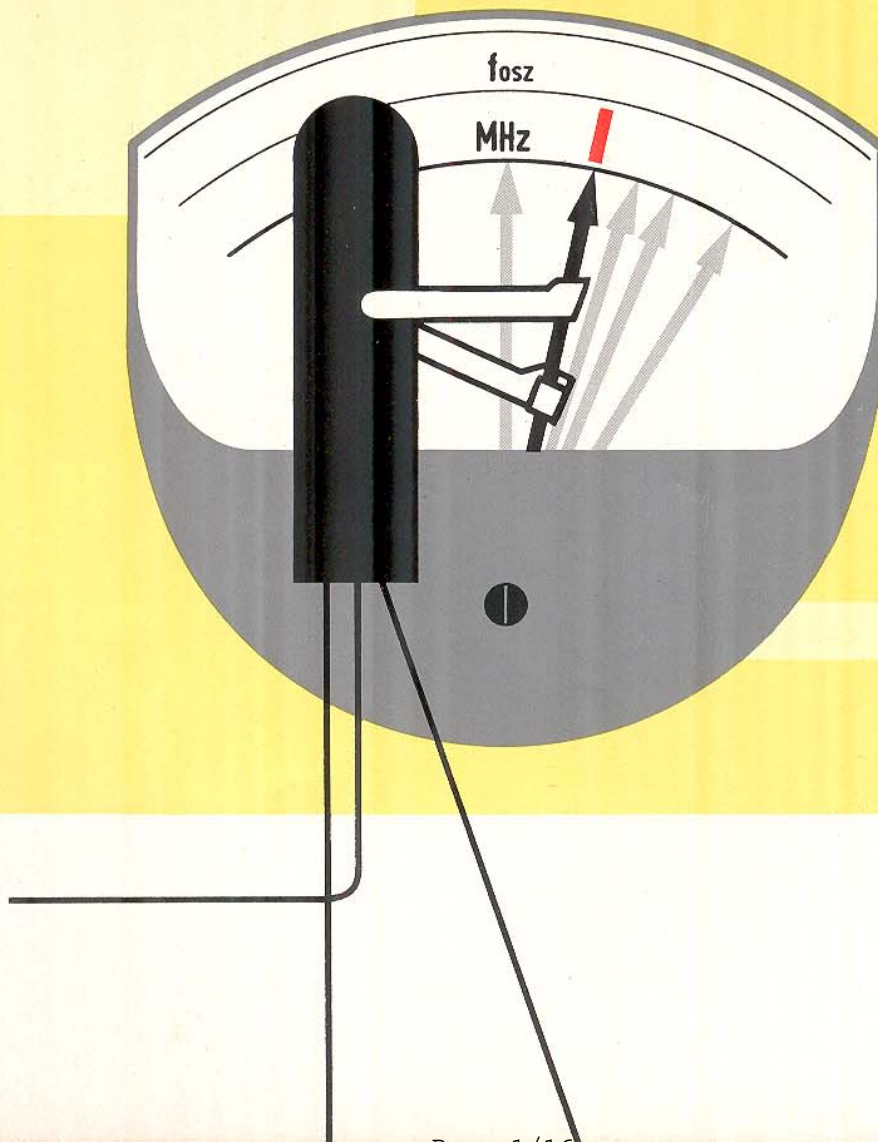


# TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

## Frequenzstabilisierung von UKW-Oszillatorschaltungen mit Transistoren



6008 62

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.**

Druck : Hartmann Ulm - Do. Printed in Western Germany



## Frequenzstabilisierung von UKW-Oszillatorschaltungen mit Transistoren

### Zusammenfassung

In UKW-Oszillatorstufen (selbstschwingenden Mischstufen) mit Transistoren ist die Oszillatorfrequenz abhängig von der Speisespannung der Stufe und von der Temperatur.

Die Speisespannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz wird verursacht durch die Änderungen der Collector-Basiskapazität  $c_{CB}$ , der Diffusionskapazität  $c_d$  und der komplexen Steilheit  $S$  infolge von Collectorstrom- und Collectorspannungsschwankungen, welche unmittelbar durch die Änderungen der Speisespannung bedingt sind.

Die Verbesserung der Stabilität der Oszillatorfrequenz gelingt am einfachsten durch Stabilisierung der Speisespannung. Dafür geeignete Schaltungen werden beschrieben und die mit diesen Schaltungen erreichbare Frequenzstabilität bei 25°C und 65°C Umgebungstemperatur angegeben.

Die Verminderung des Temperatureinflusses auf die Oszillatorfrequenz durch Wahl eines entsprechenden Temperaturkoeffizienten der Oszillatorkreiskapazität ist bereits in der TELEFUNKEN Röhrenmitteilung für die Industrie 5803 35 besprochen [3].

### Einleitung

Bei UKW-Empfängern mit Transistoren ist die Oszillatorfrequenz abhängig von der Speisespannung der selbstschwingenden Mischstufe bzw. der Oszillatorstufe.

Speisespannungsänderungen können aus verschiedenen Ursachen auftreten:

- Bei Betrieb des Empfängers aus einer Trockenbatterie sinkt die Batteriespannung mit fortschreitender Entladung der Batterie langsam und stetig ab.
- Dient als Speisespannungsquelle eine Autobatterie, so schwankt die Speisespannung des Empfängers relativ oft und stark, je nachdem, ob die Batterie gerade geladen oder entladen wird.

- Hat der Empfänger eine Gegentakt-B-Endstufe, so ist seine Stromaufnahme von der Aussteuerung abhängig. Bei Betrieb aus einer Stromquelle mit einem relativ hohen Innenwiderstand (z. B. Trockenbatterie) schwankt die Speisespannung infolge des Spannungsabfalls am Innenwiderstand der Batterie in Abhängigkeit von der Aussteuerung.

Im Fall a tritt die Änderung der Oszillatorfrequenz im allgemeinen nicht störend in Erscheinung. Besondere Schaltmaßnahmen zur Stabilisierung der Oszillatorfrequenz sind daher nicht unbedingt erforderlich.

Die im Fall b sprungartig auftretenden Änderungen der Oszillatorfrequenz stören den Empfang erheblich. Für einen guten UKW-Empfang sind daher Schaltmaßnahmen zur Stabilisierung der Oszillatorfrequenz, beispielsweise durch Stabilisieren der Speisespannung der selbstschwingenden Mischstufe bzw. der Oszillatorstufe, notwendig.

Im Falle c muß für eine ausreichende Siebung der Speisespannung der selbstschwingenden Mischstufe bzw. der Oszillatorstufe Sorge getragen werden, damit die in Abhängigkeit von der Aussteuerung auftretenden schnellen Schwankungen der Speisespannung keinen Einfluß auf die Oszillatorfrequenz haben.

Bevor Schaltungen zur Stabilisierung der Speisespannung der selbstschwingenden Mischstufe bzw. der Oszillatorstufe besprochen werden, sollen zunächst die Ursachen für die Änderung der Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der Speisespannung untersucht werden.

### 1. Ursachen für die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz bei Transistor-Oszillatorstufen von der Speisespannung der Stufe

Durch eine Änderung der Speisespannung einer Transistorstufe wird die Collectorspannung  $U_{ce}$

unmittelbar geändert. Der Collectorstrom ist abhängig von der Basisvorspannung  $U_{BE}$ . Feste Basisvorspannung hält den Collectorstrom annähernd konstant. Bei gleitender Basisvorspannung (Erzeugung über Spannungsteiler von der Speisespannung) ergibt eine Speisespannungsänderung auch eine Collectorstromänderung in gleicher Richtung.

Die für die Stabilität der Oszillatorfrequenz maßgebenden Größen eines Transistors sind vom Collectorstrom und von der Collectorspannung abhängig. Zur Untersuchung des Einflusses dieser Größen des Transistors gehen wir von der Transistor-Ersatzschaltung aus.

### 1.1 Die für die Änderung der Oszillatorfrequenz verantwortlichen Größen in der Ersatzschaltung des Transistors

Die vereinfachte Ersatzschaltung des Transistors ist in Bild 1 dargestellt. Wie die physikalischen Vorgänge im Transistor den Elementen der Ersatzschaltung zugeordnet sind, ist bereits in [1] und [2] erläutert worden.

Es werden hier die für die vorliegende Untersuchung wichtigen Ergebnisse zusammengefaßt und ergänzt.

Von den Elementen der Ersatzschaltung haben bei Strom- und Spannungsschwankungen

die Collector-Basiskapazität  $c_{CB}$

die Diffusionskapazität  $c_d$

die komplexe Steilheit  $\underline{S}$

den wesentlichsten Einfluß auf Richtung und Betrag von Oszillatorfrequenzänderungen bei Transistoroszillatoren.

Der reelle Leitwert  $G_i$  bedämpft den Ausgangskreis und hat bei dessen Resonanzfrequenz keinen Einfluß auf die Frequenz des Ausgangskreises. Bei einer durch  $c_{CB}$ ,  $c_d$  und  $\underline{S}$  verursachten Frequenzänderung des Ausgangskreises beeinflusst  $G_i$  lediglich den Betrag (und nicht die Richtung) der jeweiligen Frequenzänderung. Die reellen Leitwerte  $G_d$  und  $G_c$  haben fast keinen Einfluß, da im hier betrachteten Frequenzgebiet (UKW) ihre kapazitiven Nebenschlüsse überwiegen.

### 1.11 Collector/Basiskapazität $c_{CB}$

Die statische Collector/Basiskapazität  $c_{CB}$  ist in der Hauptsache abhängig von der Gleichspannung  $U_{CB}$  zwischen Collector und Basis. Ein im gleichen Verhältnis wie die Spannung  $U_{CB}$  geänderter Collectorstrom ergibt eine wesentlich geringere Änderung von  $c_{CB}$ . Die Tendenz von Strom- und Spannungsabhängigkeit ist gegenläufig:  $c_{CB}$  nimmt mit wachsender Spannung ab und mit wachsendem Strom etwas zu.

### 1.12 Diffusionskapazität $c_d$

Die Diffusionskapazität  $c_d$  ist stromabhängig. Sie wächst mit steigendem Emitterstrom. Wie aus Bild 1 hervorgeht, liegt vor der inneren Steuerstrecke b-E des Transistors der innere Basiswiderstand  $r_b$ . Die infolge dieses Basiswiderstandes auftretende Spannungsteilung der Spannung  $\underline{U}_1$  zwischen Eingang B-E (äußere Steuerstrecke) und innerer Steuerstrecke b-E des Transistors bewirkt im UKW-Bereich ein beträchtliches Nacheilen der Spannung an der inneren Steuerstrecke b-E gegenüber der Spannung  $\underline{U}_1$ : Vergrößerung der Kapazität  $c_d$  verursacht stärkeres Nacheilen der Spannung an der inneren Steuerstrecke gegenüber  $\underline{U}_1$ .

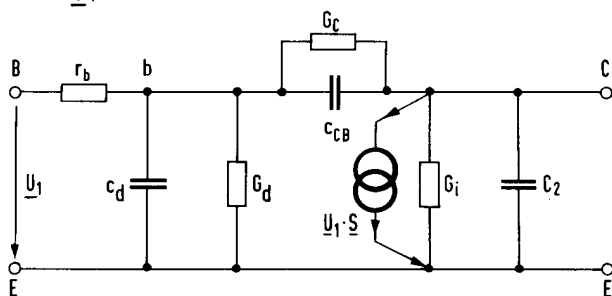


Bild 1 Vereinfachte Ersatzschaltung des Transistors ◦

### 1.13 Äußere Steilheit $\underline{S}$

Die äußere Steilheit  $\underline{S}$  stellt die aktive Komponente des Übertragungsleitwertes des Transistors dar. Ihr Betrag ist praktisch nur vom Collector-



strom abhängig und nimmt mit wachsendem Strom zu. Ihre Phase, die Steilheitsphase  $\varphi_s$ , ist einerseits bedingt durch die nach Abschn. 1.12 auftretende Phasendrehung der Eingangsspannung infolge von  $c_d$  und  $r_b$  und andererseits durch die Laufzeit der Ladungsträger im Basisraum. Beide Komponenten der Steilheitsphase verursachen eine negative Steilheitsphase, d. h. der gesteuerte Strom eilt der steuernden Spannung nach.

Die Steilheitsphase ist sowohl stromabhängig wie auch, jedoch in geringerem Maße, spannungsabhängig. Ihre Stromabhängigkeit wird hauptsächlich verursacht durch das Verhalten von  $c_d$ . Ihre Spannungsabhängigkeit beruht auf der spannungsabhängigen Laufzeit der Ladungsträger im Basisraum (Änderung der Basisweite).

Der Einfluß von Strom- und Spannungsänderungen auf die Steilheitsphase ist gegenläufig: Mit sinkender Spannung steigt die mittlere Laufzeit der Ladungsträger im Basisraum an (Vergrößerung der Basisweite), und der Betrag der negativen Steilheitsphase wird größer. Mit sinkendem Strom nimmt die Diffusionskapazität  $c_d$  ab und der Betrag der negativen Steilheitsphase wird kleiner.

## 1.2 Prinzipielle Arbeitsweise eines UKW-Transistor-Oszillators

Das Prinzipschaltbild eines UKW-Transistor-Oszillators in Basisschaltung zeigt Bild 2. Eine am Eingang angenommene Spannung  $\underline{U}_1$ , deren Frequenz gleich der Resonanzfrequenz des Ausgangskreises ist, erzeugt an den Ausgangsklemmen eine Spannung  $\underline{U}_2$ , die der Spannung  $\underline{U}_1$  um ca.  $90^\circ$  nacheilt, da die Steilheitsphase  $\varphi_s$  im UKW-Bereich ca.  $-90^\circ$  ist. Der vom Ausgang über den Rückkopplungskondensator  $C_{Rk}$  und die Rückwirkungskapazität  $c_{r\bar{u}}$  des Transistors auf den Eingang fließende Strom eilt der Spannung  $\underline{U}_2$  um ca.  $90^\circ$  vor. Ist der im UKW-Bereich noch leicht kapazitive Imaginärteil des Eingangsleitwertes durch die Induktivität  $L_e$  kompensiert, so ist die am übrigbleibenden Realteil des Eingangsleitwertes entstehende Rückkopplungsspannung in Phase mit dem Rückkopplungsstrom und eilt

somit der Spannung  $\underline{U}_2$  um ca.  $90^\circ$  vor. Die Rückkopplungsspannung ist also mit der angenommenen Spannung  $\underline{U}_1$  in Phase, womit die zur Selbsterregung der Resonanzfrequenz des Schwingkreises notwendige Phasengleichheit am Eingang besteht.

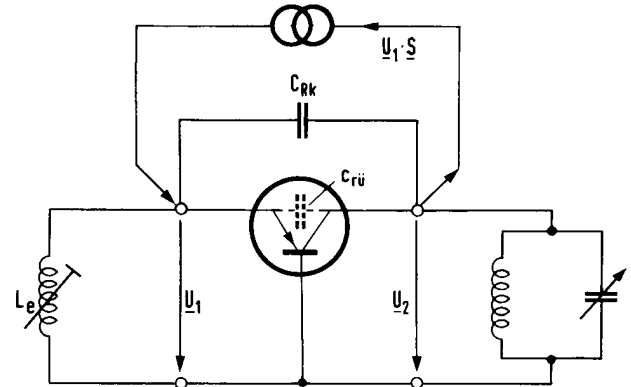


Bild 2 Prinzipschaltung eines UKW-Oszillators

## 1.3 Einfluß der Strom- und Spannungsabhängigkeit von $c_{CB}$ und $\varphi_s$ auf die Oszillatorfrequenz

### 1.31 Collector/Basiskapazität $c_{CB}$

Die Collector/Basiskapazität  $c_{CB}$  stellt in der Basisschaltung den Hauptanteil der Ausgangskapazität des Transistors dar. Sie ist ein Teil der Kapazität des frequenzbestimmenden Oszillatorschwingkreises. Ihre Änderungen beeinflussen daher die Resonanzfrequenz des Oszillatorschwingkreises unmittelbar. Entsprechend dem Verhalten der vorwiegend spannungsabhängigen Kapazität  $c_{CB}$ , (Abschn. 1.11), ergibt steigende Collectorspannung eine höhere, und sinkende Collectorspannung eine geringere Oszillatorfrequenz.

Infolge des dynamischen Verhaltens von  $c_{CB}$  wegen der beim Transistoroszillator auftretenden relativ großen Collectorwechselspannung wird die Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz noch etwas vergrößert.

### 1.32 Steilheitsphase $\varphi_s$

Der Einfluß der Steilheitsphase  $\varphi_s$  (Phasenwinkel von  $\underline{S}$ ) auf die Oszillatorfrequenz setzt sich aus zwei gleichzeitig auftretenden Anteilen zusammen, die einerseits durch die Änderung des Pha-

senwinkels im Verstärkungsweig und andererseits durch die Änderung des Phasenwinkels der Spannungsteilung im Rückkopplungsweig des Transistoroszillators verursacht werden. Um einen Überblick über den Gesamteinfluß der Steilheitsphase auf die Oszillatorfrequenz zu bekommen, trennen wir diese beiden Anteile durch ein Gedankenexperiment.

a) Zunächst nehmen wir an, daß der Phasenwinkel der Spannungsteilung im Rückkopplungsweig zwischen Ausgang und Eingang bei Änderung der Steilheitsphase konstant bleibt und sich lediglich der Phasenwinkel im Verstärkungsweig infolge Änderung der Steilheitsphase ändert.

Vergrößert sich nun beispielsweise der Betrag der negativen Steilheitsphase, so eilt die Spannung  $U_2$  der Spannung  $U_1$  stärker nach als vorher (Bild 2). Da sich der Phasenwinkel der Spannungsteilung im Rückkopplungsweig voraussetzungsgemäß nicht ändern soll, ist die zur Selbsterregung der Resonanzfrequenz des Oszillators notwendige Phasengleichheit zwischen Rückkopplungs- und Eingangsspannung nicht mehr vorhanden. Der Oszillator wird dann auf derjenigen Frequenz weiterschwingen, für welche die Änderung der Steilheitsphase gerade durch eine entgegengesetzte gleichgroße Änderung des Phasenwinkels des Oszillatorschwingkreises (einschließlich Transistorausgang) kompensiert wird. Das bedeutet einen induktiven Phasenwinkel des Schwingkreises für die hier angenommene Vergrößerung des Betrages der negativen Steilheitsphase, also eine niedrigere Oszillatorfrequenz.

b) Jetzt nehmen wir an, daß der Phasenwinkel im Verstärkungsweig bei Änderung der Steilheitsphase konstant bliebe, um den Einfluß einer Phasenwinkeländerung nur im Rückkopplungsweig allein zu erfassen.

Da  $S$  ein Bestandteil des (Kurzschluß-) Eingangswertes eines in Basisschaltung arbeitenden Transistors und damit des Rückkopplungs-Spannungsteilers ist, ändert sich mit dem Phasenwinkel der Steilheit auch der Phasenwinkel der Spannungsteilung im Rückkopplungsweig. Eine Vergrößerung des Betrages der negativen Steilheitsphase ergibt eine Phasendrehung des Eingangswertes in induktiver Richtung, so daß die am Eingang entstehende Rückkopplungsspannung ge-

genüber der Ausgangsspannung  $U_2$  mehr als ursprünglich voreilt. Damit ist für die Resonanzfrequenz des Schwingkreises die zur Selbsterregung notwendige Phasengleichheit am Eingang nicht mehr vorhanden. Der Oszillator schwingt auf derjenigen Frequenz weiter, für welche die Änderung des Phasenwinkels der Spannungsteilung im Rückkopplungsweig gerade durch eine entgegengesetzte gleichgroße Änderung des Phasenwinkels des Oszillatorschwingkreises (einschließlich Transistorausgang) kompensiert wird. Das bedeutet einen kapazitiven Phasenwinkel des Schwingkreises für die hier angenommene Vergrößerung des Betrages der negativen Steilheitsphase, also eine höhere Oszillatorfrequenz.

Fassen wir die Fälle a) und b) des Gedankenexperiments zusammen, so verursacht eine Vergrößerung des Betrages der negativen Steilheitsphase nach a) eine Verringerung und nach b) eine Erhöhung der Oszillatorfrequenz. Es hat sich gezeigt, daß der Einfluß von a) wesentlich größer ist. Damit ergibt eine Vergrößerung des Betrages der negativen Steilheitsphase insgesamt eine Verringerung der Oszillatorfrequenz. Da  $S$  in der Hauptsache stromabhängig ist (Abschn. 1.13), wird eine Vergrößerung des Betrages der negativen Steilheitsphase durch eine Erhöhung des Collectorstromes verursacht.

### 1.33 Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von Strom und Spannung

Entsprechend den strom- und spannungsabhängigen Änderungen von  $c_{CB}$ ,  $c_d$  und  $S$  ergibt sich insgesamt folgende Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz vom Arbeitspunkt des Transistors (Tab. I):

**Tabelle I**  
Arbeitspunktabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

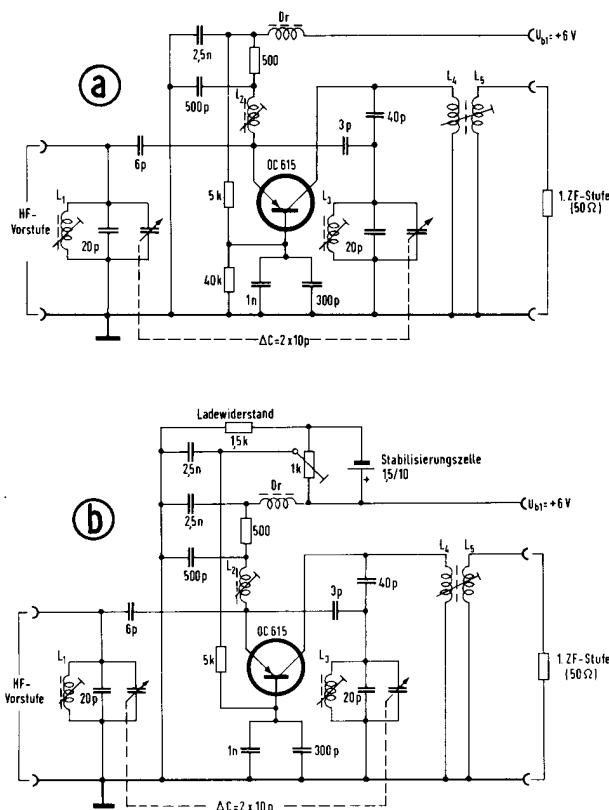
Collector- spannung		strom	Oszillator- frequenz
zunehmend	konstant	konstant	steigt
abnehmend	konstant	konstant	fällt
konstant	zunehmend	konstant	fällt
konstant	abnehmend	konstant	steigt



Der Einfluß von Collectorstrom und Collectorspannung auf die Oszillatorfrequenz ist also gegenläufig.

## 2. Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Speisespannung der Stufe

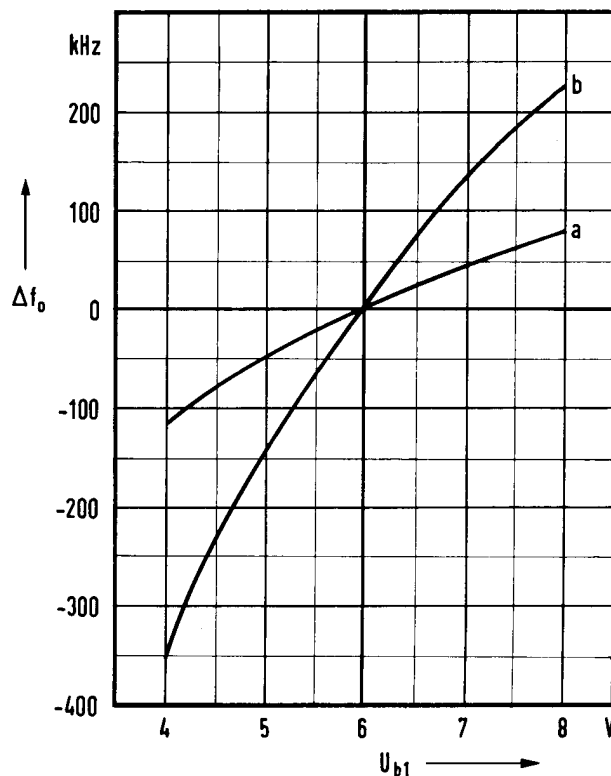
Die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Speisespannung ist meßtechnisch leicht nachzuweisen. Die Abweichung  $\Delta f_0$  der Oszillatorfrequenz von der Soll-Oszillatorfrequenz  $f_0 = 104$  MHz als Funktion der Speisespannung  $U_{b1}$  wurde für die selbstschwingende UKW-Mischschaltung nach Bild 3a mit gleitender Basisvorspannung des Transistors OC 615 und für die selbstschwingende UKW-Mischschaltung nach Bild 3b mit fester Basisvorspannung des Transistors OC 615 gemessen.



**Bild 3** Schaltung einer selbstschwingenden UKW-Mischstufe  
a mit gleitender Basisvorspannung  
b mit fester Basisvorspannung

Bild 4 zeigt die Meßergebnisse bei 25°C Umgebungstemperatur. Kurve a gilt für gleitende und Kurve b für feste Basisvorspannung. Bei fester Basisvorspannung (Kurve b), d. h. konstantem Collectorstrom, ist  $\Delta f_0$  größer, da der gegenläufige Einfluß des Collectorstromes auf die Oszillatorfrequenz entfällt. Aus diesem Grunde werden die Transistoren in Oszillatorstufen im allgemeinen mit gleitender Basisvorspannung betrieben.

Die Steigung  $m = \frac{\Delta(\Delta f_0)}{\Delta U_{b1}}$  der Kurven in Bild 4



**Bild 4** Oszillatorfrequenzänderung  $\Delta f_0$  in Abhängigkeit von der Speisespannung  $U_{b1}$  der Stufe für  $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$

Kurve a bei gleitender Basisvorspannung

(Schaltung Bild 3a)

Kurve b bei fester Basisvorspannung

(Schaltung Bild 3b)

bei der Soll-Speisespannung ( $U_{b1} = 6$  V) ist mit guter Annäherung ein Maß für die Speisespannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz. Man erhält die Steigung angenähert, wenn man die zu einer Speisespannungsänderung (von der Soll-Speisespannung aus) gehörende Oszillatorfrequenzänderung mißt und den Quotienten aus

Oszillatorfrequenzänderung und Speisespannungsänderung bildet.

Für die Kurven in Bild 4 ergibt sich als Steigung bei der Soll-Speisespannung ( $U_{b1} = 6 \text{ V}$ ) für:

gleitende Basisvorspannung (Kurve a):

$$m_a \approx 40 \text{ kHz/V}$$

feste Basisvorspannung (Kurve b):

$$m_b \approx 140 \text{ kHz/V}$$

Für einen UKW-Transistor-Empfänger, der aus einer Autobatterie gespeist wird, deren Spannung etwa zwischen 5,5 V und 7,5 V, also um 2 V, schwanken kann, ergibt sich:

bei gleitender Basisvorspannung in der Oszillatorstufe aus Kurve a eine Oszillatorfrequenzänderung von  $\Delta f_o = 80 \text{ kHz}$

bei fester Basisvorspannung in der Oszillatorstufe aus Kurve b eine Oszillatorfrequenzänderung von  $\Delta f_o = 250 \text{ kHz}$

Diese Abweichungen von der Soll-Oszillatorfrequenz sind viel zu groß. Bei UKW-Empfängern, die aus einer Autobatterie betrieben werden sollen, müssen daher Schaltmaßnahmen zur Stabilisierung der Oszillatorfrequenz getroffen werden. Es ist naheliegend, dies durch Stabilisierung der Speisespannung der selbstschwingenden Mischstufe bzw. der Oszillatorstufe zu tun.

### 3. Schaltungen zur Stabilisierung der Speisespannung

Das Stabilisieren der Speisespannung läßt sich nach zwei verschiedenen Schaltungsprinzipien erreichen:

I. Das erste Schaltungsprinzip beruht auf der Speisung der selbstschwingenden UKW-Mischstufe (bzw. UKW-Oszillatorstufe) mit einem konstanten, von den Schwankungen der Gesamtspeisespannung unabhängigen Strom. Die Spannung an der selbstschwingenden UKW-Mischstufe (bzw. UKW-Oszillatorstufe) ist dann weitgehend unabhängig von den Änderungen der Gesamtspeisespannung. Wie Bild 5 zeigt, wird dazu ein von der Gesamtspeisespannung gesteuerter Widerstand R in Reihe mit der Stufe geschaltet.

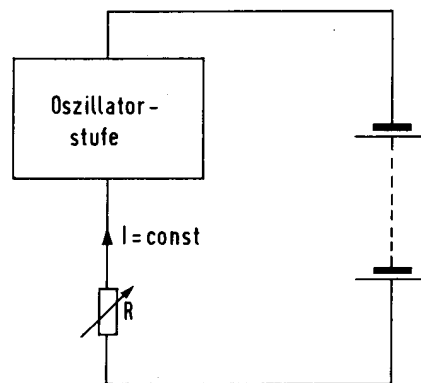


Bild 5 Prinzip der Stabilisierungsschaltung I

II. Beim zweiten Schaltungsprinzip wird die selbstschwingende UKW-Mischstufe (bzw. Oszillatorstufe) parallel zu dem durch die Gesamtspeisespannung gesteuerten Widerstand R eines Spannungsteilers gelegt, Bild 6. Mit dem Widerstand R wird der Spannungsteilerstrom so gesteuert, daß Schwankungen der Gesamtspeisespannung durch gleichgroße Änderungen des Spannungsabfalls an  $R_4$  kompensiert werden, womit die Speisespannung der selbstschwingenden UKW-Mischstufe (bzw. UKW-Oszillatorstufe) konstant bleibt.

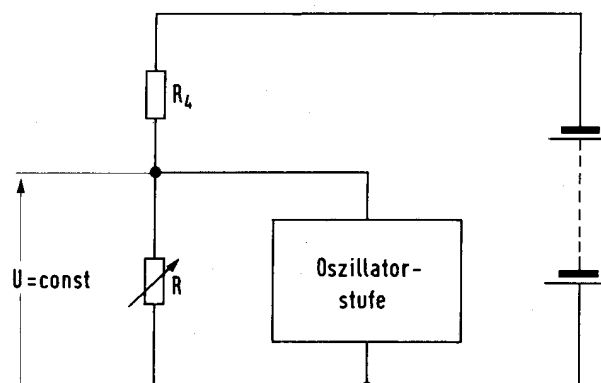


Bild 6 Prinzip der Stabilisierungsschaltung II

Als gesteuerter Widerstand R in den Prinzipschaltungen I und II (Bild 5 und 6) kann ein Transistor mit Hilfsbatterie verwendet werden. Der Stabilisierungstransistor kann eine preisgünstige NF-Type, z. B. ein OC 602, sein, da an ihn keine speziellen Anforderungen gestellt werden. Als Hilfsbatterie eignet sich eine Stabilisierungszelle, welche über einen Widerstand aus der Geräte-



# TELEFUNKEN RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



## BLATT 5

batterie gepuffert werden kann. Sie kann zusätzlich auch zur Stabilisierung der Emitterströme der anderen Transistoren des Gerätes verwendet werden.

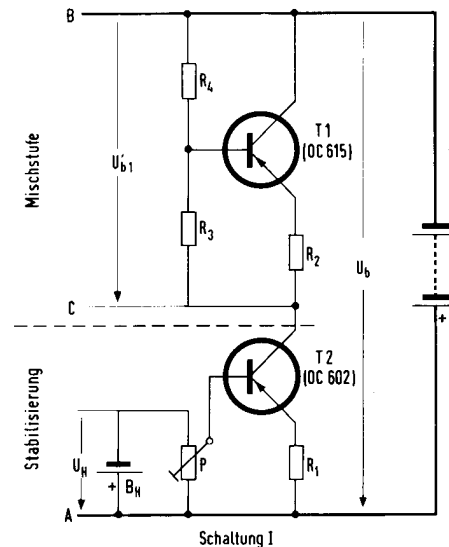
In den Schaltskizzen Bild 7, 8a und 8b der Stabilisierungsschaltungen I und II sind nur die Gleichstromwege eingezeichnet. Die Kondensatoren und Spulen für die Oszillatorschaltung sind aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht eingetragen.

### 3.1 Die Stabilisierungsschaltung I, Bild 7

Der Transistor T1 ist der Mischstufen-Transistor, T2 ist der Stabilisierungs-Transistor. Die Basisvorspannung von T2 wird mit der Hilfsbatterie  $B_H$  konstant gehalten. Der Collectorstrom des Stabilisierungs-Transistors T2 ist dann praktisch unabhängig von der am Collector liegenden Gleichspannung (Pentodencharakteristik des Transistors). Die Schaltung I entspricht also dem Schaltungsprinzip nach Bild 5.

Benutzt man diesen weitgehend konstanten Collectorstrom des Stabilisierungs-Transistors T2 zur Speisung der Mischstufe (T1), so wird die an der Mischstufe entstehende Spannung  $U'_{b1}$  nur noch unbedeutend von Schwankungen der Gesamtspeisespannung beeinflusst, d. h. der Stabilisierungs-Transistor T2 fängt die Änderung der Speisespannung  $U_b$  ab. Der Spannungsabfall am Stabilisierungs-Transistor T2 und damit auch die stabilisierte Speisespannung  $U'_{b1}$  der Mischstufe kann mit dem Einstellwiderstand P auf den gewünschten Wert gebracht werden.

Da der Stabilisierungs-Transistor T2 erst oberhalb einer bestimmten Mindestspannung (seiner Collectorrestspannung) C gegen A, im vorliegenden Fall ca.  $-0,5\text{ V}$ , einen konstanten Collectorstrom liefert, so muß die Speisespannung  $U_b$ , bei der die Stabilisierung gerade beginnt, um diese Mindestspannung größer sein als die Spannung  $U'_{b1}$  an der Mischstufe. Stellt man  $U'_{b1}$  z. B. auf  $-5\text{ V}$  ein, so wird die stabilisierende Wirkung erst oberhalb einer Speisespannung von  $U_b = -5,5\text{ V}$  beginnen. Da in der Schaltung I die Mischstufe mit konstantem Strom versorgt wird, wirken sich Veränderungen in der selbstschwingenden Mischstufe, z. B. Änderung der Schwingspannung oder Auswech-



**Bild 7** Schaltung I zur Frequenzstabilisierung durch Stabilisierung der Stufenspeisespannung

seln des Misch-Transistors T1 wegen des hohen Innenwiderstandes des Stabilisierungs-Transistors T2 unmittelbar auf die stabilisierte Spannung  $U'_{b1}$  an der Mischstufe aus (großer Innenwiderstand der Spannungsquelle für die Mischstufe). Beim Auswechseln des Mischstufen-Transistors ist daher auf jeden Fall eine Kontrolle der Spannung  $U'_{b1}$  und eventuelles Nachstellen des Einstellwiderstandes P erforderlich.

### 3.2 Die Stabilisierungsschaltung II, Bilder 8a und 8b

Der Transistor T1 ist der Mischstufen-Transistor, T2 ist der Stabilisierungs-Transistor.

Bei einer Speisespannungsänderung ändert sich auch die am Spannungsteiler  $P_1, R_3$  abgegriffene Basisvorspannung für den Stabilisierungs-Transistor T2. Ein Anwachsen der Spannung zwischen B und A beispielsweise verursacht daher eine Zunahme des Collectorstromes  $I_{c2}$ , was eine Vergrößerung des Spannungsabfalls an  $R_4$  zur Folge hat. Bei geeigneter Dimensionierung kann die Zunahme des Spannungsabfalls an  $R_4$  annähernd gleich der Zunahme der Speisespannung gemacht werden, womit die Spannung  $U'_{b1}$  zwischen C und A, die als Speisespannung der selbstschwingenden Mischstufe verwendet wird, nahezu konstant bleibt. Die Schaltung II entspricht also dem Schaltungsprinzip nach Bild 6.

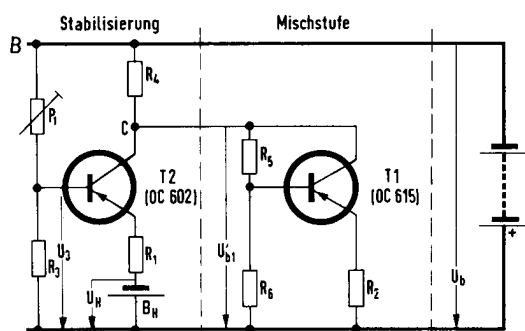
Die absolute Spannungsänderung  $\Delta U_3$  an der Basis des Stabilisierungs-Transistors T2, die durch die Änderung  $\Delta U_b$  der Speisespannung verursacht wird, ist vom Teilverhältnis des Basisspannungsteilers ( $P_1, R_3$ ) von T2 abhängig.

$$\Delta U_3 = \Delta U_b \frac{R_3}{P_1 + R_3}$$

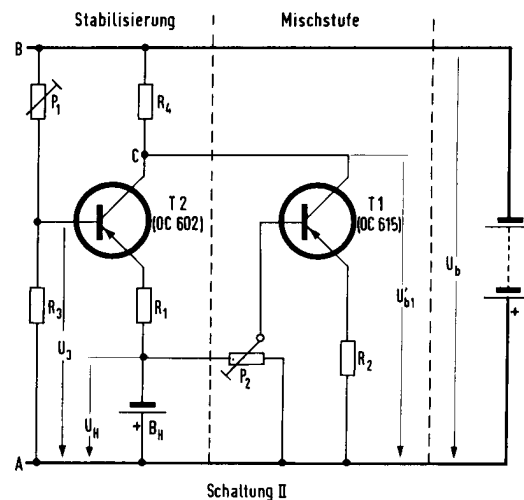
Die für eine ausreichende Stabilisierung notwendigen Änderungen von  $I_{c2}$  erfordern große Änderungen  $\Delta U_3$ , die nur durch ein großes Spannungsteilerverhältnis  $\frac{R_3}{P_1 + R_3}$  zu erreichen sind. Da ein großes Spannungsteilerverhältnis eine zu hohe Basisvorspannung für T2 ergibt, wird in die Emittenerleitung von T2 eine Hilfsbatterie  $B_H$  eingeschaltet, deren Spannung  $U_H$  der Spannung  $U_3$  entgegenwirkt, wodurch die Basisvorspannung von T2 auf den notwendigen Wert reduziert wird. Die Regelcharakteristik der Schaltung II ist, außer von der Spannung  $U_H$  der Hilfsbatterie und dem Widerstand  $R_4$ , auch noch vom Wert des gegenkoppelnden Emittenerwiderstandes  $R_1$  abhängig und kann damit leicht beeinflusst werden.

Die Höhe der stabilisierten Betriebsspannung  $U'_{b1}$  der selbstschwingenden Mischstufe wird mit  $P_1$  eingestellt, wobei natürlich der Grenzwert für den Collectorstrom des Stabilisierungs-Transistors T2 bei maximaler Speisespannung nicht überschritten werden darf.

Die Basisvorspannung des Mischstufen-Transistors T1 kann entweder mit einem Basisspannungsteiler



**Bild 8a** Schaltung II zur Frequenzstabilisierung durch Stabilisierung der Stufenspeisespannung bei gleitender Basisvorspannung der selbstschwingenden UKW-Mischstufe (bzw. Oszillatorstufe)



**Bild 8b** Stabilisierung bei fester Basisvorspannung der selbstschwingenden UKW-Mischstufe (bzw. Oszillatorstufe)

parallel zu  $U'_{b1}$  (Bild 8a) erzeugt werden oder an einem Einstellwiderstand ( $P_2$ , Bild 8b), der parallel zur Hilfsbatterie  $B_H$  liegt, abgegriffen werden.

### 3.3 Die wichtigsten Unterscheidungsmerkmale der Stabilisierungsschaltungen I und II

Die wichtigsten Unterscheidungsmerkmale der Schaltungen I und II sind:

	Schaltung I Bild 7	Schaltung II Bilder 8a u. 8b
Stromaufnahme aus der Speisespannungsquelle	klein	groß
Innenwiderstand der Spannungsquelle für die Mischstufe	groß	klein

Die Schaltung I ist wegen ihrer geringen Stromaufnahme besonders für Kofferempfänger zu empfehlen. Die Schaltung II dagegen ist mehr für die Anwendung im Autoempfänger geeignet, da hierbei die erhöhte Stromaufnahme von untergeordneter Bedeutung ist.

**TELEFUNKEN**  
**RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN**  
 BLATT 6



Der Innenwiderstand der Spannungsquelle für die selbstschwingende Mischstufe (T1) ist bei der Schaltung II wesentlich kleiner als bei der Schaltung I. Schaltung II eignet sich deshalb auch zum Stabilisieren der Speisespannung und damit der Frequenz eines KW-Oszillators, dessen Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Abstimmung, wegen der durch den größeren Durchstimmbereich bedingten größeren Änderungen der Oszillatoramplitude, viel stärker schwanken kann als bei einem UKW-Oszillator.

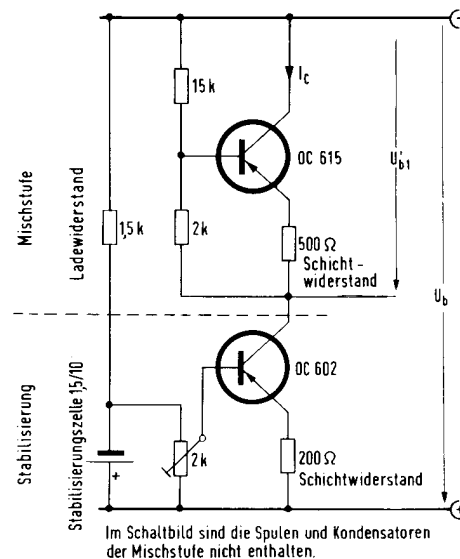
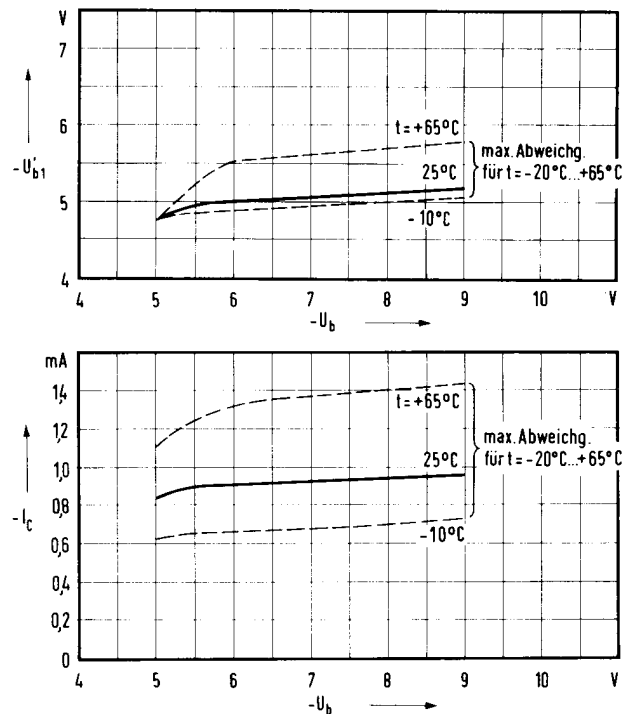
### 3.4 Ausgeführte Stabilisierungsschaltungen und ihre Meßwerte

#### 3.4.1 Schaltungsbeispiele nach Schaltung I

Bild 9 zeigt ein Ausführungsbeispiel nach Schaltung I (Bild 7) mit Meßwerten. Der Misch-Transistor OC 615 wird mit gleitender Basisvorspannung betrieben. Als Hilfsbatterie dient eine Stabilisierungszelle 1,5/10 (Fa. Neumann, Heilbronn). Sie wird über einen Widerstand von 1,5 k $\Omega$  aus der Gerätebatterie gepuffert. Zur Stabilisierung wird ein OC 602 (T2) verwendet. Für die Widerstände des Basisspannungsteilers des Misch-Transistors OC 615 wurden abweichend von der Schaltung der selbstschwingenden Mischstufe nach Bild 3a kleinere Werte (15 k $\Omega$  und 2k $\Omega$  statt 40 k $\Omega$  und 5k $\Omega$ ) gewählt. Durch den damit erreichten geringeren Innenwiderstand des Basisspannungsteilers wird bei höheren Temperaturen (> 50 $^{\circ}$ C) der Anstieg des Stromes im Misch-Transistor (OC 615) reduziert.

Das Temperaturverhalten der gesamten Schaltung ist dadurch gekennzeichnet, daß der Einfluß der Temperaturgänge des Stabilisierungs-Transistors OC 602 und des Misch-Transistors OC 615 auf die stabilisierte Spannung  $U'_{b1}$  gegenläufig ist:

Mitzunehmender Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  steigt der Collector-Strom im Stabilisierungs-Transistor OC 602 an. Dadurch würde bei konstant bleibendem Gleichstrom-Innenwiderstand der selbstschwingenden Mischstufe die Spannung  $|U'_{b1}|$  an-



**Bild 9** Nach Schaltung I ausgeführte Stabilisierungsschaltung und ihre Meßwerte

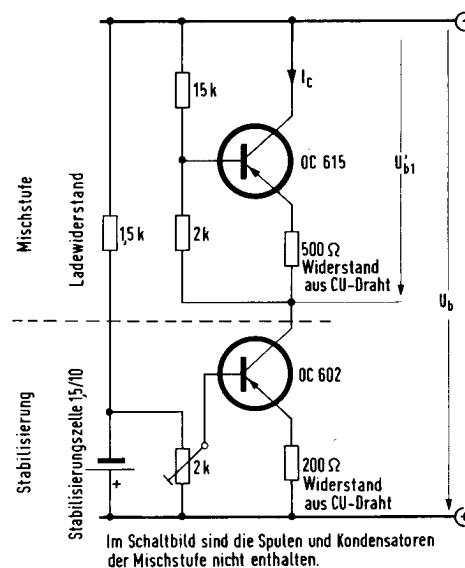
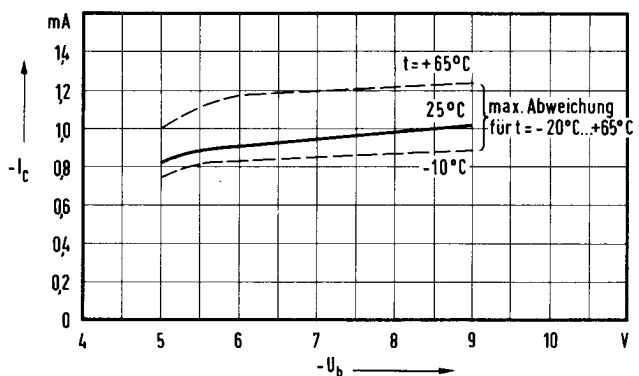
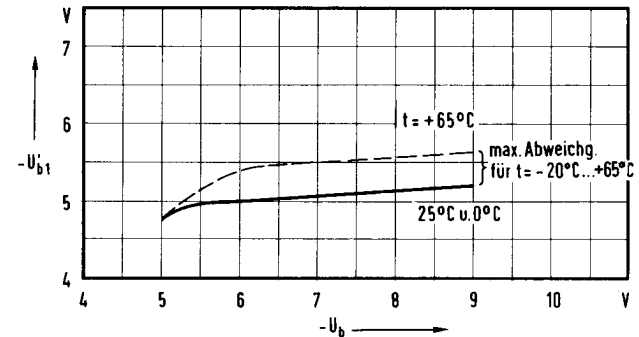
steigen. Da jedoch mit zunehmender Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  gleichzeitig der Gleichstromwiderstand der selbstschwingenden Mischstufe abnimmt, wird dieses Ansteigen von  $|U'_{b1}|$  verringert. Durch diesen Effekt wird allerdings das Temperaturverhalten der selbstschwingenden Mischstufe allein nicht beeinflusst. Sie hat also die gleichen Eigen-

schaften gegenüber Temperaturschwankungen wie eine nicht stabilisierte Stufe.

Die Meßwerte dieser Schaltung zeigen mit wachsender Speisespannung  $|U_b|$  einen sehr geringen Anstieg sowohl von  $|U_{b1}|$  wie auch des Collectorstromes  $|I_c|$  des Mischtransistors OC 615. Dazu gehören nach Abschn. 2, Bild 4 entsprechend geringe Werte von  $\Delta f_o$ . Die Kurven (Bild 9) weisen jedoch trotz des gegenläufigen Einflusses der Temperaturgänge des Stabilisierungs-Transistors und des Misch-Transistors noch eine beträchtliche Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  auf. Die Kurven für  $t_{amb} = 20^\circ\text{C}$  liegen in beiden Diagrammen oberhalb der Kurve für  $t_{amb} = -10^\circ\text{C}$ . Eine Verringerung dieser noch vorhandenen Temperaturabhängigkeit erhält man, wenn die Schichtwiderstände ( $500\ \Omega$  und  $200\ \Omega$ ) in den Emitterleitungen beider Transistoren durch Widerstände aus Kupferdraht ersetzt werden. Bild 10 zeigt für diesen Fall Schaltung und Meßwerte. Die Verbesserung der Stabilisierungseigenschaften dieser Schaltung beruht auf dem positiven Temperaturkoeffizienten der Widerstände aus Kupferdraht. Ein noch kleinerer Temperatureinfluß ließe sich durch Verwendung von Widerständen aus Eisendraht, deren Temperaturkoeffizient noch größer als der von Kupferdrahtwiderständen ist, erreichen.

### 3.42 Schaltbeispiel nach Schaltung II

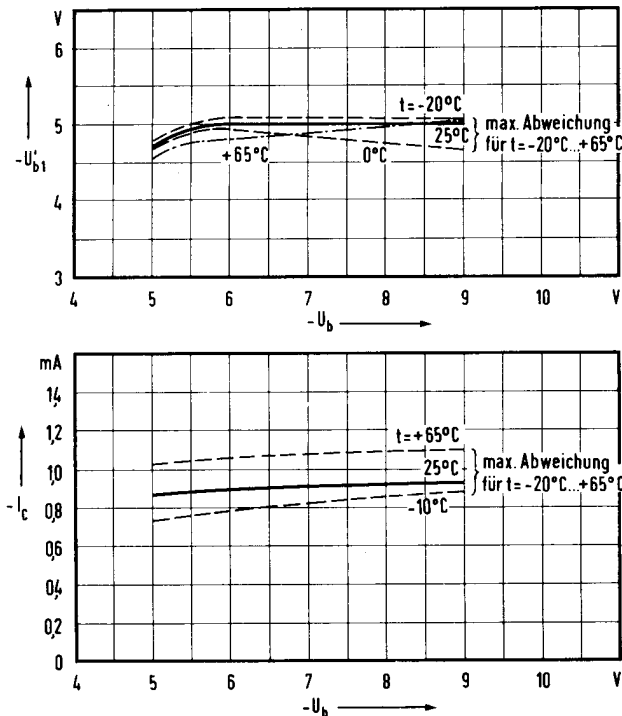
Bild 11 zeigt ein Ausführungsbeispiel der Schaltung II (Bild 8b) mit Meßwerten. Der Misch-Transistor OC 615 wird mit fester Basisvorspannung betrieben. Als Hilfsbatterie dient die Stabilisierungszelle 1,5/10. Sie wird über einen Widerstand von  $2\ \text{k}\Omega$  aus der Gerätebatterie gepuffert. Für den Stabilisierungs-Transistor wird ein OC 602 verwendet. Zur Unterdrückung des Einflusses der Umgebungstemperatur auf die stabilisierte Spannung  $U_{b1}$  der selbstschwingenden UKW-Mischstufe enthält der Basisspannungsteiler des Stabilisierungs-Transistors OC 602 (T2) einen Heißleiter (NTC-Widerstand). Bei der Dimensionierung der Schaltung wurde besonders geachtet auf eine möglichst geringe zusätzliche Stromaufnahme aus der Gesamtspeisespannungsquelle durch den Stabilisierungs-Transistor OC 602 (T2) und auf die



**Bild 10** Schaltung wie Bild 9. Verringerung des Einflusses der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  durch Verwendung von Widerständen aus Kupferdraht in den Emitterleitungen beider Transistoren.

Kompensierung des Einflusses der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  auf die stabilisierte Spannung  $U_{b1}$  der selbstschwingenden UKW-Mischstufe.

Um bei geringster zusätzlicher Stromaufnahme des Stabilisierungs-Transistors OC 602 (T2) Stabi-



Der größtmögliche Widerstand  $R_{4\max}$  ergibt sich, wenn bei der kleinsten zu stabilisierenden Gesamtspeisespannung  $|U_{b\min}|$  der Strom  $I_{C2}$  durch den Stabilisierungs-Transistor OC 602 (T2) gleich Null ist. Der Spannungsabfall an  $R_4$  wird dann allein durch den Strom  $I_C$  der selbstschwingenden Mischstufe (OC 615, T2) hervorgerufen.

$$R_{4\max} = \frac{U_{b\min} - U'_{b1}}{I_C}$$

Wird  $R_4$  kleiner gewählt als  $R_{4\max}$ , so ist für denselben Spannungsabfall  $U_{b\min} - U'_{b1}$  an  $R_4$  ein größerer Strom durch den Stabilisierungs-Transistor OC 602 (T2) erforderlich, was eine größere Stromaufnahme der Schaltung bedeutet.

Die hier angegebene Schaltung (Bild 11) zur Stabilisierung der Oszillatorfrequenz einer selbstschwingenden UKW-Mischstufe mit OC 615 durch Stabilisieren der Speisespannung  $U'_{b1}$  der Stufe wurde dimensioniert für kleine Stromaufnahme des Stabilisierungs-Transistors OC 602 (T2) bei einer gegebenen Speisespannung  $U_b$ , die zwischen  $-5,5\text{ V}$  und  $-7,5\text{ V}$  schwanken kann (Auto-batterie). Der Arbeitspunkt des Mischstufen-Transistors OC 615 (T1) ist gegeben mit:  $U'_{b1} = -5\text{ V}$ ,  $I_C = -0,9\text{ mA}$ .

Damit ergibt sich

$$R_{4\max} = \frac{(-5,5 + 5)\text{ V}}{-0,9 \cdot 10^{-3}\text{ A}} \approx 550\ \Omega$$

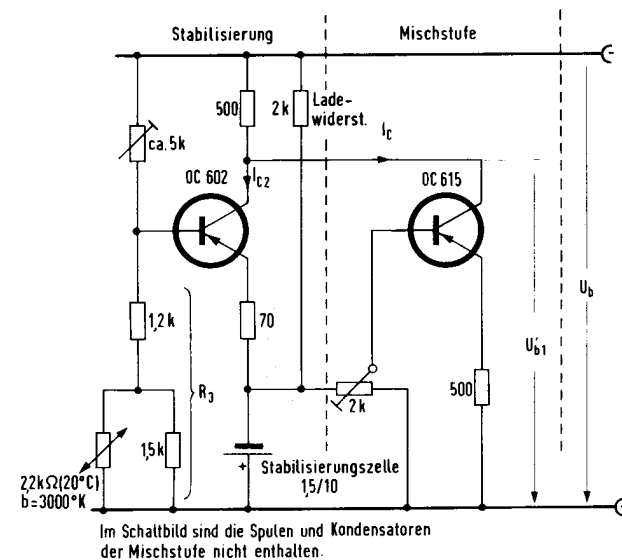
Gewählt wurde  $R_4 = 500\ \Omega$ . Dies ist auch der wirksame Innenwiderstand der Spannungsquelle für die Mischstufe. Der Strom durch den Stabilisierungs-Transistor OC 602 ist dann bei  $U_{b\min} = -5,5\text{ V}$

$$\begin{aligned} I_{C2\min} &= \frac{U_{b\min} - U'_{b1}}{R_4} - I_C \\ &= \frac{(-5,5 + 5)\text{ V}}{500\ \Omega} + 0,9 \cdot 10^{-3}\text{ A} = -0,1\text{ mA} \end{aligned}$$

Für  $U_{b\max} = -7,5\text{ V}$  ergibt sich

$$I_{C2\max} = \frac{(-7,5 + 5)\text{ V}}{500\ \Omega} + 0,9 \cdot 10^{-3}\text{ A} = -4,1\text{ mA}$$

Der aus der Gerätebatterie für die Stabilisierung der Oszillatorfrequenz zusätzlich entnommene Strom  $-I_{C2}$  durch den Stabilisierungs-Transistor



**Bild 11** Nach Schaltung II (Bild 8b) ausgeführte Stabilisierungsschaltung und ihre Meßwerte

stabilisierung zu erreichen, muß der Widerstand  $R_4$  (Bild 8a) möglichst groß gewählt werden. Für  $R_4$  gilt nach Bild 8a:

$$R_4 = \frac{U_b - U'_{b1}}{I_C + I_{C2}}$$

OC 602 beträgt also maximal 4 mA.

Das Temperaturverhalten der stabilisierten Spannung  $U'_{b1}$  ist gegeben durch die Abhängigkeit des Stromes  $I_{c1} + I_{c2}$  von der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$ . Ohne den temperaturabhängigen Basisspannungsteiler nehmen die Beträge beider Ströme ( $|I_{c2}|, |I_{c1}|$ ) mit zunehmender Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  zu. Da zur Erzielung der erforderlichen Regelsteilheit des Stabilisierungs-Transistors OC 602 (T2) der gegenkoppelnde Emitterwiderstand  $R_1$  (70  $\Omega$ ) von T2 (OC 602) nicht so groß gewählt werden konnte wie der Emitterwiderstand  $R_2$  (500  $\Omega$ ) des Mischstufen-Transistors OC 615 (T1), ist die Zunahme von  $|I_{c2}|$  mit wachsender Umgebungstemperatur wesentlich größer als bei  $|I_{c1}|$ . Um den Einfluß der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  auf  $U'_{b1}$  zu kompensieren, wurde der Temperaturgang des Stabilisierungs-Transistors OC 602 (T2) allein mit Hilfe des NTC-Widerstandes im Basisspannungsteiler von T2 (OC 602) etwas überkompensiert.

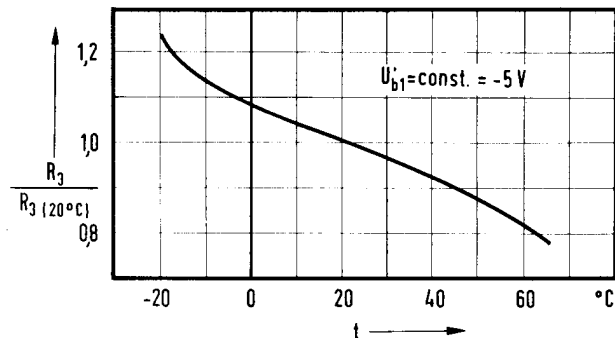
Durch die Stabilisierung der Spannung  $U'_{b1}$  gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  werden die Eigenschaften der Mischstufe allein gegenüber Temperaturschwankungen nicht beeinflusst.

Eine gute Kompensation des Temperatureinflusses erhält man, wenn der Widerstand  $R_3$  (Bild 8b) des Basisspannungsteilers den in Bild 12 angegebenen relativen Widerstandsverlauf  $R_3/R_3(20^\circ\text{C})$ , der empirisch ermittelt wurde, hat. Diesen Widerstandsverlauf in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  erreicht man beispielsweise mit der in Bild 11 angegebenen Kombination für  $R_3 = 12 \text{ k}\Omega$  in Serie mit der Parallelschaltung aus 1,5  $\text{k}\Omega$  und dem NTC-Widerstand 2,2  $\text{k}\Omega$  (20  $^\circ\text{C}$ ) mit einem  $b$  von 3000  $^\circ\text{K}^1$ .

Selbstverständlich ist auch mit anderen Typen von NTC-Widerständen (Heißleitern) durch entsprechende Wahl des Serien- und Parallelwiderstandes der Widerstandsverlauf nach Bild 12 erreichbar.

Die Meßwerte für  $-U'_{b1}$  und  $-I_c$ , Bild 11, zeigen die gute stabilisierende Wirkung der Schaltung.

$$\begin{aligned} {}^1) R_{\text{NTC}} &= a \cdot \exp \frac{b}{T}; R_{\text{NTC}}(20^\circ\text{C}) \\ &= a \cdot \exp \frac{3000 \text{ }^\circ\text{K}}{293 \text{ }^\circ\text{K}} = 2,2 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$



**Bild 12** Günstigster relativer Widerstandsverlauf für den Widerstand  $R_3$  des Basisspannungsteilers des Stabilisierungs-Transistors  $T_2$  der Schaltung II zur Verringerung des Einflusses der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  auf die Speisespannung  $U'_{b1}$ .

### 3.43 Frequenzstabilität der ausgeführten Schaltbeispiele

Die Wirksamkeit der Stabilisierung der angegebenen Schaltungen ist aus den entsprechenden Kurven und der nachfolgenden Tabelle II zu entnehmen.

Die bei konstanter Speisespannung  $U'_{b1}$  durch die Änderung der Umgebungstemperatur bedingte Frequenzänderung des Oszillators kann nun zusätzlich durch den Temperaturgang der Oszillatorkreis Kapazität vermindert werden. [3].

H. Rinderle



Tabelle II

## Stabilität der Oszillatorfrequenz bei den angegebenen Stabilisierungsschaltungen

Stabilisierungsschaltung nach	Bild 9	Bild 10	Bild 11	
Speisespannung $U_b$	-5,5 ... -7,5	-5,5 ... -7,5	-5,5 ... -7,5	V
	Umgebungstemperatur $t_{amb} = 25\text{ °C}$			
Stabilisierte Speisespannung $U'_{b1}$	-4,95 ... -5,1	-4,95 ... -5,1	-4,95 ... -5,0	V
Oszillatorfrequenzänderung $\Delta f_o$	ca. 10	ca. 10	ca. 8	kHz
	Umgebungstemperatur $t_{amb} = 65\text{ °C}$			
Stabilisierte Speisespannung $U'_{b1}$	-5,25 ... -5,65	-5,15 ... -5,5	-4,75 ... -4,9	V
Oszillatorfrequenzänderung $\Delta f_o$	ca. 18	ca. 18	ca. 25	kHz

## Literatur

- [1] RMI 5709 28  
Die physikalische Bedeutung der Elemente der Transistor-Ersatzschaltung
- [2] RMI 5711 29  
Die Strom- und Spannungsabhängigkeit des Transistors
- [3] RMI 5803 35  
Der Hochfrequenztransistor OC 615 im UKW-Baustein

