

# Elektronik II Foliensatz: Transistoren

G. Kemnitz

13. April 2026

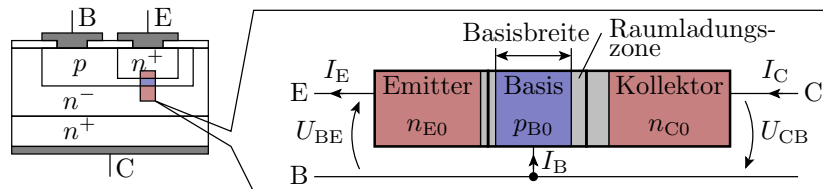
## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Bipolartransistor</b>	<b>1</b>	<b>3</b>	<b>J- und MesFET</b>	<b>26</b>
1.1	Aufbau und Funktion . . . . .	1	3.1	Aufbau und Funktion . . . . .	26
1.2	Spice-Modell stationär . . . . .	2	3.2	Spice-Modell . . . . .	27
1.3	Kapazitäten . . . . .	5	3.3	Kleinsignalmodell . . . . .	28
1.4	Kleinsignalmodell . . . . .	7	3.4	Grundsaltungen . . . . .	28
1.5	Grundsaltungen . . . . .	10	3.5	Rauschen . . . . .	31
<b>2</b>	<b>MOSFET</b>	<b>20</b>	<b>4</b>	<b>Leistungsschalter</b>	<b>32</b>
2.1	Aufbau und Funktion . . . . .	20	<b>5</b>	<b>Thyristor</b>	<b>32</b>
2.2	Spice-Modell . . . . .	23	5.1	Leistungs-MOSFETs . . . . .	34
2.3	Digitale Grundsaltungen . . . . .	25	<b>6</b>	<b>IGBT</b>	<b>35</b>

## 1 Bipolartransistor

### 1.1 Aufbau und Funktion

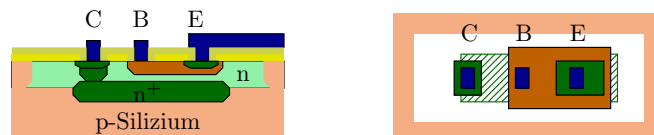
### 5.2 Aufbau und Betriebsarten



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.

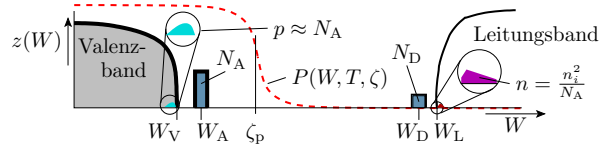
### 5.3 Geometrie und Fertigung



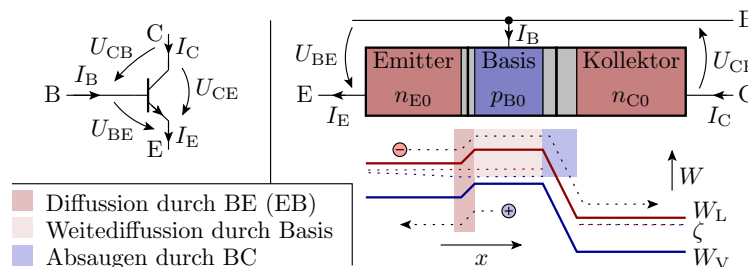
Beispielherstellungsprozess (siehe später Folienstz F6):

- hochdotiertes n-Gebiet als vergrabener 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

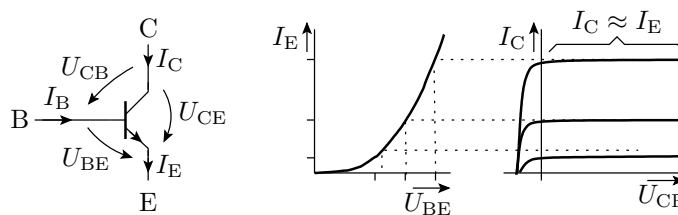


Ladungsträger diffundieren aufgrund des großen Konzentrationsgefälles in die Basis. Die Basis ist viel kürzer als die Diffusionslänge, so dass fast der komplette Minoritätenüberschuss in der Basis bis zur Kollektorsperschicht diffundiert und dort abgesaugt (eingesammelt) wird.

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

### 5.5 Kennlinie ohne Basisweitenmodulation

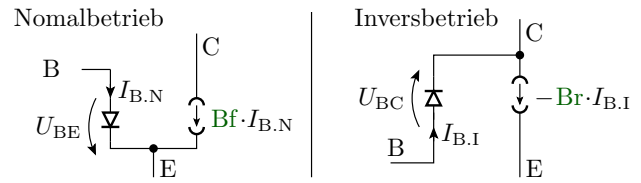


Der über  $U_{BE}$  steuerbare Diffusionsstrom vom Emitter fließt fast zu 100% weiter zum Kollektor:

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

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.

### 5.6 Basisstrom, Inversbetrieb



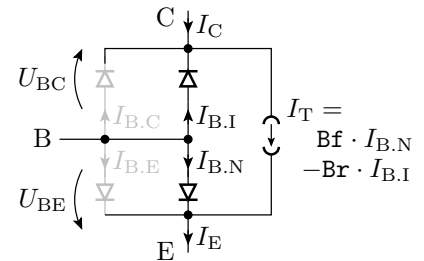
An der Basis muss der Bf-te Anteil des Kollektorstroms nachgeliefert werden:

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

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

$$I_{B.I} = \frac{I_S}{B_r} \cdot \left( e^{\frac{U_{BC}}{B_r \cdot U_T}} - 1 \right) \quad (2)$$

### 5.7 Transportmodell



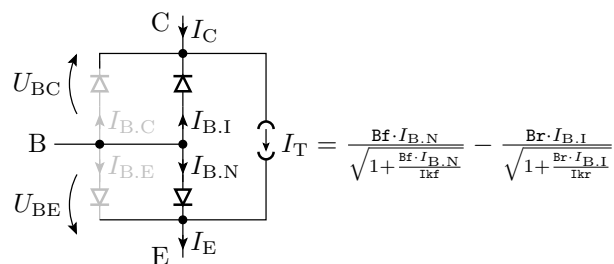
Das Transportmodell fasst die gesteuerten Stromquellen für den Normal- und den Inversbetrieb zu einer Transportquelle zusammen:

$$\begin{aligned} I_T &= I_{C.N} - I_{E.I} \\ I_T &= B_f \cdot I_{B.N} - B_r \cdot I_{B.I} \end{aligned} \quad (3)$$

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.

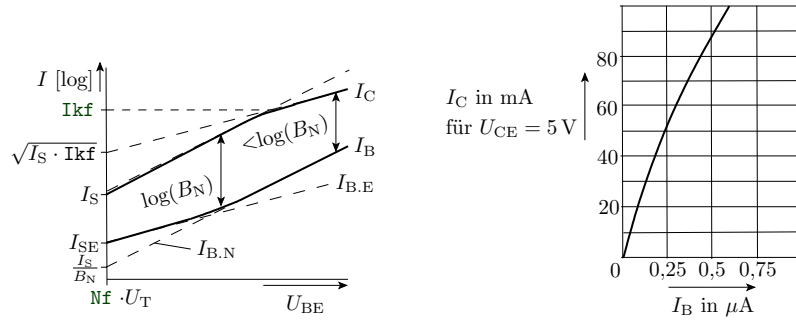
### 5.8 Hochstrombereich



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 S absenkt:

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

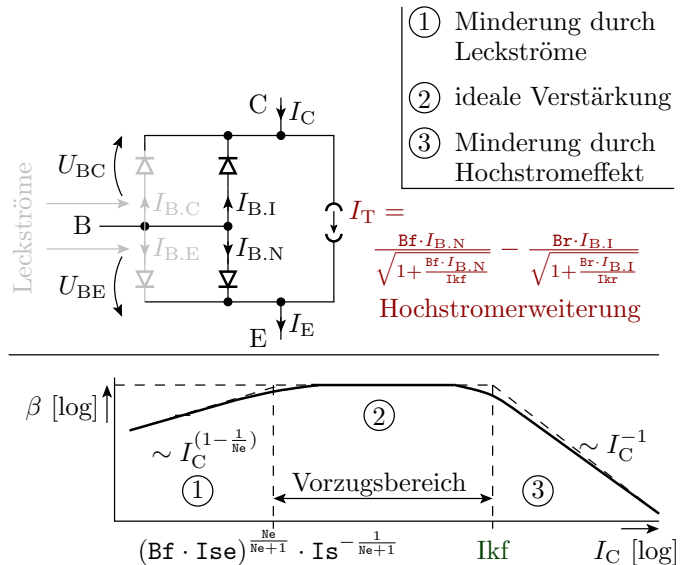
### 5.9 Stromverstärkung



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:  $\ln(Bf)$ ,  $Bf$  – ideale Stromverstärkung.
- Kleine  $I_B$ : erhöhter Basisstrom durch Rekombinationsströme<sup>1</sup>.
- Großer  $I_C$ : verringerter Kollektorstrom durch Hochstromeffekt<sup>2</sup>.

### 5.10 Bereiche der Stromverstärkung



### 5.11 Spice-Parameter für das Modell bis hierher

Param.	Bezeichnung	default	BC547B	BUV47
$I_s$	Sättigungsstrom	1 $\mu$ A	7 fA	974 fA
$Bf$	ideale Stromverstärkung Normalbetrieb	–	375	95
$Nf$	Emissionskoeffizient Normalbetrieb	1		
$Br$	ideale Stromverstärkung Inversbetrieb	–	1	21
$I_{kf}$	Kniestrom zur starken Injektion Normalbetrieb		0,082 A	15,7 A
$I_{kr}$	Kniestrom zur starken Injektion Inversbetrieb	–	–	

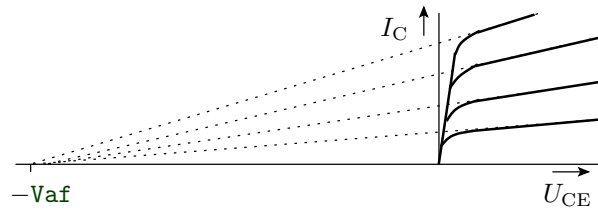
BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor

<sup>1</sup> Stromanteil durch Rekombination in der Basis.

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

### 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:

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

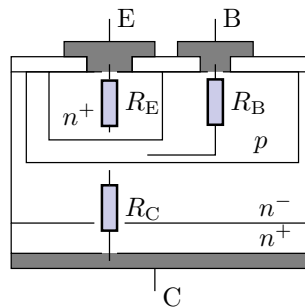
Stromgleichungen mit Early-Effekt:

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

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

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

### 5.14 Bahnwiderstände



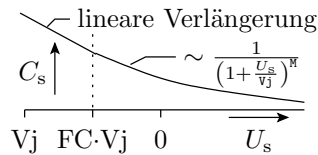
Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
$R_b$	Basisbahnwiderstand	10Ω	0,1Ω
$R_c$	Kollektorbahnwiderstand	1Ω	0,035Ω
$R_e$	Emitterbahnwiderstand	-	-

## 1.3 Kapazitäten

### 5.15 Sperrschichtkapazität

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

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



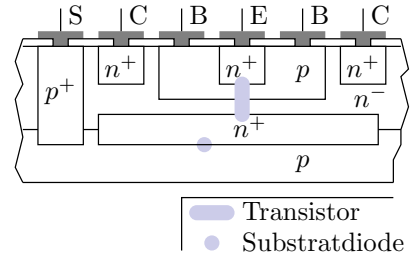
Darunter verlängert Spice die Kurve linear:

$$C_S = C_{j0} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\left(1 + \frac{U_S}{V_j}\right)^M} & \text{für } U_S > -FC \cdot V_j \\ \frac{1 - FC \cdot (1 - M) - \frac{M \cdot U_S}{V_j}}{(1 - FC)^{(1 + M)}} & \text{für } U_S \leq -FC \cdot V_j \end{cases} \quad (4)$$

### 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:

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

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

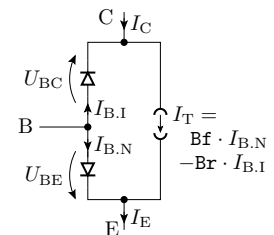
(BE – Basis-Emitter-Übergang; BC – Basis-Kollektor-Übergang; CS – Kollektor-Substrat-Übergang; BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor).

### 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:

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

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

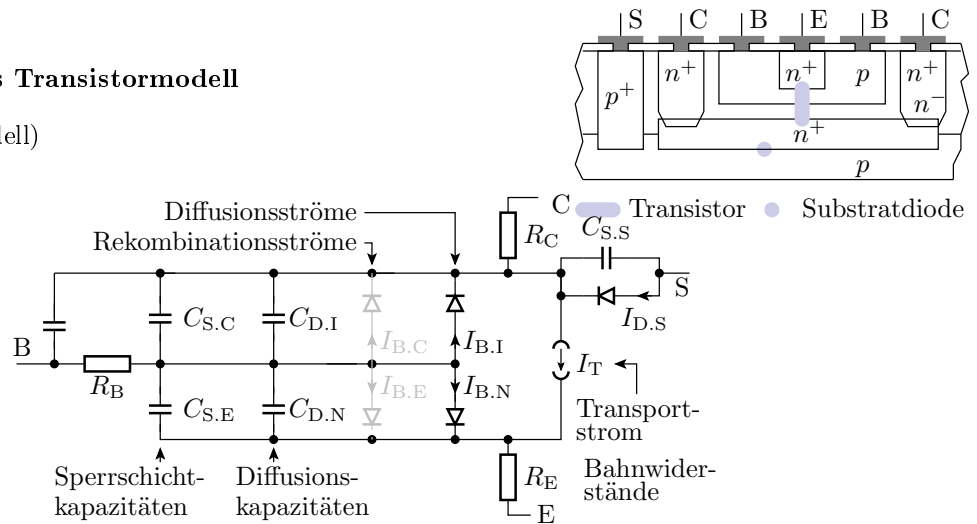


Param.	Bezeichnung	BC547B	BUV47
Nf	Emissionskoeffizient Emitter	1	1,2
Tf	ideale Transitzeit Normalbetrieb	0,44 ns	21,5 ns

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

### 5.19 Vollständiges Transistormodell

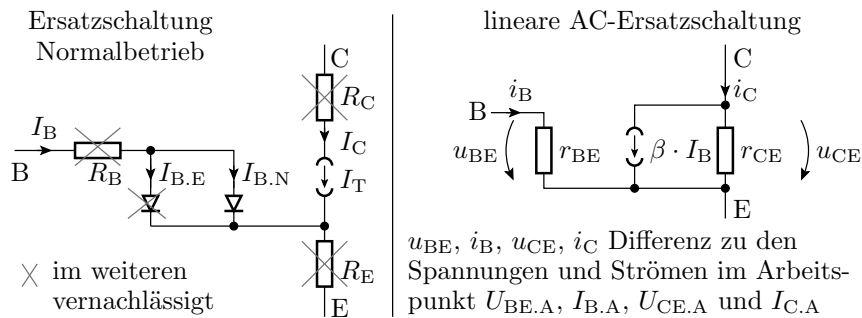
(Gummel-Poon-Modell)



Entwurf mit vereinfachten Modellen. Kontrolle mit dem Simulator.

### 1.4 Kleinsignalmodell

#### 5.20 Stationäres Kleinsignalmodell



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

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

#### 5.21 Zur Kontrolle

Kleinsignal-BE-Widerstand:

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

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

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

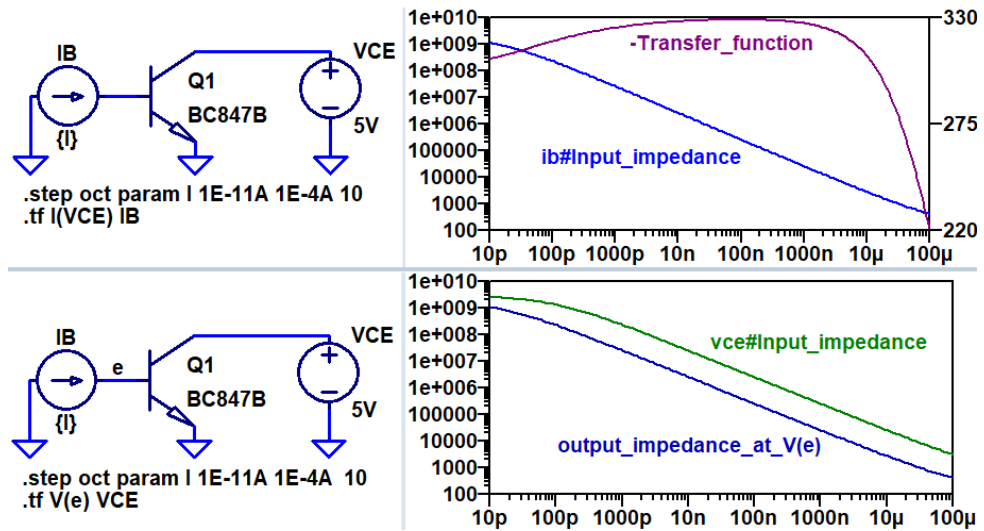
Kleinsignal-CE-Widerstand:

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

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

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

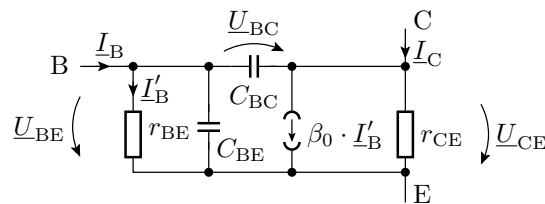
### 5.22 Parameterbestimmung mit Simulationsart .tf



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:

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

- Sperrschichtkapazität des CE-Übergangs:

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

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

### 5.24 Beispielwerte

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

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

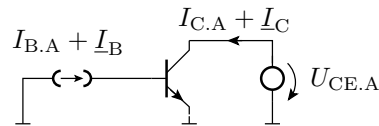
$$C_{BE,D} \approx \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_e \cdot U_T} = \frac{T_f \cdot B_f}{r_{BE}}$$

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

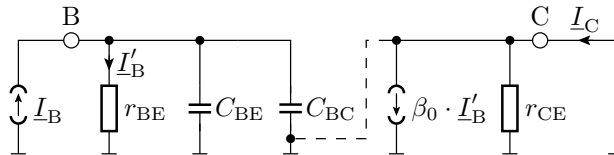
$$C_{BE} \approx \begin{cases} C_{je} & I_B < 10 \mu A \\ C_{je} + \frac{T_f \cdot B_f \cdot I_{B,N}}{N_e \cdot U_T} & \text{sonst} \end{cases}$$

### 5.25 Übergangs- und Transitfrequenz Stromverstärkung

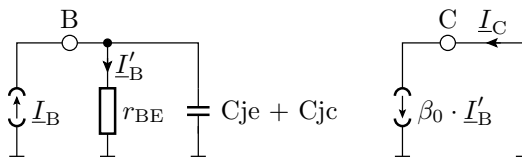
Testschaltung:



Ersatzschaltung für  $f > 0$ :



- Wegen  $U_{RCE} = 0$ :  $r_{CE}$  kurzgeschlossen, weglassbar.
- Wegen  $I_B \leq 10\text{mA}$ :  $C_{BE} + C_{BC}$  durch  $C_{je} + C_{jc}$  annähern.



Nach Stromteilerregel:

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

Stromverstärkung:

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

Übergangsfrequenz (Imaginär- gleich Realteil):

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

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

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

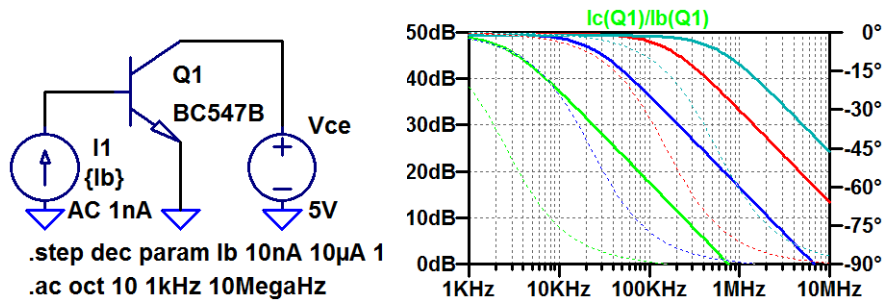
Die Sperrschichtkapazitäten hängen nur wenig von den Spannungen und Strömen im Arbeitspunkt ab, der Basis-Emitterwiderstand jedoch erheblich:

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

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

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

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



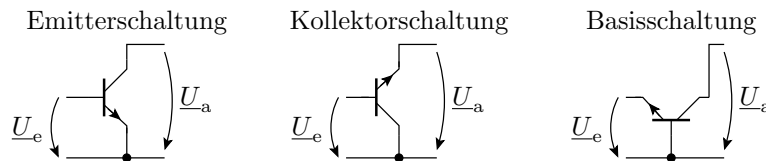
$I_{B,A}$	10 nA	100 nA	1 $\mu$ A	10 $\mu$ A
$f_0$	2,8 kHz	23 kHz	152 kHz	552 kHz
$f_T$	750 kHz	6,8 MHz	46 MHz	163 MHz

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

## 1.5 Grundschaltungen

### 5.29 Grundschaltungen

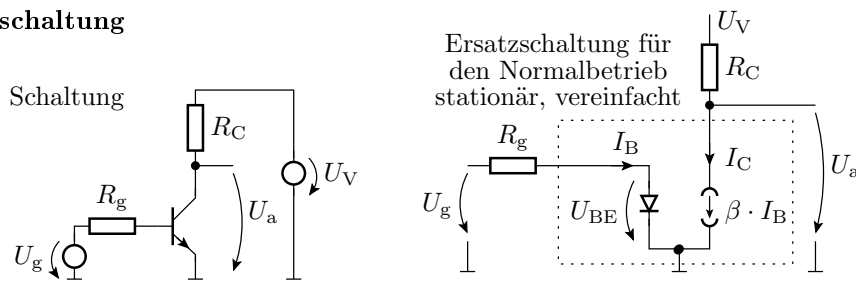
Drei Anschlüsse, einer ist Eingang, einer Ausgang und einer Bezugspotential für beide. Der gemeinsame Anschluss gibt der Grundschaltung den Namen:



Kleinsignalverhalten mit dem Transistor im Normalbetrieb:

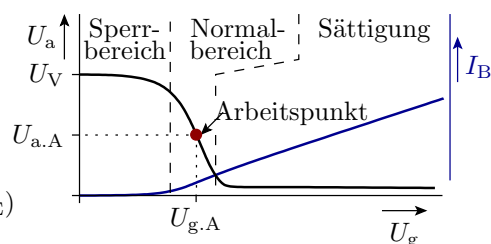
- Emitterschaltung: Strom- und Spannungsverstärkung  $\gg 1$ .
- Kollektorschaltung: Spannungsverstärkung  $\approx 1$ . Stromverstärkung  $\gg 1$ . Sehr hoher Eingangswiderstand.
- Basisschaltung: Spannungsverstärkung  $\gg 1$ . Stromverstärkung  $\approx 1$ . Bandbreite gleich Transitfrequenz der Stromverstärkung.

### 5.30 Emitterschaltung

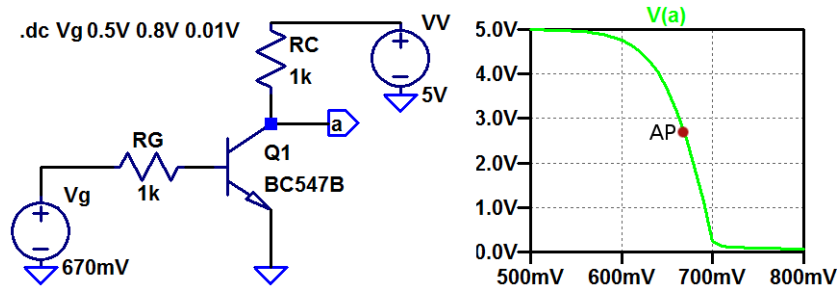


Arbeitsbereich Transistor:

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



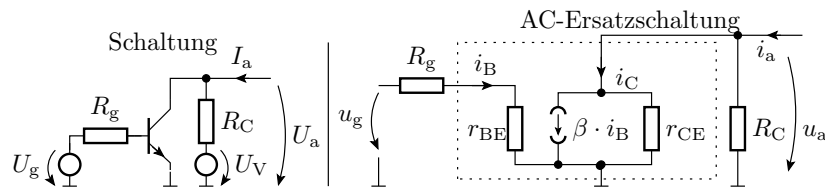
### 5.31 Simulation der Übertragungsfunktion



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

### 5.32 Kleinsignalersatz Emitterschaltung



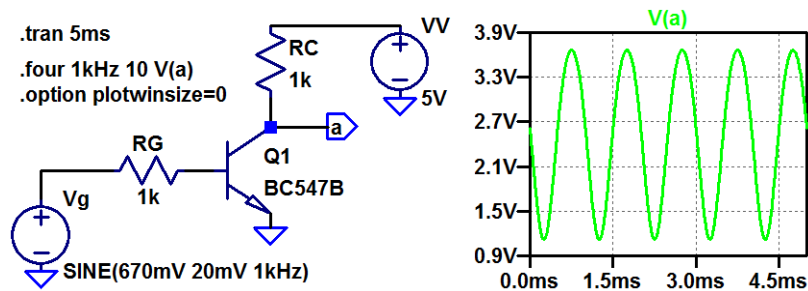
Ablesbare Parameter der Transferfunktion:

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

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

$$v_{u1} = \left. \frac{u_a}{u_g} \right|_{i_a=0} = -\beta \cdot \frac{r_a}{r_e}$$

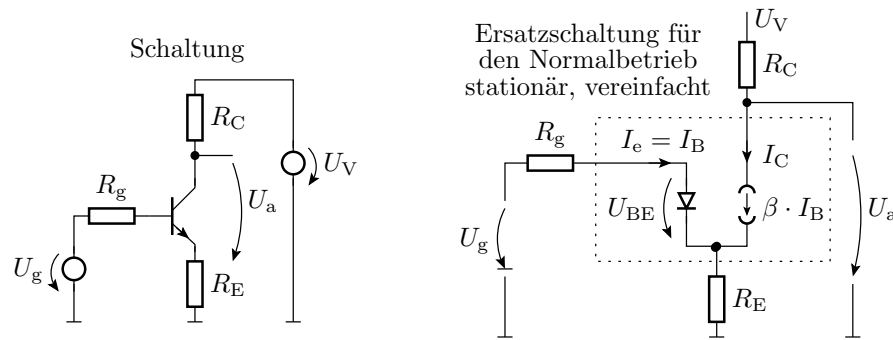
### 5.33 Klirrfaktor durch die Nichtlinearität



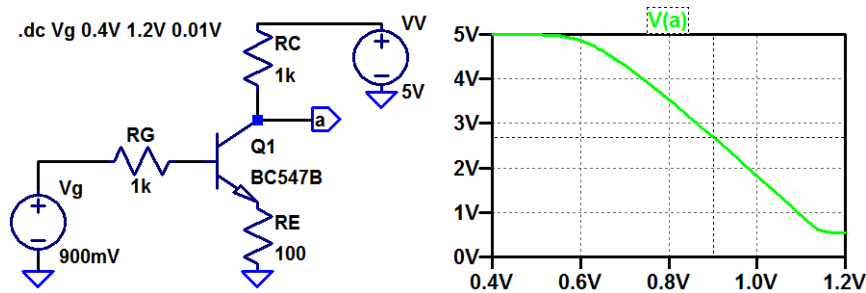
Frequenz	1 kHz	2 kHz	3 kHz	4 kHz	5 kHz	6 kHz
Amplitude	1,27 V	112 mV	0,8 mV	0,6 mV	8 μV	6 μV

- Klirrfaktor: 8,77%

### 5.34 Stromgegenkopplung



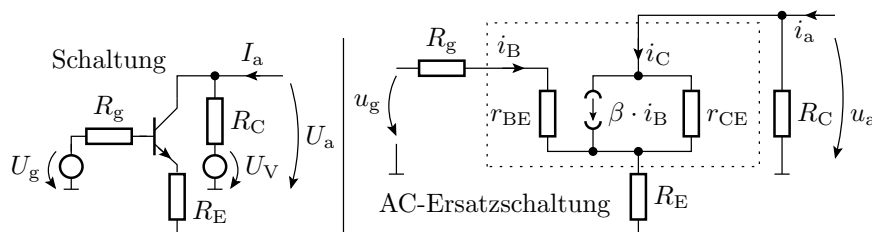
- Subtraktion einer zum Kollektorstrom proportionalen Spannung von der Eingangsspannung.
- Verringert und linearisiert die Verstärkung auf  $v_u \approx -\frac{R_C}{R_E}$ .
- Mindert den Einfluss der Streuung von  $\beta$  und der Temperatur auf die Funktion der Schaltung.



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

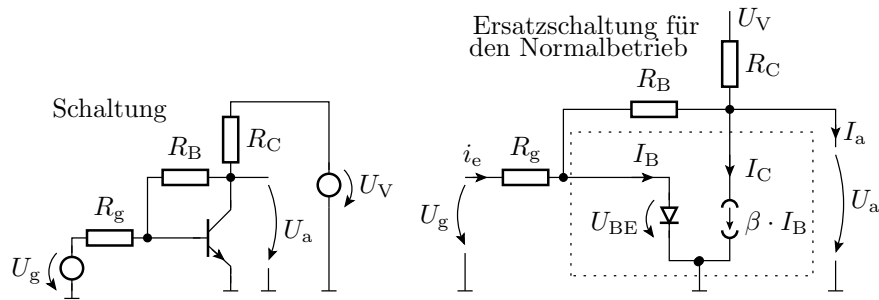


$$r_e = \left. \frac{u_g}{i_B} \right|_{i_a=0} = R_g + r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E$$

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

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

### 5.37 Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

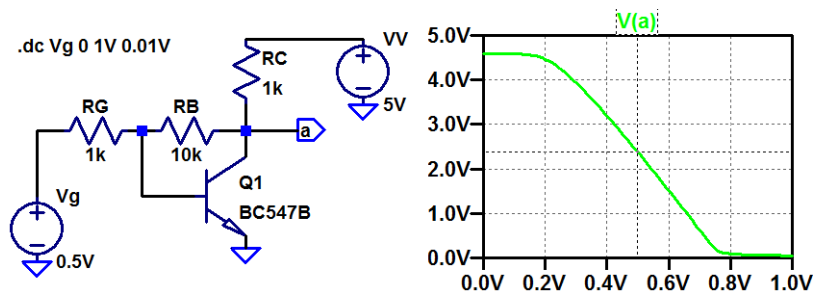


Rückführung der Ausgangsspannung auf die Basis:

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

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

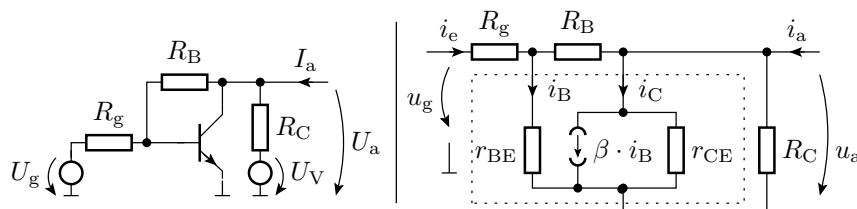
$$U_a \approx \frac{U_V \cdot R_B}{\beta \cdot R_C} + U_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_g}\right) - \frac{R_B}{R_g} \cdot U_g$$



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

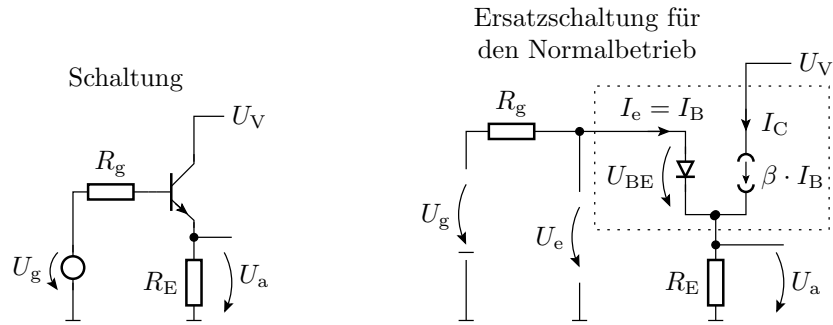


$$r_e = \left. \frac{u_g}{i_e} \right|_{i_a=0} = R_g + f(r_{BE}, R_B, \beta, R_C \parallel r_{CE})$$

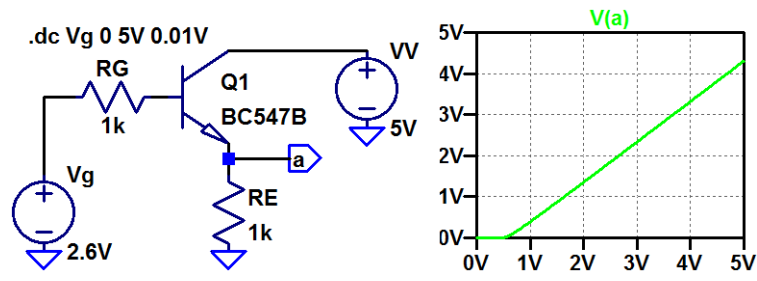
$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_g=0} = R_C \parallel r_{CE} \parallel f(R_g, r_{BE}, R_B, \beta)$$

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

### 5.40 Kollektorschaltung



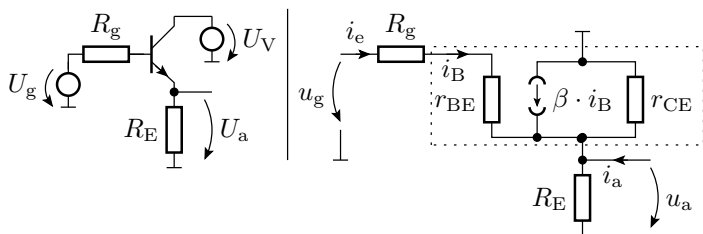
- Eingabe an der Basis,
- Ausgabe am Emitter,
- gemeinsamer Anschluss Kollektor.



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

Eine Kollektorschaltung hat Verstärkung eins, einen sehr hohen Eingangs- und einen geringen Ausgangswiderstand. Robust gegen Parameterstreuungen und kaum Klirrfaktor. Anwendung als Impedanzwandler und Trennverstärker<sup>3</sup>.

### 5.42 Kleinsignalersatz Kollektorschaltung



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

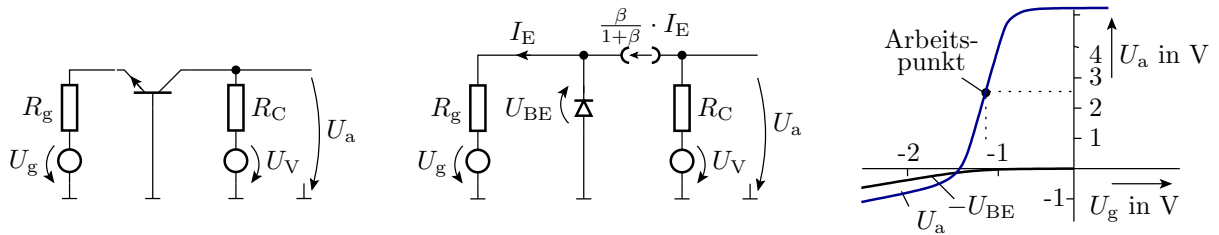
$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_g=0} = R_E \parallel r_{CE} \parallel \frac{R_g + r_{BE}}{1 + \beta}$$

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

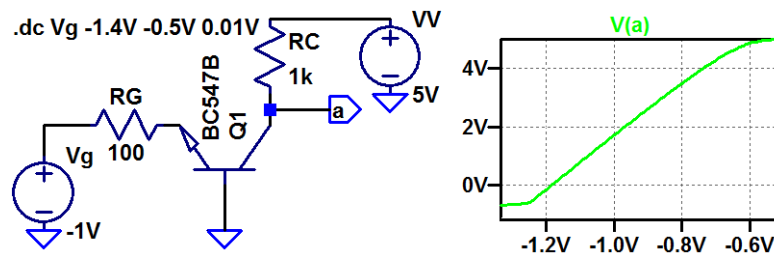
$$(i_B = \frac{u_g}{r_e}; u_a = (1 + \beta) \cdot (R_E \parallel r_{CE}) \cdot i_B)$$

<sup>3</sup>Z.B. zwischen Filterstufen.

### 5.43 Basisschaltung



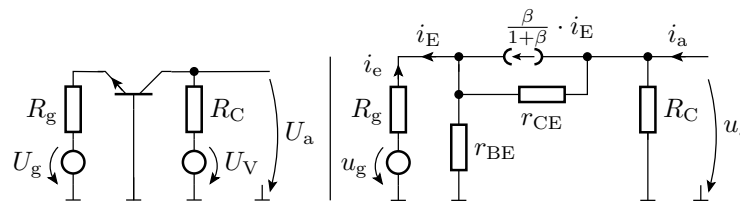
- Eingabe am Emitter,
- Ausgabe am Kollektor,
- gemeinsamer Anschluss Basis.



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

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



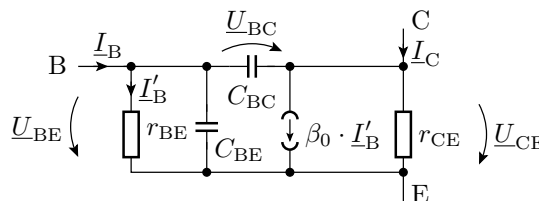
$$r_e = \left. \frac{u_g}{i_e} \right|_{i_a=0} \approx \left( R_g + \frac{r_{BE}}{(1 + \beta)} \right)$$

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

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

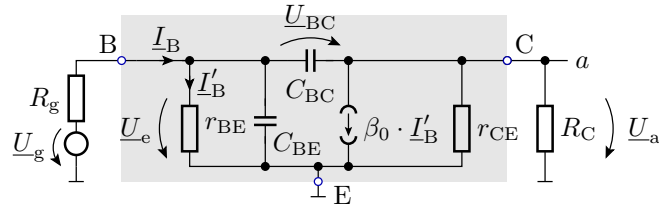
### 5.46 Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung

Transistorersatzschaltung mit BE- und BC-Kapazität:

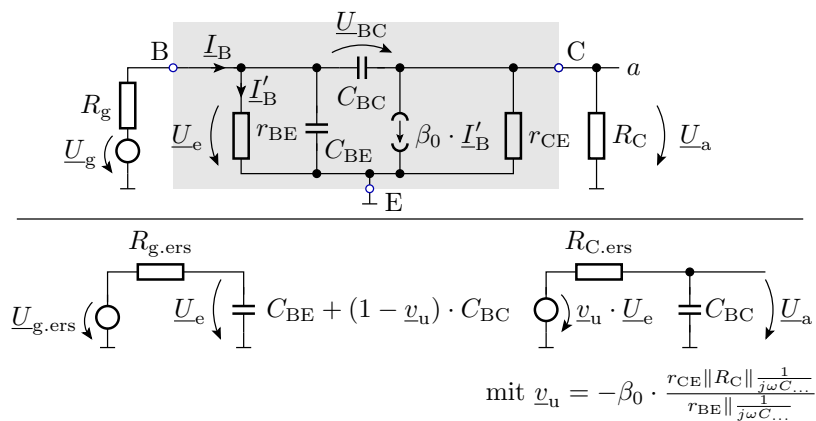


Die Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung ergibt sich aus der Anordnung der BE- und der CB-Kapazität in der Gesamtersatzschaltung des Verstärkers. Für die Überschläge sollen die BE-Diffusionskapazitäten gegenüber den Sperrschichtkapazitäten vernachlässigt und die Sperrschichtkapazitäten durch die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



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

- Übergangsfrequenzen Eingangs-RC-Tiefpass:

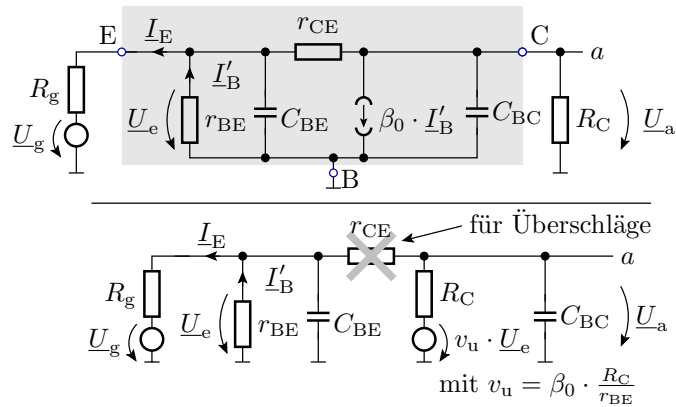
$$f_{0.1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{g,ers} \cdot (C_{BE} + (1 + |v_u|) \cdot C_{BC})}$$

- Übergangsfrequenzen Ausgangs-RC-Tiefpass:

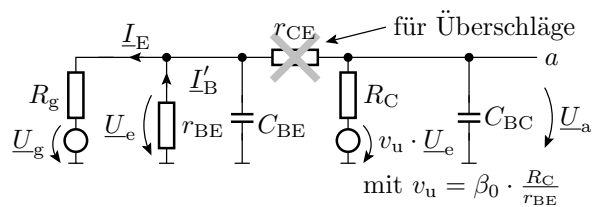
$$f_{0.2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C,ers} \cdot C_{BC}} \gg f_{0.1}$$

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.

### 5.50 Basisschaltung



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



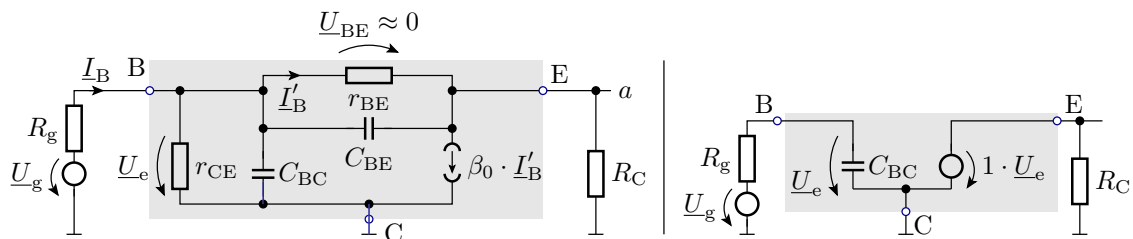
Die Übergangsfrequenz des Eingangs-RC-Glied

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

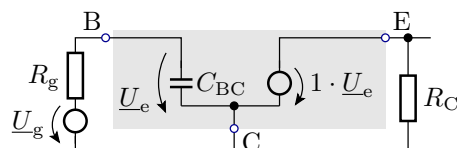
wird durch den Positionstausch von  $C_{BC}$  und  $r_{CE}$  unabhängig von der Spannungsverstärkung (keine Miller-Kapazität) und die Übergangsfrequenz des Ausgangs-RC-Glieds ist etwa dieselbe wie beim der Emitterschaltung:

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

### 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

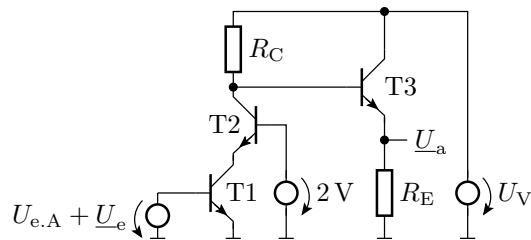
Eine Emitterschaltung hat eine Strom- und Spannungsverstärkung größer eins. Die Transitfrequenz nimmt etwa proportional mit der Spannungsverstärkung ab. Zur Linearisierung und Stabilisierung gegen Parameterstreuungen, Temperaturschwankungen, ... ist eine Strom- oder Spannungsrückkopplung erforderlich,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

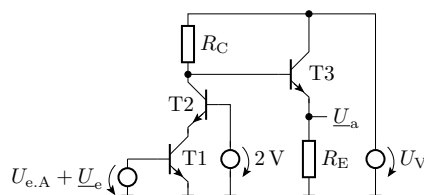
Die Kollektorschaltung hat gleichfalls eine Stromrückkopplung über den Emitterwiderstand, die die Übertragungsfunktion linearisiert und Parameterstreuungen kompensiert. Die Spannungsverstärkung ist max. eins und die Übergangsfrequenz größer als die der Basisschaltung und damit größer als die Transitfrequenz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

### 5.57 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.

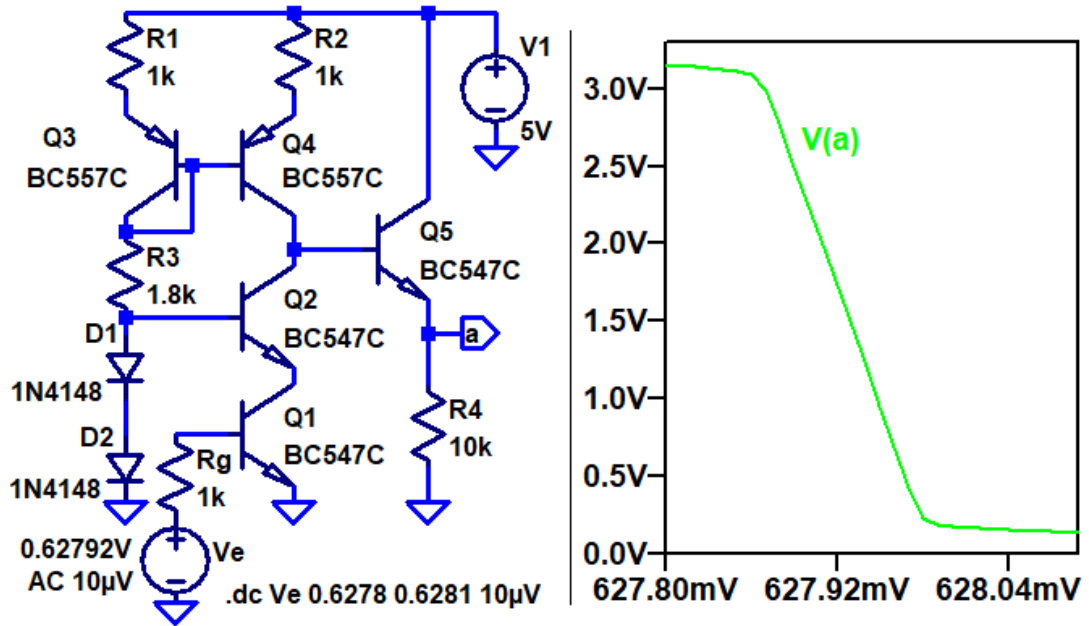


- T2 arbeitet in Basisschaltung mit dem Kollektorstrom von T1 als Eingabe und erzielt eine Spannungsverstärkung.
- Eine hohe Spannungsverstärkung verlangt ein großen  $R_C$  (oder eine Stromquelle) und eine Nachfolgeschaltung mit hohem Eingangswiderstand.
- T3 arbeitet deshalb in Kollektorschaltung als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

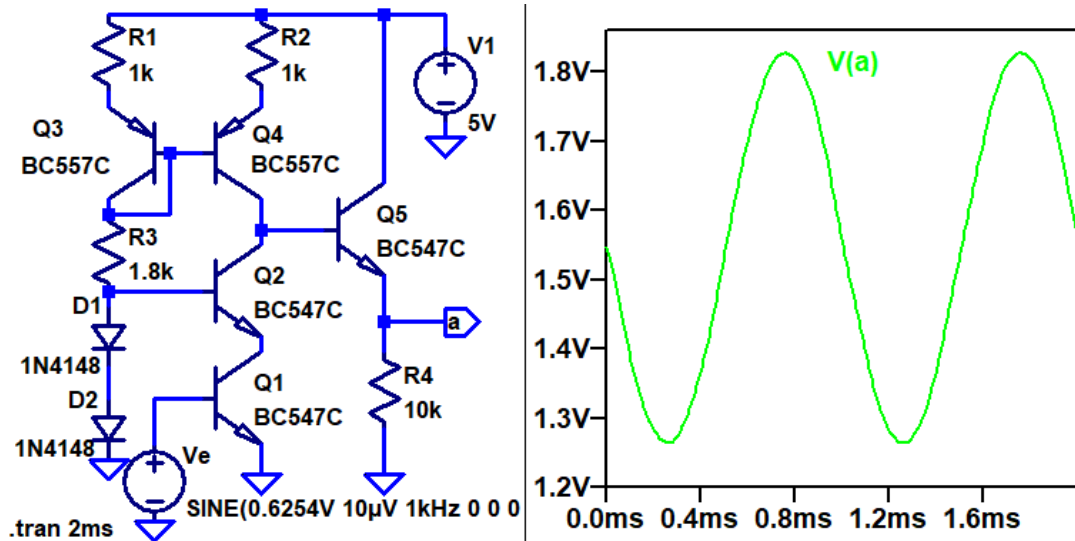
### 5.59 Simulation eines Kaskodenverstärkers

- Bestimmung der Übertragungsfunktion:

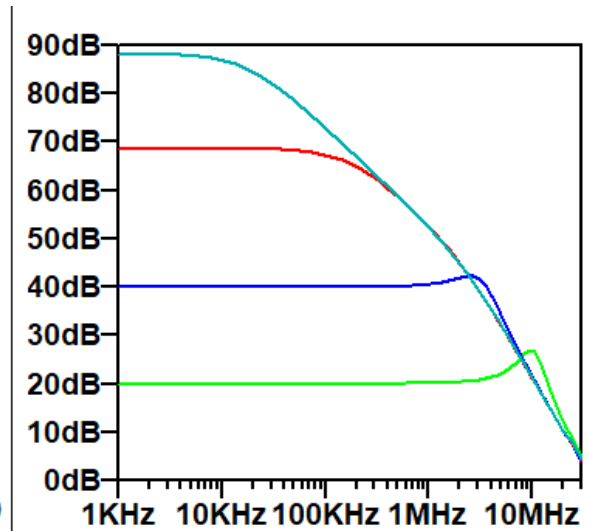
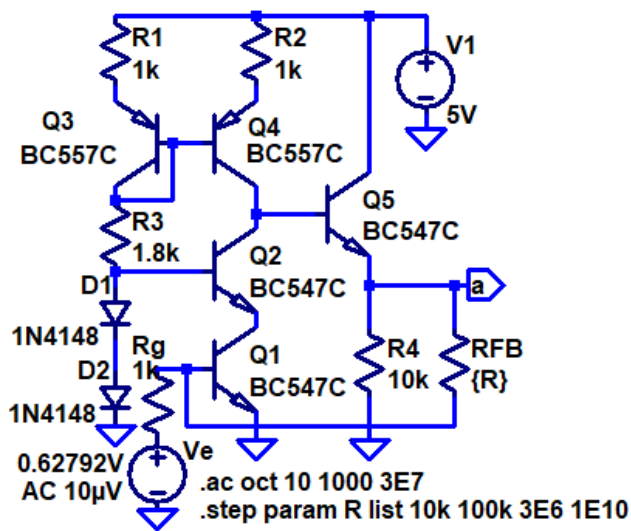


### 5.60 Vierpol-Parameter und zeitdiskrete Simulation

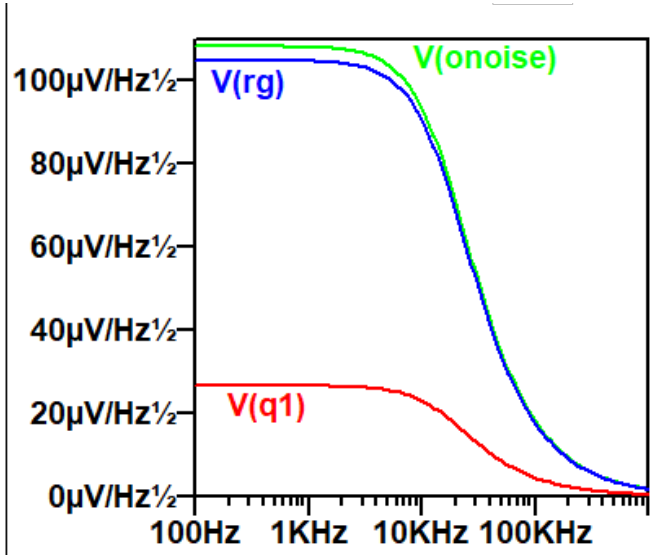
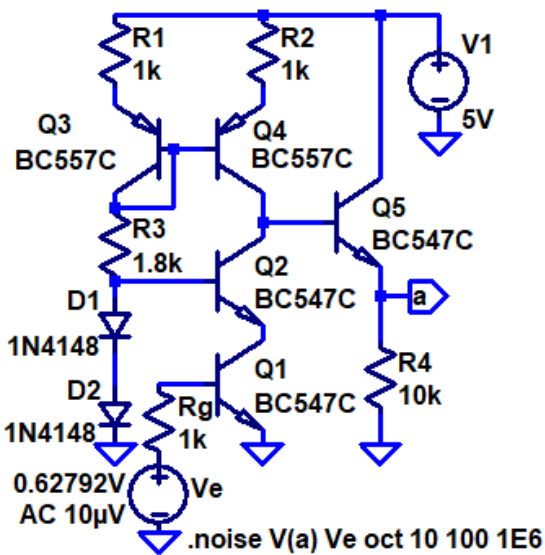
Transfer\_function: -25770.9 transfer  
 ve#Input\_impedance: 11473.1 impedance  
 output\_impedance\_at\_V(a): 1510.91 impedance



### 5.61 Frequenzgang



### 5.62 Rauschen



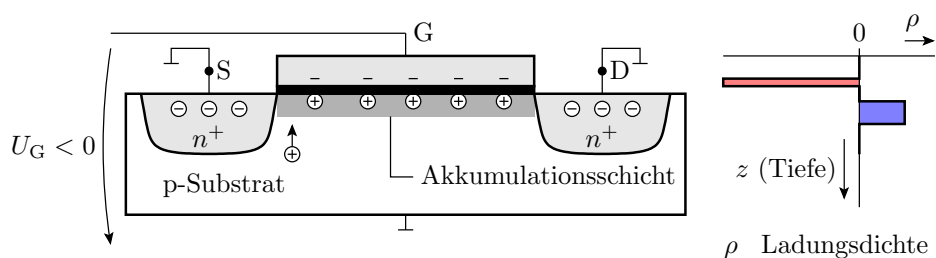
Den größten Rauschanteil liefert  $R_g$  und den Rest überwiegend Q1.

## 2 MOSFET

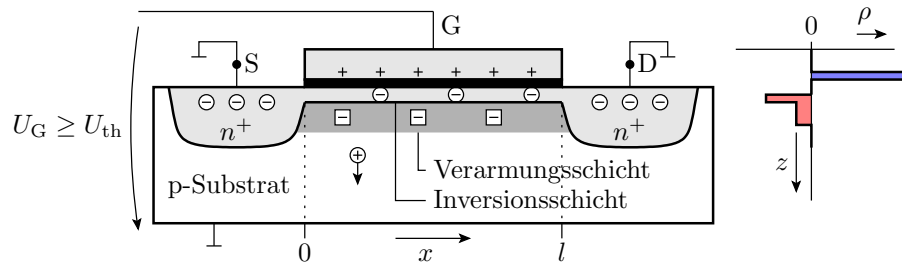
### 2.1 Aufbau und Funktion

#### 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  $U_{th}$ :

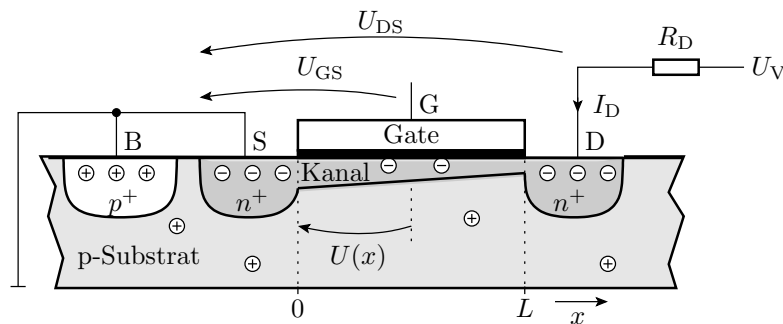


- Absenkung des chemischen Potentials im p-Gebiet unter dem Gate so weit, dass bewegliche Elektronen vom Source in den Kanal diffundieren können.
- Bewegliche Ladung im Kanal

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

( $x$  – 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:

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

( $\mu$  – 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:

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

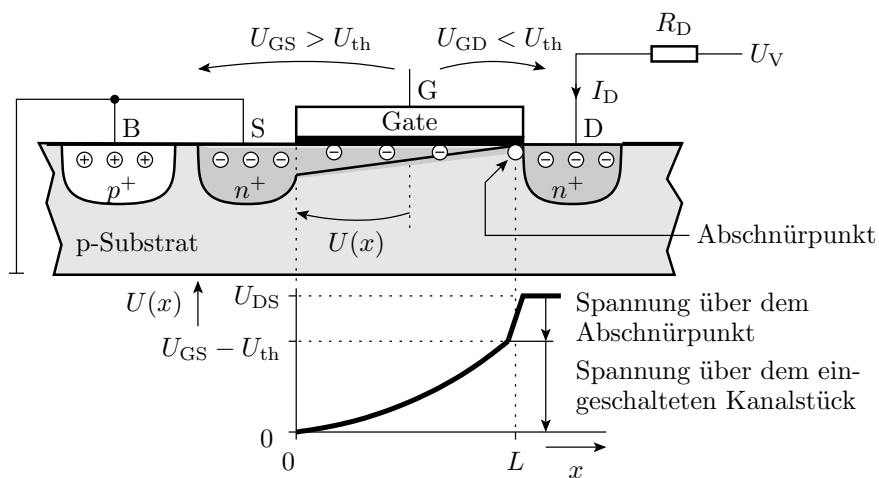
### 5.94 Lösung der DGL

$$\begin{aligned}
 I_D \cdot \int_0^L dy &= C_1 \cdot \mu \cdot \int_0^L (U_{GS} - U_{th} - U(x)) \cdot \frac{dU(x)}{dx} \cdot dx \\
 I_D \cdot L &= C_1 \cdot \mu \cdot \int_{\varphi(0)}^{\varphi(L)} (U_{GS} - U_{th} - U(x)) \cdot dU(x) \\
 &\quad \text{mit } \varphi(0) = 0 \text{ und } \varphi(L) = U_{DS} \\
 I_D &= \frac{C_1 \cdot \mu}{L} \cdot \left( (U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right)
 \end{aligned}$$

( $L$  – Kanallänge) mit dem relativem Steilheitskoeffizient:

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

### 5.95 Abschnürbereich



- Das Kanallende 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:

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

## 2.2 Spice-Modell

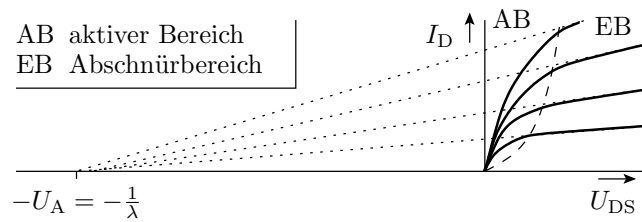
### 5.97 Spice-Modell

- 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-Schwellspannung	0,73 V	-0,75 V
Gamma	Substartsteuerfaktor	0,73 $\sqrt{\text{V}}$	0,56 $\sqrt{\text{V}}$
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-Modulationsparameter	0,033 $\text{V}^{-1}$	0,055 $\text{V}^{-1}$

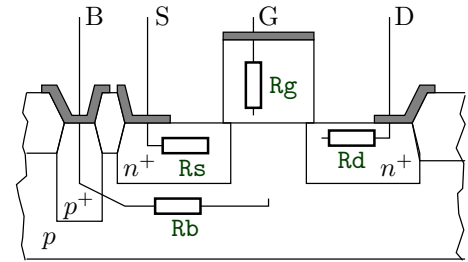
Bei Einzeltransistoren sind Bulk und Source verbunden ( $U_{BS} = 0$ ):

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

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

BSD215 – n-Kanal Kleinsignal-MOSFET; IRF140 – n-Kanal-Leistungs-MOSFET.

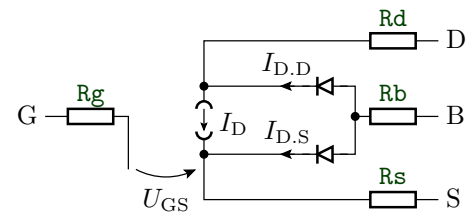
5.101 Bahnwiderstände



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

(\* von LT-Spice nicht genutzt)

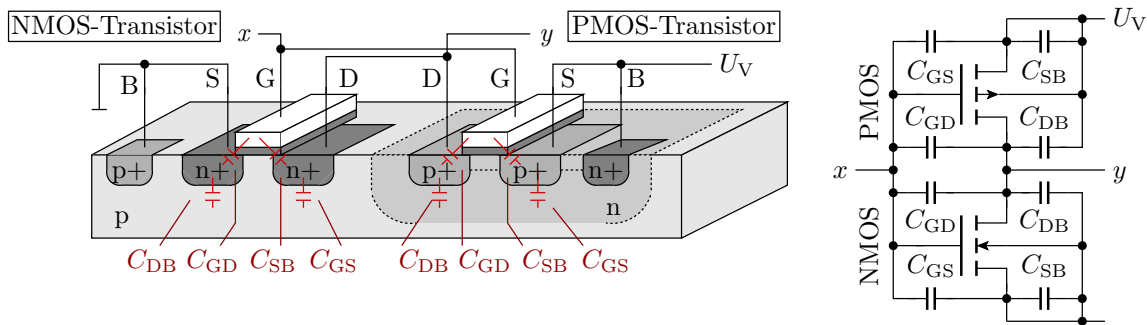
5.102 Sperrströme der Bulkdioden



- Parameter für die Sperrströme der Bulk-Dioden:

Param.	Bezeichnung	BSD215	IRF140
Is	Sättigungssperrestrom 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; tox – Oxiddicke). Beispiel Kanalfäche 1×1µm, Oxiddicke 25 nm, εSiO2 ≈ 33,6  $\frac{pF}{m}$ :

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

Kapazität zwischen Source/Drain und Substrat:

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

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

(Cjsw – umfangbezogenen Kapazität; Ps – Umfang des Source-Gebiets; Cj – flächenbezogene Kapazität; Ps – Fläche des Source-Gebiets; Pd – Umfang des Drain-Gebiets; Pd – Fläche des Drain-Gebiets). Beispiel:

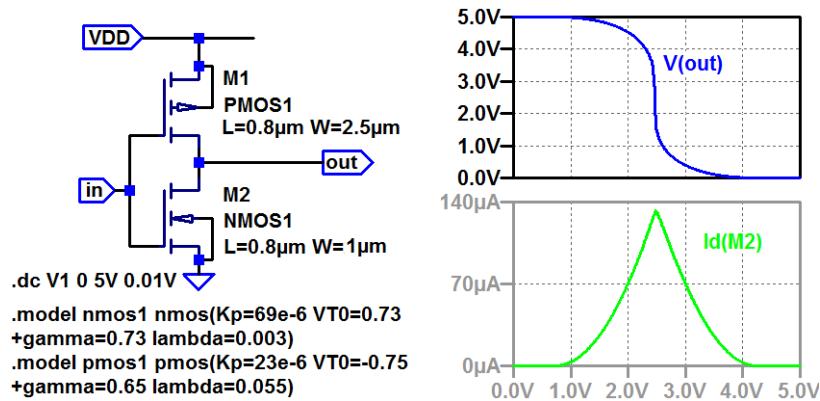
- Grundparameter: Cj = 360  $\frac{\mu F}{m}$ , Cjsw = 250  $\frac{pF}{m^2}$

- Source-Umfang und Fläche: Ps = 4 µm, As = 1 µm<sup>2</sup>

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

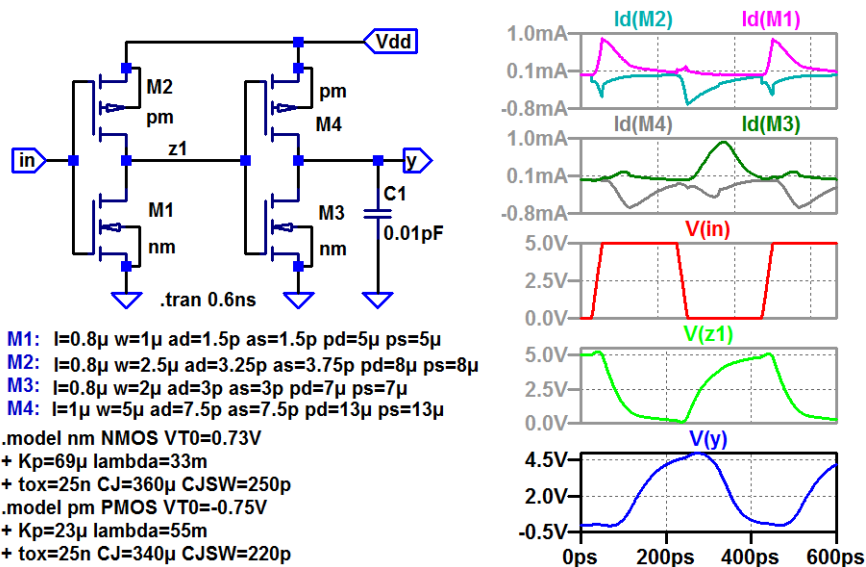
## 2.3 Digitale Grundschaltungen

### 5.105 CMOS-Inverter

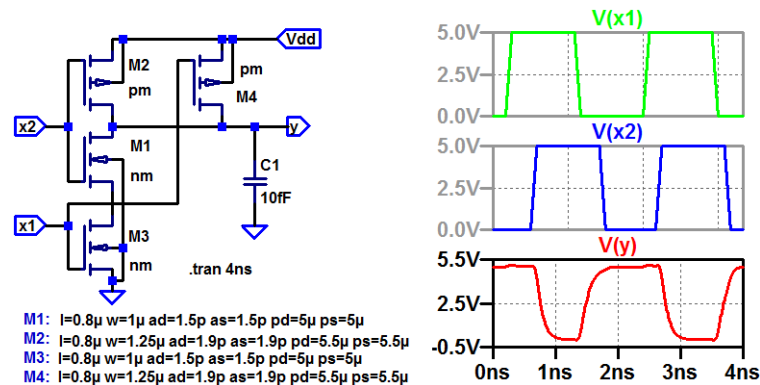


- Pull-down mit NMOS- und Pull-up mit PMOS-Transistor.
- Strom fließt nur während der Schaltvorgänge.

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



### 5.107 NAND-Gatter



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

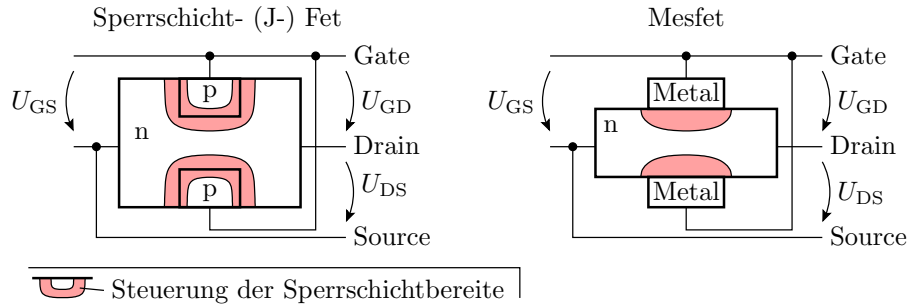
### 3 J- und MesFET

#### 3.1 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.

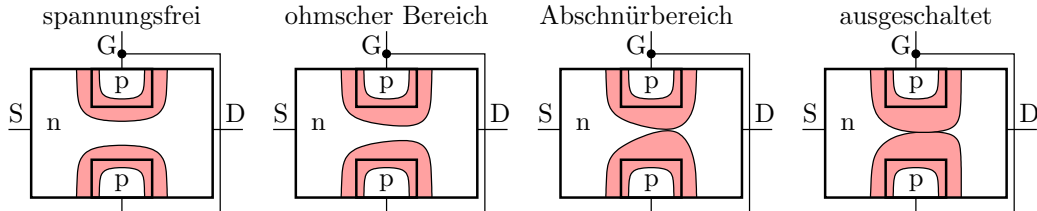


##### 5.68 Steuerung der Kanalleitfähigkeit

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

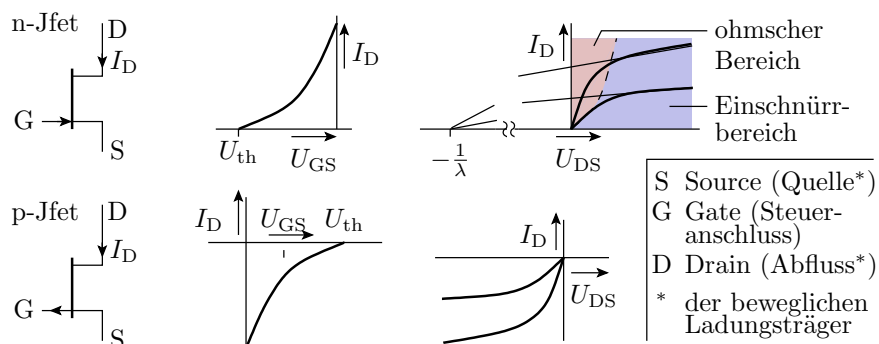
$$w_n \approx \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon \cdot (U_{Diff} - U_{GK})}{N_D \cdot q}}$$

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 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.

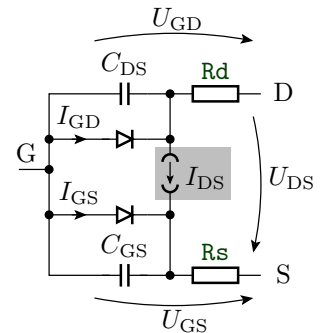
##### 5.70 Strom-Spannungs-Beziehungen



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

### 3.2 Spice-Modell

#### 5.71 Drain-Strom



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

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

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

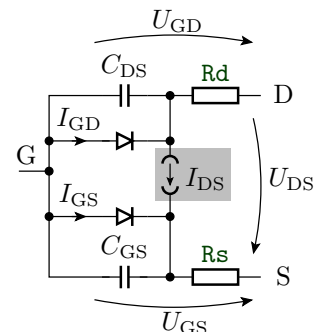
Spice	Bezeichnung	BF256A	J2n5486
Vto	Einschaltspannung	-2,13 V	-3,9 V
Beta	Steilheit	1,96 $\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$	0,79 $\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
Lambda	Kanallängenmod.-Param.	$1,69 \cdot 10^{-2} \text{ V}^{-1}$	$10^{-2} \text{ V}^{-1}$
Rd	ohmscher Drain-Widerst.	141 m $\Omega$	3,6 $\Omega$
Rs	ohmscher Source-Widerst.	141 m $\Omega$	3,4 $\Omega$
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 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:

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



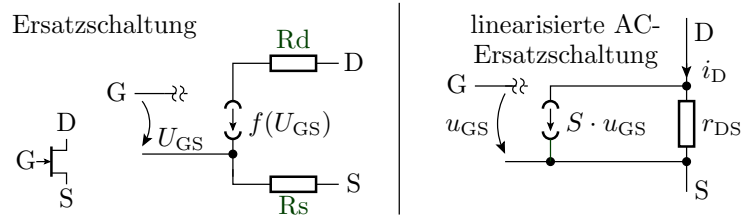
(PB – Diffusionsspannung des pn-Übergangs; B – vom Dotierprofil abhängiger Parameter;  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  – Kapazitäten für Sperrspannung null. Für Überschläge werden die Kapazitäten im Weiteren durch ihre Werte für Sperrspannung null angenähert. Der Gate-Strom  $I_{GS}$ , modelliert durch die Parameter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

### 3.3 Kleinsignalmodell

#### 5.74 Statisches Kleinsignalmodell

In Verstärkern arbeiten JFETs im Abschnürbereich:

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

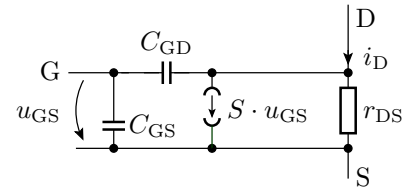


- Eingangswiderstand: sehr groß ( $r_{GS} \rightarrow \infty$ )
- Steilheit:  $S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A \approx \sqrt{2 \cdot \text{Beta} \cdot I_{D,A}}$
- Ausgangswiderstand:  $r_{DS} = \left. \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \right|_A \approx \frac{1}{\text{Lambda}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

#### 5.75 Ergänzung der Kapazitäten

Für Überschläge:

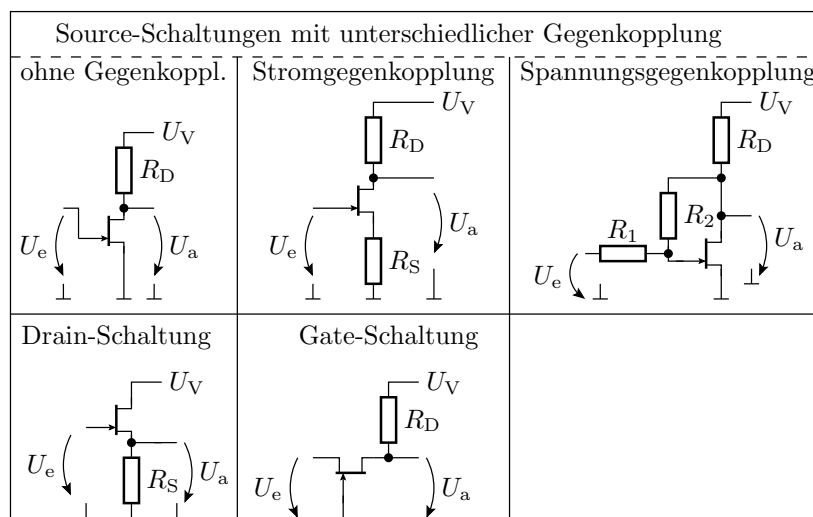
- Steilheit:  $S \approx \sqrt{2 \cdot \text{Beta} \cdot I_{D,A}}$
- Ausgangswiderstand:  $r_{DS} \approx \frac{1}{\text{Lambda} \cdot I_{D,A}}$
- Gate-Source-Kapazität:  $C_{GS} \approx C_{gs}$
- Gate-Drain-Kapazität:  $C_{GD} \approx C_{gd}$



Spice	Bezeichnung	BF256 A	J2n5486
Beta	Steilheit	$1,96 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$	$0,79 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
Lambda	Kanallängenparameter.	$1,69 \cdot 10^{-2} \text{V}^{-1}$	$10^{-2} \text{V}^{-1}$
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 Grundschaltungen

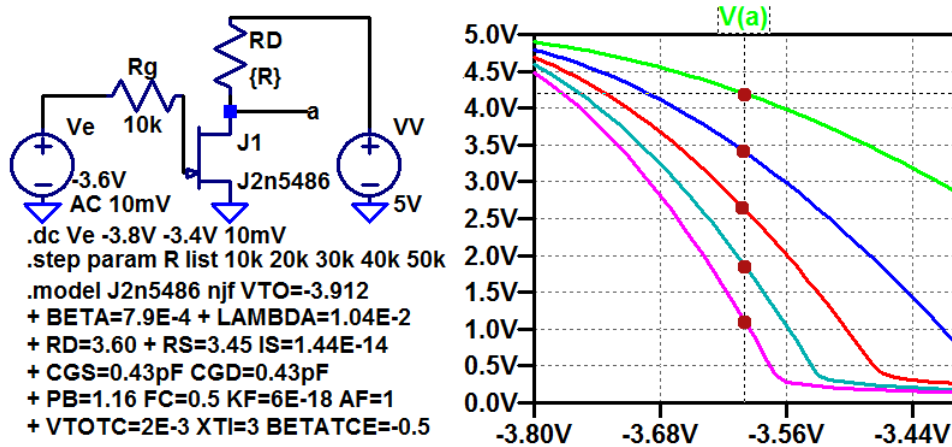
#### 5.76 Grundschaltungen



Die Grundsaltungen verhalten sich ähnlich wie bei Bipolartransistoren:

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

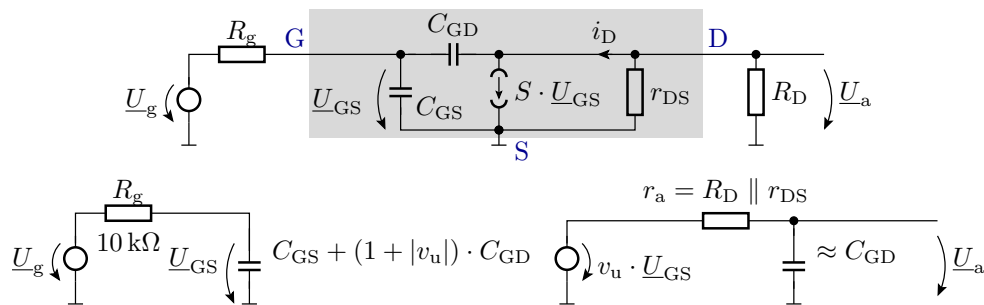
### 5.78 Source-Schaltung



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

### 5.79 Kleinsignalersatzschaltung, Frequenzgang



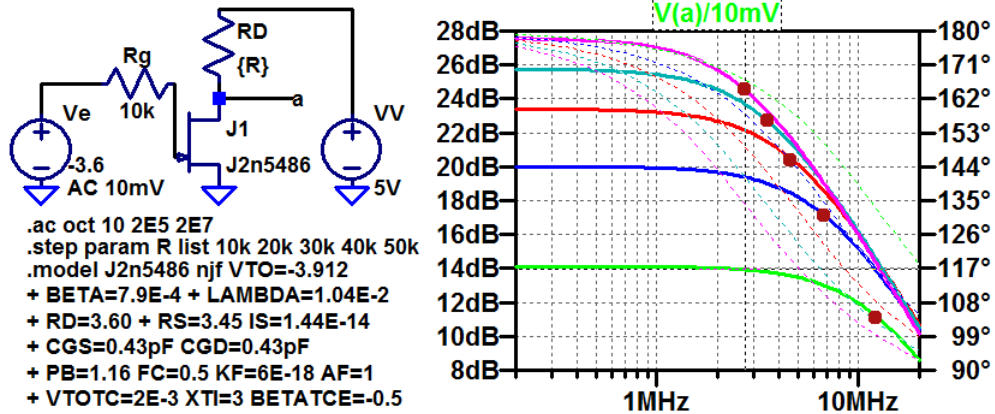
$$\frac{U_a}{U_e} \approx \frac{v_u}{(1 + j\omega \cdot R_g \cdot (C_{GS} + (1 + v_u) \cdot C_{GD})) \cdot (1 + j\omega \cdot r_a \cdot C_{GD})}$$

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

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

### 5.81 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

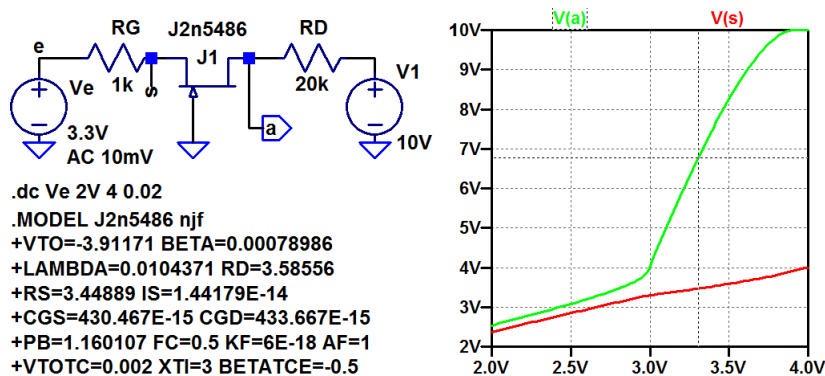
### 5.82 Ergebnisdiskussion

$R_1$	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



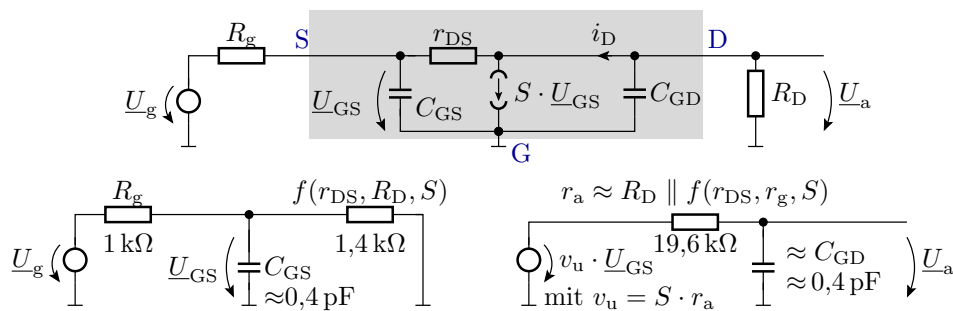
Das Gate liegt wechselstrommäßig auf Masse. Keine Rückkopplungskapazität.  $R_g$  wirkt ähnlich wie eine Stromgegenkopplung, die die Verstärkung mindert und die Kennlinie linearisiert. Abschnürbereich  $3\text{ V} \leq U_e \leq 3,8\text{ V}$ . Für  $U_{GS} > -3\text{ V}$  ist der Transistor soweit eingeschaltet, 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 kΩ = R_g + f(r_DS, R_D, S)
output_impedance_at_V(a): r_a = 19,6 kΩ = R_D || 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.

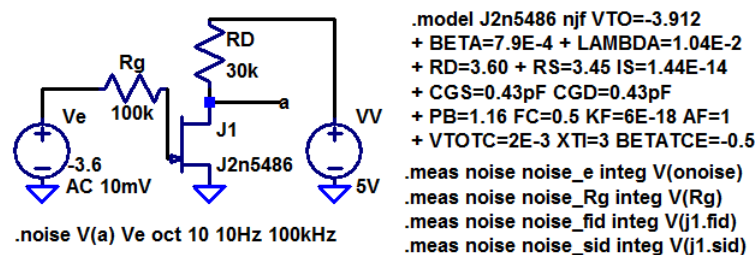
Allerdings hat der Ausgangstiefpass bei etwa gleicher Kapazität den höheren Widerstand, die geringere Grenzfrequenz und bestimmt damit die Grenzfrequenz des Verstärkers.

Für die anderen Grundschaltungen lassen sich ähnliche Untersuchungen durchführen.

### 3.5 Rauschen

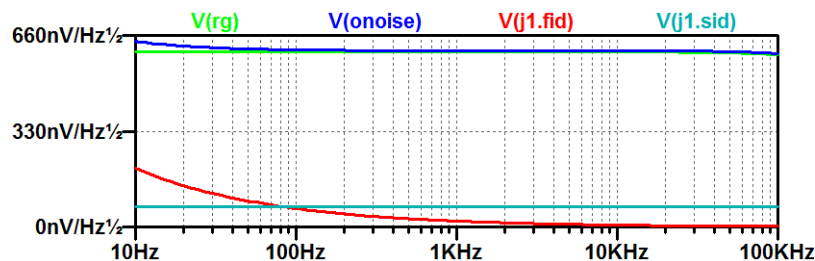
#### 5.86 Rauschen

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«:



- 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:

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

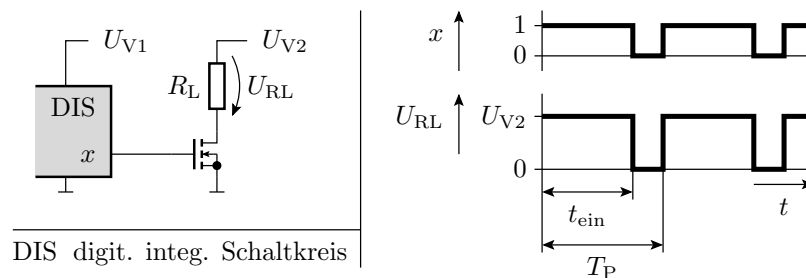
Rauschanteile des JFET's:

- Stromrauschen des JFET's:  $U_{\text{Reff.a}}(\text{j1.sid}) = 22 \mu\text{V}$
- 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.

## 4 Leistungsschalter

### Stufenlose Leistungssteuerung



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

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

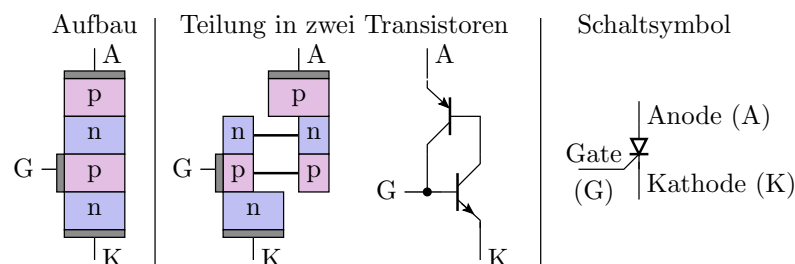
$$\bar{P}_L = \eta_T \cdot \frac{U_{V1}^2}{R_L}$$

Leistungsumsatz im Schalter hauptsächlich während des Schaltvorgangs.

## 5 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.

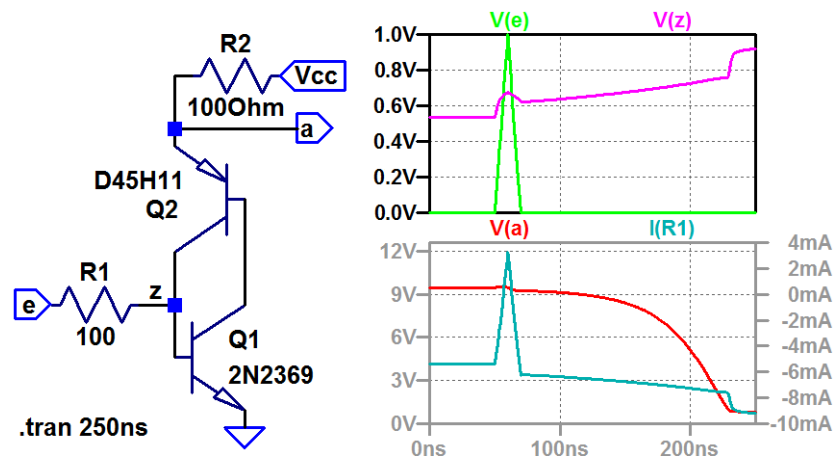
### 5.64 Zünden und Selbsthaltung

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

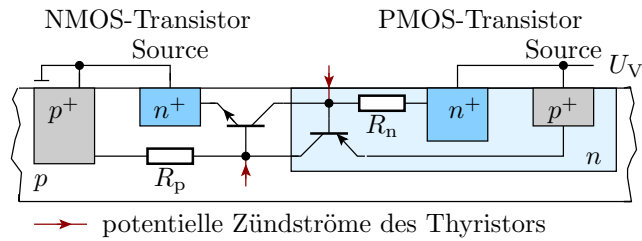


### 5.66 Thyristorarten und Eigenschaften

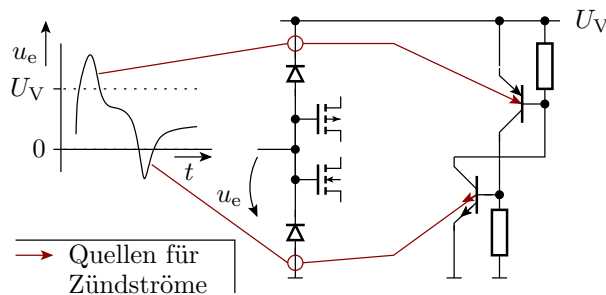
- Netzthyristoren: Freiwerdezeiten  $> 100 \mu\text{s}$  für 50 Hz-Anwendungen geeignet.
- Frequenzthyristoren für schnellere Schaltzeiten.
- GTO-Thyristoren (Gate Turn Off): Asymmetrisch dotierte Thyristoren, die mit einem negativen Gate-Impulse (typ. 30% des geschalteten Stroms) gelöscht werden können.
- 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.

### 5.108 Parasitärer Thyristor und Latch-up

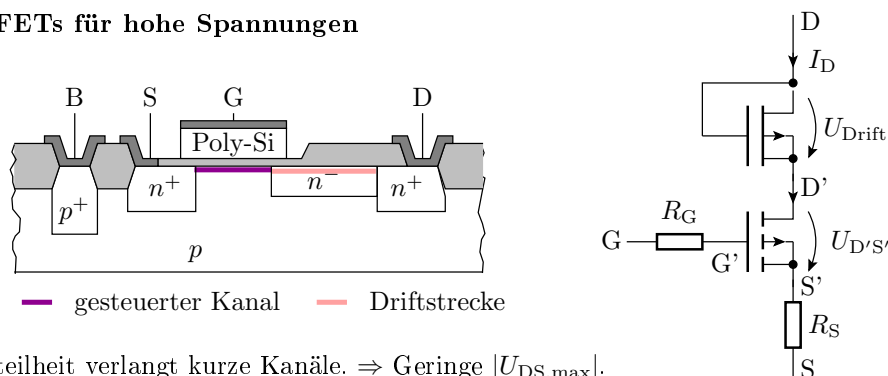


- Die Schichtfolge npnp findet man auch in CMOS-Schaltkreisen vom Source
  - bildet eine Thyristor, bestehend aus zwei Bipolartransistoren.
  - Wenn einer der parasitären Bipolartransistoren einen kurzen Basisstrom bekommt, liefert er dem anderen Basisstrom, der einschaltet und dem ersten Basisstrom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



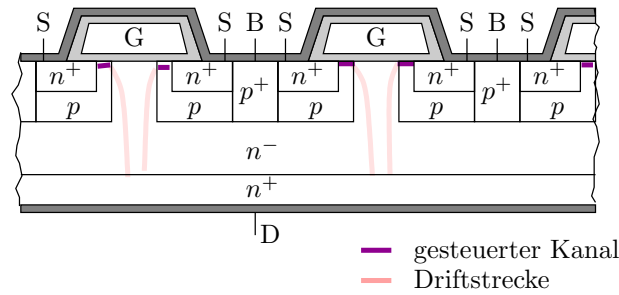
## 5.1 Leistungs-MOSFETs

### 5.110 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.

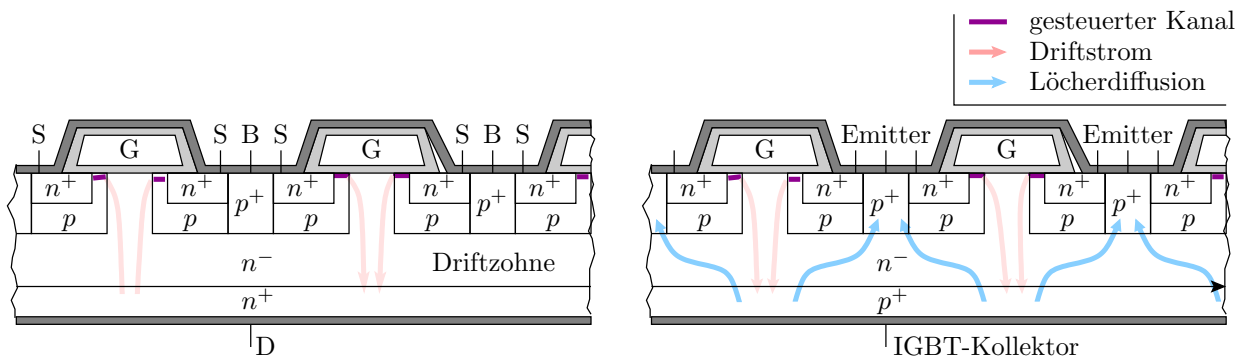
### 5.111 Flächensparende 3D-Anordnung



- 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.

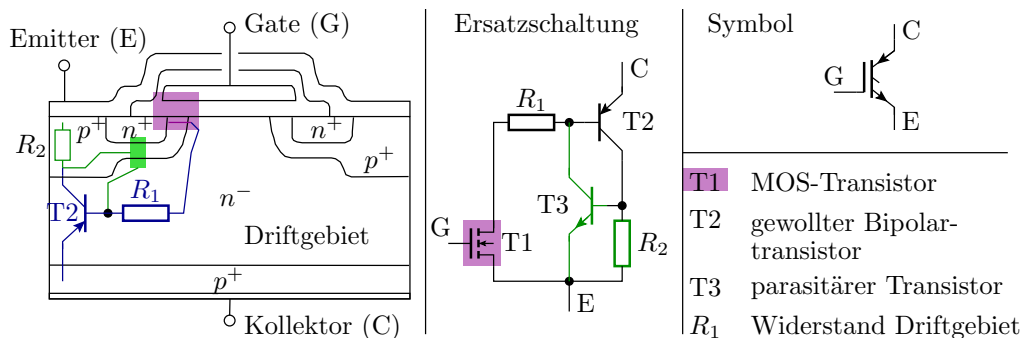
## 6 IGBT

### 5.112 Von Leistungs-MOSFET zum IGBT<sup>4</sup>



- 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 Kollektor<sup>5</sup>.

### 5.113 Ersatzschaltung und Schaltsymbol



<sup>4</sup>Isolated Gate Bipolar Transistor.

<sup>5</sup>Der Anschluss mit Kollektor-Funktion ist der IGBT-Emitter.

- 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).