

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 57 (1966)
Heft: 25

Artikel: Zur Erfassung von Transistorstreuungen durch äquivalente Toleranz-Driftquellen
Autor: Milkovi, M.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916659>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 17.03.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

Gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV)
und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)

Zur Erfassung von Transistorstreuungen durch äquivalente Toleranz-Driftquellen

Von M. Milkovič, Zug

621.382.3

Zunächst wird eine Analyse des Toleranzverhaltens eines Transistors in der Emitterschaltung anhand von äquivalenten Toleranz-Driftquellen am Eingang eines an sich driftfrei gedachten Transistors durchgeführt. Danach werden die Ursachen der erwähnten Toleranzdrift diskutiert. In analoger Weise wird dann die Toleranzdrift am Ausgang eines driftfrei gedachten Transistors in Betracht gezogen. Die Ursachen dieser Toleranzdrift werden untersucht. Schliesslich folgt eine Aufteilung der totalen Drift am Ausgang in einzelne Komponenten. Die Ausführungen und insbesondere die Messungen werden im wesentlichen auf das Toleranzverhalten von Transistoren im Kunststoffgehäuse (Plastic Transistors) bezogen. Selbstverständlich gelten die in vorliegender Arbeit gemachten Angaben auch für andere Transistor Typen.

L'auteur procède d'abord à une analyse du comportement de tolérance d'un transistor en montage à émetteur commun au moyen d'une source de glissement de tolérance équivalente à l'entrée d'un transistor, en fait présumé exempt de dérive. Les causes de cette dérive de tolérance sont ensuite discutées. On considère en outre d'une manière analogue la dérive de tolérance à la sortie d'un transistor, présumé exempt de dérive. Les causes de cette dérive de tolérance font l'objet d'une étude. La dérive totale à la sortie est divisée en diverses composantes séparées. Ces considérations — et en particulier des mesures — sont essentiellement rapportées à des transistors logés dans des boîtiers en matière plastique (Plastic Transistors). Les indications figurant dans cette étude sont également valables pour d'autres types de transistors.

1. Einleitung und Problemstellung

Ähnlich wie bei der Behandlung des Temperaturverhaltens [1; 2; 3; 4; 6]¹⁾ eines Transistors, lassen sich auch die Fertigungstoleranzen durch äquivalente Toleranz-Driftquellen erfassen. Die äquivalenten Driftquellen können entweder am Eingang oder am Ausgang des driftfrei gedachten Transistors angebracht werden. Solche Darstellungsart ist insbesondere beim Entwurf von Gleichstromverstärkern, Regelschaltungen, Kippschaltungen und ähnlichen Anordnungen nützlich. Da der Transistor ein strom- und spannungsgesteuertes Bauelement ist, sind zwecks Erfassung der Toleranzdrift am Eingang im linearen Kennlinienbereich zwei Driftquellen erforderlich, und zwar eine Spannungs- und eine Stromquelle. Am Ausgang des Transistors kann das Toleranz-Driftverhalten durch eine einzige Drift-Stromquelle erfasst werden.

Die in vorliegender Arbeit gemachten Ausführungen basieren auf den in Fig. 1 dargestellten positiven Strom- und Spannungsrichtungen.

2. Das interne äquivalente Toleranz-Driftquellenersatzbild am Eingang eines Transistors bei konstantem Kollektorstrom und konstanter Temperatur

Man kann anhand von Gl. (1) und (2) die durch Fabrikationsstreuungen bedingten Veränderungen im Transistor formal durch ein Ersatzschaltbild (Fig. 2) darstellen.

$$I_B(T_{0l}) = I_B(T_0) + \Delta I_B \quad (1)$$

$$U_{E'B'}(T_{0l}) = U_{E'B'}(T_0) + \Delta U_{E'B'} \quad (2)$$

Hier ist ein mit der Temperatur nicht veränderlicher Transistor TR bei der Temperatur T_0 mit den Parametern $U_{E'B'}(T_0)$; $I_B(T_0)$ und $I_C(T_0)$ eingezeichnet. Am Eingang sind eine ideale

Spannungsquelle $\Delta U_{E'B'}$ und eine ideale Stromquelle ΔI_B gezeichnet. Die Quellen $\Delta U_{E'B'}$ und ΔI_B sind interne äquivalente Toleranz-Driftquellen bei $\Delta I_C = 0$. Werden auch die Bahnwiderstände $R_{EE'}$ und $R_{BB'}$ des Transistors mit berücksichtigt, so lautet die externe äquivalente ideale Toleranz-Driftquelle ΔU_{EB} am Eingang bei $\Delta I_C = 0$:

$$\Delta U_{EB} = (R_{BB'} + R_{EE'}) \Delta I_B + (\Delta R_{BB'} + \Delta R_{EE'}) I_B(T_0) + \Delta U_{E'B'} \quad (3)$$

Diese Quelle ist in Fig. 2 strichliert eingezeichnet. $R_{EE'}$ und $R_{BB'}$ sind hier als temperaturunabhängig angenommen worden. $\Delta R_{BB'}$ und $\Delta R_{EE'}$ sind Streuwerte der Bahnwiderstände. $R_{CC'}$ wurde nicht berücksichtigt.

Weil zwischen $\Delta U_{E'B'}$, ΔI_B und $(\Delta R_{BB'} + \Delta R_{EE'})$ keine Korrelation vorliegt, können vor einzelnen Summanden in Gl. (3) sowohl positive als auch negative Vorzeichen vorkommen.

Im weiteren werden zunächst die Ursachen für die Streuung des Basisstromes bei konstantem Kollektorstrom sowie Temperatur gesucht.

3. Die äquivalente Toleranzdrift-Stromquelle $[\Delta I_B]_{I_C;T}$ am Eingang eines idealen temperaturunabhängigen Transistors

Für den Basisstrom eines Transistors gilt die Formel [3; 4]:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_N} - \frac{I_{CBS}}{\xi} \quad (4)$$

Hier bedeutet β_N den Stromverstärkungsfaktor des Transistors in der Emitterschaltung, gemessen bei einem Strom I_C . Der Strom I_{CBS} ist der Kurzschlußperrstrom der Kollektor-Basis-Diode. ξ ist gegeben durch [4]:

$$\xi = \frac{\beta_N^* (\beta_I^* + 1)}{1 + \beta_N^* + \beta_I^*} \quad (5)$$

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

607-614

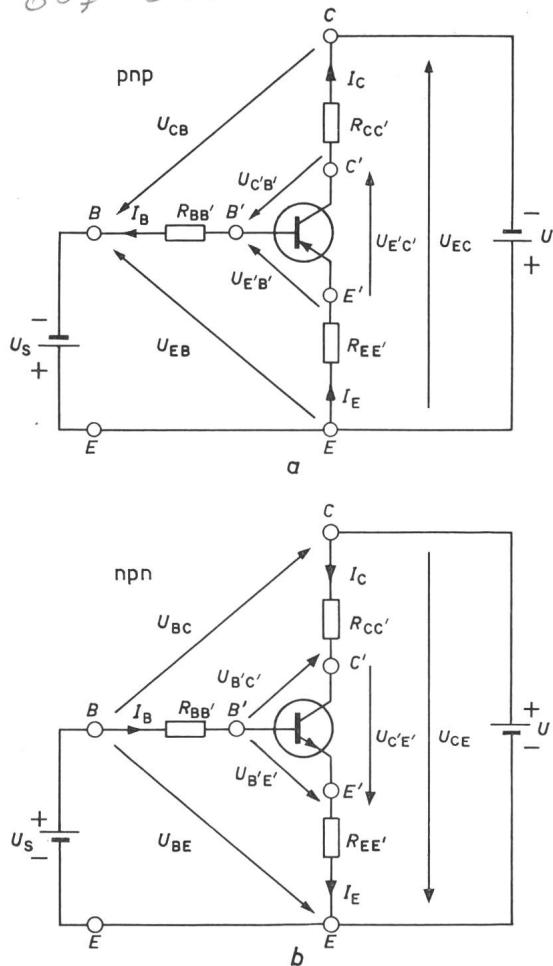


Fig. 1

Darstellung der gewählten positiven Strom- und Spannungsrichtungen

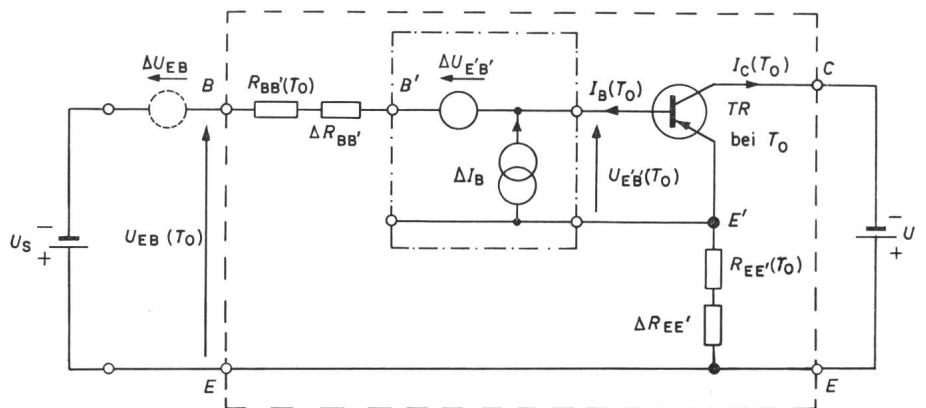
a für pnp-Transistoren, b für npn-Transistoren
 B externer Basisanschluss; B' interner Basisanschluss; C externer Kollektoranschluss; C' interner Kollektoranschluss; E externer Emittteranschluss; E' interner Emittteranschluss; U Speisespannung; U_S Steuer-spannung; U_{CB} externe Kollektor-Basisspannung; U_{EB} externe Emittter-Basisspannung; U_{EC} externe Emittter-Kollektorspannung; U_{C'B'} interne Kollektor-Basisspannung; U_{E'B'} interne Emittter-Basisspannung; U_{E'C'} interne Emittter-Kollektorspannung; I_B Basisstrom; I_C Kollektorstrom; I_E Emittterstrom; R_{BB'} Basis-Bahnwiderstand; R_{CC'} Kollektor-Bahnwiderstand; R_{EE'} Emittter-Bahnwiderstand

β_N^\pm und β_I^\pm bedeuten den normalen bzw. inversen Stromverstärkungsfaktor des Transistors, gemessen bei $I_C \approx I_{CBS}$. Wegen $\beta_N \approx \beta_N^\pm$ und $\beta_I \approx \beta_I^\pm$ bei Ge-Transistoren, findet man dort bei stark unsymmetrischen Exemplaren $\xi \approx 1$. Bei mässig symmetrischen ist $\xi \approx \beta_I^\pm$ und bei symmetrischen $\xi \approx \frac{\beta_N^\pm}{2}$. Si-Transistoren weisen infolge starker Stromabhängigkeit von β_N^\pm und β_I^\pm ein $\xi \leq 1$ auf (β_N^\pm und β_I^\pm sind bei $I_C \approx I_{CBS}$ etwa gleich oder kleiner eins).

Die partielle Differentiation von Gl. (4) liefert mit $dI_C=0$ und $dT=0$:

Fig. 2

Das allgemeine Toleranzdrift-Ersatzschaltbild mit äquivalenten Driftquellen (pnp-Transistor)
 Der Transistor TR ist ein mit Toleranzen nicht veränderlicher idealer Transistor
 T₀ konstante absolute Temperatur
 Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1



$$[dI_B]_{I_C;T} = - \left(\frac{1}{\xi} dI_{CBS} + \frac{I_C}{\beta_N^2} d\beta_N - \frac{I_{CBS}}{\xi^2} d\xi \right) \quad (6)$$

Gl. (6) lautet in Differenzenform:

$$[\Delta I_B]_{I_C;T} = - \left(\frac{1}{\xi} \Delta I_{CBS} + \frac{I_C}{\beta_N^2} \Delta \beta_N - \frac{I_{CBS}}{\xi^2} \Delta \xi \right) \quad (7)$$

In Gl. (7) bedeuten ΔI_{CBS} , $\Delta \beta_N$ und $\Delta \xi$ Streuwerte.

Der Kurzschluss-Sperrstrom I_{CBS} eines Transistors wird vom Hersteller normalerweise nicht angegeben, sondern nur der Leerlauf-Sperrstrom I_{CBO} . Deshalb ist oft von Vorteil, wenn ΔI_B den Strom I_{CBO} enthält. Zwischen dem Strom I_{CBS} und I_{CBO} besteht folgender Zusammenhang [4]:

$$I_{CBS} = \eta I_{CBO} \quad (8)$$

Darin bedeutet:

$$\eta = \frac{(\beta_N^\pm + 1)(\beta_I^\pm + 1)}{1 + \beta_N^\pm + \beta_I^\pm} \quad (9)$$

Durch Differentiation der Gl. (8), sowie aus der Beziehung $\frac{\eta}{\xi} = \frac{\beta_N^\pm + 1}{\beta_N^\pm}$ findet man aus Gl. (7):

$$[\Delta I_B]_{I_C;T} = - \left(\frac{\beta_N^\pm + 1}{\beta_N^\pm} \Delta I_{CBO} + \frac{I_C}{\beta_N^2} \Delta \beta_N - \frac{I_{CBO}}{\beta_N^{\pm 2}} \Delta \beta_N^\pm \right) \quad (10)$$

ΔI_{CBO} , $\Delta \beta_N$ und $\Delta \beta_N^\pm$ sind Streuwerte. Die Gl. (7) und (10) sind somit identisch und gelten für jeden Transistortyp. Bei grundlegenden Untersuchungen ist es vorteilhafter Gl. (7) anzuwenden, weil zwischen I_{CBS} und ξ keine Korrelation vorliegt. Zwischen I_{CBO} und β_N^\pm besteht aber eine Korrelation. Da Gl. (10) jedoch übersichtlicher ist, wird diese in der Praxis oft bevorzugt.

Anhand von Gl. (10) sind kleine I_C/β_N und $\Delta \beta_N/\beta_N$ vorteilhaft.

Dies gilt, falls $I_C \gg I_{CBO}$ bzw. $I_C \gg I_{CBS}$ ist. Streut z. B. β_N eines Transistors im Bereich von 50...150 bei einem Nennwert $\beta_N = 100$ und falls bei $I_C = 1$ mA $I_C \gg I_{CBO}$ ist, so findet man aus Gl. (10):

$$[\Delta I_B]_{I_C;T} \approx |5 \mu A|$$

Die Genauigkeit der Berechnung anhand der Gl. (9) und (10) ist um so grösser, je kleiner $\Delta \beta_N/\beta_N$ ist. Wäre hingegen der Streuwert $\Delta \beta_N$ sehr gross, dann ist es mit $I_C \gg I_{CBO}$ günstiger $[\Delta I_B]_{I_C;T}$ aus Gl. (11) zu bestimmen:

$$[\Delta I_B]_{I_C;T} \approx \frac{I_C}{\beta_{N \min}} - \frac{I_C}{\beta_{N \max}} \quad (11)$$

In Fig. 3 ist die gemessene Streuung von I_C für 100 Si-Transistoren 2N2926 und BCY34 aufgezeichnet. Daraus kann ΔI_B bei $I_C = \text{konst.}$ entnommen werden.

Bei Ge-Transistoren müssen oft auch die Toleranzänderungen von I_{CBO} bzw. I_{CBS} in Betracht gezogen werden.

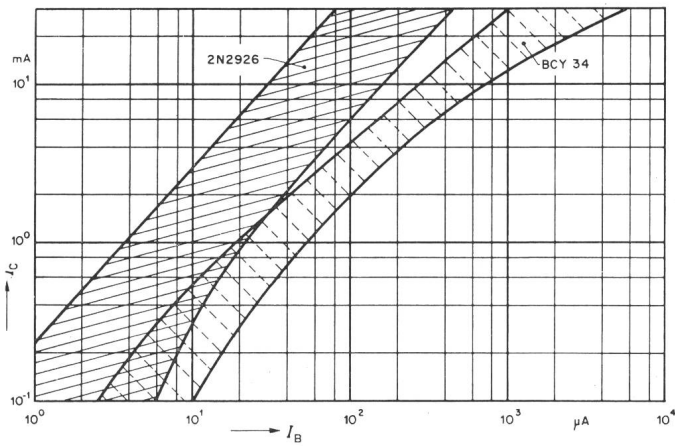


Fig. 3
Gemessene Streuung des Basisstromes I_B bei jeweils konstantem Kollektorstrom I_C für 100 Si-Transistoren 2N2926 und BCY34 U_{CE} bzw. $U_{EC} = 3$ V; Temperatur $\vartheta = 25^\circ\text{C}$

4. Der Basis- und der Emitterbahnwiderstand

Im ersten und zweiten Summanden von Gl. (3) sind $R_{BB'}$ und $R_{EE'}$ bzw. $\Delta R_{BB'}$ und $\Delta R_{EE'}$ enthalten. Die Widerstände $R_{BB'}$ und $R_{EE'}$ sind Materialwiderstände in der Basis bzw. Emitterzone. Ganz allgemein ist $R_{EE'}$ bei Transistoren infolge der starken Dotierung der Emitterzone sehr klein im Vergleich zu $R_{BB'}$. Der Basisbahnwiderstand ist stromabhängig.

Die Abnahme von $R_{BB'}$ mit zunehmendem Kollektorstrom ist auf die Leitfähigkeitsmodulation der Basiszone zurückzuführen. Die verstärkte Injektion der Minoritätsträger aus dem Emitter in die Basis bewirkt wegen der Neutralitätsbedingung eine Erhöhung der Majoritätsträgerkonzentration in der Basis. Dadurch sinkt der Basisbahnwiderstand in der Zone I von Fig. 4. Bei Planartransistoren ist dieser Effekt besonders ausgeprägt, weil dort die Zone I sehr dünn und relativ hochohmig ist.

In Fig. 5 sind gemessene Streuwerte des Basisbahnwiderstandes $R_{BB'}$ für 100 Transistoren 2N2926 angegeben.

5. Die äquivalente Toleranzdrift-Spannungsquelle $[\Delta U_{E'B'}]_{I_C;T}$ am Eingang eines idealen temperaturunabhängigen Transistors

Unter der Annahme der in Fig. 1 dargestellten positiven Strom- und Spannungsrichtungen findet man bei $U_{C'B'} < 0$; $R_{CC'} = 0$ und $|eU_{C'B'}| \gg kT$ (Kollektor-Basisdiode in Sperrrichtung gepolt) für einen PNP (oder NPN) Transistor [4; 3] im beschränkten Strombereich:

$$I_C = \text{konst.} \left(\frac{\beta_N}{\beta_N + 1} \right) T^{r_t} \exp \left[- \frac{\Delta W_i}{kT} \right] \left(\exp \frac{eU_{E'B'}}{kT} \right) \quad (12)$$

$$\frac{kT}{e} = \text{Temperaturspannung } 26 \text{ mV bei } 300^\circ\text{K}$$

Hiebei wurde der Kollektorstrom I_C gross im Vergleich zum Sperrstrom I_{CBS} gewählt. Der Strom I_{CBS} ist der Kurzschlussperrstrom (Sättigungsstrom) der Kollektor-Basisdiode [3; 4].

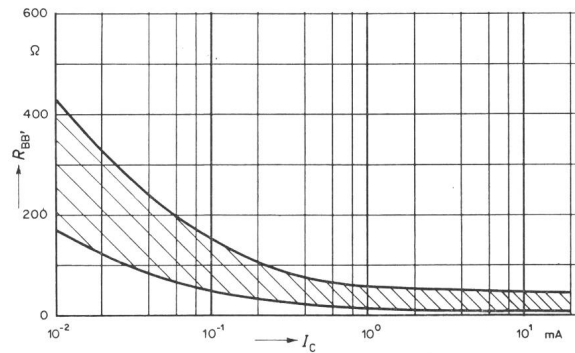


Fig. 5
Gemessene Streuung des Basisbahnwiderstandes $R_{BB'}$ bei verschiedenen Kollektorströmen I_C für 100 Si-Transistoren 2N2926 bei $U_{CE} = 3$ V und Temperatur $\vartheta = 25^\circ\text{C}$

β_N ist der Kurzschluss-Stromverstärkungsfaktor des Transistors in der Emitterschaltung (Normalbetrieb), gemessen beim Strom I_C [3; 4].

T ist die absolute Temperatur und r_t eine Grösse, die je nach Material und Leitfähigkeitstyp bei kleinen Stromdichten einen theoretischen Wert von 1,35...1,85 annehmen kann [5]. In Gl. (12) bezieht sich r_t auf die Emitterdiode. Die Breite des verbotenen Energiebereiches (Ablösearbeit) ΔW_i beträgt bei $T = 300^\circ\text{K}$ etwa 0,67 eV für Ge und 1,1 eV für Si. Zudem ist ΔW_i schwach temperaturabhängig und beträgt für Ge etwa $-0,38 \cdot 10^{-3} \text{ eV}/^\circ\text{K}$ und für Si ungefähr $-0,26 \cdot 10^{-3} \text{ eV}/^\circ\text{K}$. Partielle Differentiation von Gl. (12) sowie deren Auflösung nach $dU_{E'B'}$ liefert mit $dI_C = 0$ und $dT = 0$:

$$[dU_{E'B'}]_{I_C;T} = - \frac{kT}{e} \left(\frac{d\beta_N}{\beta_N^2} + \ln T \right) dr_t \quad (13)$$

oder in Differenzenform:

$$[\Delta U_{E'B'}]_{I_C;T} = - \frac{kT}{e} \left(\frac{\Delta\beta_N}{\beta_N^2} + \ln T \right) \Delta r_t \quad (14)$$

$\Delta\beta_N$ und Δr_t sind Streuwerte hervorgerufen durch Fertigungstoleranzen.

Δr_t lässt sich somit aus Gl. (14), sowie aus dem gemessenen Wert von $[\Delta U_{E'B'}]_{I_C;T}$ bestimmen. Zweckmässigerweise wird dies bei kleinem Kollektorstrom durchgeführt. $[\Delta U_{E'B'}]_{I_C;T}$ ist gemäss Gl. (14) von I_C unabhängig. Dies gilt unter der Vor-

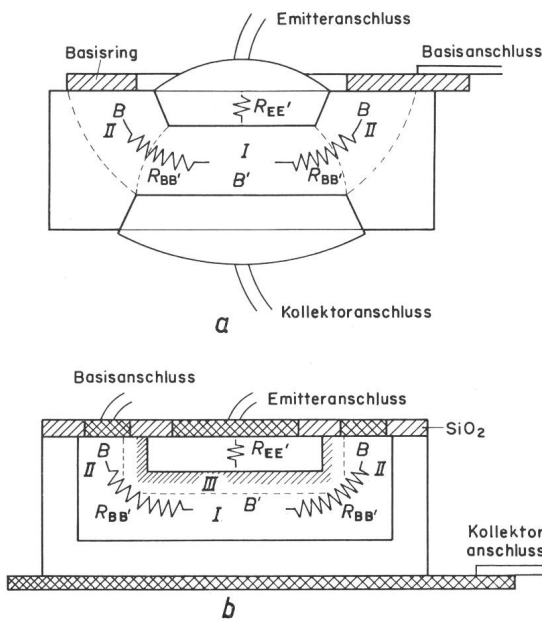


Fig. 4
Schematische Darstellung eines legierten (a) und eines diffundierten Transistors (b)

zwecks angenäherter Deutung des Basisbahnwiderstandes $R_{BB'}$, B externer Basisanschluss; B' interner Basisanschluss; $R_{BB'}$ Basisbahnwiderstand; $R_{EE'}$ Emitter-Bahnwiderstand; I, II, III Basisgebiet

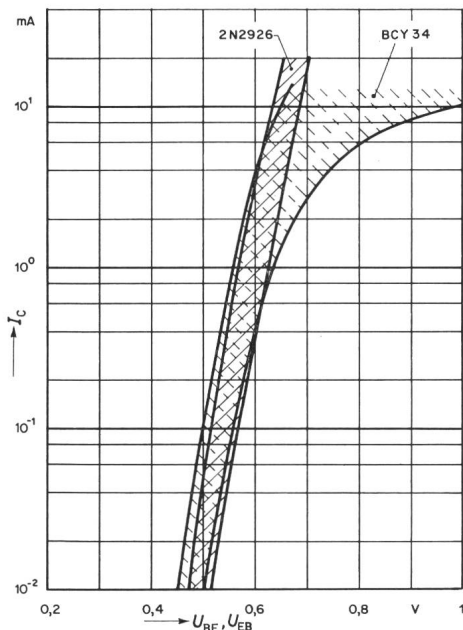


Fig. 6

Gemessene Streuung der Spannung zwischen Basis und Emittor U_{BE} , U_{EB} bei jeweils konstantem Kollektorstrom I_C für 100 Si-Transistoren 2N2926 und BCY34 bei U_{CE} bzw. $U_{EC} = 3$ V und Temperatur $\vartheta = 25^\circ\text{C}$

aussetzung, dass β_N vom Strom I_C unabhängig ist. Zudem ist $[\Delta U_{E'B'}]_{I_C,T}$ bei $\beta_N > 50$ und $d\beta_N/\beta_N \approx 1$ von β_N Streuungen praktisch unabhängig. Der Anteil $\frac{kT}{e} (\ln T) \Delta r_t$ hingegen bei $\Delta r_t = 0,5$ einen theoretischen Streuwert von etwa 74 mV bei 300 °K aufweisen.

In Fig. 6 ist die Streuung von U_{BE} für Transistoren 2N2926 und BCY34 angegeben. Daraus ist deutlich der Vorteil des Planartransistors 2N2926 im Vergleich zum legierten BCY34 zu erkennen.

Die Streuung von U_{BE} ist beim 2N2926 bis etwa 10 mA von I_C unabhängig. Bei einem legierten Si-Transistor BCY54 streut hingegen U_{EB} bei $I_C > 1$ mA im Vergleich zu 2N2926 ziemlich stark. Dies kommt in den beiden ersten Summanden in Gl. (3) zum Ausdruck.

Aus obiger Überlegung geht hervor, dass die Bestimmung von $[\Delta U_{E'B'}]_{I_C,T}$ durch Messung der Streuung von U_{EB} beim Kollektorstrom $I_C \lesssim 1$ mA genügend genau erfolgen kann. In Fig. 7 ist die gemessene Streuung von U_{EB} bei $I_C = 100 \mu\text{A}$ für 100 Transistoren 2N3710 gezeichnet.

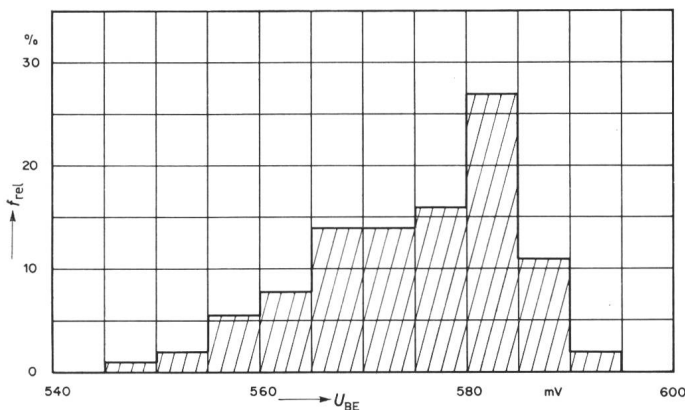


Fig. 7

Streuung von U_{BE} für den Si-Transistor 2N3710 bei 100 Exemplaren
 $U_{CE} = 5$ V; $\vartheta = 25^\circ\text{C}$; $I_C = 100 \mu\text{A} = \text{konst.}$
 f_{rel} relativer Fehler; U_{BE} externe Basis-Emitterspannung

6. Die äquivalente Toleranzdrift-Stromquelle ΔI_C am Ausgang eines Transistors bei konstanter Emittorbasisspannung

Man kann in Analogie zu Gl. (1) bzw. Gl. (2) schreiben

$$I_C(\text{Tot}) = I_C(T_0) + \Delta I_C \quad (15)$$

Die Toleranzänderung des Kollektorstromes des Transistors kann durch eine ideale äquivalente Stromquelle am Ausgang, sowie durch einen mit der Temperatur nicht veränderbaren Transistor bei Temperatur T_0 , dargestellt werden (Fig. 8).

Bei der Berechnung von ΔI_C müssen die Bahnwiderstände $R_{BB'}$ und $R_{EE'}$ in Fig. 1 mit berücksichtigt werden. Zudem müssen $\Delta U_{E'B'}$ und ΔI_B die Variation ΔI_C enthalten. Aus der Differentiation von Gl. (12) und Gl. (4) folgen:

$$\Delta U_{E'B'} = [\Delta U_{E'B'}]_{I_C,T} + \frac{kT}{eI_C} \Delta I_C \quad (16)$$

$$\Delta I_B = [\Delta I_B]_{I_C,T} + \frac{\Delta I_C}{\beta_N} \quad (17)$$

In Analogie zu Gl. (3) gilt:

$$\Delta U_{EB} = [\Delta U_{E'B'}]_{I_C,T} + \frac{kT}{eI_C} \Delta I_C + R_{BB'} \left([\Delta I_B]_{I_C,T} + \frac{\Delta I_C}{\beta_N} \right) + \Delta I_C R_{EE'} \quad (18)$$

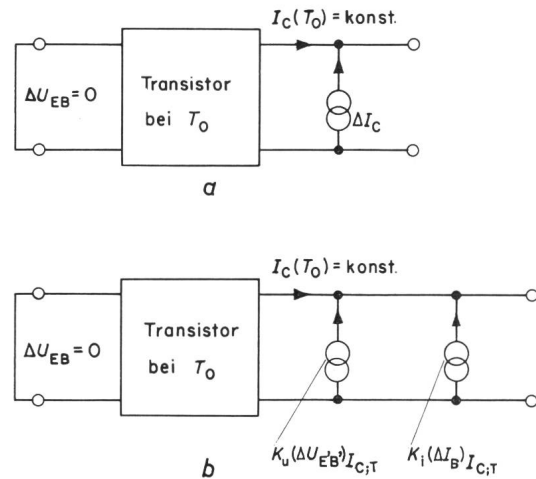


Fig. 8

Darstellung der äquivalenten Toleranzdrift-Stromquelle ΔI_C bei $U_{EB} = \text{konst.}$ (a), sowie deren Komponenten (b) K_u Spannungsfaktor; K_i Stromfaktor; T absolute Temperatur
 Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

Durch Nullsetzen von Gl. (18) und der Auflösung nach ΔI_C folgt:

$$\Delta I_C = K_u [\Delta U_{E'B'}]_{I_C,T} + K_i [\Delta I_B]_{I_C,T} \quad (19)$$

Die äquivalente Stromquelle ΔI_C enthält offenbar zwei Stromkomponenten (Fig. 8):

In Gl. (19) bedeuten:

$$K_u = - \frac{\beta_N}{R_{BB'} + R_{EE'} (\beta_N + 1) + \frac{kT}{eI_C} \beta_N} \quad (20)$$

$$K_i = K_u (R_{EE'} + R_{BB'}) \quad (21)$$

$[\Delta U_{E'B'}]_{I_C,T}$ und $[\Delta I_B]_{I_C,T}$ können den Gl. (14), (7) oder (10) entnommen werden. Man findet dann aus Gl. (19), (20) und (21) mit $R_{BB'} + R_{EE'} = 0$ bei $U_{EB} = \text{konst.}$

$$\Delta I_C = I_C (\ln T) \Delta r_t \quad (22)$$

Zum Schluss sei erwähnt, dass Gl. (19) eine Berechnung von ΔI_C ermöglicht, wenn man in Gl. (20) und (21) statt $R_{EE'}$ und $R_{BB'}$ die Widerstände $R_E + R_{EE'}$ und $R_G + R_{BB'}$ berücksichtigt. Hier bedeuten R_E und R_G Aussenwiderstände in einer Schaltung. Man findet dann aus Gl. (19), (20), (21) für ΔI_C bei $U_{EB} = \text{konst.}$ folgende Extremfälle:

$$\text{a) } (R_G + R_{BB'}) \rightarrow \infty;$$

$$(R_E + R_{EE'}) = 0,$$

daher

$$K_u = 0; K_i = -\frac{1}{\beta_N}$$

$$\Delta I_C = \frac{I_C}{\beta_N} \Delta \beta_N \quad (23)$$

$$\text{b) } (R_G + R_{BB'}) \rightarrow 0;$$

$$(R_E + R_{EE'}) = \infty;$$

daher

$$K_u = 0; K_i = -1$$

und

$$\Delta I_C = \frac{I_C}{\beta_N} \Delta \beta_N \quad (24)$$

Literatur

- [1] *W. Guggenbühl*: Transistoren in Gleichstromverstärkern. Neue Technik 3(1961)1, S. 31...43.
- [2] *M. Milkovič*: Beitrag zur Stabilisierung des Ruhearbeitspunktes einer Transistor-Verstärkerstufe. Landis & Gyr Mitt. 10(1962)1, S. 85...91.
- [3] *M. Milkovič*: Untersuchungen über regenerative Transistor-Niveauschalter, Type N, für kleine Ein- und Ausschalt-niveaus und Hysterese sowie über regenerative «Null»-Niveauschalter. Dissertation der ETH Nr. 3560, Zürich 1964.
- [4] *M. Milkovič*: Über die äquivalenten Temperatur-Driftquellen-Ersatzschaltbilder eines Transistors. Arch. elektr. Übertrag. 20(1966)6, S. 343...352.
- [5] *W. Guggenbühl, M. J. O. Strutt* und *W. Wunderlin*: Halbleiterbauelemente. Band I: Halbleiter und Halbleiterdioden. Birkhäuser Basel 1962.
- [6] *J. G. Linvill* und *J. F. Gibbons*: Transistors and Active Circuits. McGraw-Hill New York 1961.

Adresse des Autors:

Dr. *M. Milkovič*, Zentrallaboratorium der Landis & Gyr AG, 6301 Zug.

Über die Vergleichbarkeit von Koronamessungen an Spitze-Platte-Funkenstrecken in Luft bei Wechselspannung

Von *D. König*, Braunschweig

621.319.51.015.532

Gegenstand der Untersuchungen sind die Einflussgrößen, die für die Vergleichbarkeit und Reproduzierbarkeit von Koronamessungen an Spitze-Platte-Funkenstrecken in Luft bei Wechselspannung von Bedeutung sind. Zunächst wird ein kurzer Überblick über die Existenzbereiche der verschiedenen, möglichen Entladungsformen gegeben und dargelegt, dass für vergleichende quantitative Untersuchungen nur die negativen Koronaimpulse wenig oberhalb der Koronaeinsatzspannung hinreichend eindeutig und reproduzierbar sind. Nach einer Beschreibung der verwendeten Versuchsanordnung wird der Einfluss der Messkreisdaten auf den gemessenen zeitlichen Verlauf der Koronaimpulse untersucht und die Verfälschung der Impulsform durch einen Ankopplungsvierpol mit RC-Verhalten diskutiert. Anschliessend wird der Einfluss der Elektrodenform auf die Amplitude der oszillographierten Koronaimpulse untersucht. Zur Klärung des Einflusses der Beanspruchungsdauer durchgeführte Dauerversuche unter Verwendung von Spitzenelektroden aus verschiedenen Werkstoffen werden beschrieben und diskutiert. Abschliessend wird auf Folgerungen aus den Messergebnissen eingegangen.

L'objet des présentes recherches se rapporte aux grandeurs d'influence importantes au point de vue de la faculté de comparaison et de la reproductibilité des mesures d'effets de couronne des éclateurs disposés pointe contre plaque dans l'air pour tension alternative. L'auteur fournit en premier lieu un aperçu succinct des domaines d'existence des diverses formes de décharge possibles en précisant toutefois, que pour les études quantitatives comparatives seules les impulsions coronaires négatives peu au-dessus de la tension d'amorçage coronaire fournissent un critère précis et reproductible. Après la description des dispositifs d'essai adoptés, l'auteur étudie l'influence des caractéristiques des circuits de mesure par rapport aux variations dans le temps des impulsions coronaires et discute au sujet d'une altération de la forme des impulsions d'un quadripôle de couplage à comportement RC. L'étude se rapporte ensuite à l'influence exercée par la forme des électrodes sur l'amplitude des impulsions coronaires enregistrées par l'oscillographe. L'auteur décrit également des essais de durée lors de l'application d'électrodes à pointes exécutées en matériaux divers, essais servant à préciser l'influence de la durée de charge. L'analyse des conséquences des résultats des mesures termine l'exposé.

1. Einführung

Die Entladungsvorgänge an stark gekrümmten Elektroden in Luft sind bereits Gegenstand zahlreicher experimenteller und theoretischer Untersuchungen gewesen. Als besonders fruchtbar hat sich hierbei die Entdeckung des impulsförmigen Charakters der negativen Gleichspannungskorona im stark inhomogenen Feld einer Spitze-Platte-Funkenstrecke in der Nähe der Einsatzspannung durch *G. W. Trichel* im Jahre 1938 erwiesen [1]¹⁾. Daran anschliessende Arbeiten lieferten dem Gasentladungsphysiker wertvolle Erkenntnisse über den Mechanismus des räumlich-zeitlichen Entladungsaufbaues bei Gleich- und Wechselspannung, dem Hochspannungstechniker Unterlagen für die zweckmässige Ausführung von Hochspannungs-Übertragungsanlagen.

In neuerer Zeit interessieren die impulsförmigen Entladungsvorgänge in einer Spitze-Platte-Funkenstrecke bei

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Wechselspannung auch vom Standpunkt der messtechnischen Erfassung und Bewertung äusserer und innerer Koronaentladungen bei Isolationsprüfungen, insbesondere da die Anordnung Spitze-Platte das Grundelement einer Koronastörstelle für Koronaentladungen in Gasen an Spitzen, scharfen Kanten oder Drähten darstellt [2] und sich als «Korona-normal» (discharge standard) [3] anbietet. Darüber hinaus sind Vorschläge bekannt geworden, mit Hilfe derartiger Funkenstrecken als Pulsgeber das Übertragungsverhalten von Koronaprüfschaltungen zu ermitteln [4; 5].

In diesem Zusammenhang ist der Frage der Vergleichbarkeit und Reproduzierbarkeit von Koronamessungen an Spitze-Platte-Funkenstrecken bei Wechselspannung besondere Beachtung zu schenken. In der vorliegenden Arbeit soll daher aufgezeigt werden, welchen Einfluss Spannungshöhe, Messkreisdaten, Elektrodenform und Beanspruchungsdauer auf den gemessenen zeitlichen Verlauf der Koronaimpulse haben.