

Wissenswertes über Thermistoren



Thermistoren sind Widerstände, deren Wert sich bei steigender Temperatur verringert. Diese Bauelemente werden deshalb auch als Heißeiter oder NTC- (negativer Temperatur-Koeffizient) Widerstände bezeichnet. Äußerlich sind Thermistoren üblichen (Schicht-) Widerständen sehr ähnlich (besonders die der *TNM*-Reihe, Bild 2), ihrem inneren Aufbau nach den von früher bekannten Massewiderständen. Thermistoren bestehen aus gesinterten Oxyden von Nickel und Magnesium mit einigen Zusätzen. Die Temperaturabhängigkeit des Widerstandswerts von Thermistoren ist gegeben durch die Beziehung

$$R_T = r e^{b/T};$$

- R_T – Widerstandswert bei einer bestimmten Temperatur T in Ω ,
- r – Widerstandswert, den der Heißeiter bei der Temperatur $T = \infty$ annehmen würde, in Ω ,
- b – die Energiekonstante des Heißeiters in K,
- T – die absolute Temperatur, bei der sich R_T ergibt, in K.

In Bild 1 ist die Abhängigkeit des Widerstandswerts einer Auswahl von Thermistoren der *TNM*-Reihe von der Temperatur entsprechend [1] grafisch dargestellt. Hierbei ist ein Temperaturbereich bis $500^\circ\text{C} \cong 773\text{ K}$ zugrunde gelegt. Höhere Temperaturen sind auch bei Ausführungen mit Schweißanschluß nicht zulässig. Auch bei dieser Temperatur weist der Widerstandswert noch fallende Tendenz auf, und den endgültigen kleinsten Wert, die Größe r , hat er noch nicht erreicht. Da r nur eine theoretische Größe ist, da $T = \infty$ nicht realisiert werden kann, wird zweckmäßigerweise der Widerstandswert bei $293\text{ K} (\cong 20^\circ\text{C})$ R_{20} als Bezugsgröße gewählt. Der Widerstandswert bei einer bestimmten Temperatur T ergibt sich dann aus

$$T_T = R_{20} e^{[b/T - (b/293\text{ K})]}.$$

Die Kurven für die Temperaturabhängigkeit des Widerstands entsprechend Bild 1 gelten nur dann genau, wenn der durch den Thermistor fließende Strom so klein ist, daß er keine nennenswerte Eigenerwärmung des Bauelements hervorruft. Je nach Bauform (Tabelle 2) liegt diese Grenze bei 0,5 oder 1 mW. Weiter enthält die Tabelle Werte für die Dissipationskonstante δ .

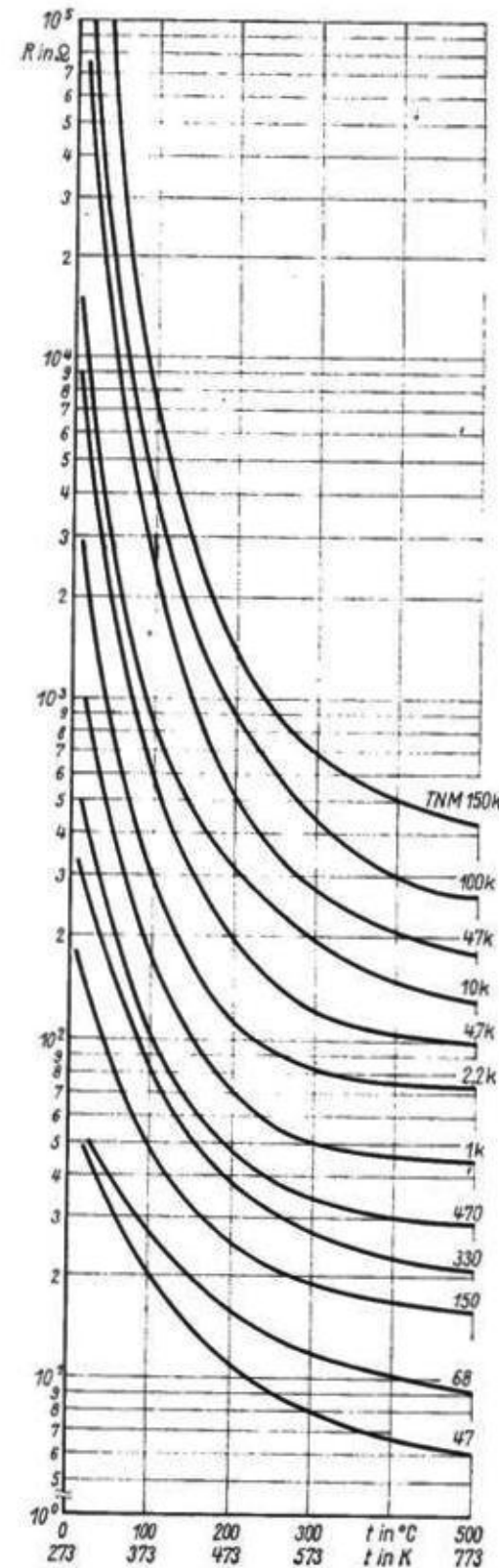


Bild 1
Widerstandswerte
einiger Thermistoren
der *TNM*-Reihe [4]
in Abhängigkeit von der Temperatur
bei vernachlässigbar kleiner
Eigenerwärmung
durch den durchfließenden Strom

Diese gibt an, welche elektrische Leistung nötig ist, um die Temperatur des Thermistors bei ruhender Umgebungsluft um $1\text{ K} (\cong 1^\circ\text{C})$ zu erhöhen.

Bei den meisten Anwendungsfällen werden die *TNM*- und *TNK*-Typen mit sehr kleiner Leistung betrieben, so daß ihr Widerstandswert nur von der Temperatur abhängt und durch Eigenerwärmung nicht verfälscht wird.

In einigen anderen Anwendungsfällen wird dem Thermistor eine bestimmte elektrische Leistung zugeführt, die zu einer definierten Erwärmung führt. Eine Widerstandsänderung ruft dann die Wärmeableitung durch das jeweilige umgebende Medium hervor. Die Widerstandsänderung kann zur Messung der Strömungsgeschwindigkeit des umgebenden Mediums (besonders bei Flüssigkeiten) oder der Dichte (besonders bei Gasen, auch Vakuummessung) ausgenutzt werden. Bild 2 zeigt Kennlinien einer Auswahl von Thermistoren der *TNM*-Reihe, bei denen die Eigenerwärmung berücksichtigt ist. In röhrenbestückten Fernseh- und älteren Allstrom-Rundfunkempfängern wurde die speziell für diesen Zweck ausgelegte *TNA*-Reihe von Thermistoren eingesetzt. Bild 3 zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinien einer Auswahl der in Fernsehempfängern eingesetzten 300-mA-Reihe. Bis zur Grenze $P = 25\text{ mW}$ bzw. 50 mW zeigt die Abhängigkeit des Stromes von der Spannung einen linearen Verlauf wie bei einem üblichen Widerstand. Bei einsetzender Erwärmung infolge des Stromdurchflusses verkleinert sich der Widerstand, die Kennlinie $I = f(U)$ biegt dann ab. Eine relativ kleine Spannungsänderung führt zu einer wesentlich größeren Stromänderung als im linearen Teil. Ist erst ein gewisser Grenzwert überschritten, z. B. $U = 16\text{ V}$ bei dem Typ *TNA 10/300*, so steigt der Strom I bei fallender Spannung U infolge der Erwärmung weiter an und erreicht bei $U = 10\text{ V}$ und $I = 300\text{ mA}$ seinen Nennwert.

Die Kennlinien nach Bild 2 und Bild 3 gelten prinzipiell nur für den jeweiligen thermischen Endzustand, d. h. für den Fall, daß der Thermistor Zeit hatte, die der jeweiligen Leistung entsprechende Endtemperatur anzunehmen. Kurzzeitigen Strom- bzw. Spannungsänderungen gegenüber verhält sich der Thermistor wie ein üblicher Widerstand. Ein Maß für die Zeitabhängigkeit der Erwärmung bzw. der Abkühlung ist die Erholungszeit. Sie gibt an, in welcher Zeit sich das Bauelement von der Nenntemperatur (maximal $423\text{ K} \cong 150^\circ\text{C}$ bei den *TNM*- und *ZNK*-Typen) so weit abkühlt, bis es den halben Nennwiderstandswert aufweist. Diese Zeit hängt wesentlich von der Eigenmasse des Thermistors ab und beträgt bei den *TNM*- und *TNK*-Typen etwa 30 s , bei den wesentlich massigeren *TNA*-Typen 450 s (*TNA 10* bis 15) bzw. 550 s (*TNA 18* bis 30). Die Bezugstemperatur liegt bei den *TNA*-Typen bei $523\text{ K} \cong 250^\circ\text{C}$. Bild 4 zeigt die Bauformen.

Anwendungsbeispiel 1

Stabilisierung des Ruhestroms von Transistorstufen

Einen Transistor kann man sich aus 2 Dioden zusammengesetzt vorstellen (Basis-Kollektor-Diode und Basis-Emitter-Diode), die eine Elektrode, die

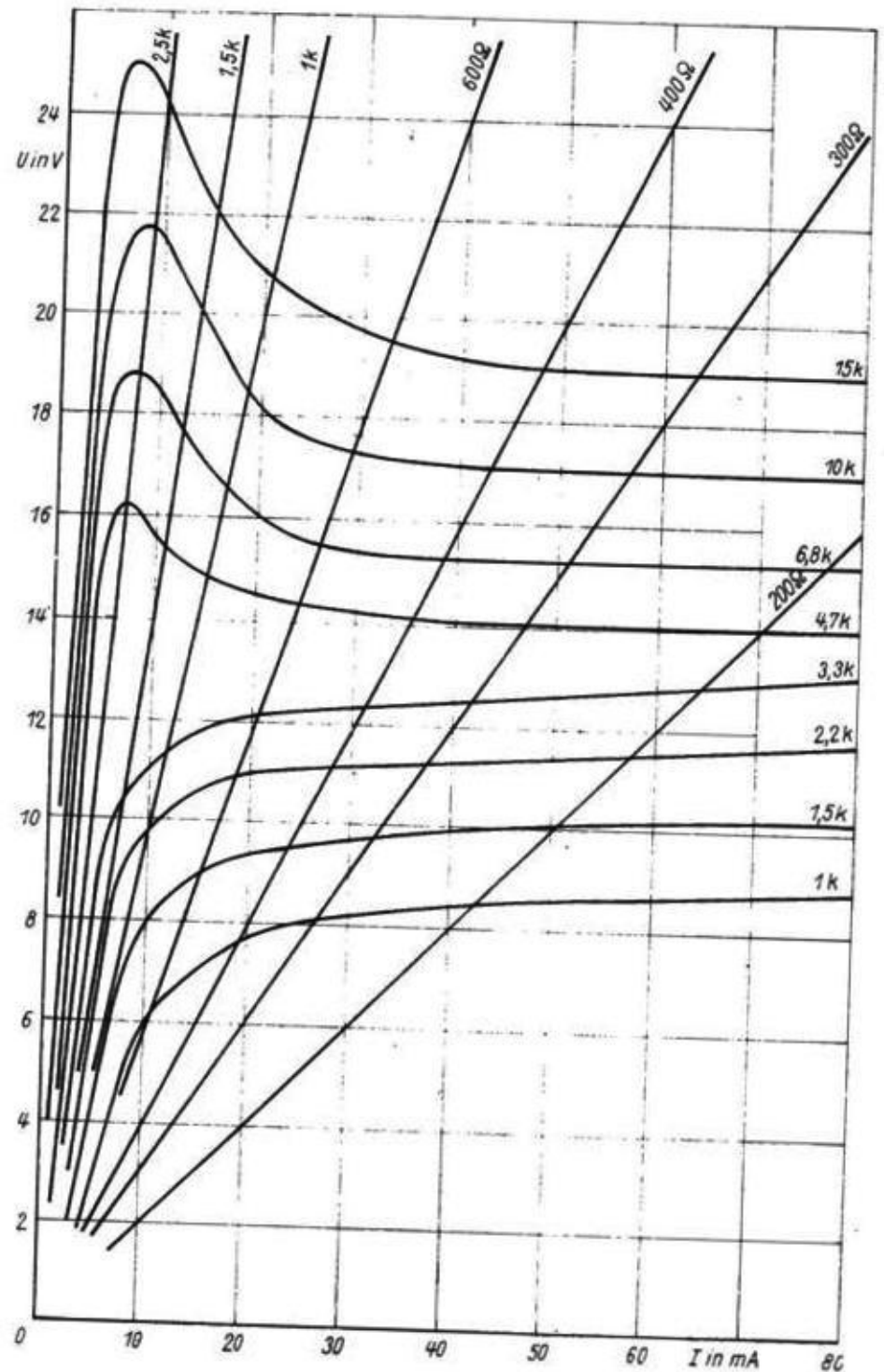


Bild 2 Strom-Spannungs-Kennlinien einiger Thermistoren der *TNM*-Reihe (mit Eigenerwärmung durch den durchfließenden Strom), Temperatur als Parameter

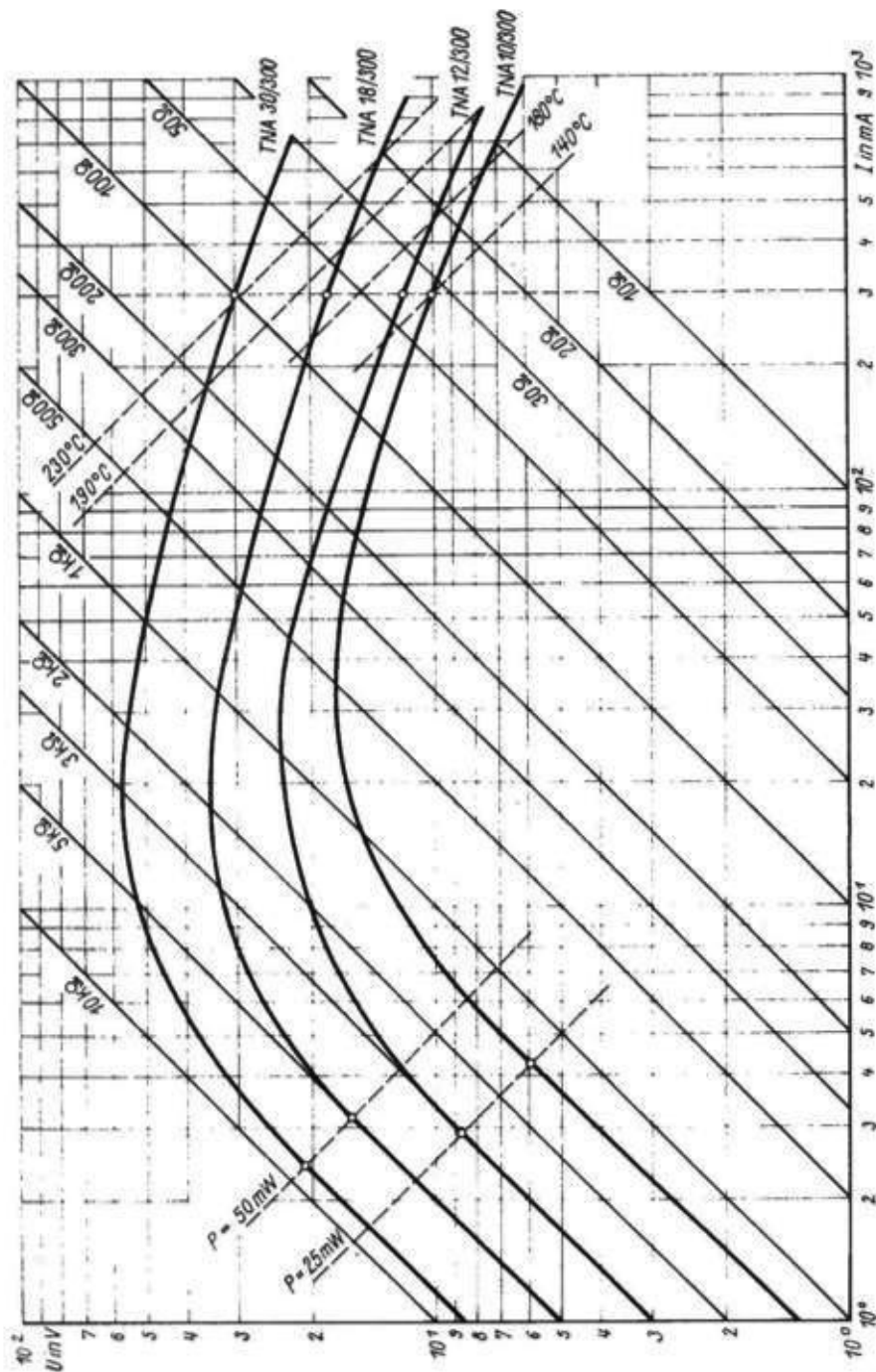


Bild 3 Strom-Spannungs-Kennlinien einiger Thermistoren der TNA-Reihe [2]

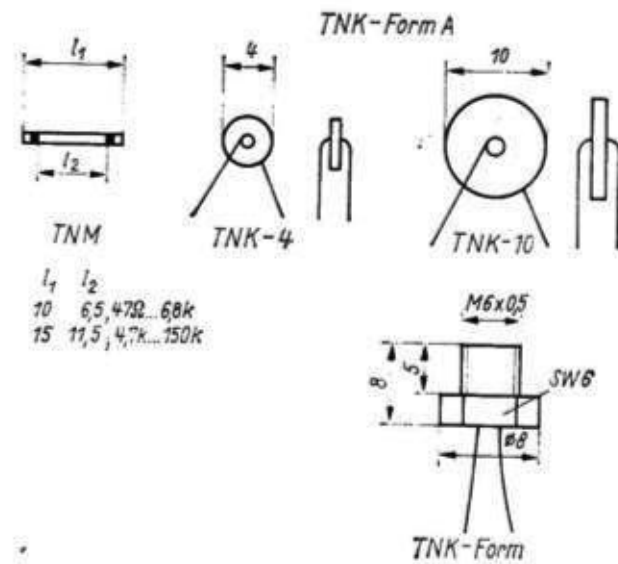


Bild 4 Abmessungen der Thermistoren der TNM- und TNK-Reihe entsprechend [3], [4]

Basis des Transistors, gemeinsam haben. Wird an die Basis-Kollektor-Diode eines Transistors in Sperrichtung eine Spannung angelegt, so fließt bei offenem Emittor der Reststrom I_{CBO} (Bild 5). Mit steigender Temperatur steigt auch dieser Strom an. Bild 5 zeigt die I_{CBO} -Kennlinien (Mittelwerte) eines Germanium-pnp-Transistors GS 121 und eines Silizium-npn-Transistors SS 216 entsprechend [5]. Die jeweils entgegengesetzte Richtung von Strömen bzw. Spannungen bei pnp- und npn-Typen wurde wie auch in Bild 6 durch Betragsstriche berücksichtigt. Der temperaturabhängige Anstieg von I_{CBO} zeigt bei prinzipiell ähnlichem Verlauf einen bei Germanium gegenüber Silizium um etwa 2 Größenordnungen höheren Betrag. Der Kollektor-Emitter-Reststrom bei offener Basis I_{CEO} weist annähernd die gleiche Tendenz auf, liegt jedoch um den Stromverstärkungsfaktor β höher:

$$I_{CEO} \approx I_{CBO} \cdot \beta.$$

Als Folge des Verhaltens des Reststroms ist auch jeder beliebige andere Kollektorstrom temperaturabhängig. Bei einer festen Basis-Emitter-Spannung U_{BE} steigt der Kollektorstrom I_C mit der Temperatur an. Umgekehrt müßte die Basis-Emitter-Spannung mit der Temperatur fallen, damit der Kollektorstrom I_C konstant bleibt. Es besteht ein (reziproker) relativ linearer Zusammenhang zwischen der Sperrschichttemperatur T_j eines Transistors und der Spannung U_{BE} . Bild 6 zeigt diesen Zusammenhang jeweils für einen Ge- und einen Si-Transistor für $I_C = 1 \text{ mA}$ und $I_C = 10 \text{ mA}$. Die Steigung dieser annähernden Geraden wird auch als Temperaturdurchgriff

$$D_T = \frac{\Delta U}{\Delta T}$$

bezeichnet. Dessen Größe hängt vom Kollektorstrom I_C ab. Sie fällt mit steigendem Strom und ist bei Ge-Transistoren größer als bei Si-Typen.

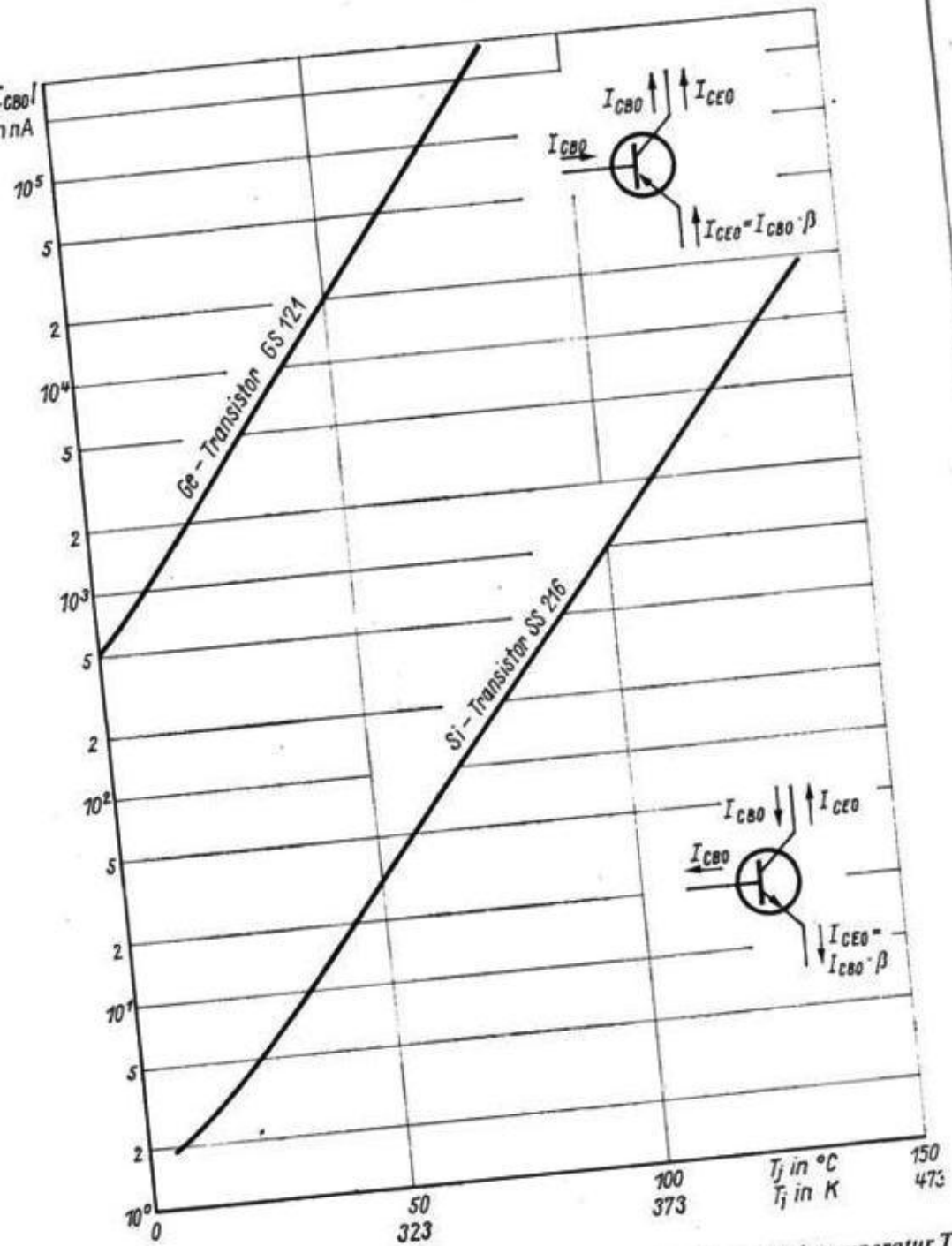


Bild 5 Kollektorreststrom I_{CBO} in Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur T_j für Ge-Transistoren und Si-Transistoren (Mittelwerte)

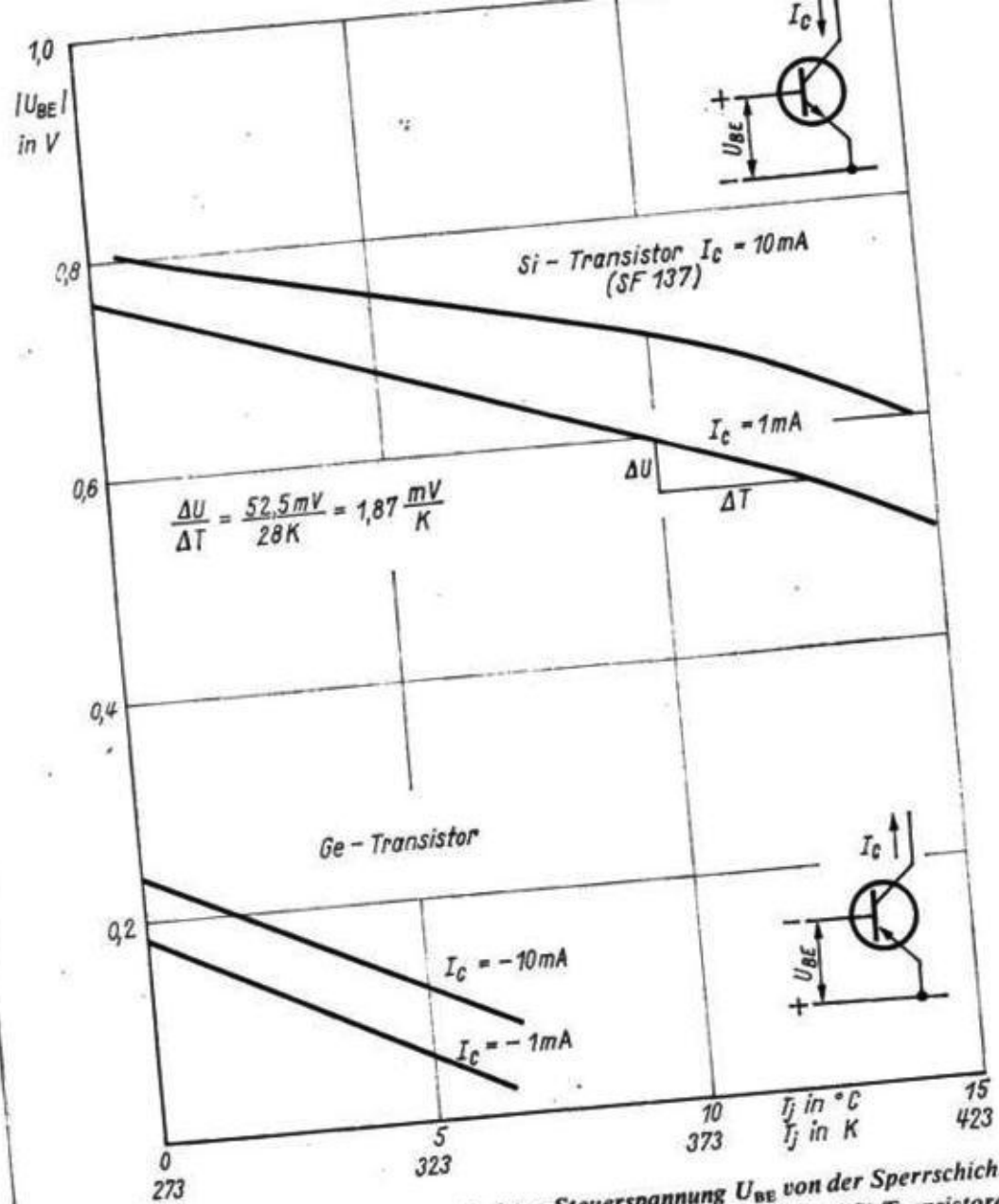


Bild 6 Abhängigkeit der Basis-Emitter-Steuerspannung U_{BE} von der Sperrschichttemperatur T_j bei konstantem Kollektorstrom I_C für Ge- und Si-Transistoren

Bild 7 zeigt die entsprechenden Abhängigkeiten vom Kollektorstrom. Aus Bild 6 geht auch hervor, daß der Temperaturdurchgriff über einen größeren Temperaturbereich konstant ist. Von besonderer Bedeutung ist die Temperaturstabilisierung des Ruhestroms bei Transistorendstufen. Während bei Transistorvorstufen durch geeignete Dimensionierung mit relativ großen Kollektor- und Emitterwider-

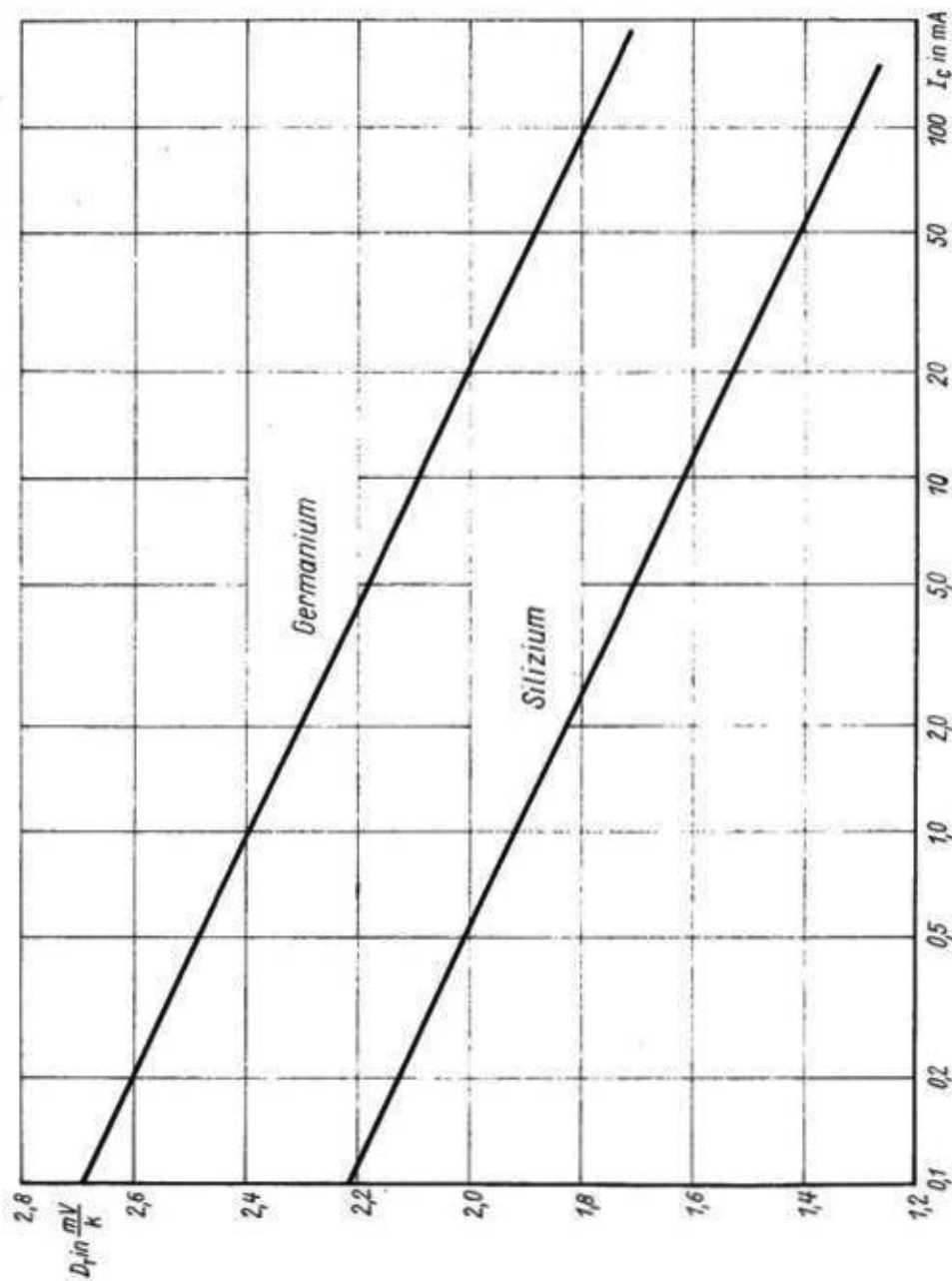


Bild 7
Temperaturdurchgriff
 $D_T = \Delta U_{BE} / \Delta T$ für Ge-
und Si-Transistoren in
Abhängigkeit vom
Kollektorstrom I_C

ständen eine Temperaturstabilisierung vorgenommen werden kann, sind bei Endstufen auf Grund der relativ kleinen Widerstände im Kollektor- und Emitterkreis dafür besondere Maßnahmen erforderlich. Bild 8 zeigt eine herkömmliche Gegentakt-B-Endstufe mit Transformator und Ge-pnp-Transistoren. Die Probleme liegen bei eisenlosen und Endstufen mit Si-Transistoren prinzipiell ähnlich.

Um den Anstieg des Kollektorruehestroms mit der Temperatur zu vermeiden, wird der Basis der Endtransistoren eine mit steigender Temperatur fallende Vorspannung U_{BE} zugeführt. Der Spannungsteiler, der diese Spannung (Bild 8) erzeugt, enthält einen Thermistor R_T , dem zur Linearisierung ein temperaturunabhängiger Widerstand R_3 parallelgeschaltet ist. Ein Thermistor allein zeigt eine zu große und nichtlineare Abhängigkeit des Widerstandswerts von der Temperatur (Bild 1). Ideal wäre ein Bauelement, das genau die gleiche Temperaturabhängigkeit aufweist wie die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} bei konstantem Kollektorstrom (Bild 6).

Bei einer Reihen-Parallel-Schaltung von Thermistor und den Widerständen R_V und R_P entsprechend Bild 9a bzw. der Parallel-Reihen-Schaltung nach Bild 9b läßt sich der Gesamtwiderstand der Schaltung und die Temperaturabhängigkeit in weiten Grenzen variieren. Die Vorausberechnung einer solchen Schaltung ist relativ aufwendig. Die in [6] angegebene relativ übersichtliche Methode gilt aber nur in einem engen Bereich in der Nähe der Bezugstemperatur ($293 \text{ K} \approx 20^\circ\text{C}$), für die die Temperaturkonstante T_K als

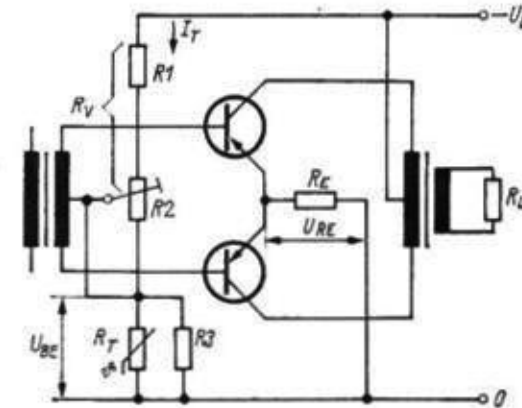


Bild 8
Temperaturkompensation bei einer
Gegentakt-B-Endstufe mit Über-
tragern

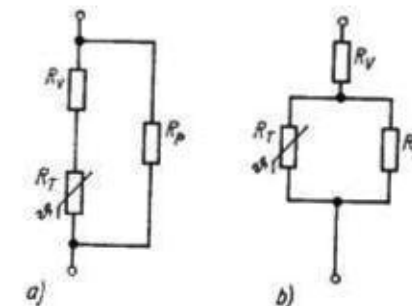


Bild 9
Reihen-Parallel-Schaltung
(Bild 9a) und Parallel-Reihen-
schaltung (Bild 9b) von Thermistor
und Widerständen

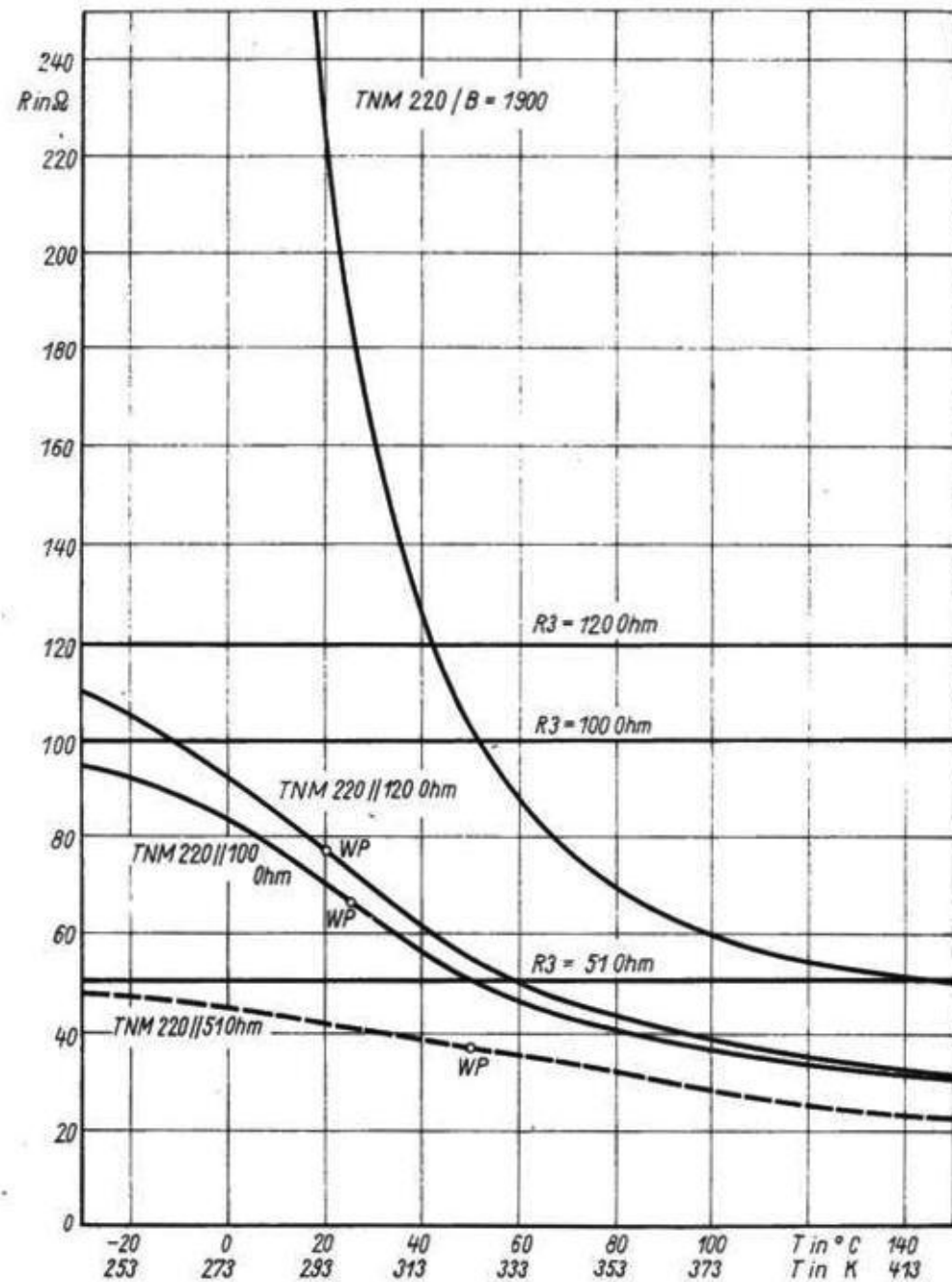


Bild 10 Widerstandswert in Abhängigkeit von der Temperatur für einen Thermistor TNM 220 und für die Parallelschaltungen eines TNM 220 mit Widerständen von 51Ω , 100Ω und 120Ω

Katalogangabe bekannt ist. Andere Methoden sind mathematisch aufwendig und für Amateure nur bedingt geeignet [7], [8]. Eine grafisch-rechnerische Methode findet der Leser in [9].

In den meisten Fällen, in denen der Amateur Halbleiter zur Temperaturstabilisierung von Transistorschaltungen einsetzt, genügt eine überschlägige Bestimmung. Allgemein ist der Thermistor in einer Schaltung ähnlich Bild 8 so zu dimensionieren, daß die an ihm abfallende Steuerwechselspannung klein bleibt, die Verlustleistung nicht zu einer Erwärmung durch den durchfließenden Strom führt ($P_v \leq 0,5$ bzw. 1 mW) und an ihm annähernd die für den Ruhestrom erforderliche Spannung U_{BE} abfällt. Bei Schaltungen mit Ge-Transistoren kommen für R_T Werte von etwa 50Ω bis zu einigen hundert Ohm in Frage, für Schaltungen mit Si-Transistoren (überwiegend eisenlose Endstufen) Werte bis zu einigen Kiloohm.

Bild 10 zeigt die Abhängigkeit bei Parallelschaltungen von Thermistor R_T und unterschiedlichen Größen von Widerständen R_3 (z. B. gestrichelte Linie TNM 220 // 51Ω). Bei sehr niedrigen Temperaturen wird der Widerstandswert des Thermistors sehr groß. Der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung nähert sich der Größe von R_3 . Bei sehr hohen Temperaturen schließt der Halbleiter den Widerstand R_3 nahezu kurz und bestimmt im wesentlichen den Widerstandswert der Parallelschaltung (Bild 10 bei $T = 413 \text{ K}$). Zwischen diesen beiden Extremen, die durch entgegengesetzte Krümmung der Kennlinie der Parallelschaltung gekennzeichnet sind, liegt in der Nähe des Wendepunkts WP der Teil mit der größten Linearität (gut erkennbar an den Kurven, Bild 10). Eine optimale Dimensionierung der Schaltung ist gegeben, wenn der interessierende Temperaturbereich symmetrisch um diesen Wendepunkt liegt.

Der für diese optimale Dimensionierung erforderliche Parallelwiderstand errechnet sich nach [10] aus

$$R_3 = \frac{\frac{B}{T} - 2}{\frac{B}{T} + 2} \cdot R_T;$$

B – Energiekonstante des Thermistors in K (Tabelle 1), T – Temperatur des Thermistors, bei der der Wendepunkt liegen soll, in K , R_T – Widerstand des Thermistors bei der Temperatur T in Ω , R_3 in Ω .

In der Praxis wird der Amateur einen Thermistor-Typ wählen, dessen Nennwert (bei $293 \text{ K} \approx 20^{\circ}\text{C}$) etwa 2- bis 5mal so groß ist wie der vorher überschlägig berechnete Wert der Parallelschaltung R_p . Aus den Kurven (Bild 1) kann der ungefähre Widerstandswert bei der gewünschten mittleren Temperatur (Wendepunkt) ersehen werden. Bei Ge-Transistoren legt man den Wendepunkt zweckmäßigerweise auf $293 \text{ K} \approx 20^{\circ}\text{C}$ und kann auf diese Weise bei der Berechnung von R_3 den Nennwert des Thermistors einsetzen. Als Beispiel (Bild 8) sei R_3 für einen Thermistor TNM 220 für eine mittlere Temperatur von 293 K zu berechnen. Nach Tabelle 1 ist für den TNM 220: $B = 1900 \text{ K}$;

$$R_3 = \frac{\frac{1900}{293} - 2}{\frac{1900}{293} + 2} \cdot 220 = \frac{6,48 - 2}{6,48 + 2} \cdot 220 = 0,541 \cdot 220 = 119,5 \Omega.$$

Der Wert der Parallelschaltung R_p errechnet sich aus

$$R_p = \frac{R_T \cdot R_3}{R_T + R_3},$$

wobei für R_3 ein dem errechneten Wert naheliegender Normwert, im vorliegenden Fall 120Ω , verwendet wird. Aus den Kurven (Bild 1) wird der Widerstandswert für eine zweite Temperatur, etwa 20 oder 30 K höher als der Wendepunkt, ermittelt und auch hierfür die Parallelschaltung berechnet. Für das Beispiel ergeben sich bei $313 \text{ K} \approx 40^\circ\text{C}$

$$R_T \approx 128 \Omega; \quad R_p \approx 61,5 \Omega.$$

Da die Temperaturabhängigkeit der Parallelschaltung in einem Bereich von etwa ± 20 bis 30 K als annähernd linear angesehen werden kann, wird diese mit einer Geraden durch beide Punkte, die man noch um etwa 30 K über den Wendepunkt hinaus verlängert (nach niedrigen Temperaturen hin), hinreichend genau angegeben. Setzt man diese Parallelschaltung in einem Spannungsteiler entsprechend Bild 8 ein, so läßt sich an Hand der Temperaturabhängigkeit des Widerstandswerts auch auf die der Spannung U_{BE} schließen, wobei die Wahl einer geeigneten Größe des Teilerquerstroms I_T wichtig ist. Im vorliegenden Fall erhält man mit $I_T = 2,7 \text{ mA}$

$$\text{bei } T = 293 \text{ K: } U_{BE} = 2,7 \text{ mA} \cdot 77 \Omega = 208 \text{ mV},$$

$$\text{bei } T = 313 \text{ K: } U_{BE} = 2,7 \text{ mA} \cdot 61,5 \Omega = 166 \text{ mV},$$

somit wird

$$\frac{\Delta U}{\Delta T} = \frac{208 \text{ mV} - 166 \text{ mV}}{313 \text{ K} - 293 \text{ K}} = \frac{42 \text{ mV}}{20 \text{ K}} = 2,1 \frac{\text{mV}}{\text{K}}.$$

Wie aus Bild 7 hervorgeht, wäre mit diesem Wert der Ruhestrom eines Ge-Transistors von $I_C = 10 \text{ mA}$ voll temperaturkompensiert. Auf Grund von Streuungen der Transistordaten und eines eventuell kleiner gewünschten Ruhestroms als 10 mA können die sich bei 293 K einstellenden 208 mV etwas zu groß sein. Hier hilft eine geringfügige Verkleinerung von I_T , jedoch bei einer unwesentlichen Verschlechterung der Temperaturkompensation. Andererseits fällt über dem gemeinsamen Emittterwiderstand R_E eine Spannung von üblicherweise 10 bis 50 mV ab, die ebenfalls zur Verkleinerung der zwischen Basis und Emittter wirksamen Spannung führt, die Temperaturkompensation aber nicht beeinflußt.

Anwendungsbeispiel 2

Temperaturstabilisierung bei eisenlosen Endstufen

Bei eisenlosen Endstufen (Bild 11) ergeben sich quantitativ etwas andere Verhältnisse. Zwischen den Basisanschlüssen der Treibertransistoren T2 und T4 wird eine Spannung U_{BB} benötigt, die sich zusammensetzt aus den Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T5, T4 und T2 sowie den Spannungsabfällen über die Emittterwiderstände von T2 und T5. Für Si-Transistoren erhält man für U_{BB} einen Wert von etwa 2,2 V und für Ge-Transistoren von etwa 0,75 V. Auf Grund der Gleichstromkopplung der Gegentaktschaltung ergibt sich näherungsweise auch eine Addition der Temperaturdurchgriffe aller 4 Transistoren (T2 bis T5). Nimmt man einen Ruhestrom für die Leistungstransistoren T3 und T5 von 50 mA und für T2 und T4 von etwa 10 mA an, so erhält man entsprechend Bild 7 bei Si-Transistoren $D_T \approx 1,6 \text{ mV/K}$ für T2 und T4 sowie $D_T \approx 1,4 \text{ mV/K}$ für T3 und T5. Als Summe aller Temperaturdurchgriffe ergibt sich

$$D_T \approx 2 \cdot 1,6 \text{ mV/K} + 2 \cdot 1,4 \text{ mV/K} = 6 \text{ mV/K}.$$

Die entsprechenden Werte für Ge-Transistoren sind

$$D_T \approx 2 \cdot 2,1 + 2 \cdot 1,7 \approx 7,6 \text{ mV/K}.$$

Wählt man für eine Schaltung mit Si-Transistoren den Wendepunkt bei $323 \text{ K} \approx 50^\circ\text{C}$ und einen Thermistor $T_{NM} 1,5 \text{ k}\Omega$, so erhält man nach entsprechender Interpolation aus den Kurven Bild 1 (zwischen $T_{NM} 1 \text{ k}\Omega$

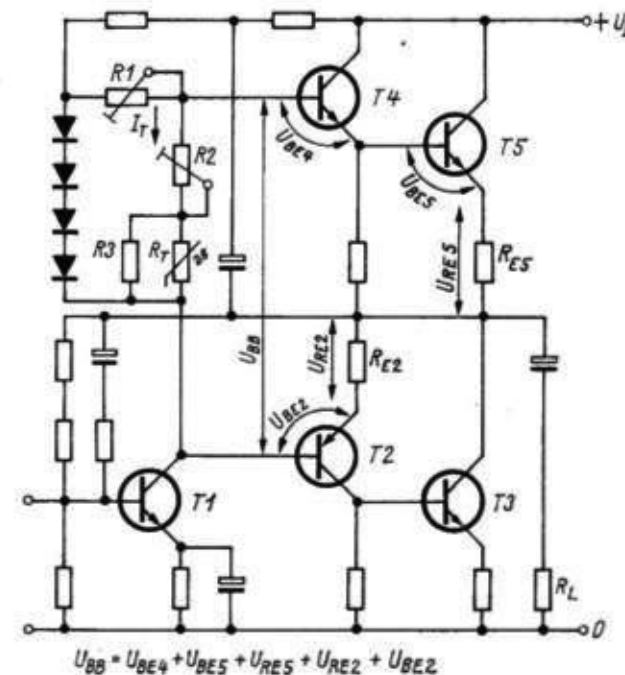


Bild 11
Eisenlose Quasi-Komplementär-Endstufe mit Kennzeichnung der für die Temperaturkompensation des Ruhestroms maßgeblichen elektrischen Größen und Bauteile

und TNM 2,2 k Ω) die Werte R_T bei 323 K etwa 590 Ω , bei 353 K (80°C) etwa 300 Ω . R_3 errechnet sich dann aus

$$R_3 = \frac{\frac{2800}{323} - 2}{\frac{2800}{323} + 2} \cdot 590 = 368 \Omega, \text{ gewählt } 390 \Omega.$$

Die Werte der Parallelschaltung ergeben sich dann zu $R_p = 225 \Omega$ bei 323 K und $R_p = 170 \Omega$ bei 353 K. Bei einem Spannungsteilerquerstrom von $I_T = 3,3$ mA erhält man als Spannungsabfall über der Parallelschaltung

$$\text{für } 323 \text{ K} - \Delta U = 3,3 \text{ mA} \cdot 225 \Omega = 743 \text{ mV},$$

$$\text{für } 353 \text{ K} - \Delta U = 3,3 \text{ mA} \cdot 170 \Omega = 563 \text{ mV},$$

somit wird

$$\frac{\Delta U}{\Delta T} = \frac{743 \text{ mV} - 563 \text{ mV}}{353 \text{ K} - 323 \text{ K}} = \frac{180 \text{ mV}}{30 \text{ K}} = 6 \text{ mV/K}.$$

Zur Einstellung des Ruhestroms bei Raumtemperatur wird eine Spannung U_{BB} von etwa 2,2 V benötigt. Bei 293 K hat der Thermistor seinen Nennwiderstand von 1,5 k Ω . Die Parallelschaltung hat bei dieser Temperatur einen Wert von $R_p = 310 \Omega$. Als Spannungsabfall ΔU ergibt sich dabei $\Delta U = 3,3 \text{ mA} \cdot 310 \Omega = 1023 \text{ mV}$. Da zur Einstellung des Ruhestroms eine Spannung von etwa 2,2 V benötigt wird, muß ein zusätzlicher Widerstand R_2 eingefügt werden, an dem die Differenzspannung U_2 abfällt.

$$U_2 = 2,2 - 1,023 = 1,177 \text{ V}.$$

Somit wird

$$R_2 = \frac{1,177 \text{ V}}{3,3 \text{ mA}} \approx 350 \Omega.$$

Zur genauen Einstellung des Ruhestroms verwendet man zweckmäßig einen Einstellregler 500 Ω .

Man erkennt, daß sich durch eine Änderung des Teilerquerstroms I_T der Temperaturgang der Spannung über der Parallelschaltung von R_T und R_3 variieren läßt. Ein größerer Teilerstrom I_T ergibt bei der gleichen Widerstandskombination auch eine größere Abhängigkeit $\Delta U/\Delta T$, wobei I_T mit R_1 eingestellt werden kann. Der zusätzliche Widerstand R_2 dagegen verschiebt die Spannung U_{BB} und damit den Ruhestrom nur nach oben, ohne das Temperaturverhalten wesentlich zu ändern.

Ein größerer Wert von R_3 führt auch zu einem größeren Betrag von $\Delta U/\Delta T$ und zu einer steileren Kurve entsprechend Bild 10, aber auch zu einem tiefer liegenden Wendepunkt. Umgekehrt ergibt ein kleinerer Wert von R_3 einen Wendepunkt bei höheren Temperaturen, aber auch eine flachere Kurve. Die Parallelschaltung von R_T und R_3 sollte möglichst so

dimensioniert sein, daß ein zusätzlicher (einstellbarer) Widerstand R_2 gebraucht wird. Bei den niedrigen Werten von U_{BE} wird das bei Ge-Transistoren nicht immer möglich sein.

Als Beispiel sei für eine Schaltung mit Ge-Transistoren ähnlich Bild 11 ein Thermistor TNM 680 gewählt. Für R_3 errechnet sich ein Wert von 430 Ω . Der Widerstand der Parallelschaltung R_p beträgt bei 293 K 262 Ω und bei 313 K 186 Ω . Mit einem Teilerstrom von $I_T = 2,9$ mA erhält man die etwa gerade noch zulässige Größe von $U_{BB} = 760 \text{ mV}$. Dabei ergibt sich für $\Delta U/\Delta T = 7,33 \text{ mV/K}$ ein etwas kleinerer Wert. Bei entsprechend höherer, erforderlicher Vorspannung von T5 (Exemplarstreuung) kann auch I_T noch vergrößert werden, wodurch man auch einen günstigeren Wert für $\Delta U/\Delta T$ erhält.

Tabelle 1 Thermistoren der TNM-Reihe (Auszug aus TGL 14281 Bl.04)

TNM-Typ entsprechende Kaltwiderstände bei 20°C (293 K) in Ω	Energiekonstante b in K	Temperaturkonstante T_K bei 20°C (293 K) in %/grad
47	1500	1,7
56	1550	1,8
68	1600	1,9
82	1650	1,9
100	1700	2,0
120	1750	2,0
150	1800	2,1
180	1850	2,1
220	1900	2,2
270	1950	2,3
330	2000	2,4
390	2100	2,5
470	2200	2,6
560	2300	2,7
680	2400	2,8
820	2500	2,9
1 k Ω	2600	3,0
1,2 k Ω	2700	3,1
1,5 k Ω	2800	3,3
1,8 k Ω	2900	3,4
2,2 k Ω	3000	3,5
2,7 k Ω	3100	3,6
3,3 k Ω	3150	3,7
3,9 k Ω	3200	3,7
4,7 k Ω	3250	3,8
5,6 k Ω	3300	3,9
6,8 k Ω	3400	4,0

TNM-Typ entsprechende Kaltwiderstände bei 20°C (293 K) in Ω	Energiekonstante b in K	Temperaturkonstante T_K bei 20°C (293 K) in $\%/grad$
8,2 k Ω	3500	4,1
10 k Ω	3600	4,2
12 k Ω	3700	4,3
15 k Ω	3800	4,4
18 k Ω	3900	4,5
22 k Ω	3950	4,6
27 k Ω	4050	4,7
33 k Ω	4100	4,8
39 k Ω	4200	4,9
47 k Ω	4300	5,0
56 k Ω	4400	5,1
68 k Ω	4500	5,2
82 k Ω	4650	5,4
100 k Ω	4800	5,6
150 k Ω	5000	5,8

Tabelle 2 Eigenschaften der Thermistoren der TNM-Reihe

Form	A	B	C	D
Oberfläche des Thermistors	nicht umhüllt	umhüllt	nicht umhüllt	glasiert
Anschlußdrähte	verzinkt lötlbar		nicht verzinkt, schweißbar	
Temperaturbereich	-65 ... 150°C (208 ... 423 K)		-65 ... 500°C, (208 ... 773 K)	400°C (208 bis 673 K)
Belastbarkeit	1 W		2 W	
Eigenleistung ohne Erwärmung		0,5 mW		
Dissipationskonstante δ		5 mW/K		

Bauform A 4 und B		Bauform A 10	
Kaltwiderstand bei 20°C in Ω	Energiekonstante b in K	Kaltwiderstand bei 20°C in Ω	Energiekonstante b in K
47	2500	1,5	1750
470	3300	4,5	2420
1,5 k Ω	3700	18	3100
10 k Ω	4100	47	3200
		100	3400
		150	3600
		470	3800
		1 k Ω	4000

Tabelle 3 Eigenschaften der Thermistoren der TNK-Reihe

Form	A 4	A 10	B
maximale Betriebstemperatur	120°C (393 K)		80°C (353 K)
Belastbarkeit	0,5 W	1 W	— W
Eigenleistung ohne Erwärmung	0,5 mW	1 mW	— mW
Dissipationskonstante δ	6 mW/K	10 mW/K	7,5 mW/K

Literatur

- [1] VEB Keramische Werke Hermsdorf, Katalog über Halbleiterwiderstände
- [2] TGL 14281 Bl. 02, NTC-Widerstände für Anlaßzwecke, TNA-Reihe
- [3] TGL 14821 Bl. 03, NTC-Widerstände für Kompensationszwecke, TNK-Reihe
- [4] TGL 14281 Bl. 04, NTC-Widerstände für Meßzwecke, TNM-Reihe
- [5] Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Kataloge über Germanium-Transistoren und Silizium-Transistoren
- [6] *Albrecht, H.*: Widerstände mit vorgeschriebenem Temperaturkoeffizienten, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 6, Seite 182 bis 183
- [7] *Ruder, G.*: Temperaturstabilisierung mit Heißeiterwiderständen, radio und fernsehen 13 (1964), Heft 24, Seite 760 bis 761
- [8] *Markow, M.*: Linearisierung von Thermistorkennlinien, radio fernsehen elektronik 19 (1970), Heft 4, Seite 126 bis 130
- [9] *Berger, K.H.*: Dimensionierung von Heißeiterschaltungen, radio fernsehen elektronik 23 (1974), Heft 3, Seite 99 bis 102
- [10] Telefunken-Taschenbuch Röhren, Halbleiterbauteile, Ausgabe 1965, Seite 543 bis 551