

7 Einfluss der Temperatur auf den Arbeitspunkt (AP)

(Stabilisieren des AP gegen Temp.-Einflüsse)

Sperrschichttemp. kann sich ändern durch Umgebungstemp. oder Eigenwärmerung über TRS-Verlustleistung  $P_V$

Die Temperatur des Transistors kann sich entweder durch äußere Einflüsse ändern (Umgebungstemperatur) oder durch die in Wärme umgesetzte Verlustleistung. Die Verlustleistung des Transistors ergibt sich (vgl. Einführung zu Berechnungsverfahren) im statischen Fall (Arbeitspunkt) zu:

$$P_V = I_B U_{BE} + I_C U_{CE} \approx I_C U_{CE} \quad (66)$$

Um die thermische Stabilität der Schaltung zu untersuchen, betrachten wir die Änderung der Verlustleistung mit der Temperatur. Aus Gl. (66) ergibt sich aufgrund der Temperaturabhängigkeit von  $I_C$  und  $U_{CE}$ :

Thermische Stabilität  
↓  
Änderung von  $P_V$  mit  $T$

$$\frac{dP_V}{dT} = \frac{dI_C}{dT} U_{CE} + I_C \frac{dU_{CE}}{dT} \quad (67)$$

Die Gleichung für den Ausgangskreis des Transistors lässt sich für alle Grundschaltungen in der Form:

$$U_{CE} + I_C \sum R = U_0 \quad (68)$$

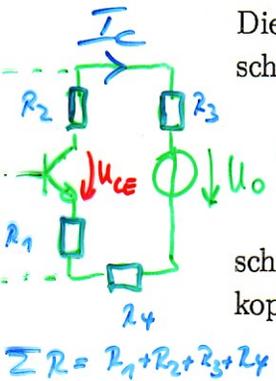
Lastgerade;  $U_0 = \text{Versorgungsspannung}$

Lastgerade

$$\frac{dU_{CE}}{dT} = - \frac{dI_C}{dT} \sum R$$

schreiben (vgl. Kapitel Arbeitspunkt). Für das Beispiel der mit  $R_E$  gegengekoppelten EGS ergibt sich  $\sum R = R_E + R_C$  ( $R_C$  Lastwiderstand).

Ann:  $R \neq R(T)$



Differentiation nach  $T$  und einsetzen in Gl. (67) liefert:

$$\frac{dP_V}{dT} = \frac{dI_C}{dT} (U_{CE} - I_C \sum R) \quad (69)$$

$\frac{dI_C}{dT}$  muß noch ermittelt werden

Zur Auswertung von Gl. (69) müssen wir den Temperaturkoeffizienten  $\frac{dI_C}{dT}$  des Kollektorstroms kennen, den wir im folgenden herleiten. Um eine Darstellung des Temperaturkoeffizienten in Abhängigkeit der Steuergröße  $U_{BE}(T)$  zu bekommen, schreiben wir wegen  $I_C \approx I_s(T) e^{\frac{U_{BE}(T)}{U_T(T)}}$  für  $I_C$ :

$$I_C \approx I_s(T) e^{\frac{U_{BE}(T)}{U_T(T)}}$$

$$I_C = I_C(T, U_{BE}(T)) = I_C(\varphi_1(T), \varphi_2(T)) \quad (70)$$

implizite Abhängigkeit von  $T$

<sup>3</sup>  $\sum R$  ergibt sich aus der Summe aller, in der Masche von  $U_{CE}$  und  $U_0$  liegenden Widerstände

Wähle bewusst diese Form der Darstellung der Temp.-Abhängigkeit, um später  $U_{BE}$  als temp. abhängige Größe zu haben.

Auf dieser Seite wird der Temperaturkoeffizient von  $I_C$  ermittelt:

7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

Mit Hilfe der Kettenregel für zusammengesetzte Funktionen ergibt sich daraus formal der Temperaturkoeffizient des Kollektorstroms:

$$I_C = I_C(T, U_{BE}(T)) \Rightarrow \frac{dI_C}{dT} = \frac{\partial I_C}{\partial T} \frac{dT}{dT} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \frac{dU_{BE}}{dT} \quad \text{Kettenregel (71)}$$

mit:

$$\frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} = \frac{I_{C0}}{U_T} =: S \quad \text{Steilheit} = S = g_m \quad \begin{matrix} \uparrow \text{deutsch} \\ \uparrow \text{international} \end{matrix}$$

wird aus Gl. (71)

$$\frac{dI_C}{dT} = \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=\text{const}} + \frac{I_{C0}}{U_T} \frac{dU_{BE}}{dT} \quad \text{S, Steilheit } g_m \quad (72)$$

Mit:

Berechnung als Übung

$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \Rightarrow U_{BE} \approx U_T \ln \frac{I_C}{I_S}; \quad U_T = \frac{kT}{q} \quad (73)$$

$$I_S \sim n_i^2 \sim T^3 e^{-\frac{W_g}{kT}} \quad \text{(aus Elektromik I Vorlesung)} \quad (74)$$

läßt sich mit der Definition der Bandabstandsspannung

$$\text{Def.: } U_g(T) := \frac{1}{q} (W_g(T) - T \frac{dW_g(T)}{dT}) \approx \frac{W_g}{e} \quad \text{Bandabstandsspannung} \quad (75) \approx 1.2V \quad (Si)$$

die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Temperatur bei konstanter Basis-Emitter-Spannung berechnen (Übung 2). Es ergibt sich mit mit Gl. (73), (74) und (75) unter der Bedingung  $U_{BE} = \text{const.}$  (genauer  $\frac{dU_{BE}}{dT} \ll \frac{U_{BE}}{T}$ ):

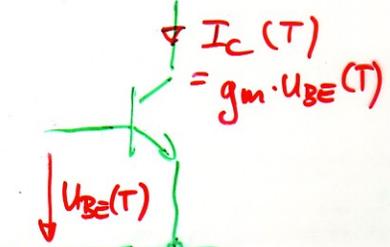
$$\text{Ergebnis} \rightarrow \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=\text{const.}} = \frac{g_m}{T} (3U_T + U_g - U_{BE}) \quad \text{Tempko. für } U_{BE} = \text{const.} \quad (76)$$

Diese Beziehung eingesetzt in Gl. (72) liefert den Temperaturkoeffizienten des Kollektorstroms bei temperaturabhängiger Basis-Emitter-Spannung:

$$\frac{dI_C}{dT} = \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=\text{const.}} + \frac{I_{C0} dU_{BE}}{U_T dT} = \frac{dI_C}{dT} = \frac{S}{T} (3U_T + U_g - U_{BE}) + \frac{I_{C0}}{U_T} \frac{dU_{BE}}{dT} \quad \text{Tempco allgemein } (U_{BE} = U_{BE}(T)) \quad (77)$$

Interpretation & Dimension, vorschreibt (Schaltungsentwickler)

$$\frac{dI_C}{dT} \leq 0 \Rightarrow \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=\text{const.}} \leq -g_m \frac{dU_{BE}}{dT}$$



Beobachte zunächst  $U_{BE} = \text{const.}$  (keine Temp. Abhängigkeit)

Herzliches Ergebnis:  $\left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=\text{const.}} = \frac{g_m}{T} (3U_T + U_g - U_{BE}) \approx \frac{g_m}{T} (0,01V + 1,2V - 0,8V) > 0$

7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

SCHLECHT!

HITZETOD

z.B. wenn  $U_{CE} = \text{const.}$

Mit der ermittelten Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Temperatur sind wir jetzt in der Lage Gl. (69) auszuwerten. Ohne Kompensationsmaßnahmen folgt nach Gl. (76) für  $U_{BE} = \text{const.} \Rightarrow \frac{dI_C}{dT} > 0$ . Die Verlustleistung nimmt dann nach Gl. (69) mit steigender Temperatur ab unter der Bedingung:

$\frac{dP_V}{dT} = \frac{dI_C}{dT} (U_{CE} - 2RI_C) < 0 \Rightarrow U_{CE} < \sum RI_C$

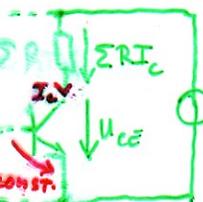
Bedingung für abnehmende Verlustleistung bei steigender Temp.

Durch Vergleich dieser Forderung mit Gl. (68) ergibt sich die Dimensionierungsvorschrift für Temperaturstabilität: (gilt für betrachtete Schaltung)

Lastgerade:

$U_{CE} + \sum RI_C = U_0 \Rightarrow U_{CE} < \frac{U_0}{2} < \sum RI_C$  Prinzip d. halben Versorgungsspannung (79)

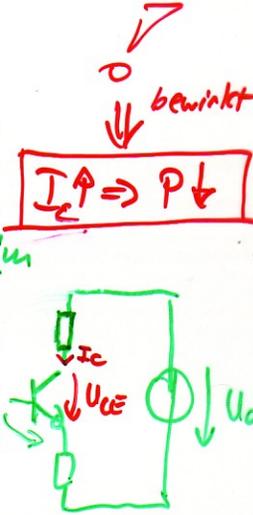
Diese Ungleichung wird auch das "Prinzip der halben Versorgungsspannung" genannt.



Bei einer Dimensionierung nach dieser Vorschrift führt ein Anstieg von  $I_C$  (zusammen mit der damit immer verbundenen Reduktion von  $U_{CE}$ ) immer zu einer Reduktion der Verlustleistung und damit zu einer Reduktion der Temperatur des Transistors.

Wie sieht Prinzip d. 1/2 Versorgungsspanng. im Ausgangskennlinienfeld aus?

Wird diese Forderung nicht erfüllt, steigt ohne zusätzliche Kompensationsmaßnahmen der Kollektorstrom und die Verlustleistung solange an, bis Gl. (79) wieder erfüllt ist (thermische Instabilität). Ist der Transistor für die gestiegene Verlustleistung nicht ausgelegt, kann er zerstört werden.



Die Zusammenhänge sollen anschaulich anhand des Ausgangskennlinienfeldes in Abb. (24) erläutert werden.

Zusätzlich zur Lastgeraden sind Hyperbeln mit  $P_V = I_C U_{CE} = \text{const.}$  eingezeichnet. Eine Hyperbel und die Lastgerade haben entweder keinen, einen oder zwei gemeinsame Punkte:

$U_{CE}$  nimmt automatisch mit  $I_C \uparrow$  ab

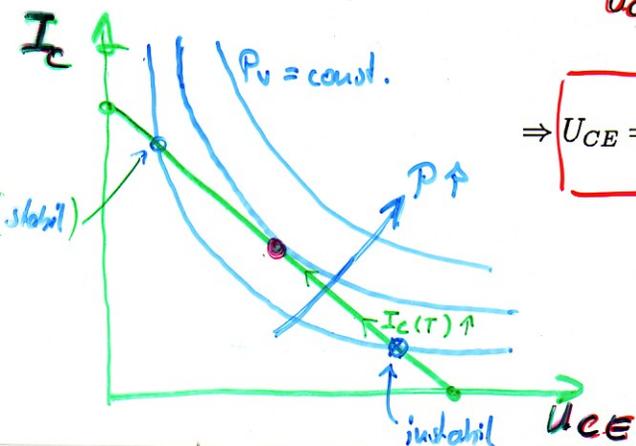
Suche gemeinsame(r) Punkt(e) von Hyperbel und Lastgeraden:  $U_{CE} + \sum RI_C |_{P_V=\text{const.}} = U_0$

$U_{CE} + \frac{P_V}{U_{CE}} \sum R = U_0$  (80)

Darstellung: Kurven  $P_V = \text{const.}$  in Ausgangskennl.feld.

$U_{CE} = \frac{U_0}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{U_0}{2}\right)^2 - P_V \sum R}$  (81)

Zwei Schnittpunkte von Verlustleist.-Hyperbel und Lastgeraden



Beobachte zunächst  $U_{CE} = \text{const.}$  (keine Temp. Abhängigkeit)

Vergleichendes Ergebnis:  $\left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{CE} = \text{const.}} = \frac{g_m}{T} (3U_T + U_g - U_{BE}) \approx \frac{g_m}{T} (0,09V + 1,2V - 0,8V) > 0$

7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

SCHLECHT!

HITZETOD

z.B. wenn  $U_{CE} = \text{const.}$

Mit der ermittelten Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Temperatur sind wir jetzt in der Lage Gl. (69) auszuwerten. Ohne Kompensationsmaßnahmen folgt nach Gl. (76) für  $U_{BE} = \text{const.} \Rightarrow \frac{dI_C}{dT} > 0$ . Die Verlustleistung nimmt dann nach Gl. (69) mit steigender Temperatur ab unter der Bedingung:

Eingangsgesteuert:

$\frac{dP_V}{dT} = \frac{dI_C}{dT} (U_{CE} - \sum R I_C) < 0$

$U_{CE} < \sum R I_C$

Bedingung für abnehmende Verlustleistung bei steigender Temp.

Durch Vergleich dieser Forderung mit Gl. (68) ergibt sich die Dimensionierungsvorschrift für Temperaturstabilität:

(gilt für betrachtete Schaltung)

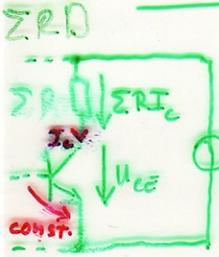
Lastgerade:

$U_{CE} + \sum R I_C = U_0$

$U_{CE} < \frac{U_0}{2} < \sum R I_C$

Prinzip d. halben Versorgungsspannung (79)

Diese Ungleichung wird auch das "Prinzip der halben Versorgungsspannung" genannt.

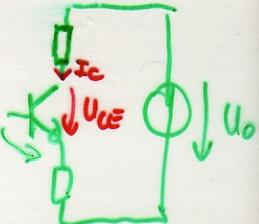


Bei einer Dimensionierung nach dieser Vorschrift führt ein Anstieg von  $I_C$  (zusammen mit der damit immer verbundenen Reduktion von  $U_{CE}$ ) immer zu einer Reduktion der Verlustleistung und damit zu einer Reduktion der Temperatur des Transistors.

Wie sieht Prinzip d. 1/2 Versorgungsspanng. im Ausgangskennlinienfeld aus?

$I_C \uparrow \Rightarrow P \downarrow$

Wird diese Forderung nicht erfüllt, steigt ohne zusätzliche Kompensationsmaßnahmen der Kollektorstrom und die Verlustleistung solange an, bis Gl. (79) wieder erfüllt ist (thermische Instabilität). Ist der Transistor für die gestiegene Verlustleistung nicht ausgelegt, kann er zerstört werden.



Die Zusammenhänge sollen anschaulich anhand des Ausgangskennlinienfeldes in Abb. (24) erläutert werden.

Transistor: Verlustleist. hyperbel

Zusätzlich zur Lastgeraden sind Hyperbeln mit  $P_V = I_C U_{CE} = \text{const.}$  eingezeichnet. Eine Hyperbel und die Lastgerade haben entweder keinen, einen oder zwei gemeinsame Punkte:

$U_{CE}$  nimmt automatisch mit  $I_C \uparrow$  ab

Suche gemeinsame(r) Punkt(e) von Hyperbel und Lastgeraden:

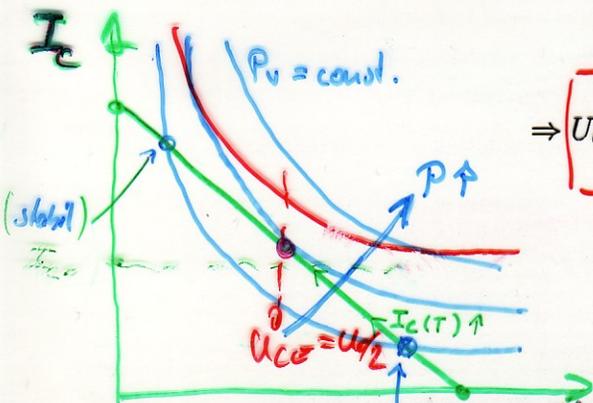
$U_{CE} + \sum R I_C |_{P_V = \text{const.}} = U_0$

Darstellung: Kurven  $P_V = \text{const.}$  in Ausgangskennlin.feld.

$U_{CE} + \frac{P_V}{U_{CE}} \sum R = U_0$  (80)

$U_{CE} = \frac{U_0}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{U_0}{2}\right)^2 - P_V \sum R}$  (81)

Zwei Schnittpunkte von Verlustleist.-hyperbel und Lastgeraden



7 EINFLUSS DER TEMPERATUR  
AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

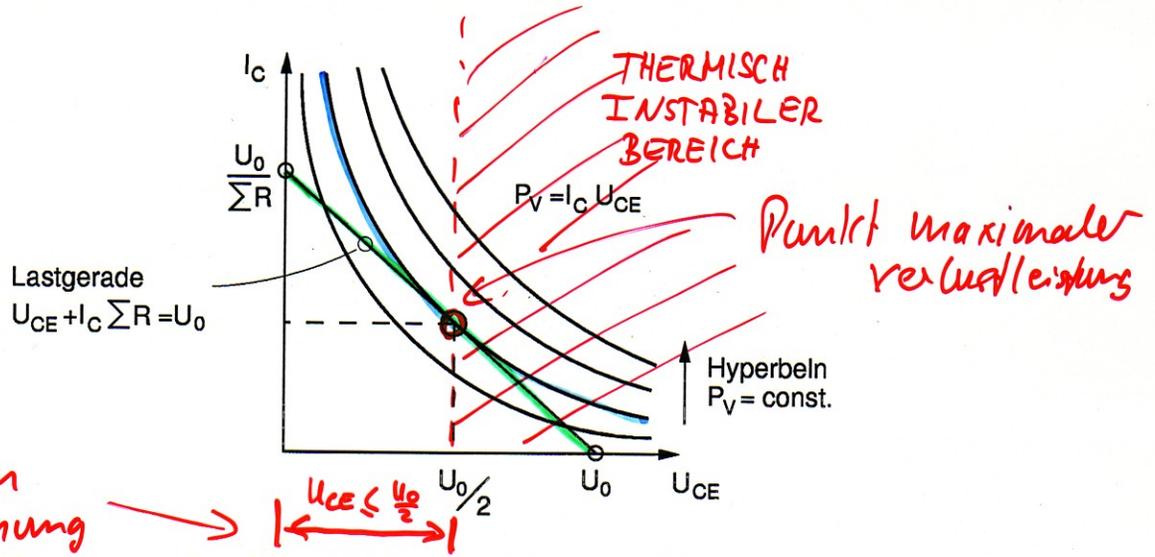


Abb. 24: Ausgangskennlinienfeld des Transistors mit Kurven konstanter Verlustleistung.

Aus Gl. (81) ergibt sich genau ein gemeinsamer Punkt in  $U_{CE} = \frac{U_0}{2}$  für  $(\frac{U_0}{2})^2 = P_V \sum R$ .

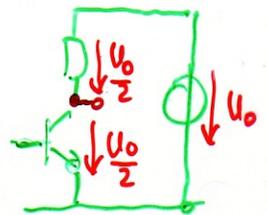
Anhand der Abbildung lässt sich anschaulich erkennen, dass ausgehend von  $U_{CE} = U_0$  mit steigendem  $I_C(T)$  die Verlustleistung zunächst steigt. Nach dem Maximum im Punkt  $U_{CE} = \frac{U_0}{2}$  sinkt die Verlustleistung wieder. Das "Prinzip der halben Versorgungsspannung" beruht also darauf, dass der Transistor im thermisch instabilsten Punkt des erlaubten Bereiches (bei  $\frac{U_0}{2}$ ) bereits die maximale Verlustleistung besitzt. Bei einer weiteren Erhöhung von  $I_C$  durch steigende Temperatur, nimmt die Verlustleistung und damit  $T$  wieder ab (Gegenkopplung). Die Schaltung ist somit thermisch stabil.

Thermische Stabilität lässt sich auch ohne das Prinzip der halben Versorgungsspannung erreichen. Dazu genügt es, die Temperaturabhängigkeit von  $I_C$  durch geeignete Steuerung (Einstellung) von  $U_{BE}(T)$  zu beseitigen<sup>4</sup>. Wegen Gl. (68) ist dann auch  $U_{CE}$  keine Funktion der Temperatur und  $P_V$  (Gl. (66)) bleibt konstant.

Gewünscht ist daher ein konstantes (oder abnehmendes)  $\frac{dI_C}{dT}$ ; wodurch sich

<sup>4</sup>Prinzipiell kommt auch eine Steuerung über  $\beta_0$  in Frage. Wegen der starken Exemplarstreuung von  $\beta_0$  ist jedoch davon abzuraten.

Problem, wenn maximale Aussteuerung gewünscht!



↓  
Tis. wird im Verlustleistungsmaximum betrieben

↓  
alternative Stabilisierung

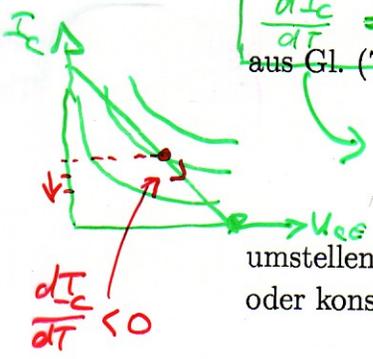
↓  
 $U_{BE}(T)$  vorgeben  
(Temperaturkoeffizient einstellen)  
=> wie?

Alternative: regeln oder einstellen von  $U_{BE}(T)$  so, daß  $I_C(U_{BE}(T))$  über  $T$  abnimmt (therm. stabil)

Allgemein:  $\frac{dI_C}{dT} = \frac{dI_C}{dT} \Big|_{U_{BE}=const.} + g_m \frac{dU_{BE}}{dT}$  7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

aus Gl. (77) ergibt:

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{g_m}{T} (3U_T + U_g - U_{BE}) + g_m \frac{dU_{BE}}{dT} \leq 0 \quad !$$



$$\frac{dI_C}{dT} \leq 0 \Leftrightarrow -\frac{T}{U_T} \frac{dU_{BE}}{dT} \geq 3 + \frac{U_g - U_{BE}}{U_T} \quad (82)$$

umstellen liefert die Vorschrift für einen mit der Temperatur abnehmenden oder konstanten Kollektorstrom.

$$\frac{dU_{BE}}{dT} \leq -\frac{1}{T} (3U_T + U_g - U_{BE}) = \frac{dU_{BE}}{dT} \Big|_{I_C=const.} \quad (83) \quad \text{(ohne Beweis)}$$

Der Ausdruck auf der rechten Seite entspricht genau dem Temperaturgang der Basis-Emitterspannung, die sich ebenfalls mit Gl. (73), (74) und (75) für konstanten Kollektorstrom berechnen läßt:

$$\frac{dU_{BE}}{dT} \Big|_{I_C=const.} = -\frac{1}{T} (3U_T + U_g - U_{BE}) \quad (84)$$

Indem wir die rechte Seite von Gl. (83) durch Gl. (84) ersetzen, ergibt sich:

$$\frac{dU_{BE}}{dT} \leq \frac{dU_{BE}}{dT} \Big|_{I_C=const.}$$

*Dim. Vorschrift:  $U_{BE}(T)$  so, daß stärker abfallend als  $\frac{dU_{BE}}{dT} \Big|_{I_C=const.}$*

D.h. für einen mit steigender Temperatur konstanten oder fallenden Kollektorstrom muß die Abnahme der an den Transistor im Arbeitspunkt angelegten (=eingepprägten) Basis-Emitterspannung gleich oder größer der Abnahme der Basis-Emitterspannung über der Temperatur bei konstantem Kollektorstrom sein.

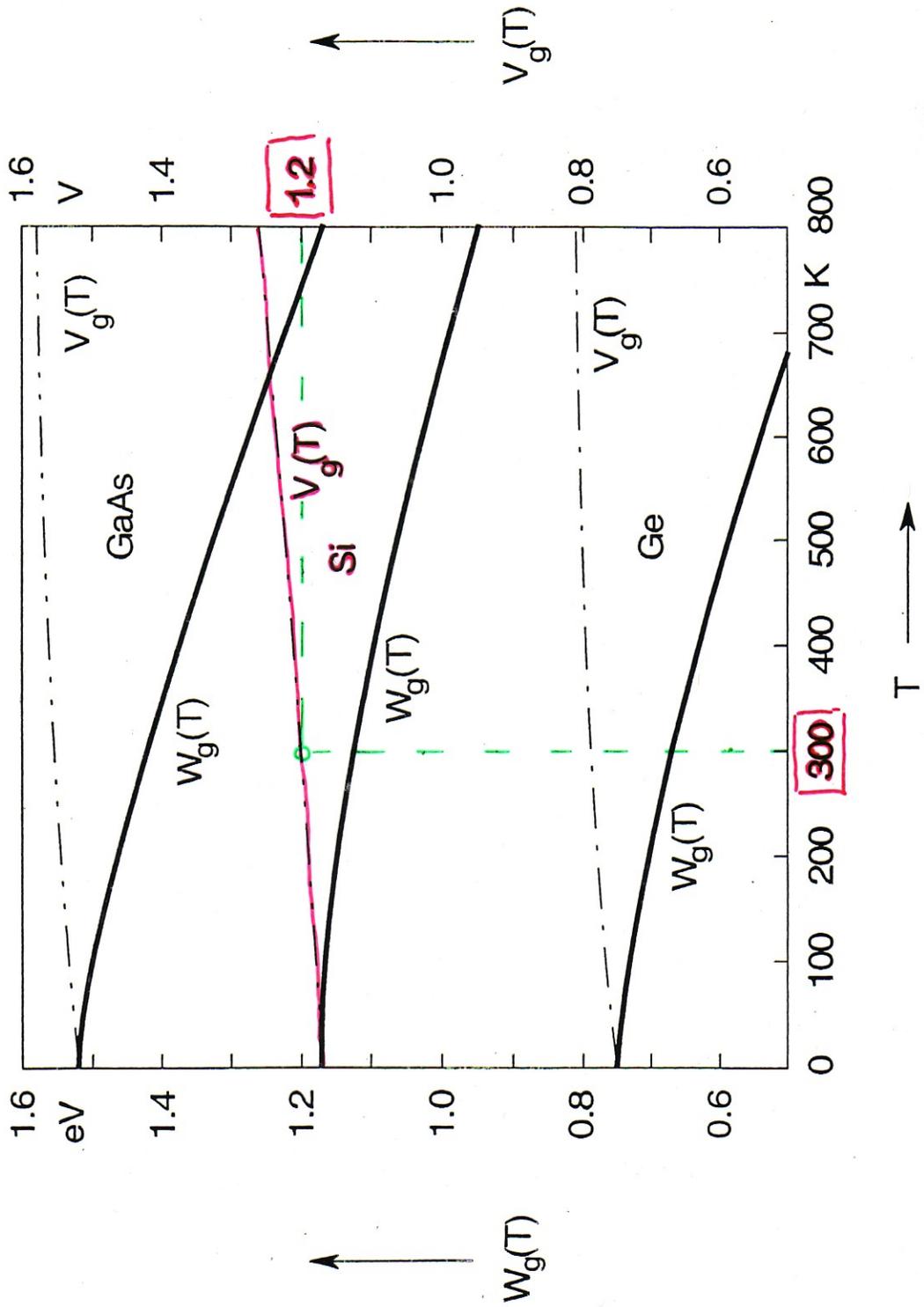
Beispiel:  $T = 300K$ ,  $U_g(300K) = 1,205V$ ,  $U_{BE} \approx 800 mV$ ,  $U_T = 26 mV$   
 aus Gl. (84) folgt:  $\frac{dU_{BE}}{dT} \Big|_{I_C=const.} \approx -1,6 \frac{mV}{^\circ C}$  d.h.  $T \uparrow \Rightarrow U_{BE} \downarrow$   
 Typischer Wertebereich:  $\frac{dU_{BE}}{dT} \approx -(1,5 \dots 1,8) \frac{mV}{^\circ C}$

Wie läßt sich das, für die Basis-Emitter Spannung gewonnene Ergebnis anschaulich interpretieren?

**Anschauliche Interpretation:** Betrachtet man Gl. (72) für  $\frac{dI_C}{dT} \leq 0$ :

Energielücke  $w_g(T)$  und Bandabstandsspannung  $v_g(T) = \frac{1}{q} (w_g(T) - T \frac{dw_g(T)}{dT})$

für verschiedene Halbleitermaterialien als Funktion der Temperatur



aus Reisch / Bauelemente

# Anschauliche Interpretation des Ergebnisses:

$$\frac{dI_C}{dT} = \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=const.} + g_m \frac{dU_{BE}}{dT} \leq 0 \quad (\text{Forderung})$$

## 7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

$$-\frac{I_C}{U_T} \frac{dU_{BE}}{dT} \geq \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=const.}$$

Darin ist  $S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}$  die Kleinsignalsteilheit. Sie gibt die Änderung des Kollektorstroms bei kleiner Änderung der Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  an. In diesem Fall erfolgt die Änderung von  $U_{BE}$  durch Einfluss der Temperatur, ausgedrückt durch den Quotienten  $\frac{dU_{BE}}{dT}$ .

Die linke Seite beschreibt also die Änderung des Kollektorstromes für kleine Änderungen der Basis-Emitter-Spannung aufgrund einer Temperaturänderung. Mit  $S \frac{dU_{BE}}{dT} = \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=U_{BE}(T)}$  lässt sich Gl. (85) schreiben:

$$-\left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=U_{BE}(T)} \geq \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=const.}$$

Die rechte Seite beschreibt die Änderung des Kollektorstromes über der Temperatur bei konstantem  $U_{BE}$ . Nach Gl. (76) des Hilfsblattes steigt in diesem Fall  $I_C$  mit steigender Temperatur.

Gl. (86) fordert also von dem Schaltungsentwickler, die Basis-Emitter-Spannung des Transistors über der Temperatur so zu verändern (verringern), dass der dadurch hervorgerufene Abfall des Kollektorstromes mindestens so groß ist, wie der Anstieg des Kollektorstroms wäre, wenn  $U_{BE}$  konstant gehalten würde.

**RE: Temperatur-Gegenkopplung:** Die einfachste Form der  $U_{BE}$ -Steuerung liegt in dem zuvor behandelten Beispiel der mit  $R_E$  gegengekoppelten Emitter-Grundschialtung vor: Wird der Querstrom durch den Basis-Spannungsteiler ( $R_1; R_2$ ) so groß gewählt, dass der Spannungsabfall  $U_2$  an  $R_2$  näherungsweise konstant ist, gilt:

$$U_2 \approx const. \approx U_{BE}(T) + R_E I_C(T, U_{BE}(T)) \quad (87)$$

Ein aufgrund steigender Temperatur steigender Kollektorstrom verringert also die Basis-Emitter-Spannung und damit sich selbst. Der Temperaturgang der Basis-Emitter-Spannung ergibt sich aus der Differentiation von Gl. (87) nach der Temperatur

$$\frac{d}{dT} \left( U_2 \approx const. \approx U_{BE}(T) + R_E I_C(T, U_{BE}(T)) \right) \Rightarrow \frac{dU_{BE}}{dT} = -R_E \frac{dI_C}{dT} \quad (88)$$

d.h. wenn  $I_C \uparrow$  wegen  $T \uparrow$  verringert sich  $U_{BE} \Rightarrow I_C \downarrow$   
 $\Rightarrow$  Gegenkopplung

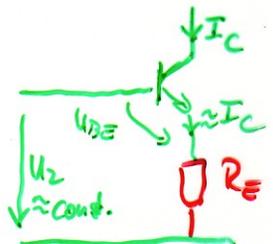
mit  $g_m = \frac{dI_C}{dU_{BE}}$

$$-g_m \frac{dU_{BE}}{dT} = -\frac{dI_C}{dU_{BE}} \cdot \frac{dU_{BE}}{dT}$$

Hier:  $U_{BE} = U_{BE}(T)$   
 (einsetzen durch Entwickeln)

$\Rightarrow U_{BE}(T)$  so einstellen, dass der dadurch hervorgerufene Temp.oeffiz.  $\frac{dI_C}{dT}$  größer ist als der für  $U_{BE}=const.$

Schaltungstechnische Maßnahme für  $U_{BE}(T)$





allgemein:

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{dI_C}{dT} \Big|_{U_{BE}=const} + g_m \frac{dU_{BE}}{dT}$$

## 7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

Durch Einsetzen dieses Temperaturgangs in Gl. (72) ergibt sich:

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{dI_C}{dT} \Big|_{U_{BE}=const} - S R_E \frac{dI_C}{dT} \quad (89)$$

da  $\frac{dI_C}{dT}$  für  $R_E \neq 0$  abgeleitet wurde, kann man Gl. (89) schreiben:

$$\frac{dI_C}{dT} \Big|_{R_E \neq 0} = \frac{dI_C}{dT} \Big|_{U_{BE}=const} \cdot \frac{1}{1 + S R_E} \quad (90)$$

Der Temperaturgang von  $I_C$  wird durch  $R_E$  also um den Faktor  $1 + S R_E$  reduziert. Ein von der Temperatur unabhängiger Kollektorstrom läßt sich aber nur für unendlich große Gegenkopplung erreichen. Wie sich später aber im Kapitel der rückgekoppelten Schaltungen zeigen wird, reduziert sich durch die Gegenkopplung mit  $R_E$  leider auch die Kleinsignalverstärkung der Schaltung um den gleichen Faktor.

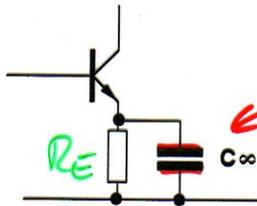


Abb. 25: Höhere Verstärkung durch Kurzschluss von  $R_E$  durch  $C_\infty$  für Signalfrequenzen.

Um diese Reduktion zu vermeiden, kann  $R_E$  wie in Abb. (25) mit einem parallel geschalteten Kondensator ausreichender Größe für alle Signalfrequenzen kurzgeschlossen werden.

**Beachten:** Durch den dynamischen Kurzschluss von  $R_E$  ergibt sich bei dynamischer Aussteuerung ("Wechselspannungsbetrieb") eine versteilerte Lastgerade im Ausgangskennlinienfeld:

**Praktische Vereinfachung:** Nehmen wir zur Vereinfachung an, der Temperaturkoeffizient der Basis-Emitterspannung beträgt konstant  $-1,7 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Dann kann der Einfluss der Temperatur durch eine in Reihe zur Basis-Emitter Strecke geschaltete Spannungsquelle mit  $\Delta U_{BE}(\Delta T) = \frac{-1,7 \text{ mV}}{^\circ\text{C}} \Delta T$  berücksichtigt werden.

## 7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

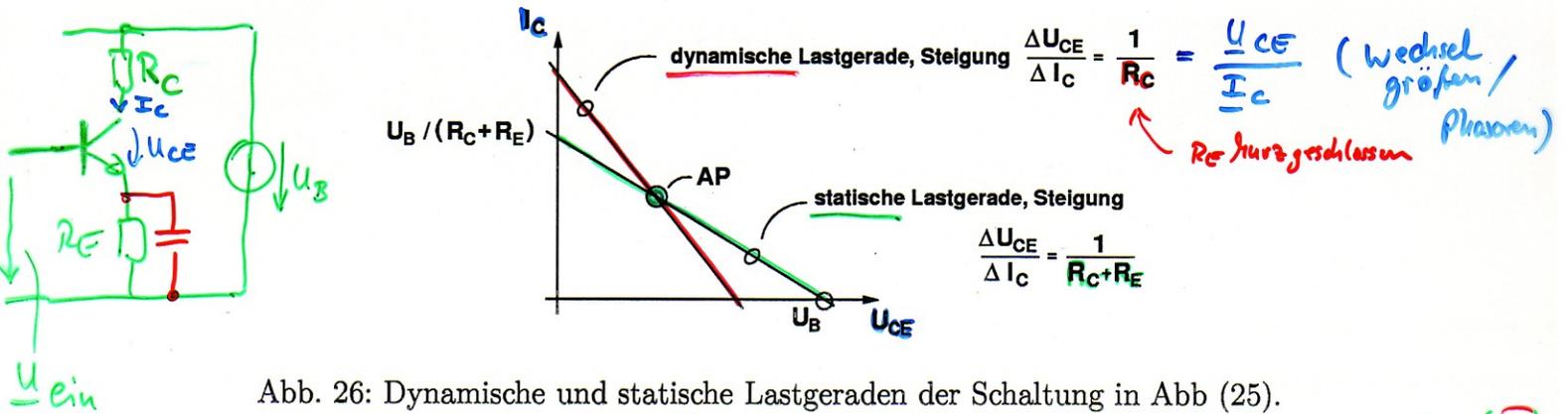


Abb. 26: Dynamische und statische Lastgeraden der Schaltung in Abb (25).

Schaltungsvarianten zur Erzeugung von  $U_{BE}(T)$

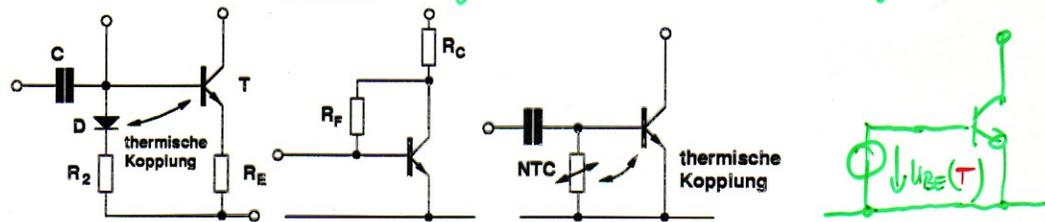


Abb. 27: Schaltungsvarianten zur Temperaturstabilisierung durch Einstellen von  $U_{BE}(T)$ .

Berücksichtigung Temperaturänderung durch Spannungsquelle

Transistor auf  $T_0$

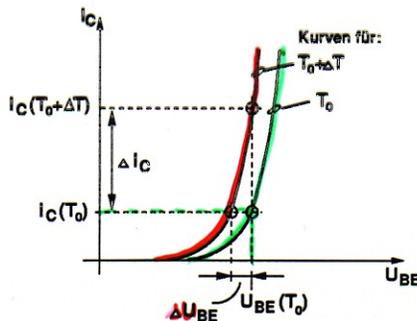
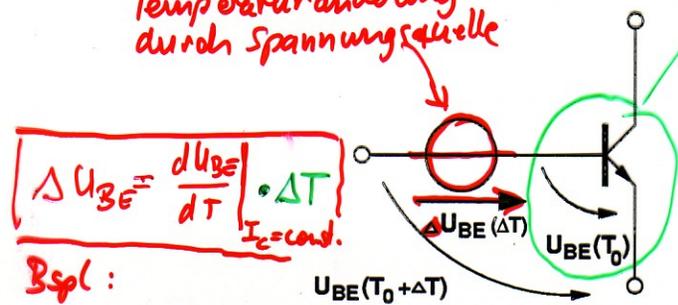


Abb. 28: Berücksichtigung des Temperatureinflusses durch Spannungsquelle  $\Delta U_{BE}$ .

Abb. 29: Temperatureinfluss auf Kollektorstrom.

$\Delta U_{BE} = -18 \frac{mV}{^\circ C} \cdot 10^\circ C$

Hiermit lassen sich in einfacher Weise verschiedene Temperaturen in Form von Spannungsquellen berücksichtigen.

$\downarrow$   
 $U_{BE}$  des Transistors wird größer  $\Rightarrow I_C \uparrow$

## 7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

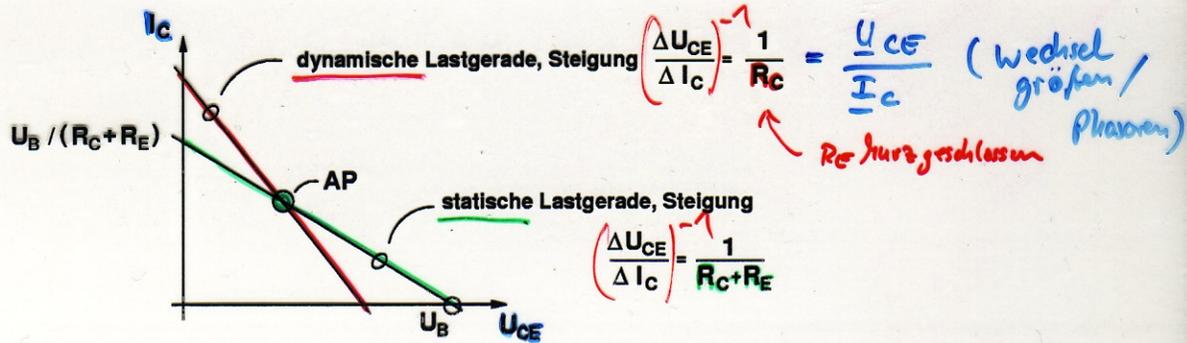
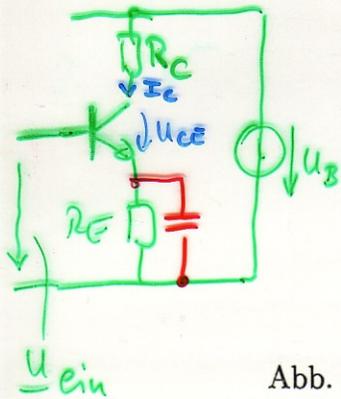


Abb. 26: Dynamische und statische Lastgeraden der Schaltung in Abb (25).

Schaltungsvarianten zur Erzeugung von  $U_{BE}(T)$

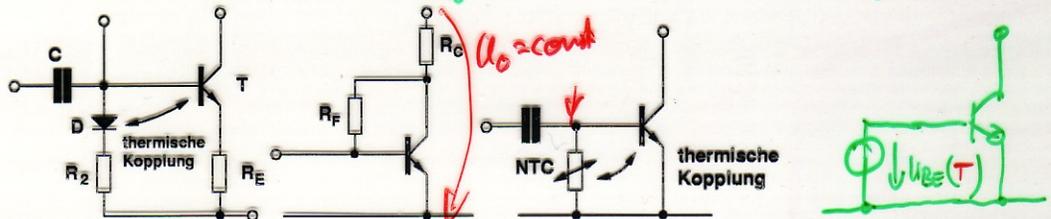


Abb. 27: Schaltungsvarianten zur Temperaturstabilisierung durch Einstellen von  $U_{BE}(T)$ .

Berücksichtigung Temperaturänderung durch Spannungsquelle

$$\Delta U_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dT} \cdot \Delta T \quad I_C = \text{const.}$$

Bsp.:

$$\Delta T = +10^\circ\text{C}$$

↓

$$\Delta U_{BE} = -18 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} \cdot 10^\circ\text{C}$$

$$\Delta U_{BE} = -18 \text{ mV}$$

↓

$U_{BE}$  des Transistors wird größer  $\Rightarrow I_C \uparrow$

Transistor auf  $T_0$

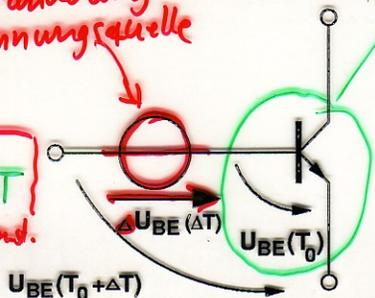


Abb. 28: Berücksichtigung des Temperatureinflusses durch Spannungsquelle  $\Delta U_{BE}$ .

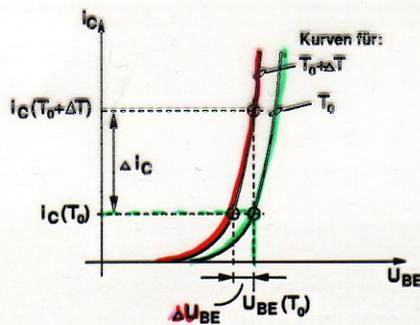


Abb. 29: Temperatureinfluss auf Kollektorstrom.

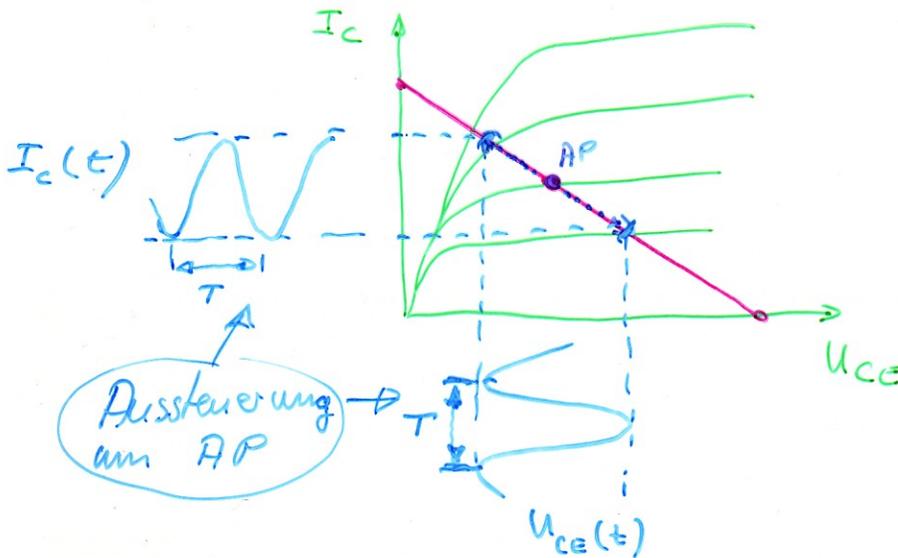
Hiermit lassen sich in einfacher Weise verschiedene Temperaturen in Form von Spannungsquellen berücksichtigen.

## 7 EINFLUSS DER TEMPERATUR AUF DEN ARBEITSPUNKT (AP)

**Anmerkung zur Ansteuerung um den Arbeitspunkt:** Die Ansteuerung um den Arbeitspunkt verläuft immer auf der Lastgeraden. Damit ergibt sich für jeden Zeitwert ein bestimmter Punkt mit der dazu gehörenden Verlustleistung auf der Lastgeraden. Speziell bei Großsignalaussteuerung weicht dann die im Transistor in Wärme umgesetzte Verlustleistung von der statischen Verlustleistung im Arbeitspunkt ab. Für den Fall, dass die Signalperiodendauer klein gegen die kleinste thermische Zeitkonstante ist, befindet sich der Transistor auf einer konstanten Temperatur entsprechend der Verlustleistung

$$\overline{P_V} = \frac{1}{T} \int_0^T P_V(t) dt \quad (91)$$

Liegen die Zeitkonstanten in der gleichen Größenordnung kommt es zu einer Beeinflussung der Signalform durch die sich ändernde Temperatur. Dies ist insbesondere problematisch bei Impulsverstärkern, bei denen hohe Anforderungen an eine möglichst rechteckförmige Signalform gestellt werden (Droop). Siehe hierzu auch Unterkapitel zu Verlustleistungsabfuhr.



$$P_V(t) = U_{CE}(t) \cdot I_C(t)$$

8 Weitere Kriterien bei der Einstellung des AP

"Worauf muß der Schaltungsentwickler achten?"

8.1 Aussteuerbereich

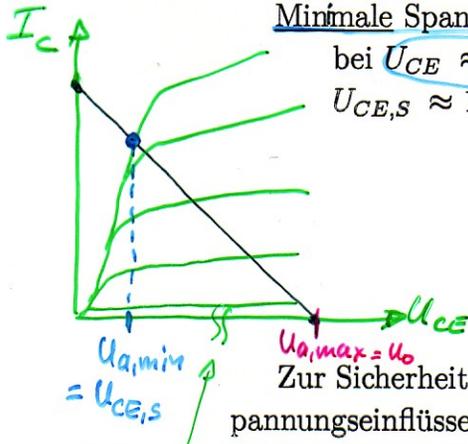
Der Aussteuerbereich läßt sich anhand von Abb. (30) für minimale und maximale Ausgangsspannungen angeben:

Maximale Spannung  $U_{a,max}$ :

$I_C = 0 \Rightarrow U_{RC} = 0, U_a = U_0$

Minimale Spannung  $U_{a,min}$ :

bei  $U_{CE} \approx U_{CE,S}$   
 $U_{CE,S} \approx 100 \text{ mV}$



nicht maßstäblich

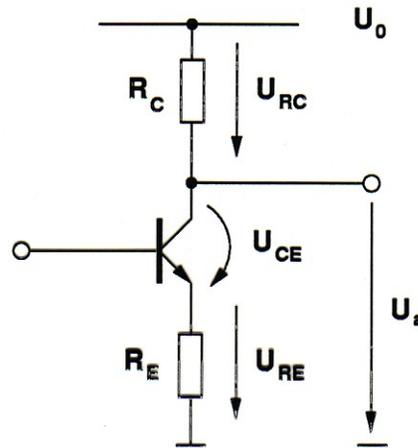


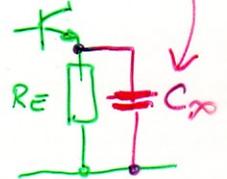
Abb. 30: Spannungen im Ausgangskreis zur Definition des Aussteuerbereichs

Zur Sicherheit gegen Bauelementtoleranzen, Temperatur und Betriebsspannungseinflüssen sollte, wenn möglich  $U_{CE} \approx U_{BE}$  ( $U_{CB} = 0$ ) angestrebt werden. Dann gilt:  $U_{a,min} = U_{BE} + U_{RE}$ . Der Aussteuerbereich ergibt sich damit zu:

$\Delta U_a = U_{a,max} - U_{a,min} = U_0 - U_{BE} - U_{RE}$  (92)

bzw  $U_{CE,S}$

= 0 falls:



(kapazitiver Kurzschluss)

Der Aussteuerbereich (=max Spannungshub) kann also durch Wahl einer entsprechend hohen Betriebsspannung (Verlustleistung ↑, Durchbruch ↑) vergrößert werden. Falls  $R_E$  nur zur Einstellung des Arbeitspunktes verwendet wird, kann auch  $R_E$  kapazitiv überbrückt werden (Verstärkung ↑).

Vergößerung des Aussteuerbereichs durch  $U_0 \uparrow$  (Betriebsspannung)

ABER VORSICHT: Verlustleistung ↑  
 Durchbruch ↑

8.2 Signalein-/auskopplung

8.2 Signalein-/auskopplung

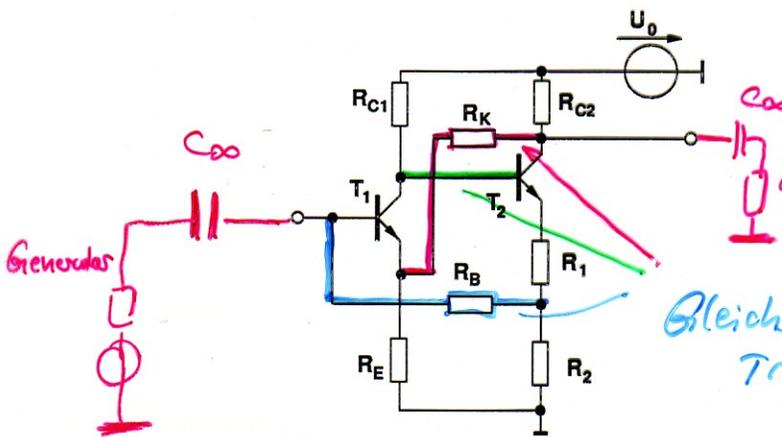
(Verbindung zwischen Transistoren, Quelle und Senke)

Bisher wurde der Verstärker ein- und ausgangsseitig kapazitiv an Generator und Last<sup>5</sup> gekoppelt. Damit war er für die statische Analyse im AP von der umgebenden Schaltung gekoppelt und konnte getrennt analysiert werden.

Für gleichspannungsgekoppelte Schaltungen ist dies nicht mehr möglich. Daher müssen die entsprechenden Eigenschaften der umgebenden (Teil-)Schaltungen mit in die Analyse einbezogen werden.

Gute gleichspannungsgekoppelte Schaltungsentwürfe zeichnen sich dadurch aus, dass die Eigenschaften mehrerer Teilschaltungen vorteilhaft miteinander kombiniert werden.

Beispiel:



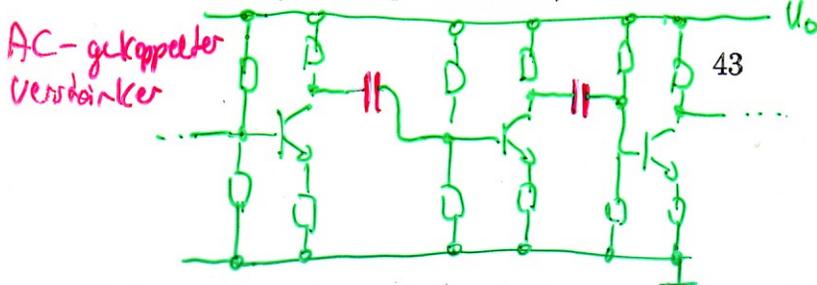
Analyse:  
a) Intuitiv,  
b) durch Rechnung.

Gleichspannungskopplung zwischen den Transistorstufen: AP's beeinflussen sich gegenseitig

↓  
kann benutzt zur Verbesserung von Schaltungs-eigenschaften genutzt werden.

— : Gleichspannungskopplung  
 : Rückkopplung  
 : Rückkopplung

<sup>5</sup>Generator und Last bezeichnen allgemein die ansteuernde und die angesteuerte Schaltung (u.U. komplexer Aufbau)



VORSICHT bei Anschluss von Quelle und Last

⇒ AP muß erhalten bleiben oder Änderung muß beabsichtigt sein.