

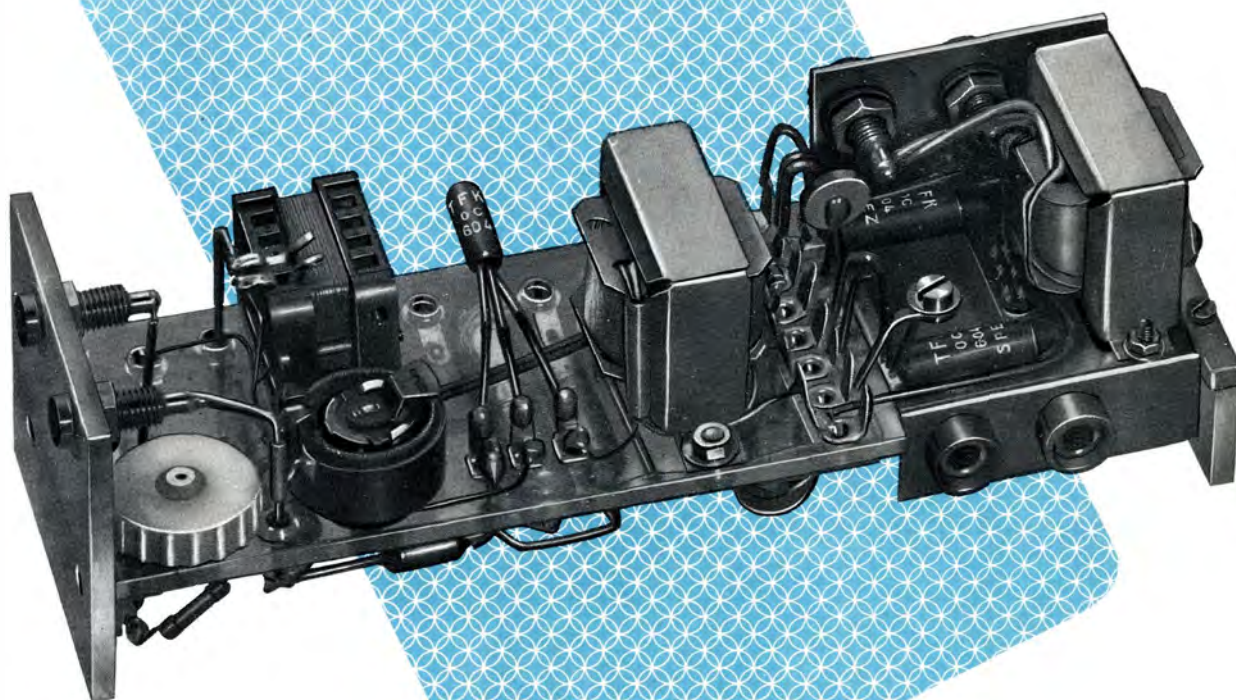
TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

Niederfrequenz-Gegentaktverstärker mit Transistoren

Sprechleistung 530 mW bei einer Betriebsspannung von 6,5 V.

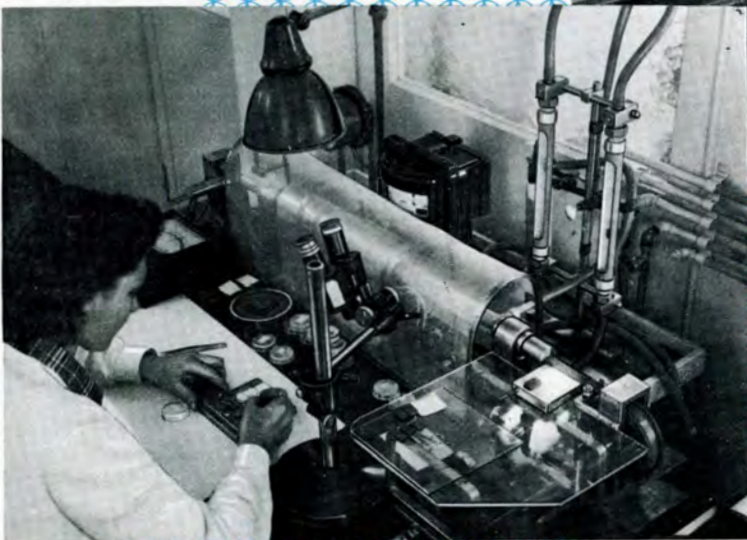


... und so entstehen
TELEFUNKEN-
Transistoren



Im Endprüffeld wird jeder Transistor an Spezialmeßplätzen auf seine elektrischen Kenngrößen untersucht

Teilansicht von Fertigungsräumen für die Serienherstellung von Germaniumdioden und Transistoren



Durchlaufofen für die Einlegierung von Indiumpillen in den Germanium-Kristall



Die vorliegende Mitteilung behandelt einen transistorbestückten Niederfrequenzverstärker für Betriebsspannungen zwischen 4,5 u. 6,5 V, der sich durch einen hohen Wirkungsgrad und sehr gute Tonwiedergabe auszeichnet. Der Verstärker umfasst eine Vorstufe, Treiberstufe genannt, und eine Endstufe in Gegentakt-B-Schaltung, wie Abb. 1 darstellt.

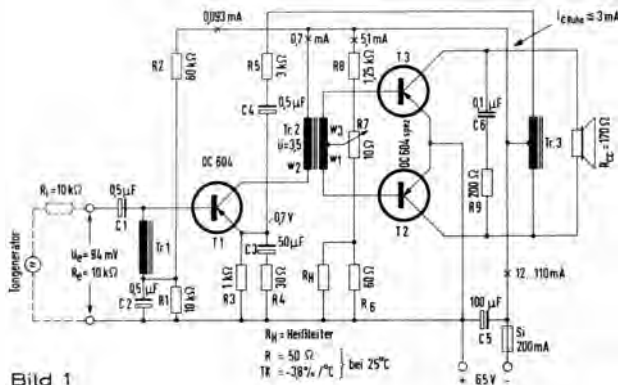


Bild 1

Die Gegentaktendstufe mit 2 x OC 604 spez. arbeitet hinter dem Ausgangsübertrager Tr 3 auf einen Nutzwiderstand von 170 Ohm, an welchem bei 6,5 V-Betrieb wegen der geringen Restspannung der Transistoren max. 9,5 V_{eff} (K = 10 %) liegen können, was einer Ausgangsleistung von 530 mWentspricht. Auf der Primärseite des Transformators Tr₂ werden dabei 1,7 V_{eff} an 4,5 kOhm, also 650 μW, gebraucht.

Zur Erhöhung der Empfindlichkeit des Verstärkers ist ein Transistor T₁ (OC 604, α=50) vor die Endstufe geschaltet. In die Emitterzuleitung dieses Transistors führt eine Gegenkopplungsleitung, welche die Eingangsspannung des Transistors T₁ um den Faktor 3 heraufsetzt (Gegenkopplungsfaktor 3). Der angegebene Verstärker braucht dadurch am Eingang bei Vollaussteuerung eine Eingangsspannung von 84 mV_{eff} an einem Eingangswiderstand von 10kΩ, also 0,7 μW. Die Eingangs-drossel Tr 1 kann auch als Autotransformator ausgeführt werden, mit dem der Eingang des Verstärkers an den Innenwiderstand der Signalquelle angepasst werden kann. Sämtliche Transistoren des Verstärkers sind temperaturstabilisiert, d.h. bei Umgebungstemperaturen unter 45° C ist mit unzulässigen Arbeitspunktwanderungen der Transistoren nicht zu rechnen.

Gegen Spannungsschwankungen ist lediglich die Endstufe empfindlich. Es ist darauf zu achten, daß der angegebene Ruhestrom bei der höchsten Batteriespannung, die im Betrieb vorkommt, also bei 6,5 V, eingestellt wird.

Messwerte

Die Messungen wurden, wenn nicht besonders angegeben, bei einer Umgebungstemperatur von 25° C durchgeführt.

Die Abbildungen 2 bis 5 zeigen für eine mittlere Betriebsspannung von 6 V die erforderliche Eingangsspannung und die Klirrkoeffizienten k₂ und k₃ für vier verschiedene Frequenzen.

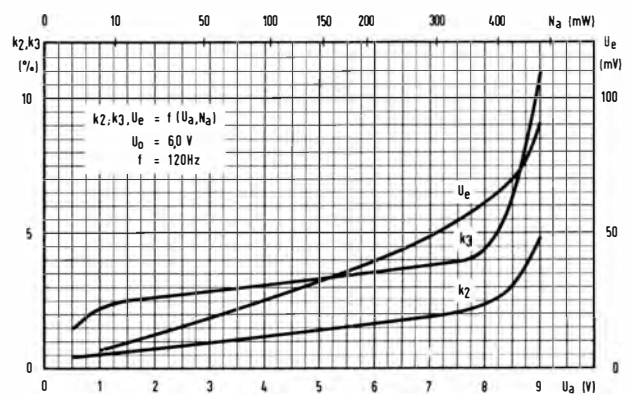


Bild 2

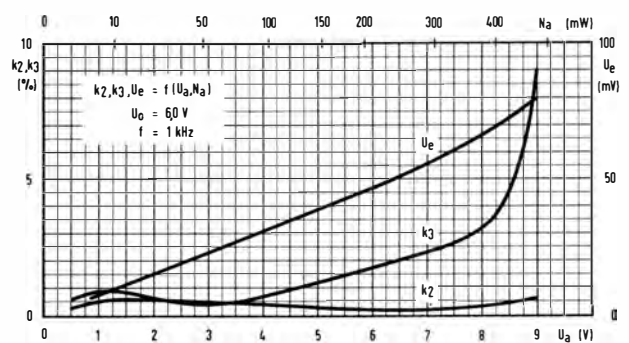


Bild 3

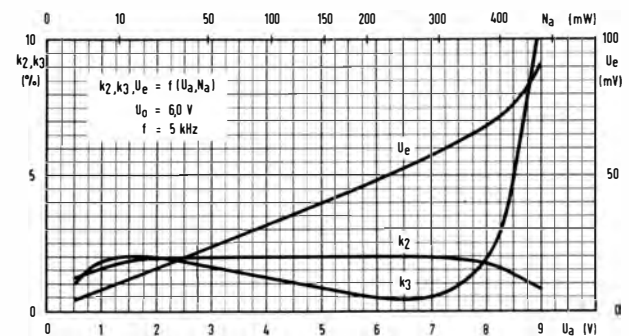


Bild 4

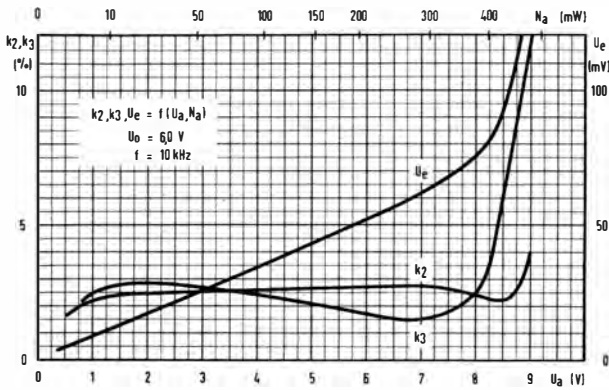


Bild 5

Zu der Bedeutung von k_2 und k_3 ist folgendes zu sagen:

Gibt man auf den Verstärker eine reine Sinusspannung der Gleichung $u_e = U \cdot \sin \omega t$, so ist die Ausgangsspannung des Verstärkers in der Regel durch Nichtlinearitäten der Verstärkerelemente verzerrt. Die verzerrte Ausgangsspannung kann man sich nun zusammengesetzt denken aus der Grundwelle und einer Summe von Oberwellen entsprechend der Gleichung

$$u_a = U_0' + U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots + U_n \sin(n\omega t + \varphi_n) + \dots$$

U_0' ist der Gleichspannungsanteil der Ausgangsspannung, der bei einer mit Sinuston angesteuerten Gegentaktendstufe und bei gepaarten Transistoren praktisch entfällt. Der Ausgangstransformator Tr. 3 wird also nicht durch Gleichstrom vormagnetisiert.

Die Phasenwinkel hängen von der jeweiligen Laufzeit der entsprechenden Oberwelle im Verstärker ab. Sie beeinflussen die Klangfarbe weniger als der Anteil der Oberwellen an der Grundwelle. Aus diesem Grunde werden hier k_2 und k_3 angegeben als das Verhältnis der ersten bzw. zweiten Oberwellenamplitude zur Grundwellenamplitude,

Grundwellenamplitude,

$$\text{also } k_2 = \frac{U_2}{U_1} \text{ und } k_3 = \frac{U_3}{U_1}.$$

Die höheren Harmonischen sind im Vergleich zu k_2 und k_3 vernachlässigbar, so dass der Gesamtklirrfaktor $k = \sqrt{k_2^2 + k_3^2}$ ist. Der Klirrkoeffizient k_2 entsteht durch die exponentielle Kennlinie des Treibertransistors

Tr. 1 bei grosser Aussteuerung und durch Endstufentransistoren, die eine unterschiedliche Stromverstärkung aufweisen. Er ist besonders bei ungepaarten Transistoren erheblich. Durch Vertauschen der beiden Endstufentransistoren kann man den Klirrkoeffizienten k_2 des Treibertransistors unter Umständen bis zu einem gewissen Grad kompensieren. Der Klirrkoeffizient k_3 tritt auf bei der Durchsteuerung symmetrisch zum Arbeitspunkt gekrümmter Kennlinien. Er wird besonders deutlich, wenn beispielsweise der vorliegende B-Verstärker bis ins Restspannungsgebiet hinein übersteuert wird. Eine weitere Ursache für das Auftreten der dritten Harmonischen ist die Abnahme der Stromverstärkung A' mit wachsender Aussteuerung (Abb. 6). Der Klirrkoeffizient k_3 der B-Stufe bleibt ohne Gegenkopplung bis kurz vor Beginn der Übersteuerung unter 6 %.

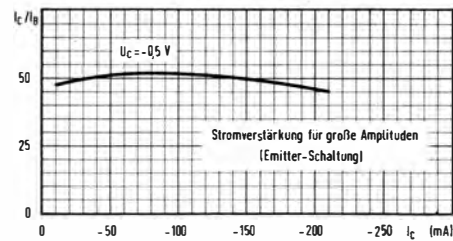


Bild 6

Aus Abb. 7 ist die gesamte Stromaufnahme I_{ges} sowie der Wirkungsgrad η des Verstärkers bei 6 V-Betrieb in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung N_a zu ersehen.

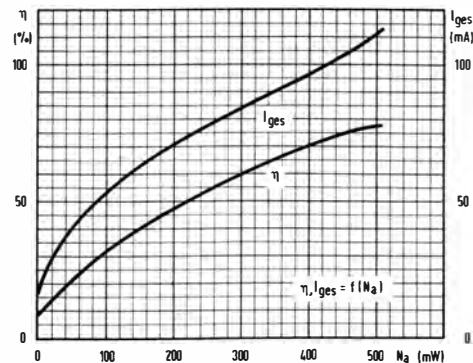


Bild 7

Die Wirkung der Temperaturstabilisierung des Collectorruhestroms der Endstufentransistoren durch den verwendeten Heißleiter R_h zeigt Abb. 8.

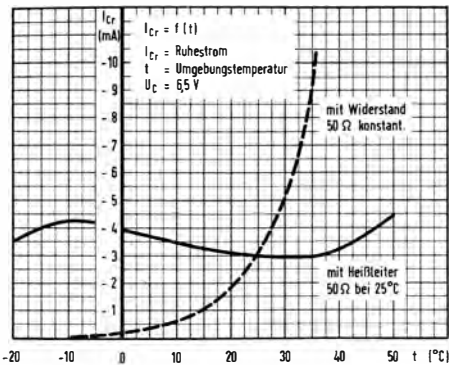


Bild 8

Der Heissleiter ist möglichst in Wärmekontakt mit den Endstufentransistoren zu bringen.

Die folgenden Abb. 9 bis 11 geben das Verhalten des Verstärkers bei verschiedenen Betriebsspannungen wieder.

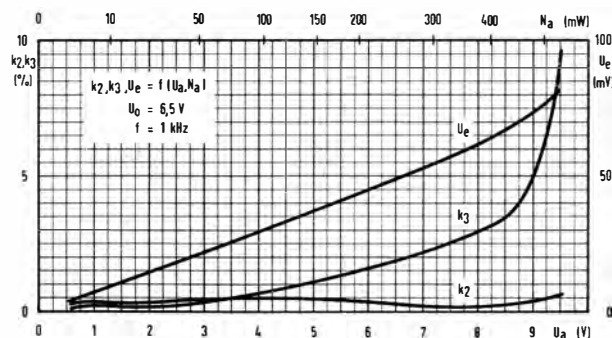


Bild 9

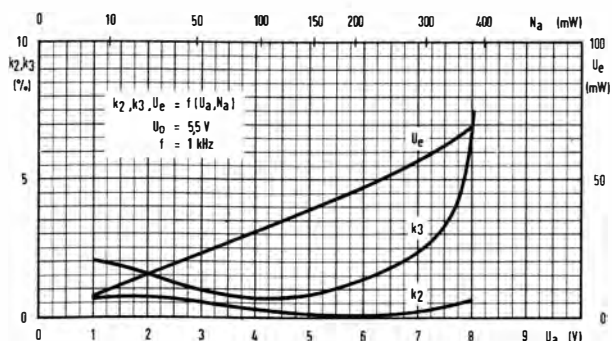


Bild 10

Die Ausgangsleistung nimmt etwa quadratisch mit der Betriebsspannung zu. Der Klirrfaktor bei kleinen Aussteuerungen wächst bei sinkender Betriebsspannung.

Die Ursache für diesen Anstieg der Klirrkoeffizienten ist folgende:

Mit Rücksicht auf die Einhaltung des Grenzwertes der Collectorverlustleistung muss die Schaltung für die höchste vorkommende Batteriespannung - 6,5 V - ausgelegt werden. Bei dieser Spannung werden auch die Arbeitspunkte eingestellt. Nimmt die Betriebsspannung ab, so sinkt der eingestellte Ruhestrom der Transistoren T₂ und T₃ exponentiell ab, die Arbeitspunkte wandern vom B- zum C-Betrieb. Da jedoch die Stufe durch den hohen Innenwiderstand des Transistors T₁ nahezu stromkonstant angesteuert wird, machen sich Verzerrungen erst bei verhältnismäßig niedrigen Betriebsspannungen (unterhalb 5 V) und kleiner Aussteuerung störend bemerkbar - hierzu Abb. 11.

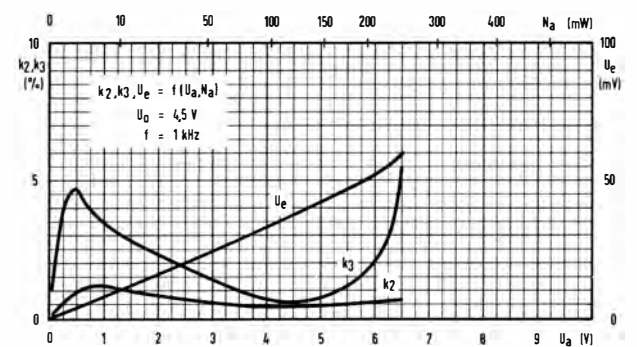


Bild 11

Will man diesen Effekt vermeiden, so muss man die Basisvorspannung unabhängig von der Betriebsspannung machen. Dies kann bis zu einem gewissen Grad durch Einschalten eines Glühlämpchens oder auch der Heizfäden von Batterieröhren anstelle von R_g erreicht werden. Durch den positiven Temperaturkoeffizienten der Glühdrähte würde der Teilerstrom und damit die Basisvorspannung hinreichend konstantgehalten.

Die Berechnung der Widerstände R₆ und R_H erfolgt im nächsten Abschnitt.

Dimensionierung

Für die Berechnung einer betriebssicheren Transistorendstufe ist die Kenntnis der maximal auftretenden Betriebsspannung und der höchsten Umgebungstemperatur, bei der das Gerät noch arbeiten soll, erforderlich. Aus Abb. 12 entnehmen wir z. B. für den OC 604 spez. bei einer maximalen Umgebungs-

temperatur $t_{\max} = 45^\circ\text{C}$ eine maximale Collectorverlustleistung $N_V = 100\text{ mW}$.

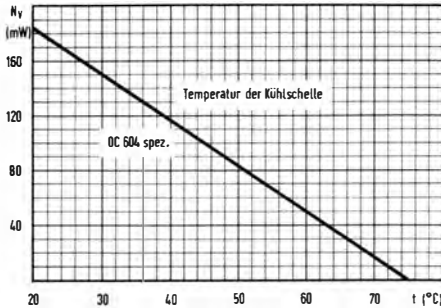


Bild 12

Weiterhin legen wir der Rechnung den ungünstigsten Fall einer Sinusaussteuerung mit ca. $2/3$ der maximalen Aussteuerung zu Grunde, bei welcher im B-Verstärker bekanntlich die Collectorbelastung am grössten ist.

Belastung und Ausgangsleistung der Gegentakt-Endstufe

(Die Erklärung der benutzten Zeichen befindet sich zur besseren Übersicht am Ende der Mitteilung.)

Für $t_{\max} = 45^\circ\text{C}$, $N_V = 100\text{ mW}$ und $U_o = -6,5\text{V}$ gilt:

$$R_C = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{U_o^2}{N_V} = 42\ \Omega \quad (1)$$

$$R_{CC} = 4R_C \approx 170\ \Omega \quad (2)$$

$$I_{Cs\ \max} = \frac{U_o - U_T}{R_C} = -147\text{ mA}; \text{ mit } U_T = -0,3\text{V} \quad (3)$$

$$P_a = \frac{(U_o - U_T)^2}{2R_C} = 460\text{ mW} \quad (4)$$

Durch Aussteuerung der Endstufe bis zu einem zulässigen Klirrfaktor von 10 % lassen sich ca. 20 % mehr Ausgangsleistung erzielen. Um die Nutzleistung zu erhalten, sind dann noch die Übertragerverluste abzuziehen.

$$I_C = \frac{I_{Cs\ \max}}{\pi} = -47\text{ mA}$$

$$U_{\text{ass}} = 4 |U_o - U_T| = 25\text{V}$$

$$u_a\ \text{eff} = \sqrt{2} |U_o - U_T| = 8,8\text{V}$$

(5) Der Eingangswiderstand und die Temperaturstabilisierung der Gegentakt-Endstufe

Aus Abb. 14 entnehmen wir:

Für $I_{Cs\ \max} = -147\text{ mA}$ und $U_C \geq -0,3\text{V}$

(7) wird $U_{BE2} = -0,35\text{V}$; $I_{B2} = -3,5\text{ mA}$

$$R_g = R_{CC} = 170\ \Omega \quad (8)$$

$$C_6 = \frac{20 \cdot 10^{-6}\text{ s}}{R_g} = 0,1\ \mu\text{F}$$

Bemerkungen zu den Gleichungen 1 bis 8:

Die Restspannung U_T hängt nur wenig vom Collectorstrom ab. Ihre Grösse kann aus Abb. 13 entnommen werden.

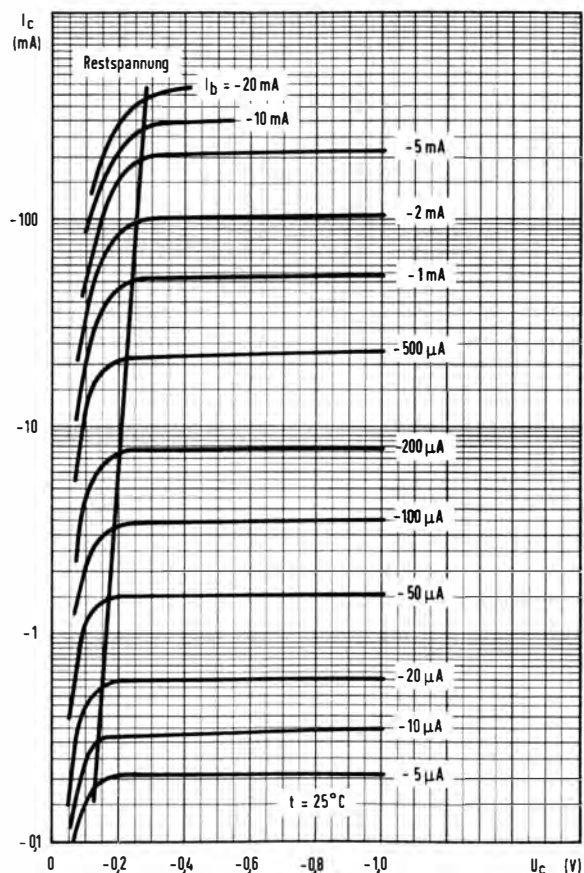


Bild 13

Gl. 8 liefert nur die Grössenordnung von R_g und C_6 , da der Frequenzgang des verwendeten Lautsprechers mitbestimmend ist.



Für $I_{C\text{Ruhe}} = -3\text{mA}$ und $U_C = U_0 = -6,5\text{V}$

wird $U_{BE1} = -0,15\text{V}$, $I_{B1} = -0,1\text{mA}$

Damit wird:

$$\Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1} = -0,2\text{V}$$

$$\Delta I_{BE} = I_{B2} - I_{B1} \approx I_{B2} = -3,5\text{mA}$$

$$R_e \text{ (je Transistor)} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = 57\ \Omega \quad (9)$$

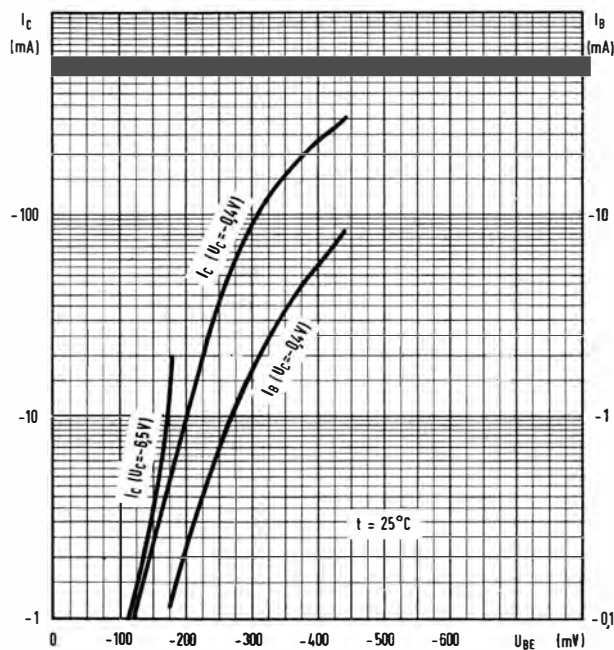


Bild 14

Der Eingangswiderstand hängt stark von der jeweiligen Aussteuerung und von dem Basiswiderstand des Transistors ab, der beim OC 604 spez. in der Größenordnung von 50 Ohm liegt. Wegen der guten Proportionalität zwischen Collectorstrom und Basisstrom beim OC 604 spez. (Abb. 15, $I_C = f(I_B)$) wählen wir eine stromlineare Aussteuerung d.h., wir steuern die Endstufe mit einem gegenüber dem Eingangswiderstand des Transistors hochohmigen Generator aus. Das hat ausserdem den Vorteil, dass die B-Stufe in bezug auf den Arbeitspunkt nicht so empfindlich ist wie eine B-Stufe mit niederohmigem Generator (vgl. Abb. 15, $I_C = f(U_{BE})$). Wegen der ausserordentlich starken Abhän-

gigkeit des Collectorruhestromes von der Umgebungstemperatur (vgl. Abb. 8) ist es dennoch notwendig, den Collectorruhestrom und damit den Arbeitspunkt gegen Temperaturschwankungen zu stabilisieren. Das geschieht dadurch, dass man den Spannungsteiler zur Einstellung des B-Arbeitspunktes durch einen von der Temperatur stark abhängigen Widerstand temperaturabhängig macht.

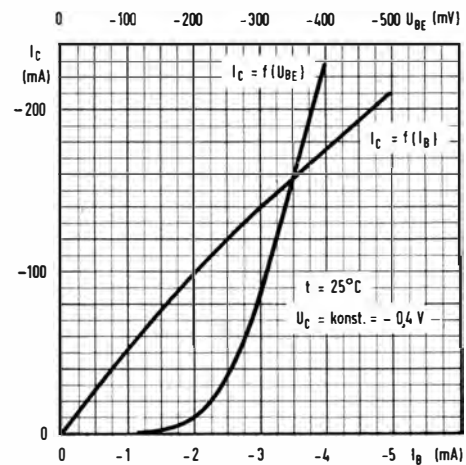
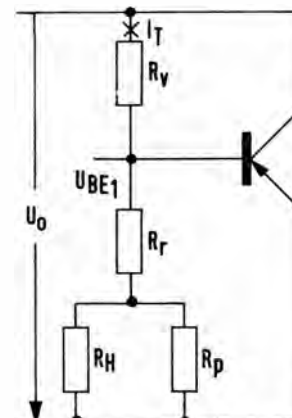


Bild 15

Die Wahl des Teilerstromes erfolgt unter zwei Gesichtspunkten:

- niedrige Teilerwiderstände belasten die Batterie zu sehr,
- hohe Teilerwiderstände setzen die Empfindlichkeit des Verstärkers herab.

Ein günstiger Kompromiß ergibt sich, wenn man den Teilerstrom ein- bis dreimal so groß wie I_{B2} wählt. Für die Berechnung des temperaturabhängigen Spannungsteilers benutzen wir nebenstehende Abbildung.



$$I_T = \frac{U_0 - U_{BE1}}{R_V} \quad (10)$$

Es soll sein $R_H \leq R_e$ also

$$R_H = 50 \Omega \text{ bei } 25^\circ\text{C}$$

$$\frac{1}{R_p} = \sqrt{\frac{0,9 \cdot \text{TK} \cdot I_T}{R_H \cdot D_T}} = \frac{1}{R_H} \quad (11)$$

$$D_T = 2,7 \text{ mV}/^\circ\text{C} \text{ f\u00fcr den OC 604 spez.}$$

$$R_f = \frac{U_{BE1}}{I_T} - \frac{R_p \cdot R_H}{R_p + R_H} \quad (12)$$

$$R_V = \frac{U_0 - U_{BE1}}{I_T} \quad (13)$$

Die Gleichungen 11 und 13 gelten unter der Voraussetzung, dass der Heissleiter nur durch Temperatureinfl\u00fcsse, nicht aber durch den ihn durchfliessenden Strom seinen Wert \u00e4ndert. Diese Bedingung ist wegen der niedrigen den Heissleiter durchfliessenden Str\u00f6me leicht zu erf\u00fcllen.

Wir w\u00e4hlen einen Teilerstrom von rd. 5 mA und finden f\u00fcr einen handels\u00fcblichen Widerstand von $R_V = 1,25 \text{ k}\Omega$ aus Gl. 10 den genauen Wert von I_T mit 5,1 mA.

Damit wird mit einem Heissleiter, der bei 25°C einen Widerstand von 50 Ohm und einen Temperaturkoeffizienten $\text{TK} = -3,8 \text{ } \%/^\circ\text{C}$ besitzt:

$$\frac{1}{R_p} = \sqrt{\frac{0,9(-0,038/^\circ\text{C})(-5,1\text{mA})}{50\Omega \cdot 2,7\text{mV}/^\circ\text{C}}} = \frac{1}{50\Omega}$$

$$R_p = 60 \Omega$$

$$\text{Ferner wird } R_f = \frac{-0,15\text{V}}{-5,1\text{mA}} = 27,3 \Omega = 2,2 \Omega$$

F\u00fcr den speziellen Fall $R_f = 0$ (Einsparung eines Widerstandes) wird

$$R_p = \frac{R_H \cdot D_T}{0,9 \cdot \text{TK} \cdot U_{BE1} - D_T} \text{ und} \quad (14)$$

$$I_T = \frac{(R_p + R_H) U_{BE1}}{R_p \cdot R_H} \text{ ferner} \quad (15)$$

$$R_V = \frac{U_0 - U_{BE1}}{I_T}$$

(I_{B1} ist gegen den gew\u00e4hlten Teilerstrom I_T vernachl\u00e4ssigbar)

F\u00fcr unser Beispiel w\u00fcrde sich mit Gl. 14 ergeben:

$$R_p = \frac{50 \text{ Ohm} \cdot 2,7 \text{ mV}}{0,9 \cdot 0,038 \cdot 150 \text{ mV} - 2,7 \text{ mV}} = 55 \Omega$$

Nach Gl. 14 und 15 wird:

$$I_T = \frac{(55 \Omega + 50 \Omega)(-150 \text{ mV})}{55 \Omega \cdot 50 \Omega} = -5,75 \text{ mA}$$

$$R_V = \frac{(-6,5\text{V}) - (-0,15\text{V})}{-5,75\text{mA}} = 1,1 \text{ k}\Omega$$

Um den Collectorruhestrom genauer einstellen zu k\u00f6nnen, mu\u00df hier R_V ver\u00e4nderbar sein. Die Einstellung des Collectorruhestromes durch R_V hat jedoch den Nachteil, dass die Regelcharakteristik des Spannungsteilers je nach dem erforderlichen Teilerstrom verschieden ausf\u00e4llt.

Die Steuerleistung f\u00fcr die Endstufe

$$I_{Sts} = 1,1 \cdot I_{B2} \approx -4 \text{ mA}$$

$$U_{Sts} = \Delta U_{BE} + I_{Sts} \cdot \left(R_f + \frac{R_{H0} \cdot R_p}{R_{H0} + R_p} \right) \quad (16)$$

$$U_{Sts} = -0,38\text{V} \approx -0,4\text{V}$$

Anmerkung:

$$R_H = 50 \Omega \text{ (bei } 25^\circ\text{C)}$$

$$R_{H0} = 140 \Omega \text{ (bei } 0^\circ\text{C)}$$

Die Endstufe braucht eine um so gr\u00f6\u00dfere Basisspannung f\u00fcr Vollaussteuerung, je niedriger die Umgebungstemperatur ist. Durch Einsetzen von R_{H0} in die Gl. 16 ist gew\u00e4hrleistet, dass der Verst\u00e4rker bei 0°C noch voll angesteuert werden kann.

$$\mathfrak{R}_{St} = \frac{I_{Sts} \cdot U_{Sts}}{2} = 0,8 \text{ mW} \quad (17)$$

Diese Steuerleistung wird also bei 0°C ben\u00f6tigt. Bei 25°C liefert Gl. 17 $\mathfrak{R}_{St} = 0,65 \text{ mW}$.



Der Übertrager der Treiberstufe

Die Sekundärseite des Transformators Tr. 2 ist belastet mit dem Widerstand

$$R_{sek} \approx \frac{U_{Sts}}{I_{Sts}} = \frac{-0,4 \text{ V}}{-4 \text{ mA}} = 100 \Omega \quad \text{je Wicklungshälfte}$$

Seine Grösse und die erforderliche Induktivität für die gewünschte untere Grenzfrequenz bestimmen die Windungszahl der Sekundärwicklung. Ausserdem wird man den Gleichstromwiderstand jeder Wicklungshälfte auf $R = 0,1 \cdot R_{sek}$ beschränken, um die Übertragungsverluste klein zu halten. Das Übersetzungsverhältnis des Übertragers richtet sich nach der auf der Primärseite zur Verfügung stehenden und der auf der Sekundärseite benötigten Wechselspannung.

Es ist

$$U_{as} = |U_0| - |U_{stab}| - |U_r| - \Delta U_{Trafo} = 3,5 \text{ V} \quad (18)$$

$$|U_{stab}| = 0,3 \text{ V} \dots \dots \dots 1 \text{ V}$$

$$|U_r| = 1 \text{ V} \quad (\text{einschl. evtl. Arbeitspunktwanderungen})$$

$$\Delta U_{Trafo} = 1 \text{ V}$$

$$\ddot{u} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{w_2}{w_3} = 0,8 \cdot \frac{U_{as}}{U_{Sts}} = 7 \quad (19)$$

Der Collectorspitzenstrom der Treiberstufe wird

$$I_{Cs} = \frac{|I_{Sts}|}{\ddot{u}} = 0,57 \text{ mA}, \quad (20)$$

so dass wir den Kollektorstrom

$$I_C \cong 1,1 \cdot I_{Cs} \text{ z.B. } I_C = 0,7 \text{ mA} \text{ einstellen mit} \quad (21)$$

$$R_3 = \frac{U_{stab}}{I_C \approx I_E} = \frac{-0,7 \text{ V}}{-0,7 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega, \quad (22)$$

Der auf die Primärseite übersetzte Widerstand $R_{sek} \cdot \ddot{u}^2 \approx 5 \text{ k}\Omega$ ist klein gegenüber dem Innenwiderstand des Transistors, der bei einem Collectorstrom von $0,7 \text{ mA}$ bei $50 \text{ k}\Omega$ liegt. Die stromlineare Aussteuerung wäre damit erfüllt.

Treiberstufe ohne Gegenkopplung ($R_5 = \infty$)

Der Eingangswiderstand lässt sich wie folgt berechnen:

$$R_{eo} = r_B + \left(\frac{U_T}{-I_C} + R_4 \right) \cdot \alpha_E = 4,2 \text{ k}\Omega \quad (23)$$

mit $r_B = 200 \Omega$ für den OC 604
 $\alpha_E = 60$

$$U_T = 26 \text{ mV bei } 25^\circ \text{C}$$

Der Basisspitzenstrom wird:

$$I_{Bs} = \frac{I_{Cs}}{\alpha_E} = 9,5 \mu\text{A} \quad (I_{Cs} \text{ aus Gl. 20}) \quad (24)$$

und die Eingangsspannung

$$U_{eso} = I_{Bs} \cdot R_{eo} = 40 \text{ mV} \quad (25)$$

Treiberstufe mit Gegenkopplung ($R_5 \neq \infty$)

Der Gegenkopplungsgrad $p = \frac{U_{esk}}{U_{eso}}$ sei 2,5
Also $U_{esk} = 100 \text{ mV}$.

Hier wird die Gegenkopplungsspannung vom Collector des Transistors T_3 abgenommen. Folglich ist:

$$U_{ks} = |U_0 - U_r| = 6,2 \text{ V} \quad (26)$$

Wir finden dann für R_5 :

$$R_5 = \frac{(U_{ks} - I_{Cs} \cdot R_4) R_4}{U_{eso} (p - 1)} \approx 3 \text{ k}\Omega \quad (I_{Cs} \text{ aus Gl. 20}) \quad (27)$$

In allen Fällen, wo R_4 nicht sehr viel kleiner als R_5 ist oder R_5 auf einen handelsüblichen Wert aufgerundet wird, empfiehlt es sich, eine Überprüfung der Eingangsspitzenspannung bei Gegenkopplung U_{esk} nach der Gleichung (28) vorzunehmen:

$$U_{esk} = \frac{(U_{ks} - I_{cs} \cdot R_4) R_4}{R_5} + U_{eso} = 100 \text{ mV} \quad (28)$$

Eingangswerte der Treiberstufe

ohne Übersteuerung der Endstufe, also bei $N_d = 460 \text{ mW}$ (vergl. Gl. 4)

$$u_{eff} = \frac{U_{esk}}{\sqrt{2}} = 70 \text{ mV} \quad (29)$$

$$I_{Bs} = 9,5 \text{ } \mu\text{A}$$

$$R_e = \frac{U_{esk}}{I_{Bs}} = 10 \text{ k}\Omega \quad (30)$$

$$R_e = \frac{U_{esk} \cdot I_{Bs}}{2} = 0,48 \text{ } \mu\text{W} \quad (31)$$

Ferner soll sein:

$$C_1 = C_2 \cong \frac{2}{\omega R_e} = 0,32 \text{ } \mu\text{F} \quad (32)$$

(für eine untere Grenzfrequenz $f_u = 100 \text{ Hz}$)

$$C_3 = \frac{1}{\omega R_4} = 50 \text{ } \mu\text{F} \quad (33a)$$

$$C_4 = \frac{1}{\omega R_5} = 0,5 \text{ } \mu\text{F} \quad (33b)$$

Temperaturstabilisierung der Treiberstufe

Der Emitterstrom möge sich bei einer Temperaturänderung $\Delta t = 25^\circ \text{ C}$ ($t_1 = 20^\circ \text{ C}$, $t_2 = 45^\circ \text{ C}$) um $0,2 \text{ mA}$ ändern dürfen. Diese Emitterstromänderung entspricht einer Collectorspannungsänderung von $0,2 \text{ mA} \cdot (R_3 + R_{Traf}) \approx 0,3 \text{ V}$. Die Basisstromänderung betrage dabei $10 \text{ } \mu\text{A}$ (vergl. Abb. 16 Temperatur-Kennlinienfeld des OC 604). Für den Teilerwiderstand $R_1 \parallel R_2 \approx R_1$ findet man dann:

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cong \frac{R_3 \cdot \frac{\Delta I_E - D_T}{\Delta I_B}}{\Delta t} = 13 \text{ k}\Omega \quad (34)$$

Der Wert von R_1 wurde auf $10 \text{ k}\Omega$ abgerundet.

Nun findet man R_2 aus der Gleichung:

$$R_2 = \frac{U_0 - U_B}{\frac{U_B}{R_1} + I_B} = 60 \text{ k}\Omega \quad (35)$$

Die Basisspannung wurde dabei mit $U_B = U_{stab} + U_{BE} = -0,85 \text{ V}$ und der Basisstrom mit $10 \text{ } \mu\text{A}$ eingesetzt.

Will man die bestmögliche Anpassung an den gesamten Eingangswiderstand des Transistors erreichen, so muß man die Basisgleichspannung über eine Drossel zuführen, die - mit entsprechenden Anzapfungen versehen - als Autotransformator es gestattet, den Eingangswiderstand quadratisch, die Eingangsspannung jedoch nur linear mit dem Übersetzungsverhältnis hinaufzutransformieren, wodurch der Verstärker unmittelbar an einen hochohmigen Tonabnehmer angeschlossen werden kann.

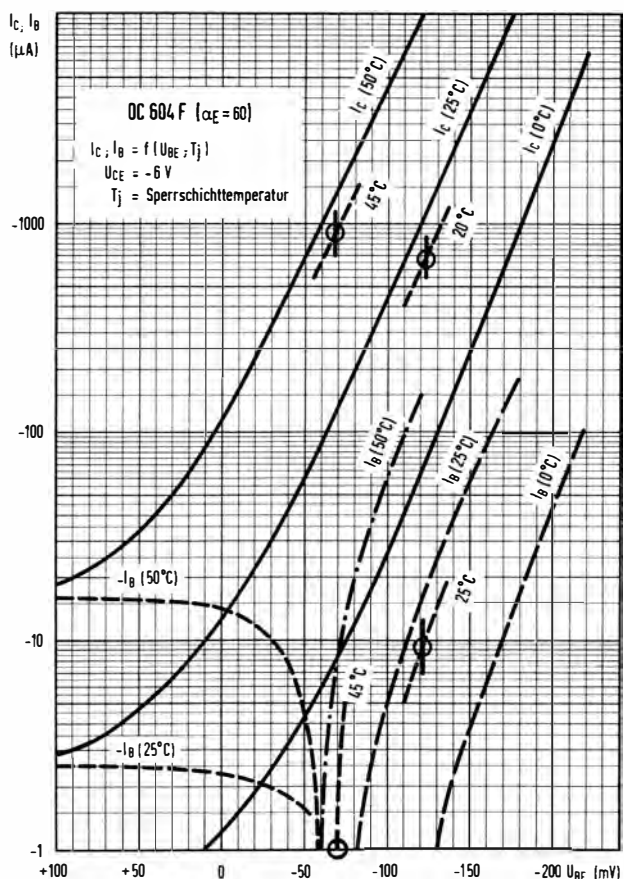


Bild 16



Schaltteilliste zu Bild 1

C ₁ , C ₂ , C ₄	Elektrolytkondensatoren	0,5	μF	12/15	V
C ₃	Elektrolytkondensator	50	μF	3	V
C ₅	Elektrolytkondensator	100	μF	12/15	V
C ₆	Papierkondensator	0,1	μF	---	
R ₁	Schichtwiderstand	10	kOhm	0,1	W
R ₂	Schichtwiderstand	60	kOhm	0,1	W
R ₃	Schichtwiderstand	1	kOhm	0,1	W
R ₄	Schichtwiderstand	30	Ohm	0,1	W
R ₅	Schichtwiderstand	3	kOhm	0,1	W
R ₆	Schichtwiderstand	60	Ohm	0,1	W
R ₈	Schichtwiderstand	1,25	kOhm	0,1	W
R ₉	Schichtwiderstand	200	Ohm	0,25	W
R ₇	Einstellpotentiometer	10	Ohm		
R _H	Heissleiter, R _{25°C} = 50 Ohm, TK _{25°C} = -3,8 % / °C z. B. Valvo NTC-Widerstand B 832001 P/50 E				
Si	Sicherung	200	mA		

Tr.1 Eingangsdrossel

Bleche M 20, M 1040, $\mu_5 \approx 20\ 000$, 0,1 mm stark,
wechselseitig geschichtet.
2000 Windungen 0,06 CuL,
Isolation nicht erforderlich.

Tr.2 Übertrager der Treiberstufe

Bleche: EI 30, 3601 K 1, $\mu_{20} \approx 2000$, 0,35 mm stark,
wechselseitig geschichtet.
w₁ = 243 Windungen 0,2 CuL
w₂ = 1700 Windungen 0,07 CuL
w₃ = 243 Windungen 0,2 CuL
Isolation
Wicklungsisolation: 1 x 0,06 Ölpapier
Lagenisolation: w₁ keine
w₂ jede 5. Lage 1 x 0,03 Ölpapier

Tr.3 Ausgangsdrossel

Bleche: EI 30, 3601 K 1, $\mu_{20} \approx 2000$, 0,35 mm stark,
wechselseitig geschichtet.
280 Windungen 0,35 CuL,
Anzapf bei 140 Windungen,
Isolation nicht erforderlich.

Zeichenerklärung

N_v	= Collectorverlustleistung
U_o	= maximale Betriebsspannung
R_C	= Collectoraussenwiderstand je Transistor
$I_{C_s \max}$	= max. Collectorspitzenstrom
U_r	= Collectorrestspannung bei $I_{C_s \max}$
\mathcal{P}_a	= Ausgangsleistung für beide Transistoren der B-Schaltung
I_C	= Collectorgleichstrom je Transistor
U_{ass}	= Spitzenspannung zwischen den Collectoren
$U_a \text{ eff}$	= Effektivspannung zwischen den Collectoren
U_{BE}	= Spannung zwischen Basis und Emitter
R_e	= Eingangswiderstand
i_T	= Teilerstrom
D_T	= Temperaturdurchgriff = $\left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta t}\right) I_C = \text{konst.}$
TK	= Temperaturkoeffizient des Heissleiters
R_{Ho}	= Widerstand des Heissleiters bei 0°C
$I_{St s}$	= Spitzenwert des Steuerstromes
U_{as}	= Spitzenspannung, die auf der Primärseite des Trafos Tr 2 zur Verfügung steht
U_{stab}	= Stabilisierungsspannung am Emitterwiderstand R_3
ΔU_{Trafo}	= Spannungsabfall durch den Collectorruhestrom im Übertrager Tr 2
$U_{eo}; U_{eo}$	= Eingangswerte ohne Gegenkopplung
r_B	= Basiswiderstand
U_T	= Temperaturspannung = $\frac{kT}{e} = 26 \text{ mV}$ bei $t = 25^\circ\text{C} = 298^\circ\text{K}$ k = Boltzmannsche Konstante T = absolute Temperatur e = Elementarladung
U_{eso}	= Spitzenwert der Eingangsspannung ohne Gegenkopplung
U_{esk}	= Spitzenwert der Eingangsspannung bei Gegenkopplung
U_{Ks}	= Spitzenwert der Gegenkopplungsspannung
$\frac{\Delta I_C}{\Delta t}$	= zugelassene Collectorstromänderung im verlangten Temperaturbereich $\Delta t = t_2 - t_1$
$\frac{\Delta I_B}{\Delta t}$	= auftretende Basisstromänderung im Temperaturbereich $\Delta t = t_2 - t_1$
α_E	= $\left(\frac{\alpha I_C}{\alpha I_B}\right) U_C = \text{Konst.}$ = Stromverstärkungsfaktor des Transistors in Emitterschaltung
U_B	= Spannung zwischen Basis und positivem Batteriepol

Übersicht über die bisher herausgegebenen Telefunken-Röhrenmitteilungen für die Industrie gibt Ihnen das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit vom technischen Kundendienst der TELEFUNKEN GmbH., Röhrenvertrieb Ulm-Donau, Söflinger Str. 100, nachgefordert werden.

Diese Mitteilung dient nur zu Ihrer Information. Nachdruck (auch auszugsweise) bedarf unserer Zustimmung. Lizenz- und Schutzrechtsfragen liegen außerhalb dieser techn. Information.

