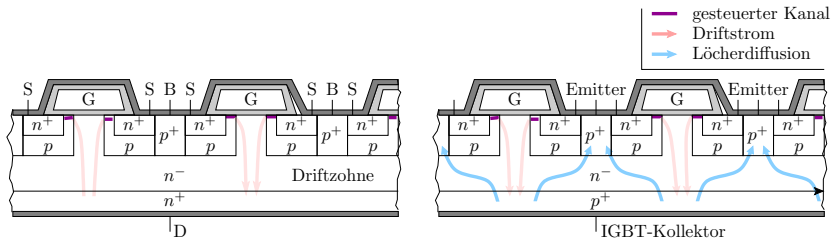


- Kanal unterm Gate, sehr kurz.
- Source- und Bulk-Anschlüsse nach oben herausgeführt.
- Niedrig dotierte Driftstrecke nach unten.
- Hochdotierter Drainanschluss auf der Wafer-Unterseite.
- Einschaltwiderstände im $m\Omega$ -Bereich verlangen Kanalbreiten im Meterbereich. Wabenförmige Anordnung der Gate-Hügel.



IGBT

5.112 Von Leistungs-MOSFET zum IGBT⁵

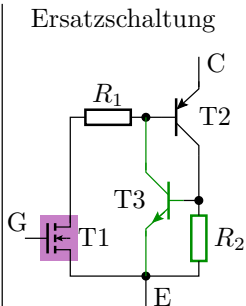
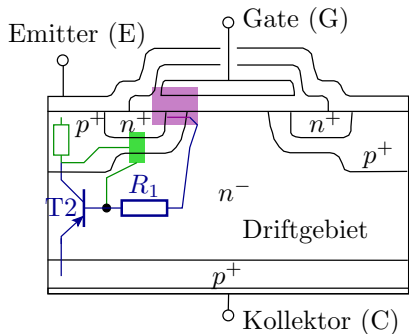


- Hohe Spannungsfestigkeit \Rightarrow lange, niedrig dotierte Driftzohne.
- Mit der Länge und Dotierdichte nimmt die Leitfähigkeit ab.
- Idee zur Verbesserung der Leitfähigkeit: Ersatz des n^+ -Drain-Gebiets durch einen p^+ -Gebiet. Bewirkt im eingeschalteten Zustand eine Diffusion von Löchern in das Driftgebiet. Höhere Ladungsdichte bessere Leitfähigkeit.
- Für die in die Driftzohne diffundierenden Löcher ist das p -Bulk-Gebiet ein Kollektor⁴.

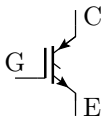
⁴Der Anschluss mit Kollektor-Funktion ist der IGBT-Emitter.

⁵Isulated Gate Bipolar Transistor.

5.113 Ersatzschaltung und Schaltsymbol



Symbol

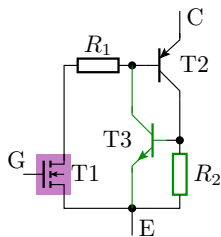


Außer dem gewollten Bipolartransistor zur Injektion von Löchern in das Driftgebiet, gibt es einen weiteren Bipolartransistor, der mit dem ersten einen Thyristor bildet.

- T1** MOS-Transistor
- T2 gewollter Bipolartrans.
- T3 parasitärer Transistor
- R₁ 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. 2,3 V. (Für niedrige Betriebsspannungen sind Bipolartransistoren und Leistungs-MOSFET günstiger).

IGBT-Modul für 3,3 kV und 1,2 kA:





Vorteil von IGBTs gegenüber Leistungs-MOSFETS:

- Spannungsfestigkeit bis in den kV-Bereich (Halbleiterschalter für Hochspannungen).
- Gut leitende Triftzohne.

Nachteile:

- Die Flussspannung zwischen Driftgebiet und Kollektor erhöht den Spannungsabfall im eingeschalteten Zustand.
- Erhöhte Ausschaltverzögerung durch den erforderlichen Abbau der Diffusionsladung in der Driftzohne (Ausschaltstromschleife wie bei pn-Diode).