

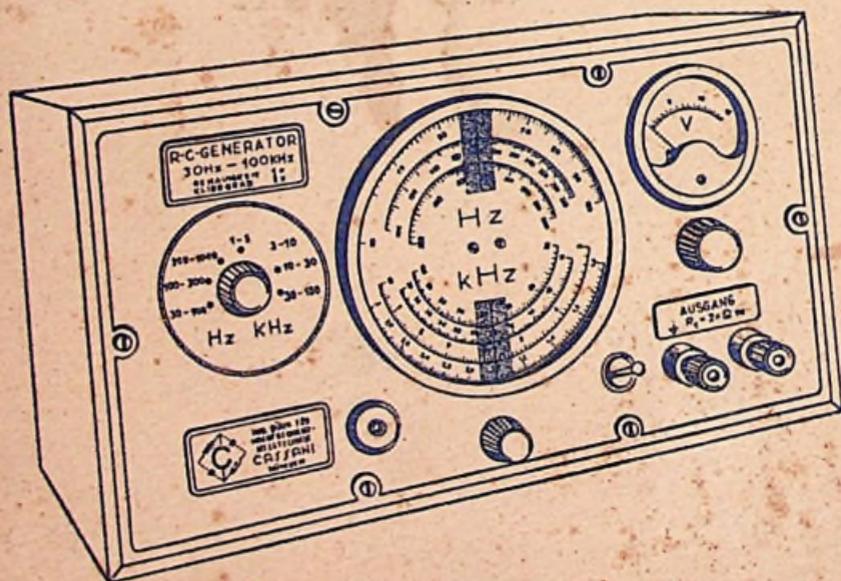
# Funkschau

## Bauheft M7

### Hochwertiger RC-Generator

für den Funkpraktiker in Wechselstromausführung

Von Ingenieur Josef Cassani



FUNKSCHAU-VERLAG OSCAR ANGERER - STUTTGART

## Die **FUNKSCHAU**-Bauhefte

bieten Konstruktions- und Bau-Unterlagen für Meß- und Hilfsgeräte, wie sie in Werkstatt und Labor des Funkpraktikers benötigt werden. Sie ermöglichen den Selbstbau dringend benötigter Meßeinrichtungen, wenn diese käuflich nicht zu beschaffen sind. In ihnen kommen Spezialbauarten von Meß- und Prüfeinrichtungen zur Beschreibung, die eigens für die Bedürfnisse der Funkwerkstatt entwickelt wurden. Die FUNKSCHAU-Bauhefte enthalten stets eine ausführliche Konstruktions- und Baubeschreibung, Schaltungen, Baupläne, soweit erforderlich Tabellen, Stücklisten und dgl. mehr.

# M7

## **Hochwertiger**

## **RC-Generator**

*für den Funkpraktiker*

Ton- und Mittelfrequenzgenerator 30 Hz ... 100 kHz, in sieben Teilbereiche unterteilt — RC-Phasenschieber zur Schwingungserzeugung — zweistufiger, stark gegengekoppelter Breitbandverstärker — automatische Amplitudenbegrenzung — Endverstärker mit Röhrenvoltmeter.

**Preis 5.— DM.**

# **Hochwertiger RC-Generator**

für den Funkpraktiker in Wechselstromausführung

Von

**Ingenieur Josef Cassani**

Mit 13 Abbildungen, 2 Bauplänen  
und einem Skalenblatt in Originalgröße



**FUNKSCHAU-VERLAG OSCAR ANGERER · STUTTGART**

**1948**

## Alle Rechte vorbehalten

Die in den FUNKSCHAU-Bauheften ausführlich beschriebenen Geräte unterstehen den verschiedensten Schutzrechten (Patent-, Gebrauchsmuster-, Warenzeichenschutz). Jeder gewerbliche Nachbau und jede Nachahmung sowohl der Bauhefte und ihrer einzelnen Teile, als auch der beschriebenen Geräte oder Teile von ihnen sind nicht gestattet und werden zivil- und strafrechtlich verfolgt.

Der Käufer der FUNKSCHAU-Bauhefte erhält das Recht, das in ihnen beschriebene Gerät für seinen eigenen Bedarf, sei es privat oder zur gewerblichen Anwendung in seinem eigenen Betrieb, in einem Stück nachzubauen.

Dieses Recht ist nicht übertragbar.

Ist der Nachbau weiterer Geräte bzw. irgendeine gewerbliche Ausnutzung geplant, so kann in Einzelfällen eine Lizenz erteilt werden. Nähere Auskünfte durch den FUNKSCHAU-Verlag Oscar Angerer, Stuttgart-5.

# Hochwertiger RC-Generator

**Vielseitiger Ton- und Mittelfrequenzgenerator  
für Rundfunkwerkstätten und Laboratorien**

## Elektrische Geräteelgenschaften

Frequenzbereich: 30 Hz ... 100 kHz unterteilt in

7 Teilbereiche: 30 ... 100, 100 ... 300, 300 ... 1000 Hz, 1 ... 3, 3 ... 10, 10 ... 30, 30 ... 100 kHz.

Genauigkeit:  $\pm 1\%$ , bis 20 % Netzspannungsschwankungen

Frequenzänderung durch Netzspannungseinfluß: etwa 0,1 % bei  $\pm 10\%$  Netzspannungsänderung.

Klirrfaktor: 0,5 ... 3 % je nach Aussteuerung des Endverstärkers.

Innenwiderstand: etwa 2000  $\Omega$ .

Ausgangsspannung: regelbar 0 ... 15 V

Frequenzgang der Ausgangsspannung:  $\pm 15\%$ .

Brummspannung: etwa 0,5 %.

## Übersicht

Bei dem beschriebenen Gerät handelt es sich um einen neuzeitlichen Ton- und Mittelfrequenzgenerator, bei dem zur Schwingungserzeugung nicht Spulen und Kondensatoren verwendet werden, wie für Rückkopplungs- und Schwebungsgeneratoren, sondern ein RC-Phasenschieber, bestehend aus ohmschen Widerständen und Kondensatoren, die über einen zweistufigen, stark gegengekoppelten Breitbandverstärker als frequenzbestimmende Rückkopplungsglieder dienen. Man spricht deshalb von einem „RC-Generator“. Gegenüber anderen Schwingungserzeugern hat diese Geräteart folgende Vorteile:

1. *Geringer Aufwand an Material und keine besonderen Abschirmungen trotz sehr umfangreichen Frequenzbereiches;*
2. *Hohe Frequenzkonstanz selbst bei größeren Netzspannungsschwankungen;*
3. *Geringer Klirrfaktor der Ausgangsspannung, weil durch diese Art der Schwingungserzeugung sich jeweils nur eine einzige Frequenz erregen kann.*

Diese unter 3. genannte Eigenschaft ist besonders beachtlich im Vergleich zu Schwebungsgeneratoren, bei denen im Frequenzgebiet von etwa 100 Hz abwärts wegen der

gegenseitigen Mitnahme der Oszillatorfrequenzen Phasenverzerrungen auftreten, wobei der Klirrfaktor der Ausgangsspannung mit sinkender Schwebungsfrequenz zunimmt. Außerdem ist bei diesem RC-Generator wegen der stark gegengekoppelten Verstärkerstufen die erregte Frequenz sowie die Ausgangsspannung in weitem Maße unabhängig von den Röhrendaten, die sich ja nach längerer Betriebszeit ändern. Eine Frequenznach-eichung bei Schwankungen der Betriebsspannungen, wie es z. B. bei Schwebungsgene-ratoren während des Betriebes öfters erforderlich wird, ist daher unnötig.

Der umfangreiche Frequenzbereich von 30 Hz ... 100 kHz umfaßt alle Tonfrequenzen und bildet außerdem den Anschluß an den Frequenzbereich der bei 100 kHz beginnenden Hochfrequenz-Meßsender. Wie später durch Rechnung und Kurven über Frequenzgang und Phasendrehung gezeigt wird, kann dieses Gerät bei ganz geringem Mehraufwand sehr leicht um einen achten Frequenzbereich von 100 ... 300 kHz erweitert werden.

Die Anwendungsmöglichkeit dieses RC-Generators in Rundfunkwerkstätten und Labora-torien ist sehr vielseitig. Hier nur einige Beispiele:

1. *Durchmessung des Frequenzganges von Verstärkern und Filtern;*
2. *Abgleichung von Tief-, Hoch- und Bandpässen;*
3. *Als Spannungsquelle bei Verzerrungsmessungen an Verstärkern, da der Klirrfaktor der verfügbaren Meßspannung außergewöhnlich klein ist;*
4. *Modulation von amplituden- und frequenzmodulierten Meßsendern oder Steuerung von Ultraschallsendern usw.;*
5. *Frequenzmessung von 30 Hz ... 100 kHz mit  $\pm 1\%$  Genauigkeit, wenn die unbe-kannte Frequenz mit der des RC-Generators in einer Mischstufe überlagert und die Schwebung dieser beiden Frequenzen an einem Meßwerk angezeigt wird;*
6. *Zur Speisung von Tonfrequenz-Meßbrücken.*

## Wirkungsweise

### 1. Schwingungserzeugung

Bild 1 zeigt die grundsätzliche Schaltung zur Schwingungserzeugung. Wird der Breit-bandverstärker über die beiden phasen- und frequenzabhängigen Zweigwiderstände  $R_1$ ,  $C_1$  und  $R_2$ ,  $C_2$  einer Wienschen Brücke rückgekoppelt, so bleiben die einmal an-gefachten Schwingungen aufrechterhalten, wenn die rückgekoppelte Spannung  $U_1$  so groß ist wie die bereits vorhandene Eingangsspannung  $U_1'$ , und wenn diese beiden Span-nungen gleiche Phasenlage haben.

Die Glieder  $R_1$ ,  $C_1$  und  $R_2$ ,  $C_2$  bilden einen Phasenschieber und Spannungsteiler, bei dem die Teilspannung  $U_1$  mit der Oberspannung  $U_4$  bei feststehenden RC-Werten nur für eine bestimmte Frequenz  $f$  phasengleich ist:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (\text{Hz; } \mu\text{F, M}\Omega)$$

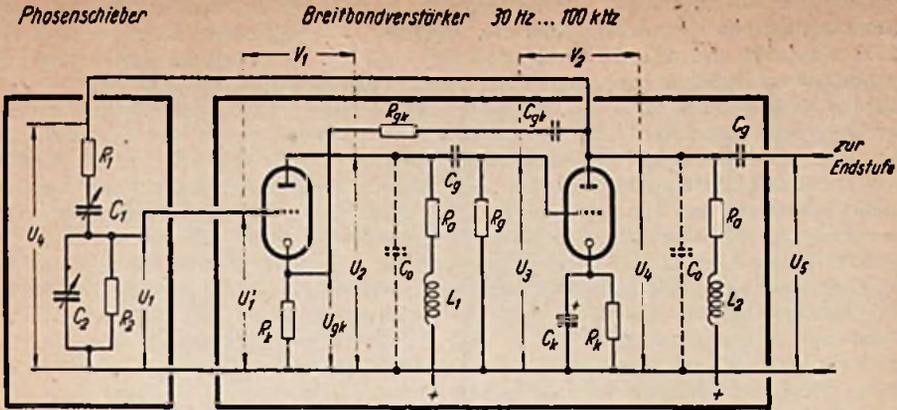


Bild 1. Prinzipschaltung des RC-Generators; gegengekoppelter Breitbandverstärker mit RC-Phasenschieber

Sind  $C_1$  und  $C_2$  ein Doppeldrehkondensator mit gleichem Plattenschnitt, also  $C_1 = C_2 = C$ , und macht man die Phasenschieberwiderstände  $R_1 = R_2 = R$ , so vereinfacht sich der Ausdruck auf:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{Hz; } \mu\text{F; M}\Omega)$$

Für diese Frequenz beträgt dann die Spannungsteilung  $U_4 / U_1 = 3 : 1$  und der Phasenwinkel  $\varphi = 0^\circ$ . Bild 2 zeigt den resonanzkurvenartigen Spannungsverlauf und den Phasenwinkel in Abhängigkeit von der Frequenz. Daraus ist klar zu erkennen, daß die erregte Frequenz nicht von der Spannungsteilung, sondern ausschließlich von der mit der Frequenz sich rasch ändernden Phasenlage abhängt. Das Vektordiagramm in Bild 3 veranschaulicht die Phasenlage der einzelnen Spannungen sowie die gesamte Phasendrehung im Breitbandverstärker. Sind die beiden Anodenwiderstände  $R_a$  rein ohmsch, so beträgt die Phasendrehung in jeder Röhre genau  $180^\circ$  und über beide Verstärkerstufen gleich  $360^\circ$ , d. h. die Ausgangsspannung  $U_4$  ist mit der Eingangsspannung  $U_1'$  wieder phasengleich. Da nun der Phasenschieber nur für eine Frequenz keine Phasendrehung bewirkt, so kann sich auch nur diese eine Frequenz erregen. Wegen der Spannungsteilung im Phasenschieber  $U_1 / U_4 = 3 : 1$ , muß der Breitbandverstärker eine Mindestverstärkung  $V = V_1 V_2 \approx 3$  haben, um die Schwingungen aufrechtzuerhalten. Ist die Verstärkung viel größer, so wird, da der Rückkopplungsfaktor ja feststeht, auch die rückgekoppelte Spannung  $U_1$  viel größer und im Verstärker können durch Übersteuerung der Röhren Verzerrungen auftreten. Die an sich wesentlich höhere Gesamtverstärkung (etwa 60-fach) beider Stufen wird daher durch starke und frequenzunabhängige Gegenkopplung über  $C_{gk} - R_{gk} - R_k$  auf  $V \approx 3$  herabgesetzt. In diesem Schwingungszustand ist dann die abgegebene Spannung  $U_5$  nahezu frei von Verzerrungen. Der Klirrfaktor beträgt etwa 0,5%. Es handelt sich also um praktisch völlig reine Grundwellen, die zur weiteren Verstärkung der Endstufe zugeführt werden.

Bild 4 zeigt das vollständige Schaltbild des RC-Generators. Der Breitbandverstärker ist mit zwei Röhren EF 12/I und EF 12/II bestückt. Diese sind zur Herabsetzung der Verstärkung über  $C_{15}$ ,  $R_{27}$ ,  $R_{26}$ ,  $R_{22}$  und  $R_{21}$  gegengekoppelt. Die Gittervorspannung für die erste Röhre wird am Katodenwiderstand  $R_{22}$  erzeugt und über  $R_{15}$  und die Phasenschieberwiderstände dem Gitter zugeführt.  $C_7$  verbindet alle Fußpunkte der Phasenschieberwiderstände  $R_8 \dots R_{14}$  wechselstrommäßig mit dem Fußpunkt des Phasenschieberkondensators  $C_2$ . In Reihe mit den Anodenwiderständen  $R_{24}$  bzw.  $R_{28} + R_{30}$  liegen die HI-Drosseln  $L_1$  bzw.  $L_2$ , um zwischen Ein- und Ausgangsspannung auch bei 100 kHz eine Phasen-

drehung von  $360^\circ$  zu erzielen. Die übrigen Schaltglieder des Breitbandverstärkers sind so bemessen, daß die Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich nicht mehr als etwa  $\pm 2\%$  schwankt und daß die Phasendrehung auch bei 30 Hz nahezu  $360^\circ$  beträgt. Zur Frequenzbereichumschaltung dienen die beiden gekuppelten Stufenschalter  $S_1'$  und  $S_1''$  mit den Widerständen  $R_1 \dots R_{14}$ . Die stetige Veränderung der Frequenz geschieht durch den Doppeldrehkondensator  $C_1$  und  $C_2$  zu  $2 \times 15 \dots 540$  pF, wobei die Kapazitätsvariation jedes einzelnen durch die Parallelkapazitäten  $C_3 + C_3$  und  $C_4 + C_4$  auf  $\Delta C = 1 : 3,33$  je Frequenzbereich eingengt ist. Da sich hier die Frequenz linear mit der Kapazität ändert, und nicht mit dem Wurzelwert der Kapazität, wie bei Schwingungskreisen mit Kapazität und Selbstinduktion, so bewirkt  $\Delta C = 1 : 3,33$  auch eine ebenso große Frequenzvariation  $\Delta f = 1 : 3,33$ . Diese Eigenschaft ist z. B. auch ein sehr beachtlicher Vorteil gegenüber den altbekannten Oszillatoren mit induktiver Rückkopplung. Der Phasenschieberwiderstand  $R_1$  des Bereiches  $30 \dots 100$  Hz ist direkt mit der Anode der EF 12/II verbunden, während die übrigen ( $R_2 \dots R_7$ ) die Rückkopplungsspannung über den Teilanodenwiderstand  $R_{28}$  abgreifen. Dies ist notwendig, weil im ersten Frequenzbereich wegen des hohen Gitterwiderstandes  $R_{14}$  und wegen anderer Einflüsse etwas mehr Spannung rückgekoppelt werden muß. Außerdem wird dadurch auch der erforderliche Regelbereich der automatischen Amplitudenbegrenzung entlastet.

## 2. Automatische Amplitudenbegrenzung

Der nicht völlig lineare Frequenzgang der Verstärkung, insbesondere an der unteren und oberen Grenzfrequenz und der nicht über den ganzen Frequenzbereich vollkommen konstante Rückkopplungsfaktor bedingen eine Verstärkungsregelung, um die Spannung am Ausgang des Schwingungserzeugers möglichst konstant und den Klirrfaktor sehr klein zu halten. Die Verstärkung muß für die Abgabe sinusförmiger Spannung stets nur so hoch sein, als zur Aufrechterhaltung der Schwingungen unbedingt erforderlich ist. Hierzu könnte man z. B. einen Teil des Katodenwiderstandes der ersten Röhre durch einen auf der Frontplatte bedienbaren Regelwiderstand veränderlich machen und damit beim Ansteigen der Schwingungen den Gegenkopplungsfaktor erhöhen. Dadurch würde aber die Gerätebedienung für viele Messungen unbequemer; z. B. dann, wenn man ein breites Frequenzband nur durch Umschalten des Bereichschalters in Stufen von 1 : 3 überstreichen will, dabei aber die Ausgangsspannung konstant und deren Klirrfaktor stets klein bleiben soll. Deshalb wirkt hier als automatischer Amplitudenbegrenzer die Röhre EF 12/III, deren Innenwiderstand wechselstrommäßig dem Katodenwiderstand  $R_{21} + R_{22}$  parallel

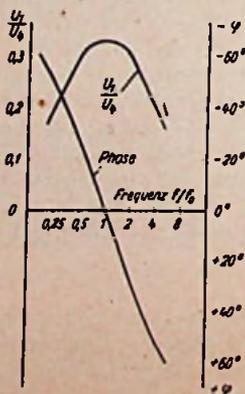


Bild 2. Frequenzabhängigkeit der Phase und der Spannungsteilung im Phasenschieber

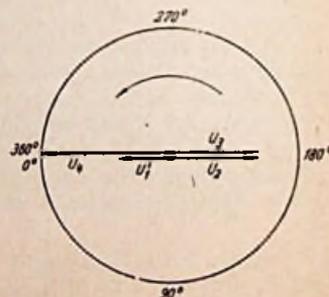


Bild 3. Phasenlage der Spannungen im Breitbandverstärker

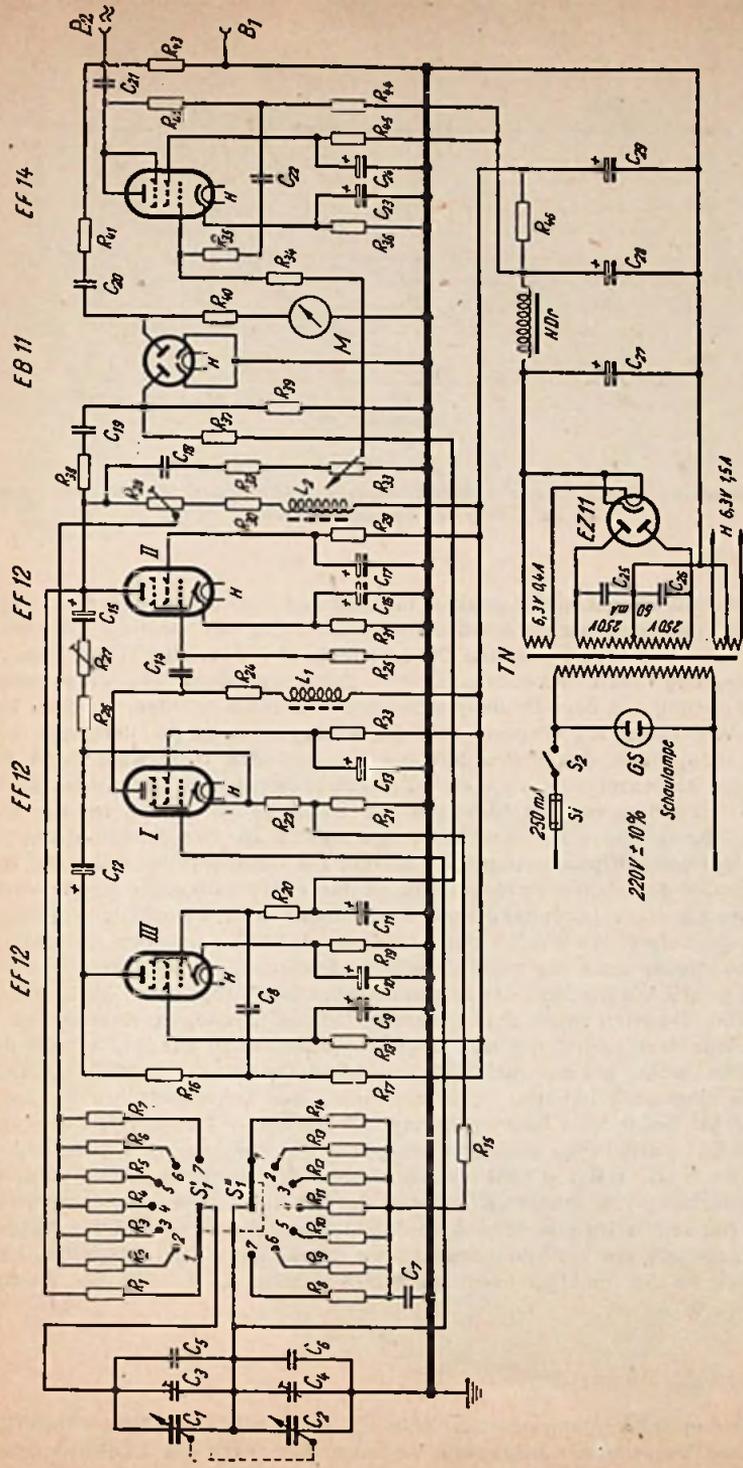


Bild 4. Vollständiges Schaltbild des RC-Generators

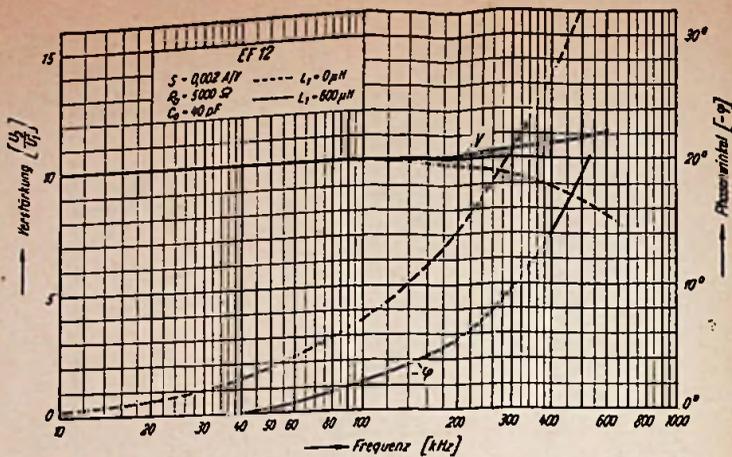


Bild 5. Verstärkung und Phasendrehung in Abhängigkeit von der Frequenz, mit und ohne Drossel  $L_1$ , in der 1. Stufe des Breitbandverstärkers

liegt und damit den Gegenkopplungsfaktor mitbestimmt. Gesteuert wird diese Begrenzeröhre von der gleichgerichteten Anodenwechselspannung der zweiten Verstärkeröhre EF 12/II. Zur Gleichrichtung dient eine Diodenstrecke der Röhre EB 11 mit dem Arbeitswiderstand  $R_{39}$  und dem Ladekondensator  $C_{19}$ . Zur Vermeidung von Verzerrungen, die durch die Belastung mit dem Diodengleichrichter auftreten würden, ist dem Ladekondensator der Widerstand  $R_{38}$  vorgeschaltet. Die an  $R_{39}$  entstehende Gleichspannung wird als Regelspannung über den Siebwiderstand  $R_{37}$  und den Gitterwiderstand  $R_{20}$  dem Steuergitter der Begrenzeröhre zugeführt. Die Zeitkonstante des Siebgliedes  $R_{37} C_{11}$  beträgt rund 5 Sekunden, um das Einsetzen der Regelung zu verzögern. Ein rascher Regelvorgang (0,5 s), wie z. B. beim Schwundausgleich in Rundfunkempfängern, kann hier zu sehr störenden Kippschwingungen führen. Zur Herabsetzung des sonst zu hohen Innenwiderstandes der Begrenzeröhre ist diese durch den halbierten Anodenwiderstand  $R_{16} + R_{17}$  über  $C_8$  stark gegengekoppelt. Die automatische Amplitudenbegrenzung arbeitet nun folgendermaßen: Wächst die Amplitude der Schwingungen aus irgendeinem Grunde an, so nimmt auch die gleichgerichtete Spannung zu, die steigende negative Regelspannung setzt die Steilheit der Begrenzeröhre herab und es erhöht sich damit ihr Innenwiderstand. Dadurch wird der Gesamtwiderstand zwischen Katode der EF 12/I und Masse vergrößert und damit der Gegenkopplungsfaktor erhöht, worauf die Verstärkung wieder sinkt, bis sie sich auf das Mindestmaß zur Aufrechterhaltung der Schwingungen eingestellt hat. Der Innenwiderstand der Begrenzeröhre beträgt durchschnittlich 2,7 k $\Omega$  bei 0 Volt Regelspannung, 3,9 k $\Omega$  bei -2 V, 6,2 k $\Omega$  bei -4 V und 13 k $\Omega$  bei -6 V. Innerhalb der Regelspannungen von -2 V bis -6 V wird dadurch der Katodenwiderstand  $R_{21} + R_{22} = 3 \text{ k}\Omega$  wechselstrommäßig um rund 20 % und annähernd auch die Verstärkung um denselben Prozentsatz verändert. Die Verstärkungsregelung ist also auch bei sehr schwankenden Amplituden ausreichend, so daß am Ausgang des Schwingungserzeugers die Tonfrequenzspannung gut konstant und der Klirrfaktor stets klein bleibt. Sie beträgt in allen Frequenzbereichen rund 3,5 V  $\pm$  5%, bei einem Klirrfaktor von etwa 0,5%.

### 3. Endverstärker mit Röhrevoltmeter

Würde man an den Schwingungserzeuger über  $C_{18}$  einen niederohmigen Verstärker oder sonst irgendeinen Verbraucher anschalten, so hätte dies durch die induktive oder kapazitive Beeinflussung des Anodenwiderstandes  $R_{28} + R_{30}$  meist eine erhebliche Frequenz-

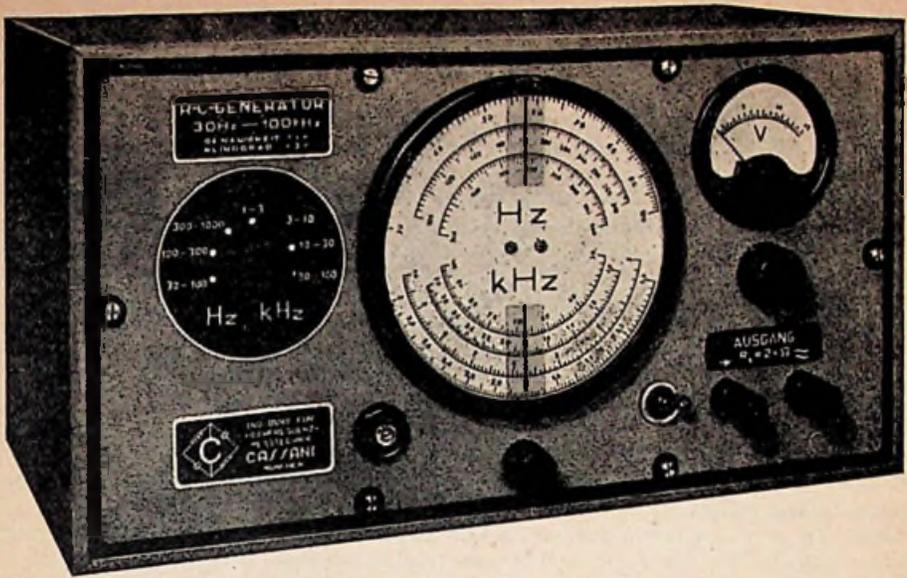


Bild 6. Frontplatte des fertigen RC-Generators

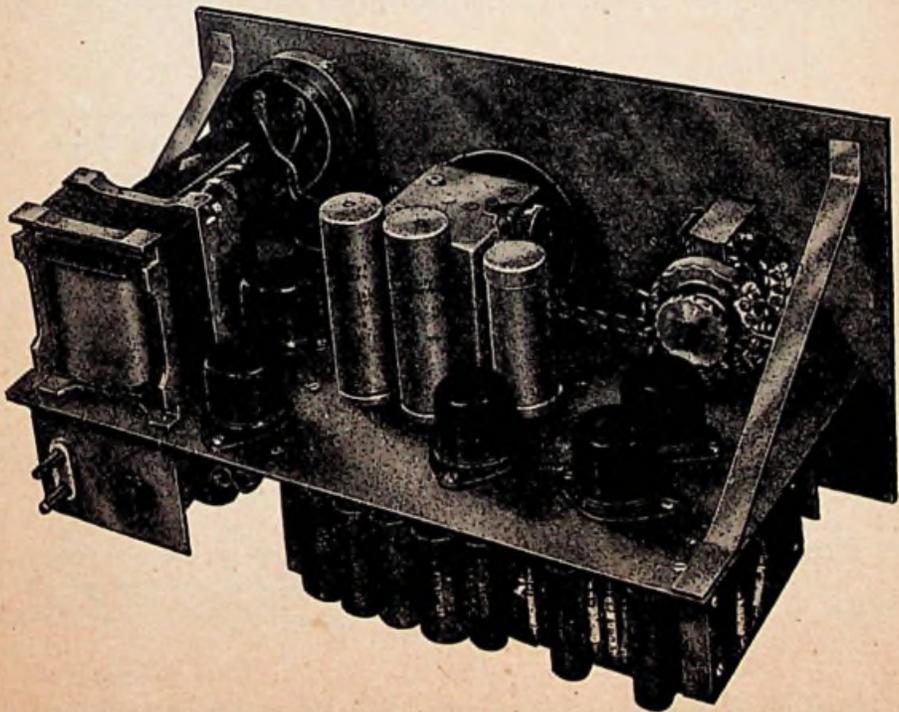


Bild 7. Rückansicht des fertigen RC-Generators

verwerfung zur Folge. Die Belastung mit einer Kapazität von  $0,2 \mu\text{F}$  würde z. B. eine Frequenzänderung von  $50 \text{ Hz}$  auf  $40 \text{ Hz}$  verursachen. Bei der oberen Grenzfrequenz würden  $50 \text{ pF}$  Belastung die Frequenz von  $100 \text{ kHz}$  auf etwa  $80 \text{ kHz}$  herabdrücken. Um dies zu vermeiden, ist dem Schwingungserzeuger ein Endverstärker nachgeschaltet. Dieser hat außerdem die Aufgabe, die vorhandene Spannung von rund  $3 \text{ V}$  auf  $15 \text{ V}$  zu verstärken. Diese Stufe ist mit der sehr steilen Röhre  $\text{EF } 14$  bestückt und über den aufgeteilten Anodenwiderstand  $R_{42} + R_{44}$  und durch die Glieder  $C_{22}, R_{35}, R_{34}$  gegengekoppelt, um den Innenwiderstand des Generators auf etwa  $2 \text{ k}\Omega$  herabzusetzen und die Verstärkung von Netzspannungsschwankungen sowie von der Röhrenalterung weitgehend unabhängig zu machen. Außerdem werden durch die Gegenkopplung gleichzeitig auch die in der Röhre entstehenden Verzerrungen wesentlich vermindert. Sie betragen am Ausgang  $0,5 \dots 3 \%$  je nach Aussteuerung der Röhre. Die Ausgangsspannung läßt sich mittels Potentiometer  $R_{33}$  von  $15 \text{ V}$  auf nahezu  $0 \text{ V}$  herunterregeln. Um von der Spannungsregelung abhängige Frequenzverwerfungen zu vermeiden, ist dem Potentiometer der Widerstand  $R_{32}$  vorgeschaltet. Das eingebaute Röhrenvoltmeter zur Messung der Ausgangsspannung hat einen Meßbereich von etwa  $1 \dots 15 \text{ V}$  und ist an die Ausgangsbuchse  $B_2$  angeschlossen. Es besteht aus dem  $0,1 \text{ mA}$ -Drehspulmeßwerk  $M$ , der zweiten Diodenstrecke der  $\text{EB } 11$ , dem Ladekondensator  $C_{20}$  und dem Arbeitswiderstand  $R_{40}$ . Zusätzliche Verzerrungen der Ausgangsspannung, die durch die Ladestöße der Dioden gleichrichtung verursacht würden, werden auch hier durch den Vorwiderstand  $R_{41}$  vermieden.  $R_{41}$  ist so bemessen, daß bei  $100 \text{ kHz}$  noch kein untragbarer Abfall des Frequenzganges auftritt. Der den Ausgangsbuchsen parallel liegende Widerstand  $R_{43}$  dient zur Vermeidung von Ladestößen beim Anschalten von Verbrauchern. Ein empfindliches Instrument könnte beim Anschalten durch den plötzlich auftretenden Ladestrom von  $C_{21}$  beschädigt werden.

#### 4. Netzteil

Der Netztransformator soll nicht zu knapp bemessen und sein Streufluß möglichst gering

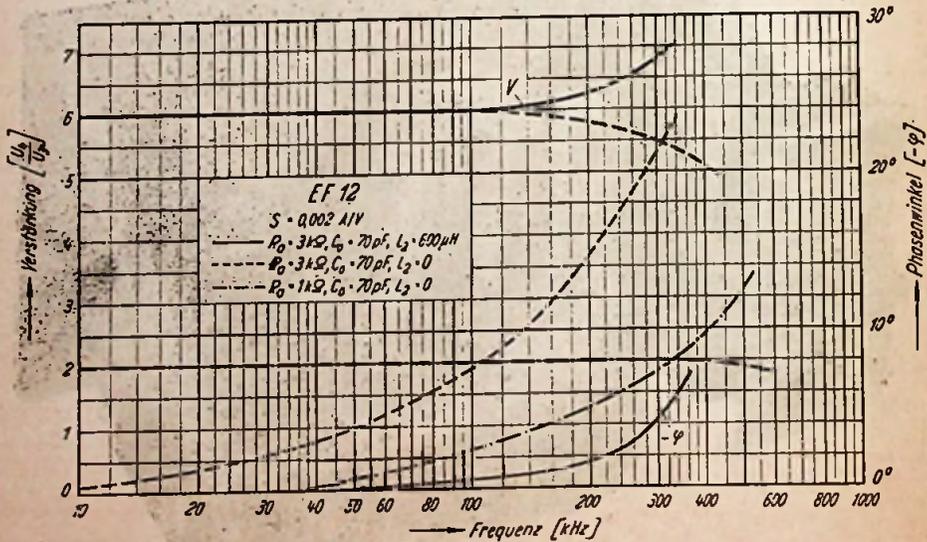


Bild 8. Verstärkung und Phasendrehung in Abhängigkeit von der Frequenz, mit und ohne Drossel  $L_2$ , in der 2. Stufe des Breitbandverstärkers.  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  ergäbe geraden Frequenzgang und kleinen Phasenwinkel, dafür aber nur geringe Verstärkung

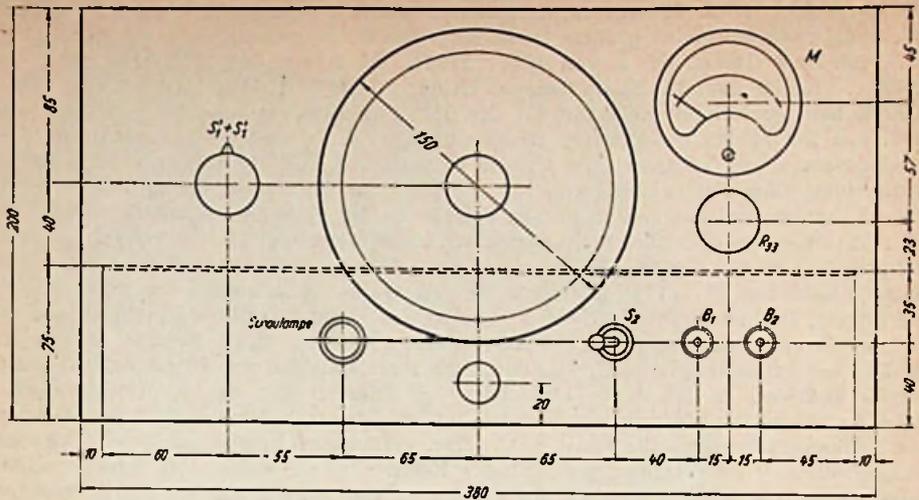


Bild 9. Einzelteilanordnung auf der Frontplatte

sein, sonst können sich im Gehäuse des Drehkondensators, dessen beide Rotoren am Gitter liegen, einige mV Brummspannung induzieren, die sich der erzeugten Tonfrequenz überlagern und dadurch im Frequenzgebiet zwischen 50 und 300 Hz sehr störende Interferenzen verursachen. In besonders kritischen Fällen müßte der Drehkondensator mit etwa 1,5 mm starkem Eisenblech magnetisch abgeschirmt werden. Als Gleichrichteröhre ist die leistungssparende EZ 11 verwendet, um die Wärmeentwicklung im geschlossenen Gerätegehäuse gering zu halten. Insgesamt werden rund 20 Watt in Wärme umgesetzt. Die Anodengleichspannung für die Endstufe wird durch den Ladekondensator  $C_{27}$  und den Siebkondensator  $C_{28}$  sowie durch eine Netzdrossel mit möglichst großer Induktivität (10... 20 Hz) geglättet. Zu geringe Siebung verursacht zu hohen Prozentsatz an Brummspannung am Ausgang und zudem, je nach Frequenz und Oberwellengehalt der Netzspannung, auch sehr störende Schwebungen im tiefen Frequenzgebiet. Für die Stufen des Schwingungserzeugers ist eine zusätzliche Siebung durch  $R_{46}$  und  $C_{29}$  vorgesehen. Der verhältnismäßig große Siebwiderstand  $R_{46} = 20 \text{ k}\Omega$  wirkt außerdem sehr stabilisierend auf die Schwingungserzeugung. Die große Kapazität der Siebkondensatoren ist deshalb notwendig, um die Anodenwiderstände auch bei 30 Hz mit möglichst kleinem Wechselstromwiderstand gegen die allgemeine Minusleitung zu blockieren. Den Anodenspannungswicklungen des Transformators sind zur Vermeidung wilder Störschwingungen die Kondensatoren  $C_{25}$  und  $C_{26}$  parallel geschaltet. Zur weiteren Verminderung der Brummspannung ist die Heizwicklung der Verstärkerröhren durch Mittelanzapfung gegen Masse symmetriert.

### Bemessung der Schaltglieder im Schwingungserzeuger

#### Phasenschieber

Die Aufteilung des Gesamtfrequenzbereiches von 30 Hz... 100 kHz in 7 Teilbereiche zu 30... 100, 100... 300, 300... 1000 Hz, 1... 3, 3... 10, 10... 30 und 30... 100 kHz bedingt in jedem Bereich eine Kapazitätsvariation  $\Delta C = 1 : 3$  bzw. 1 : 3,33. Der Einfachheit hal-

ber wurde hier jedem Teilbereich die gleiche Kapazitätsvariation  $\Delta C = 1 : 3,33$  zugeordnet, womit sich bei gleich großem Drehwinkel des Drehkondensators der 1. Bereich von 30...100 Hz erstreckt, der 2. von 94,5...315 Hz, der 3. von 300...1000 Hz, der 4. von 0,945...3,15 kHz usw. Die Skala dagegen ist nur von 30...100 Hz, 100...300 Hz, 300...1000 Hz usw. gezeichnet (siehe Bild 13). Die freie Kapazitätsvariation (15...540 pF) jedes einzelnen der beiden gekuppelten Drehkondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  ist also durch Festkondensatoren und Trimmer  $C_3 + C_5$  und  $C_4 + C_6$  auf  $\Delta C = 1 : 3,33$  zu reduzieren, bei Ausnutzung eines Drehwinkels von  $10^\circ \dots 170^\circ$  (nicht  $0^\circ \dots 180^\circ$ ), um an beiden Enden jedes Frequenzbereiches (bei zu großen Toleranzen der Phasenschieberwiderstände, oder bei nicht über den gesamten Frequenzbereich gleichbleibender Phasendrehung im Breitbandverstärker) einen gewissen Spielraum zu haben. Damit können die Bereiche nach Wunsch auch von  $5^\circ \dots 175^\circ$  gezeichnet werden, wobei sie sich dann um einige Prozent überlappen. Da hier (wenn die beiden Rotoren des Drehkondensators nicht gerade isoliert auf ihrer Achse sitzen) das Drehkondensatorgestell am Gitter liegt, so ist ein großer Teil der Parallelkapazität  $C_4 + C_6$  durch die Raumkapazität des Drehkondensators  $C_2$  bereits gebildet. Es ist daher einfacher, die Trimmer für die Kapazitätsvariation  $\Delta C = 1 : 3,33$  mittels Messung abzugleichen und mit den sich dabei ergebenden Anfangs- und Endkapazitätswerten die Phasenschieberwiderstände zu berechnen. Denn nach einer rechnerischen Vorausbestimmung muß der Kapazitätswert wegen der schwer schätzbaren Raum- und Schaltkapazität von  $C_2$  ja doch gemessen werden. Mit einem Drehkondensator zu  $2 \times 15 \dots 540$  pF wird die Anfangskapazität  $C_A = 206$  pF und die Endkapazität  $C_E = 686$  pF, bei einem Drehwinkel von  $10^\circ \dots 170^\circ$ . Die für den jeweiligen Frequenzbereich zwei gleichen Phasenschieberwiderstände ergeben sich dann mit der unteren Bereichsfrequenz  $f_u$  und der Endkapazität  $C_E$  aus:

$$R = \frac{1}{2 \pi f_u C_E} \quad (\text{M}\Omega; \text{Hz}; \mu\text{F})$$

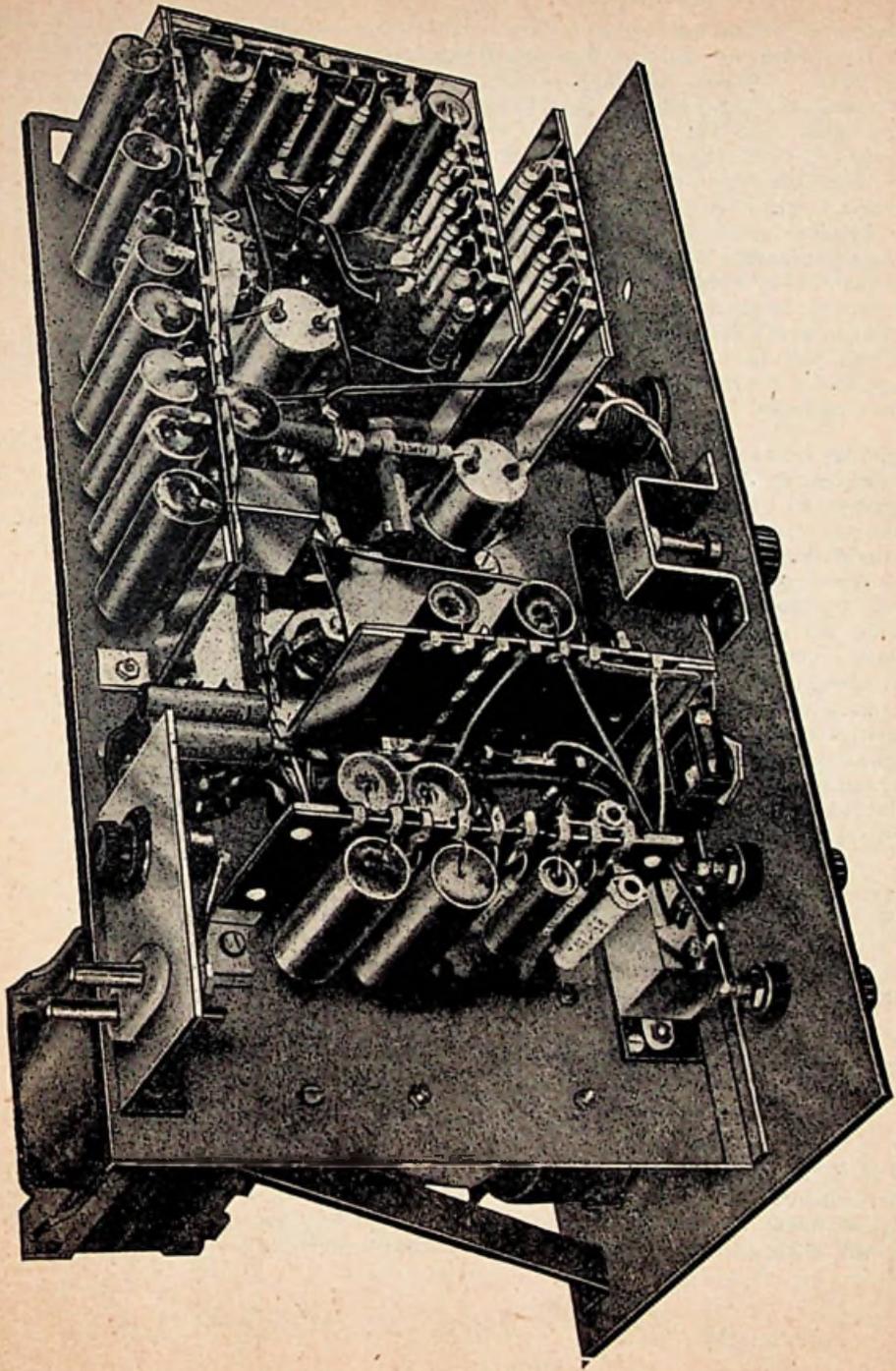
Z. B. für den 1. Bereich 30...100 Hz wird

$$R_1 = R_{14} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 0,000686} = 7,74 \text{ M}\Omega$$

Im 2. Bereich 94,5...315 Hz wird

$$R_2 = R_{13} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 94,5 \cdot 0,000686} = 2,455 \text{ M}\Omega$$

Für die übrigen Bereiche ergibt sich dann ohne weitere Rechnung:  $R_3 = R_{12} = 774 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = R_{11} = 245 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = R_{10} = 77,4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6 = R_9 = 24,5 \text{ k}\Omega$  und  $R_7 = R_8 = 7,74 \text{ k}\Omega$ . Diese Werte erscheinen zwar etwas unrund, sie liegen aber alle innerhalb der 5%-Toleranz handelsüblicher Widerstände. Die hohen Widerstände mit rund 8 M $\Omega$  im 1. Bereich bedingen besonders hochwertige und konstante Isolationswiderstände. Verschlechtert sich z. B. der zu  $R_{14}$  parallel liegende Isolationswiderstand des Bereichschalters, der Isolierstützen des Drehkondensators oder der Widerstandshalterung von 500 M $\Omega$  auf 100 M $\Omega$ , so ändert sich  $R_{14}$  um etwa 6 % und damit die Frequenz um etwa 3 %. Eine derart große Frequenzverwerfung könnte z. B. auftreten, wenn sich zwischen benachbarten Lötstellen verschmutztes Lötfett befindet, oder wenn der Bereichschalter aus minderwertigem Preßstoff hergestellt ist. Es ist daher sehr zu empfehlen, einen Drehkondensator und Bereichschalter mit Calitisation oder ähnlich gutem Stoff zu wählen und in die RC-Leisten I und II zwischen den Lötösen etwa 20 mm lange Schlitzte einzusägen, wie im Verdrahtungsplan eingezeichnet. Als Phasenschieberwiderstände sind solche zu 0,5 oder 1 Watt Belastbarkeit zu wählen, und möglichst ein Fabrikat mit stabilen Anschlußkappen, wie z. B. Siemens, Dralowid, Hoges u. a. zu bevorzugen. Sämtliche Phasenschieberwiderstände befinden sich unterhalb des Aufbaugesells, um sie von der Wärmeabstrahlung der Röhren möglichst fern zu halten. Denn die Frequenzkonstanz des Gerätes entscheidet fast ausschließlich die Konstanz der Phasenschieberelemente.



*Bild 10. Verteilung der Einzelteile und Verdrahtung unterhalb des Gestells im fertigen RC-Generator*

## 2. Breitbandverstärker

Die genaue Vorausberechnung der Phasenschieberwiderstände hat nur dann Zweck, wenn die Phasendrehung zwischen Ein- und Ausgangsspannung über beide Verstärkerstufen von 30 Hz ... 100 kHz tatsächlich nahezu 360° beträgt. Wird sie z. B. nach der oberen Grenzfrequenz hin größer, so bewirkt dies eine Bereicheinengung. Der 7. Bereich reicht dann nicht mehr von 30 ... 100 kHz, sondern nur von etwa 30 ... 80 kHz. Dieser Fall würde z. B. eintreten, wenn die durch die Anoden- und Schaltkapazität verursachte negative Phasendrehung bei den hier verwendeten Anodenwiderständen durch die Drosseln  $L_1$  bzw.  $L_2$  nur ungenügend rückgedreht würde. Oder bei zu klein bemessenem Katodenkondensator  $C_{1g}$  würde sich im 1. Bereich die Frequenz nur von 100 Hz bis etwa 40 Hz herunterregeln lassen. Nachstehend sind nun die zur Berechnung der Verstärkung und der Phasendrehung notwendigen Formeln ohne Herleitung angegeben und durch Beispielrechnungen ergänzt. Die Bilder 5 und 8 zeigen außerdem den Frequenzgang der Verstärkung sowie diese unerwünschte Phasendrehung in beiden Stufen für den Frequenzbereich von 10 ... 300 kHz. Allgemeingültige Formeln sind mit den Schaltelementen nach Bild 1 benannt, und in den Beispielrechnungen sind sie mit den Nummern nach Bild 4 versehen.

Sind im unteren Frequenzgebiet die Anodenwiderstände  $R_a$ , der Katodenwiderstand  $R_k$  der zweiten Stufe, der Gitterwiderstand  $R_g$  sowie die Röhrensteilheiten  $S$  gegeben, so ist der Verstärkungsfaktor und die Phasendrehung nur vom Gitterkondensator  $C_g$ , vom Katodenblock  $C_k$  sowie von der in Bild 1 nicht eingezeichneten Schirmgitterblockierung abhängig. Vorausgesetzt ist hierbei, daß die Röhren Pentoden sind und die Anodenwiderstände  $R_a \ll R_i$ , was bei derartigen Breitbandverstärkern ja stets zutrifft. Die Blockierung der Schirmgitter bereitet keine Schwierigkeiten, weil man in allen Fällen mit verhältnismäßig kleinen Elektrolytkondensatoren (4 ... 8  $\mu F$ ) auskommt. Dagegen ergeben sich für  $C_k$  bei Röhren mit großer Steilheit, wie z. B. EF 14, EL 11 usw., oft riesige Kapazitätswerte von 500 ... 2000  $\mu F$ , wenn nur kleine Änderungen der Verstärkung und des Phasenwinkels zulässig sind. Der Gegenkopplungsfaktor und sein Frequenzgang bleiben zunächst unberücksichtigt, und die Katode der ersten Röhre sei ideal blockiert betrachtet. Soll zwischen den beiden Röhren der durch das  $R_g, C_g$ -Glied bewirkte Spannungsverlust  $p = U_3/U_2$  klein sein, so muß  $C_g$  je nach Größe des zulässigen Gitterwiderstandes  $R_g$  entsprechend groß sein. Bei 5 % Spannungsverlust ist z. B.  $p = 0,95$ . Für die untere Grenzfrequenz wird:

$$C_g = \frac{1}{2\pi f_u R_g} \cdot \frac{p}{\sqrt{1-p^2}} \quad (F; Hz; \Omega)$$

und die durch das  $R_g, C_g$ -Glied bewirkte Phasendrehung ist:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{2\pi f_u C_g R_g}$$

Wird  $C_g$  zu klein bemessen, so entsteht bei den tiefsten Frequenzen eine zusätzliche Phasendrehung und diese bewirkt, daß der 1. Bereich nicht mehr von 100 Hz ... 30 Hz herunterreicht. Für den Katodenkondensator  $C_k$  gilt folgendes: Solange  $R_k \gg 1/2\pi f_u C_k$ , was leicht zu erfüllen ist, wird die Spannungsverstärkung der zweiten Röhre:

$$\frac{U_4}{U_3} = V = \frac{R_a S}{1 + \frac{S}{2\pi f_u C_k}} \quad (\Omega; A/V; Hz; F)$$

Die für den zulässigen Verstärkungsrückgang  $p$  erforderliche Kapazität wird:

$$C_k \approx \frac{p S}{2 \pi f_u (1 - p)} \quad (F; A/V; Hz)$$

Und der von 180° abweichende Phasenwinkel beträgt dabei:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B R_k S}{1 + B^2 + R_k S} \quad (Hz; \Omega; A/V; F)$$

Hierin ist  $B = 2 \pi f_u R_k C_k$ .

Läßt man in Bild 4 für die zweite Stufe EF 12/II, mit  $S = 0,002 A/V$ ,  $R_a = R_{28} + R_{30} = 3 k\Omega$ ,  $R_k = R_{31} = 500 \Omega$  bei 30 Hz einen Verstärkungsrückgang von 3 % zu, so wird

$$C_{18} \approx \frac{0,97 \cdot 0,002}{2 \cdot 3,14 \cdot 30 (1 - 0,97)} = \frac{0,00194}{5,65} = 0,000343 F = 343 \mu F$$

Gewählt wird die runde Größe zu 300  $\mu F$ .

Damit wird  $B = 2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 500 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 28,3$  und

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{28,3 \cdot 500 \cdot 0,002}{1 + 28,3^2 + 500 \cdot 0,002} = \frac{28,3}{802} = 0,0353,$$

entsprechend dem Phasenwinkel  $\varphi \approx 2^\circ$ .

Diese Phasenwindeldifferenz ist klein genug, so daß sich eine Korrektur der voraus berechneten Phasenschieberwiderstände des 1. Bereiches erübrigt, da ja jeder Frequenzbereich seine eigene Skala hat.

Im oberen Frequenzgebiet von 1...100 kHz haben  $C_k$  und  $C_g$  sowie auch die Schirmgitterblockierungen auf die Verstärkung und Phasendrehung keinen Einfluß mehr, da sie als Kurzschluß wirken. Hier ist es, besonders von 50 kHz aufwärts, die schädliche Kapazität  $C_o$ , bestehend aus Röhren- und Schaltkapazitäten, die sich als kapazitiver Widerstand dem ohmschen Anodenwiderstand  $R_a$  parallel schaltet und bei steigender Frequenz die Verstärkung mehr und mehr herabsetzt. Durch diese kapazitive Anodenbelastung wird außerdem bewirkt, daß die Anodenwechselspannung dem Strom nach-eilt und dadurch eine negative Phasenwindeldrehung verursacht. Dadurch kann der 7. Frequenzbereich sehr gedehnt werden, daß er zwar bei 30 kHz beginnt, aber nicht mehr bis 100 kHz hinaufreicht. Um das zu verhindern, muß man entweder außergewöhnlich kleine (0,5...2 k $\Omega$ ) Anodenwiderstände verwenden, oder, wie noch gezeigt wird, in Reihe mit jedem Anodenwiderstand eine Hf-Drossel schalten. Bei hohen Frequenzen wird die Verstärkung, wenn nur  $R_a$  und  $C_o$  wirksam sind:

$$V = \frac{R_a S}{\sqrt{1 + A^2}} \quad (\Omega; Hz; A/V; F)$$

Wobei  $A = 2 \pi f_o R_a C_o$ . Der Phasenwinkel beträgt dabei:

$$\operatorname{tg} \varphi = -2 \pi f_o R_a C_o = -A \quad (Hz; \Omega; F)$$

Damit ergäbe sich z. B. für die zweite Stufe EF 12/II (in Bild 4) mit  $S = 0,002 A/V$ ,  $R_{28} + R_{30} = 3 k\Omega$  und mit der nicht kleiner zu haltenden Schaltkapazität  $C_o = 70 pF$  bei 30 kHz eine Verstärkung  $V = 6$  und  $\operatorname{tg} \varphi = -0,0396$ , entsprechend dem Winkel  $\varphi = -2^\circ 20'$ .

Bei 100 kHz wird  $A = 2 \cdot 3,14 \cdot 10^5 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 70 \cdot 10^{-12} = 0,132$  und die Verstärkung:

$$V = \frac{3000 \cdot 0,002}{\sqrt{1 + 0,132^2}} = \frac{6}{\sqrt{1,0174}} \approx 6$$

Der Phasenwinkel beträgt:

$$\operatorname{tg} \varphi = -A = -0,132 \text{ und } \varphi = -7^{\circ}30'.$$

Während die Verstärkung von 30...100 kHz sich noch nicht veränderte, hat sich der Phasenwinkel von  $2^{\circ}20'$  auf  $7^{\circ}30'$  erhöht, so daß der 7. Bereich nur von 30 kHz bis etwa 85 kHz reichen würde. Man müßte also  $R_a$  in der ersten Stufe auf etwa 3 k $\Omega$  und in der zweiten Stufe auf etwa 500  $\Omega$  verkleinern, daß die durch  $C_0$  bewirkte Phasendrehung erst oberhalb 100 kHz einsetzen kann. Dies geht aber auf Kosten der Verstärkung, so daß man die Gegenkopplung, die ja zur Stabilisierung der Verstärkung und der Phasestarrheit notwendig ist, nicht mehr so stark machen dürfte. Der Phasenwinkel läßt sich aber in beiden Verstärkerstufen trotz der größeren Anodenwiderstände zu Null machen, wenn in Reihe mit  $R_a$  eine entsprechend bemessene Hf-Drossel gelegt wird. In der Schaltung liegen die Drosseln am Fußpunkt der Widerstände, um zusätzliche Schaltkapazität zu vermeiden. Die Parallelresonanz von L mit  $C_0$  muß dabei aber weit oberhalb der oberen Grenzfrequenz liegen, sonst wird hier die Verstärkung zu sehr angehoben. Wenn also  $R_a$ ,  $C_0$  und L wirksam sind, wird die Verstärkung:

$$V = \frac{S}{A^2 + (1 - C)^2} \cdot \sqrt{R_a^2 + [\omega L (C - 1) + R_a A]^2}$$

und der Phasenwinkel beträgt dabei:

$$\operatorname{tg} = \frac{\omega L (1 - C) - R_a A}{R_a} \quad \begin{matrix} (\Omega; F; Hz; H) \\ (\omega = 2 \pi f) \end{matrix}$$

In beiden Formeln ist  $A = \omega R_a C_0$  und  $C = \omega^2 C_0 L$ .

Trotz dieser Schaltmöglichkeit bleibt aber die strenge Forderung,  $C_0$  durch geeignete Maßnahmen so klein als nur möglich zu halten. Denn je größer  $C_0$ , desto größer muß für  $\varphi = 0^{\circ}$  die Induktivität L sein, wodurch dann aber die Parallelresonanz in die Nähe der oberen Grenzfrequenz rückt und einen erheblichen Verstärkungsanstieg verursacht. Im Anoden- und Gitterkreis zwischen den beiden Stufen ist der Forderung nach kleinem  $C_0$  unschwer nachzukommen. Hier beträgt  $C_0 \approx 40$  pF, wovon rund 15 pF auf die nicht zu verkleinernde Anoden- und Gitterkapazität der Röhren entfallen. Der Rest 25 pF ist die Schaltkapazität des von Sockelanschluß zu Sockelanschluß geführten 0,1  $\mu$ F-Rollkondensators. Im Anodenkreis der zweiten Röhre EF 12/II ist diese kleine Schaltkapazität unmöglich herzustellen. Hier liegen die Schaltkapazitäten von  $C_{18}$ ,  $C_{15}$ , des Regelwiderstandes  $R_{27}$  und die Kapazität der Phasenschieberleitungen an Anode. Deshalb sind vor allem die Kondensatoren bei kürzester Leitungsführung und möglichst distanziert von anderen Teilen anzuordnen. Ist z. B.  $C_{18}$  ein Becherblock mit 0,5  $\mu$ F, so läßt sich die Schaltkapazität um rund 80 pF kleiner halten, wenn der Metallbecher vom Chassis isoliert aufgebaut wird. Dasselbe gilt auch für  $C_{21}$  am Ausgang der Endstufe. Bei Berücksichtigung dieser Maßnahmen läßt sich  $C_0$  am Ausgang der EF 12/II auf rund 70 pF halten. Im vorliegenden Gerät betragen in der ersten Stufe EF 12/I:

$$S = 0,002 \text{ A/V, } R_a = R_{24} = 5 \text{ k}\Omega, C_0 = 40 \text{ pF und } L_1 = 600 \mu\text{H.}$$

Damit wird bei 100 kHz die Verstärkung  $V_1 = 10$  und der Phasenwinkel annähernd  $2^{\circ}$ . In der zweiten Stufe EF 12/II mit  $S = 0,002 \text{ A/V}$ ,  $R_a = R_{28} + R_{30} = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $C_0 = 70 \text{ pF}$  und  $L_2 = 600 \mu\text{H}$ , wird bei 100 kHz  $A = 2 \cdot 3,14 \cdot 10^5 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 70 \cdot 10^{-12} = 0,132$ ,  $C = (2 \cdot 3,14 \cdot 10^5)^2 \cdot 70 \cdot 10^{-12} \cdot 600 \cdot 10^{-6} = 0,0166$ , und die Verstärkung

$$\begin{aligned} V_2 &= \frac{0,002}{0,132^2 + (1 - 0,0166)^2} \cdot \sqrt{3000^2 + [6,28 \cdot 10^5 \cdot 600 \cdot 10^{-6} \cdot (0,0166 - 1) + 3000 \cdot 0,132]^2} \\ &= 0,00204 \cdot \sqrt{9000625} \approx 6,1 \end{aligned}$$

Für  $L < 1000 \mu\text{H}$  und  $f < 150 \text{ kHz}$  könnte der lange Wurzelausdruck durch  $R_a$  allein ersetzt werden.

Der Phasenwinkel beträgt hierbei:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi &= \frac{6,28 \cdot 10^3 \cdot 600 \cdot 10^{-6} \cdot (1 - 0,0166) - 3000 \cdot 0,132}{3000} \\ &= \frac{-25}{3000} = -0,00833 \text{ und } \varphi = -0^\circ 30'. \end{aligned}$$

Damit beträgt die Gesamtverstärkung (ohne Gegenkopplung) bei 100 kHz:

$V = V_1 \cdot V_2 = 10 \cdot 6,1 = 61$ . Sie ist also bei 100 kHz nur um rund 2% höher als bei 30 kHz. Die Summe der Phasenwinkel beider Stufen beträgt nur etwa  $3^\circ$ , d. h. im Breitbandverstärker (ohne Gegenkopplung) hat sich die Eingangsspannung gegen die Ausgangsspannung tatsächlich über den ganzen Frequenzbereich von 30 Hz ... 100 kHz nahezu um  $360^\circ$  gedreht, und die Spannungen sind damit praktisch wieder gleichphasig. Bild 5 und Bild 8 zeigen die Abhängigkeit der Verstärkung und des Phasenwinkels von der Frequenz von 10 ... 300 kHz in beiden noch nicht gegengekoppelten Stufen. Dabei entsprechen die voll ausgezogenen Kurven der praktischen Ausführung im Gerät, und die gestrichelten Kurven zeigen, wie sehr der Phasenwinkel sich vergrößert, wenn er durch die Einwirkung der Drosseln nicht rückgedreht wird. In Bild 8 ist durch strichpunktierte Kurven veranschaulicht, daß ein Anodenwiderstand von  $1 \text{ k}\Omega$  zwar geradlinigen Frequenzgang der Verstärkung und kleine Phasendrehung ergibt, dafür aber nur geringe Verstärkung liefert. Bei 300 kHz beträgt die Summe der Phasenwinkel etwa  $14^\circ$  und das Produkt der Verstärkungen rund 70. Dies besagt, daß das Gerät bei geringer Verkleinerung der Anodenwiderstände leicht um einen achten Frequenzbereich von 100 ... 300 kHz erweitert werden könnte. Zwei weitere Phasenschieberwiderstände und zwei zusätzliche Kontakte im Bereichschalter wären der ganze Mehraufwand. Darauf wurde im beschriebenen Gerät verzichtet, weil die meisten Hochfrequenz-Meßsender bereits bei 100 kHz beginnen.

Die Konstanz der Phasendrehung auf lange Zeitdauer ist unschwer zu halten. Röhrenwechsel beeinflussen sie nicht. Den ausgiebigsten Beitrag für Phasenstarrheit leistet die starke Gegenkopplung. Die einzigen Schaltelemente, die im unteren Frequenzgebiet eine Phasenverschiebung verursachen können, sind der Katodenkondensator  $C_{16}$  und die beiden Schirmgitterkondensatoren  $C_{13}$  und  $C_{17}$ , wenn deren Kapazität sich nach längerer Zeitdauer sehr vermindert. Damit ist die Frequenzkonstanz des RC-Generators praktisch nur von der Konstanz des Phasenschiebers abhängig. Der Temperaturkoeffizient guter Kohleschichtwiderstände (z. B. Siemens-Karbowid) ist schwach negativ; er beträgt 0,2 bis 0,3% bei  $10^\circ$  Temperaturänderung. Normale Luftfeuchtigkeit ist auf die zeitliche Konstanz ohne Einfluß. Als Festkondensatoren  $C_5$  und  $C_8$  sind daher solche mit positiven Temperaturkoeffizienten (z. B. Tempa S oder Glimmer) zu wählen, um eine teilweise Kompensation der Temperaturkoeffizienten zu erzielen. Der TK von Drehkondensatoren ist ebenfalls leicht positiv, so daß die Konstanz des Phasenschiebers für Temperaturänderungen bis  $\pm 20^\circ \text{ C}$  unschwer auf  $\pm 0,5\%$  gehalten werden kann.

Zur Erniedrigung der Verstärkung  $V \approx 60$  auf die notwendige Mindestverstärkung  $V \approx 3$  ist eine starke und damit sehr stabilisierende Gegenkopplung zulässig. Diese wird frequenzunabhängig gemacht durch entsprechend große Bemessung von  $C_{15}$  und Kleinhalten der Schaltkapazitäten, die den Gegenkopplungswiderständen  $R_{26}$ ,  $R_{27}$ ,  $R_{21}$  und  $R_{22}$  parallel liegen. Für  $C_{15}$  gilt:

$$\frac{1}{\omega C_{15}} \ll R_{26} + R_{27} \text{ bei } 30 \text{ Hz.}$$

Diese starke Gegenkopplung bewirkt neben der Stabilisierung der Verstärkung außerdem

eine weitere Verkleinerung der unerwünschten Phasendrehung. Im vorliegenden Gerät beträgt der Gegenkopplungsfaktor im Schwingungserzeuger für  $\varphi = 0^\circ$ :

$$G = \frac{V}{V'} - 1 \approx \frac{60}{3} - 1 = 19.$$

Wäre der Verstärker nicht gegengekoppelt, so hätten 20 % Netzspannungsänderung eine Verstärkungsänderung von  $p \approx 40\%$  zur Folge. Durch die Gegenkopplung dagegen wird sie um den Faktor  $1/1 + G$  verkleinert, d. h., es wird

$$p' = p \frac{1}{1 + G} = 40 \frac{1}{1 + 19} = 2\%.$$

Ebenfalls wird durch die Gegenkopplung eine Phasendrehung  $\text{tg}' \varphi$  auf

$$\text{tg}' \varphi = \frac{\sin \varphi}{G + \cos \varphi}$$

verkleinert, d. h.  $\varphi = 20^\circ$  verkleinern sich z. B. durch  $G = 19$  auf

$$\text{tg}' \varphi = \frac{0,34}{19 + 0,94} = 0,017 \approx 1^\circ.$$

Da aber im RC-Generator der Gegenkopplungsfaktor nicht konstant ist, sondern durch die automatische Amplitudenbegrenzung stets um mehrere Prozent pendelt, so kann die Rückdrehung des Phasenwinkels auf  $\varphi \approx 0^\circ$  nicht der Gegenkopplung allein überlassen werden, weil jede Schwankung des Gegenkopplungsfaktors eine Frequenzänderung zur Folge hätte.

In der Endstufe spielt die Phasendrehung keine Rolle. Doch ist auch hier möglichst frequenzunabhängige Verstärkung anzustreben. Einen Beitrag leistet hierzu auch die Gegenkopplung. Von 100 Hz bis 50 kHz ist der Frequenzgang der Ausgangsspannung leicht auf  $\pm 3\%$  zu halten. Läßt man für die tiefste Frequenz 30 Hz einen Verstärkungsrückgang von 10 % zu ( $p = 0,9$ ), so ist eine Katodenblockierung mit

$$C_{23} \approx \frac{p S}{\omega (1 - p)} = \frac{0,9 \cdot 0,007}{2 \cdot 3,14 \cdot 30 (1 - 0,9)} \approx 334 \mu\text{F}$$

notwendig. Im Frequenzgebiet von 50 ... 100 kHz tritt wegen der Schaltkapazitäten ein Verstärkungsrückgang bis zu 20 % auf. Um diesen zu vermindern, könnte man auch hier in Reihe mit dem Anodenwiderstand  $R_{42}$  eine Drossel schalten. Dadurch würde die Verstärkung aus zwei Gründen angehoben: einerseits, weil  $R_a$  frequenzabhängig wird, andererseits, weil die Gegenkopplung bei steigender Frequenz kleiner wird. Auf diese Möglichkeit wurde hier verzichtet, um den Frequenzgang nicht zu sehr von der Art der Belastung abhängig zu machen. Durch den Gegenkopplungsfaktor  $G$  verringern sich auch hier die Verzerrungen  $k$  um den Faktor  $1/1 + G$ , d. h. mit  $G = 4$  und  $k = 5\%$  wird

$$k' = k \frac{1}{1 + G} = 5 \frac{1}{1 + 4} = 1\%.$$

Verzerrungsmessungen am fertigen RC-Generator ergaben bei 10 V Ausgangsspannung 2 % Klirrfaktor für die erste und 0,4 % für die zweite Oberwelle. Bei Ausgangsspannungen unter 2 V war der Klirrfaktor stets kleiner als 0,5 %, was besonders bei Verzerrungsmessungen an Verstärkern von besonderer Wichtigkeit ist.

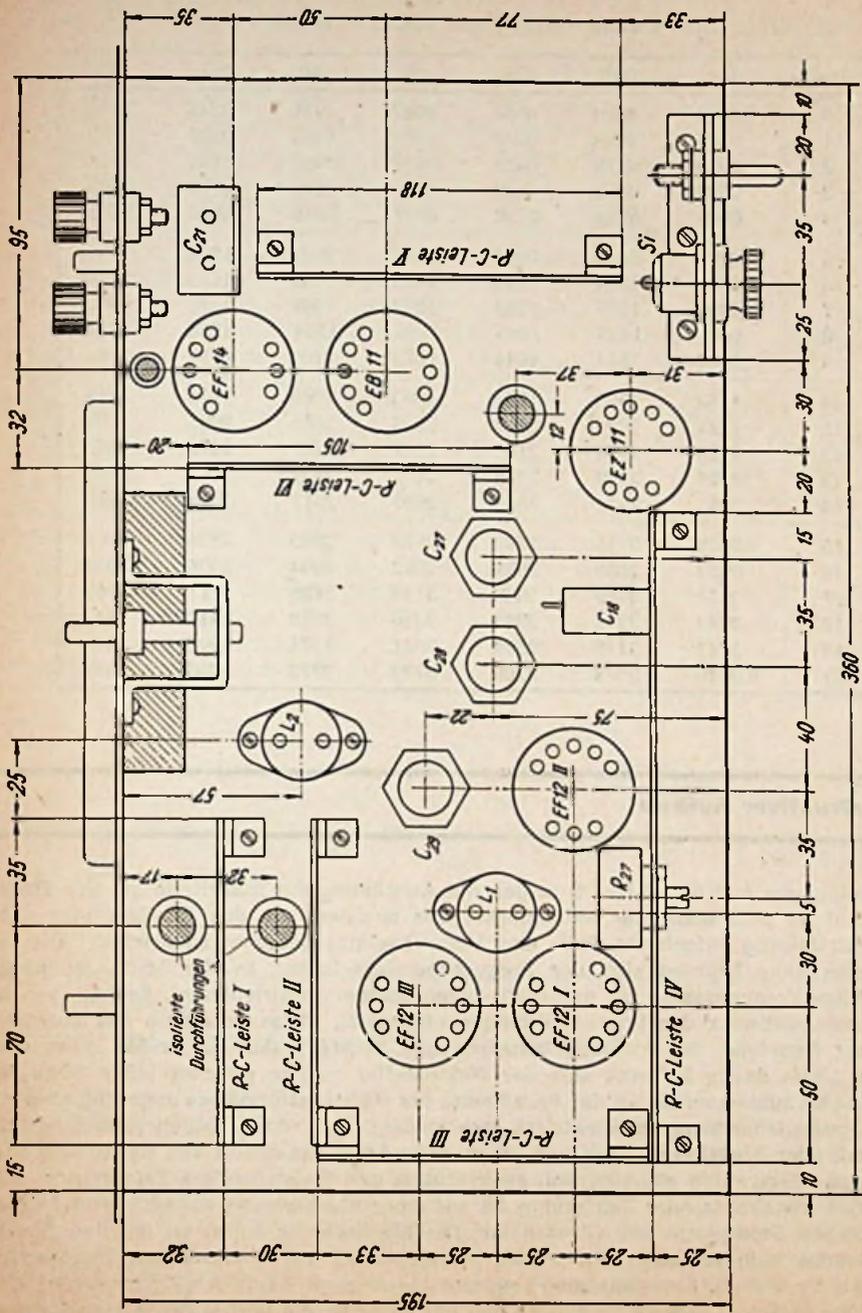


Bild 11. Einzelanordnung unterhalb des Aufbaugesells

3. Um eine Tabelle der trigonometrischen Funktion  $\operatorname{tg} \varphi$  für diese wenigen hier in Frage kommenden Winkel entbehrlich zu machen, ist für  $\varphi = 0^\circ \dots 21^\circ$  folgender Tabellenausschnitt wiedergegeben.

Tabelle für  $\operatorname{tg} \varphi$  von 0,0000... 0,3839

Grad	0'	10'	20'	30'	40'	50'	60'
0	0,0000	0029	0058	0087	0116	0145	0175
1	0175	0204	0233	0262	0291	0320	0349
2	0349	0378	0407	0437	0466	0495	0524
3	0524	0553	0582	0612	0641	0670	0699
4	0699	0729	0758	0787	0816	0846	0875
5	0,0875	0904	0934	0963	0992	1022	1051
6	1051	1080	1110	1139	1169	1198	1228
7	1228	1257	1287	1317	1346	1376	1405
8	1405	1435	1465	1495	1524	1554	1584
9	1584	1614	1644	1673	1703	1733	1763
10	0,1763	1793	1823	1853	1883	1914	1944
11	1944	1974	2004	2035	2065	2095	2126
12	2126	2156	2186	2217	2247	2278	2309
13	2309	2339	2370	2401	2432	2462	2493
14	2493	2524	2555	2586	2617	2648	2679
15	0,2679	2711	2742	2773	2805	2836	2867
16	2867	2899	2931	2962	2994	3026	3057
17	3057	3089	3121	3153	3185	3217	3249
18	3249	3281	3314	3346	3378	3411	3443
19	3443	3476	3508	3541	3574	3607	3640
20	0,3640	3673	3706	3739	3772	3805	3839

### Konstruktiver Aufbau

Die Abbildungen Bild 6 und Bild 9 zeigen die Anordnung der Einzelteile auf der Frontplatte. Auf ihr sind sämtliche Bedienungsorgane montiert, um den RC-Generator auch für schalttafelartig aufgebaute Prüf- und Versuchsplätze geeignet zu machen. Auf der Frontplatte links befindet sich der Frequenzbereichschalter, in der Mitte die große siebenteilige Frequenzskala mit unterhalb angeordnetem Feintriebknopf. Rechts oben ist das Drehspulmeßwerk des Röhrenvoltmeters eingesetzt, etwas unterhalb das Potentiometer zur Regelung der Ausgangsspannung und rechts unten die beiden Ausgangsbuchsen. Links davon befindet sich der Netzschalter und in gleicher Höhe links der Skala eine Glimmlampe, die an der Primärseite des Netztransformators angeschlossen ist. Diese Einzelteilanordnung ist elektrisch zweckmäßig. Der runde Skalenrahmen besteht aus Metall oder Preßstoff und hat von innen, etwa 5 mm distanziert von der Frontplatte, eine dünne Glasscheibe eingelegt mit senkrechtem und feststehendem Zeigerstrich. Das Skalenblatt (Fotokopie oder Zeichnung) ist auf einer Blechscheibe aufgeklebt und dreht sich zwischen Frontplatte und Glasscheibe. Die Blechscheibe selbst ist auf den Ansatz des Seilrades aufgeschraubt. Durch den feststehenden und senkrechten Zeigerstrich ergibt sich für jegliche Skalenstellung bequeme Ablesemöglichkeit. Als Zeiger eignet sich sehr gut ein Zelluloid- oder Plexiglasstreifen mit eingeritztem und schwarz eingefärbtem Haarstrich.

Bild 11 zeigt die Einzelteilanordnung mit Maßangaben unterhalb des Aufbaugesells. Die Verteilung der Röhrenfassungen, RC-Leisten, Regelwiderstände usw. ist so gestaltet, daß

sich für fast sämtliche Verbindungen kurze und kapazitätsarme Leitungsführung ergibt. Zudem sind alle sechs RC-Leisten aufstehend angeordnet. Außerdem hat jede Stufe der Schaltung, um die Übersichtlichkeit zu erhöhen, ihre eigene RC-Leiste. So sind z. B. alle Phasenschieberwiderstände auf den Leisten I und II gleich unterhalb des Frequenzbereichschalters montiert, Widerstände und Kondensatoren des Amplitudenbegrenzers auf der Leiste III und die des Breitbandverstärkers auf der Leiste IV. Auf den Leisten V und VI befinden sich die Schaltglieder des Doppelgleichrichters EB 11 und die des Endverstärkers. Der Regelwiderstand R 27 der Gegenkopplung sowie die beiden Becherkondensatoren C<sub>18</sub> und C<sub>21</sub> sind vom Gestell isoliert aufgesetzt, um die Schaltkapazität klein zu halten. Die Anodenwiderstände R<sub>24</sub> und R<sub>28</sub> + R<sub>30</sub> sind freitragend mit den Hf-Drosseln L<sub>1</sub> bzw. L<sub>2</sub> verbunden. Der Montageplan (Bild 11) und der Verdrahtungsplan zeigen ebenfalls die angenietete Lagerung der Feintriebachse sowie den Befestigungswinkel für Netzsicherung und Netzanschlußstifte. Zur Durchführung des Seiles, womit über die 6-mm-Freintriebachse das Seilrad des Drehkondensators angetrieben wird, ist in der Gestellplatte ein entsprechend breiter Ausschnitt zu machen. Frontplatte und Gestell werden aus 2- bis 3-mm-Aluminiumblech zugeschnitten und nach dem Ausbohren mit einem 10×10-mm-Winkel zusammengenietet. Außerdem erhält das Gestell zu beiden Seiten durch eine schräge Schiene eine Versteifung mit der Frontplatte, wie aus der Geräterückansicht zu erkennen ist. Die Anordnung der Einzelteile oberhalb des Gestells zeigt der Verdrahtungsplan. Weitere Maßangaben erübrigen sich hier, da diese vom verfügbaren Material abhängen. Es ist jedoch zu beachten, daß der Eisenkern der Netzdrossel im rechten Winkel zu dem des Netztransformators steht, um eine Verkettung der magnetischen Kraftflüsse möglichst zu vermeiden. Der Drehkondensator muß ein stabiles Fabrikat sein, dessen Statorpakete auf keramischen Isolierstützen sitzen. Zur Montage des isoliert aufzubauenden Drehkondensators sind ebenfalls Stützen aus Calit, Frequenta, Trolitul oder ähnlich gutem Isolierstoff zu verwenden. Die Seilscheibe des Drehkondensators ist aus Isoliermaterial (Pertinax) zu drehen, damit die Blechscheibe des Skalenblattes isoliert ist. Andernfalls bildet die Blechscheibe eine zusätzliche Parallelkapazität des Drehkondensators C<sub>2</sub>, und außerdem wären geringe Frequenzverwerfungen durch Handkapazität möglich. Zudem soll noch beachtet werden, daß die Blechscheibe an der Frontplatte nicht streift, um stabilen Isolationswiderstand zu sichern. Zu beiden Seiten des Aufbaubodens ist ein etwa 10 mm breiter Streifen unbebaut zu lassen, um das Gestell auf zwei im Gerätegehäuse montierten Schienen einschieben zu können. Das Gehäuse kann aus 1-mm-Eisen- oder 2-mm-Alu-Blech gefertigt sein und hat zur Befestigung der Frontplatte sechs Winkel angenietet. In allen Fällen sind Ausschnitte zur Lüftung zu vermeiden. Durch diese Luftlöcher wird stets Staub angesaugt, der sich im Laufe der Zeit millimeterdick ablagert und in Verbindung mit Feuchtigkeit die Isolationswiderstände verschlechtert.

## Verdrahtung

Noch vor dem Einbau werden die RC-Leisten III, IV, V und VI geschaltet sowie mit den Widerständen und Kondensatoren nach der Reihenfolge des Verdrahtungsplanes versehen. Sämtliche Zuleitungen werden dabei gleich eingelötet, weil dies nach dem Einbau umständlicher wäre. Einer besonderen Vorprüfung zu unterziehen sind die Elektrolytkondensatoren C<sub>9</sub>, C<sub>11</sub>, C<sub>12</sub>, C<sub>13</sub>, C<sub>15</sub>, C<sub>17</sub> und die Papierkondensatoren C<sub>8</sub>, C<sub>14</sub>, C<sub>18</sub>, C<sub>19</sub> und C<sub>22</sub>. Diese müssen besonders geringen Reststrom bzw. guten Isolationswiderstand aufweisen, sonst verursachen sie über die hochohmigen Schirmgitterwiderstände zu große Spannungsteilung bzw. eine Verschiebung der negativen Gittervorspannung. Im Verdrahtungsplan sind alle RC-Leisten der Übersichtlichkeit halber nach außen oder nach innen umgelegt. In ihrer normalen Lage stehen sie so aufrecht (vgl. Montageplan Bild 11). Ebenfalls gut zu sehen ist die Aufstellung aus Bild 10. Die Heizleitungen werden verdrillt und mit den Leitungen für Anoden- und Netzspannung gebündelt. Hochwertige Schaltahtisolation ist selbstverständlich. Dies gilt ganz besonders

für den Phasenschieberanteil, der zur Sicherung konstanter Schaltkapazitäten auch etwas starre Leitungsführung verlangt. Ist das Gerät so weit verdrahtet, dann werden die Trimmer  $C_3$  und  $C_4$  für die Kapazitätsvariation  $\Delta C = 1 : 3,33$  je Drehkondensator mittels Messung abgeglichen und aus 'der sich hierbei ergebenden Endkapazität  $C_E$  die Phasenschieberwiderstände berechnet. Diese Arbeit ist natürlich unnötig, wenn der Drehkondensator eine C-Variation hat wie im vorliegenden Gerät. Es ergeben sich dann die bereits ermittelten Widerstandswerte. Diese Phasenschieberwiderstände werden nun auf einer Brücke oder mittels Strom-Spannungsmethode auf etwa  $\pm 2\%$  ihres Sollwertes abgeglichen oder aus einer größeren Anzahl ausgesucht und auf die RC-Leisten I und II aufgelötet.  $R_1 = 7,74 \text{ M}\Omega$  ist z. B.  $8 \text{ M}\Omega$  minus  $3,2\%$ ;  $R_2 = 2,455 \text{ M}\Omega = 2,5 \text{ M}\Omega$  minus  $1,8\%$ . Es liegen alle hier angegebenen Werte innerhalb der  $5\%$ -Toleranz handelsüblicher Widerstände. Werden ausgefallene Werte notwendig, so ist durch Kombination zweier Widerstände in Serien- oder Parallelschaltung jeder erforderliche Wert herstellbar. Unter allen Umständen ist das Schaben der gewendelten und hauchdünnen Kohleschicht zu vermeiden. Derart behandelte Widerstände bleiben nur selten konstant, auch wenn sie nach dem Schaben wieder lackiert werden.

### Überprüfung und Abgleichung

Nach nochmaliger Durchsicht der Verdrahtung wird das Gerät vorerst nur mit der Gleichrichterröhre EZ 11 bestückt und eingeschaltet. Mit einem möglichst hochohmigen Spannungsmesser (etwa  $50 \text{ k}\Omega/\text{V}$ ) oder besser mit einem Röhrenvoltmeter ist nun zu überprüfen, ob die Elektrolytkondensatoren zur Blockierung der Schirmgitter über den Widerständen nicht etwa zu große Spannungsteilung bewirken, und ob die Gitterkoppelkondensatoren die Anodenspannung auch vollkommen abriegeln. Hierauf wird das Gerät mit den übrigen Röhren bestückt und die Betriebsspannungen gemessen. Bei genügend aufgedrehtem Gegenkopplungswiderstand  $R_{27}$  müssen nun alle Frequenzbereiche schwingen. Die Begrenzeröhre EF 12/III wird zunächst wieder gezogen und durch einen Widerstand mit  $5 \text{ k}\Omega$  ersetzt, der zwischen Katode EF 12/I und Masse zu schalten ist. Etwa in der Mitte des 1. Frequenzbereiches ist jetzt  $R_{27}$  so weit zu verkleinern, bis die Schwingungen kurz vor dem Abklingen sind. Bei diesem Gegenkopplungsfaktor wird dann auf den 2. Bereich ( $100 \dots 300 \text{ Hz}$ ) umgeschaltet und die Abgriffschelle von  $R_{28}$  so eingestellt, daß der Verstärker auch hier gerade noch schwingt. Ist auch für die nächsthöheren Bereiche eine geringe Verschiebung der Abgriffschelle nötig, so wird eben eine Mittelstellung gewählt. Dieser Abgleich ist nur nötig, um den Regelbereich des automatischen Amplitudenbegrenzers zu entlasten. Nun wird der  $5\text{-k}\Omega$ -Widerstand wieder entfernt und die Begrenzeröhre eingesetzt. Auftretende Differenzen des Verstärkungs- und Rückkopplungsfaktors gleicht nun die Begrenzeröhre selbsttätig aus. Hierfür ist unter Umständen nur noch nötig, die Stellung des Regelwiderstandes  $R_{27}$  ein wenig so zu korrigieren, daß die Schwingungen in jedem Bereich und in jeder Stellung des Drehkondensators gerade noch nicht abklingen und auch konstant bleiben. Verändert man dabei den Gegenkopplungswiderstand  $R_{27}$  ruckartig, so kann gleichzeitig auch die Zeitkonstante des Sieb- und Verzögerungsgliedes  $R_{37}$ ,  $C_{11}$  überprüft werden. Die durch die rasche Regelung bewirkte Verstärkungsänderung darf sich erst nach einer Zeitdauer von etwa drei bis fünf Sekunden automatisch ausgeglichen haben.

Anschließend folgen Abgleich und Eichung des Röhrenvoltmeters. Hierzu wird an die Ausgangsbuchsen ein Vergleichsinstrument (Drehspulmeßwerk mit Trockengleichrichter oder Thermoumformer) geschaltet und der Widerstand  $R_{40}$  so abgeglichen, daß das eingebaute Drehspulmeßwerk bei  $15 \text{ V}$  Ausgangsspannung Vollausschlag zeigt. Die einzustellende Meßfrequenz richtet sich nach dem Frequenzbereich des Vergleichsvoltmeters. Das eingebaute Röhrenvoltmeter hat von  $30 \text{ Hz} \dots 100 \text{ kHz}$  keinen unzuträglich abfallenden Frequenzgang. Auf eine Kompensation des Anlaufstromes der EB 11 wurde verzichtet, da dieser höchstens einen Ruheausschlag von einem Dreißigstel des Vollausschlages verursacht. Zur Eichung der Skala nimmt man Eichpunkte in Abständen zu

1 V auf und trägt diese nach Beseitigung der Eichskala mit noch feinerer Unterteilung in die neue Meßwerkskala ein. Fehlt zum Skalenzeichnen die nötige Übung, so kann eine Skala in etwa fünffacher Vergrößerung angefertigt werden. Diese wird dann fotografiert, auf den richtigen Maßstab verkleinert, ausgeschnitten, auf das alte Skalenblatt aufgeklebt und eingebaut.

## Eichung

Einfach und rasch läßt sich die Eichung der Frequenzskala mit einem Frequenzmesser durchführen, der das Frequenzband von 30 Hz...100 kHz lückenlos überstreicht. Die Meßgenauigkeit soll 0,2...0,5 % betragen. Derartige Meßgeräte sind jedoch selten, so daß man in den meisten Fällen gezwungen sein wird, zwei oder drei verschiedene Frequenzmesser anzuwenden, die zusammen dieses umfangreiche und etwas ungewöhnliche Frequenzband umfassen. Von 30...1000 Hz gibt es zahlreiche Zungenfrequenzmesser, allerdings jeweils nur für einen kleinen Frequenzbereich, von denen aber nur die besten die geforderte Genauigkeit besitzen. Ausgezeichnete Eichmittel sind z. B. der AEG-Frequenzmesser (Meßprinzip: Kondensatorladung) mit dem Bereich von 10 Hz...60 kHz, Genauigkeit  $\pm 0,5\%$  und direkter Anzeige. Dann die Frequenz-Meßeinrichtung von Siemens & Halske (Meßprinzip: Wien-Robinson-Brücke) mit dem Meßbereich von 20 Hz...100 kHz, Genauigkeit 0,1...0,3 %. Verfügt man über diese oder ähnliche Eichmittel nicht, so wird man mit der Eichung des RC-Generators entweder eine Firma beauftragen und damit die Frequenzgenauigkeit von  $\pm 1\%$  für das selbstgebaute Gerät erhalten, oder man muß eigene, behelfsmäßige Eichrichtungen schaffen, die aber, besonders im unteren Frequenzgebiet von 30...500 Hz, nur ungenauere Eichergebnisse liefern. In allen Fällen ist aber der RC-Generator für die Eichung vorzubereiten, d. h. das Gerät muß mit einer Eichskala versehen werden und jeder Bereich muß das ihm zugeordnete Frequenzband ohne Beschneidung überstreichen. Zur Herstellung der Eichskala ist auf die Blechscheibe ein Skalenblatt zu heften und am Rande eine 360°-Teilung zu zeichnen, die von einer großen 360°-Teilung (mit etwa 400 mm  $\phi$ ) übertragen wird. Von 0°...180° für den 1., 2. und 3. Bereich, von 180°...360° für den 4., 5., 6. und 7. Bereich. Die Überprüfung der einzelnen Frequenzbereiche soll ergeben, daß im 1. Bereich 30 Hz bei etwa 10° liegen und 100 Hz bei etwa 170°. Im 2. Bereich 100 Hz bei etwa 17° und 300 Hz bei etwa 162°. Innerhalb dieser Winkel sollen auch die anderen Bereiche liegen, je nach  $\Delta f = 1 : 3,33$  oder  $1 : 3$ . Kleinere Unstimmigkeiten bis zu  $\pm 5^\circ$  sind Schönheitsfehler, größere Abweichungen müssen durch Abänderung der Phasenschieberwiderstände beseitigt werden. Sodann ist das Gerät eichfertig. Zur Eichung werden in jedem Frequenzbereich 10 bis 15 Eichpunkte aufgenommen. Man notiert die Winkelstellungen der Skala für 30, 35, 40, 45, 50, 60 Hz usw. und zeichnet für den jeweiligen Bereich eine Eichkurve auf Millimeterpapier. Um Zeichenfehler klein zu halten, ist möglichst großer Maßstab zu wählen. Nun werden auf einem Skalenblatt mit etwa 300 mm  $\phi$  (doppelte natürliche Größe) für die sieben Bereiche Grund- und Hilfskreise gezogen und in das Zentrum der vorhin benutzten großen 360°-Teilung (400 mm  $\phi$ ) gelegt. Aus den Eichkurven können jetzt auch beliebig viele Zwischenwerte entnommen und über diese große 360°-Teilung in die vergrößerte Skala (300 mm  $\phi$ ) eingetragen werden. Sind alle Skalenstriche und Grundhalbkreise mit Tusche ausgezogen sowie in Hz und kHz beschriftet, dann kann die Skala fotografiert und auf die natürliche Größe verkleinert werden. Dabei beeinflussen Maßstabfehler die Genauigkeit nicht, weil bei Kreisskalen die Winkelteilung stets erhalten bleibt. Ein Skalenblatt in natürlicher Größe mit der Eichung des Mustergerätes ist diesem Bauheft beigelegt. Die fertige Frequenzskala wird nun auf die Blechscheibe aufgeklebt. Nach dem Anbringen des Skalenrahmens drehen wir nun das Seilrad des Drehkondensators bei festgehaltener Achse so weit, bis die Frequenzzeichnung stimmt. Zwei Kontrollpunkte an der oberen und unteren Skalenhälfte genügen.

Steht kein geeigneter Eich-Frequenzmesser zur Verfügung, so sind zahlreiche Behelfsmethoden anwendbar, die in gewissen Frequenzgebieten (1...20 kHz) sehr genaue, in

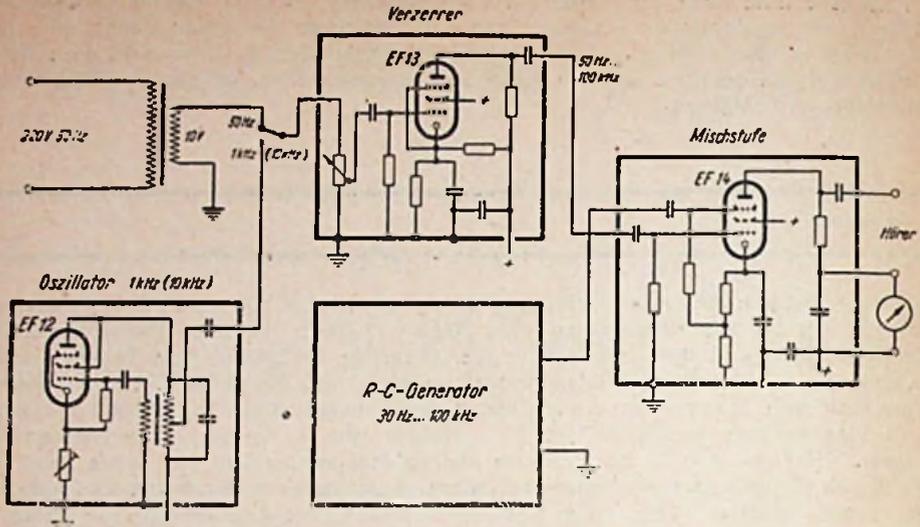


Bild 12. Behelfsmäßige Zusammenstellung zur Eichung des RC-Generators

anderen wieder nur ungenauere (etwa  $\pm 3\%$ ) Eichergebnisse liefern. Von 50... 1000 Hz kann z. B. die Netzfrequenz (50 Hz) herangezogen werden, wenn diese annähernd genau bekannt ist. Gegebenenfalls kann man sich beim Elektrizitätswerk erkundigen, mit welcher Frequenz und Konstanz an gewissen Tages- oder Nachtzeiten gerechnet werden kann. Bild 12 zeigt die Anordnung der behelfsmäßigen Eicheinrichtung. Es wird die Netzspannung auf etwa 10 V heruntertransformiert und einer Verstärkerröhre (Verzerrer) mit übernormal hoher Gittervorspannung zugeführt. Am Ausgang der Röhre erhält man dann neben der Grundwelle 50 Hz etwa 20 genügend starke Oberwellen zu 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz usw. bis  $20 \times 50 = 1000$  Hz. Bringt man diese Frequenzen mit denen des RC-Generators in einer Mischstufe mit nachgeschaltetem Meßwerk bzw. Kopfhörer zur Schwebung, so lassen sich im 1. Bereich zwei Eichpunkte (50 und 100 Hz) ermitteln, im 2. Bereich fünf Eichpunkte (100, 150, 200, 250, 300 Hz) und im 3. Bereich 15 Eichpunkte (300, 350, 400... 1000 Hz). Unterhalb etwa 300 Hz kann das Meßwerk, von 300 Hz bis 10 kHz der Kopfhörer als Schwebungsanzeiger dienen. Eine Schwebung je Sekunde entspricht z. B. bei 50 Hz einer Frequenzdifferenz von 2%. Es ist also besonders bei tiefen Frequenzen möglichst genau auf Schwebungsnul einzustellen. Stellt man nun fest, daß der Skalenwinkel von 50... 100 Hz gleich groß ist wie der von 500... 1000 Hz, so können, da die Kurvenverläufe praktisch gleich sind, die Eichpunkte des 3. Bereiches auf den 1. Bereich umgerechnet werden, und man erhält damit auch für den 1. Bereich 15 Eichpunkte. Auf gleiche Weise kann später der 6. Bereich auf den 4. Bereich, oder der 4. Bereich auf den 2. Bereich durch Umrechnung übertragen werden.

Für das Frequenzgebiet von 1... 20 kHz baut man sich einen möglichst frequenzkonstanten 1-kHz-Oszillator auf, und stimmt ihn durch Vergleich mit der von einigen Rundfunksendern ausgestrahlten 1-kHz-Normalfrequenz genau ab. Damit läßt sich die Oszillatorfrequenz leicht auf die Genauigkeit von  $\pm 0,1\%$  bringen. Dieselbe Genauigkeit haben dann natürlich auch die Oberwellen am Verzerrerausgang. Werden diese 1000 Hz nun ebenfalls dem Verzerrer zugeführt, so erhält man an dessen Ausgang wieder etwa 20 Eichfrequenzen: für den 4. Bereich drei Eichpunkte (1 — 2 — 3 kHz), für den 5. Bereich acht Eichpunkte (3 — 4 — 5 — 6 — 7 — 8 — 9 — 10 kHz) und für den 6. Bereich elf Eichpunkte (10 — 11 — 12 — ... 20 kHz).

Dieses Eichverfahren läßt sich auch für das restliche Frequenzband von 20... 100 kHz anwenden. Mit der nun bekannten Frequenz des RC-Generators wird ein 10-kHz-

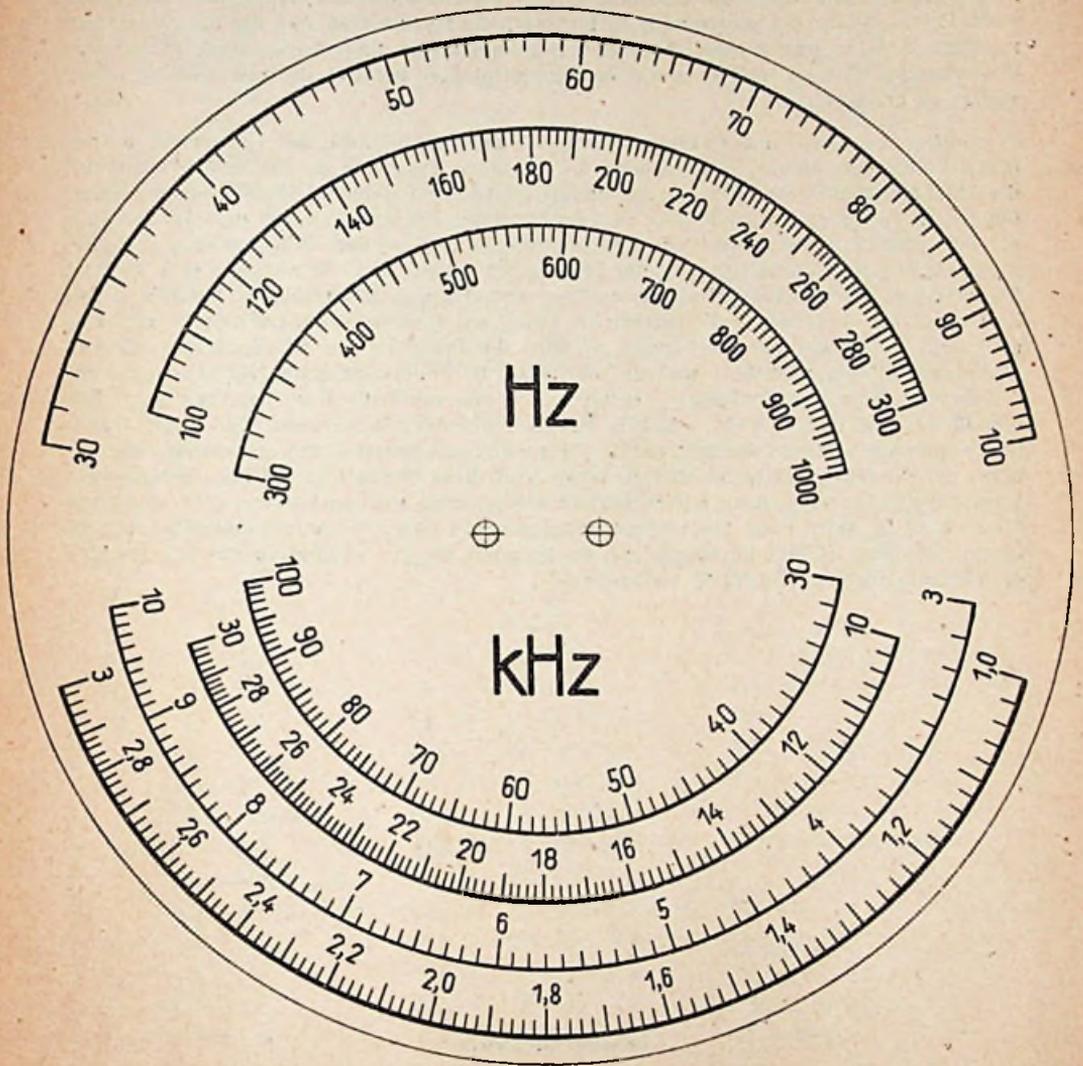


Bild 13. Siebenteilige Frequenzskala des RC-Generators

Oszillator abgestimmt und dessen Spannung auf den Verzerrer gegeben. Am Ausgang erhält man dann die Eichfrequenzen 10 — 20 — 30 — ... 100 kHz. Also für den 6. Bereich drei Eichpunkte (10 — 20 — 30 kHz) und für den 7. Bereich acht Eichpunkte (30 — 40 — 50 — ... 100 kHz). Die Genauigkeit wird durch den zweimaligen Frequenzvergleich hier jedoch schlechter, so daß nur mit etwa  $\pm 3\%$  zu rechnen ist. Schwebungsanzeige mittels Kopfhörer ist oberhalb 10 kHz nicht mehr möglich. Von hier ab muß der Mischstufe wieder ein schwach gedämpftes Drehspulmeßwerk nachgeschaltet sein, dessen Zeiger zu flattern beginnt, wenn die Differenz zweier Mischfrequenzen kleiner als etwa 25 Hz wird. Ferner ist bei der hier gezeigten Eichmethode zu beachten, daß die dem Verzerrer zugeführten Spannungen möglichst frei von Verzerrungen sind. Anderenfalls bilden sich unerwünschte Mischprodukte, so daß es Schwierigkeiten bereitet, die gewünschten Oberwellen zu erkennen.

Wesentlich bequemer und genauer lassen sich zwei Frequenzen mit Hilfe einer Braunschen Röhre vergleichen. Hierbei wird die bekannte Frequenz an das eine Plattenpaar, die zu bestimmende Frequenz an das andere Plattenpaar gelegt. Dabei sollen die Spannungen ungefähr gleich hoch sein. Besteht zwischen der unbekanntes und der bekannten Frequenz ein ganzzahliges Verhältnis, so bilden sich auf dem Röhrenschirm stehende Lissajous-Figuren. Verhalten sich die Frequenzen gleich 1 : 1, so entsteht eine Ellipse. Bei größeren Frequenzverhältnissen ergeben sich Figuren mit mehreren Spitzen, deren Zahl dem Frequenzverhältnis entspricht. Steht ein Katodenstrahl-Oszillograf mit eingebautem Verstärker zur Verfügung, so wird die Frequenz des RC-Generators diesem Verstärkereingang zugeführt und die auf etwa 60 V herabgesetzte Netzspannung auf die anderen beiden Ablenkplatten gelegt, an denen sonst die Kippspannung liegt. Für den Eichbereich von 200 Hz ... 20 kHz ist die 1-kHz-Normalfrequenz, die einem Rundfunkempfänger während der kurzzeitigen Normalfrequenzaussendung entnommen werden kann, auf die freien Ablenkplatten zu legen. Auf diese Weise erreicht man, solange die Lissajous-Figuren eben noch mit Sicherheit ausgewertet werden können, Genauigkeiten bis zu 0,001 %. Wird dann die 1-kHz-Normalfrequenz einem Verzerrer zugeführt und an dessen Ausgang 10 kHz herausgesiebt, so ist auch für die Eichfrequenzen bis 100 kHz die Genauigkeit von  $\pm 0,001\%$  vorhanden.

#### Lebenslauf des Autors

Josef Cassani wurde am 28. 7. 1912 als Sohn des Werkleiters Josef Cassani in Vipiteno (Sterzing) geboren. Mittelschule und abgeschlossene Lehrzeit für Elektromechanik mit Radjotechnik sowie dreijährige Praxis als Techniker auf dem Gebiete der Schwachstrom- und Starkstromtechnik bildeten die Grundlagen für die Absolvierung der höheren technischen Lehranstalt I.E.I. zu Rom. Nach erfolgter Abschlußprüfung (Perito Radiotecnico) war er bei Herstellerfirmen für Rundfunkempfänger in Prüffeldern und Laboratorien beschäftigt. Zwei weitere Jahre Tätigkeit als Hochfrequenz- und Starkstrommeßtechniker in einem großen Elektrizitätswerk erweiterten seine spezielle Berufspraxis.

In den folgenden Jahren befaßte sich J. Cassani ausschließlich mit der Entwicklung und serienmäßigen Herstellung von Hochfrequenz-Meßgeräten für allgemeine und besondere Meßzwecke. Seit Kriegsende befaßt er sich mit der Konstruktion von Einzelteilen und Einrichtungen der allgemeinen Nieder- und Hochfrequenz-Meßtechnik sowie mit der Abfassung von Aufsätzen und Bauanleitungen für Rundfunkwerkstätten.

# Stückliste

## Widerstände:

- R<sub>1</sub> = 7,74 MΩ
  - R<sub>2</sub> = 2,45 MΩ
  - R<sub>3</sub> = 774 kΩ
  - R<sub>4</sub> = 245 kΩ
  - R<sub>5</sub> = 77,4 kΩ
  - R<sub>6</sub> = 24,5 kΩ
  - R<sub>7</sub> = 7,74 kΩ
  - R<sub>8</sub> = 7,74 kΩ
  - R<sub>9</sub> = 24,5 kΩ
  - R<sub>10</sub> = 77,4 kΩ
  - R<sub>11</sub> = 245 kΩ
  - R<sub>12</sub> = 774 kΩ
  - R<sub>13</sub> = 2,45 MΩ
  - R<sub>14</sub> = 7,74 MΩ
  - R<sub>15</sub> = 100 kΩ
  - R<sub>16</sub> = 50 kΩ
  - R<sub>17</sub> = 50 kΩ
  - R<sub>18</sub> = 300 kΩ
  - R<sub>19</sub> = 5 kΩ
  - R<sub>20</sub> = 500 kΩ
  - R<sub>21</sub> = 1,5 kΩ
  - R<sub>22</sub> = 1,5 kΩ
  - R<sub>23</sub> = 200 kΩ
  - R<sub>24</sub> = 5 kΩ
  - R<sub>25</sub> = 1,5 MΩ
  - R<sub>26</sub> = 15 kΩ
  - R<sub>27</sub> = 20 kΩ
- Schicht-Potentiometer
- R<sub>28</sub> = 1 kΩ
- Drahtwiderstand mit Abgriffschelle
- R<sub>29</sub> = 50 kΩ
  - R<sub>30</sub> = 2 kΩ
  - R<sub>31</sub> = 500 kΩ
  - R<sub>32</sub> = 10 kΩ

- \*R<sub>33</sub> = 50 kΩ
- Schicht-Potentiometer
- R<sub>34</sub> = 100 kΩ
  - R<sub>35</sub> = 500 kΩ
  - R<sub>36</sub> = 250 Ω
  - R<sub>37</sub> = 500 kΩ
  - R<sub>38</sub> = 50 kΩ
  - R<sub>39</sub> = 1 MΩ
  - R<sub>40</sub> = 200 kΩ
  - R<sub>41</sub> = 10 kΩ
  - R<sub>42</sub> = 2,5 kΩ, 4 W
  - R<sub>43</sub> = 1 MΩ
  - R<sub>44</sub> = 500 Ω
  - R<sub>45</sub> = 20 kΩ
  - R<sub>46</sub> = 20 kΩ, 2 W

## Kondensatoren:

- C<sub>1</sub> = } Drehkondensator
- C<sub>2</sub> = } 2 × 15 ... 540 pF
- C<sub>3</sub> = 50 pF (Trimmer)
- C<sub>4</sub> = 50 pF (Trimmer)
- C<sub>5</sub> = 150 pF
- C<sub>6</sub> = 100 pF
- C<sub>7</sub> = 0,5 μF
- C<sub>8</sub> = 50 000 pF
- C<sub>9</sub> = 4 μF/450 V —
- C<sub>10</sub> = 60 μF/ 12 V —
- C<sub>11</sub> = 10 μF/ 12 V —
- C<sub>12</sub> = 4 μF/450 V —
- C<sub>13</sub> = 4 μF/450 V —
- C<sub>14</sub> = 0,1 μF
- C<sub>15</sub> = 8 μF/450 V —
- C<sub>16</sub> = 300 μF/ 6 V —
- C<sub>17</sub> = 4 μF/450 V —
- C<sub>18</sub> = 0,5 μF
- C<sub>19</sub> = 0,2 μF

- C<sub>20</sub> = 0,2 μF
- C<sub>21</sub> = 1 μF
- C<sub>22</sub> = 50 000 pF
- C<sub>23</sub> = 300 μF/ 6 V —
- C<sub>24</sub> = 8 μF/500 V —
- C<sub>25</sub> = 5000 pF/500 V ~
- C<sub>26</sub> = 5000 pF/500 V ~
- C<sub>27</sub> = 8 μF/500 V
- C<sub>28</sub> = 16 μF/500 V
- C<sub>29</sub> = 16 μF/350 V

## Verschiedene Teile:

- TN = Netztransformator
- Pr. 220 V
- Sek. 2 × 250 V, 60 mA
- 2 × 3,15 V, 1,5 A
- 1 × 6,3 V, 0,4 A

NDr = Netzdrossel

15 H, 40 mA

L<sub>1</sub> = L<sub>2</sub> = Hf-Drossel

Görler F 23

600 μH

S<sub>1</sub>' + S<sub>1</sub>''

Stufenschalter

2 × 7 mit keramischer Kontaktplatte

E 228

Fa. Mayr,

Erlangen

S<sub>2</sub> = Netzausschalter

M = Drehspulmeßwerk

0,1 mA

GS-Glimmlampe 220 V

## Röhren:

- 3 Stück EF 12
- 1 Stück EF 14
- 1 Stück EB 11
- 1 Stück EZ 11

## Herstellerfirmen

der verwendeten Einzelteile sind im allgemeinen nicht genannt worden, da das benutzte Material von zahlreichen Firmen hergestellt wird. Genaue Herstelleranschriften teilt auf Anfrage die Redaktion des FUNKSCHAU-Verlages, Oscar Angerer, (13b) Kempten-Schelldorf, Kotterner Straße 12, mit.

## *Funktechnische Fachbücher und Standardwerke*

### **PRUFFELDMESSTECHNIK**

Entwurf von Meßeinrichtungen für die Funkindustrie. Von Ing. Otto Limann.

Aus zehnjähriger Industrieerfahrung entstanden, für den in der Fabrikationspraxis stehenden Ingenieur bestimmt, ist das Buch die umfangreichste und gründlichste Anleitung zum Bau von Hochfrequenz-Meßeinrichtungen, das Entwurf, Berechnung und Bau sämtlicher interessierender Geräte behandelt. 304 Seiten, 220 Bilder. Brosch. Preis DM. 21.—.

### **STANDARDSCHALTUNGEN DER RUNDFUNKTECHNIK**

Querschnitt durch die neuzeitliche Empfänger-Schaltungstechnik. Von W. W. Diefenbach.

Dieses umfangreiche und neuzeitliche Fachbuch der Empfänger-Schaltungstechnik gibt in leichtverständlicher Darstellung einen Querschnitt durch die Industrieschaltungen. Es behandelt alle vorkommenden Empfänger- und Verstärkerschaltungen, vom einfachen Einkreis bis zum Spitzensuperhet. 200 Seiten mit über 100 Abbildungen. Preis brosch. DM. 16.—.

### **FUNKSCHAU-JAHRBUCH 1947**

Erweiterter Sonderdruck des 19. Jahrganges der Zeitschrift FUNKSCHAU.

Um auch solchen Funktechnikern, die aus zeitbedingten Schwierigkeiten nicht Leser der FUNKSCHAU sein konnten, den 19. Jahrgang der Zeitschrift FUNKSCHAU zugänglich zu machen, wurden die im Jahre 1947 erschienenen FUNKSCHAU-Hefte in Buchform herausgegeben. Das Jahrbuch bringt, über den eigentlichen Inhalt der Zeitschrift hinausgehend, viele interessante Artikel. 552 Abbildungen, 122 Seiten Großformat. Preis brosch. DM. 11.50.

### **AMERIKANISCHE RÖHREN**

Ausführliche Betriebsdaten und Sockelschaltungen amerikanischer Röhren, mit Vergleichsliste amerikanischer Röhren untereinander sowie gegen deutsche Röhren, nebst näherer Anleitung zur Instandsetzung amerikanischer Geräte. Von Fritz Kunze.

Die neueste, fünfte Auflage des in Fachkreisen geschätzten Werkes stellt die ausführlichste und gründlichste Veröffentlichung dar, die selbst ausländische Fachschriften übertrifft. Der Verfasser hat sich der Mühe unterzogen, jetzt auch die neuesten amerikanischen Röhren aufzunehmen. 64 Seiten Großformat mit 23 Tabellen, 70 Bildern und 422 Sockelschaltungen. Fünfte, stark erweiterte Auflage 1948. Brosch. Preis DM. 7.80.

### **TASCHENBUCH FÜR RUNDFUNKTECHNIKER**

Funktechnische Tabellen, Formeln und Kurzschaltbilder. Bearb. von Dipl.-Ing. Hans Monn.

Dieses vielseitige, neuzeitliche Taschenbuch bietet eine Unmenge wertvoller Tabellen, Formeln und Kurzschaltbilder, die für den Funkpraktiker unentbehrlich sind. Man findet u. a. Umrechnungswerte für Ströme, Spannungen und Widerstände, Einheiten, Kurzzeichen, Maßeinheiten, Formelzeichen, elektrotechnische Grundgesetze mit Nutzenanwendung, Grundbegriffe der Elektroakustik, usw. 280 Seiten, 224 Abbildungen, 244 Sockelschaltungen. Preis DM. 8.60.

### **TRAGBARE UNIVERSALEMPFÄNGER FÜR BATTERIE- UND NETZBETRIEB**

Theoretische Grundlagen für den Bau von Universalempfängern und Konstruktionsvorschläge für den Stromversorgungsteil mit Röhrentabellen, zahlreichen Nomogrammen und Berechnungsbeispielen. Von Fritz Alf.

Die bisher über diese Geräteklasse bekannt gewordenen Veröffentlichungen behandelten meist Teilprobleme, ohne ausführlich auf theoretische Grundlagen und typische Beispiele einzugehen. In der vorliegenden Veröffentlichung befaßt sich der Autor in leicht verständlicher Weise mit allen Fragen des Universalempfängerbaues. 83 Seiten, 52 Bilder, 84 Sockelschaltungen. Preis DM. 6.50.

### **FUNKSCHAU-SCHALTUNGSKARTEN**

Jedes Schaltbild ist mit Einzelteil- und Stromspannungswerten, Belastungswerten der Widerstände, Betriebsspannungswerten der Kondensatoren und mit ausführlicher Beschreibung ausgestattet. Neubearbeitete Auflage. Von Werner W. Diefenbach. Neun Reihen mit je fünf Karten. Preis je Reihe DM. 1.50.

Reihe A: Einkreis-Empfänger.  
Reihe B: Zweikreis-Empfänger.  
Reihe C: Klein- und Standard-Superhets.  
Reihe D: Mittelklass.-Superhets.  
Reihe E: Großsuperhets.  
Reihe F: Gemeinschaftsempfänger (Wechselstrom).

Reihe G: Gemeinschaftsempfänger (Wechsel- und Gleichstrom).  
Reihe H: Gemeinschaftsempfänger (Batteriebetrieb).  
Reihe J: Superhet-Gemeinschaftsempfänger f. Wechsel- u. Allstr.

**FUNKSCHAU-VERLAG OSCAR ANGERER STUTTGART-S.**

## Die beliebten Funkschau-Tabellen

Die FUNKSCHAU-Tabellen sind in der deutschen Fachliteratur zu einem Begriff geworden, vermitteln sie doch wertvolle Arbeitsunterlagen in allgemein verständlicher Form zu mäßigem Preis.

**FUNKSCHAU-ROHRENTABELLE** von Fritz Kunze. — Die neueste Ausgabe 1948 berücksichtigt neben Röhren deutscher Herkunft die wichtigsten europäischen Röhren unter Einbezug der Rimlock-Röhren. Die Tabelle zeichnet sich durch die große Zahl der aufgeführten Röhren und die übersichtliche Anordnung aus, insbesondere aber durch vorbildliche Vollständigkeit der technischen Daten. An die eigentliche Datentabelle ist eine Röhrenvergleichstabelle angehängt, in die alle weiter zurückliegenden älteren Typen aufgenommen wurden. 12 Seiten Großformat. Preis DM. 2.50.

**FUNKSCHAU-WERTBEREICH-TABELLE** von Werner W. Diefenbach. Die neue Wertbereichstabelle bietet eine umfassende Darstellung der richtigen Dimensionierung und zweckmäßigen Anwendung wichtiger Einzelteile in allen Empfängerstufen. In übersichtlicher, systematischer Anordnung enthält die Tabelle Angaben des Normalwertes für ein bestimmtes Einzelteil, wobei gleichzeitig der jeweils zulässige Wertbereich aufgeführt ist. 8 Seiten Großformat. Preis DM. 2.50.

**FUNKSCHAU-SPULENTABELLE** von Hans S u t a n e r. Nicht immer sind dem Funkpraktiker Berechnung und Größe der für Spulen erforderlichen Induktivitäten gegenwärtig. Vielfach fehlen auch Wickelpläne für die zur Verfügung stehenden Spulenkörper. Die Spulentabelle enthält alle für den Praktiker erforderlichen Angaben. 16 Seiten Großformat. Preis DM. 3.50.

**FUNKSCHAU-ANPASSUNGSTABELLE** von Hans S u t a n e r. Diese Tabelle enthält alle Angaben für die richtige Anpassung des Lautsprechers an den Empfänger, die Voraussetzung für beste Wiedergabegüte und größte Lautstärke. Die Ermittlung des Schwingspulen-Wechselstromwiderstandes, Berechnung des Übersetzungsverhältnisses, Bestimmung eines unbekanntem Übertragers, Über- und Unteranpassung, die Anschaltung mehrerer Lautsprecher usw., alle diese Fragen werden eingehend unter Beigabe von Zahlentafeln und Rechenbeispielen behandelt. 8 Seiten Großformat. Preis DM. 1.75.

**FUNKSCHAU-NETZTRANSFORMATORENTABELLE** von Dr.-Ing. Paul E. Klein. Heute ergibt sich viel häufiger als sonst die Notwendigkeit, einen Netztransformator neu- oder umzuwickeln. Die Grundlage hierzu muß stets eine zuverlässige Berechnung sein. Die Tabelle ermöglicht an Hand von Kurvenscharen die Netztransformatorberechnung auf einfachste Art schnell und sicher durchzuführen; sie ist mit genauen Anleitungen und übersichtlichen Rechenbeispielen versehen. 24 Seiten Großformat. Preis DM. 3.50.

**FUNKSCHAU-TROCKENGLEICHRICHTERTABELLE** von Dipl.-Ing. Hans M o n n. Da im Fachschrifttum ausführliche Unterlagen über die Technik des Trockengleichrichters fehlen, hat es der Verfasser unternommen, alle für den Praktiker bei Entwurf und Bemessung von Trockengleichrichtern wichtigen Angaben in einer für die Praxis zweckmäßigen Form herauszugeben. Um die praktische Anwendung zu erleichtern, werden Beispiele für gebräuchliche Netzgleichrichter mit Bemessungs- und Meßwerten gebracht. Der Reparaturtechniker wird schließlich die Ausführungen über den Ersatz von Gleichrichterröhren durch Selengleichrichter zu schätzen wissen. 6 Seiten Großformat. Preis DM. 2.50.

**FUNKSCHAU-EUROPA-STATIONSTABELLE** von Dipl.-Ing. Hans M o n n. Mit der FUNKSCHAU-Europa-Stationstabelle wird dem Funktechniker eine für die Eichung von Skalen und für sonstige Abgleichzwecke nützliche Arbeitsunterlage in die Hand gegeben. Die Stationstabelle enthält die europäischen Rundfunksender auf MW. und auf LW., nach Wellenlängen geordnet. In besonderen Spalten werden jeweils Wellenlänge, Frequenz und Leistung angegeben. Ein besonderes alphabetisches Stationsverzeichnis wendet sich in erster Linie an den Rundfunkhörer. 4 Seiten Großformat. Preis DM. 1.—.

**FUNKSCHAU-KURZWELLEN-STATIONSTABELLE** von Dipl.-Ing. Hans M o n n. Eine wertvolle Tabelle für den Rundfunkhörer und Techniker mit allen für den Kurzwellenempfang wichtigen Angaben. Großformat. Preis DM. 1.50.

**FUNKSCHAU-ÜBERTRAGER- UND DROSSEL-TABELLE** von Dipl.-Ing. P. F a h l e n b e r g. Diese neue FUNKSCHAU-Tabelle bietet alle für die Berechnung von Übertrager und Drosseln notwendigen Formeln. An Hand zahlreicher Nomogramme und leicht verständlichen Berechnungsbeispiele ist es jedem möglich, einschlägige Berechnungen auszuführen. Großformat. Preis DM. 3.50.

**FUNKSCHAU-VERLAG OSCAR ANGERER STUTTGART-S.**

## Funkschau-Bauhefte

Die FUNKSCHAU-Bauheftserie ermöglicht den Aufbau eines neuzeitlichen, kompletten Meßplatzes für Werkstatt und Laboratorium. Mit Hilfe der Bauhefte kann der Funkpraktiker den Selbstbau erprobter Meß- und Prüfgeräte vornehmen, die aus zeitbedingten Schwierigkeiten von der Industrie nicht in ausreichendem Maße geliefert werden können. Jedes Heft enthält eine ausführliche Bauanleitung mit Fotos, Bedienungsanleitung, Verdrahtungsplänen, Konstruktionszeichnungen und Stückliste.

**FUNKSCHAU-BAUHEFT M 1:** Leistungsrohrenprüfer mit Drucktasten für Wechselstrom-Netzanschluß von E. Wrona. Röhrenprüfgeräte nach dem Leistungsprüfverfahren haben den Vorzug großer Einfachheit. Das beschriebene Prüfgerät gestattet die Prüfung aller Zahlen- und Buchstabenröhren einschl. der Sicht- und Allglasröhren. Sechs Drucktasten und übersichtliche Wertetabelle ermöglichen Schnellprüfung der Röhren. Zwölf Fassungen nehmen insgesamt 200 Röhrentypen auf; sechs Drucktasten lösen den Prüfvorgang aus. 16 Seiten. Preis DM. 3.50.

**FUNKSCHAU-BAUHEFT M 2:** Universal-Reparaturgerät mit Prüfgenerator für Wechselstrom-Netzanschluß von Werner W. Dieffenbach. Für Rundfunkwerkstätten und Laboratorien wird ein bei der Geräte-Reparatur und Geräteentwicklung recht nützliches Universal-Gerät beschrieben. Es enthält einen Präzisions-Prüfsender mit regelbarer Ausgangsspannung, der neben den üblichen Bereichen zwei gepresste Zf-Bänder besitzt, ferner ein Vielmessinstrument für Strom- und Spannungsmessungen beider Stromarten und ein Voltmeter zur Messung der Leistungsaufnahme. Das Gerät gestattet außerdem mittels eingebauter Glimmlampen und Skalenlampen Einzelteile und Leitungen auf irgendwelche Fehler zu prüfen. Tonfrequenzspannung, Vergleichskondensatoren usw. ermöglichen weitere Prüfverfahren. 16 Seiten. Preis DM. 4.50.

**FUNKSCHAU-BAUHEFT M 3:** Vielfach-Meßgerät „Polimeter“ für Wechselstromnetzanschluß von Ing. Josef Cassani. Neuartige Röhrenvoltmeter-Kombinationen für Gleichspannungsmessungen, für NF- und HF-Spannungen, mit der u. a. auch Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten gemessen werden können. Ferner sind Isolationsmessungen ausführbar. 20 verschiedene Meßbereiche, durch einen Universalschalter wählbar, vier Meßwert-Skalenteilungen. 18 Seiten. Preis DM. 4.50.

**FUNKSCHAU-BAUHEFT M 4:** Allwellenfrequenzmesser für Allstrom-Netzanschluß von Ing. Josef Cassani. Interferenz-Frequenzmesser und Empfänger-Prüfsender mit fünf Bereichen von 0,1...30 MHz; L- und C-Meßgerät nach dem HI-Resonanzverfahren mit sieben Bereichen von 0,5...5000  $\mu$ H und von 0...50 000 pF; Röhrenvoltmeter für NF- und HF-Spannungen von 0...30 V; Tonfrequenzgenerator mit 400 Hz und regelbarer Ausgangsspannung von 10 mV...30 V; Tonverstärker mit optischer und akustischer Anzeige für Wechselstrom-Meßbrücken. 18 Seiten. Preis DM. 4.50.

**FUNKSCHAU-BAUHEFT M 5:** Katodenstrahl-Oszillograf mit Kippgerät und Verstärker für Wechselstrom-Netzanschluß von Ing. Werner Pinterngel. Hochwertiges Meßgerät mit der Braunschen Röhre LB 8, Kippgerät mit Gasentladeröhre, Ladepentode und Impulsverstärkerstufe, Breitband-Gegenakt-Meßverstärker mit Gegenkopplung, Mehrfach-Umschalter für alle Meßvorgänge. 22 Seiten. Preis DM. 4.50.

**FUNKSCHAU-BAUHEFT M 6:** Einfacher Meßsender für Werkstatt und Labor in Wechselstrom-Ausführung von Ing. Werner Pinterngel. Dieses Bauheft beschreibt ausführlich einen zweckmäßigen HF-Generator, dessen abgegebene HF-Ausgangsspannung sich in ihrer Größe genau definieren läßt. Es können daher neben einschlägigen Abgleicharbeiten im Reparaturbetrieb auch Trennschärfe- und Empfindlichkeitsmessungen durchgeführt werden. Der einfache Meßsender zeichnet sich durch gute Frequenzkonstanz und Oberwellenarmut, kontinuierlich regelbare Ausgangsspannung bekannter Größe, Verhinderung ungewollter Abstrahlungen und verzerrungsfreie Modulation aus. 16 Seiten. Preis DM. 4.50.

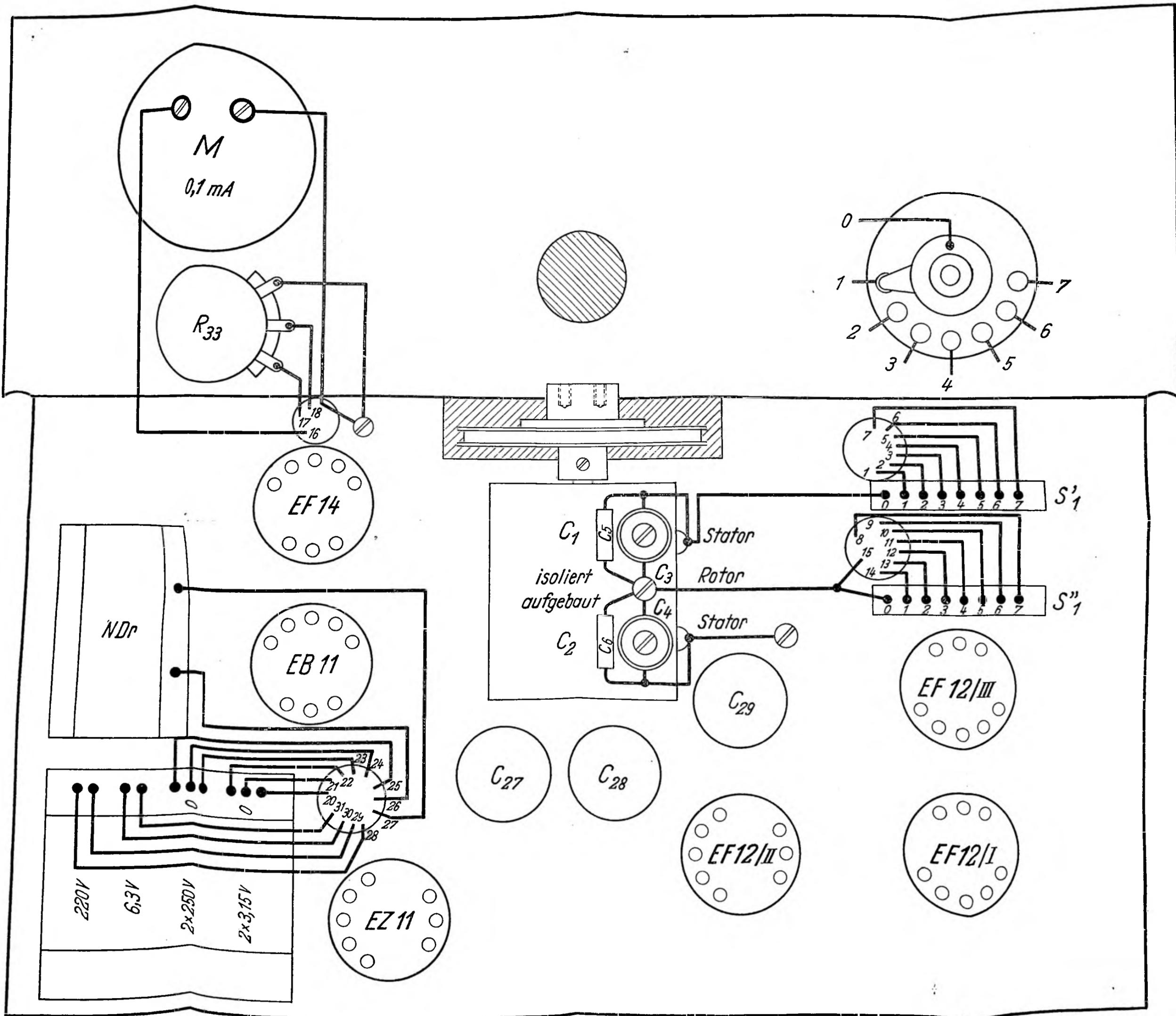
**FUNKSCHAU-BAUHEFT M 7:** Hochwertiger RC-Generator für den Funkpraktiker in Wechselstromausführung von Ing. Josef Cassani. Der hochwertige RC-Generator stellt die erste ausführliche Baubeschreibung eines derartigen Meßgerätes in der deutschen Fachliteratur dar. Er erlaubt den Ton- und Mittelfrequenzbereich (30 Hz...100 kHz) in sieben Einzelbereichen, besteht aus einem RC-Phasenschieber zur Schwingungserzeugung und aus einem zweistufigen, stark gegengekoppelten Breitbandverstärker und verwendet automatische Amplitudenbegrenzung sowie einen mit Röhrenvoltmeter ausgestatteten Endverstärker. 27 Seiten. Preis DM. 5.--.

Bestellungen aus Bayern sind an die Geschäftsstelle des FUNKSCHAU-Verlages Oscar Angerer, München 22, Zweibrückenstraße 8, zu richten. Bestellungen aus den übrigen Ländern der US-Zone, aus der britischen und französischen Zone nimmt die Verlagsleitung des FUNKSCHAU-Verlages Oscar Angerer, Stuttgart-S., Mörikestraße 15, entgegen. Bestellungen aus Groß-Berlin und aus der Ostzone bitten wir der Geschäftsstelle des FUNKSCHAU-Verlages Oscar Angerer, Berlin-Südende, Lange Straße 5, aufzugeben.

**FUNKSCHAU-VERLAG OSCAR ANGERER STUTTGART-S.**

# „R-C-Generator“ Verdrahtungsplan

Aufbaugesell von oben gesehen  
(Oberer Frontplattenteil nach vorne herausgeklappt)



# „R-C-Generator“ Verdrahtungsplan

Aufbaugestell von unten gesehen

(Oberer Frontplattenteil nach vorne herausgeklappt)

