

ALLGEMEINE VERFAHREN ZUR TEMPERATURSTABILITÄTSBERECHNUNG DER TRANSISTORISIERTEN STROMKREISE

Von

L. BÁNSÁGI

Lehrstuhl für Meßinstrumente und Feinmechanik, Technische Universität, Budapest

(Eingegangen am 6. September 1963)

Vorgelegt von Prof. R. KOLOS

1. Einleitung

Den richtigen dynamischen Betrieb einer transistorisierten Verstärkerstufe sichert die geeignete Arbeitspunkteinstellung des im Netz arbeitenden Transistors. Zur Einstellung des gewählten Arbeitspunktes enthält das Netz lineare Stromkreiselemente, Widerstände und Stromquellen. Wie immer auch der Aufbau, die Lösung der Stromkreisschaltung gestaltet ist, stets läßt sich

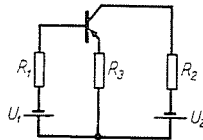


Abb. 1

das Netz durch einfache Berechnungen in eine aktive Sternschaltung laut Abb. 1 reduzieren. Der so gewonnene, drei Widerstände und zwei Batterien enthaltende Stromkreis ist also als allgemeinsten linearer zur Arbeitspunkteinstellung dienender Stromkreis zu betrachten.

Es ist bekannt, daß die statischen Eigenschaften eines Transistors von ihrer Kristalltemperatur abhängig sind. Bei Berechnung der Arbeitspunkteinstellung nehmen wir die Temperatur des Transistors als konstant an. Bei Änderungen der Temperatur verändern sich je nach den Eigenschaften des Netzes und Transistors die Kennwerte des Arbeitspunktes. Das Maß der Verschiebung des Arbeitspunktes muß im Interesse der richtigen dynamischen Arbeit des Netzes beschränkt werden.

Im folgenden soll nun das Maß der Verschiebung der Arbeitspunktdaten und die Frage geprüft werden, auf welche Art und Weise ein zur Stabilisierung geeignetes Netz ausgebildet werden kann. Als Stabilitätskennwerte werden die Veränderungen der einzelnen Daten im Verhältnis zu den Arbeitspunktennennwerten gewählt. Sind diese Veränderungen klein, ist der Arbeitspunkt als stabil zu betrachten. Als Ausgangsbedingung sei festgelegt, daß sich jeder Kennwert des Arbeitspunktes nur so weit ändern darf, daß die für die Transistoren in

der Umgebung des Arbeitspunktes gültigen linearen Approximationen anwendbar bleiben. Diese Bedingung ist unbedingt erfüllt, wenn die Verschiebung des Arbeitspunktes das technisch noch zulässige Maß nicht übersteigt.

2. Der thermisch gesteuerte Transistor

Die Beziehungen zwischen den an den Klemmen meßbaren Spannungen und den Strömen eines Flächentransistors beschreibt mit guter Annäherung das Gleichungssystem

$$I_E = I_{EB_0} e^{\frac{qU_{EB}}{KT}} \quad (1)$$

$$I_C = -\alpha I_E - I_{CB_0} \quad (2)$$

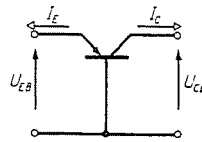


Abb. 2

wie es für die Basisschaltung gemäß Abb. 2. gültig ist. In diesen Gleichungen bezeichnet

- I_{CB_0} den Sperrichtung-Sättigungstrom der Kollektor-Basis-Flächendiode (Reststrom des Kollektors),
- I_{EB_0} den Sperrichtung-Sättigungsstrom der Emmitter-Basis-Flächendiode,
- q die Ladung des Elektrons,
- K die Boltzmannsche Konstante,
- T die Kristalltemperatur, während
- α der Kollektor-Emitter-Stromverstärkungs-faktor ist.

In unseren Gleichungen hängen I_{CB_0} sowie mit Vernachlässigung der Kollektorrückwirkung die α - und I_{EB_0} -Werte nur von der Temperatur ab. Die I_{EB_0} - und I_{CB_0} - Ströme sind Exponentialfunktionen der Temperatur, die sich in der Form

$$I_0 = C e^{-\frac{qU_i}{KT}} \quad (3)$$

schreiben lassen. In der Gleichung ist C konstant und U_i das Ionisationspotential des verwendeten Halbleitermaterials.

Die so zur Verfügung stehenden Beziehungen genügen bereits zur Prüfung der temperaturabhängigen Eigenschaften des Transistors. Der Emmitterstrom des Transistors ist auf Grund der Zusammenhänge (2) und (3)

$$I_E = I_{EB} e^{-\frac{q(U_{EB}-U_i)}{KT}} \quad (4)$$

d. h. ebenfalls ein Exponentialausdruck der Temperatur und der Emitter-Basisspannung. Aus Gleichung (4) geht unmittelbar hervor, daß die Arbeitspunktwerte des Emitterstromes und der Emitter-Basisspannung bei Temperaturänderungen nicht gleichzeitig konstant bleiben können, daß welcher immer stets nur auf Kosten des anderen stabilisiert werden kann. Ist das Netz so ausgebildet, daß es den Arbeitspunktwert der Basis-Emitterspannung stabilisiert, verändert sich der Emitterstrom schon auf kleine Temperaturschwankungen beträchtlich, was nach den Ausgangsbedingungen unzulässig ist. Stabilisiert hingegen das Netz den Wert des Emitterstromes, muß sich die Emitter-Basisspannung so ändern, daß sich der Exponent des Exponentialausdrucks nur unwesentlich ändert. Eine geringfügige Veränderung des Emitterstromes läßt sich also näherungsweise durch das lineare vollständige Differential des Ausdruckes (4), d. h. in der Form

$$\Delta I_E = \frac{\partial I_E}{\partial U_{EB}} \Delta U_{EB} + \frac{\partial I_E}{\partial T} \Delta T$$

ausdrücken. Ermittelt man die Werte der Differentialquotienten für die Zimmertemperatur ($T_0 = 300^\circ \text{ K}$), dann nimmt dieser Ausdruck die Form

$$\Delta I_E = I_{E_0} \frac{q}{KT_0} \Delta U_{EB} - I_{E_0} \frac{q(U_{EB_0} - U_i)}{KT_0^2} \Delta T \tag{5}$$

an, wobei I_{E_0} und U_{EB_0} die für die Temperatur T_0 ermittelten Werte des Arbeitspunkts-Emitterstromes bzw. der Emitter-Basisspannung bezeichnen. Mit dem thermischen Potential

$$\frac{KT_0}{q} = 26 \text{ mV} = U_{T_0}$$

sowie mit den Zusammenhängen

$$\frac{U_{T_0}}{I_{E_0}} = r_{E_0} \quad \text{und} \quad \frac{U_{EB_0} - U_i}{T_0} = -a$$

geht (5) in die Form

$$\Delta I_E = \frac{\Delta U_{EB}}{r_{E_0}} + \frac{a}{r_{E_0}} \Delta T \tag{6}$$

über. Da das Ionisationspotential bei den üblichen Halbleiterstoffen zu

$$U_i = 0,72 \text{ V} \quad (\text{Germanium})$$

$$U_i = 1,1 \text{ V} \quad (\text{Silizium}),$$

die Arbeitspunktspannung des Basis-Emitters im allgemeinen zu

$$U_{EB_0} = 100 \sim 200 \text{ mV} \quad (\text{Germanium-Transistor})$$

$$U_{EB_0} = 400 \sim 600 \text{ mV} \quad (\text{Silizium-Transistor})$$

anzusetzen ist, kann sowohl für Germanium- als auch für Silizium-Transistoren mit einem Temperaturkoeffizient von

$$a = 2 \frac{\text{mV}}{^{\circ}\text{C}}$$

gerechnet werden.

Die Änderung des Arbeitspunkt-Kollektorstromes ist nach Gleichung (2) auf drei Gründe zurückzuführen. Einerseits ändert sich im Sinne des Gesagten der Arbeitspunkt-Emitterstrom, dessen α -maliger Wert am Kollektorkreis erscheint. Der andere Grund muß in der Temperaturabhängigkeit von a gesucht werden. Diese Wirkung ist im allgemeinen mit der Temperaturschwankung als linear zu betrachten. Den dritten Grund bildet die Temperaturabhängigkeit des Kollektor-Reststromes I_{CB_0} . Dieser Strom ist nach (3) eine Exponentialfunktion der Temperatur:

$$I_{CB_0} = C_{CB} e^{-\frac{qU_i}{KT}} = C_{CB} e^{-\frac{qU_i}{K(T_0 + \Delta T)}}.$$

Beschränkt man den Betriebstemperaturbereich im Sinne der Bedingung $T_0^2 \gg \Delta T^2$, ist der Reststrom annähernd

$$I_{CB_0} = C_{CB} e^{-\frac{qU_i}{KT_0^2} (T_0 + \Delta T)} = C_{CB} e^{-\frac{qU_i}{KT_0} \left(1 + \frac{\Delta T}{T_0}\right)}. \quad (7)$$

Da der bei Zimmertemperatur gemessene Reststrom

$$I_{CBT_0} = C_{CB} e^{-\frac{qU_i}{KT_0}}$$

für den gewählten Transistor bekannt ist, wird man (7) zweckmäßig mit dessen Wert ausdrücken, womit man

$$I_{CB_0} = I_{CBT_0} e^{\frac{qU_i}{KT_0^2} \Delta T} = I_{CBT_0} e^{b \Delta T}$$

und für die temperaturabhängige Veränderung des Reststromes die Beziehung

$$\Delta I_{CB_0} = I_{CB_0} - I_{CBT_0} = I_{CBT_0} (e^{b \Delta T} - 1)$$

erhält. Der Wert des Exponenten des Exponentialgliedes hängt von dem für den verwendeten Halbleiterstoff charakteristischen Koeffizienten b und vom Wert der Temperaturänderung ab. Der Koeffizient schreibt sich zu

$$b = \frac{qU_i}{KT_0^2} = \frac{U_i}{U_{T_0} T_0}$$

und nimmt unter Berücksichtigung der Ionisationspotentiale die Werte

$$\begin{aligned} b &= 0,1 \quad [1/^{\circ}\text{C}] \text{ für Germanium- und} \\ b &= 0,15 \quad [1/^{\circ}\text{C}] \text{ für Silizium-} \end{aligned}$$

Transistoren an. Die Änderung des Kollektorstromes errechnet sich also auf Grund der Gleichung (2) zu

$$\Delta I_C = -\alpha \Delta I_E - I_E \frac{\partial \alpha}{\partial T} \Delta T - \Delta I_{CB_0}. \quad (8)$$

Die Temperaturabhängigkeit von α muß für die einzelnen Transistorentypen durch Messungen ermittelt werden. Bei Germaniumtransistoren dominiert wegen des »hohen« Wertes des Nennstromes I_{CB_0} , die Änderung des Reststromes, während die aus der Änderung von resultierenden Stromkomponenten meist vernachlässigt werden kann. Bei Silizium-Transistoren ist der Wert

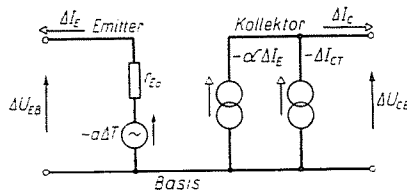


Abb. 3

von I_{CB_0} um mehrere Größenordnungen kleiner, neben der Änderung des Reststromes kann also auch die sich aus der Temperaturabhängigkeit von α ergebende Komponente einen beträchtlichen Wert annehmen. Bezeichnet man die beiden Wirkungen als temperaturabhängige Änderung des Kollektorstromes mit ΔI_{CT} , hat man zur Beschreibung der Temperaturabhängigkeit des Transistorenarbeitspunktes auf Grund der Gleichungen (6) und (8) das Gleichungssystem

$$\begin{aligned} \Delta U_{EB} &= r_{E_0} \Delta I_E - a \Delta T \\ \Delta I_C &= -\alpha \Delta I_E - \Delta I_{CT}. \end{aligned} \quad (9)$$

Die zwei linearen Gleichungen bilden Charakteristiken des Ersatzbildes des »thermisch gesteuerten« Transistors. Den charakteristischen Gleichungen kann das Ersatzbild laut Abb. 3 zugeordnet werden. Die Abbildung stellt eigentlich das Ersatzbild des Transistors in Basisschaltung mit hybriden Parametern, unter Vernachlässigung der Spannungsrückwirkung und der Ausgangsadmittanz (h_{12}^B ; h_{22}^B) und ergänzt durch die für die thermische Steuerung charakteristischen Generatoren der Primär- und der Sekundärseite.

3. Berechnung der Temperaturstabilität des transistorisierten Stromkreises

Das Ersatzbild, das die temperaturabhängigen Eigenschaften des Transistors beschreibt, bietet die Möglichkeit, die Stabilität der Arbeitspunktdaten eines in einem beliebigen Stromkreis arbeitenden Transistors zu bestimm-

men. Da jedes beliebige Speisungsnetz durch den drei Widerstände und zwei Batterien enthaltenden Stromkreis gemäß Abb. 1 ersetzt werden kann, sollen hier dessen Stabilisierungseigenschaften bestimmt werden.

Setzt man nach dem Prinzip der linearen Superposition zwischen die entsprechenden Klemmen des Transistors dessen Ersatzbild, und zeichnet man statt der Batterien von konstanter Spannung je ein Kurzschlußbügel, erhält man das Netz gemäß Abb. 4. In der Abbildung ist auch der Ohmische Widerstand r_{BB} , der Basis-Zuleitung berücksichtigt. Zur Vereinfachung der Berechnung sind die in Reihe geschalteten Widerstände vereinigt und jeweils dem Transistorenanschluß entsprechend mit einem einzigen Buchstaben wie folgt bezeichnet:

$$R_1 + r_{BB'} = r_b$$

$$R_3 + r_{E0} = r_e$$

$$R_2 = r_c$$

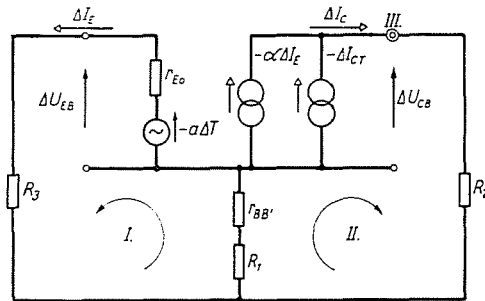


Abb. 4

Die Gleichungen für die Schleifen I und II des Stromkreises sowie für den Knotenpunkt III schreiben sich zu

$$\text{I. } (\Delta I_E + \Delta I_C) r_b - a \Delta T + \Delta I_E r_e = 0$$

$$\text{II. } (\Delta I_E + \Delta I_C) r_b + \Delta U_{CB} + \Delta I_C r_c = 0$$

$$\text{III. } \Delta I_C = -a \Delta I_E - \Delta I_{CT}$$

Unter den Arbeitspunktdaten sind im allgemeinen der Emitterstrom und die Änderung der Kollektor-Basisspannung die wesentlichsten. Bestimmt man die Emitterstromänderung aus obiger Gleichung (1), erhält man nach der Einsetzung der Kollektorstromänderung die Beziehung

$$\Delta I_E = \frac{r_b \Delta I_{CT} + a \Delta T}{(1 - a) r_b + r_e} = \frac{r_b \Delta I_{CT} + a \Delta T}{\frac{r_b}{1 + \beta} + r_e}. \quad (10)$$

Mit ΔI_C und ΔI_E hat man für die Änderung der Arbeitspunkt-Kollektor-Basisspannung aus obiger Gleichung (2) die Beziehung

$$\Delta U_{CB} = \frac{\Delta I_{CT}(r_b r_e + r_b r_c + r_e r_c) + a \Delta T [a r_c - (1 - a) r_b]}{(1 - a) r_b + r_e} \quad (11)$$

Eine nähere Betrachtung der Ergebnisse führt zu folgender Feststellung. Die Änderungen des Emitterstromes und der Kollektor-Basisspannung lassen sich gleich wirksam im vermindern durch Erhöhung des Emitterkreiswiderstandes r_e . Der Grund hierfür liegt in der negativen Rückkopplung, die sich im Emitterkreis ausbildet. Der Basiswiderstand r_b vermindert das Maß der Rückkopplung, und damit auch die Stabilisierungswirkung. Ein großer Basiswider-

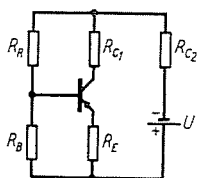


Abb. 5

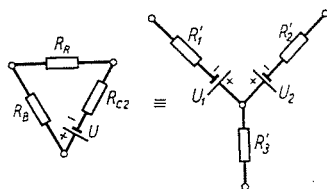


Abb. 6

stand stabilisiert nämlich den Basisstrom, auf Temperaturschwankungen muß sich mithin der Emitterstrom ändern.

Zur Erhöhung der Arbeitspunktstabilität der transistorisierten Stufen kommt auch die Kollektorkreis-Rückkopplung in Frage, wenn die Einschaltung eines den Stabilitätsforderungen entsprechend großen Emitterwiderstandes aus irgend einem Grunde nicht möglich ist. In dem auf Abb. 5 dargestellten Stromkreis kann die Arbeitspunktstabilität mit Hilfe des Rückkopplungswiderstandes R_R wirksam verbessert werden. Die Eigenschaften des Stromkreises lassen sich anhand der hier abgeleiteten Ergebnisse unmittelbar prüfen. Ändert man den Stromkreis zu einem allgemeinen Speisungsnetz nach Abb. 1 um, dann läßt sich die aus den Widerständen R_R , R_{C2} und R_B und aus der Batterie mit der Spannung U bestehende aktive Delta-Schaltung nach Abb. 6 in einer gleichwertigen Sternschaltung reduzieren, deren Elemente zu

$$U_1 = \frac{R_B}{R_R + R_B + R_{C2}} U \quad U_2 = \frac{R_B + R_R}{R_R + R_B + R_{C2}} U$$

$$R'_1 = \frac{R_B R_R}{R_B + R_R + R_{C2}} \quad R'_2 = \frac{R_R R_{C2}}{R_B + R_R + R_{C2}} \quad R'_3 = \frac{R_B R_{C2}}{R_B + R_R + R_{C2}}$$

geschrieben werden können. Versetzt man das sterngeschaltete Netz in den transistorisierten Stromkreis zurück, erhält man den gleichwertigen Speisestromkreis laut Abb. 7. Aus dieser ist unmittelbar ersichtlich, daß sich der auf

die Stabilität auswirkende Emitterwiderstand infolge Einschaltung des Rückkopplungswiderstandes R_R erhöht, während sich der Basis- und Kollektorwiderstand vermindert. Damit wurde also die Stabilität des Stromkreises unbedingt verbessert.

Die Benutzung des Ersatzbildes des thermisch gesteuerten Transistors erleichtert die Temperaturstabilitätsprüfung auch bei mehrere Transistoren

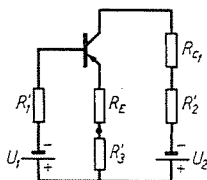


Abb. 7

enthaltenden komplexen Stromkreisen. Die Stabilitätsprüfungen der Stromkreise lassen sich bei Verwendung des Ersatzbildes auf die ausgearbeiteten Berechnungsverfahren für lineare Gleichstromnetze zurückführen.

4. Zusammenfassung

Die Arbeitspunktkennwerte eines in einem linearen Netz arbeitenden Transistors hängen weitgehend von dessen Temperatur ab. Durch Prüfung der physikalischen Eigenschaften des Transistors kann das Stromkreis-Ersatzbild des thermisch gesteuerten Transistors entworfen werden. Das Ersatzbild ermöglicht es, die Stabilisierungseigenschaften des transistorisierten Stromkreises auf einfache Art zu bestimmen. Die Ergebnisse lassen sich durch Einführung eines Basisspeisestromkreises für beliebige Speisungnetze verallgemeinern.

Literatur

- GÄRTNER, W. W.: Transistors, Principles, Design and Application. D. Van Nostrand Comp. 1960.
 Носов Ю. Р.—Хазанов Б. И.: Уравнение термостабильности усилителя напряжения на полупроводниковых типах. Радиотехника, **15**, (1960).
 Анисимов В. И.: Радиотехника, **18**, (1963).

László BÁNSÁGI, Budapest XI., Műegyetem rkp. 9., Ungarn.