

## V. Verstärkerschaltungen mit Bipolartransistoren

**Hinweis:** Dieses Kapitel stützt sich intensiv auf die Vorlesung "Bauelemente" im 4. Semester ab. Es wird ohne Wiederholung auf dort behandelte Lehrinhalte Bezug genommen und auf diese aufgebaut. Gute Kenntnisse der in BE vorgetragenen Lehrinhalte sind Voraussetzung für das Verständnis der Vorlesung "Schaltungstechnik"!

### V.1 Arbeitspunkteinstellung und Stabilisierung

#### V.1.1 Stabilisierung mit Emittterwiderstand

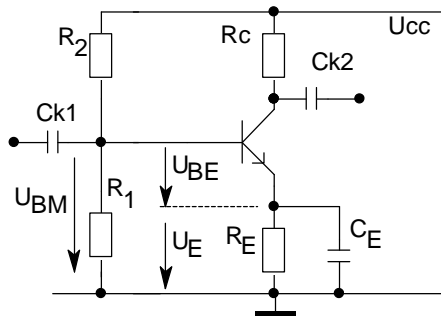


Abb. V1: AP- Stabilisierung mit Emittterwiderstand

Die Arbeitspunkteinstellung und seine Stabilisierung mit Emittterwiderstand (Serien-Gegenkopplung) wurden in BE behandelt. Hier soll nur eine vergleichende Darstellung erfolgen.

**Funktion:**  $I_C$  steigt  $\rightarrow$   $U_E$  steigt  $\rightarrow$   $U_{BE}$  sinkt  $\rightarrow$   $I_C$  sinkt wieder. Die Wechselstromgegenkopplung wird durch  $C_E$  aufgehoben.

**Einsatz:** Bei kleinen und mittelgroßen  $R_C$ . Nicht wirksam, wenn  $R_C$  durch Stromquelle ersetzt wird.

**Nachteil:** Wegen Spannungsabfall an  $R_E$  nicht für Leistungsverstärker.

#### V.1.2 Stabilisierung mit Parallel-Gegenkopplung

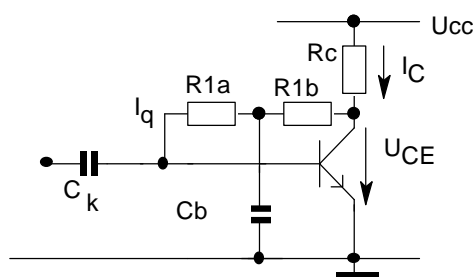


Abb. V2: AP-Stabilisierung mit Pll.-GK

**Funktion:**  $I_C$  steigt  $\rightarrow$   $U_{CE}$  sinkt  $\rightarrow$   $I_q$  sinkt  $\rightarrow$   $I_C$  sinkt wieder. Die Wechselspannungsgegenkopplung kann durch  $C_b$  aufgehoben werden.

**Einsatz:** Bei großen  $R_C$ . Für eine gute Stabilisierungswirkung muß ein ausreichender Spannungsabfall an  $R_C$  bei einer Kollektorstromänderung auftreten.

**Nachteil:** Stabilisierungswirkung und Arbeitspunkt sind nicht mehr unabhängig voneinander einstellbar. Nicht verwendbar bei Übertrager im Kollektorkreis.

#### V.1.3 Stabilisierung mit temperaturabhängigen Bauelementen

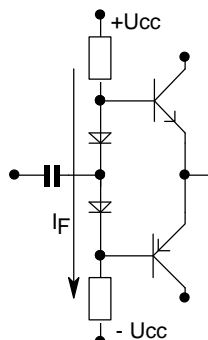


Abb. V3: Diodenstabilisierung

Hier kommt praktisch nur noch die Schaltung mit Diodenstrecken vor.

**Funktion** (Abb.:V3): Die Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung der Dioden und der Basis-Emitterstrecken ist in etwa gleich. Bei wärmeschlüssiger Anordnung der Dioden am Transistorgehäuse kompensieren sich die Temperaturabhängigkeiten. Die rel. kleinen dynamischen Durchlaßwiderstände der Dioden vermindern das Steuersignal nur unwesentlich. Durch den Querstroms  $I_F$  kann der Arbeitspunkt der Transistoren in engen Grenzen eingestellt werden.

**Einsatz:** Leistungsverstärker.

**Nachteil:** Keine Kompensation der Exemplarstreuungen der Transistoren.

## V.2 Arbeitsgerade

Die Bedeutung und Konstruktion der Gleichstrom- und Wechselstromgeraden wurde im Fach BE ausführlich erläutert. Anhand von 3 Beispielen soll die wertemäßige Ermittlung von  $R_{a=}$  und  $R_{a\approx}$  wiederholt werden.

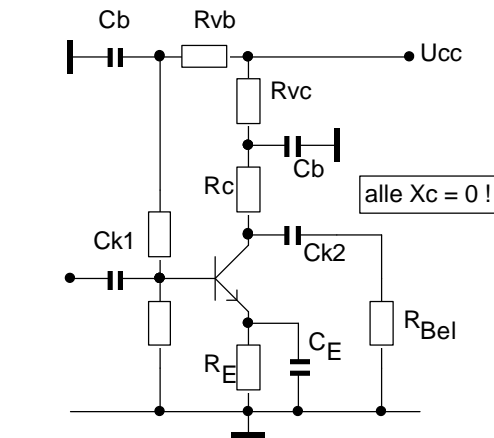


Abb. V4: RC-Kopplung

$$R_{L-} = R_{E+} R_{C+} R_{VC}$$

$$R_{L\approx} = R_C || R_{Bel}$$

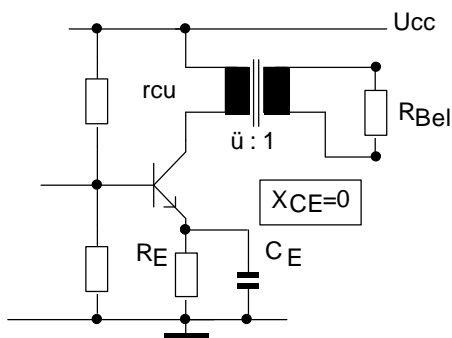


Abb. V5: Übertragerkopplung

$$R_{L-} = R_{E+} r_{cu}; \quad R_{L\approx} = \dot{u}^2 R_{Bel+} r_{cu}$$

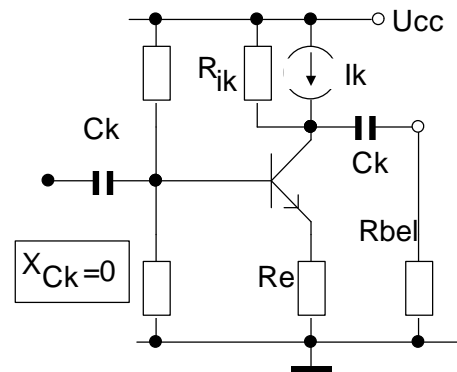


Abb. V6: Stromquelle als Last

$$R_{L-} = R_{ik} + R_e;$$

$$R_{L\approx} = (R_{Bel} || R_{ik}) + R_e$$

**Achtung:** Nur zur Darstellung der Aussteuerverhältnisse, aber nicht zur Ermittlung der Verstärkung geeignet.

## V.3 Verstärkerberechnung mittels Vierpol-Parameter

VP-Parameter werden heute in der Verstärkerberechnung meist nur mehr bei Hochfrequenzschaltungen eingesetzt. Die Bedeutung der VP-Parameter und ihre Ermittlung wurden im Fach BE ausführlich behandelt. Es sind **Kleinsignalparameter** und deshalb können nur **Kleinsignaleigenschaften** eines Verstärkers damit berechnet werden.

### V.3.1 Erstellung des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes (Abb. V7)

Der Transistor wird durch einen Vierpol ersetzt. Vereinfachend sollen alle Kapazitäten sowie die Betriebsspannungsquelle  $U_{CC}$  als wechselstrommäßige Kurzschlüsse gelten.

Man beachte den Unterschied zwischen Ein- und Ausgangswiderstand der gesamten Stufe  $Z_1, Z_2$  und Ein- und Ausgangswiderstand  $Z_{et}, Z_{at}$  des Transistors.

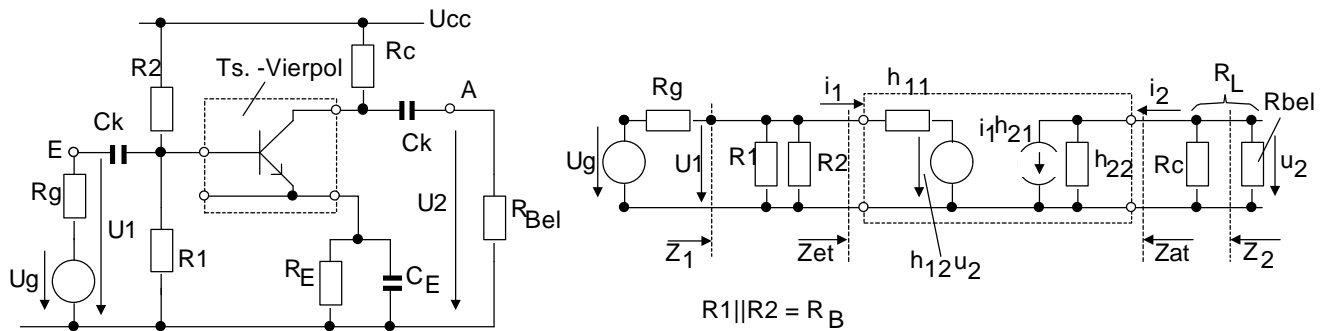


Abb. V7: Ermittlung des Kleinsignalersatzbildes

### V.3.2 Berechnung der Betriebseigenschaften des Verstärkers

Für Niederfrequenzschaltungen ----> H-Parameter: 
$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \end{aligned} \quad (V 1)$$

Für Hochfrequenzschaltungen -----> Y-Parameter: 
$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} u_1 + y_{12} u_2 \\ i_2 &= y_{21} u_1 + y_{22} u_2 \end{aligned} \quad (V 2)$$

Für sehr hohe Frequenzen -----> S-Parameter: Hier nicht behandelt!

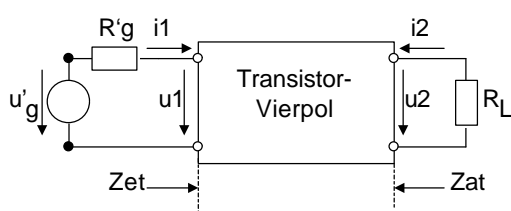


Abb. V8: Zur Berechnung mittels VP-Parametern

Die **Verstärkereigenschaften** lassen sich aus den VP-Parametern und den Maschengleichungen für Ein- und Ausgang errechnen:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2 & u_1 &= u_g' - i_1 R_g' \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2 & u_2 &= -i_2 R_L \end{aligned}$$

$$R_g' = R_1 || R_2 || R_g \quad \text{und} \quad U_g' = U_g \frac{R_B}{R_B + R_g}$$

Aus diesen 4 Gleichungen ergeben sich die Betriebsgrößen:

Eingangswiderstand: 
$$Z_{et} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \Delta h R_L}{1 + h_{22} R_L} \quad \text{mit} \quad \Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$$

Ausgangswiderstand: 
$$Z_{at} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_g'}{\Delta h + h_{22} R_g'}$$

Stromverstärkung: 
$$v_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{\Delta h + h_{22} R_g'}$$

Spannungsverstärkung: 
$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + \Delta h R_L}; \quad \text{bezogen auf } U_g: v_{ug} = \frac{u_2}{u_g'} = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + R_g' + R_L(\Delta h + h_{22} R_g')}$$

Leistungsverstärkung: 
$$v_p = v_u v_i = \frac{|h_{21}|^2 R_L}{(1 + h_{22} R_L)(h_{11} + \Delta h R_L)}$$

bezogen auf Ug: 
$$v_{pg} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{|h_{21}|^2 R_L}{(1 + h_{22} R_L)[h_{11} + R_g' + R_L(\Delta h + h_{22} R_g')]} \quad (V 3 \text{ ff})$$

bei Anpassung am Eingang: 
$$v_{pmax} = \frac{4 h_{21}^2 R_g' R_L}{[(1 + h_{22} R_L) R_g' + h_{11} + \Delta h R_L]^2}$$

bei Anpassung an Ein- und Ausgang: 
$$v_{popt} = \left( \frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} h_{22}}} \right)^2 \quad \text{dabei sind:}$$

$$R_g' = Z_{et} = \Delta h \left( \frac{h_{11}}{h_{22}} \right)^{1/2} \quad \text{und} \quad R_L = Z_{at} = \left( \frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h} \right)^{1/2}$$

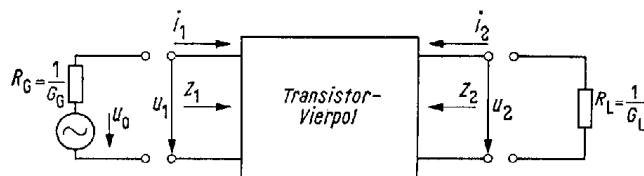
Die Verstärkergleichungen gelten für **alle drei Grundschaltungen**. Es sind nur die entsprechenden Zahlenwerte der Vierpolparameter einzusetzen. Zur Umrechnung der H-Parameter in die 3 Grundschaltungen dient folgende Tabelle: (V 4ff)

E ---> B	$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	$h_{12b} = \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}}$	$h_{21b} = \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}}$	$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$	$\Delta h_b = \frac{\Delta h_e}{1 + h_{21e}}$
B ---> E	$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{12e} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{21e} = \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$	$\Delta h_e = \frac{\Delta h_b}{1 + h_{21b}}$
B ---> C	$h_{11c} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{21c} \approx 1$	$h_{21c} \approx \frac{h_{12b} - 1}{1 + h_{21b}}$	$h_{22c} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$	$\Delta h_c \approx \frac{1}{1 + h_{21b}}$

Tab.V1: Umrechnung d. H-Parameter für die 3 Grundschltgn.

Genauere Umrechnungsbeziehungen in < 12 > .

### Betriebsparameter mit y-Parametern:



$$\text{Eingangswiderstand} \quad Z_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{1 + y_{22} \cdot R_L}{y_{11} + \Delta y \cdot R_L}$$

$$\text{Ausgangswiderstand} \quad Z_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{1 + y_{11} \cdot R_G}{y_{22} + \Delta y \cdot R_G}$$

$$\text{Stromverstärkung} \quad \frac{i_2}{i_1} = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y \cdot R_L}$$

$$\text{Spannungsverstärkung} \quad \frac{u_2}{u_1} = \frac{-y_{21} \cdot R_L}{1 + y_{22} \cdot R_L}$$

$$\text{Übertragungsfaktor} \quad V_p = \frac{u_2 \cdot i_2}{u_1 \cdot i_1} = \frac{|y_{21}|^2 \cdot R_L}{(1 + y_{22} \cdot R_L)(y_{11} + \Delta y \cdot R_L)}$$

$$\text{Übertragungsfaktor bei Anpassung am Eingang} \quad V_{p \max} = \frac{4 \cdot y_{21}^2 \cdot R_G \cdot R_L}{[(y_{11} + \Delta y \cdot R_L) \cdot R_G + 1 + y_{22} \cdot R_L]^2}$$

$$\text{Optimaler Übertragungsfaktor} \quad V_{p \text{opt}} = \left( \frac{y_{21}}{\sqrt{\Delta y + \sqrt{y_{11} \cdot y_{22}}}} \right)^2$$

$V_{p \text{opt}}$  wird bei Anpassung am Ein- und Ausgang erreicht.

$$\text{Dabei sind:} \quad R_G = Z_1 = \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}} \cdot \frac{1}{\Delta y}}$$

$$R_L = Z_2 = \sqrt{\frac{y_{11}}{y_{22}} \cdot \frac{1}{\Delta y}}$$

$$\text{mit} \quad \Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}$$

## V.4 Verstärkerberechnung mittels Kleinsignalmodellen

### V.4.1 Verstärkergrundschaltungen

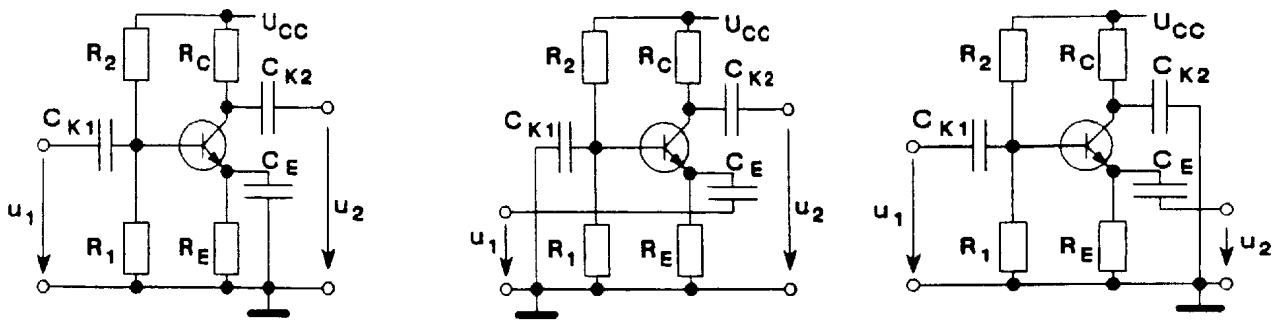


Abb. V9: Verstärkergrundschaltungen des BJT

Emitterschaltung

Basisschaltung

Kollektorschaltung

Die Emitter- Basis- und Kollektor**grund**schaltung wurden im Fach BE ausführlich behandelt; es wird deshalb nur darauf verwiesen! Im folgenden häufig verwendete **Vernachlässigungen** sind in Kap. F.O behandelt.

### V.4.2 Ausgewählte besondere Schaltungen

Aus der Vielzahl der Anwendungen werden einige Schaltungen exemplarisch herausgegriffen:

#### V.4.2.1 Stromquellenschaltung

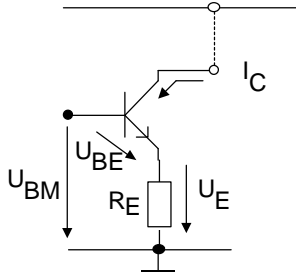


Abb. V10: Stromquellenschaltung

**Gleichstromanalyse:**

Masche des Basiskreises:  $U_{BM} = U_{BE} + I_E R_E$

für  $B \gg 1$  gilt:  $I_C \approx I_E$

daraus folgt:  $I_C \approx \frac{(U_{BM} - U_{BE(I_C)})}{R_E}$  (V 5)

$U_{BE}$  wird für den gewünschten  $I_C$  aus dem Datenblatt entnommen oder für

kleine  $I_C$  mit  $U_{BE} = U_T \ln \frac{I_C}{I_S}$  berechnet. Die Schaltung hält den  $I_C$  konstant,

solange  $U_{CE} > U_{CEsat}$  bleibt.

Die Güte der Stromkonstanz wird durch den dynamischen Ausgangswiderstand der Schaltung bestimmt.

**Berechnung des dynamischer Ausgangswiderstands** anhand eines einfachen Kleinsignalmodells ohne Rückwirkungswiderstand  $r_{cb}$  und ohne Kapazitäten:

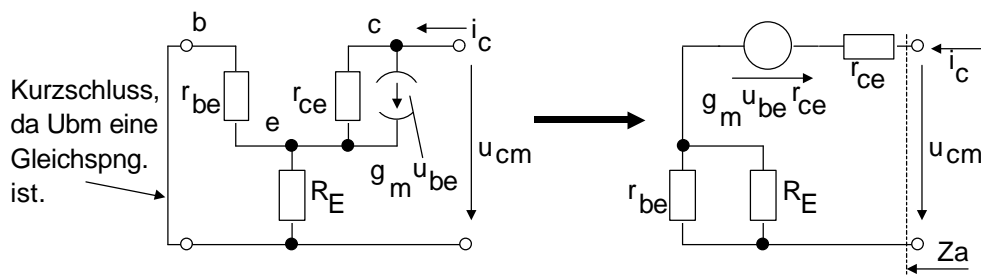


Abb. V11: Zur Berechnung des  $Z_a$  der Stromquellenschaltung

$$u_{cm} = i_c (r_{ce} + R_e || r_{be}) - g_m U_{be} r_{ce} = i_c (r_{ce} + R_e || r_{be}) + g_m r_{ce} i_c (R_e || r_{be})$$

$$Z_a = \frac{u_{cm}}{i_c} = r_{ce} + R_e || r_{be} + g_m r_{ce} (R_e || r_{be}) = r_{ce} \left( 1 + g_m \frac{r_{be} R_e}{r_{be} + R_e} \right) \text{ für } r_{ce} \gg R_e || r_{be} \quad (V6)$$

mit  $r_{be} = \beta_0 \frac{U_T}{I_C}$ ;  $g_m = \frac{I_C}{U_T}$  und  $R_E = \frac{U_{BM} - U_{BE}}{I_C} \approx \frac{U_{BM}}{I_C}$  (für  $U_{BE} \ll U_{BM}$ ) wird vereinfacht:

$$Z_a \approx r_{ce} \left( 1 + \frac{\beta_0 U_{BM}}{\beta_0 U_T + U_{BM}} \right) \quad (V7)$$

Häufigste Anwendung der Stromquellenschaltung sind die Konstantstromquelle und der Stromspiegel in integrierten Analogschaltkreisen. (Siehe Fach "Module", 7. Semester)

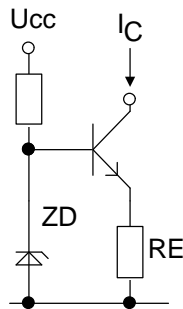


Abb.V12: Konstantstromquelle

#### Zahlenbeispiel für eine Konstantstromquelle:

$U_{BM} = 5V$ ;  $I_C = 1mA$ ;  $U_{BE}(1mA) = 0,6V$ ;  
 $r_{ce} = 50k\Omega$ ;  $\beta_0 = 300$

Es ergibt sich:  $R_E = \frac{5V - 0,6V}{1mA} = 4,4k\Omega$

$$Z_a = 50k\Omega \left( 1 + \frac{5V \cdot 300}{26mV \cdot 300 + 5V} \right) = 50k\Omega \cdot 118 = 5,9M\Omega !$$

#### V.4.2.2 Kaskode - Schaltung

In der Emitterschaltung wirkt sich bei höheren Frequenzen vor allem die Kollektor-Basis-Kapazität sehr nachteilig aus. Durch den sog. "Miller-Effekt", werden die C-B-Kapazität erheblich vergrößert und damit die obere Grenzfrequenz erniedrigt

Miller-Effekt: Tritt nur bei invertierenden Verstärkerstufen auf. Die gegenphasige Änderung des Ausgangssignals bewirkt eine vergrößerte Spannungsdifferenz an den Klemmen von  $C_{CB}$  und damit einen größeren Strom  $i_k$  durch  $C_{CB}$ . Dies läßt vom Eingang her die Kapazität größer erscheinen.

$$\text{Ohne Millereffekt (} dU_a = 0 \text{) wird } i_k = C_{CB} \frac{dU_e}{dt} ; \quad (V8)$$

$$\text{Mit Millereffekt (} dU_a \neq 0 \text{) wird } i_{keff} = C_{CB} \frac{dU_k}{dt} ; dU_k = dU_e - dU_a ; dU_a = v_u dU_e \quad (V9)$$

$$\text{eingesetzt: } i_{keff} = C_{CB} \frac{dU_e - dU_a}{dt} = C_{CB} (1 - v_u) \frac{dU_e}{dt} \quad (V10)$$

$$\text{Durch Vergleich mit (V8) erhält man } C_{eff} = C_{CB} (1 - v_u); \quad (V11)$$

$v_u$  ist vorzeichenrichtig einzusetzen!

- Grundsätzlich gilt das Millertheorem für jede Impedanz zwischen Eingang und invertierendem Ausgang.

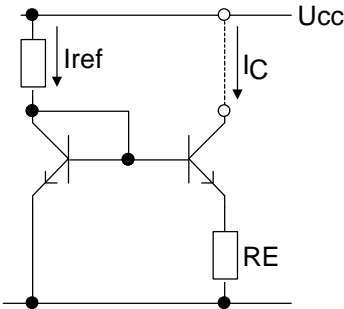


Abb.V13: Einfacher Stromspiegel

$$\text{Spiegelverhältnisse } S = \frac{I_C}{I_{ref}} < 1$$

Für  $R_E = 0$  wird  $S \approx 1$  .

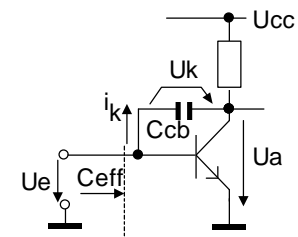
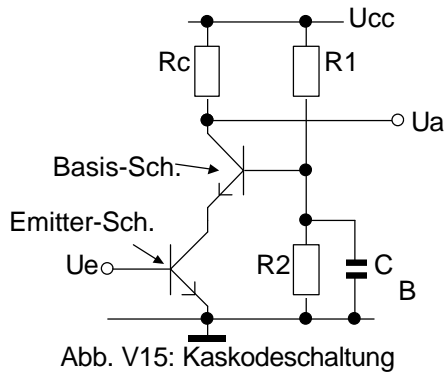


Abb.V14: Zum Millereffekt

Der Millereffekt kann vermieden werden durch

- nichtinvertierende Verstärkung (z.B. Basisschaltung, mit allerdings sehr kleinem Eingangswiderstand)
- nahezu Kurzschlußbetrieb am Ausgang der betreffenden Verstärkerstufe ---> **Kaskodeschaltung**

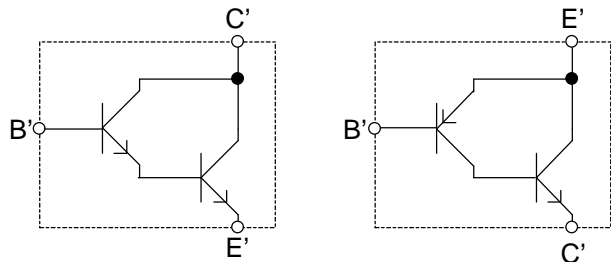


Durch den niederohmigen Eingang der in Basisschaltung arbeitenden 2. Stufe wird die Emitterschaltung (1. Stufe) praktisch mit ausgangsseitigem Kurzschluß betrieben. Die 1. Stufe erzielt damit keine wesentliche Spannungsverstärkung, weshalb der Millereffekt weitgehend vermieden wird!

$$v_u = \frac{u_a}{u_e} \approx -\beta_{01} \frac{R_C}{r_{be1}} \approx -g_{m1} R_C \quad (V12)$$

Der Vorteil gegenüber der reinen Basisschaltung liegt in dem rel. hohen Eingangswiderstand der Emitterschaltung.

### V.4.2.3 Darlington-Schaltung



Darlington

Komplementärdarlington  
(wirkt als pnp-Transistor)

Abb. V16: Darlington-Schaltung

Wird der Basisstrom eines Transistors durch eine vorgeschaltete Kollektorschaltung vorverstärkt, spricht man von einer Darlingtonschaltung. Je nach Art der Transistoren unterscheidet man die "normale" Darlingtonschaltung und den Komplementärdarlington.

Die Gesamtschaltung kann als ein "neuer" Transistor mit veränderten Eigenschaften aufgefaßt werden.

**Eigenschaften:**

Stromverstärkung:  $\beta_{ges} = \beta_1 \beta_2$  (V13)

Eingangswiderstand:  $Z_{eges} \approx \beta_1 Z_{e2}$  (V14)

Für 2 Transistoren in Kaskade gelten annähernd folgende h-Parameter:

$$h_{11ges} \approx \frac{1}{N} h_{11a} h_{21b}; \quad h_{12ges} \approx \frac{1}{N} h_{11b} h_{11a}; \quad h_{21ges} \approx \frac{1}{N} h_{21a} h_{21b}; \quad h_{22ges} \approx \frac{1}{N} h_{21b} h_{22a}$$

mit  $N = 1 + h_{11b} h_{21a} \approx 1$  (V15ff)

Eine Kaskadierung von mehr als 3 Transistoren ist wegen der Verschlechterung der Kleinsignaleigenschaften nicht sinnvoll.

**Anwendung** der Darlingtonschaltung immer dort, wo die Stromverstärkung eines Transistors oder sein Eingangswiderstand zu gering sind.

**Darlingtontransistoren** sind Darlingtonschaltungen in einem Transistorgehäuse. Meist bei Leistungstransistoren, um die an sich geringe Stromverstärkung bei hohen Strömen zu verbessern. ( z.B. BD 263, BD 675 ...)

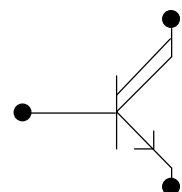


Abb. V17: Darlingtontransistor

### V.4.2.4 Differenzverstärker

Der Differenzverstärker ist in analogen integrierten Schaltkreisen eine der wichtigsten Schaltungen. Aufgrund seines symmetrischen Aufbaus bietet er folgende Vorteile:

- Kompensation der störenden Temperaturdrift der Basis-Emitterstrecke bei gleichspannungsgekoppelten Verstärkern.
- deshalb besonders gut zur Verstärkung von Gleichspannungen (oder -strömen) geeignet.
- Störende Gleichtaktsignale werden gegen Differenzeingangssignale gut unterdrückt.
- Besonders gut in integrierter Schaltungstechnik herstellbar, da weitgehende Symmetrie der Schaltung durch Herstellungsprozesse gewährleistet ist.

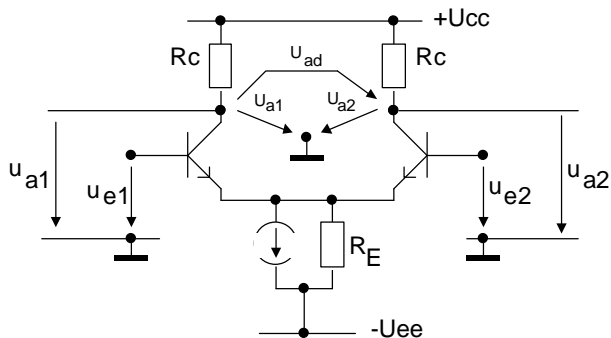


Abb. V18: Differenzverstärker mit BJT

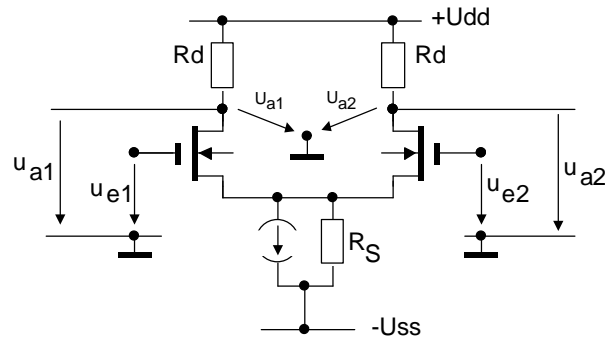


Abb. V19: Differenzverstärker mit MOSFET

Im folgenden werden die Kleinsignalbetriebsgrößen des Differenzverstärkers mit BJT ermittelt. Eine weitergehende Behandlung erfolgt im Fach "Elektronische Module".

#### Analyse anhand des $\pi$ -Modells für Emitterschaltung:

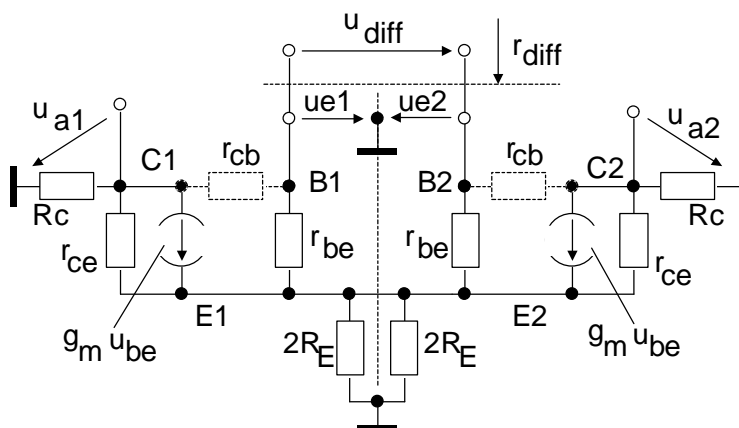


Abb. V20: Kleinsignalmodell des Differenzverstärkers

Die 2 Bestandteile der Eingangsspannungen  $u_{e1}$  und  $u_{e2}$  sind die

#### Differenzeingangsspannung:

$$u_{diff} = u_{e1} - u_{e2} \quad (V16)$$

und die

#### Gleichtakteingangsspannung:

$$u_G = \frac{u_{e1} + u_{e2}}{2} \quad (V17)$$

Die **Ausgangsspannung** kann symmetrisch zwischen den Kollektoren als  $u_{ad} = u_{a1} - u_{a2}$  oder unsymmetrisch zwischen Kollektor und Masse als  $u_{a1}$  oder  $u_{a2}$  abgenommen werden.

#### a) Differenzverstärkung $V_D$ :

Bei exakt symmetrischer Schaltung sind  $u_{e1}$ ,  $u_{e2}$  gegenphasig gleich groß  $u_{e1} = -u_{e2}$ , der gemeinsame Emitterpunkt liegt auf festem Potential. Daraus folgt:  $u_{diff} = 2u_{e1} = -2u_{e2}$ . Unter Berücksichtigung der Bedingungen  $r_{ce} \gg R_C$ ,  $R_{generator} \ll r_{be}$ ,  $\beta_0 \gg 1$  und vernachlässigbarer Rückwirkung gilt:  $u_{a1} = -u_{e1} g_m R_C$  und  $u_{a2} = -u_{e2} g_m R_C$

$$\text{Differenzverstärkung: } V_D = \frac{u_{a1}}{u_{diff}} = \frac{-u_{a2}}{u_{diff}} = -g_m \frac{R_C}{2} \quad (\text{unsymmetrisches Ausgangssignal}) \quad (V18)$$

$$\text{oder: } V'_d = \frac{u_{ad}}{u_{diff}} = -2 \frac{g_m R_C}{2} = -g_m R_C \quad (\text{symmetrisches Ausgangssignal}) \quad (V18a)$$



### b) Differenz-Eingangswiderstand $r_{diff}$

Diese Größe ist unmittelbar aus dem Ersatzbild (Abb. V20) abzulesen. Der gemeinsame Emitterpunkt bleibt wegen Symmetrie der Eingangsspannungen auf konstantem Potential. Dann gilt:

$$r_{diff} = 2 r_{be} = 2r_e(1 + \beta_0) \quad (V19)$$

### c) Gleichtakt-Verstärkung $v_G$

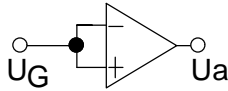


Abb. V21:  
Gleichtaktansteuerung

Sie gibt an, wie die Gleichtaktkomponente des Eingangssignals verstärkt wird. Eine reine Gleichtaktaussteuerung erhält man bei verbundenen Eingängen des Differenzverstärkers.

$$v_G = \left| \frac{U_{a1}}{U_G} \right| = \left| \frac{U_{a2}}{U_G} \right| \quad (V20)$$

Mit einem stark vereinfachten Transistormodell ( $r_{cb} \rightarrow \infty$ ;  $r_{ce} \rightarrow \infty$ ) ergibt sich untenstehendes Ersatzbild:

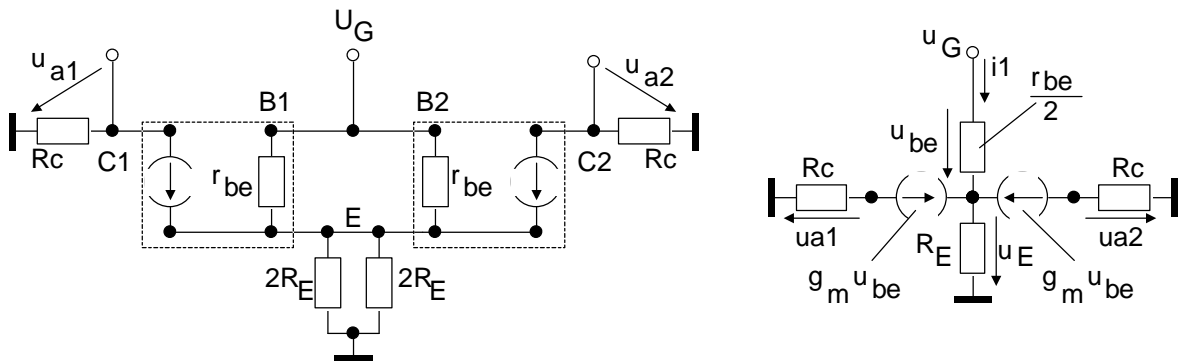


Abb. V22: Zur Ermittlung der Gleichtaktverstärkung

$$u_{be} = U_G - u_E$$

$$u_E = 2 g_m u_{be} R_E \quad (i_1 \text{ vernachlässigt})$$

$$U_G = u_{be} (1 + 2 g_m R_E)$$

$$u_{a1} = u_{a2} = - g_m u_{be} R_C$$

$$\text{eingesetzt: } v_G = \frac{\ddot{U}_{a1}}{\ddot{U}_G} = \frac{\ddot{U}_{a2}}{\ddot{U}_G} = \frac{g_m R_C}{1 + 2 g_m R_E} \quad (V21)$$

für große  $R_E$  wird:

$$v_G \approx \frac{R_C}{2 R_E} \quad (V22)$$

Die Gleichtaktverstärkung sollte **klein** gegen die Differenzverstärkung sein. Das Verhältnis  $G = \frac{v_{diff}}{v_G}$  ist ein Maß für die Güte eines Differenzverstärkers. Eine übliche Angabe ist die Gleichtaktunterdrückung bzw.

$$\text{(Common Mode Rejection Ratio): } CMRR = 20 \log \left( \frac{v_{diff}}{v_G} \right) \quad (V23)$$

mit Werten von 80 ....120 dB, mit steigender Frequenz sinkend.

Für geringe Gleichtaktverstärkung bzw. hohe Gleichtaktunterdrückung muß  $R_E$  groß gegen  $R_C$  sein. Da über  $R_E$  auch der Emittergleichstrom fließen muß, kann er nicht beliebig groß gemacht werden. Man ersetzt deshalb  $R_E$  durch eine Konstantstromquelle mit hohem dynamischen Innenwiderstand.

Man kann die unterschiedliche Größe von  $V_D$  und  $V_G$  auch damit erklären, daß bei der Gleichtaktverstärkung  $R_E$  als Gegenkopplungswiderstand wirkt und die Verstärkung herabsetzt, während dies bei Differenzsignalen wegen des konstanten Emittentials nicht der Fall ist.

#### d) Gleichakteingangswiderstand $r_G$

Aus dem Ersatzbild nach Abb. V22 ist abzulesen:

$u_G = i_1 \frac{r_{be}}{2} + 2 g_m u_{be} R_E$  daraus folgt für den Gleichakteingangswiderstand bei pll. geschalteten Eingängen:

$$r_G^x = \frac{u_G}{i_1} = \frac{r_{be}}{2} + 2 g_m \frac{u_{be}}{i_1} R_E = \frac{r_{be}}{2} + 2 g_m \frac{r_{be}}{2} R_E = \frac{r_{be}}{2} + \beta_0 R_E \approx \beta_0 R_E \quad (V24)$$

und für den **einzelnen Eingang**:  $r_G = 2 r_G^x = r_{be} + 2 \beta_0 R_E \approx 2 \beta_0 R_E$  (V24a)

Bei guten Differenzverstärkern werden für  $r_G$  Werte von einigen 100 MOhm erreicht.

#### e) Schaltungsmodifikation

Differenzverstärker werden heute fast ausschließlich in analogen IC's benötigt. Man ersetzt die Kollektorwiderstände dann durch aktive Lasten bzw. Stromspiegel.

**Hauptvorteile** dieser Maßnahme sind höhere Verstärkung, bessere Gleichtaktunterdrückung und einfachere Herstellung. (Platzersparnis, Genauigkeit)

**Nachteil**: Die Stromspiegeltransistoren T3, T4 bzw. (M3, M4) verursachen einen Spannungsverlust von  $U_{BE}$  bzw.  $U_{GS}$  in Höhe von einigen 100 mV, der sich vor allem bei niedrigen Versorgungsspannungen ( 2,7V oder 3,3V) sehr nachteilig auswirkt.

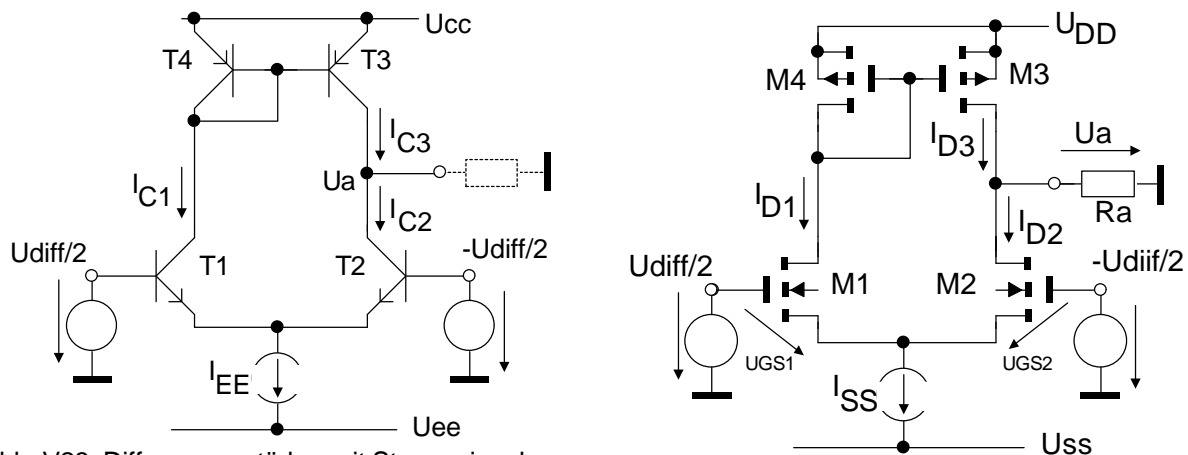


Abb. V23: Differenzverstärker mit Stromspiegel

Eine genauere Untersuchung solcher Schaltungen erfolgt im Fach Elektronische Module (7. Sem.)

### V.4.3 Dimensionierung von Verstärkerschaltungen

Die Angabe einer allgemein anwendbaren Methode ist wegen der Vielzahl der möglichen Schaltungen und Varianten nicht möglich. Hier sollen nur allgemeine Überlegungen angestellt und eine mögliche Vorgehensweise anhand eines Lehrbeispiels aufgezeigt werden.

#### V.4.3.1 Schaltungsentwurf, Wahl der Schaltung

Dieser Schritt kann dem Entwickler durch kein rechnergestütztes Hilfsmittel abgenommen werden. Die Schaltung ist (ggf. aus Literatur) gemäß den Anforderungen zu wählen oder aus Grundsaltungen weiterzuentwickeln.

**Kriterien** (Reihenfolge ohne Wertigkeit):

- Kleinsignal-, Großsignal-, Leistungsverstärker
- NF-, HF-, VHF-Anwendungen
- Entwurf einer diskreten oder einer integrierten Schaltung
- Gleich- oder Wechselstromkopplung
- Breitband- oder Selektivverstärker
- Verarbeitung symmetrischer oder unsymmetrischer Signale
- Spannungs-, Strom-, Leistungsverstärkung
- Bipolar oder MOS-Elemente
- Einstufiger oder mehrstufiger Verstärker
- Mit oder ohne Gegenkopplung
- Art der Einstellung und Stabilisierung des Arbeitspunkts
- .....

#### V.4.3.2 Festlegung des Arbeitspunkts

Neben der Wahl der Schaltung ist die Lage des Arbeitspunkts von entscheidender Bedeutung bei der Dimensionierung einer Verstärkerschaltung. Er beeinflusst sowohl die Parameter des Verstärkerelements als auch die Aussteuerungsverhältnisse der Verstärkerstufe.

Verschiedenste **Anforderungen und Vorgaben** gehen in die Wahl des Arbeitspunkts ein, z.B.:

- Verstärkung
- Aussteuerbereich, Verzerrungen
- Betriebsspannung
- Lastwiderstand
- Ein- und Ausgangsimpedanz
- Verlustleistung, Nutzleistung, Betriebstemperatur
- Stromverbrauch
- Rauschen
- obere Grenzfrequenz
- ....

Meist können nur wenige Kriterien gleichzeitig berücksichtigt werden. Wegen der oft gegensinnigen Wirkungen sind Kompromisse bei den Anforderungen einzugehen oder Prioritäten zu setzen. Handelt es sich bei Vorgaben um arbeitspunktabhängige Betriebsparameter (z.B. Verstärkung, Impedanzen), sollten dafür möglichst einfache Berechnungsbeziehungen verwendet oder entwickelt werden, um sie ohne großen Aufwand in eine Berechnung einbeziehen zu können.

### V.4.3.3 Lehrbeispiel

#### a) Wahl der Schaltung

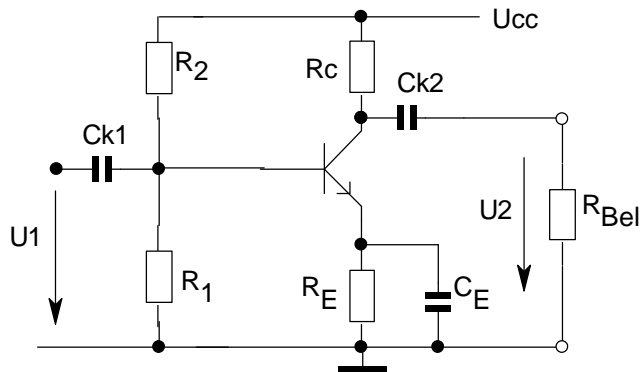


Abb. V24: Lehrbeispiel

Aus hier nicht weiter zu diskutierenden Überlegungen wird eine Emitterschaltung wie abgebildet gewählt bzw. vorgegeben.

- Die Schaltung soll bei NF arbeiten.
- Alle Kondensatoren haben im betrachteten Frequenzbereich einen vernachlässigbaren Blindwiderstand.
- Der Innenwiderstand der Steuerspannung  $U_1$  sei klein gegen den  $r_{be}$  des Transistors.

#### b) Dimensionierung, Ermittlung des Arbeitspunkts

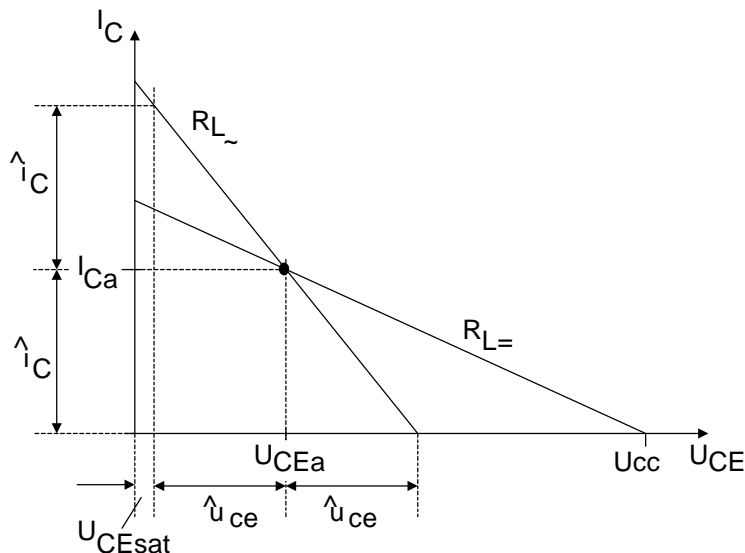


Abb. V25: Aussteuerung für Lehrbeispiel

Hierzu sind **weitere Randbedingungen** notwendig.

Für dieses Beispiel seien vorgegeben bzw. gefordert:

$$U_{CC} = 12 \text{ V}, R_{Bel} = 3,3 \text{ k}\Omega, V_u = -100, U_{CEsat} = 0,3 \text{ V},$$

Arbeitspunktstabilisierung mit Spannungsabfall  $U_E = 1 \text{ V}$  am Emittierwiderstand und  $n = 10$ ,

sowie möglichst großes, symmetrisches Ausgangssignal bei kleinstmöglichem Kollektorstrom.

Verwendeter Transistor: BCY 58 /MIII

Kleinsignalbeziehungen aus Fach "Bauelemente".

#### Aussteuerverhältnisse im Ausgangskennlinienfeld:

Die Forderung nach möglichst großer Aussteuerbarkeit bei kleinstem Kollektorstrom wird durch einen A.P. wie in Abb. V25 gezeigt, erfüllt.

Die **Verstärkung** ergibt sich zu  $|V_u| = g_m (R_{L\approx} || r_{ce}) = \frac{I_{Ca}}{U_T} (R_{L\approx} || r_{ce})$  mit  $U_T = k \frac{T_0}{e} \approx 26 \text{ mV}$  bei  $300 \text{ K}$

$$\text{Für } r_{ce} \gg R_{L\approx} \text{ entsteht } |V_u| = \frac{I_{Ca}}{U_T} R_{L\approx} \quad (V25)$$

$$\text{wobei } R_{L\approx} = \frac{R_C R_{Bel}}{R_C + R_{Bel}} \quad (V26)$$

Für die **Wechselstrom-Arbeitsgerade** gilt:

$$\hat{u}_{ce} = I_{Ca} R_{L\approx} = |V_u| U_T \text{ --- } > |V_u| = \frac{\hat{u}_{ce}}{U_T} \quad (V27)$$

Aus Gln. (V27) ist zu ersehen, daß die Spannungsverstärkung und die Aussteuerung nicht beliebig gewählt werden können, sondern bei gegebener  $V_u$  die maximal erreichbare Ausgangsamplitude schon vorgegeben ist!

Der Kollektorstrom ergibt sich zu:  $I_{Ca} = \frac{|V_u| U_T}{R_{L\approx}}$  (V28)

Für die **Gleichstrom-Arbeitsgerade** gilt:

$$I_{Ca} = \frac{U_{CC} - U_{EM} - U_{CEa}}{R_C} \quad (V29)$$

Die **Aussteuerbedingung** liefert:

$\hat{u}_{ce+} U_{CEsat} = U_{CEa}$  woraus mit Gln. V27 und Gln. V29 entsteht:

$$I_{Ca} = \frac{U_{CC} - U_{EM} - U_{CEsat} - |V_u| U_T}{R_C} \quad (V30)$$

Einsetzen von Gln. V26 in Gln. V28 und Gleichsetzen von Gln. V28 mit Gln. V30 liefert:

$$\frac{|V_u| U_T}{R_C R_{Bel}} (R_C + R_{Bel}) = \frac{U_{CC} - U_{EM} - U_{CEsat} - |V_u| U_T}{R_C} \quad \text{daraus:}$$

$$R_C = R_{Bel} \left( \frac{U_{CC} - U_{EM} - U_{CEsat} - |V_u| U_T}{|V_u| U_T} - 1 \right)$$

$$R_C = R_{Bel} \left( \frac{U_{CC} - U_{EM} - U_{CEsat}}{|V_u| U_T} - 2 \right) \quad (V31)$$

Daraus ergibt sich eine Grenzbedingung, die zur groben Abschätzung der Erfüllbarkeit der Forderungen verwendet werden kann.

$$U_{CC} - U_{EM} - U_{CEsat} > 2 |V_u| U_T \quad (V32)$$

Weiter errechnen sich:

$$I_{Ca} = \frac{U_{CC} - U_{EM} - U_{CEsat} - |V_u| U_T}{R_C} \quad (V30)$$

$$U_{CEa} = |V_u| U_T + U_{CEsat} \quad (V33)$$

$$R_E = \frac{U_{EM}}{I_{Ca}} \quad I_{Ca} \approx I_{Ea} \quad (V34)$$

**c) Zahlenwerte** entsprechend den Angaben:

$$R_C = 3,3k\Omega \left( \frac{12V - 1V - 0,3V}{100 \cdot 26mV} - 2 \right) = 7k\Omega$$

$$I_{Ca} = \frac{12V - 1V - 0,3V - 100 \cdot 26mV}{7k\Omega} = 1,16 mA$$

$$U_{CEa} = 0,3V + 100 \cdot 26mV = 2,9V$$

$$R_E = \frac{1V}{1,16mA} = 864\Omega$$

Basisspannungsteiler: Aus Datenblatt des BCY58/VIII:  $B = 230$ ,  $U_{BEa} = 0,62 V$

$$R_1 = \frac{U_{EM} + U_{BEa}}{n \cdot I_{CEa}} B = \frac{1,62V}{10 \cdot 1,16mA} 230 = 32k\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{CC} - U_{EM} - U_{BEa}}{(n+1) \cdot I_{CEa}} B = \frac{12V - 1,62V}{11 \cdot 1,16mA} 230 = 187k\Omega$$

Die dimensionierte Schaltung wurde unter Verwendung eines Bibliotheksmodells für den BCY58 mit PSPICE simuliert. Die Koppelkondensatoren Ck1 und Ck2 wurden absichtlich so groß bemessen, um die Wirkung des Emitterkondensators auf die untere Grenzfrequenz deutlich werden zu lassen.

**Simulation des Lehrbeispiels**

**SPICE-FILE**

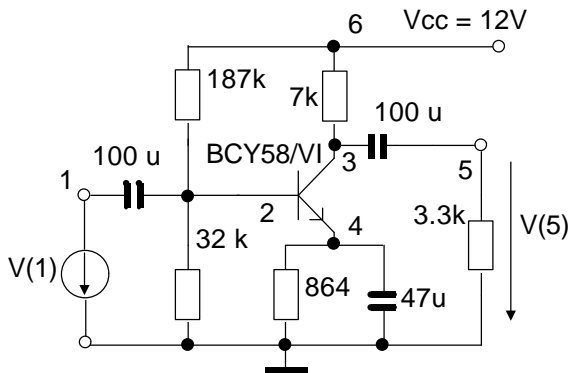
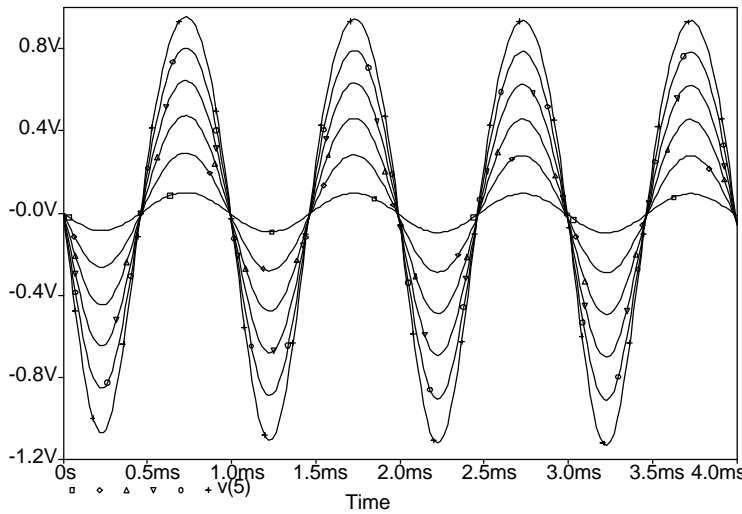


Abb. V26:  
Lehrbeispiel

```

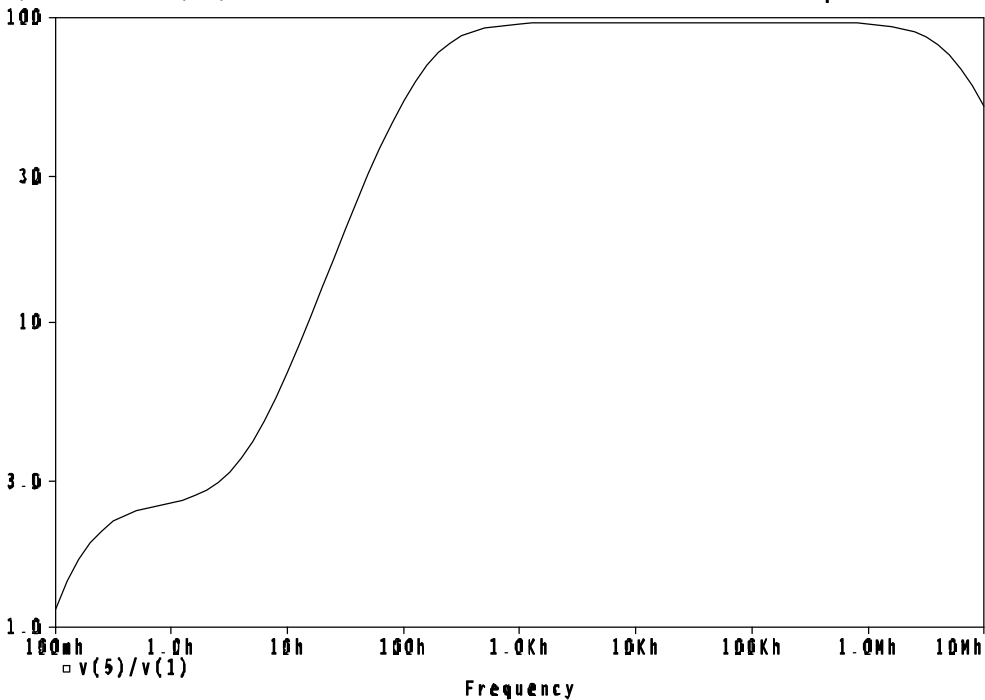
Lehrbeispiel SC mit Gross-Signalmodell
.option nopage nomod limpts 1000
*Schaltung
Ck1 1 2 100UF ;Ck soll keinen Einfluss haben
R1 2 0 32k
R2 2 6 187k
Rc 3 6 7k
Re 4 0 864
Ce 4 0 47u ;absichtl. zu klein gewählt
Ck2 3 5 100u ;absichtlich zu groß gewählt
RBel 5 0 3.3k
Q1 3 2 4 BCY58
*Quellen
Vcc 6 0 dc= 12V
V1 1 0 AC 1mV sin(0 { amp} 1k)
.param amp= 10m
.step lin param amp 1m 11m 2m
.lib Istnw.lib
.tran/op 20u 4m 0 20u
.ac dec 10 10 10e6
.probe
.end
    
```

Date/Time run: 09/30/92 16:52:45 Temperature: 27.0



Mit zunehmender Aussteuerung nehmen die Verzerrungen der Ausgangsspannung zu. (pos. Halbwelle gestaucht)  
**Abhilfe:** Günstigerer Arbeitspunkt, Gegenkopplung

Lehrbeispiel SC mit Gross-Signalmodell  
Date/Time run: 03/17/100 10:53:00 Temperature: 27.0



Die etwas zu kleine Verstärkung ist unter anderem darauf zurückzuführen, daß  $r_{ce}$  und  $r_{be}$  des Transistors nicht berücksichtigt wurden.