

Elektronik II Foliensatz 5: Transistoren

G. Kemnitz

28. Juni 2017

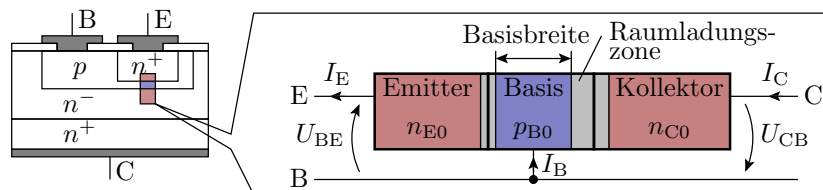
Inhaltsverzeichnis

1	Bipolartransistor	1
1.1	Aufbau und Funktion	1
1.2	Spice-Modell stationär	2
1.3	Kapazitäten	5
1.4	Kleinsignalmodell	6
1.5	Grundsaltungen	9
2	Thyristor	19
3	J- und MesFET	21
3.1	Aufbau und Funktion	21
3.2	Spice-Modell	22
3.3	Kleinsignalmodell	23
3.4	Grundsaltungen	24
3.5	Rauschen	27
4	MOSFET	28
4.1	Aufbau und Funktion	28
4.2	Spice-Modell	30
4.3	Digitale Grundsaltungen	32
4.4	Latch-Up	33
4.5	Leistungs-MOSFETs	34
5	IGBT	34

1 Bipolartransistor

1.1 Aufbau und Funktion

Aufbau und Betriebsarten



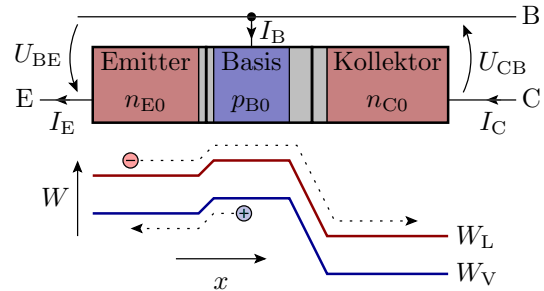
Schichtfolge p-n-p oder n-p-n. Geringe Basisbreite. Emitter ist um Zehnerpotenzen höher als die Basis dotiert. Betriebsarten:

- 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.

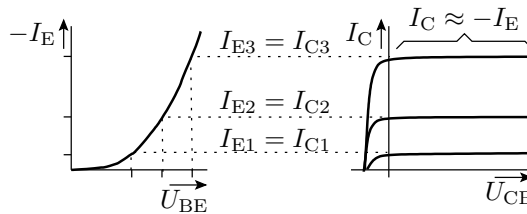
Transistoreffekt

Ladungsträger diffundieren aufgrund des großen 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.



1.2 Spice-Modell stationär

Kennlinie ohne Basisweitenmodulation



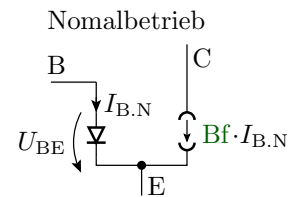
Der über U_{BE} steuerbare Diffusionsstrom vom Emitter fließt fast zu 100% weiter zum Kollektor:

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

(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 B_f -te Anteil des Kollektorstroms nachgeliefert werden (B_f – Stromverstärkung Normalbetrieb). Der davon B_f -fache Kollektorstrom wird durch eine Stromquelle modelliert.

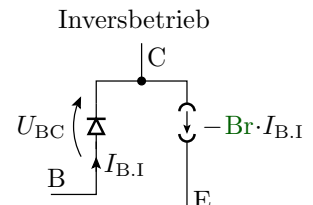


Wenn Emitter und Kollektor ihre Funktion tauschen (Inversbetrieb), gibt es auch den Transistoreffekt, nur mit geringerer Stromverstärkung B_r :

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

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

(n_r – BC-Emissionskoeffizient).



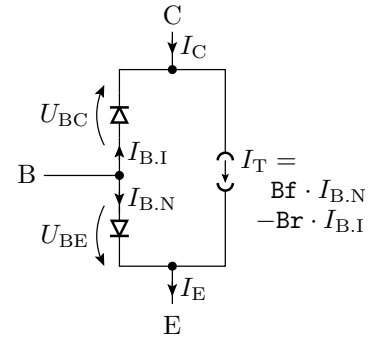
Transportmodell

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

$$I_T = I_{C,N} - I_{E,I}$$

$$= B_f \cdot I_{B,N} - B_r \cdot I_{B,I}$$

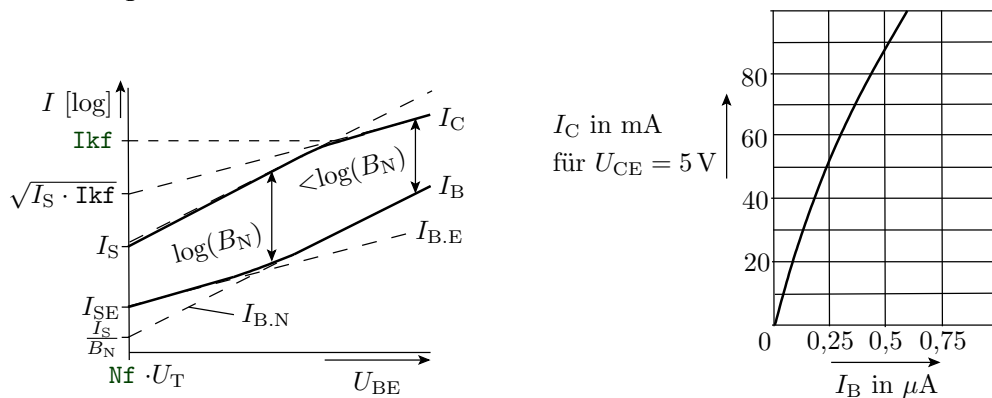
(im Normalbetrieb ist $I_{B,I} = 0$ und im Inversbetrieb $I_{B,N} = 0$)



Das Modell erfasst auch die Strom-Spannungs-Beziehungen für

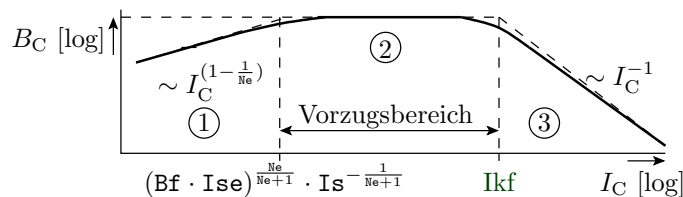
- den Übersteuerungsbereich $I_{B,N} > 0$ und $I_{B,I} > 0$
- und den Sperrbereich $I_{B,N} = 0$ und $I_{B,I} = 0$.

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 Leckströme¹.
 - Großer I_C : verringerter Kollektorstrom durch Hochstromeffekt².

Bereiche der Stromverstärkung



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

Im Inversbetrieb ist die Stromverstärkung viel geringer als im Normalbetrieb.

Woran liegt das?

¹Stromanteil durch Rekombination in der Basis.

²Halbierung des logarithmischen Anstiegs ab $I_C > I_{kf}$ bzw. im Inversbetrieb $I_E > I_{kr}$.

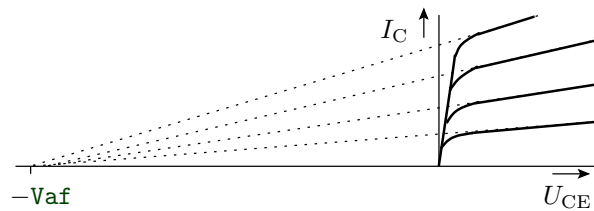
Spice-Parameter für das Modell bis hierher

Param.	Bezeichnung	default	BC547B	BUV47
I _s	Sättigungsstrom Norm.	1 μA	7 fA	974 fA
B _f	ideale Stromverstärkung Normalbetrieb	–	375	95
N _f	Emissionskoeffizient Normbetrieb	1		
B _r	ideale Stromverstärkung Inversbetrieb	–	1	21
I _{kf}	Kniestrom zur starken Injektion Normalbetrieb	0,082 A	15,7 A	
I _{kr}	Kniestrom zur starken Inj. Inversb.	–	–	

BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor

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. Empirisch schneiden sich die Verlängerungen aller Kennlinienäste in einem Punkt auf der Spannungsachse, der Early-Spannung V_{af}:



Nach Strahlensatz gilt:

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

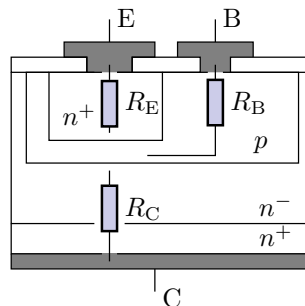
Verbesserte Stromgleichungen:

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

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

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

Bahnwiderstände



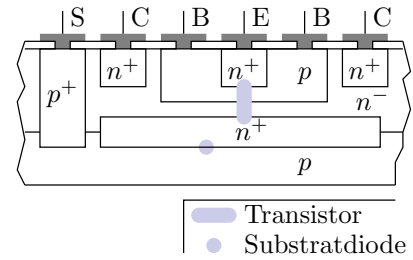
Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
R _b	Basisbahnwiderstand	10Ω	0,1Ω
R _c	Kollektorbahnwiderstand	1Ω	0,035Ω
R _e	Emitterbahnwiderstand	–	–

1.3 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:

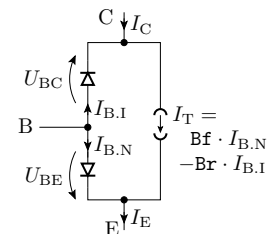
$$C_{S,E} = C_{je} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\left(1 - \frac{U_D}{V_{je}}\right)^{M_{je}}} & \text{für } U_D < F_c \cdot V_{je} \\ \frac{1 - F_c(1 - M_{je}) + \frac{M_{je} \cdot U_D}{V_{je}}}{(1 - M_{je})^{(1 + M_{je})}} & \text{für } U_D \geq F_c \cdot V_{je} \end{cases}$$

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).

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:



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

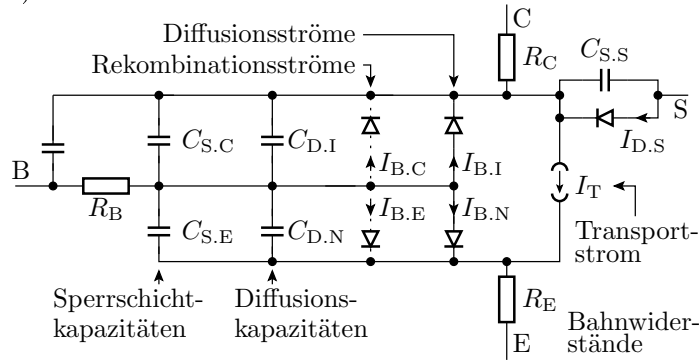
$$C_{BE,D} = \frac{dQ_{BE,D}}{dU_{BE}} = \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_f \cdot U_T}$$

Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
Nf	Emissionskoeffizient Emitter	1	1,2
Tf	ideale Transitzeit (N)	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_{tf} , V_{tf} , ...

Vollständiges Transistormodell

(Gummel-Poon-Modell)

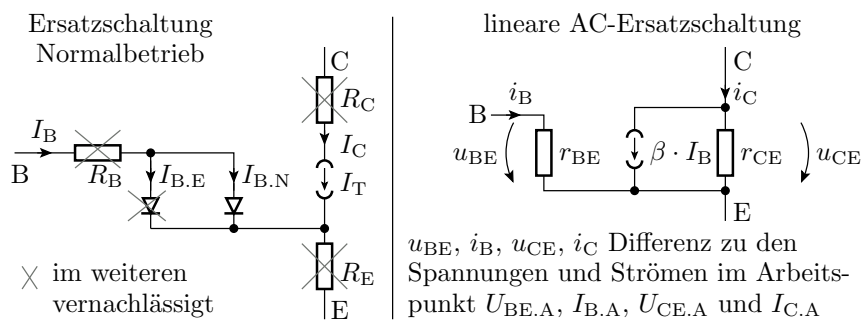


Für manuelle Rechnungen zu kompliziert. Praxis:

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

1.4 Kleinsignalmodell

Stationäres Kleinsignalmodell



- Stromverstärkung: $\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A \approx \beta_f$ (im optimalen Bereich)
- BE-Widerstand: $r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A \approx \frac{N_f \cdot U_T}{I_B}$
- CE-Widerstand: $r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A \approx \frac{V_{af}}{I_C}$

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

Zur Kontrolle

Kleinsignal-BE-Widerstand:

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_f} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{N_f \cdot U_T}} \right)$$

$$\frac{dI_B}{dU_{BE}} = \frac{1}{N_f \cdot U_T} \cdot I_B$$

$$r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A = \frac{N_f \cdot U_T}{I_B}$$

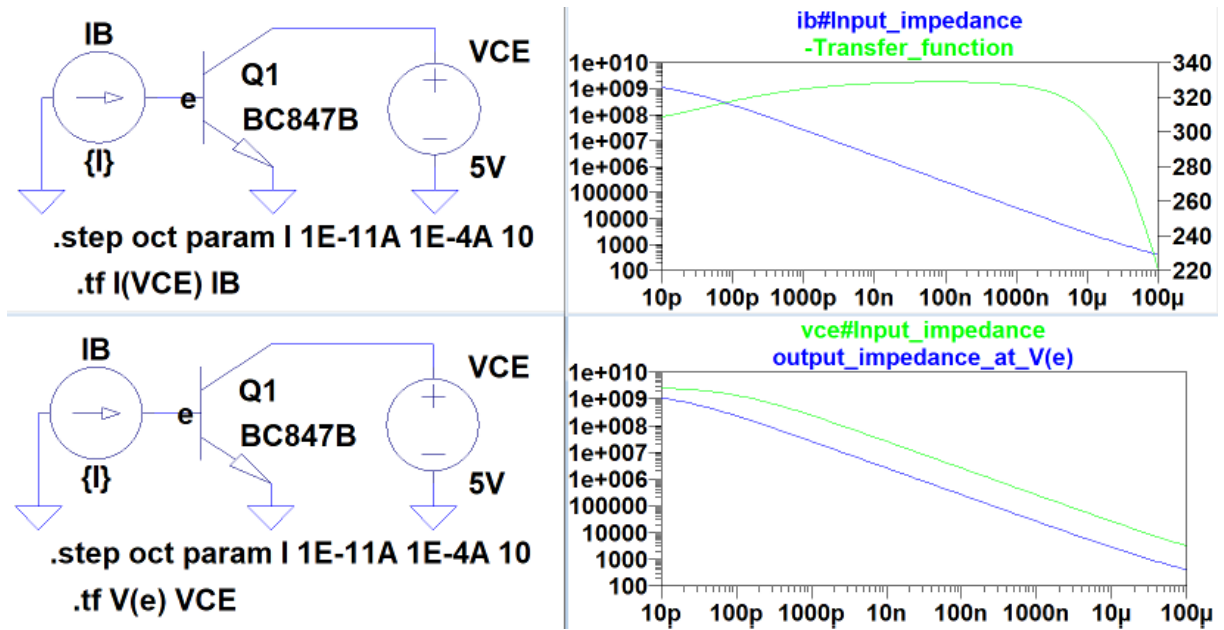
Kleinsignal-CE-Widerstand:

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

$$\frac{dI_C(U_{CE})}{dU_{CE}} = \frac{I_{C0}}{V_{af}}$$

$$r_{CE} = \left. \frac{dU_{CE}}{dI_C} \right|_A = \frac{V_{af}}{I_{C0}}$$

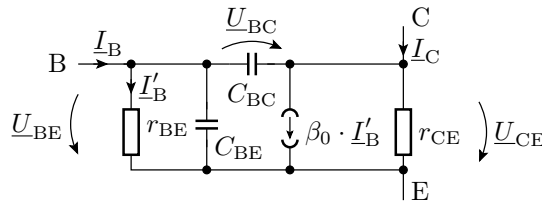
Parameterbestimmung mit Simulationsart ».tf«



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

Dynamisches Kleinsignalmodell im Frequenzbereich

Ergänzung der Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten:



- Diffusions- plus Sperrschichtkapazität des BE-Übergangs:

$$C_{BE} = C_{BE,D} + C_{BE,S} \approx \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_f \cdot U_T} + C_{je}^*$$

- Sperrschichtkapazität des CE-Übergangs:

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

(* vernachlässigte Spannungsabhängigkeit ca. ±50%).

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 ($B_f = 294$; $N_e = 1,54$)):

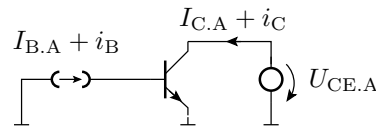
$$C_{BE,D} \approx \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_e \cdot U_T} = \frac{T_f \cdot B_f}{r_{BE}}$$

I_B	10 nA	100 nA	1 µA	10 µA	100 µA
r_{BE}	4 MΩ	400 kΩ	40 kΩ	4 kΩ	400 Ω
$C_{BE,D}$	0,03 pF	0,3 pF	3 pF	30 pF	300 pF

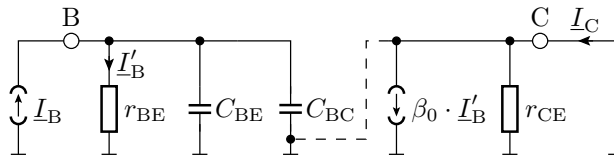
$$C_{BE} \approx \begin{cases} C_{je} & I_B < 10 \mu A \\ \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_e \cdot U_T} & \text{sonst} \end{cases}$$

Übergangs- und Transitfrequenz Stromverstärkung

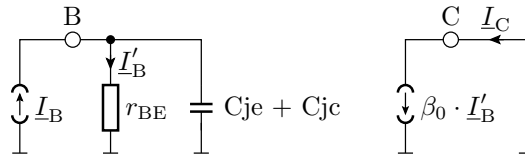
Testschaltung:



Kleinsignalersatzschaltung für $f > 0$ in kleine I_B ³:



- 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:

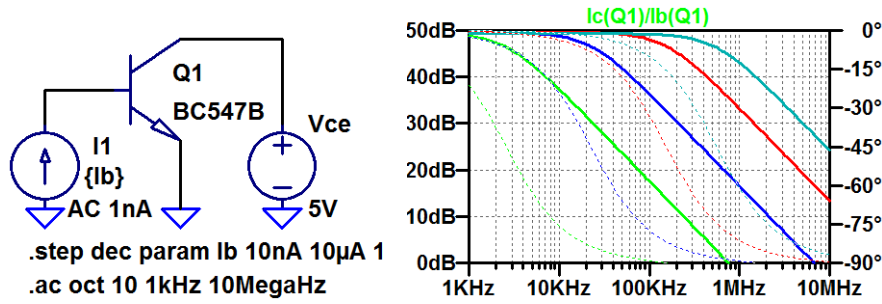
$$r_{BE} \approx \frac{N_e \cdot U_T}{I_{B,A}}$$

($I_{B,A}$ – 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.

³Vernachlässigung der BE-Diffusionskapazität.



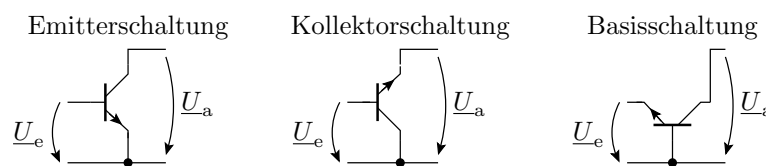
$I_{B,A}$	10 nA	100 nA	1 µA	10 µA
f_0	2,8 kHz	23 kHz	152 kHz	552 kHz
f_g	750 kHz	6,8 MHz	46 MHz	163 MHz

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

1.5 Grundsaltungen

Grundsaltungen

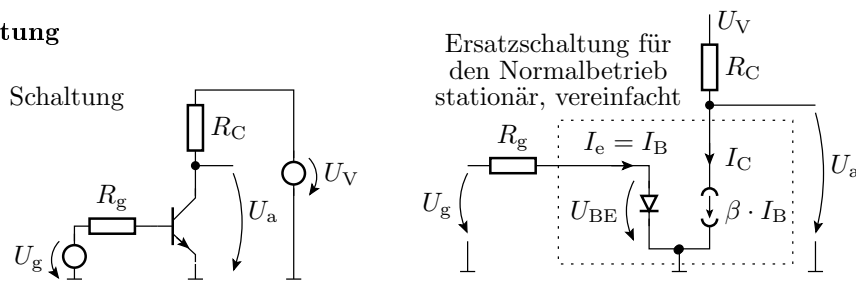
Drei Anschlüsse, einer ist Eingang, einer Ausgang und einer Bezugspotential für beide. Der gemeinsame Anschluss gibt der Grundsaltung den Namen:



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

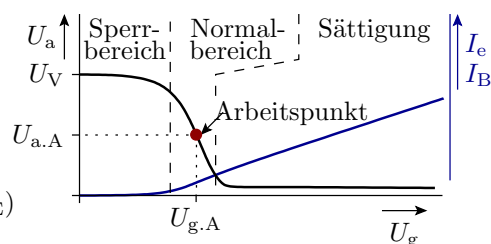


Arbeitsbereich Transistor:

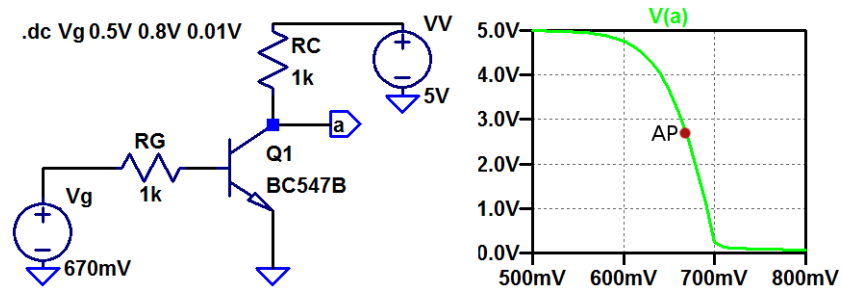
Sperrbereich
 $U_a \approx U_V$

Sättigung
 $U_a \approx U_{CEX}$

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

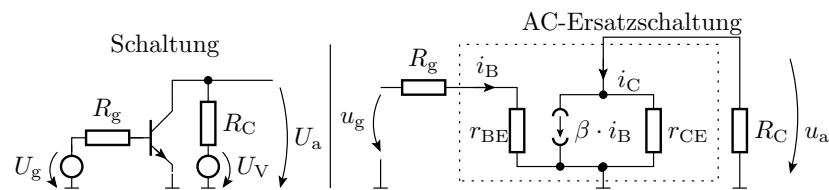


Simulation der Übertragungsfunktion



- nichtlinear, abhängig von streuenden Parametern, von der Temperatur, ...

AC-Ersatzschaltung



$$r_e = R_g + r_{BE}$$

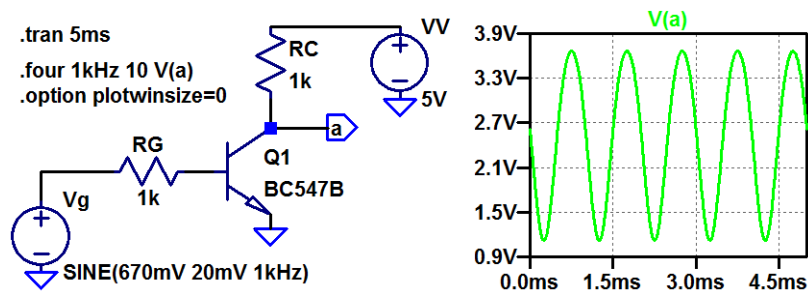
$$r_a = R_C \parallel r_{CE}$$

$$v_u = -\beta \cdot \frac{r_a}{r_e}$$

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 ≈ 3,3 kΩ)
output_impedance_at_V(a) (r_a):  964.91 (r_CE ≈ 27 kΩ)
```

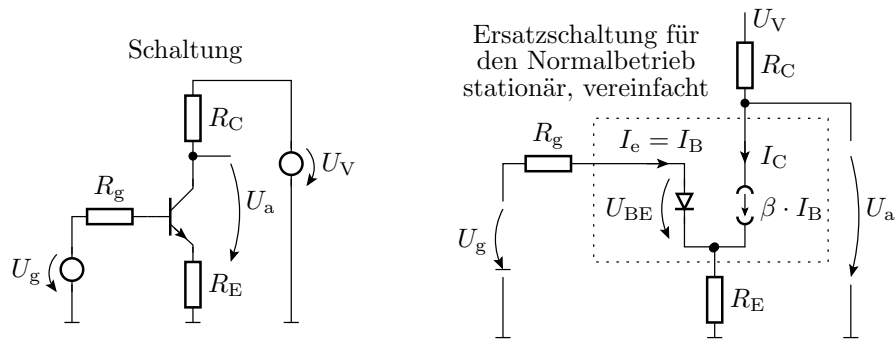
Der Klirrfaktor durch die Nichtlinearität



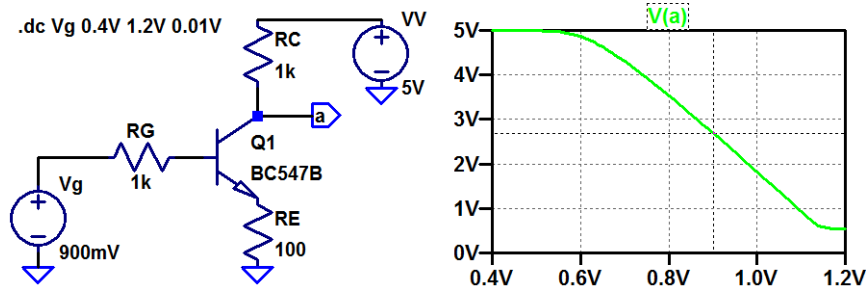
Frequenz	1 kHz	2 kHz	3 kHz	4 kHz	5 kHz	6 kHz
Amplitude	1,27 V	112 mV	0,8 mV	0,6 mV	8 μV	6 μV

- Klirrfaktor: 8,77%

Stromgegenkopplung



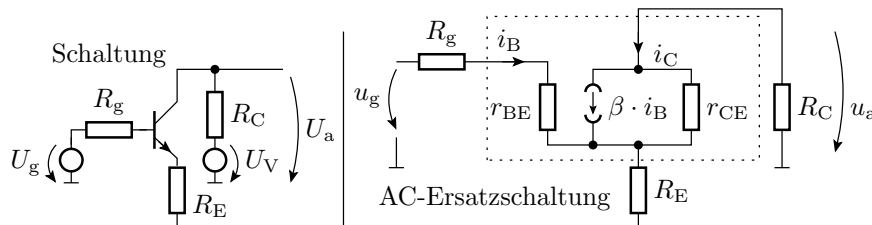
- Subtraktion einer zum Kollektorstrom proportionalen Spannung von der Eingangsspannung.
- Verringert und linearisiert die Verstärkung auf $v_u \approx -\frac{R_C}{R_E}$.
- Mindert den Einfluss der Streuung von β und der Temperatur auf die Funktion der Schaltung.



	$U_{g,A}$	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.

AC – Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

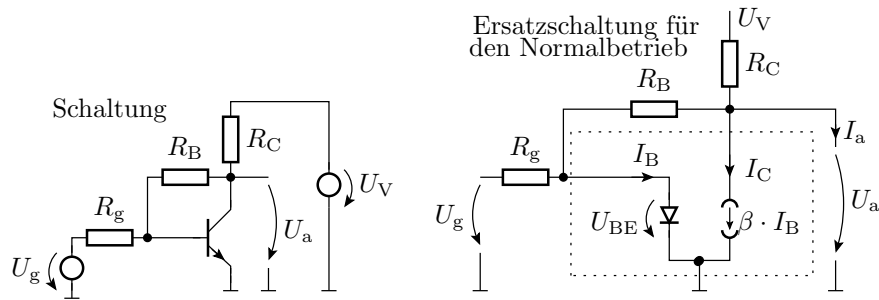


$$r_e = R_g + r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E$$

$$r_a = R_C \parallel \left(r_{CE} + \frac{1 + \beta}{\beta} \cdot R_E \right)$$

$$v_u = -\beta \cdot \frac{r_a}{r_e} \approx \frac{R_C}{R_E}$$

Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

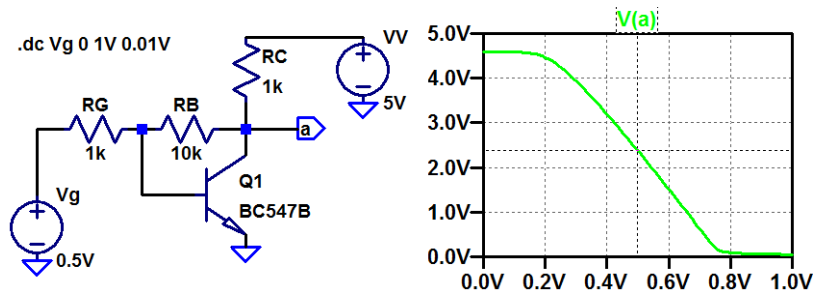


Rückführung der Ausgangsspannung auf die Basis:

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

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

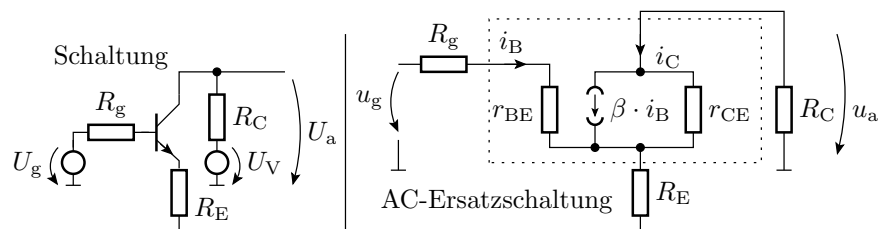
$$U_a \approx \frac{U_V \cdot R_B}{\beta \cdot R_C} + U_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_g}\right) - \frac{R_B}{R_g} \cdot U_g$$



	$U_{g,A}$	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 $U_{g,A}$.

AC – Emitterschaltung, Spannungsgegenkopplung



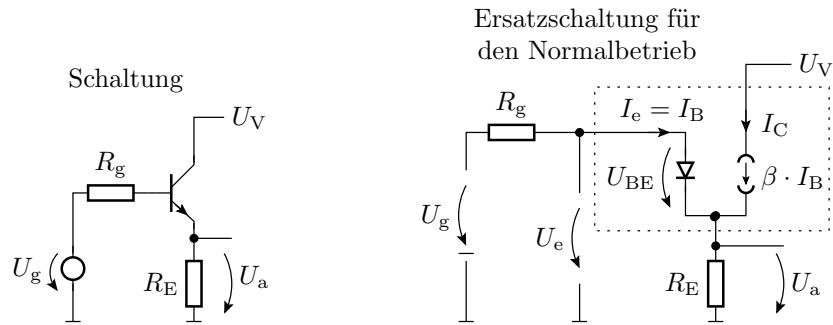
$$r_e = R_g + (r_{BE} \parallel R_B \cdot v_u)$$

$$r_a = R_C \parallel \left(r_{CE} + \frac{1 + \beta}{\beta} \cdot R_E \right)$$

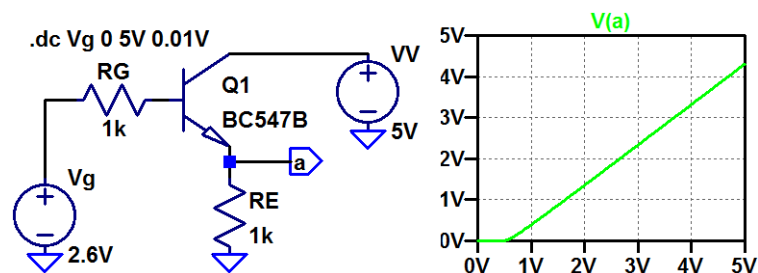
$$v_u = -\frac{R_B}{R_g} + \frac{R_B}{(R_B \parallel R_g)} \cdot \frac{u_{BE}}{u_g}$$

mit $u_{BE} = \frac{u_g \cdot (r_{BE} \parallel R_B)}{(r_{BE} \parallel R_B) + R_g} + \frac{u_g \cdot v_u \cdot (r_{BE} \parallel R_g)}{(r_{BE} \parallel R_g) + R_B}$

Kollektorschaltung



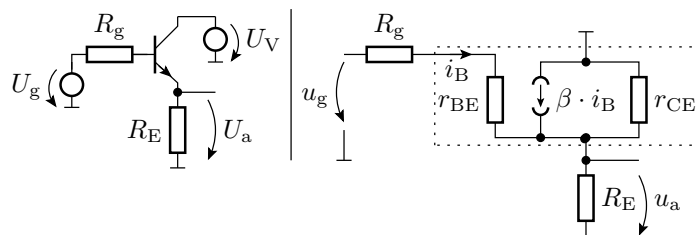
- Eingabe an der Basis,
- Ausgabe am Emmitter,
- gemeinsamer Anschluss Kollektor.



$U_{g,A}$	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 Trennverstärker⁴.

AC – Kollektorschaltung



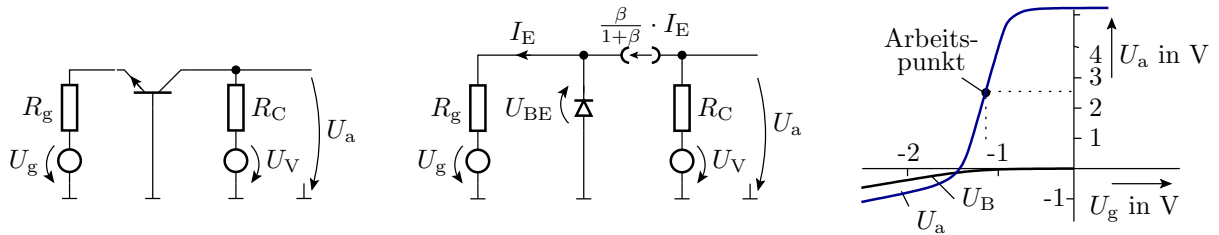
$$r_e = R_g + r_{BE} + (1 + \beta) \cdot (R_E \parallel r_{CE})$$

$$r_a = R_E \parallel r_{CE} \parallel \frac{R_g + r_{BE}}{1 + \beta}$$

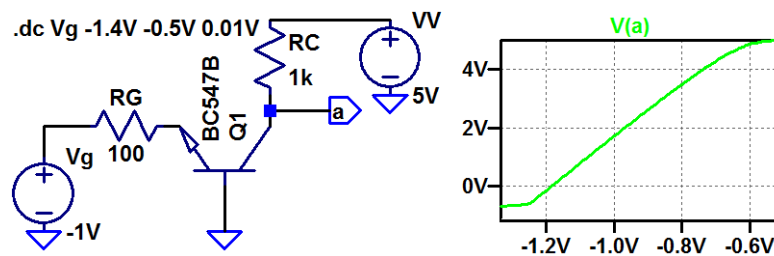
$$v_u = \frac{R_E \parallel r_{CE}}{(R_E \parallel r_{CE}) + \frac{R_g + r_{BE}}{1 + \beta}}$$

⁴Z.B. zwischen Filterstufen.

Basisschaltung



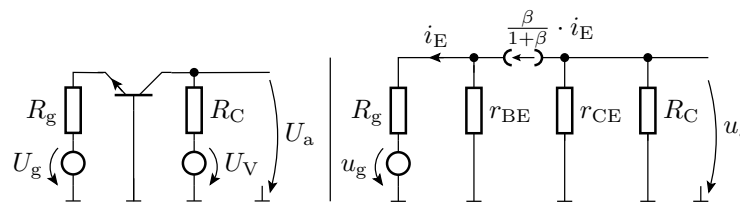
- Eingabe am Emitter,
- Ausgabe am Kollektor,
- gemeinsamer Anschluss Basis.



$U_{g,A}$	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 Stromgegenkopp- lung.

AC – Basisschaltung



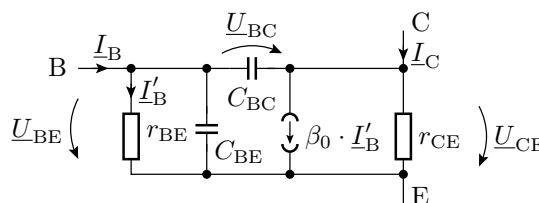
$$r_e = R_g + \frac{r_{BE}}{(1 + \beta)}$$

$$r_a = R_C \parallel r_{CE}$$

$$v_u = \frac{\beta \cdot r_a}{(1 + \beta) \cdot r_e}$$

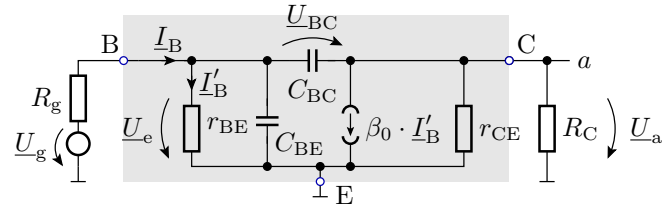
Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung

Transistorersatzschaltung mit BE- und BC-Kapazität:

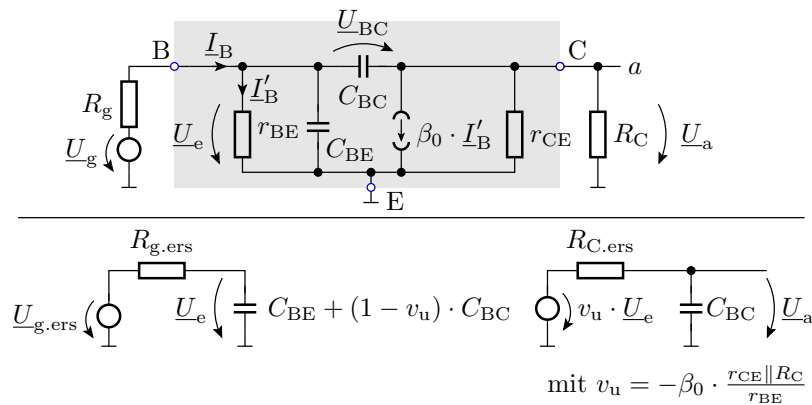


Die Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung ergibt sich aus der Anordnung der BE- und der CB-Kapazität in der Gesamtersatzschaltung des Verstärkers. Für die Überschläge sollen die BE-Diffusionskapazitäten gegenüber den Sperrschichtkapazitäten vernachlässigt und die Sperrschichtkapazitäten durch die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

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:

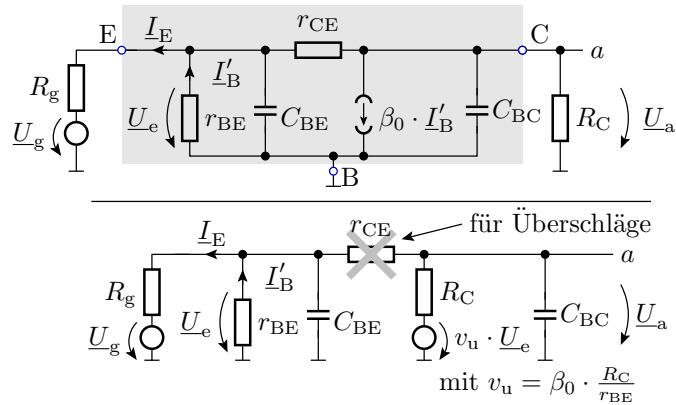
$$f_{0.1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{g,ers} \cdot (C_{BE} + (1 - v_u) \cdot C_{BC})}$$

- Übergangsfrequenzen Ausgangs-RC-Tiefpass:

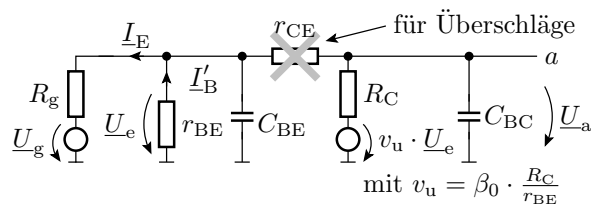
$$f_{0.2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C,ers} \cdot C_{BC}} \gg f_{0.1}$$

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



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



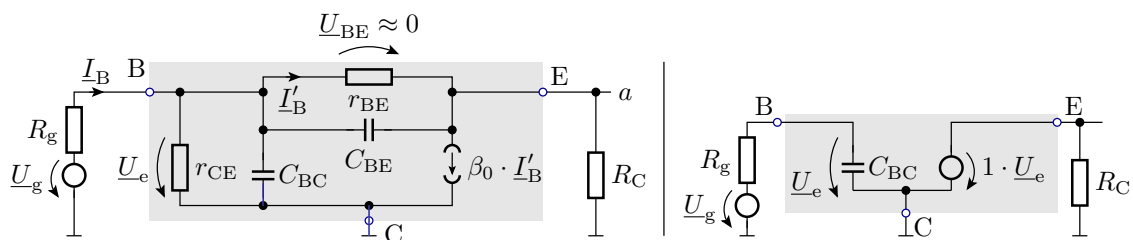
Die Übergangsfrequenz des Eingangs-RC-Glied

$$f_{0.1} \approx \frac{1}{2\pi \cdot (R_{g,ers} \parallel r_{BE}) \cdot C_{BE}}$$

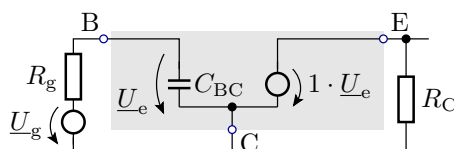
wird durch den Positionstausch von C_{BC} und r_{CE} unabhängig von der Spannungsverstärkung (keine Miller-Kapazität) und die Übergangsfrequenz des Ausgangs-RC-Glieds ist etwa dieselbe wie beim der Emitterschaltung:

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

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.

Zusammenfassung

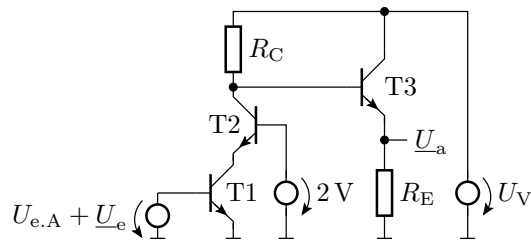
Eine Emitterschaltung hat eine Strom- und Spannungsverstärkung größer eins. Die Transitfrequenz nimmt etwa proportional mit der Spannungsverstärkung ab. Zur Linearisierung und Stabilisierung gegen Parameterstreuungen, Temperaturschwankungen, ... ist eine Strom- oder Spannungsrückkopplung erforderlich,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

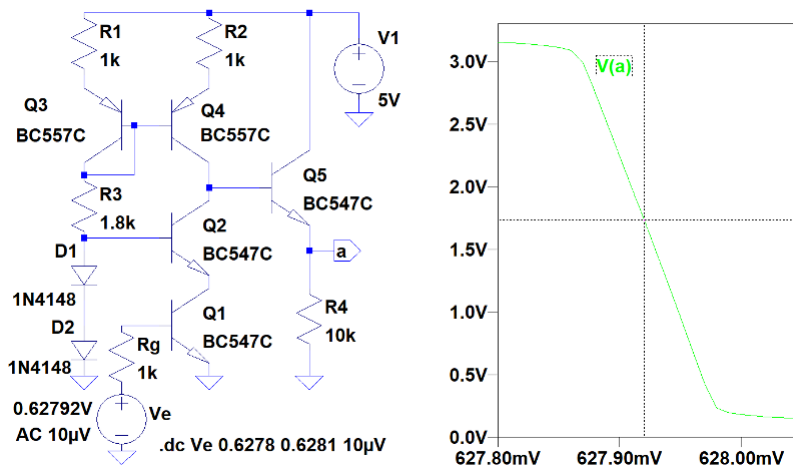


- T1 arbeitet in Emitterschaltung. T2 hält das Kollektorpotential konstant, erzwingt Spannungsverstärkung null und verhindert so eine verstärkungsabhängige Abnahme der Übergangsfrequenz.
- T2 arbeitet in Basisschaltung mit dem Kollektorstrom von T1 als Eingabe und erzielt eine Spannungsverstärkung.
- Eine hohe Spannungsverstärkung verlangt ein großen R_C (oder eine Stromquelle) und eine Nachfolgeschaltung mit hohem Eingangswiderstand.
- 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.

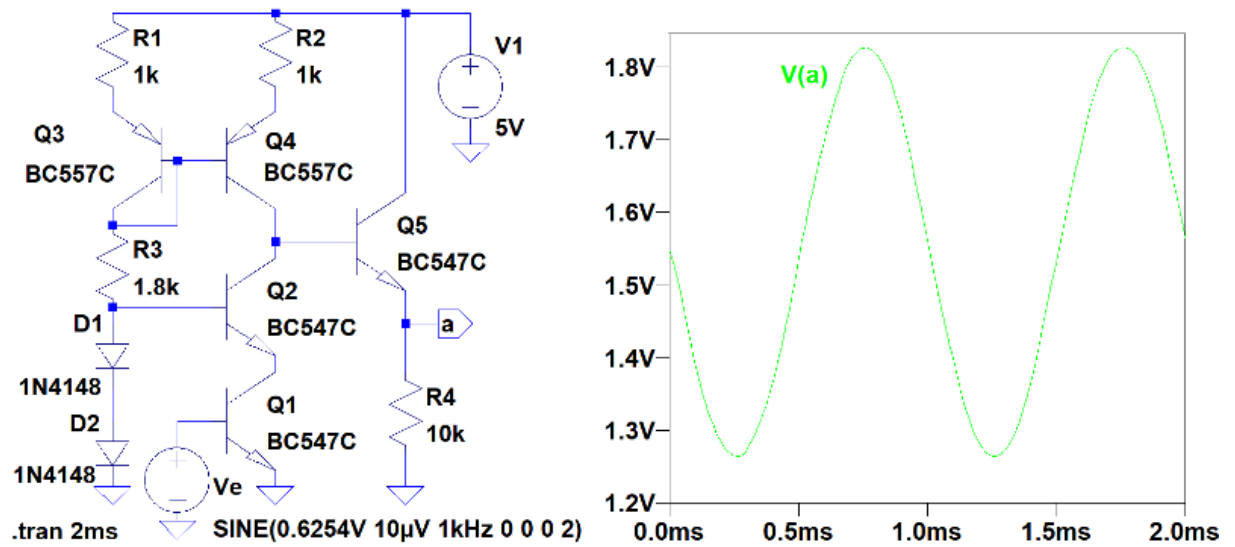
Simulation eines Kaskodenverstärkers

- Bestimmung der Übertragungsfunktion:

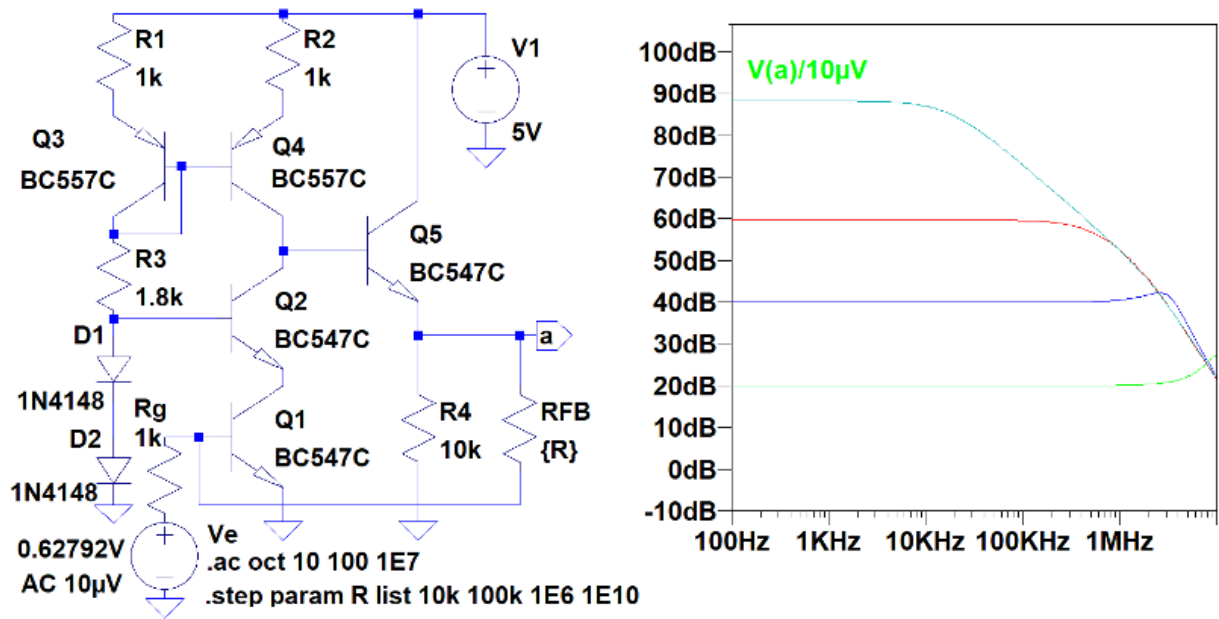


Vierpol-Parameter und zeitdiskrete Simulation

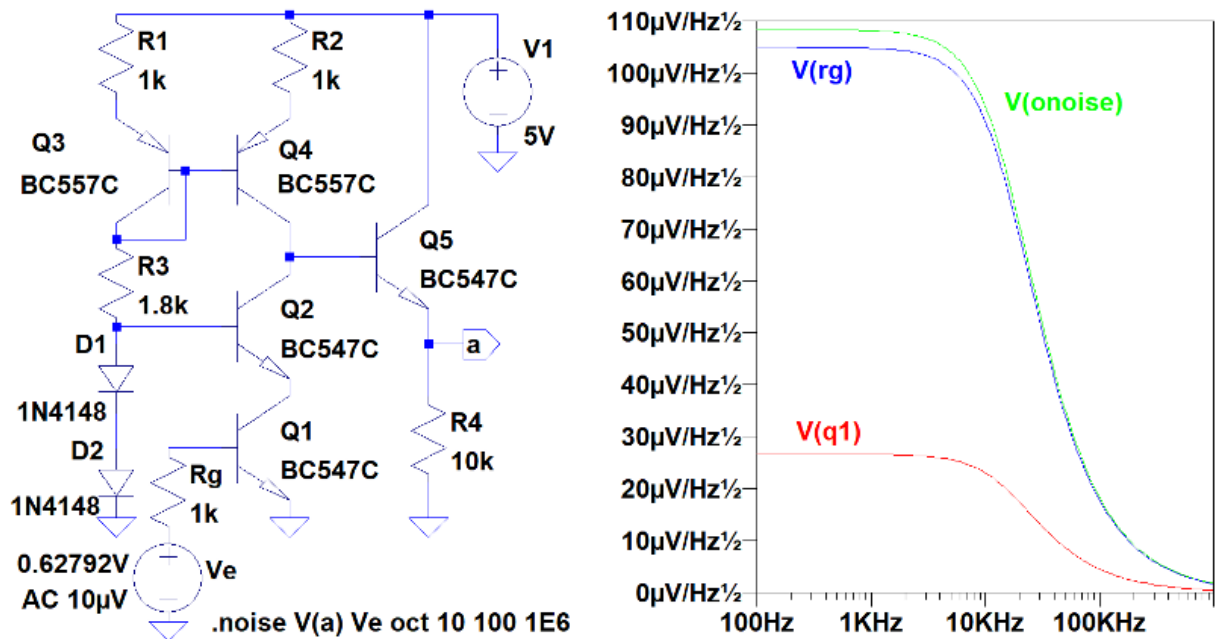
Transfer_function: -25770.9 transfer
 ve#Input_impedance: 11473.1 impedance
 output_impedance_at_V(a): 1510.91 impedance



Frequenzgang



Rauschen

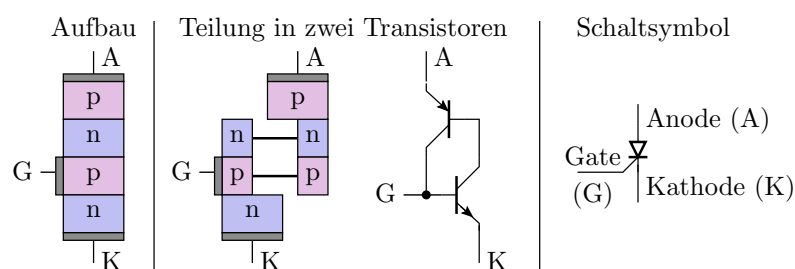


Den größten Rauschanteil liefert R_g und den Rest überwiegend Q1.

2 Thyristor

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.

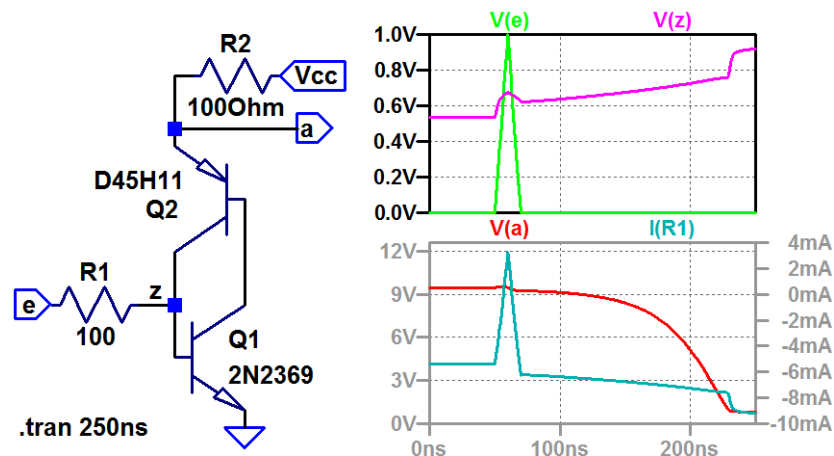
Zünden und Selbthaltung

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} .

Simulation eines Thyristors



Thyristorarten und Eigenschaften

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

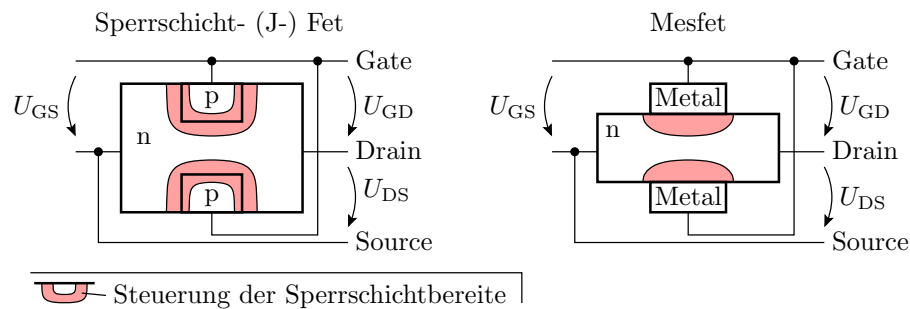
3 J- und MesFET

3.1 Aufbau und Funktion

JFET und MesFET

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

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

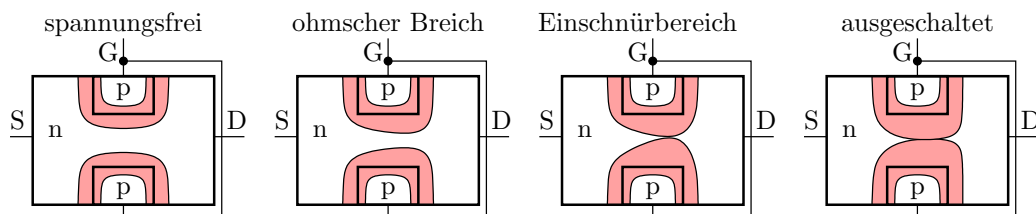


Steuerung der Kanalleitfähigkeit

Nach Foliensatz F4 nimmt die Breite der Verarmungsschicht sowohl bei einem abrupten pn- als auch bei Schottky-Übergang etwa zu mit:

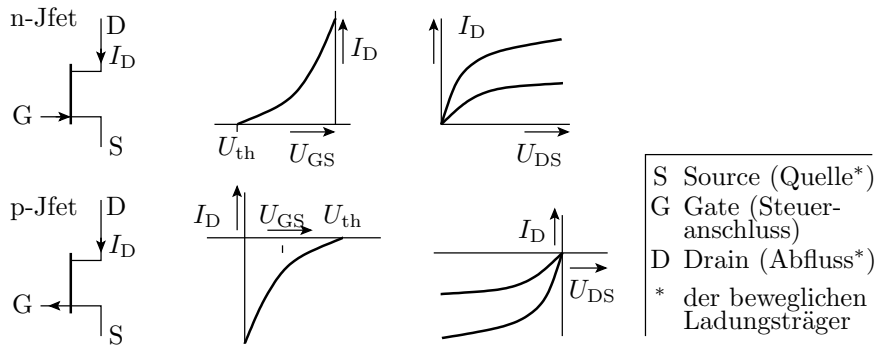
$$w_n \approx \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot (U_{\text{Diff}} - U_{\text{GK}})}{N_D \cdot q}}$$

(ε – Dielektrizitätskonstante; q – Elementarladung; N_D – Donatordichte; U_{Diff} – Diffusionsspannung; U_{GK} – Gate-Kanal-Sperrspannung). Bei einem Kanalstrom $\neq 0$ 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.

Schaltsynbole und Strom-Spannungs-Beziehung



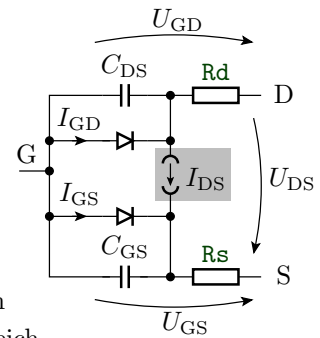
- J- und MesFET sind selbstleitend.
- Es gibt sie mit n- und p-Kanal.

3.2 Spice-Modell

Modellgleichung für den Drain-Stroms

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

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



(Beta – Steilheit; Lambda – Kanallängenmodulation; Vto – Einschaltspannung; Rs und Rd – Bahnwiderstände). Im Inversbetrieb ($U_{DS} < 0$) vertauschen Source und Drain ihre Funktion.

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	Kanallängenparameter.	1,69 · 10 ⁻² V ⁻¹	10 ⁻² V ⁻¹
Rd	ohmscher Drainwid.	141 mΩ	3,6 Ω
Rs	ohmscher Sourcewid.	141 mΩ	3,4 Ω
Is	pn-Sättigungsstrom	3,5 · 10 ⁻¹⁶ A	1,4 · 10 ⁻¹⁴ A
Cgs	CGS bei UGS = 0	2,1 pF	0,43 pF
Cgd	CGD bei UGD = 0	2,3 pF	0,43 pF
Pb	Diffusionsspannung	0,774 V	1,16 V
Kf	Funkelrauschkoeff.	-	6E-18
Af	Funkelrauschexp.	-	1

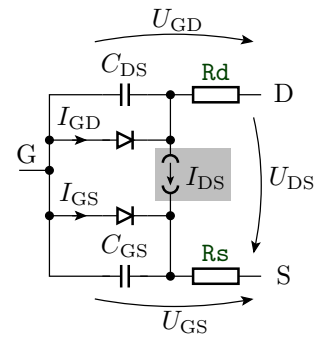
(BF256A – für Hochfrequenzanwendungen; J2n5486 – Modell mit Parametern für das 1/f-Rauschen). Weitere Parameter siehe [scad3.pdf].

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:

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

(PB – Diffusionsspannung des pn-Übergangs; B – vom Dotierprofil abhängiger Parameter; C_{gs} , C_{gd} – Kapazitäten für Sperrspannung null. Für Überschläge 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 (Emmissionskoeffizient) wird vernachlässigt.

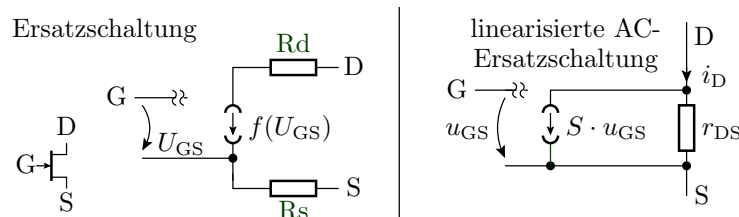


3.3 Kleinsignalmodell

Statisches Kleinsignalmodell

In Verstärkern arbeiten JFETs im Abschnürbereich:

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

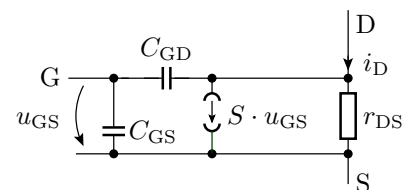


- Eingangswiderstand: sehr groß ($r_{GS} \rightarrow \infty$)
- Steilheit: $S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A \approx \sqrt{2 \cdot \text{Beta} \cdot I_{D,A}}$
- Ausgangswiderstand: $r_{DS} = \left. \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \right|_A \approx \frac{1}{\text{Lambda}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

Ergänzung der Kapazitäten

Für Überschläge:

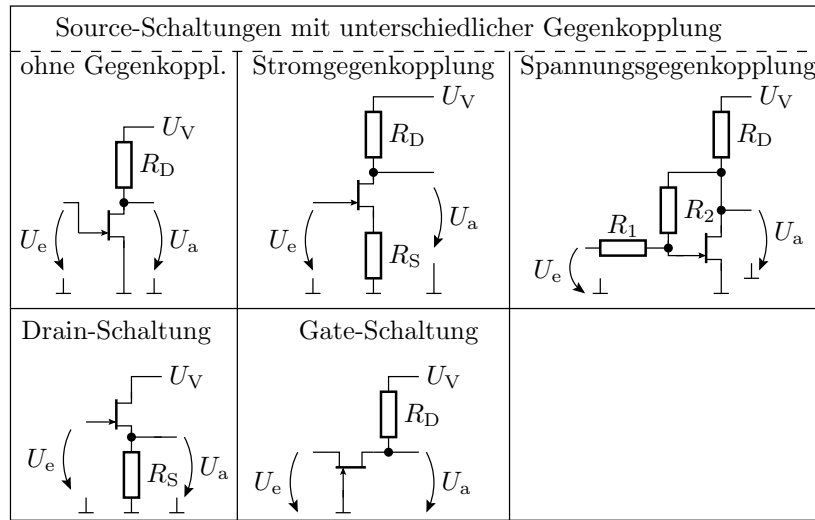
- Steilheit: $S \approx \sqrt{2 \cdot \text{Beta} \cdot I_{D,A}}$
- Ausgangswiderstand: $r_{DS} \approx \frac{1}{\text{Lambda} \cdot I_{D,A}}$
- Gate-Source-Kapazität: $C_{GS} \approx C_{gs}$
- Gate-Drain-Kapazität: $C_{GD} \approx C_{gd}$



Spice	Bezeichnung	BF256A	J2n5486
Beta	Steilheit	$1,96 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$	$0,79 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
Lambda	Kanallängenparameter.	$1,69 \cdot 10^{-2} \text{V}^{-1}$	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

3.4 Grundsaltungen

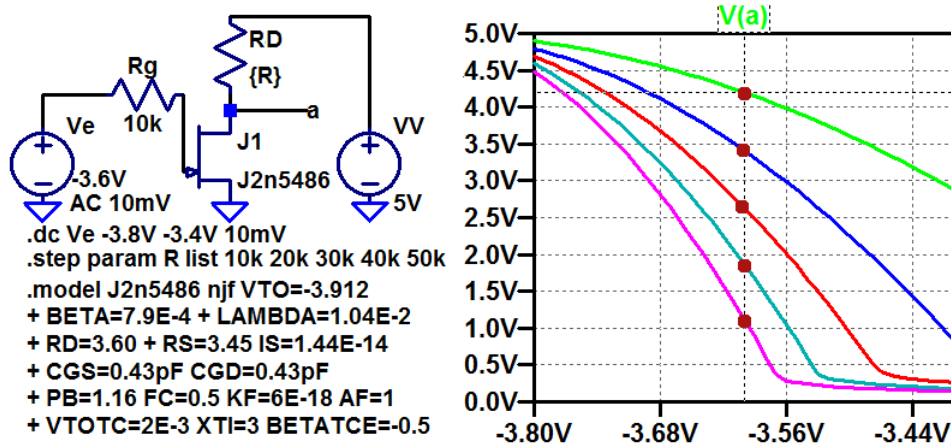
Grundsaltungen



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

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

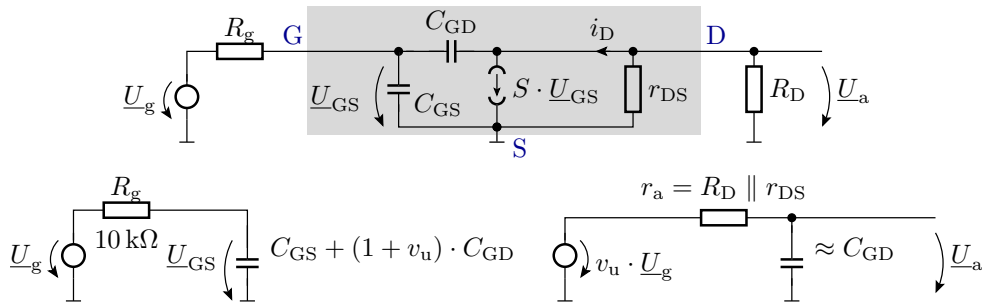
Source-Schaltung



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

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

Kleinsignalersatzschaltung und Frequenzgang



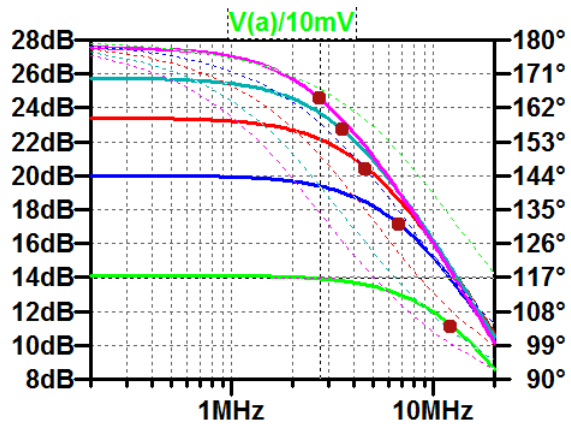
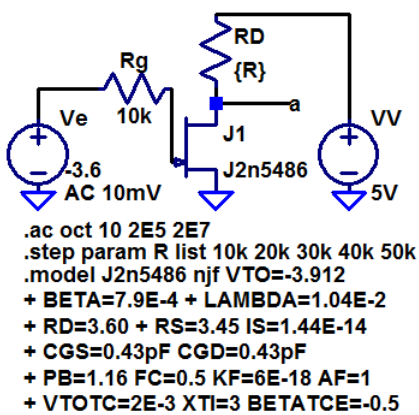
$$\frac{U_a}{U_e} \approx \frac{v_u}{(1 + j\omega \cdot R_g \cdot (C_{GS} + (1 + v_u) \cdot C_{GD})) \cdot (1 + j\omega \cdot r_a \cdot C_{GD})}$$

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

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

Grenzfrequenz des Verstärkers



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

Ergebnisdiskussion

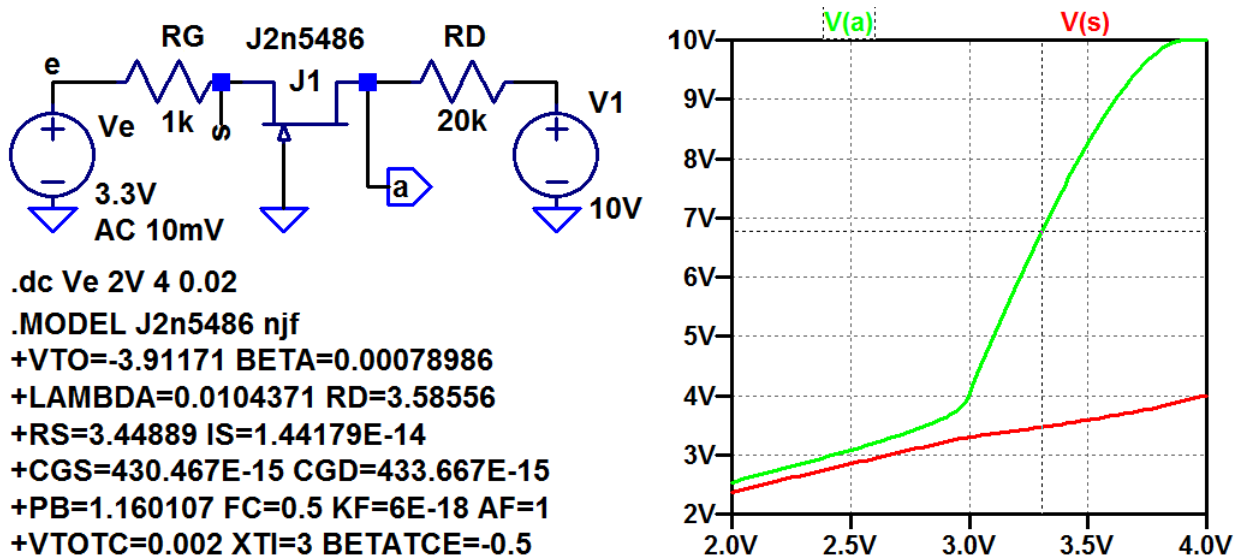
R_1	10 k	20 k	30 k	40 k	50 k
f_{01} (gerechnet)	5,6 MHz	3,3 MHz	2,4 MHz	1,9 MHz	1,5 MHz
f_0 (Verstärker)	12,4 MHz	6,8 MHz	4,7 MHz	3,5 MHz	2,7 MHz

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

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

Gate-Schaltung

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



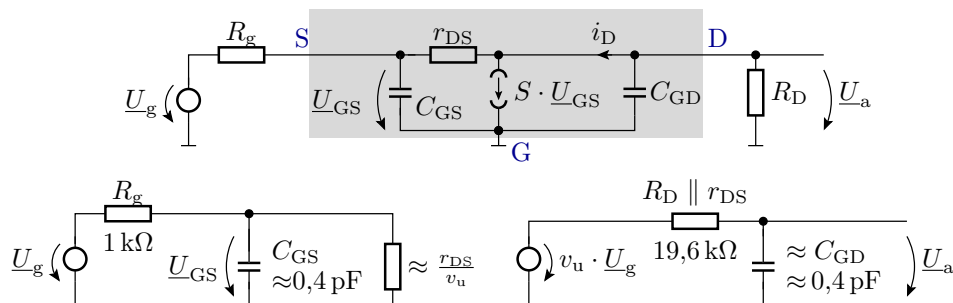
Für $U_{GS} > -3\text{ V}$ ist der Transistor soweit eingeschaltet, dass kaum Spannung zwischen Source und Drain abfällt.

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

```

Transfer_function:      v_u = 8.3
ve#Input_impedance:   r_e = 2,4 kΩ
output_impedance_at_V(a): r_a = 19,6 kΩ = R_D || 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.

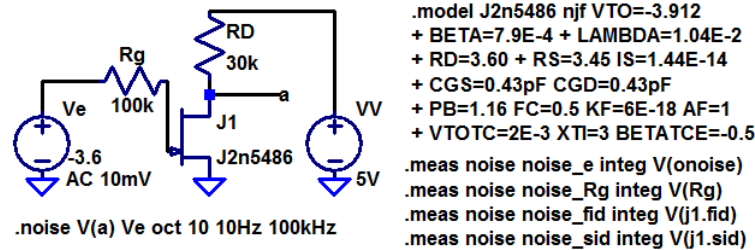
Allerdings hat der Ausgangstiefpass bei etwa gleicher Kapazität den höheren Widerstand, die geringere Grenzfrequenz und bestimmt damit die Grenzfrequenz des Verstärkers.

Für die anderen Grundschaltungen lassen sich ähnliche Untersuchungen durchführen.

3.5 Rauschen

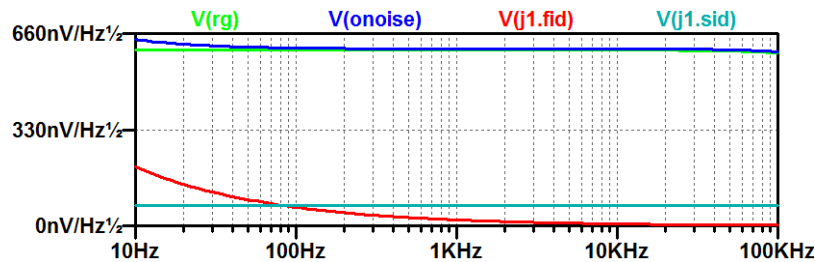
Rauschen

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«:



- 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 : $U_{\text{Reff.a}}(R_g) = 189\ \mu\text{V}$

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

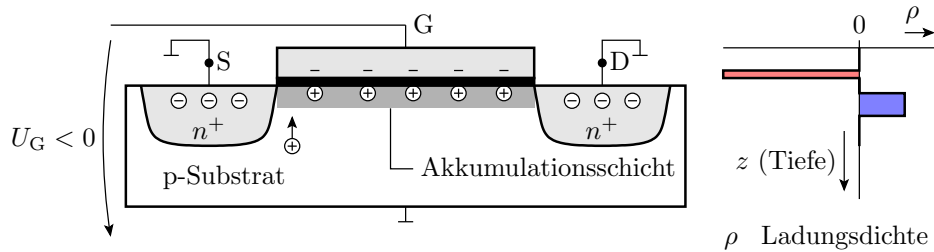
- Für hochohmige Signalquellen hat ein JFET-Verstärker eine sehr geringe Rauschzahl.
- Für niederohmische Quellen sind Bipolartransistoren besser geeignet.
- Das $1/f$ -Rauschen ist erst für niedrigere Frequenzen wesentlich.

4 MOSFET

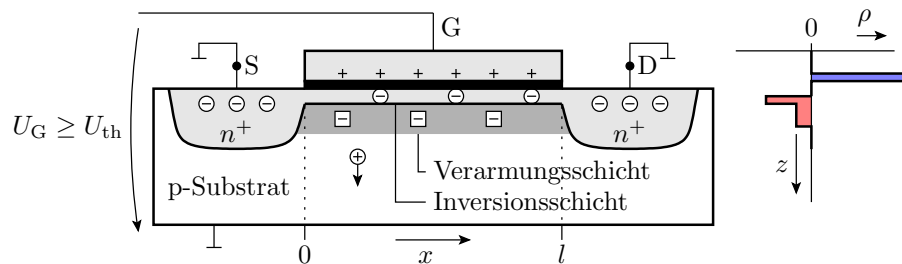
4.1 Aufbau und Funktion

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 größer der Einschaltspannung U_{th} :

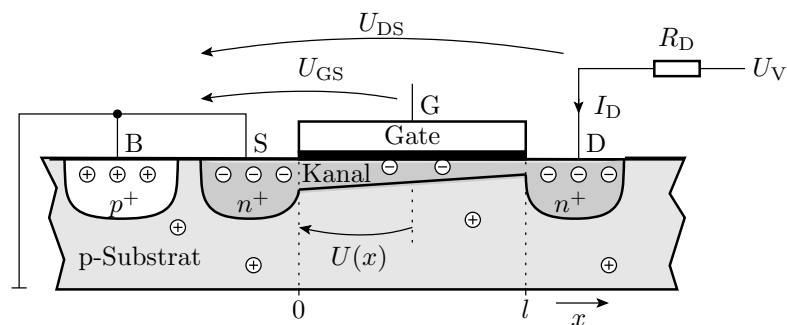


- Absenkung des chemischen Potentials im p-Gebiet unter dem Gate so weit, dass bewegliche Elektronen vom Source in den Kanal diffundieren können.
- Bewegliche Ladung im Kanal

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

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

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:

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

Lösung der DGL

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

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

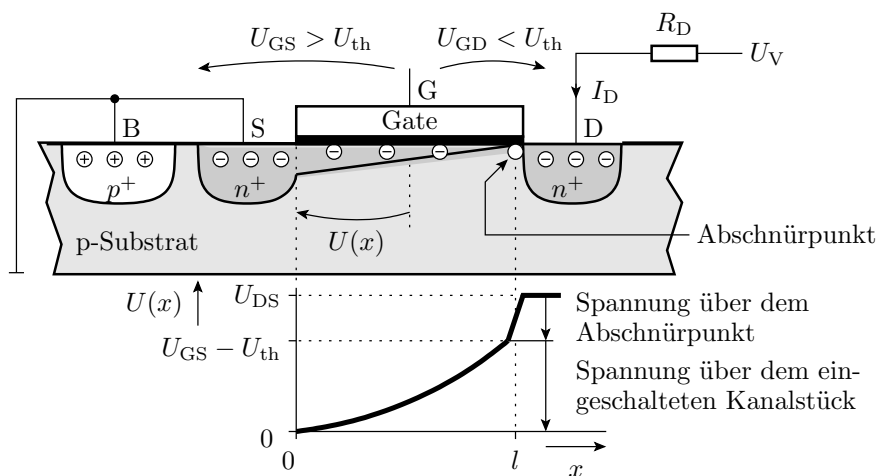
mit $\varphi(0) = 0$ und $\varphi(L) = U_{DS}$

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

(L – Kanallänge) mit dem relativem Steilheitskoeffizient:

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

Einschnürbereich



- Das Kanalende 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.
- Der Drainstrom für den Übergang in den Einschnürbereich $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$:

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

$$= \frac{K}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2$$

nimmt mit steigendem U_{DS} nicht weiter zu:

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

(*^S - Sperrbereich; *^A - aktiver Bereich; *^E - Einschnürbereich).

4.2 Spice-Modell

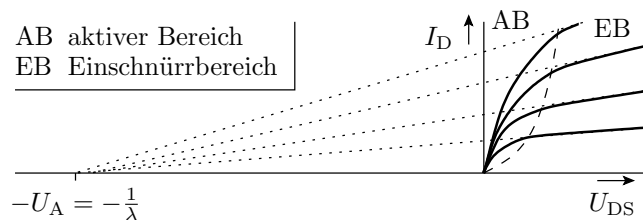
Spice-Modell

- 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 Einschnürrpunkts. Beobachtbares Verhalten:



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

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	relative Steilheitskoeffizient	$\frac{W}{L} \cdot 69 \mu\text{A}/\text{V}^2$	$\frac{W}{L} \cdot 23,6 \mu\text{A}/\text{V}^2$
Lambda	Kanallängen-Modulationsparameter	$0,033 \text{ V}^{-1}$	$0,055 \text{ V}^{-1}$

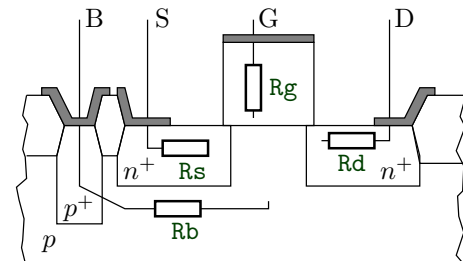
Bei Einzeltransistoren sind Bulk und Source verbunden ($U_{BS} = 0$):

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

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.

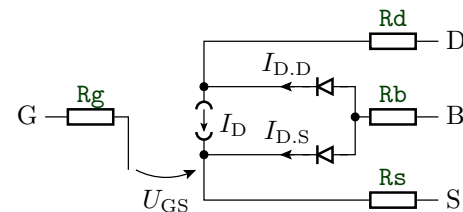
Bahnwiderstände



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)

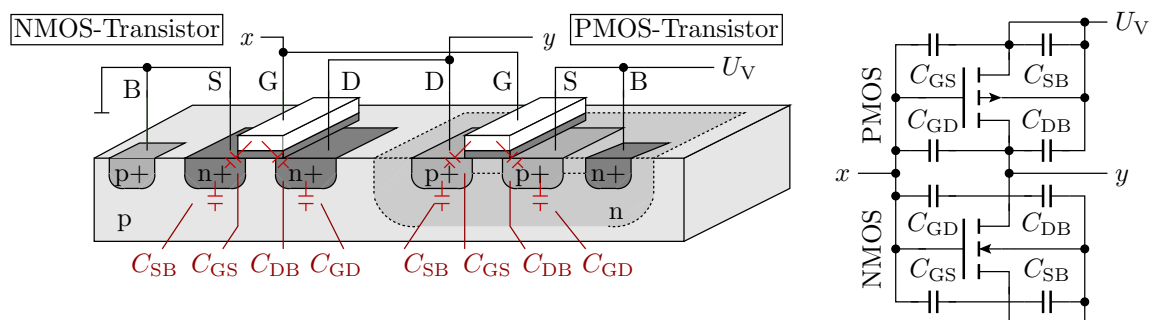
Sperrströme der Bulkdioden



- Parameter für die Sperrströme der Bulk-Dioden:

Param.	Bezeichnung	BSD215	IRF140
I_s	Sättigungssperrestrom 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 Kanalfäche $1 \times 1 \mu\text{m}$, Oxiddicke 25 nm, $\epsilon_{SiO_2} \approx 33,6 \frac{\text{pF}}{\text{m}}$:

Kapazität zwischen Source/Drain und Substrat: $C_{GS} = C_{GD} = 33,6 \frac{\text{pF}}{\text{m}} \cdot \frac{1 \mu\text{m} \cdot 1 \mu\text{m}}{2 \cdot 25 \text{ nm}} = 0,67 \text{ fF}$

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

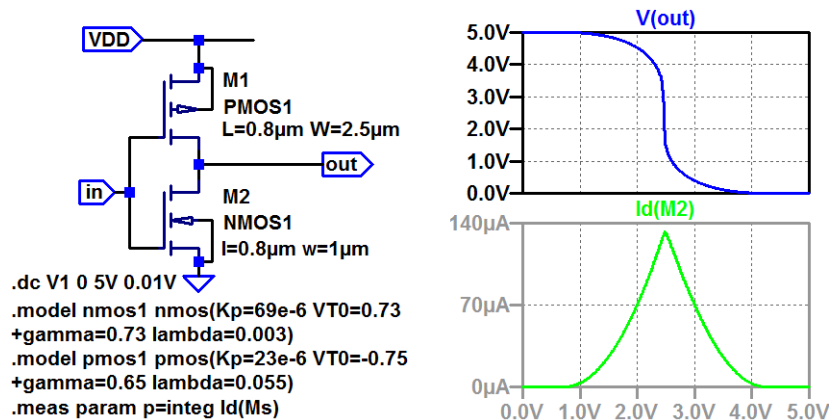
$$C_{DB} = C_{jsw} \cdot P_d + C_j \cdot A_d$$

(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: Source-Umfang $4 \mu\text{m}$; Source-Fläche $1 \mu\text{m}^2$, $C_j = 360 \frac{\mu\text{F}}{\text{m}^2}$, $C_{jsw} = 250 \frac{\text{pF}}{\text{m}}$:

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

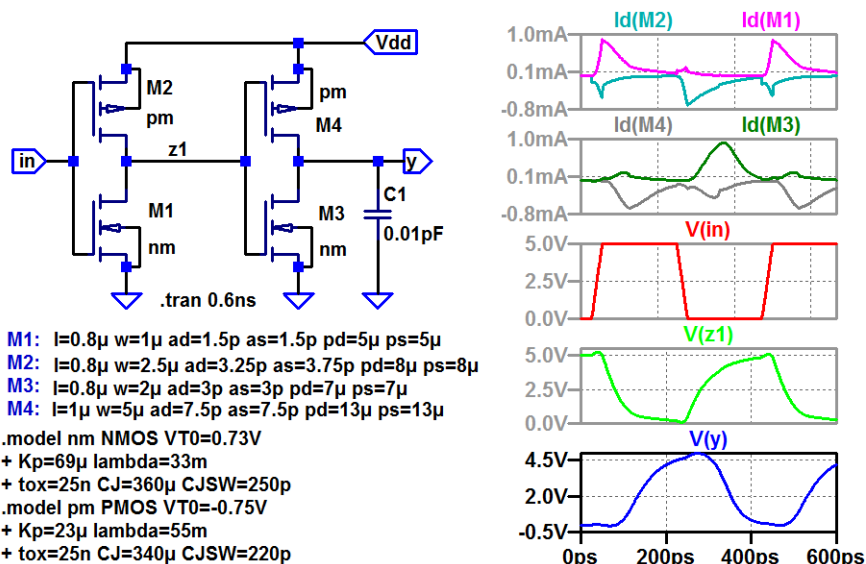
4.3 Digitale Grundschaltungen

CMOS-Inverter

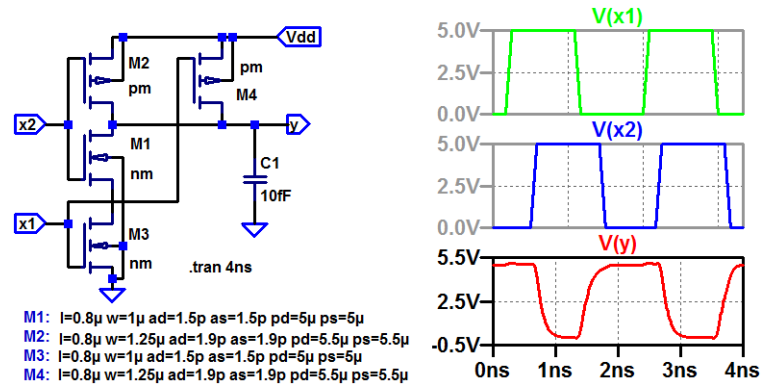


- Pull-down mit NMOS- und Pull-up mit PMOS-Transistor.
- Strom fließt nur während der Schaltvorgänge.

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



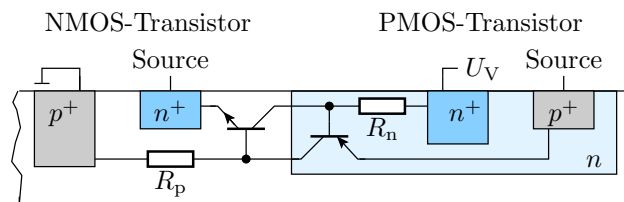
NAND-Gatter



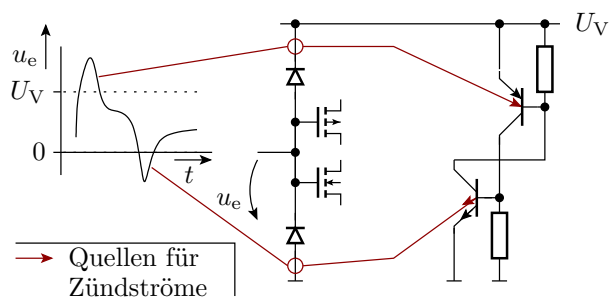
- Schätzen Sie die Ein- und Ausschaltverzögerung.
- Wie ließe sich die Ein- und Ausschaltverzögerung zu halbieren?

4.4 Latch-Up

Parasitärer Thyristor und Latch-up

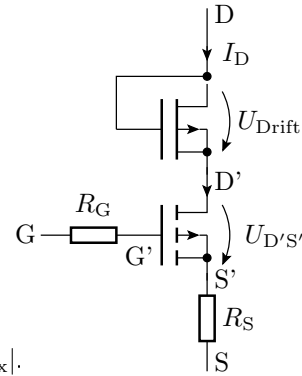
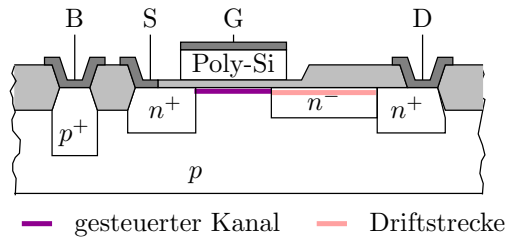


- Die Schichtfolge npnp bildet eine Thyristor, bestehend aus zwei Bipolartransistoren.
- Wenn einer der parasitären Bipolartransistoren einen kurzen Basisstrom bekommt, liefert er dem anderen Basisstrom, der einschaltet und dem ersten Basisstrom liefert.
- Wirkt wie ein Kurzschluss zwischen Versorgungsspannung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



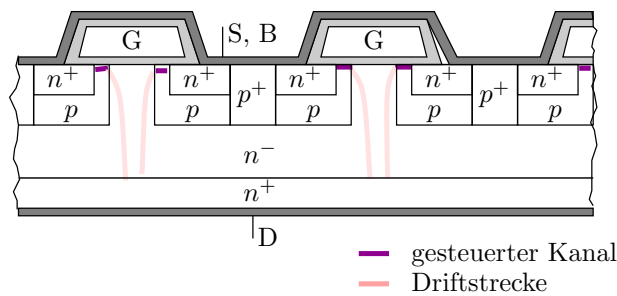
4.5 Leistungs-MOSFETs

MOSFETs für hohe Spannungen



- Hohe Steilheit verlangt kurze Kanäle. \Rightarrow 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.

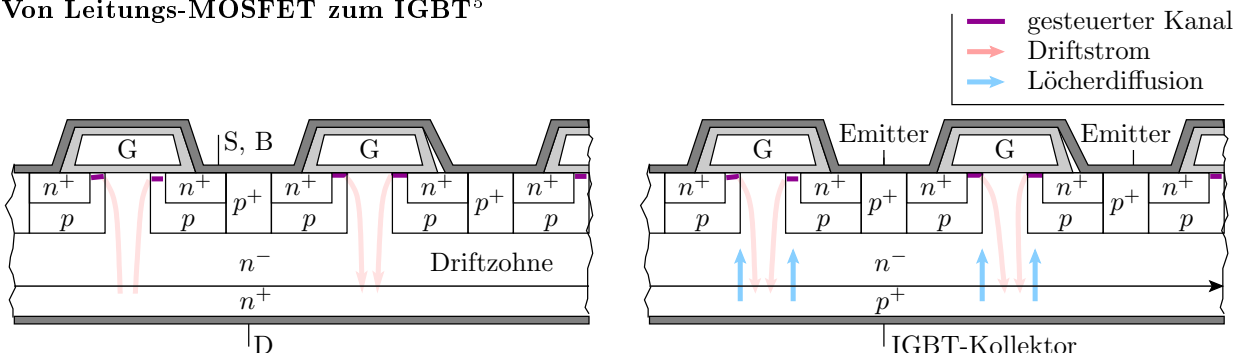
Flächensparende 3D-Anordnung



- 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.

5 IGBT

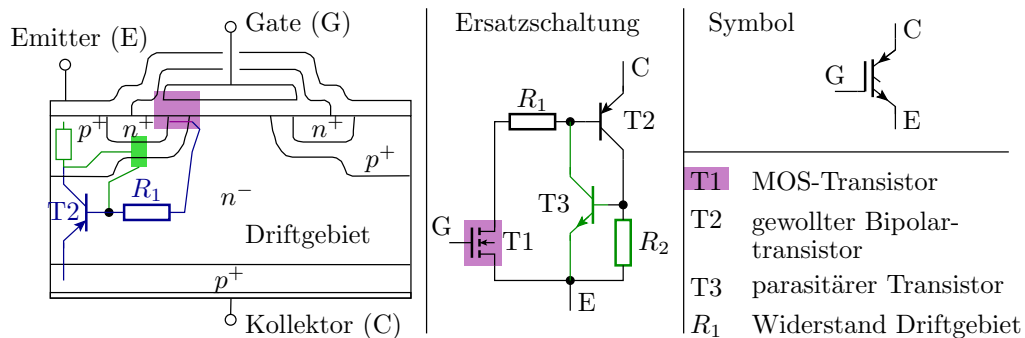
Von Leistungs-MOSFET zum IGBT⁵



⁵Isulated Gate Bipolar Transistor.

- 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 ein 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 Kollektor⁶.

Ersatzschaltung und Schaltsymbol



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

⁶Der Anschluss mit Kollektor-Funktion ist der IGBT-Emitter.