

Bild 2: Kühlkörper als Baustein im RFT-Baukastensystem (Einbau: liegend - Rippen senkrecht)

Bei Transistorgehäusen der Größe TO-3 (z. B. Transistoren vom Typ OC 26) ist der mittlere Wert $R_{thG-K} < 0,3 \text{ grad/W}$, der ausschließlich vom Wärmekontakt zwischen Transistor und Kühlkörper abhängt. Mit dem entwickelten Kühlkörper wurde bei Betrieb in ruhender Luft (freie Konvektion) in jeder der zwei Einbaulagen (stehend - Rippen nach oben, und liegend - Rippen senkrecht) ein Widerstand $R_{thK-L} < 1,2 \text{ grad/W}$ erzielt. Aus Gleichung 1 erhält man damit für den äußeren Widerstand $R_{tha} < 1,5 \text{ grad/W}$.

Größere Verlustleistungen sind mit forcierter Kühlung erreichbar. Bei einer Kühlluftgeschwindigkeit $v_L = 2,5 \text{ m/s}$ verringert sich der äußere Widerstand R_{tha} auf $R_{tha}^* < 0,6 \text{ grad/W}$.

Aus Bild 3 sind die mit diesen Widerständen erreichbaren maximalen Verlustleistungen für verschiedene Transistoren als Funktion der Umgebungstemperatur ϑ_u bei ruhender Luft und einer Luftgeschwindigkeit $v_L = 2,5 \text{ m/s}$ zu entnehmen.

Bei Kurzzeitbetrieb der Halbleiter ist es wesentlich, den zeitlichen Verlauf des äußeren Widerstandes R_{tha} zu kennen, um daraus die mögliche kurzzeitige Überlastung zu ermitteln. Im Bild 4 ist der Anstieg des Widerstandes R_{tha} bei sprungförmiger Belastung dargestellt, wobei sich als Endwerte für $t \rightarrow \infty$ die angegebenen statischen Werte R_{tha} einstellen. Man erkennt, daß das Bauelement z. B. bei ruhender Luft nach fünf Minuten etwa 30% seiner Endtemperatur erreicht hat.

Es besteht also die Möglichkeit, zum Beispiel acht Minuten lang den doppelten Wert der für den stationären Betrieb zulässigen Verlustleistung abzuführen. Wie aus Bild 4 ersichtlich ist, sinkt bei forcierter Kühlung der Wert für R_{tha} erheblich ab. Im Kühlkörper wird dabei nur eine geringe Wärmemenge gespeichert, sodaß die Gehäuse Temperatur des Bauelementes sehr rasch ansteigt. Darauf ist bei kurzzeitiger Überlastung zu achten.

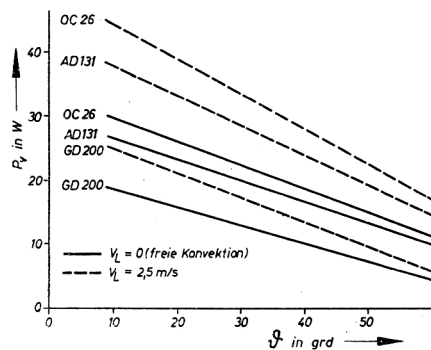


Bild 3: Maximale Verlustleistung P_{max} einiger Transistoren in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_u (Parameter: Luftgeschwindigkeit v_L)

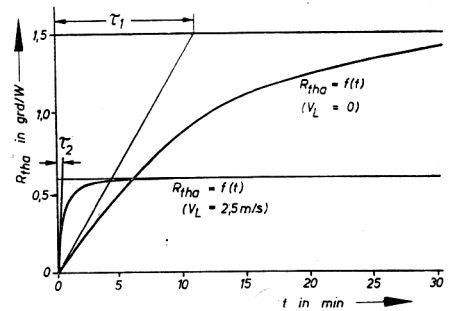


Bild 4: Zeitlicher Verlauf des Widerstandes $R_{\theta} = f(t)$ (Parameter: Luftgeschwindigkeit v_L)

Konstruktive Ausführung

Der in Alu-Guß ausgeführte Kühlkörper (Bilder 1a und 1b) hat die Abmessungen $150 \text{ mm} \times 90 \text{ mm} \times 58 \text{ mm}$, die so gewählt wurden, daß der Einbau im RFT-Baukastensystem möglich ist. Dabei wird der Kühlkörper mit Halbleiter und Zeibina-Steckverbindung als Baustein in Gleitschienen G 2 geführt, wodurch gleichzeitig Isolation gegen das Gestell und leichte Austauschbarkeit gegeben sind (Bild 2). Die Bauform gestattet aber auch eine Montage in Gestellen oder Schränken für Anlagen der Starkstromtechnik.

Literatur

- [1] Botke, E.: Was können Leistungstransistoren „leisten?“, radio und fernsehen 12 (1963), H. 17, S. 533
- [2] Rudolph, A.: Diagramm zur Ermittlung der zulässigen Verlustleistung von Germanium- und Siliziumtransistoren. radio und fernsehen 13 (1964), H. 6, S. 190

SERVICE - BAUANLEITUNG

Ein klirrarmer RC-Generator mit Transistoren

Dipl.-Ing. W. SCHÜTZE

Allgemeines

Als Wechselspannungsquelle für Prüfzwecke im NF-Bereich bewährt sich wegen seines geringen Schaltungsaufwandes der RC-Generator mit Wienbrücke. Durch gleichsinniges stetiges Verändern des einen und stufenweises Umschalten des anderen Schaltelementes in zwei Brückenweigen läßt sich bequem ein großer Frequenzbereich überstreichen. In der Prinzipschaltung nach Bild 1 sind die Zweige der Wienbrücke besonders hervorgehoben. Der linke Teil ist komplex und damit frequenzbestimmend, der rechte Teil ist frequenzunabhängig. Der erste Transistor liegt mit seinem Eingang in der Brückendiagonale 1/2 und wird von der Spannungsdifferenz $U_{12} = U_{14}$

— U_{24} gesteuert. Nach Verstärkung und Phasenumkehr im zweiten Transistor wird die Wechselspannung der Brückendiagonale

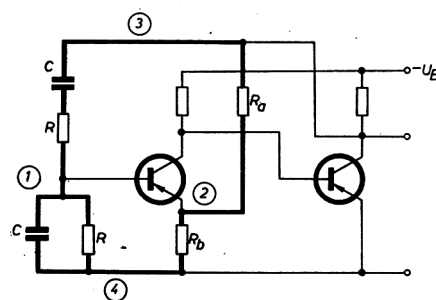


Bild 1: Prinzipschaltung eines Wienbrückengenerators

nahe 3/4 zugeführt, wodurch der Rückkopplungskreis geschlossen ist. Die Spannung U_{12} ist von der Größe der Brückenverstimmung abhängig. Am Punkt 1 liegt im „Resonanzfall“ die Spannung $U_{14} = 0,33 \cdot U_{34}$, wobei U_{14} und U_{34} gleiche Phase haben. Ist U_{24} kleiner als dieser Wert, so hat die Differenzspannung U_{12} eine Phasenlage, die Mitkopplung bedeutet. Unter der Bedingung, daß die gesamte Spannungsverstärkung

$$v \geq \frac{U_{34}}{U_{12}} = \frac{1}{0,33 - \frac{R_b}{R_a + R_b}} \quad (1)$$

ist, schwingt die Schaltung mit einer Frequenz

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (2)$$

Wenn U_{24} durch Verändern des aus R_a und R_b gebildeten Spannungsteilers vergrößert wird, geht U_{12} gegen Null (Brückenabgleich), und die Schwingung setzt

aus. Jenseits des Abgleichpunktes würde U_{12} wieder anwachsen. Die Phasenlage hätte sich jedoch umgekehrt, und die vorhandene Mitkopplung wäre zur Gegenkopplung geworden.

Ein besonderes Problem ist die Begrenzung bzw. Stabilisierung der Schwingamplitude. Durch sorgfältige Einstellung der Brücke läßt sich zwar die Wechselspannung in einer bestimmten Größe halten, jedoch ist dieser Zustand äußerst instabil. Die Amplitude wächst an, bis infolge Übersteuerung der Transistoren eine Begrenzung eintritt. Dadurch entsteht aber eine meist untragbar starke Verzerrung der sinusförmigen Kurvenform. Wesentlich günstiger ist es, die Begrenzung einem Schaltelement mit amplitu-

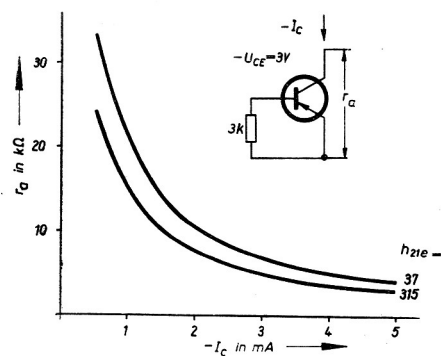


Bild 2: Wechselstromausgangswiderstand des Transistors OC 871 als Funktion des Kollektorstromes

denabhängigem Widerstand zu überlassen und die Aussteuerung der Transistoren auf den linearen Bereich zu beschränken. Die Anordnung des nichtlinearen Elementes ist so zu treffen, daß mit wachsender Spannung die Brücke in ihren Abgleichpunkt hineingezogen wird. Bei Röhrenschaltungen hat sich die Anwendung eines Kaltleiters bewährt. Diesem muß, damit er wirksam wird, eine relativ große elektrische Leistung zugeführt werden, die in Transistorschaltungen oftmals nicht aufgebracht werden kann. Das gleiche gilt für Heißleiter. In [1] wird ein spannungsabhängiger Widerstand mittels Antiparallelschaltung zweier Dioden realisiert. Diese Anordnung hat den prinzi-

piellen Nachteil, daß sie auf den Momentanwert der Wechselspannung anspricht. Naturgemäß führt das zu einer Verzerrung der Kurvenform. Ein parallelgeschalteter ohmscher Widerstand muß einen Kompromiß zwischen guter Begrenzerwirkung und kleinem Klirrfaktor schaffen. Es ist günstiger, wenn das nichtlineare Element seinen Widerstand nach einem zeitlichen Mittelwert der Wechselspannung (Effektivwert, Spitzenwert) einstellt.

Diese Aufgabe kann ein Transistor erfüllen. Bekanntlich ist der Ausgangswiderstand eines Transistors, der etwa dem Kehrwert des Vierpolparameters h_{22} entspricht, wesentlich vom eingestellten Arbeitspunkt abhängig. Bild 2 zeigt den gemessenen Ausgangswiderstand von zwei Transistoren OC 871 in Emitterschaltung als Funktion des Kollektorstromes. Daneben gibt es eine weniger starke Abhängigkeit von der Kollektorspannung. Mit wachsender Spannung steigt der Ausgangswiderstand an. Soll dieses Verhalten zur Amplitudenstabilisierung im Wienbrückengenerator ausgenutzt werden, so ist dafür zu sorgen, daß durch eine von der Wechselspannungsamplitude abgeleitete Gleichspannung der Arbeitspunkt des Transistors im richtigen Sinne beeinflusst wird.

Schaltungsbeschreibung

Eine praktisch erprobte Generatorschaltung mit Stabilisierungstransistor zeigt Bild 3. Um alle durch eine niedrige Transistorgrenzfrequenz bedingten Effekte auszuschalten, wurde eine Bestückung mit HF-Legierungstransistoren gewählt. Die erste Verstärkerstufe besteht aus der Kombination von T_1 und T_2 in Darlington-Schaltung [2]. Diese Schaltungsart schafft einen sehr hohen Eingangswiderstand bei gleichzeitig sehr guter Linearität der Stromverstärkung. Die zweite Stufe (T_3) ist zur Vermeidung eines Koppelkondensators galvanisch mit der ersten verbunden. Ihr Ausgang führt zur Wienbrücke zurück. Der frequenzbestimmende Brücken-zweig ist in bekannter Weise aus umschaltbaren Kondensatoren (C_1, C_2) und einem Tandempotentiometer (P_1, P_2) aufgebaut; dem zwecks Bereichsabgrenzung Festwiderstände (R_1, R_2) zugeschaltet sind.

Der andere Brücken-zweig besteht aus R_6 und der wechselstrommäßigen Parallelschaltung von R_5 mit dem Ausgangswiderstand von T_4 . Über diesen Zweig erhält T_4 auch seinen Kollektorgleichstrom. An den Ausgang von T_3 ist eine Gleichrichterschaltung mit zwei Germaniumspitzendiolen (Spannungsverdopplerschaltung) angeschlossen. Die entstehende positive Gleichspannung wird mittels C_5 gesiebt und über R_9 der Basis von T_4 zugeführt. Der Spannungsteiler R_7/R_8 bringt eine negative Vorspannung an diesen Punkt.

Funktion

Nach dem Anlegen der Betriebsspannung ist T_4 weit aufgesteuert, sein Kollektorstrom ist groß und folglich der Ausgangs-

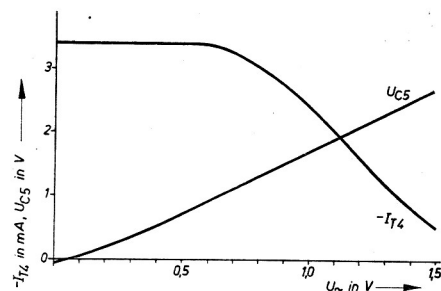


Bild 4: Gleichspannung an C_5 und Kollektorstrom von T_4 als Funktion der Wechselspannung an der Gleichrichterschaltung

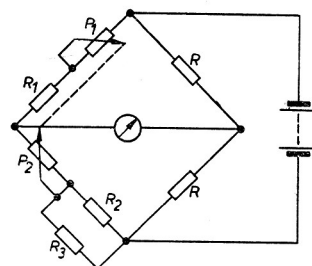


Bild 5: Gleichlaufprüfschaltung für das Tandempotentiometer

widerstand niedrig. Für die gesamte Schaltung bedeutet das einen großen Mitkopplungsfaktor, und das Anschwingen erfolgt sofort. Dadurch entsteht in der Gleichrichterschaltung eine positive Spannung, die der negativen Vorspannung entgegenwirkt. Der Kollektorstrom sinkt, und T_4 wird hochohmiger. Die gleichzeitig wachsende Kollektorspannung wirkt im gleichen Sinne. Die Wienbrücke wird auf Grund dieser Vorgänge ihrem Abgleichpunkt nähergebracht und die Steuerspannung für T_1/T_2 verringert. Es spielt sich ein Gleichgewichtszustand ein, der die Schwingamplitude stabilisiert.

Die Regelwirkung wird dadurch etwas geschwächt, daß parallel zu T_4 der für die Arbeitspunkteinstellung benötigte relativ niederohmige R_5 liegt. Andererseits läßt sich die Regelteilheit durch einen „verzögerten Einsatz“ verbessern. Bild 4 erläutert dieses Verhalten. Wegen der Widerstandsgrößen kann der Kollektorstrom von T_4 nicht größer als 3,4 mA werden. Während die Gleichspannung an C_5 fast linear mit der an der Gleichrichterschaltung liegenden Wechselspannung ansteigt, setzt

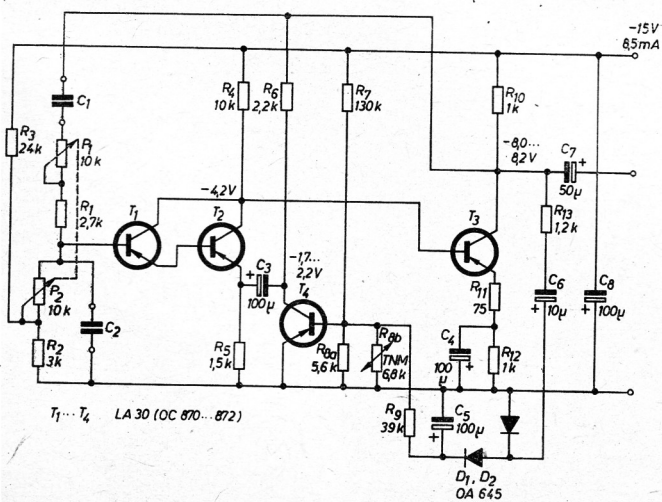


Bild 3: Schaltung eines Wienbrückengenerators mit Stabilisierungstransistor (T_1)

die Änderung des Kollektorstromes erst oberhalb 0,6 V ein. Erreicht wird dies durch passende Wahl der negativen Vorspannung. Der günstigste Arbeitspunkt liegt bei 0,9...1,0 V Wechselspannung.

Praktische Ergebnisse und Hinweise

Falls zur kontinuierlichen Frequenzvariation ein Tandempotentiometer eingesetzt wird, ist stets mit Gleichlaufschwankungen zu rechnen. Diese verschieben die Spannungsteilung im linken Zweig der Wienbrücke und verursachen eine Frequenzabhängigkeit der erzeugten Wechselspannung. Die angewendete Regelschaltung wirkt darauf ebenfalls ausgleichend. Trotzdem sollte das vorgesehene Tandempotentiometer zusammen mit den anderen Widerständen des Brückenzeuges auf Gleichlauf geprüft werden. Geeignet ist eine Schaltung nach Bild 5. R sind zwei untereinander gleiche Widerstände von einigen hundert Ohm. Durch Korrektur der Festwiderstände und evtl. Parallelschalten eines Widerstandes zu einem Potentiometer wird der Ausschlag des Instrumentes für den ganzen Drehbereich auf ein Minimum gebracht.

Der Regeltransistor T_4 muß eine möglichst hohe Stromverstärkung haben. Die große Gleichstromverstärkung und der im Ab-

olutwert niedrige Ausgangswiderstand dieser Exemplare (Bild 2) gewährleisten eine gute Regelsteilheit. Um den geschil- derten verzögerten Regeleinsatz und die richtige Größe der Wechselspannung zu erhalten, sind die Widerstände R_6 , R_7 und R_9 zum Abgleich heranzuziehen.

Die Kondensatoren ($C_1 = C_2$) für die gewünschten Frequenzbereiche können über Gl. (2) leicht berechnet werden. Die Widerstände R_1 und R_2/R_3 bestimmen den Umfang des Einstellbereiches. Die Schaltung ist mit der angegebenen Dimensionierung im Frequenzgebiet von etwa 25 Hz bis 100 kHz funktionsfähig. Der Klirrfaktor wurde zwischen 160 Hz und 16 kHz gemessen (Ausgangsspannung 1 V). Die Werte liegen für niedrige Frequenzen bei $k_2 = 0,2\%$, $k_3 = 0,35\%$ und steigen bis zur höchsten Meßfrequenz auf $k_2 = 0,5\%$, $k_3 = 0,65\%$ an.

Der Ausgang ist mit $R_L \geq 1,5 \text{ k}\Omega$ belastbar, wobei die Spannung durch die Regelschaltung gegenüber dem Leerlauf nur um 3% absinkt.

Ein Nachteil der Schaltung besteht in der starken Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Betriebsspannung U_B . Sie wurde mit $14\%/V$ ermittelt. Die Ursache ist das Mitgehen der Vorspannung des T_4 mit U_B . Steht keine konstante Spannungs-

quelle zur Verfügung, müßte diese Spannung mit einer Zenerdiode stabilisiert werden.

Zur Verminderung der Temperaturabhängigkeit ist der Heißleiter R_{9b} eingesetzt. Dadurch wurde ein Temperaturgang der Ausgangsspannung von $< 0,2\%/grad$ erreicht, gemessen zwischen $+ 10$ und $+ 40^\circ C$.

Zusammenfassung

Es wurde ein RC-Generator mit Wienbrücke beschrieben, der sich trotz seines geringen Schaltungsaufwandes durch kleinen Klirrfaktor und großen Frequenzbereich auszeichnet. Neuartig ist der Einsatz eines Transistors als steuerbarer Wechselstromwiderstand zur Stabilisierung der Schwingamplitude. Besteht Bedarf an höherer Ausgangsspannung bzw. -leistung oder soll die Spannung stetig einstellbar gemacht werden, ist noch eine Verstärkerstufe anzufügen.

Literatur

- [1] Höringer, C.: Transistor-RC-Generator mit Wienbrücke. radio und fernsehen 11 (1962), H. 21, S. 679
- [2] Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin
- [3] Lennartz, H. und Taeger, W.: Transistor-Schaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin

BAUANLEITUNG

Elektronische Belichtungsuhr

Für fotografische Vergrößerungs- oder Kopierarbeiten ist die Verwendung eines selbsttätig arbeitenden Zeitschalters von großem Vorteil. Er schaltet subjektive Fehler aus, wie sie beim Arbeiten mit der Stoppuhr oder gar beim Auszählen entstehen können.

Der Nachbau der nachfolgend beschriebenen Belichtungsuhr, deren vollständige Schaltung Bild 1 zeigt, ist ohne große Schwierigkeiten möglich. Die erforderlichen Bauelemente sind bestimmt bei fast jedem Bastler bereits vorhanden, so daß

der Bau meist ohne große finanzielle Belastung erfolgen kann.

Wirkungsweise

Zur Erklärung der Wirkungsweise dient das vereinfachte Schaltbild Bild 2. R_0 wirkt als Einweggleichrichter und lädt den Kondensator C_5 auf. Der Ladevorgang wird jedoch verzögert, da mit der Spannung, die an C_5 liegt, über R_3 auch der Kondensator C_1 aufgeladen wird. Die an C_1 liegende Spannung wird über R_2 dem Steuergitter der Röhre zugeführt, das so-

mit immer negativer vorgespannt wird. Hierdurch nimmt wiederum der Ladestrom für C_5 ab. Parallel zu C_5 liegt das Relais Rel_1 , das beim Erreichen der Anzugsspannung anspricht. Die Dauer der Verzögerung bestimmen C_1 und R_3 . Bei sehr großer Kapazität ist die Größe von C_5 ohne Einfluß auf die Zeit [1]. Die Wirkungsweise der Steuerschaltung zeigt Bild 1. Durch Drücken von Ta_1 zieht Rel_2 an. Damit wird Rel_3 erregt und schließt den Lampenkreis. Gleichzeitig wird der Stromkreis durch die Röhre geschlossen und der Kurzschluß über C_1 aufgehoben. Jetzt beginnt die Aufladung von C_5 . Ist diese nach einer einstellbaren Zeit beendet, zieht Rel_1 an und unterbricht den Stromkreis für Rel_2 . Damit fällt auch Rel_3 ab, und die Lampe des Vergrößerungsgerätes verlöscht. Jetzt kann durch erneutes Drücken von Ta_1 der Schaltvorgang wieder eingeleitet werden. Soll dieser vorzeitig abgebrochen werden, so wird die Ta_2 betätigt. Dabei wird Rel_2 kurzgeschlossen. Hierdurch wird ebenfalls der Lampenstrom (über Rel_3) unterbrochen.

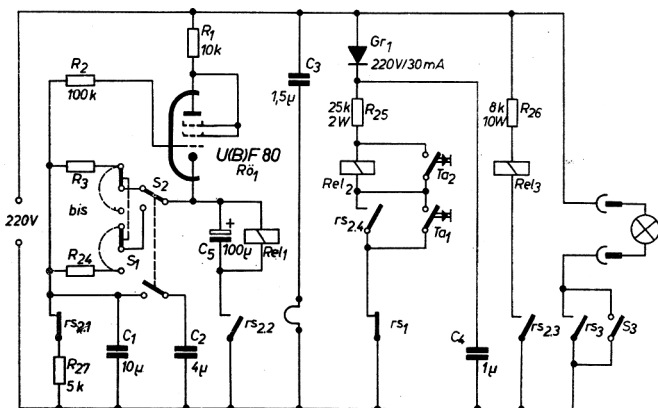


Bild 1: Schaltbild der elektronischen Belichtungsuhr

Bild 2: Vereinfachtes Schaltbild

