

NF-ESB

10 DIE TRANSISTORGRUNDSCHALTUNGEN IM KLEINSIGNALBETRIEB

	EGS	KGS	BGS
Wechselstrom-ersatzschaltbild			
Kleinsignal-ersatzschaltbild			
$V_u = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{-\frac{g_m}{1+g_{be}r_b}}{g_o + \frac{1}{R_L}} \approx -g_m R_L$ Näherung für: $\frac{1}{R_L} \gg g_o, r_b \ll \frac{1}{g_{be}}$	$\frac{\frac{1}{r_b}(g_{be}+g_m)}{(g_o + \frac{1}{R_L})(g_{be} + \frac{1}{r_b}) + \frac{1}{r_b}(g_m+g_{be})} \approx 1$ für: $a \ll b$	$\frac{g_o(\frac{1}{r_b}+g_{be}) + \frac{g_m}{r_b}}{(g_o + \frac{1}{R_L})(\frac{1}{r_b}+g_{be})} \approx R_L \frac{1}{\beta + r_e}$ Näherung für: $g_o \rightarrow 0$
$V_I = \frac{I_2}{I_1}$	$\beta \frac{1}{1+R_L g_o} \approx \beta$ Näherung für: $R_L g_o \ll 1$	$\frac{\frac{1}{R_L}(g_{be}+g_m)}{g_{be}(g_o + \frac{1}{R_L})} \approx -\beta$ Näherung für: $\frac{1}{R_L} \gg g_o$	$\frac{-\frac{1}{R_L}(g_o(\frac{1}{r_b}+g_{be}) + \frac{g_m}{r_b})}{g_o(\frac{1}{r_b}(g_{be} + \frac{1}{R_L}) + \frac{g_{be}}{R_L}) + \frac{r_b}{R_L}(g_{be}+g_m)} \approx -1$ für: $g_o \rightarrow 0, \beta \gg 1$
$R_{ein} = \frac{U_1}{I_1}$	$r_b + \beta r_e$	$r_b + \frac{g_o + \frac{1}{R_L} + g_{be} + g_m}{g_{be}(g_o + \frac{1}{R_L})} \approx r_b + \beta(R_L + r_e)$ Näherung für: $\frac{1}{R_L} \gg g_o, R_L \gg r_e$	$\frac{(\frac{1}{g_o} + R_L)(\frac{1}{r_b} + g_{be})}{\frac{1}{r_b}(R_L g_{be} + 1) + g_{be} + \frac{g_{be}}{g_o}(g_{be} + g_m)} \approx r_e + \frac{r_b}{\beta}$ Näherung für: $g_o \rightarrow 0$
$R_{aus} = \frac{U_2}{I_2}$	$\frac{1}{g_o}$	$\frac{1}{g_o + \frac{1}{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}}} \approx \frac{R_G + r_b}{\beta} + r_e$ Näherung für: $\beta \gg 1, g_o \ll b$	$\frac{1}{g_o} \left( 1 + \frac{g_m + g_o(\frac{1}{r_b} + g_{be})}{\frac{1}{R_G}(\frac{1}{r_b} + g_{be}) + \frac{g_{be}}{r_b}} \right) > \frac{1}{g_o}$ $\infty$

WS-ESB

Kleinsig. ESB

Spann.-verst.

Stromverst.

Eing. wid.

Ausg. wid.

Tabelle 1: NF-Eigenschaften der (Bipolar-) Transistor Grundschaltungen.

Umrechnung:  $\beta = \frac{g_m}{g_{be}} = \frac{1}{r_e g_{be}}$

Alle  $\beta \equiv \beta_0$  (Kleinsignal-Gleichstromverstärkung)

# Häufig verwendete Beziehungen bei Bipol. Transistorberechnung

(alles Wiederholung)

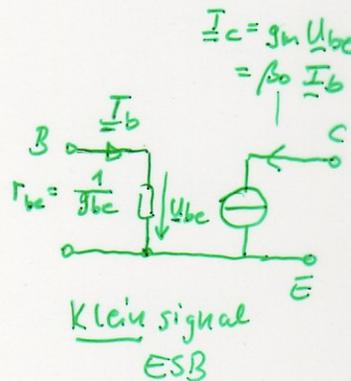
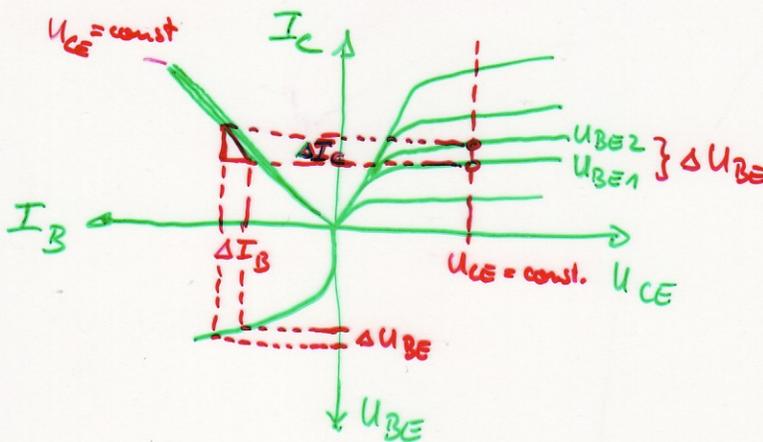
① STELLHEIT:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_c}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE} = \text{const.}}$$

② STROMVERSTÄRKUNG:

$$\beta_o = \left. \frac{\partial I_c}{\partial I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const.}}$$

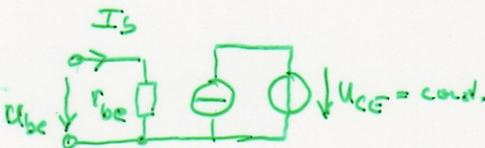
(Elektr. II Skript  $\beta$ )



③ Zusammenhang  $r_e$ ,  $r_{be}$ ,  $g_m$ ,  $g_{be}$ :

Berechne: Eingangswiderstand des Transistors in EGS

(ohne  $r_B$  d.h. innerer Transistor)



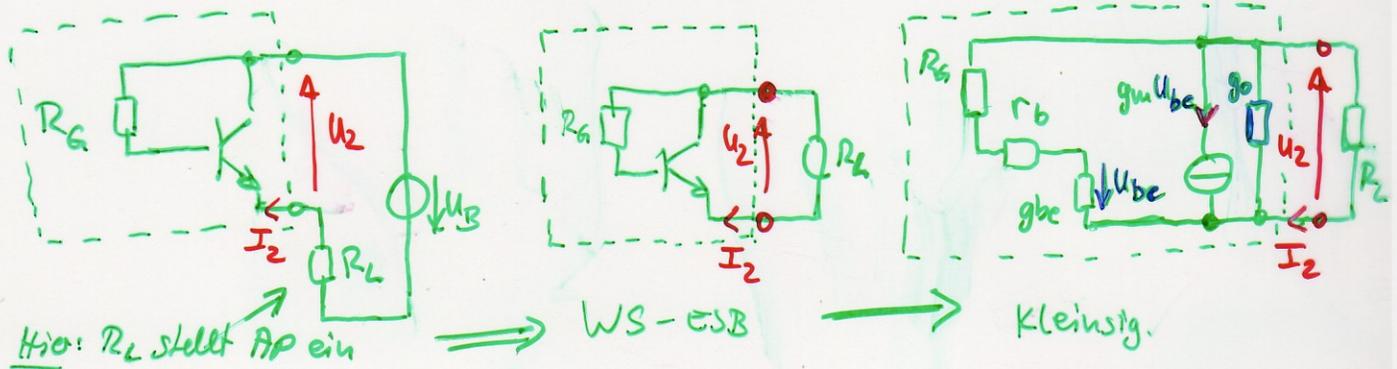
Für Klein signal:

$$r_{be} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const.}} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_c} \right|_{U_{CE} = \text{const.}} \cdot \left. \frac{\partial I_c}{\partial I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const.}}$$

$$\begin{aligned} r_{be} &= \frac{1}{g_m} \cdot \beta_o \\ r_{be} &= r_e \cdot \beta_o \end{aligned}$$

Widerstand  $\leftrightarrow$  Leitwert:  $r_{be} = \frac{1}{g_{be}}$  und  $r_e = \frac{1}{g_m}$   
(trivial)

Beispiel: Berechnung des Ausgangswiderstandes einer K&S (Emitterfolger)



1. Ausgangswiderstand  $R_{aus} = \frac{U_2}{I_2}$
2.  $R_L$  nicht in  $R_{aus}$  enthalten,  $g_o$  später berücksichtigen
3.  $U_{be} = - \frac{1/g_{be}}{R_G + r_b + 1/g_{be}} U_2$  (Spannungsteiler)
4.  $I_2 = \frac{U_2}{R_G + r_b + 1/g_{be}} - g_m U_{be}$  (Kirchhoffsche KNOTENREGEL)
5. Gl.(3.) für  $U_{be}$  in Gl.(4.) einsetzen:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}} + g_m \frac{1/g_{be}}{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}} U_2$$

$$I_2 = U_2 \left( \frac{1}{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}} \left( 1 + \frac{g_m}{g_{be}} \right) \right) = U_2 \left( \frac{1 + \beta_0}{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}} \right)$$

6. Wegen  $r_{be} = r_e \cdot \beta_0 \Rightarrow \frac{g_m}{g_{be}} = \beta_0$

7. Umstellen liefert

$$R_{aus} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{1}{\frac{1 + \beta_0}{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}}} = \frac{1}{g_o + \frac{1 + \beta_0}{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}}}$$

8. Vereinfachung:  $\beta_0 \gg 1$ ,  $g_o$  klein

$$R_{aus} \approx \frac{1}{\frac{\beta_0}{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}}} = \frac{R_G + r_b + \frac{1}{g_{be}}}{\beta_0} = \frac{R_G + r_b}{\beta_0} + \frac{r_{be}}{\beta_0} = \frac{R_G + r_b}{\beta_0} + r_e$$

10 DIE TRANSISTORGRUNDSCHALTUNGEN  
IM KLEINSIGNALBETRIEB

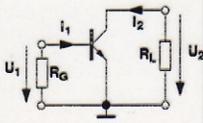
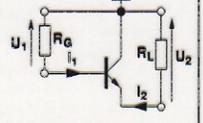
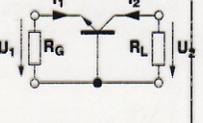
Alle Näherungen  
zusammengefasst:

(gilt nur für die Näherungen)

MEIST GUT  
ERFÜLLT!

x  
p

meist auch  
noch  
vernach-  
lässigbar

	EGS	KGS	BGS	Kommentar
$V_I = \frac{I_2}{I_1}$	$\beta$	$-\beta$	$-1$	Strom- verstärkung
$V_U = \frac{U_2}{U_1}$	$-g_m R_L$	$1$	$R_L \frac{1}{r_e + \frac{r_b}{\beta}}$	Spannungs- verstärkung
$R_{ein} = \frac{U_1}{I_1}$	$\beta r_e + r_b$	$\beta(R_L + r_e) + r_b$	$r_e + \frac{r_b}{\beta}$	Eingangs- widerstand
$R_{aus} = \frac{U_2}{I_2}$ (ohne $R_L$ )	$\infty, (\frac{1}{g_0})$	$\frac{R_G + r_b}{\beta} + r_e$	$\infty, (\gg \frac{1}{g_0})$	Ausgangs- widerstand
				Schaltbild

1. Rechnen
2. Vereinfachen
3. Interpretieren
4. Einfache Modellvorstellung

↓  
Wirkungs-  
ESB

↓

Eigenschaften  
der Transistor-  
Grundschaltungen

↓

Tabelle 2: Näherungen der Kenngrößen bei quasistatischem Kleinsignalbetrieb von Transistorgrundschaltungen mit Bipolartransistoren.

Aus der Berechnung ergeben sich die in Tabelle (2) zusammengefassten Näherungen für die Kenngrößen des quasistatischen Kleinsignalbetriebes der Grundschaltungen:

Interpretation der Ergebnisse:

$V_I$ : Wegen  $\beta_{DC} \approx \beta$  und  $I_E \approx I_C \approx \beta I_B$  lässt sich das Ergebnis direkt ableiten.

$V_U$ : Unter der für  $V_U$  in der Regel gerechtfertigten Näherung ( $r_b \ll \beta r_e$ ;  $R_L \ll \frac{1}{g_0}$ ) lassen sich die Gleichungen für die EGS und BGS direkt aus dem Ersatzschaltbild herleiten. Bei der EGS ist wegen  $r_b \ll \beta r_e$  die Eingangsspannung  $U_1$  identisch mit  $U_{BE}$  und steuert über  $g_m$  direkt den Ausgangsstrom  $g_m U_{be}$  durch den Lastwiderstand. Mit dem Spannungsabfall  $U_1 g_m R_L = U_2$  ergibt sich das Ergebnis in der Tabelle. Das negative Vorzeichen lässt sich erklären über die unterschiedliche Richtung von Strom und Spannungszählfeil. Bei der BGS ist der Eingangsstrom

Zum Abschätzen  
der Eigenschaften:

Beispielwerte:

$$\beta_0 = 100 \quad \tau_c = \frac{26 \text{ mV}}{10 \text{ mA}} = 2,6 \Omega$$

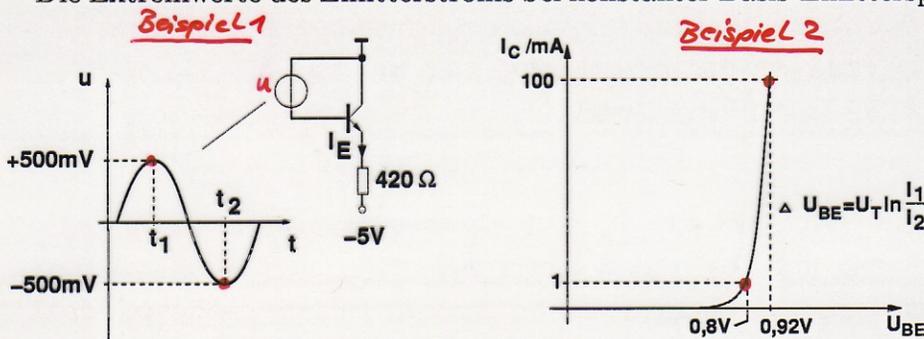
$$\tau_b = 20 \Omega \quad \frac{1}{g_0} = \frac{U_B + U_{CE}}{I_C} \approx \frac{100 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega$$

10 DIE TRANSISTORGRUNDSCHALTUNGEN  
IM KLEINSIGNALBETRIEB

aufgrund des Eingangswiderstandes  $I_1 = \frac{U_1}{R_{ein}}$ . Da Kollektorstrom und Emitterstrom in etwa gleich sind, gilt  $I_2 \approx I_1 = \frac{U_1}{R_{ein}}$ . Mit dem durch  $I_2$  am Lastwiderstand hervorgerufenen Spannungsabfall ergibt sich das Ergebnis in der Tabelle.

Für die KGS kann man sich erinnern, daß  $U_{be0}$  für einen Arbeitspunkt im Normal-aktiven Bereich auf der Steuerkennlinie näherungsweise konstant ist. Das gleiche gilt daher auch im Kleinsignalbetrieb. Zur Verdeutlichung dient die folgende Abschätzung:

Die Extremwerte des Emitterstroms bei konstanter Basis-Emitterspannung



Beispiel für  $U_{BE} = \text{const.}$  (schon gezeigt)

Abb. 39: Beispiel zur Konstanz der Basis-Emitterspannung. Links: Emitterfolgers mit sinusförmiger Aussteuerung. Rechts: Geringe Änderung von  $U_{be}$  trotz Änderung des Kollktorstroms um den Faktor 100

ergeben sich in dem Beispiel in Abb. (39) zu:

$$I_E(t_1) \approx \frac{(5V - 0,8V + 0,5V)}{420\Omega} = 11,2mA = I_{E_{max}}$$

$$I_E(t_2) \approx \frac{(5V - 0,8V - 0,5V)}{420\Omega} = 8,8mA = I_{E_{min}}$$

korrigieren!  
 $\frac{1}{420\Omega}$

wird die Stromabhängigkeit von  $U_{be}$  berücksichtigt, ergibt sich ein maximaler Unterschied  $\Delta U_{be}$  der Basis-Emitterspannungen von

$$\Rightarrow \Delta U_{be} = U_T \ln \frac{11,2}{8,8} = 6,3mV$$

Bezogen auf den Spannungshub ergibt sich damit ein Fehler von  $\frac{6,3}{1000} \approx 0,6\%$ . Daher kann in guter Näherung gelten:

Die Spannungsverstärkung des Emitterfolgers im quasistatischen Betrieb kann mit  $V_U \approx 1$  angenommen werden.

$R_{ein}$  : Durch die Wirkung der gesteuerten Quelle werden die Impedanzen zwischen der Emitter- und Basisseite mit der Stromverstärkung  $\beta$  transformiert. Impedanzen auf der Basisseite ( $R_C$  und  $r_b$ ) erscheinen durch  $\beta$  dividiert (verkleinert) auf der Emitterseite. Impedanzen auf der Emitterseite ( $R_L$  und  $r_e$ ) erscheinen mit  $\beta$  multipliziert (vergrößert) auf der Basisseite.

Dieses Verhalten kann in verallgemeinerter Form durch einen „T-Operator“ auch für den HF-Bereich beschrieben werden. (Inhalt der Vertiefungsvorlesung).

$R_{aus}$  : Für die EGS und BGS bildet die hochohmige ( $= \frac{1}{g_0}$ ) Kollektorstromquelle (vgl. Ersatzschaltbild) parallel zu dem hochohmigen Ausgangsleitwert die Ausgangsimpedanz. Sie kann in guter Näherung ( $\frac{1}{g_0} \gg R_L$ ) als  $\infty$  angenommen werden.

Für die KGS stellt der Emitterknoten die Ausgangsimpedanz. Hier gilt wieder das Gleiche wie unter  $R_{ein}$ .

Entsprechend der vorangegangenen Interpretationen kann für die Tabelle (3) der Kenngrößen eine äquivalente Tabelle der Wirkungsersatzschaltbilder angegeben werden. Die Wirkungsersatzschaltbilder dienen dazu, die Wirkung des Transistors bei Betrachtung der jeweiligen Kenngröße darzustellen. Zu beachten ist, daß die angegebenen Ersatzschaltbilder nur bei der Ermittlung/Beobachtung der Kenngröße der jeweiligen Zeile ihre Gültigkeit besitzen. Die Ersatzschaltbilder gelten nur in ihrer Zeile aber für alle drei Grundschaltungen. Dies vereinfacht die Analyse von Schaltungen enorm, da anstelle von 12 Gleichungen nur drei ESB angewendet werden müssen. Zudem kommt der Bild-Charakter dem gewünschten intuitiven Vorgehen am nächsten.

Selbstverständlich gelten die Wirkungsersatzschaltbilder, wie auch die gesamte vorhergehende Herleitung nur für den Bipolartransistor im normal-aktiven Bereich.

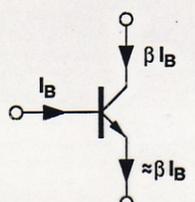
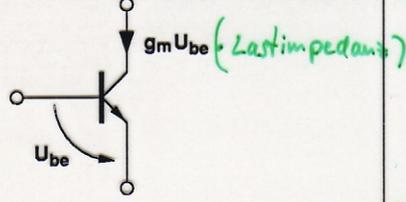
Tab. 2  
von Seite  
56

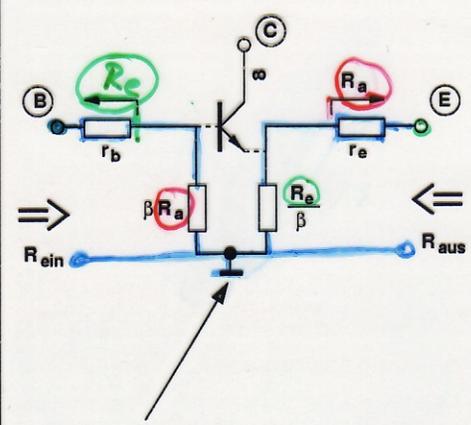
	EGS	KGS	BGS
$V_I$	$\beta$	$-\beta$	$-1$
$V_U$	$-g_m R_L$	$1$	$g_m R_L$
$R_{ein}$	$\beta r_e + r_b$	$\beta_0 (R_L + r_c) + r_b$	$r_c + r_b / \beta_0$
$R_{aus}$	$\infty$	$(R_G + r_b) / \beta_0 + r_c$	$\infty$

10 DIE TRANSISTORGRUNDSCHALTUNGEN

10.1 NF-Eigenschaften der Grundschaltungen mit Bipolartransistoren

**WICHTIG!**

Kenngröße	EGS/KGS/BGS	Anmerkung
$V_I$		Die Wirkungs-Ersatzschaltbilder für $V_I$ und $V_U$ können bei der Schaltungsanalyse sowohl gleichzeitig, als auch alternativ angewandt werden.
$V_U$		normal-aktiver Transistor Achtung: $U_{be}$ ist Kleinsignalwert

$R_{ein}, R_{aus}$	 <p>Bezugspotential der jeweiligen Grundschaltung.</p>	<p>1) Transistor ist nicht angeschlossen! (Nur symbolisch zur Orientierung)</p> <p>2) </p> <p>Symbol bedeutet: Gesamter Widerstand von diesem Punkt <math>\otimes</math> aus in Richtung des Pfeiles gegen den Bezugspunkt (<math>\perp</math>) gemessen.</p>
--------------------	---	---

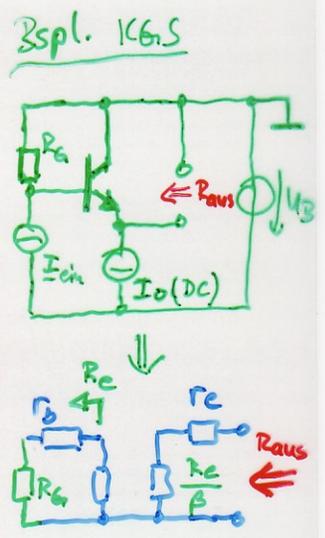


Tabelle 3: Wirkungsersatzschaltbilder der Transistorgrundschaltungen mit Bipolar-Transistoren. Das Wirkungsersatzschaltbild für die Ein- und Ausgangswiderstände kann nicht ohne weiteres mit denen von  $V_U$ ,  $V_I$  kombiniert werden.

$$R_{aus} = r_c + \frac{r_e}{\beta}$$

$$= r_c + \frac{r_b + R_G}{\beta}$$

10.1 NF-Eigenschaften der Grundschaltungen mit Feldeffekt-Transistoren

Die Eigenschaften der Grundschaltungen mit Feldeffekttransistoren lassen sich einfach aus den Ergebnissen der Bipolartransistoren herleiten. Hier-

Tab. 2  
von Seite  
56

	EGS	KGS	BGS
$V_I$	$\beta$	$-\beta$	$-1$
$V_U$	$-g_m R_L$	$1$	$g_m R_L$
$R_{ein}$	$\beta r_e + r_b$	$\beta_0 (R_L + r_c) + r_b$	$r_c + r_b / \beta_0$
$R_{aus}$	$\infty$	$(R_G + r_b) / \beta_0 + r_c$	$\infty$

10 DIE TRANSISTORGRUNDSCHALTUNGEN

10.1 NF-Eigenschaften der Grundschaltungen mit Bipolartransistoren

**WICHTIG!**

Kenngröße	EGS/KGS/BGS <i>gilt für alle Grundschaltungen</i>	Anmerkung
$V_I$		Die Wirkungsersatzschaltbilder für $V_I$ und $V_U$ können bei der Schaltungsanalyse sowohl gleichzeitig, als auch alternativ angewandt werden.
$V_U$		<i>normal-aktiver Transistor</i> <i>Achtung: U_be ist Kleinsignalwert</i>
$R_{ein}, R_{aus}$		1) Transistor ist nicht angeschlossen! (Nur symbolisch zur Orientierung) 2) Symbol bedeutet: Gesamter Widerstand von diesem Punkt $\otimes$ aus in Richtung des Pfeiles gegen der Bezugspunkt ( $\perp$ ) <i>schon</i> gemessen.

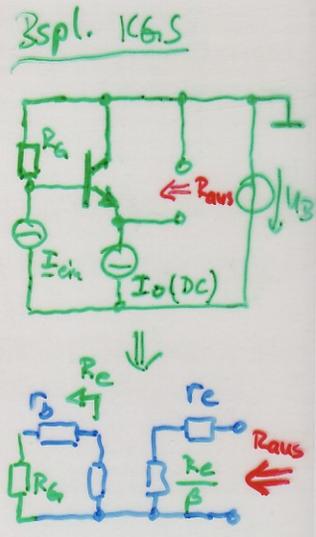


Tabelle 3: Wirkungsersatzschaltbilder der Transistorgrundschaltungen mit Bipolar-Transistoren. Das Wirkungsersatzschaltbild für die Ein- und Ausgangswiderstände kann nicht ohne weiteres mit denen von  $V_U$ ,  $V_I$  kombiniert werden.

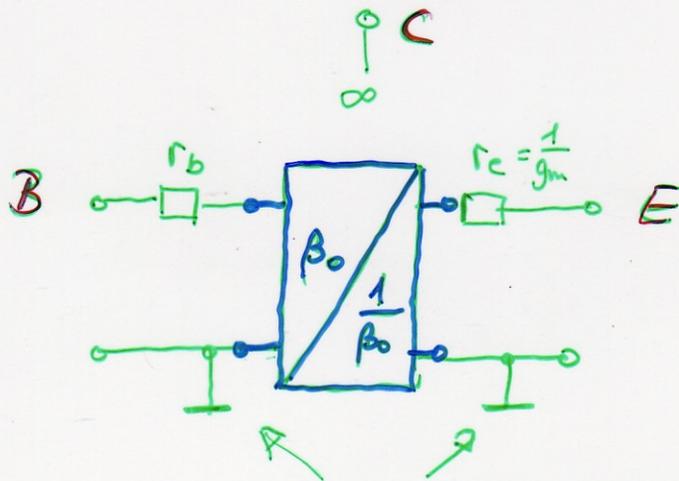
$$R_{aus} = r_c + \frac{r_e}{\beta}$$

$$= r_c + \frac{r_b + R_G}{\beta}$$

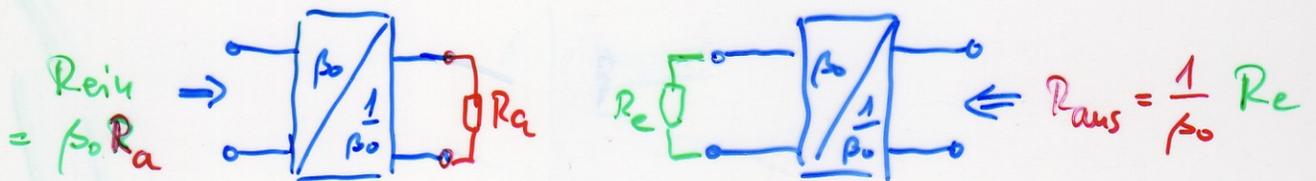
10.1 NF-Eigenschaften der Grundschaltungen mit Feldeffekt-Transistoren

Die Eigenschaften der Grundschaltungen mit Feldeffekttransistoren lassen sich einfach aus den Ergebnissen der Bipolartransistoren herleiten. Hier-

Alternative Darstellung Wirkungs-ESB zur  
Ermittlung von  $R_{in}$ ,  $R_{aus}$

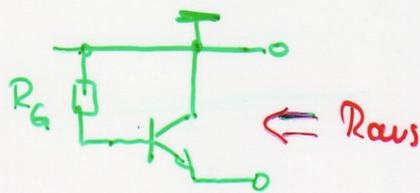


Bezugspotential der  
jeweiligen Grundschaltung

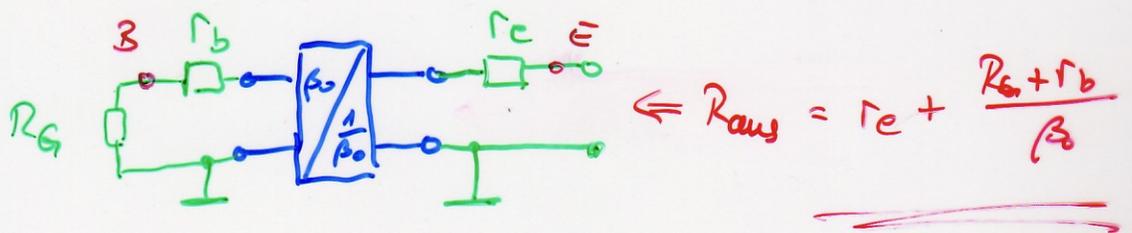


Beispiel: KGS

WS-ESB



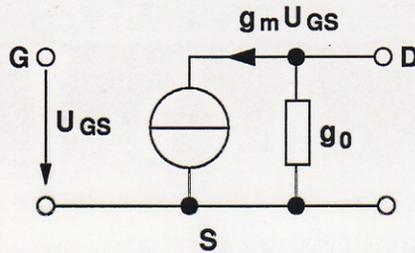
↓ Wirkungs-ESB



## 10 DIE TRANSISTORGRUNDSCHALTUNGEN

### 10.1 NF-Eigenschaften der Grundschaltungen ~~IM KLEINSIGNAL-BEITRIEB~~

zu wird die Ähnlichkeit der Kleinsignalmodelle verwendet. Das Kleinsignalmodell des Feldeffekttransistors nach Abb. (40) geht aus dem des Bipolartransistors durch  $r_b \rightarrow \infty$ ,  $r_{be} \rightarrow \infty$ ,  $\beta \rightarrow \infty$ , hervor, alles Eigenschaften aufgrund des hochohmigen Gates des Feldeffekttransistors.



Kleinsignal - ESB  
FET u. Bipol. Trs  
haben gleiche Struktur

Bauelemente FET:  
 $r_b$  endlich (Zuleitung),  $\beta \rightarrow \infty$   
 $r_{bc} \rightarrow \infty$  ( $g_{bc} \rightarrow 0$ )

Abb. 40: Quasistatisches Kleinsignalmodell des Feldeffekttransistors.

	Source-Grundschtaltung	Drain-Grundschtaltung	Gate-Grundschtaltung
$V_I$	$\infty$ ( $\beta$ )	$-\infty$ ( $-\beta$ )	-1 (=)
$V_U$	$-g_m R_L$ (=)	$(\frac{g_m R_L}{g_m R_L + 1}) \approx 1$ (=)	$g_m R_L$ ( $\frac{R_L}{r_e + r_b}$ )
$R_{ein}$	$\infty^{11}$ ( $\beta(r_e + r_b)$ )	$\infty^{11}$ ( $\beta(R_L + r_e)$ )	$r_e$ ( $r_e + \frac{r_b}{\beta}$ )
$R_{aus}$	$\infty$ ( $\frac{1}{g_0}$ ) (=)	$r_e$ ( $\frac{R_G + R_L}{\beta} + r_e$ )	$\infty$ ( $\gg \frac{1}{g_0}$ ) (=)

Zum Vergleich nochmal  
die Bipolar Trs. Ergebnisse  
aus Tab. 2

<sup>11</sup>Wert in der Praxis nicht erzielbar, wegen am Gate angeschlossener Widerstände zur Arbeitspunkt-Einstellung. Dem Idealfall am nächsten kommt die Schaltungsvariante mit Bootstrap nach Abb.(35(b))