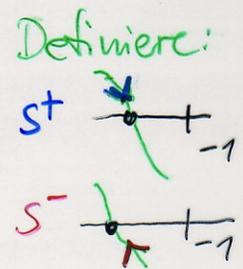


18.4 Das Nyquist-Kriterium in der Frequenzkennlinien-Darstellung

Abschließend soll noch das Nyquist-Kriterium auf die sehr gebräuchliche Darstellung von Frequenz- und Phasengang übertragen werden. Die Anwendung des Nyquist-Kriteriums in dieser Form ist Standard bei der Stabilitätsanalyse. Frequenz und Phasengang der offenen Schleife $F_O(j\omega)$ liegen hierfür entweder als Simulationsergebnis vor oder werden in Form eines Bode-Diagramms aus der analytischen Darstellung der Schleifenverstärkung gewonnen.



Als Vorüberlegung betrachten wir zwei Beispiele einer Ortskurve von $F_O(j\omega)$ in Abb. 101.

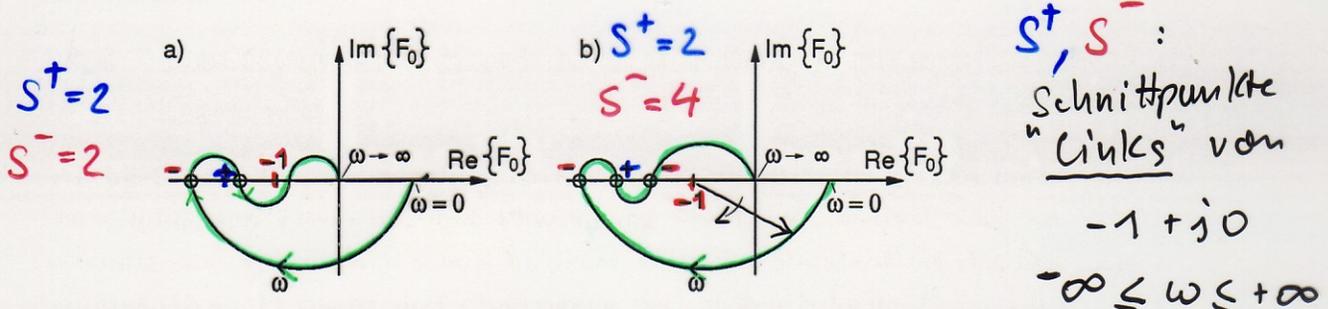


Abb. 101: Beispielverläufe der Schleifenverstärkung für den Bereich der Nyquist-Kurve $0 \leq \omega \leq \infty$. Die Anzahl der Umrundungen auf der gesamten Nyquist-Kurve ist doppelt so hoch. Links: Keine Umrundung des Punktes $-1 + j0$. Es gilt: $\frac{1}{2}Q = 0$, $\frac{1}{2}S^- = 1$, $\frac{1}{2}S^+ = 1$. Rechts: Eine Umrundung des Punktes. Es gilt $\frac{1}{2}Q = 1$, $\frac{1}{2}S^- = 2$, $\frac{1}{2}S^+ = 1$

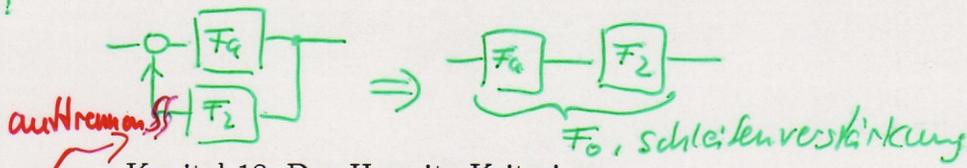
Wir definieren S^- als die Anzahl der Übergänge der Ortskurve für $-j\infty < j\omega < +j\infty$ vom 3. in den 2. Quadranten im Achsenabschnitt $\Re\{F_O(j\omega)\} < -1$. Entsprechend bezeichnet S^+ die Anzahl der Übergänge der Ortskurve von $F_O(j\omega)$ vom 2. in den 3. Quadranten im gleichen Achsenabschnitt, ebenfalls für $-j\infty < j\omega < +j\infty$. Damit der Punkt -1 umrundet wird, muß offensichtlich gelten: $S^- - S^+ \neq 0$ (vgl. Abb. 101). Für die Anzahl Q der Umrundungen³² für $-j\infty < j\omega < +j\infty$ gilt

$$Q = S^+ - S^- \quad \text{Vorzeichen beachten!} \quad (361)$$

³²Wir erinnern uns, daß die Richtung der Umrundung mathematisch positiv definiert ist.

Schleifenverstärkung kann "einfach" ermittelt (messen, simulieren, rechnen)

Praxis:



ACHTUNG:

F_1, F_2 dürfen sich durch Aufbrechen nicht ändern

Anhand dieser Überlegungen läßt sich das auf S. ?? für die Anzahl der Umrundungen des Punktes $-1 + j0$ formulierte Nyquist-Kriterium in äquivalenter Form für die Schnittpunkte der Ortskurve der Schleifenverstärkung mit dem Abschnitt der reellen Achse links des Punktes $-1 + j0$ formulieren. Da für eine stabile rückgekoppelte Schaltung die Anzahl der Umrundung gleich der Anzahl der instabilen Pole der Schleifenverstärkung sein muß, gilt allgemein

$$Q = S^+ - S^- = P. \quad (362)$$

Für eine stabile Schleife ($P = 0$) gilt entsprechend

$$Q = S^+ - S^- = 0. \quad \text{d.h. } S^+ = S^- \quad (363)$$

bei stabiler F_0 also $P=0$

Alternative Formulierung des Stabilitätskriteriums

Diese Formulierung des Nyquist-Kriteriums läßt sich einfach auf die Darstellungen des Frequenz- und Phasengangs übertragen.

Möchte mit Bode-Diagramm arbeiten

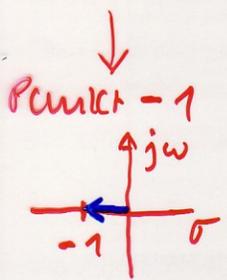
Der Frequenzgang wird üblicherweise in dB dargestellt und ist definiert als

$$A_{0,dB}(\omega) = 20 \log |F_0(j\omega)| \quad (364)$$

Frequenzgang in dB

Im Punkt $-1 + j0$ beträgt $A_{0,dB}(\omega) = 0$ dB. Für Werte links von $-1 + j0$ ist $|F_0(j\omega)| > 1$ und daher $A_{0,dB} > 0$. Im Bereich $|F_0(j\omega)| < 1$ ist entsprechend $A_{0,dB} < 0$. Im Phasengang können die Schnittpunkte S^+, S^- mit der negativen reellen Achse als Schnittpunkte der Phasenkurve durch die Linien $\pm(2n + 1)\pi$ abgelesen werden. Liegen diese Schnittpunkte links des Punktes $-1 + j0$, so muß an dieser Stelle $A_{0,dB} > 0$ sein.

$$20 \log |-1 + j0| = 0 \text{ dB}$$



Schnittpunkte mit Winkeln, die mit wachsendem ω bei Durchgang durch diese Linien größer werden, sind positive Schnittpunkte S^+ , kleiner werdende Winkel zeigen einen negativen Schnittpunkt S^- an. Abb.(102) zeigt ein Beispiel für $S^- = 1, S^+ = 1$.

"links" $\hat{=} > 0$ dB

Betrag 1
Phase $\pi, -\pi, 3\pi, 5\pi, \dots$

$\varphi = \pi, 3\pi, 5\pi, \dots$

Hat die Schleifenverstärkung nur Pole in der linken Halbebene, so gilt für eine stabile Schaltung nach (Gl. 363): $S^+ - S^- = 0$. Diese Forderung ist auch erfüllt für $S^+ = 0, S^- = 0$. D. h. die Ortskurve hat links von $-1 + j0$ keinen Schnittpunkt mit der reellen Achse. Für diesen häufig vorkommenden Fall kann das Nyquist-Kriterium in seiner einfachsten Form ausgedrückt werden:

Oft: Fall $P=0 \Rightarrow S^+ = S^-$
falls $S^+ = 0, S^- = 0$ ($\hat{=} \text{Kein Schnittp.}$)

Vereinfachtes Nyquist-Stabilitätskriterium für den Betrag der Schleifenverstärkung.

Vorausgesetzt, die Schleifenverstärkung ist stabil ($P = 0$) gilt: Eine rückgekoppelte Schaltung ist stabil, wenn die Schleifenverstärkung $A_{0,dB}$ weniger

\Rightarrow stabil

$\{ S^+ = 0, S^- = 0 \}$ ist hinreichende aber nicht notwendige Bedingung

(aber sehr einfach und daher beliebt)

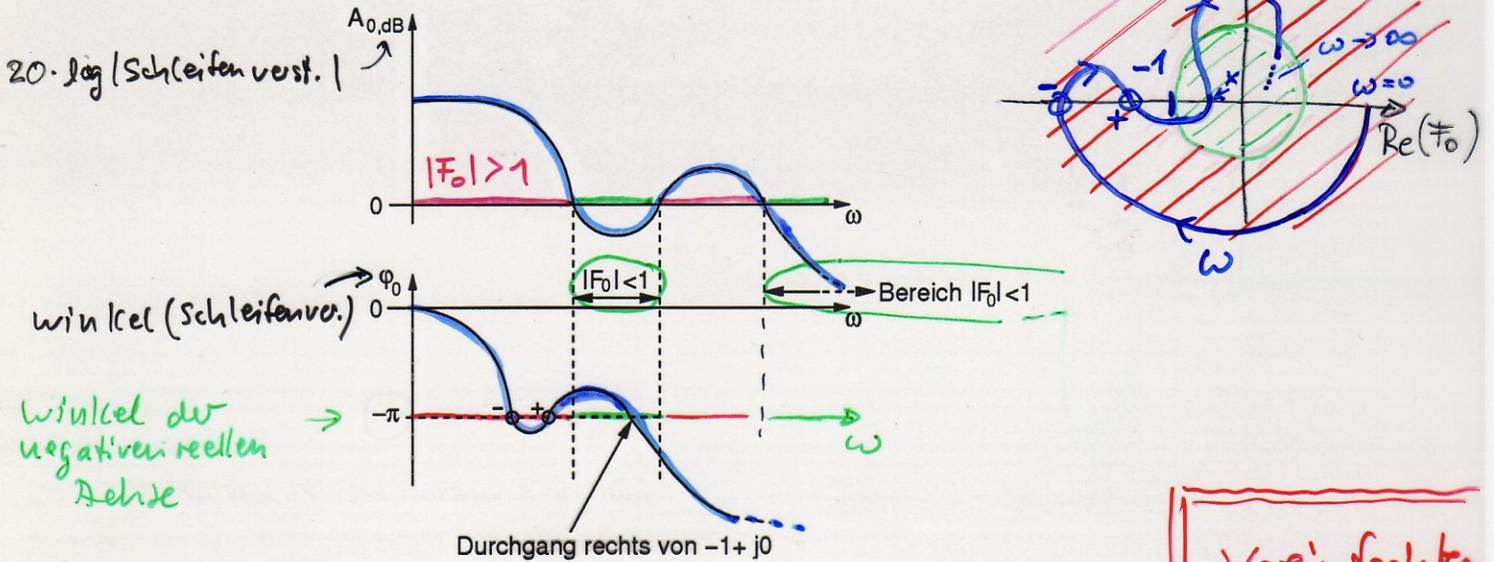


Abb. 102: Darstellung von Betrag und Phase der Schleifenverstärkung im Bode-Diagramm. Aus dem Verlauf läßt sich ablesen: $S^- = 2$, $S^+ = 1$.

als 0 dB beträgt, wenn die Phasendrehung den Wert $\varphi_0 = -\pi$ erreicht. Die Differenz (der Abstand) des Phasenwinkels bei $A_{0,dB}=0$ dB zu $\varphi_0 = -\pi$ wird als Phasenrand bezeichnet. Er gibt an, wie weit die Schaltung von der Instabilität entfernt ist.

Entsprechend kann anstelle des Phasenrandes auch der Amplitudenrand als Kriterium verwendet werden. Er gibt den Abstand der Schleifenverstärkung $A_{0,dB}$ von der 0 dB-Linie an, wenn der Phasenwinkel $\varphi_0 = -\pi$ beträgt.

Beachten: Die vereinfachten Kriterien Phasen- und Amplitudenrand gelten nur für Schleifenverstärkungen mit Polen in der linken Halbebene. In Zweifelsfällen sollte die Ortskurve der Schleifenverstärkung $F_0(j\omega)$ zur Beurteilung herangezogen werden.

Siehe hierzu auch Beispiel 4.7 im Skript Prof. Blum S. 81ff.

Vereinfachtes
Nyquist
Kriterium
 $S^+ = 0, S^- = 0$

d.h. wenn
 $\varphi \leq -\pi$
muß
 $A_{dB} < 0dB$
(d.h. im Einheitskreis laufen)

Phasenreserve (rand)
Amplitudenrand

Stabilitätsanalyse mit Nyquist Kriterium

$$S^+ - S^- = P$$

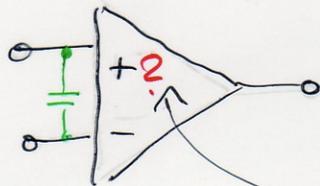
allgemein

$$S^+ - S^- = 0$$

$$S^+ = 0 \quad S^- = 0 : \text{vereinf. Nyquist Kriterium}$$

wenn offene Schleife stabil ($P=0$)

OPERATIONS VERSTÄRKER



Ziel:

- 1.) Das Innenleben (integrierte Schaltungs Komponenten)
- 2.) Die Beschaltung. (Kompensation)

(Kommt i.d. nächsten Stunde)

⇒ Download von EUS HP: "Analyse des OP 741"

⇒ Vorbereitung: Wirkungs-ESB ($V_u, V_i, R_{in}, R_{aus}$ der Grundschaltungen verstehen?)

Jetzt (Heute): Vorstellen der häufigsten (integrierten) Schaltungsstrukturen

(auch in OP 741)

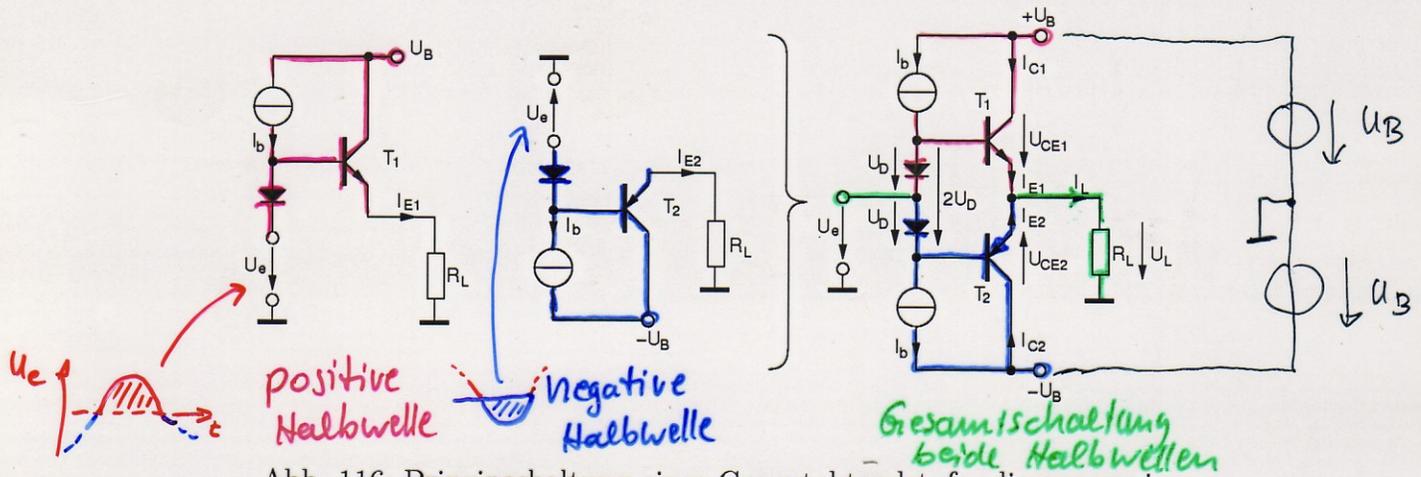


Abb. 116: Prinzipschaltung einer Gegentaktstufe, die aus zwei komplementären bipolaren Emitterfolgern aufgebaut wird. Links: Schaltung für die positive Halbwelle. Mitte: Schaltung für die negative Halbwelle. Rechts: zusammengesetzte Gesamtschaltung der Gegentaktstufe.

zur negativen Halbwelle zu erzeugen.

Im Folgenden werden für die gleiche Endstufe verschiedene Einstellungen der Vorspannung und die sich daraus ergebenden Kennlinien betrachtet.³⁵

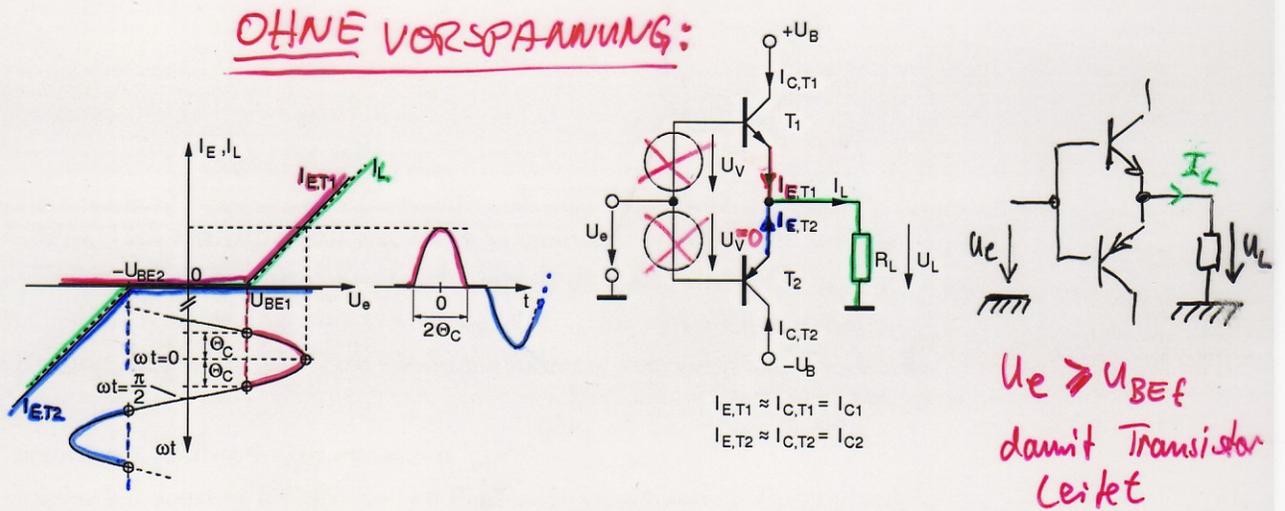
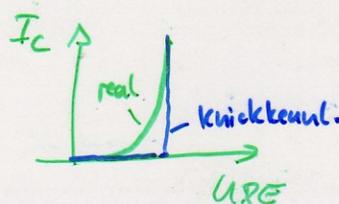


Abb. 117: Konstruktion der Übertragungskennlinie $I_L(U_e)$ aus den Kennlinien der Gegentakt-Transistoren für den Fall ohne Vorspannung ($U_V = 0$).

³⁵ Annäherung der Kennlinien durch idealisierte abschnittsweise Geradenverläufe.

Für vereinfachte Überlegung: Knickkennlinie für $I_C(U_{BE})$



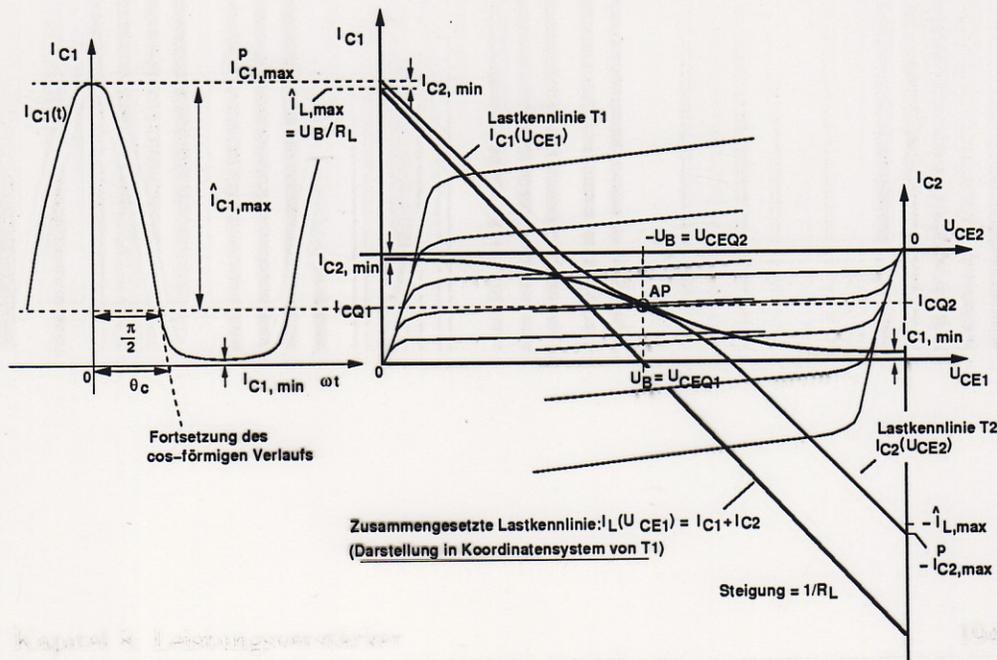


Abb. 8.20: Lage der Kennlinienfelder von T_1 und T_2 zueinander entsprechend den Überlegungen zu Abb. 6.2

Beispiel:

$$\begin{aligned} U_{BEQ} &= 700 \text{ mV} \\ \Delta U &= 100 \text{ mV} \end{aligned} \Rightarrow \frac{I_{C1,max}}{I_{C2,min}} \approx e^{\frac{200}{27}} \approx 1648 !$$

D. h. $I_{C2,min}$ kann gegenüber $I_{C1,max}$ sicher vernachlässigt werden (T_2 ist also „gesperrt“) wobei sich $U_{BE1} = 800 \text{ mV}$ und $U_{BE2} = 600 \text{ mV}$ nicht signifikant unterscheiden.

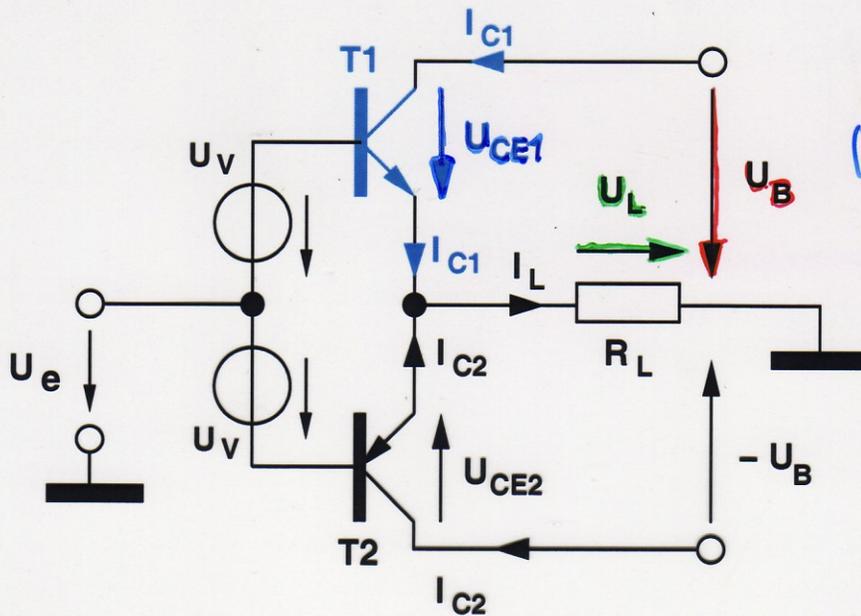
Der in Abb. 8.20 dargestellte Fall weist zur Demonstration einen relativ hohen Reststrom ($I_{C1,min}$, $I_{C2,min}$) des nicht-leitenden Komplementärtransistors auf, der für übliche Dimensionierungen eher untypisch ist. Außer in der Umgebung des Nulldurchgangs wird die positive Halbschwingung von I_L im Wesentlichen von Transistor T_1 und die negative Halbschwingung von T_2 geliefert. Beide Anteile überlagern sich zu einem annähernd harmonischen

Beispiel

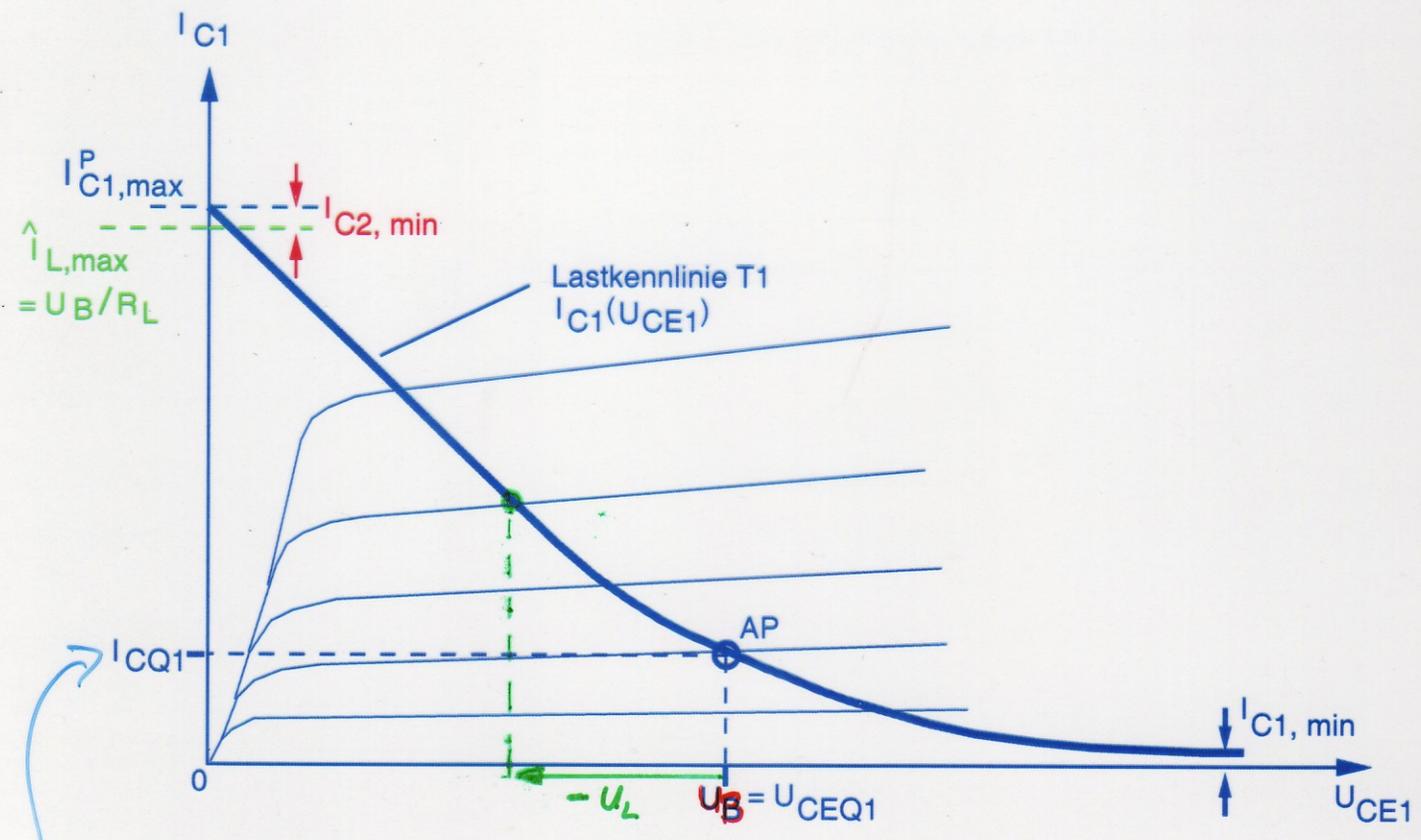
$$\begin{aligned} U_{BEQ} &= 700 \text{ mV} \\ \Delta U &= 100 \text{ mV} \end{aligned} \Rightarrow \frac{I_{C1,max}}{I_{C2,min}} \approx e^{\frac{200}{27}} \approx 1648 !$$

D. h. $I_{C2,min}$ kann gegenüber $I_{C1,max}$ sicher vernachlässigt werden (T_2 ist also „gesperrt“) wobei sich $U_{BE1} = 800 \text{ mV}$ und $U_{BE2} = 600 \text{ mV}$ nicht

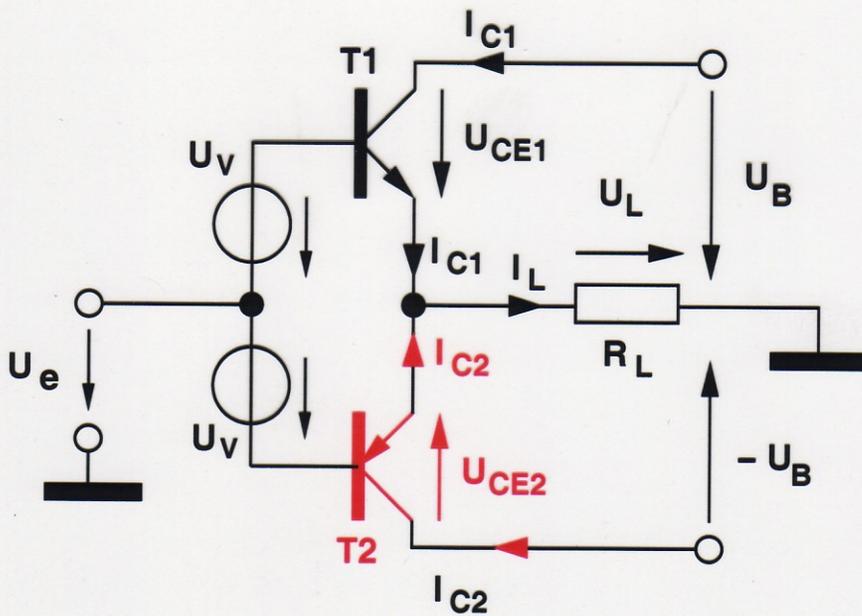
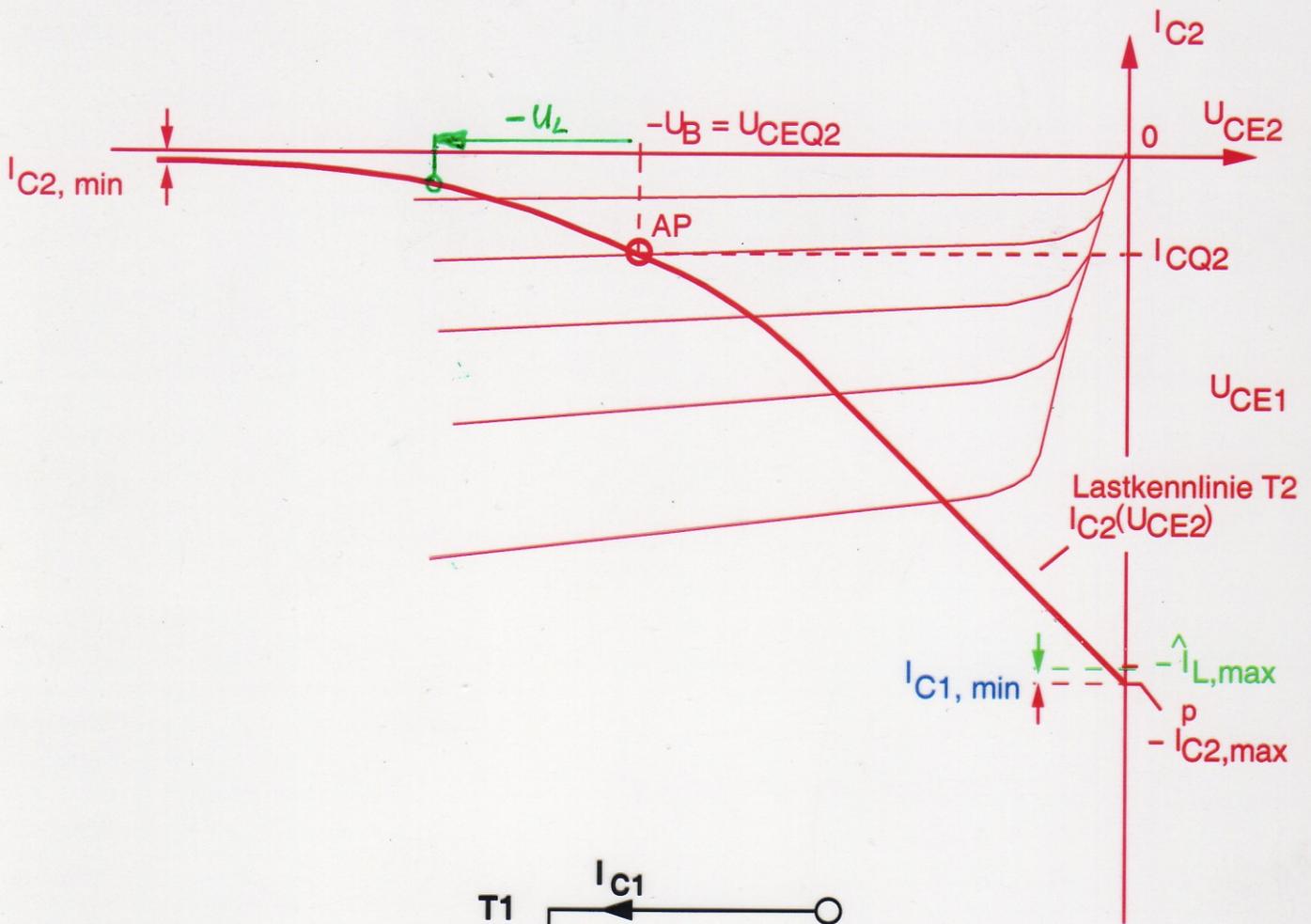
Zettel folgt: Erklärung zu S. 190... 194 Skript:



Umlauf:
 $U_{CE1} = U_B - U_L$

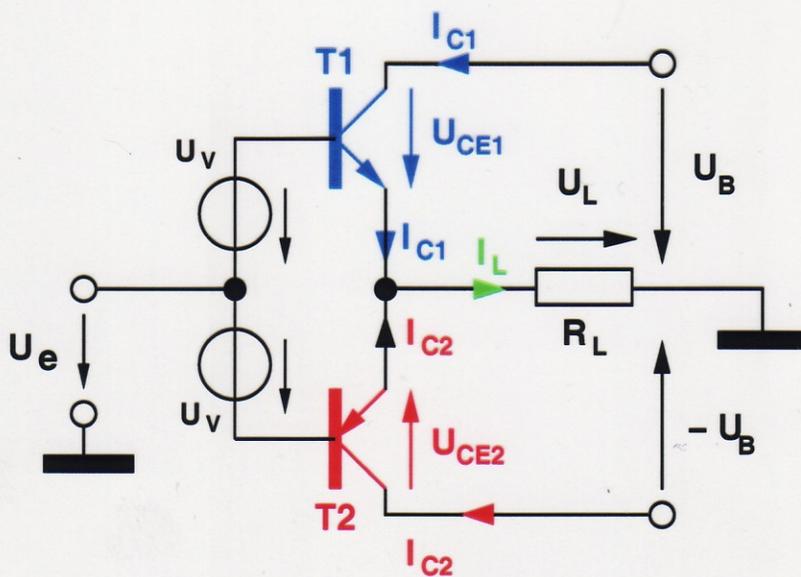
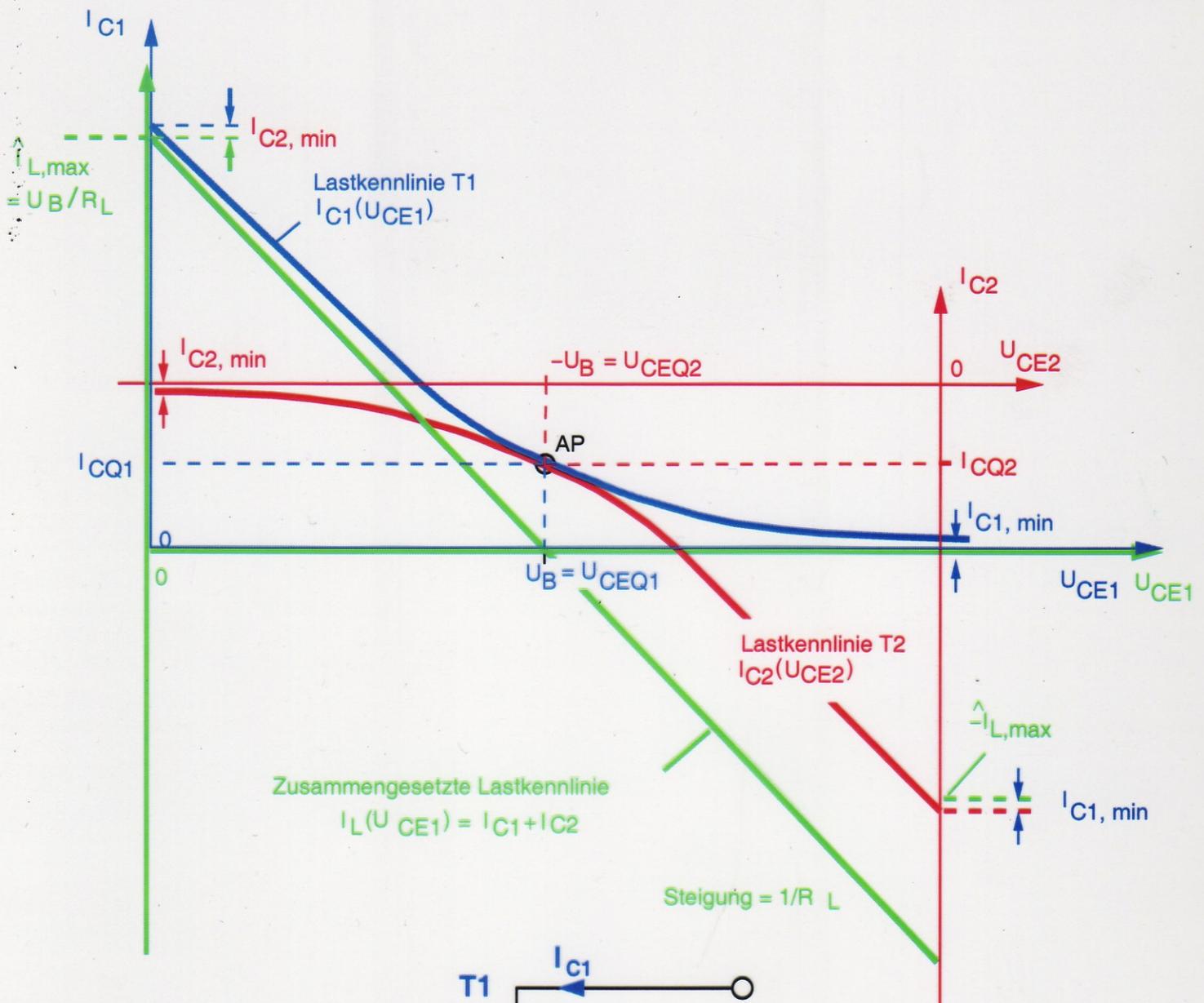


RUHESTROM

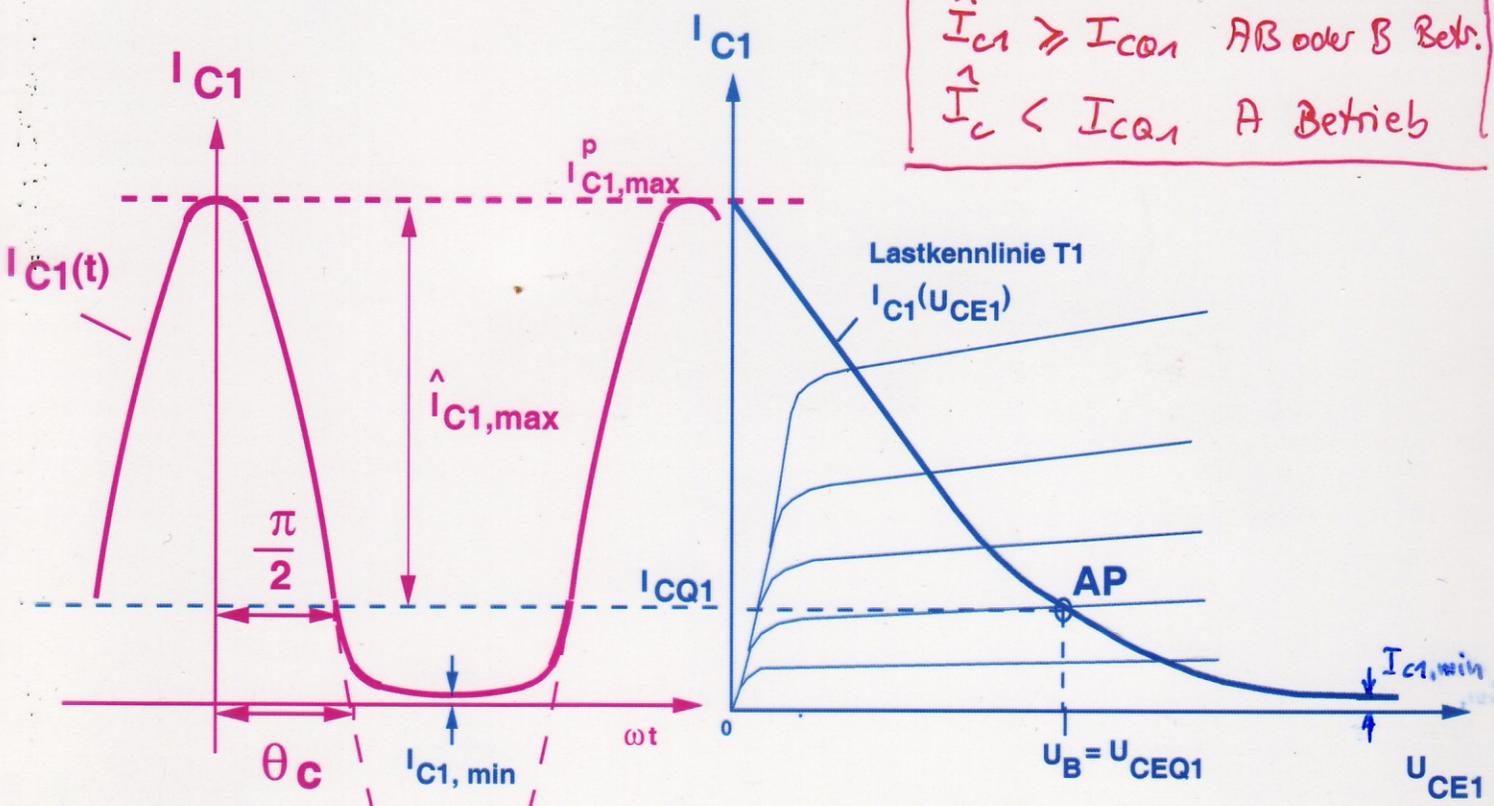


Umlauf:

$$U_{CE2} = -U_B - U_L$$



Klassen:
 $\hat{I}_{C1} \geq I_{CQ1}$ AB oder B Betr.
 $\hat{I}_{C1} < I_{CQ1}$ A Betrieb

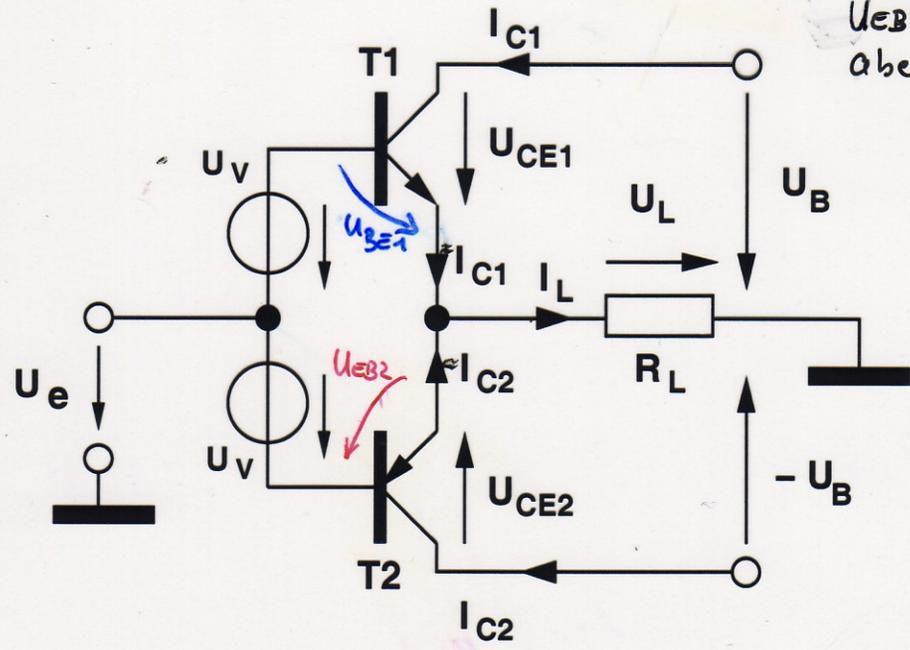


U_{BE} wird nicht Null:

$U_{BE1} + U_{EB2} = 2U_V = \text{const.}$

$U_{BE1} = U_{BEQ} + \Delta U$
 $U_{EB2} = U_{BEQ} - \Delta U$
 Bspl: $\Delta U = 100 \text{ mV}$, $U_{BEQ} = 700 \text{ mV}$
 $U_{BE1} = 800 \text{ mV}$
 $U_{EB2} = 600 \text{ mV}$ (75% U_{BE1})

aber $\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 0,0006$



Hilfe:
 $I_{C1} = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}}$
 $I_{C2} = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}$
 $\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = e^{\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}} = e^{\frac{-\Delta U}{U_T}}$

Im Skript S. 176 - 208 :

Wirkungsgrad verschiedener Schaltungen
mit Transistoren im A, AB, B, C - Betrieb

→ Wirkungsgrad η (Gl. 8.27)

$$\eta = \frac{\text{An Last abgegebene Leistung}}{\text{Aus Betriebsspannung aufgenommene Leistung}}$$

⇒ Ergebnisse (stehen alle im Skript)

Klasse	η	aus Gl. 14 Skript	Anmerkung
A	$\leq 6,25\%$	8.42	bei kapazitiver Lastanpassung
A	$\leq 25\%$	8.56	bei galvanische Lastanpassung
A	$\leq 50\%$	8.60	mit überlagerter Lastanpassung
A/B, B	$\leq \frac{\pi}{4} = 78,5\%$	8.92	Steuerstufen
C	$\leq 100\%$	8.128	Impulsverstärker (Rein Kollektorschaltung im AB)

Im Skript S. 176 - 208 :

Wirkungsgrad verschiedene Schaltungen
mit Transistoren im A, AB, B, C -Betrieb

→ Wirkungsgrad η (Gl. 8.27)

$$\eta = \frac{\text{An Last abgegebene Leistung}}{\text{Aus Betriebsspannung aufgenommene Leistung}}$$

⇒ Ergebnisse (stehen alle im Skript)

Klasse	η	aus Gl. 14 Skript	Anmerkung
A	$\leq 625\%$	8.42	bei kapazitiver Lastanpassung
A	$\leq 25\%$	8.56	bei galvanische Lastanpassung
A	$\leq 50\%$	8.60	mit übertragener Kopplung
A/B, B	$\leq \frac{\pi}{4} = 78\%$	8.92	Gegentaktstufe
C	$\leq 100\%$	8.128	Impulsverstärker (rein Kollektorschaltung im AP)

C: $\theta_c < 90^\circ$

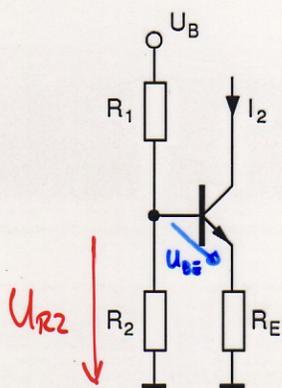
B: $\theta_c = 90^\circ$

A: $\theta_c > 180^\circ$

Dazu ist es notwendig, sich genauer mit den nichtidealen Eigenschaften der hier gezeigten Schaltungen zu beschäftigen. Dabei zeigt sich, dass bei genauer Kenntnis der Eigenschaften, diese sogar vorteilhaft bei der Optimierung eingesetzt werden können. Nach dieser Methode entwickelte Schaltungen erzielen weit bessere Ergebnisse, als von der einfachen Theorie, die auf eine bloße Minimierung der Einflüsse zielt, zu erwarten wäre. Dies ist eines der Themen, der weiterführenden Vorlesung Elektronik III – Entwicklung integrierter Hochgeschwindigkeitsschaltungen.

21.1 Stromquellen und Stromspiegel

Sowohl Stromquellen als auch Stromspiegel werden je nach Anwendung für Wechselströme als auch für Gleichströme eingesetzt. Eine einfache Variante der Stromquelle kennen wir bereits in Form des Transistors im A-Betrieb, für dessen Kollektorstrom unter Vernachlässigung des Basistroms gilt:



$$I_2 = \frac{1}{R_E} \left(\underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B}_{U_{R2}} - \underbrace{U_{BE}} \right) \quad (525)$$

Stromquelle mit Gegenkopplung (RE)

Nachteil: $U_{BE} (\approx 0.7V)$

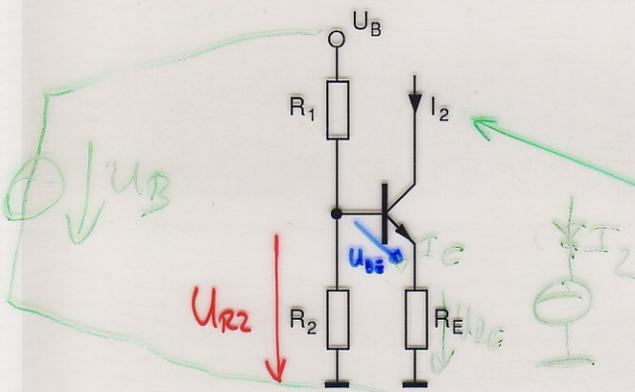
Aufgrund der idealisierten Steuerkennlinie $I_C \approx I_{Se} \frac{U_{BE}}{U_T}$ wird über die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ein Kollektorstrom $I_2 = I_C$ eingestellt. Dieser Kollektorstrom ist unter Vernachlässigung des wesentlichsten nichtidealen Einflusses, des Early Effektes (und Miller Effektes bei Wechselstrom-Betrachtung), unabhängig von U_{CE} und damit auch unabhängig von der Lastimpedanz. Abb. 143 zeigt diesen Sachverhalt anhand des Ausgangskennlinienfeldes des Transistors.

Der Strom dieser Quelle läßt sich nach Gl. (525) über das Spannungsteilverhältnis R_1/R_2 sowie über R_E einstellen. Nachteile dieser einfachen Quelle sind die Abhängigkeit des „konstanten“ Stromes von der Betriebsspannung

Dazu ist es notwendig, sich genauer mit den nichtidealen Eigenschaften der hier gezeigten Schaltungen zu beschäftigen. Dabei zeigt sich, dass bei genauer Kenntnis der Eigenschaften, diese sogar vorteilhaft bei der Optimierung eingesetzt werden können. Nach dieser Methode entwickelte Schaltungen erzielen weit bessere Ergebnisse, als von der einfachen Theorie, die auf eine bloße Minimierung der Einflüsse zielt, zu erwarten wäre. Dies ist eines der Themen, der weiterführenden Vorlesung Elektronik III – Entwicklung integrierter Hochgeschwindigkeitsschaltungen.

21.1 Stromquellen und Stromspiegel

Sowohl Stromquellen als auch Stromspiegel werden je nach Anwendung für Wechselströme als auch für Gleichströme eingesetzt. Eine einfache Variante der Stromquelle kennen wir bereits in Form des Transistors im A-Betrieb, für dessen Kollektorstrom unter Vernachlässigung des Basistroms gilt:



$$I_2 = \frac{1}{R_E} \left(\underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B}_{U_{R2}} - \underbrace{U_{BE}} \right)$$

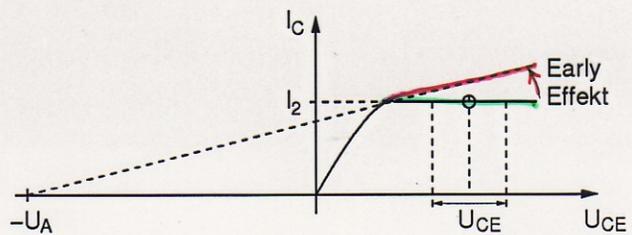
(525)

Stromquelle mit Gegenkopplung (RE)

Nachteil: $U_{BE} (\approx 0.7V)$

Aufgrund der idealisierten Steuerkennlinie $I_C \approx I_{Se} \frac{U_{BE}}{U_T}$ wird über die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ein Kollektorstrom $I_2 = I_C$ eingestellt. Dieser Kollektorstrom ist unter Vernachlässigung des wesentlichsten nichtidealen Einflusses, des Early Effektes (und Miller Effektes bei Wechselstrom-Betrachtung), unabhängig von U_{CE} und damit auch unabhängig von der Lastimpedanz. Abb. 143 zeigt diesen Sachverhalt anhand des Ausgangskennlinienfeldes des Transistors.

Der Strom dieser Quelle läßt sich nach Gl. (525) über das Spannungsteilverhältnis R_1/R_2 sowie über R_E einstellen. Nachteile dieser einfachen Quelle sind die Abhängigkeit des „konstanten“ Stromes von der Betriebsspannung



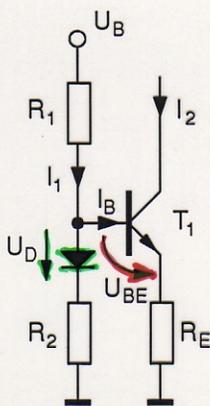
Ohne Early-Effekt:

$$I_2(U_{CE}) \approx \text{const.} \quad (526)$$

$I_C \uparrow$ durch Early Effekt
(Bei einfacher Rechnung vernachlässigt)

Abb. 143: Ohne Early-Effekt ($U_A \rightarrow \infty$) ist der Kollektorstrom unabhängig von U_{CE} .

sowie über U_{BE} von der Temperatur (vgl. hierzu Kap. 6). Als Maßnahme zur Stabilisierung des Arbeitspunktes gegenüber Temperatureinflüssen wurde, wie in Abb. 144 gezeigt, nach Kap. 6 in Reihe zu R_2 eine Diode geschaltet, die im Idealfall die gleichen Eigenschaften wie die Basis-Emitter-Diode des Transistors aufweist. Es gilt mit $I_B \approx 0$:



Vereinfachte Rechnung bei $I_B \approx 0$.

$$I_2 = \frac{1}{R_E} \left(\frac{U_B - U_D}{R_1 + R_2} R_2 + U_D - U_{BE} \right) \quad (527)$$

Temperaturkompensation

Abb. 144: Konstantstromquelle mit Diode zur Temperaturkompensation.

Bei Anpassung des Temperaturganges der Diode an die Basis-Emitterstrecke gilt z.B. $U_{BE} = U_D$ und Gl. (527) vereinfacht sich zu

$$I_2 = \frac{1}{R_E} \frac{U_B - U_D}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{R_2}{R_E} I_1 \quad (528)$$

Darin stellt der Faktor $(U_B - U_D)/(R_1 + R_2) = I_1$ den Strom durch den Basis-Spannungsteiler bei Vernachlässigung von I_B dar. Bezieht man den Quellstrom auf den Eingangsstrom I_1 ergibt sich die Grundgleichung des einfachen, temperaturkompensierten Stromspiegels mit Gegenkopplung:

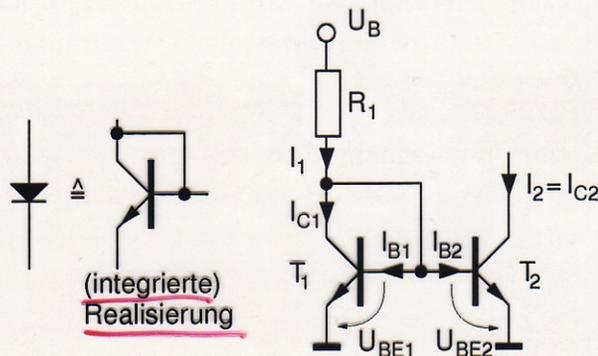
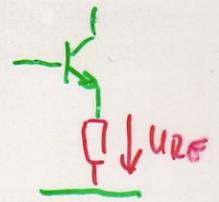
$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_2}{R_E} \quad (529)$$

Übersetzungsverhältnis des Stromspiegels

D. h. das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsstrom eines gegengekoppelten Stromspiegels hängt nur vom Verhältnis seiner Gegenkopplungswiderstände ab. Für $R_E < R_2$ arbeitet der Stromspiegel als linearer Stromverstärker. Der Stromspiegel funktioniert auch bei Wechselströmen, jedoch ist die Grenzfrequenz von I_2 niedriger als bei Spannungssteuerung des Transistors. Zur Übung sollte überlegt oder berechnet werden, warum.

Ein Nachteil des Stromspiegels mit Gegenkopplung ist der Spannungsabfall an den Gegenkopplungswiderständen der gerade in Schaltungen mit niedriger Betriebsspannung störend ist. Dieser Nachteil wird durch den in Abb. 145 dargestellten einfachen Stromspiegel ohne Gegenkopplung vermieden.

Nachteil der Gegenkopplung (R_E)
 \Rightarrow Mehr Spannung



Stromspiegel ohne R_E für kleine Spannungen U_{CE} (T_2)

Abb. 145: Einfacher temperaturkompensierter Stromspiegel mit Gegenkopplung.

Unter Vernachlässigung der Basisströme ($I_{C1} \approx I_1$) gilt

$$U_{BE1} \approx U_T \ln \frac{I_1}{I_{S1}} = U_{BE2} \approx U_T \ln \frac{I_2}{I_{S2}}$$

$$\Rightarrow \ln \frac{I_1}{I_{S1}} \approx \ln \frac{I_2}{I_{S2}} \Rightarrow \frac{I_2}{I_1} \approx \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \approx \frac{A_{E2}}{A_{E1}} \quad (530)$$

Transistorflächen

D. h. das Stromverhältnis des nicht gegengekoppelten Stromspiegels wird in erster Näherung über das Verhältnis der Sättigungsströme eingestellt. Aus den Grundlagen der Transistortheorie wissen wir, dass diese näherungsweise proportional zur Emitterfläche A_E des jeweiligen Transistors sind. Tatsächlich schwanken die Sättigungsströme der Transistoren aufgrund weiterer Abhängigkeiten aber stärker, als anhand eines reinen Flächenverhältnisses zu erwarten wäre³⁹. Dadurch kommt es zu Toleranzen im Stromverhältnis und un-

Übersetzungsverhältnis wird durch Sättigungsströme bestimmt (Transistorflächen)
 \downarrow
 empfindlich gegen Toleranzen (Mismatch)

³⁹Dies ist ein Vorteil der Variante mit Gegenkopplungswiderständen nach Gl. (529), da diese in der Regel ein besseres „Matching“ aufweisen als die Sättigungsströme.

$I_S \propto A_E$
 $\rightarrow \frac{I_2}{I_1} \approx \frac{A_{E2}}{A_{E1}}$

Näherung

Falls wichtig: Early Effekt:
(El. 1 Vorlesung)

$$I_C = I_S \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right) e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

V_A (Faktor zu I_S)

Kapitel 21: Schaltungsstrukturen mit bestimmten Eigenschaften und Funktionen (für integrierte Analogschaltungen)

233

Bspl.:
 $U_A = 50V$

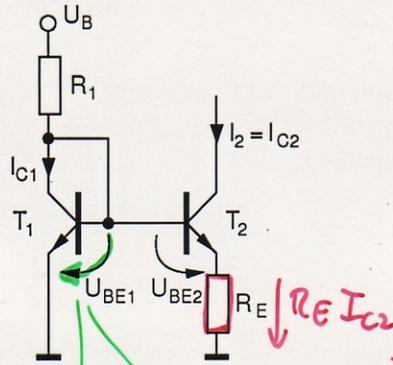


Abb. 146: Widlar-Stromspiegel.

WIDLAR
Stromspiegel
(für kleine Ströme
bzw stark unterschied-
liche Verhältnisse)

$$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} \quad (548)$$

$$I_{C2} = I_{S2} V_{A2} e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}} \approx I_{S2} V_{A2} e^{\frac{U_{BE1} - R_E I_{C2}}{U_T}} \quad (549)$$

Umstellen von Gl. (549) nach

$$e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} = \frac{I_{C2}}{V_{A2} I_{S2}} e^{\frac{R_E I_{C2}}{U_T}} \quad (550)$$

und einsetzen in (548) liefert das Stromübersetzungsverhältnis

$$I_{C1} = I_{S1} \frac{I_{C2}}{V_{A2} I_{S2}} e^{\frac{R_E I_{C2}}{U_T}} \quad (551)$$

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} V_{A2} e^{\frac{-R_E I_{C2}}{U_T}} \quad (552)$$

Im Vergleich zum einfachen Stromspiegel in Gl. (544) hat der Widlar-Stromspiegel noch den Faktor $e^{\frac{-R_E I_{C2}}{U_T}}$, der das Übersetzungsverhältnis bestimmt. Über den Spannungsabfall $R_E I_{C2}$ kann bei vorgegebenem Ausgangsstrom I_{C2} das Übersetzungsverhältnis exponentiell verändert werden. Die Dimensionierungsvorschrift für R_E erhält man durch Umstellen von Gl. (552) nach R_E . Durch die Gegenkopplung mit R_E steigt der Ausgangswiderstand der Quelle. Zur Berechnung benutzen wir das Kleinsignal-Ersatzschaltbild für niedrige Frequenzen und nehmen an, dass die Basis-Emitterdiode von T_1 (Widerstand $\approx \frac{1}{g_m}$) niederohmig gegen den Eingangswiderstand von T_2 ist.

Es ergibt sich dann das Ersatzschaltbild in Abb. 147, für das mit Überlagerungssatz und der Abkürzung

$$g_E := g_{be2} + \frac{1}{R_E} \quad (553)$$

Zusätzlicher
Faktor
 e^{-x}
verringert
Ausgangssystem

Problem:
kein expliziter
Zusammenhang
(I_{C2} steht auch
im Exponent)