

Arbeitspunkteinstellung und Stabilisierung bei Kleinsignaltransistorverstärkern

Durch die *Temperaturabhängigkeit und die Exemplarstreueung der Transistorkennwerte* kann es zu einer mehr oder weniger starken Arbeitspunktverschiebung (I_C , U_{CE}) kommen, welche Verzerrungen oder bei Transistoren, die größere Eigenwärme erzeugen, unter Umständen sogar thermische Zerstörung zur Folge haben.

Temperaturabhängige Transistorkennwerte:

U_{BE} : Mit steigender Temperatur wird die für einen bestimmten Strom benötigte Spannung U_{BE} an der leitenden Emitterdiode kleiner. Die erforderliche Spannung U_{BE} nimmt um etwa 2mV/K wie die Flußspannung bei einer normalen Diode ab. (Da die Ladungsträgerbeweglichkeit mit steigender Temperatur zunimmt wird die Flußspannung kleiner.) (siehe Bild 1)

I_{CB0} : Bei Germaniumtransistoren im μA -Bereich.
Bei Siliziumtransistoren im nA-Bereich.
Muß bei Siliziumtransistoren nur bei höheren Sperrschichttemperaturen berücksichtigt werden.
 I_{CB0} verdoppelt sich bei einer Temperaturerhöhung um 10K.
Der Sperrstrom entsteht überwiegend durch thermisch gebildete Ladungsträgerpaare.
(siehe Bild 2)

B: Die Stromverstärkung B wächst etwa mit 1%/K mit steigender Temperatur.
(siehe Bild 3)

Es kann aber auch durch *Exemplarstreueungen* zu mehr oder weniger starken Abweichungen vom gewünschten Arbeitspunkt kommen.

Streueung von:

- U_{BE} siehe Bild 1
-B siehe Bild 3

Um den Arbeitspunkt trotz Temperaturschwankungen und Exemplarstreueungen möglichst stabil auf seinem Sollwert beizubehalten gibt es folgende Möglichkeiten:

Temperaturabhängige Widerstände

Heißleiter oder Dioden im Basisteiler.

Die nötige U_{BE} -Spannung soll je K Temperaturzunahme um 2-3mV sinken.
(Maßnahme gegen Temperaturänderungen)

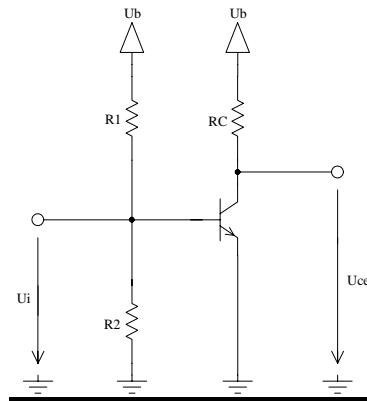
Gleichstromgegenkopplung

über eine oder mehrere Stufen.

Stabilisiert sowohl gegen Exemplarstreueung als auch gegen Temperaturänderungen

Kombination von Gleichstromgegenkopplung und temperaturabhängigen Basisteiler

ARBEITSPUNKTEINSTELLUNG MIT BASISSPANNUNGSTEILER



Da die Eingangskennlinie exponentiell verläuft ergibt schon eine kleine Änderung der Spannung U_{BE} eine relativ große Änderung des Basisstromes. Deshalb erfolgt die genaue Einstellung des Arbeitspunktes bei dieser Schaltung zweckmäßigerweise durch ein Potentiometer anstelle von R_1 . Da bei dieser Schaltung keine besonderen Maßnahmen zur Stabilisierung des Arbeitspunktes gegen Temperaturschwankungen ergriffen wurden, ist die Lage des Arbeitspunktes nicht sehr temperaturstabil.

Erhöht sich zum Beispiel die Temperatur des Transistors, so ergibt sich in Folge der größeren Ladungsträgerbeweglichkeit eine steilere Eingangskennlinie und ein geringerer Widerstand.

Es fließt also ein höherer Basisstrom und damit auch ein höherer Kollektorstrom.

Der Spannungsabfall am Kollektorwiderstand R_C wird größer und der Spannungsabfall U_{CE} am Transistor kleiner.

Um den ursprünglichen Basisstrom und damit auch den ursprünglichen Kollektorstrom und die ursprüngliche Kollektor-Emitterspannung wieder herzustellen, müßte die Basis-Emitterspannung auf einem kleineren Wert zurückgeregelt werden. Dies geschieht jedoch nicht, da der niederohmige Spannungsteiler R_1 und R_2 die Spannung U_{BE} konstant hält. Die nicht erfolgte Zurückregelung der Spannung U_{BE} bei erhöhter Temperatur wirkt wie eine tatsächlich erfolgte Erhöhung der Spannung U_{BE} bei konstanter Temperatur .

Daß der soeben beschriebene Temperatureinfluß auf den Arbeitspunkt erheblich sein kann soll folgendes Beispiel zeigen:

geg.: $R_C = 6k\Omega$ $U_B = 12V$ $I_C = 1mA$ $T = 20^\circ C \pm 10^\circ C$

ges.: U_{CE} bei $T = 20^\circ C \pm 10^\circ C$

$$U_{CE} = U_B - R_C \cdot I_C = 12 - 6.8 = 5.2V \text{ bei } T = 20^\circ C$$

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = - \frac{2mV}{^\circ C} \quad \Delta T = \pm 10^\circ C \rightarrow U_{BE} = \pm 20mV$$

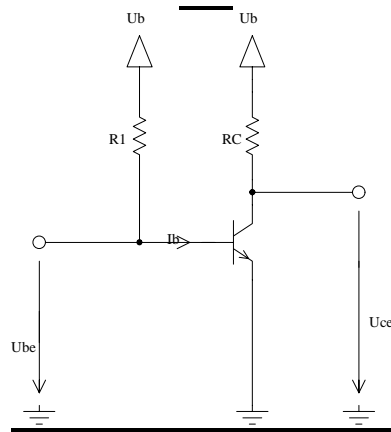
$$V_D = \frac{R_C}{\frac{1}{gm}} = \frac{I_C}{U_T} = S \cdot R_C = 40 \cdot 6.8 = 270$$

$$\Delta U_{CE} = V_D \cdot \Delta U_{BE} = 270(\pm 20mV) = \pm 5.4V \quad \rightarrow U_{CE} = 5.2 + 5.4 = 10.6V \text{ bei } T = 10^\circ C$$

$$U_{CE} = U_{CE_{rest}} = 0.2V \text{ bei } T = 30^\circ C$$

Da bei dieser Schaltung U_{CE} stark von der Temperatur abhängt ist sie nur als Schaltverstärker brauchbar.

ARBEITSPUNKTEINSTELLUNG MIT BASISVORWIDERSTAND



Der Unterschied zur vorhergehend Schaltung besteht darin, daß hier der Arbeitspunkt nicht durch einen niederohmigen Spannungsteiler eingestellt wird, der eine konstante Spannung U_{BE} erzeugt, sondern durch einen hochohmigen Basisvorwiderstand, der einen konstanten Basisstrom fließen läßt. Der Arbeitspunkt wird daher nicht durch die Temperaturdrift von U_{BE} beeinflusst.

Eine starke Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunktes wird jedoch durch eine andere Ursache hervorgerufen: Da in dieser Schaltung kein Widerstand parallel zur Basis-Emitterstrecke liegt, muß der Kollektor-Basisreststrom I_{CBO} voll über die Basis-Emitterstrecke nach Masse abfließen und kann nicht, wie in der Schaltung mit Basisspannungsteiler zum größten Teil außerhalb des Transistors über den niederohmigen Widerstand R_2 nach Masse abfließen.

Da der Sperrstrom I_{CBO} sehr stark temperaturabhängig ist, wirkt er wie ein exponentiell zunehmender zusätzlicher Basisstrom, der eine erhebliche Arbeitspunktdrift verursachen kann.

Für den Kollektorstrom gilt: $I_C = B \cdot (I_B + I_{CBO})$

Bsp.: Siliziumtransistor BC109B

$I_{CBO} < 8 \text{ pA}$	25°C	$I_{CBO} < 257 \text{ pA}$	55°C
$I_{CBO} < 47 \text{ nA}$	100°C	$I_{CBO} < 15 \mu\text{A}$	150°C

$$R_C = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C} = 7 \text{ k} \rightarrow R_C = 6 \text{ k}8 \pm 5\%$$

$$I_B = \frac{I_C}{B_m} = 3 \mu\text{A}$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = 3 \text{ M}45 \rightarrow R_1 = 3 \text{ M}3 \pm 5\%$$

$$I_{CBO}(T) = \frac{I_{CBO}(150^\circ)}{2^{\frac{T-150}{10}}}$$

ges.: ΔI_C , ΔU_{CE} bei $T = +30^\circ\text{C}$

Temperaturabhängigkeit von B vernachlässigt.

$$I_{CBO} = I_{CBO55^\circ\text{C}} - I_{CBO25^\circ\text{C}} = 257 \text{ pA} - 8 \text{ pA} = 0.249 \text{ nA}$$

$$\Delta I_C = B \left(-\frac{\Delta U_{BE}}{R_1} + \Delta I_{CBO} \right) = 450(18 + 0.249) \text{ nA} = 8.2 \mu\text{A}$$

Bei einem Ruhestrom von $I_C = 1 \text{ mA}$ ist ΔI_C vernachlässigbar. Anders werden die Verhältnisse bei höheren Temperaturen:

Bei T=100°C $\Delta I_C = 450 \left(\frac{2.75\text{mV}}{3\text{M}\Omega} + 47\text{nA} \right) = 42\mu\text{A}$

Bei T=150°C $\Delta I_C = 450 \left(\frac{1.25\text{mV}}{3\text{M}\Omega} + 15\mu\text{A} \right) = 6.8\text{mA}$

Diese Temperaturabhängige Arbeitspunktverschiebung wirkt sich bei Germaniumtransistoren noch stärker aus da der Reststrom I_{CB0} hier viel größer ist als bei Siliziumtransistoren. Bei dieser Schaltung wirkt sich aber auch die Exemplarstreuung von B, U_{BE} und R aus:

$R_{1\text{min}} = 3\text{M}135$ $R_{C\text{min}} = 6\text{k}46$ $U_{BE\text{min}} = 0.5\text{V}$
 $R_{1\text{max}} = 3\text{M}465$ $R_{C\text{max}} = 7\text{k}14$ $U_{BE\text{max}} = 0.8\text{V}$

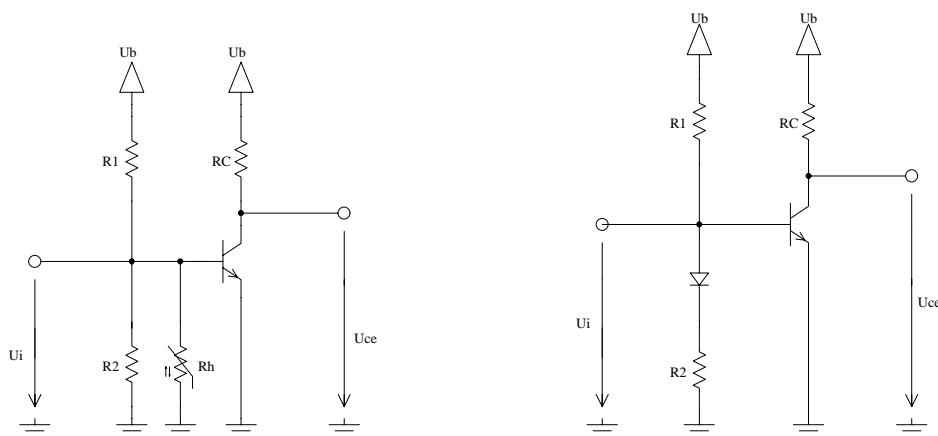
$I_{C\text{max}} = B_{\text{max}} \frac{U_B - U_{BE\text{min}}}{R_{1\text{min}}} = 1.65\text{mA}$ $\frac{B_{\text{max}}}{B_{\text{min}}} = \frac{450}{200} = 2.25$
 $I_{C\text{min}} = B_{\text{min}} \frac{U_B - U_{BE\text{max}}}{R_{1\text{max}}} = 0.65\text{mA}$ $\frac{I_{C\text{max}}}{I_{C\text{min}}} = \frac{1.65}{0.65} = 2.54$

$U_{CE\text{min}} = U_B - I_{C\text{max}} \cdot R_{C\text{max}} = 0.2\text{V}$ $U_{CE\text{max}} = U_B - I_{C\text{min}} \cdot R_{C\text{min}} = 7.8\text{V}$

Man erkennt das die Arbeitspunktschwankungen infolge von Exemplarstreuung und Widerstandstoleranzen sehr groß sind. Sie werden aber zum größten Teil durch die Streuung von B verursacht.

Bei einer ungünstigen Dimensionierung wie in diesem Beispiel kann de Fall eintreten, daß U_{CE} gleich der Restspannung $U_{CE\text{rest}}$ wird. Es ist damit eine einwandfreie Funktionsweise der Schaltung nicht immer gewährt (siehe Bild AP)

ARBEITSPUNKTSTABILISIERUNG DURCH TEMPERATURKOMPENSATION



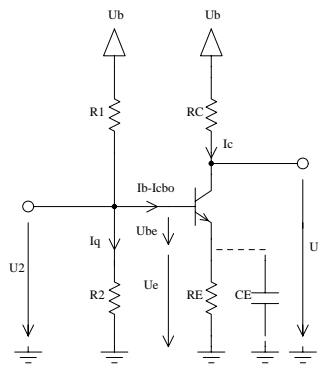
a) Heißleiter

b) Diode

In der Schaltung a findet ein NTC-Widerstand Verwendung, dessen Widerstandswert mit steigender Tempertatur sinkt. R_2 dient der Anpassung des Temperaturganges des Heißleiters.

In der Schaltung b dient eine Diode der Kompensation. Die Halbleiterdiode hat grundsätzlich den gleichen Temperaturgang wie die Basis-Emitter-Diode des Transistors und vermag es deshalb insbesondere den Temperaturgang der Spannung U_{BE} zu kompensieren. Um den Eingangswiderstand der Schaltung für das Signal durch die Diode nicht zu sehr verkleinern, wird die Reihenschaltung aus Diode und Widerstand R_2 verwendet. Bei jeder Kompensations-schaltung ist dafür zu sorgen, das der Transistor und das temperaturabhängige Kombinationselement möglichst die gleiche Temperatur besitzen.

ARBEITSPUNKTSTABILISIERUNG DURCH STROMGEGENKOPPLUNG (Emitterschaltung)



Bei dieser Schaltung bewirkt der Widerstand R_E bei Zunahme des Kollektorstroms bei Temperaturerhöhung ein Abnehmen der Spannung U_{BE} und verhindert dadurch den Stromanstieg. Die Ausgangsgröße I_C wirkt auf den Eingang: Stromgegenkopplung

I_C erzeugt am Widerstand R_E die Spannung $U_E = I \cdot R_E$.

Mit dem Spannungsteiler R_1, R_2 wird die Spannung $U_2 = U_{BE} + U_E$ eingestellt, welche konstant bleibt. Erhöht sich nun die Temperatur, so steigt der Strom um ΔI_C an und bewirkt damit eine Zunahme von U_E um $\Delta U_{CE} = \Delta I_C \cdot R_E$.

Da $U_2 = U_{BE} + U_E$ konstant ist muß U_{BE} um den gleichen Betrag abnehmen wie U_E zunimmt:

$$|\Delta U_E| = |\Delta U_{BE}| = 2\text{mV/K}$$

Da U_{BE} abnimmt, wird ein weiterer Stromanstieg verhindert.

Damit ist I_C begrenzt auf:

$$\Delta I_C = \frac{\Delta U_E}{R_E} = \frac{2\text{mV/K}}{R_E}$$

Ist $R_E = 1\text{k}$ und $\Delta T = 10\text{k}$ so ist $I_C = 20\mu\text{A}$

Ist $I_C = 2\text{mA}$ so ist

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = 1\%$$

Dieses Beispiel zeigt, daß R_E die Güte der Stabilisierung bestimmt. Je größer R_E ist desto stabiler ist der Arbeitspunkt. Bei einer kleinen Stromerhöhung bewirkt R_E bereits das erforderliche Absinken von U_{BE} .

Man muß aber auch $U_C = U_B - I_C \cdot R_C$ betrachten.

Eine kleine Änderung von I_C kann eine große Änderung von U_C herbeiführen, wenn R_C sehr groß ist.

$$\Delta U_C = \Delta I_C \cdot R_C$$

Man betrachtet daher die Driftverstärkung $V_D = \frac{|\Delta U_C|}{|\Delta U_{BE}|}$

$$V_D = \frac{\Delta I_C \cdot R_C}{\Delta I_C \cdot R_E} = \frac{R_C}{R_E}$$

Die Driftverstärkung gibt an, um wievielfach größer die Änderung der Kollektorspannung ist im Vergleich zur Änderung der Spannung U_{BE} . Je kleiner die Driftverstärkung ist, desto besser ist die Stabilisierung.

Die Stabilität der Schaltung ist daher umso besser, je größer R_E zu R_C gewählt wird, bzw. umso größer U_E gewählt wird. U_E geht aber für die Aussteuerung verloren, kann daher nicht beliebig groß gewählt werden. (siehe Bild AP)

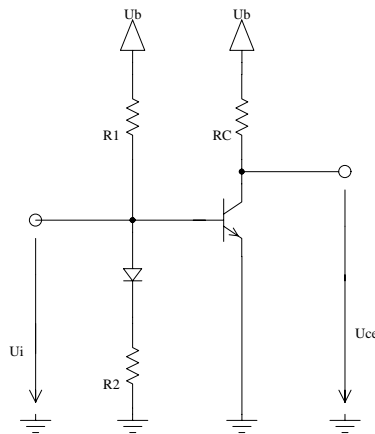
$$U_E = 1\text{V} \quad V_D = 10 \quad R_E = 0.1 R_C$$

Durch den Widerstand R_E wird aber auch die Wechselspannungsverstärkung kleiner. Man kann dem entgegenwirken, indem man den Widerstand R_E teilweise oder ganz mit einem Kondensator überbrückt.

Der herausragende Vorteil der Schaltung ist zweifellos, daß keinerlei Abgleich sowohl für die Einstellung des Arbeitspunktes als auch für die Stabilisierung erforderlich ist. Die Schaltung regelt jede Änderung selbständig aus.

Die Streuwerte von der Stromverstärkung B und dem Reststrom I_{CB0} spielen, wenn der Basisspannungsteiler niederohmig ist, im allgemeinen nur eine geringe Rolle.

ARBEITSPUNKTSTABILISIERUNG DURCH STROMGEGENKOPPLUNG MIT VERBESSERTER TEMPERATURSTABILITÄT

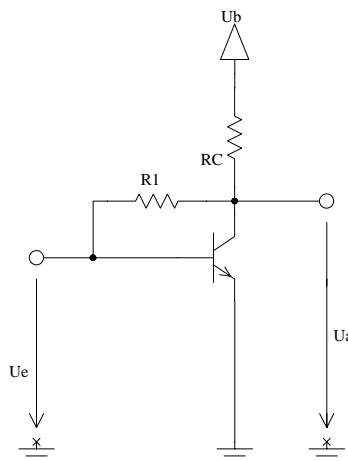


Anstelle des Spannungsteilerwiderstandes R_2 wird eine Reihenschaltung eines ohmschen Widerstandes und einer Diode geschaltet. Durch diese Maßnahme soll der nachteilige Einfluß des temperaturabhängigen Kollektor-Basis-Reststrom I_{CB0} vermindert werden.

Da der Kollektor-Basis-Reststrom I_{CB0} zu ca. 90% (bei $I_q=10 \cdot I_B$) durch den Spannungsteilerwiderstand R_2 fließt, wird bei steigender Temperatur der Spannungsabfall an R_2 größer. Da die Diode jedoch im Gegensatz zum Widerstande einen negativen Temperaturkoeffizienten hat, wird sie bei höherer Temperatur niederohmiger, so daß der höhere Spannungsabfall an R_2 durch das Verhalten der Diode teilweise ausgeglichen wird.

Voraussetzung für die Wirksamkeit dieser Maßnahme ist ein enger Wärmekontakt zwischen Diode und Transistor (Montage auf gemeinsamen Kühlblech).

ARBEITSPUNKTSTABILISIERUNG DURCH SPANNUNGSGEGENKOPPLUNG



Eine Verbesserung der Stabilität gegenüber der einfachen Schaltung mit Basisvorwiderstand erreicht man, wenn man diesen nicht an die Versorgungsspannung U_B , sondern an den Kollektor anschließt.

Mit zunehmendem Kollektorstrom sinkt U_{CE} und damit gleichzeitig U_{R1} und I_B .

$$U_B = I_C \cdot R_C + R_1(I_B - I_{CB0}) + U_{BE} = I_C \cdot R_C + \frac{R_1}{B} R_1 \cdot I_{CB0} + U_{BE}$$

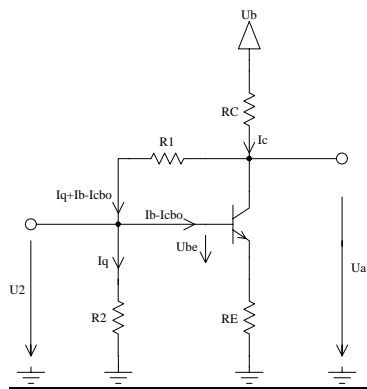
$$I_C = \frac{1}{R_C + \frac{R_1}{B}} (U_B - U_{BE} + R_1 \cdot I_{CB0}) \quad I_C = \frac{B}{1 + B \cdot \frac{R_C}{R_1}} \cdot \frac{U_B - U_{BE}}{R_1} + I_{CB0}$$

Die Arbeitspunktstabilität ist umso besser, je größer das Produkt $B \cdot \frac{R_C}{R_1}$ ist

$$B \cdot \frac{R_C}{R_1} > 1$$

Bei dieser Schaltung erfolgt die Arbeitspunktstabilisierung durch die Gegenkopplung selbsttätig, und erfordert keinen Abgleich. Zur Arbeitspunkteinstellung muß aber die Stromverstärkung B bekannt sein, welche infolge der Exemplarstreuung und Temperaturänderung streut, und sich dadurch ungünstig auf den Arbeitspunkt auswirkt.

ARBEITSPUNKTSTABILISIERUNG DURCH KOMBINATION VON STROM- UND SPANNUNGSGEGENKOPPLUNG



Manchmal findet man auch eine Kombination beider Gegenkopplungsarten. Man erreicht damit eine weitere Verbesserung der Stabilität. Die Gegenkopplung für Wechselspannung läßt sich durch Überbrücken des Emittterwiderstandes mit einem genügend großen Kondensator verhindern. Nicht so einfach ist es, die Wechselstromgegenkopplung, die durch Verbindung von R_1 mit dem Kollektor entsteht zu verhindern. Eventuell, wenn störend, R_1 in zwei Widerstände unterteilen und den Mittelpunkt über einen Kondensator mit Masse verbinden.

$$I_C = \frac{U_2 - U_{BE}}{R_E} + I_{CB0}$$

$$U_B = R_C \cdot (I_C + I_q + I_B - I_{CB0}) + R_1 \cdot (I_q + I_B - I_{CB0}) + R_2 \cdot I_q$$

$$I_q = \frac{U_2 - U_{BE} + R_E \cdot I_C}{R_2}$$

$$U_B = R_C \cdot (I_C + I_q + \frac{I_C}{B} - I_{CB0}) + R_1 \cdot (I_q + \frac{I_C}{B} - I_{CB0}) + R_2 \cdot I_q$$

$$U_B = I_C \cdot R_C + \frac{R_C + R_1}{B} \cdot \frac{U_{BE} + R_E \cdot I_C}{R_2} \cdot (R_1 + R_2 + R_C) - I_{CB0} (R_1 + R_C)$$

$$U_B = I_C \cdot \left(R_C + \frac{R_C + R_1}{B} + \frac{R_E}{R_2} \cdot (R_1 + R_2 + R_C) \right) + \frac{U_{BE}}{R_2} \cdot (R_1 + R_2 + R_C) - I_{CB0} \cdot (R_1 + R_C)$$

$$I_C = \frac{U_B - U_{BE} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_C}{R_2} + I_{CB0} \cdot (R_1 + R_2)}{R_C + \frac{R_1}{B} + \frac{R_E}{R_2} \cdot (R_1 + R_2 + R_C)}$$

Temperatureinfluß:

$$\Delta I_C = \frac{-\Delta U_{BE} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_C}{R_2} + \Delta I_{CB0} \cdot (R_1 + R_2)}{R_C + \frac{R_1}{B} + \frac{R_E}{R_2} \cdot (R_1 + R_2 + R_C)}$$