

VKW Def



ROHDE & SCHWARZ

BESCHREIBUNG

RC-GENERATOR

Type SRB

BESCHREIBUNG

RC-GENERATOR

10 Hz ... 1 MHz

Type **SRB** **BN 40851**

ENGLISH INSTRUCTION BOOK
see page 33

FNr. 1362/30

Anmerkung: Wir bitten, bei technischen Anfragen, insbesondere bei einer Anforderung von Ersatzteilen, außer der Type und Bestellnummer (BN) immer auch die Fabrikationsnummer (FNr.) des Gerätes anzugeben.

Ausgabe 40851 A/367 d/e
Printed in Western Germany

1. Eigenschaften

1.1. Anwendung

Der RC-Generator SRB ist seines umfangreichen Frequenzbereiches wegen für den Tonfrequenztechniker bei der Entwicklung und Aufstellung von Übertragungsanlagen wie für den Trägerfrequenztechniker bei der Fehlersuche und Kanaleinpegelung ein wertvolles Hilfsmittel. Neben der Möglichkeit, die Ausgangsspannung innerhalb weiter Grenzen kontinuierlich und in Stufen einstellen zu können, wobei die Spannungsanzeige mit großer Genauigkeit erfolgt, verdient auch der sehr kleine Klirrfaktor als wichtige Geräteeigenschaft hervorgehoben zu werden. Eine Eigen-



Bild 1. RC-Generator Type SRB

schaft, durch die sich der RC-Generator SRB von anderen Generatoren besonders unterscheidet, ist seine hohe Frequenzkonstanz auch bei den tiefsten Tonfrequenzen. Diese Eigenschaft ist beispielsweise dann von besonderer Bedeutung, wenn die Frequenz des SRB als Hilfsfrequenz bei exakten oszillografischen Frequenzvergleichsmessungen verwendet werden soll. Dank des kleinen Klirrfaktors der Ausgangsspannung ist das Gerät z. B. auch als

Modulationsspannungsquelle für Sender oder zur Speisung von Ton- und Hochfrequenzmeßbrücken vorteilhaft verwendbar. Der kleine Frequenzgang der Ausgangsspannung wiederum ermöglicht die Durchführung einer Meßreihe mit verschiedenen Frequenzen, ohne daß bei der Frequenzänderung die Ausgangsspannung nachgestellt werden muß. Die Erstellung von Meßreihen wird darüber hinaus noch durch die Markierung von genormten Terzfrequenzfolgen auf einem gesonderten Skalensystem erleichtert. Der Skalenverlauf der Frequenzskala ist nahezu logarithmisch. Dadurch kann an der übersichtlichen und für alle fünf Teilbereiche gemeinsamen Skala an beliebigen Punkten mit prozentual gleichbleibender Genauigkeit abgelesen und somit die angegebene Genauigkeit voll ausgenutzt werden.

1.2. Technische Daten

Frequenzbereich	10 Hz . . . 1 MHz
5fach unterteilt	10 . . . 100/1000 Hz 10/100/1000 kHz
Fehlergrenzen der Frequenz	$\pm 2\%$ bei 10 . . . 100 Hz $\pm 1\%$ bei 100 Hz . . . 1 MHz siehe auch Anmerkung mit Bild auf Seite 5 unten
Skalenauflösung	1,0 . . . 1,7 mm/°
Frequenzänderung bei langsamen Netzspannungs- schwankungen von $\pm 10\%$	$< \pm 3 \cdot 10^{-4} \pm 0,1$ Hz bis 100 kHz $\approx \pm 1 \cdot 10^{-3}$ bei 1 MHz
10-Minutenkonstanz nach einer Stunde Betriebsdauer	$< \pm 3 \cdot 10^{-4}$
Temperaturkoeffizient der Frequenz	$\approx +3 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$
Ausgang	unsymmetrisch; umrüstbare HF-Buchse 4/13 DIN 47284
Quellwiderstand R_i umschaltbar	50, 60, 75, 150, 600 $\Omega \pm 2\%$ konstante Kapazität ≈ 40 pF
Maximale Ausgangsleistung	1,5 W
Ausgangsspannung (gleichspannungsfrei)	stetig und in Stufen regelbar
direkt ($R_i \approx 20 \dots 60 \Omega$ in Serie mit 64 μF)	0 . . . 30 V, stetig regelbar
mit geeichtem Stufenteiler	
bei $R_i = 50, 60, 75 \Omega$	1/3/10/30/100/300 mV/1/3 V
bei $R_i = 150 \Omega$	3/10/30/100/300 mV/1/3/10 V
bei $R_i = 600 \Omega$	10/30/100/300 mV/1/3/10/30 V
Fehlergrenzen des Spannungsteilers	$< \pm 0,2$ dB
Frequenzgang der Ausgangsspannung bezogen auf 10 kHz	$\leq \pm 0,7$ dB bei < 20 Hz $\leq 0,3$ dB bei 20 Hz . . . 1 MHz
Spannungsanzeiger	in Volt und Dezibel geeicht
Anzeigefehler bezogen auf 1 kHz und 23 °C	$\pm 1,5\%$ v. E.
Frequenzgang der Anzeige bezogen auf 1 kHz	$< \pm 0,1$ dB
Temperaturkoeffizient der Anzeige	$\approx +0,08\%/^\circ\text{C}$, bei 0 . . . +45 °C

Klirrfaktor

In Schalterstellung „30 V“ und $R_a > 1200 \Omega$
 oder Schalterstellungen „0 dB/1 V“ bis „-60 dB/1 mV“ und $R_a = R_i$

- bei 10 Hz ... 100 Hz $\leq 1 \%$
- bei 100 Hz ... 100 kHz $\leq 0,1 \%$
- bei 100 kHz ... 1 MHz $\approx 1 \%$

In Schalterstellung „30 V“ und $R_a = 600 \Omega$
 oder in Schalterstellung „+10 dB/3 V“ und $R_a = R_i$

- bei 10 Hz ... 100 Hz $\leq 1 \%$
- bei 100 Hz ... 100 kHz $\leq 0,3 \%$
- bei 100 kHz ... 1 MHz $\leq 3 \%$

} siehe Klirrfaktorkurven
 } Seite 16

Bestückung

- 2 Röhren ECC 81
- 1 Röhre E 88 CC
- 2 Röhren EL 86
- 1 Schmelzeinsatz
M 1 C DIN 41571
(für 115 und 125 V Netzspannung)
- 1 Schmelzeinsatz
M 0,5 C DIN 41571
(für 220 und 235 V Netzspannung)

Netzanschluß

115/125/220/235 V $\pm 10 \%$
 47 ... 63 Hz, 65 VA

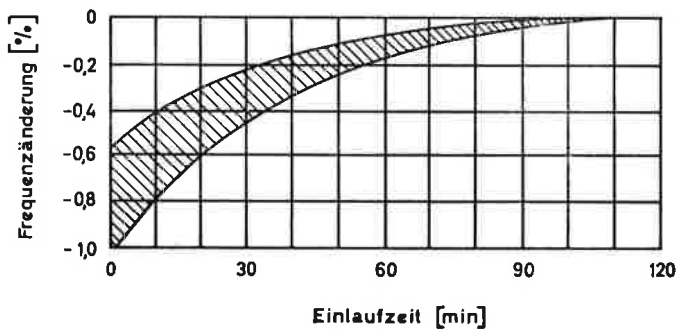
Abmessungen

286 x 227 x 226 mm
 R&S-Normkasten Größe 35

Gewicht

13,5 kg

Anmerkung: Die Fehlergrenzen der Frequenz gelten für die Raumtemperatur von 20 bis 25°C und im eingelaufenen Zustand des Gerätes. Während des Einlaufens steigt die Frequenz an. Nebenstehende Kurve zeigt den Verlauf.



1.3. Empfohlenes Zubehör

Symmetrierübertrager BN 408510: Zur Erzeugung symmetrischer oder erdfreier Spannungen muß dem RC-Generator SRB ein für den gewünschten Frequenzbereich geeigneter Übertrager nachgeschaltet werden. Für den Frequenzbereich von 30 Hz bis 100 kHz vorzüglich geeignet ist der Symmetrierübertrager. Er dient zur Speisung symmetrischer Leitungssysteme oder Verstärker, die eine Gegentakt- oder erdfreie Eingangsspannung fordern und kann in vielen Meßaufbauten zur Unterbindung von Brummschleifen dienen, deren Brummspannung das Messen eines großen Pegelunterschieds, zum Beispiel im Sperrbereich eines Filters, vereiteln. Damit der Übertrager bei Anwesenheit eines Streufeldes nicht selbst eine Brummspannung aufnimmt, ist er in einem Abschirmbecher aus Mumetall eingebaut. Der Symmetrierübertrager weist aufgrund seiner Abwärtsübersetzung einschließlich der transformierten Spannungsquelle nur einen kleinen Innenwiderstand ($\approx 15 \Omega$) auf. Dadurch steht bei der üblichen Sekundärbelastung von etwa 600 Ω nahezu die volle transformierte EMK des RC-Generators SRB zur Verfügung. Da der Frequenzgang des Übertragers bei Belastungen zwischen 150 Ω und Leerlauf im ganzen Frequenzbereich sehr klein bleibt, ist es ausreichend, zur Bestimmung der Sekundärspannung die Primärspannung (durch das Instrument im SRB) zu messen. Die Sekundärspannung ist symmetrisch zur Mittelanzapfung. Die geringe Unsymmetrie in der Nähe der oberen Grenzfrequenz läßt sich dadurch vermeiden, daß man in diesem Frequenzgebiet die Mitte des Lastwiderstandes erdet. Man beachte auch, daß die zulässige Primärspannung (5... 32 V) nicht überschritten wird. Eigenschaften:



Bild 2. Symmetrierübertrager

Eingang	13-mm-Stecker nach DIN 47284 mit 25 cm langer Abschirmleitung
Ausgang	Rändelklemmen mit 4-mm-Buchsen
Frequenzbereich	30 Hz... 100 kHz
Leerlauf-Übersetzungsverhältnis	$\sqrt{10} : 1$ oder $-10 \text{ dB} \pm 0,1 \text{ dB}$
Symmetrierfehler der Ausgangsspannung	
<15/<20/<30 kHz	<0,1/<0,2/<0,3 dB
100 kHz	<0,5 dB bei Symmetrierung mit Mittelabgriff des Lastwiderstandes
Innenwiderstand	etwa 15 Ω (Gesamtwicklung)
Zulässiger Belastungswiderstand	150 Ω bis Leerlauf
Max. zulässige Eingangsspannung	
>60 Hz/>30 Hz/>10 Hz	32 V/15 V/5 V
Klirrfaktor	<1 %
Frequenzgang der Ausgangsspannung	< $\pm 0,2 \text{ dB}$ bis 30 kHz, < $\pm 1 \text{ dB}$ bei 100 kHz
Abmessungen, Gewicht	130 x 83 x 105 mm, etwa 1,5 kg

2. Betriebsvorbereitung und Bedienung

2.1. Betriebsvorbereitung

2.1.1. Einstellen auf die gegebene Netzspannung

Ab Werk ist das Gerät für 220 V Netzspannung eingestellt. Zur Umstellung für 115 V, 125 V oder 235 V muß man im Gerät auf dem Spannungswähler, der gleichzeitig Sicherungshalter ist, das mit der gegebenen Spannung bezeichnete Federnpaar mit einer passenden Sicherung überbrücken. Der Spannungswähler ist auf dem Netztransformator montiert und nach Entfernen der vier Eckschrauben an der Frontplatte und Herausziehen des Chassis zugänglich. Die für 220 V eingesetzte 500-mA-Sicherung ist auch für 235 V geeignet. Für 115 V oder 125 V Netzspannung ist eine 1-A-Sicherung (M1 C DIN 41571) einzusetzen.

2.1.2. Einstellen des mechanischen Instrument-Nullpunktes

Befindet sich der Zeiger des Instrumentes im ausgeschalteten Zustand des Gerätes nicht auf dem Nullpunkt, so ist er nachzustellen. Zur Korrektur dient der im Instrumentgehäuse eingelassene Schlitzkopf.

2.1.3. Netzanschluß

Das Netzkabel befindet sich an der Frontplatte. Der Kippschalter rechts ist der Netzschalter. Über dem Netzschalter ist eine Glühlampe angeordnet, die im eingeschalteten Zustand des Gerätes aufleuchtet.

Die Netzspannung darf vom eingestellten Sollwert $\pm 10\%$ abweichen. Dadurch wird die Funktion des Gerätes, unter Berücksichtigung der unter 1.2. Technische Daten angeführten geringfügigen Frequenzänderung bei Netzspannungsänderung, noch nicht beeinträchtigt. Mit Rücksicht auf die Lebensdauer der Röhren sollte aber lang andauernde Unter- oder Überspannung vermieden werden. Zeigt das verfügbare Stromnetz eine regelmäßige Tendenz zu Unter- oder Überspannungen, so empfiehlt sich die Verwendung eines vorgeschalteten Regeltransformators oder Konstanthalters.

2.2. Bedienung (siehe Bedienungs bild Seite 63)

2.2.1. Einstellen der Frequenz

Mit dem Frequenzbereichschalter **10** wird der Bereich eingeschaltet, in dem die gewünschte Frequenz liegt. Die 5 Bereiche umfassen jeweils eine Dekade zwischen

10 Hz und 1 MHz. Die Feineinstellung erfolgt dann anschließend mit dem Drehknopf **9**. Maßgebend ist dabei der mit den Zahlen 1 bis 10 bezeichnete große äußere Skalenkreis der Skala **1**. Der Zeiger der Skala hat auf seiner Vorder- und Rückseite je einen Haarstrich. Eine parallaxefreie Ablesung ist erreicht, wenn sich die beiden Haarstriche und der Skalenstrich der gewünschten Frequenz decken. Erfolgt die Einstellung in dieser Weise, dann beträgt der maximal mögliche Frequenzfehler zwischen 10 Hz und 100 Hz nur noch $\pm 2\%$ und zwischen 100 Hz und 1 MHz $\pm 1\%$. Die durch Netzspannungsschwankungen verursachte Frequenzänderung ist sehr klein. Bei einer Netzspannungsänderung von $\pm 10\%$ ändert sich die Frequenz um höchstens 0,1 %.

2.2.2. Anschließen des Verbrauchers

Vom Verbraucher darf an den SRB keine Gleich- oder Wechselspannung gelangen, die höher als 3 V ist. Durch eine höhere Spannung können die Widerstände des Spannungsteilers oder des Innenwiderstandschalters zerstört werden.

Liegt am Eingang des zu speisenden Verbrauchers eine Gleichspannung, so ist ein geeigneter Trennkondensator dazwischenzuschalten. Seine Kapazität wird von der tiefsten zu übertragenden Frequenz und dem Eingangswiderstand des Verbrauchers bestimmt. Der Trennkondensator bewirkt eine zusätzliche Spannungsteilung, die aber vernachlässigt werden kann, wenn die resultierende Grenzfrequenz von Koppelkondensator, Eingangswiderstand des Verbrauchers und Quellwiderstand des Senders mindestens 10mal tiefer als die tiefste Arbeitsfrequenz liegt (Fehler $< 0,5\%$). Zur Ermittlung der Grenzfrequenz benutzt man zweckmäßigerweise das als HF-Tapete bekannte Diagramm, welches u. a. die Bezeichnung zwischen Blindwiderstand und Grenzfrequenz angibt.

Die Verbindung zwischen SRB und Verbraucher wird in der 50-, 60-, 75- und 150- Ω -Stellung durch ein koaxiales Kabel hergestellt. Stimmt der Wellenwiderstand des Kabels mit dem gewählten Quellwiderstand des SRB überein, dann bestimmt sich die am Ende des Kabels herrschende Spannung auch bei größeren Kabellängen und höheren Frequenzen nach der Formel des Abschnitts 2.2.9. (Seite 14) aus der am SRB eingestellten EMK. Nur bei gleichzeitig sehr langem Kabel, hohen Frequenzen und Betrieb in der obersten EMK-Schalterstellung (3 V) kann die EMK-Anzeige des SRB, falls nicht nachgestellt wird, mehr mit der Frequenz schwanken als es seinem sehr kleinen Frequenzgang entspricht, wenn der Abschlußscheinwiderstand des Kabels wesentlich von seinem Wellenwiderstand abweicht. Bei einem mit dem Wellenwiderstand übereinstimmenden Kabelabschlußwiderstand ist hingegen der am SRB eingestellte Quell-

widerstand ohne Bedeutung für Frequenzgänge. Bei sehr langen Verbindungskabeln muß auch die Kabeldämpfung berücksichtigt werden. Diese bleibt jedoch bei Frequenzen unter 1 MHz und handelsüblichen Kabeln mit Innenleiterdurchmessern $\geq 0,6$ mm bis zu Kabellängen von 10 m unter 0,1 dB.

In der 600- Ω -Stellung des Quellwiderstands-Schalters **2** wird, wie aus einer HF-Tapete ersichtlich, bereits bei einer Belastungskapazität von 260 pF bei 1 MHz die Grenzfrequenz erreicht. So gelangen an den Verbraucher nur noch 70 % der Spannung, die ohne kapazitive Belastung vorhanden wäre. Bei Benutzung hoher Frequenzen und der 600- Ω -Stellung ist daher insbesondere im Leerlauf (sehr hochohmiger Verbraucher) auf eine kapazitätsarme Eingangsschaltung des Verbrauchers zu achten. Man wird dann zweckmäßig auf einadrige Verbindungskabel ohne eng benachbarte Metallmassen ausweichen. Einadrige Verbindungskabel haben bei 1 m Länge etwa 10 pF Kapazität im Gegensatz zu 100 pF bei 50- Ω -Kabeln, 84 pF bei 60- Ω -Kabeln und 68 pF bei 75- Ω -Kabeln (Kabel mit Vollisolation, $\epsilon = 2,3$).

In die Ausgangsbuchse **7** passen koaxiale Stecker mit der R&S-Bestellnummer FMS 90100 oder FMS 90101. (Zum Anschluß anderer Stecker siehe Abschnitt 3.1. Seite 20.)

2.2.3. Einstellen der Ausgangsspannung

Die der Ausgangsbuchse **7** entnehmbare Spannung kann mit 2 Bedienungsknöpfen verändert werden. Mit dem Stufenschalter **6** kann der Bereich von 1 mV...3 V in 8 Stufen von je 10 dB und eine zusätzliche Stufe für 30 V eingestellt werden. Mit dem Drehknopf **8** können innerhalb des eingeschalteten Bereiches beliebige Zwischenwerte gewählt werden.

2.2.4. Stufenteilerstellung „30 V“

In der Stellung „30 V“ des Schalters **6** hat die Ausgangsbuchse einen Innenwiderstand von 20...60 Ω . Sowohl der Spannungsteiler als auch der Schalter **2** sind außer Funktion. Der Ausgang liefert eine Spannung bis 30 V, je nach Stellung des Reglers **8**. Das eingebaute Instrument **3** zeigt die am Ausgang herrschende Spannung direkt an. Abgelesen wird auf der von 0...3 V geeichten Skala. Die abgelesenen Skalenwerte sind mit dem Faktor 10 zu multiplizieren.

2.2.5. Stufenteilerstellungen „+10 dB/3 V“ bis „-60 dB/1 mV“

Der im Ausgang eingebaute Spannungsteiler ermöglicht die Einstellung kleiner Ausgangsspannungen, wie sie bei Messungen an Verstärkern benötigt werden. Mit dem

Schalter **6** ist die Ausgangsspannung in 8 Stufen zu je 10 dB von +10 dB bis -60 dB reduzierbar. Die stetige Spannungsregelung geschieht auch hier mit dem Knopf **8**. Die am Stufenteiler **6** angegebenen Spannungen gelten für die Stellungen „50 Ω“, „60 Ω“ und „75 Ω“ des Schalters **2**. Bei der Stellung „150 Ω“ ist die Ausgangsspannung jeweils um +10 dB, bei der Stellung „600 Ω“ um +20 dB größer (siehe auch Abschnitt 2.2.8. Seite 13).

2.2.6. Kleinere Ausgangsspannungen als 100 μV

Die untere Grenze der Ausgangsspannung des SRB, die noch bequem einstellbar ist, beträgt etwa 100 μV. Werden noch kleinere Ausgangsspannungen benötigt, so empfiehlt sich die Verwendung einer Eichleitung. Je nach Type sind damit zusätzlich Dämpfungen von 0...100 oder 130 dB möglich. Nachstehend eine Liste der von ROHDE & SCHWARZ hergestellten Eichleitungen, die alle geeignet sind, da die maximale Frequenz des SRB 1 MHz beträgt. Die Eichleitung wird zwischen Generator und Verbraucher geschaltet. Alle Ausführungen, außer der BN 18014/..., sind mit Dezifix-B-Anschlüssen versehen, und bei häufiger Benutzung empfiehlt es sich aus praktischen Gründen, den Generator, der eine HF-Buchse 4/13 DIN 47284 als Ausgangsbuchse hat, auf Dezifix-B-Anschluß umzurüsten (siehe Abschnitt 3.1. auf Seite 20).

Type	Wellenwdst.	Frequenzbereich	Dämpfung	Bestellnummer
DPR	60 Ω	0 - 30 MHz	0 - 130 dB	BN 18014/60
DPR	75 Ω	0 - 30 MHz	0 - 130 dB	BN 18014/75
DPR	50 Ω	0 - 300 MHz	0 - 100 dB	BN 18042/50
DPR	60 Ω	0 - 300 MHz	0 - 100 dB	BN 18042/60
DPR	75 Ω	0 - 300 MHz	0 - 100 dB	BN 18042/75
DPU	50 Ω	0 - 1500 MHz	0 - 110 dB	BN 18043/50
DPU	60 Ω	0 - 1500 MHz	0 - 110 dB	BN 18043/60
DPU	75 Ω	0 - 1500 MHz	0 - 110 dB	BN 18043/75
DPU	50 Ω	0 - 3000 MHz	0 - 109 dB	BN 18044/50
DPU	60 Ω	0 - 3000 MHz	0 - 109 dB	BN 18044/60

2.2.7. Herstellen einer extrem kleinen Spannung

Das Problem, am Verbraucher eine extrem kleine definierte Spannung herzustellen, liegt nicht nur bei der Spannungsteilung im RC-Generator oder in der Eichleitung, sondern ebenso bei der Zusammenschaltung von RC-Generator und Verbraucher (Empfänger). Durch eine ungeeignete Verbindungsleitung zwischen RC-Generator und Ver-

braucher sowie durch unzureichende Erdung dieser Geräte kann am Eingang des Verbrauchers eine Störspannung auftreten, die unter Umständen erheblich größer sein kann als die Nutzspannung. Besonders störempfindlich sind breitbandig arbeitende Verbraucher, die eine beispielsweise aus dem Netz stammende Störspannung genauso verstärken wie eine höherfrequente Nutzspannung. Bild 3 veranschaulicht die Entstehung einer Störspannung. Eine solche Spannung kann immer dann am Verbrauchereingang zur Wirkung kommen, wenn durch den Außenleiter des koaxialen Verbindungskabels K ein Störstrom I_s fließt und dabei am Widerstand \mathfrak{R}_k dieses Außenleiters ein

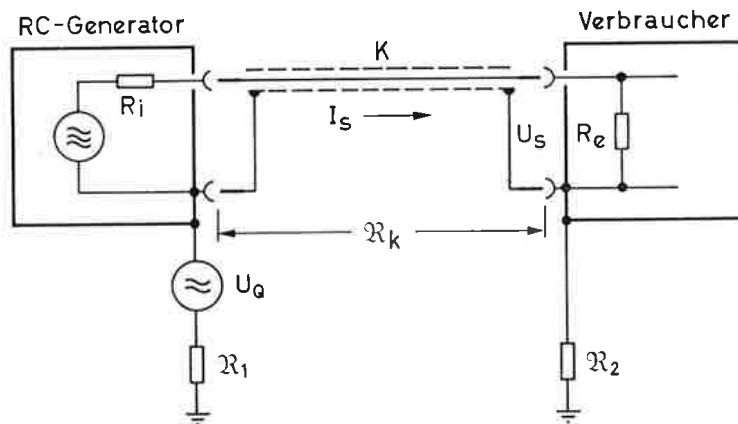


Bild 3. Grundsätzliche Entstehung einer Störspannung

Spannungsabfall $U_s = I_s \cdot \mathfrak{R}_k$ auftritt. Die Quelle U_Q dieses Stromes kann in einer der beiden Leitungen liegen, mit denen die Geräte geerdet sind. So bildet sich ein Stromkreis, der über \mathfrak{R}_1 , \mathfrak{R}_k und \mathfrak{R}_2 geschlossen ist. Die am Verbrauchereingang entstehende Störspannung

$$U_s = I_s \cdot \mathfrak{R}_k = U_Q \frac{\mathfrak{R}_k}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_k}$$

wird um so kleiner, je kleiner der Kabelwiderstand und je größer die beiden Erdleiterwiderstände sind. Hierbei ist angenommen, daß der Eingangswiderstand R_e des Verbrauchers sehr groß ist gegenüber dem Innenwiderstand R_i des RC-Generators. Sind diese Widerstände gleich groß, so verringert sich die Störspannung auf die Hälfte. Die Widerstände der Erdleiter können nicht beliebig groß gemacht werden, wenn diese ihren Zweck erfüllen sollen; deshalb sollte der Widerstand des Kabelaußenleiters möglichst klein sein. Dieser Widerstand setzt sich zusammen aus den Übergangswiderständen der beiden Steckverbindungen und dem Widerstand des Kabelmantels. Bei tiefen Frequenzen ist dieser Widerstand \mathfrak{R}_k (auch Kopplungswiderstand genannt) gleich dem Gleichstromwiderstand der drei Teilwiderstände (Stecker-Mantel-Stecker). Bei hohen Frequenzen dagegen spielen auch die Stromverdrängung und andere Effekte eine beachtliche Rolle, wobei dieser Widerstand wesentlich größer

sein kann als der bei Gleichstrom gemessene. (Steckerkabel mit sehr kleinem Kopplungswiderstand können von ROHDE & SCHWARZ bezogen werden.) Aber auch im Verbraucher selbst kann ein Kopplungswiderstand vorhanden sein, der am Gitter der ersten Verstärkerröhre eine Störspannung hervorrufen kann. Dieser Kopplungswiderstand ist um so kleiner, je induktivitätsärmer die Verbindung ist, die zwischen dem Außenleiter der coaxialen Eingangsbuchse und dem Massepunkt der Eingangsröhre besteht. Die Störspannung ist am kleinsten, wenn der Mantel der coaxialen Eingangsbuchse unmittelbar und ohne ein weiteres Leitungsstück mit einem Chassis verbunden ist, das die ganze Eingangsstufe (oder den ganzen Empfänger) möglichst vollkommen umschließt (Abschirmung).

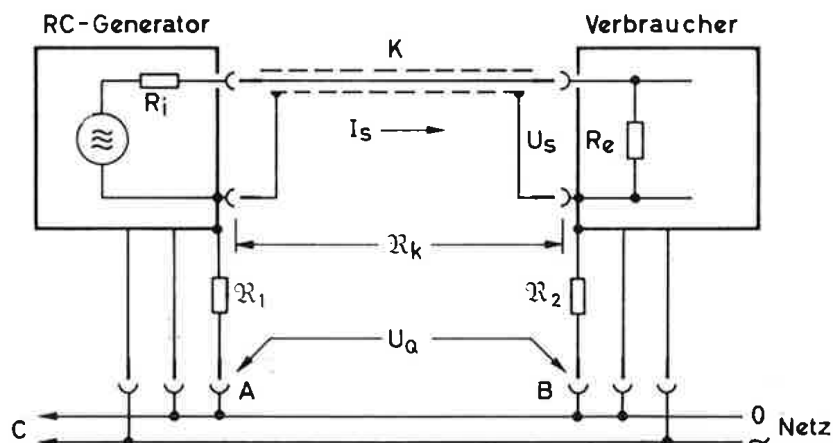


Bild 4. Entstehung einer Störspannung, wenn zwischen den Schutzleiteranschlüssen A und B ein Spannungsabfall besteht

Eine bei tiefen Meßfrequenzen oft lästige Störquelle ist der in Bild 4 dargestellte Spannungsabfall zwischen den Schutzleiteranschlüssen A und B der beiden Netzkabel. Dieser Spannungsabfall kann besonders dann verhältnismäßig groß sein, wenn eine der beiden Netzphasen gleichzeitig Schutzleiter ist und wenn sich zwischen den beiden Schuko-Steckdosen eine längere Leitung befindet. Der zwischen den Schutzleiteranschlüssen A und B auftretende Spannungsabfall U_q kann außer dem Stromverbrauch des RC-Generators auch noch durch weitere Verbraucher bedingt sein, die an der gleichen Leitung bei C angeschlossen sind. Würde man den Schutzleiter ausklemmen, dann wäre der Stromkreis $R_1 - R_k - R_2 - B - A$ unterbrochen und damit auch ein Spannungsabfall am Außenleiter des Verbindungskabels K vermieden. Dies ist jedoch aus Sicherheitsgründen nicht ratsam, da bei einem Kurzschluß zwischen Netzzuleitung und Chassis, zwischen Chassis und Erde die volle Netzspannung liegen und eine Gefahr für den Messenden sein würde. Außerdem kann auch durch das Ausklemmen des Schutzleiters nicht immer eine völlig ausreichende Verminderung der Störspannung erreicht werden, weil im Verbraucher zwischen Netzzuleitung und Chassis meist

eine Kapazität vorhanden ist, die, wenn auch nur teilweise, den Widerstand R_2 des Schutzleiters ersetzt. Am wirksamsten läßt sich die aus dem Netz stammende Störspannung verkleinern, wenn man, wie Bild 5 zeigt, die Netzstecker des RC-Generators und des Verbrauchers in eine Doppelsteckdose steckt; denn dadurch wird der Leitungswiderstand zwischen A und B sehr klein, so daß $U_Q \approx 0$ und somit auch $U_s \approx 0$ wird.

Eine weitere Störquelle kann ein benachbarter streuender Netztransformator bilden, der in das eine oder andere Kabel eine Spannung induziert, die die gleiche Wirkung ausübt, wie die in Bild 3 gezeigte Störquelle U_Q .

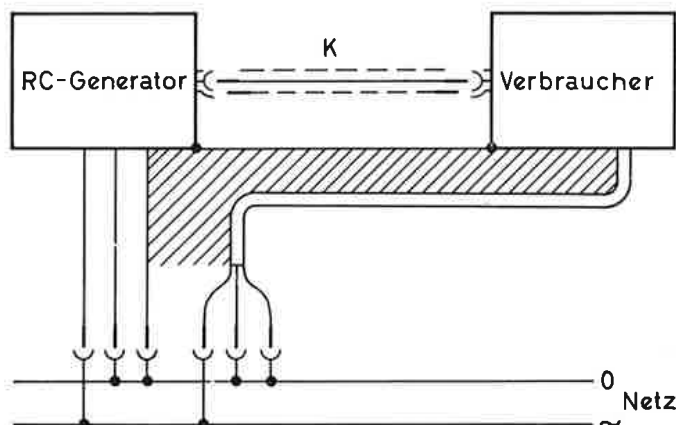


Bild 5. Verringerung der Störspannung durch geeignete Leitungsführung

Dieser Störeinfluß kann vermindert werden, indem man gemäß Bild 5 zwischen dem Chassis des Verbrauchers und dem Gehäuse des RC-Generators eine möglichst niederohmige Verbindung herstellt und diese zusammen mit dem Verbindungskabel K führt. Außerdem kann man die Netzkabel des RC-Generators und Verbrauchers in eine Lage bringen, in der die im Bild 5 schraffiert gezeichnete Fläche möglichst klein ist. Hierdurch können nicht nur niederfrequente, sondern auch hochfrequente Störeinflüsse kompensiert werden.

2.2.8. Wahl des Quellwiderstandes

Mit dem Schalter 2 ist der Quellwiderstand des Ausgangs 7 wählbar: 50 Ω , 60 Ω , 75 Ω , 150 Ω oder 600 Ω . Dies gilt für die mit dem Schalter 6 wählbaren Stufen -60 dB/1 mV bis +10 dB/3 V. In der Stufe 30 V ist der Schalter 2 unwirksam. Die Genauigkeit der fünf wählbaren Quellwiderstände beträgt $\pm 2\%$.

2.2.9. Leerlaufspannung und Außenwiderstand

In den Stufen -60 dB/1 mV bis +10 dB/3 V des Schalters 6 zeigt das Instrument 3 die Leerlaufspannung an. Deshalb muß man bei endlichem Außenwiderstand die durch

den jeweils gewählten Quellwiderstand R_i und den Außenwiderstand R_a bedingte Spannungsteilung berücksichtigen. Es ist

$$U_2 = U_1 \frac{R_a}{R_i + R_a},$$

wobei U_1 = Leerlaufspannung und U_2 = Spannung an R_a . Umgekehrt ist für eine bestimmte Spannung U_2 die Leerlaufspannung

$$U_1 = U_2 \frac{R_i + R_a}{R_a}$$

einzustellen. Oft wählt man den Innenwiderstand genauso groß wie den Außenwiderstand. In diesem Fall ist die am Außenwiderstand auftretende Spannung halb so groß wie die Leerlaufspannung bzw. der Ausgangspegel ist um 6 dB kleiner als der Leerlaufpegel.

2.2.10. Ablesen der Leerlauf-Ausgangsspannung

In den Stufen -60 dB/1 mV, -40 dB/10 mV, -20 dB/0,1 V und 0 dB/1 V wird an der von 0...10 geeichten Skala abgelesen, in den Stufen -50 dB/3 mV, -30 dB/30 mV, -10 dB/0,3 V und $+10$ dB/3 V an der von 0...3 geeichten Skala. Den Pegel in Dezibel liest man an der von -20 ...+2 dB geeichten Skala ab. Der Leerlauf-Ausgangspegel ist jeweils die Summe von Schalter-dB-Wert und Skalen-dB-Wert. So sind zum Beispiel

$$\begin{aligned} +10 \text{ dB und } -1 \text{ dB} &= +9 \text{ dB} \\ 0 \text{ dB und } 0 \text{ dB} &= 0 \text{ dB } (= 0,775 \text{ V}) \\ -20 \text{ dB und } +2 \text{ dB} &= -18 \text{ dB} \\ -60 \text{ dB und } -10 \text{ dB} &= -70 \text{ dB} \end{aligned}$$

Dies gilt aber nur für die mit **2** gewählten Quellwiderstände 50Ω , 60Ω und 75Ω . Bei 150Ω Quellwiderstand muß man, wie am Schalter **2** angeschrieben, zum abgelesenen Pegelwert $+10$ dB dazuzählen, bei 600Ω Quellwiderstand $+20$ dB.

2.2.11. Berechnung der von einem Verbraucher aufgenommenen Leistung in dBm

Da kleine Fehlanpassungen des Verbrauchers an die Spannungsquelle die aufgenommene Leistung nur ganz gering beeinflussen, wie aus Bild 6 hervorgeht, ist die Angabe der Ausgangsgröße in dBm (Bezugspegel 1 mW vom Verbraucher aufgenommene Leistung) oft vorteilhaft. Der Leistungsabfall zwischen den üblichen Systemen 50Ω , 60Ω und 75Ω ist fast immer vernachlässigbar. Soll die vom Verbraucher aufgenommene

Leistung in dBm angegeben werden, so wird der Innenwiderstand des SRB auf den Verbraucherwiderstand eingestellt und die Ausgangsspannung in dB abgelesen. Die

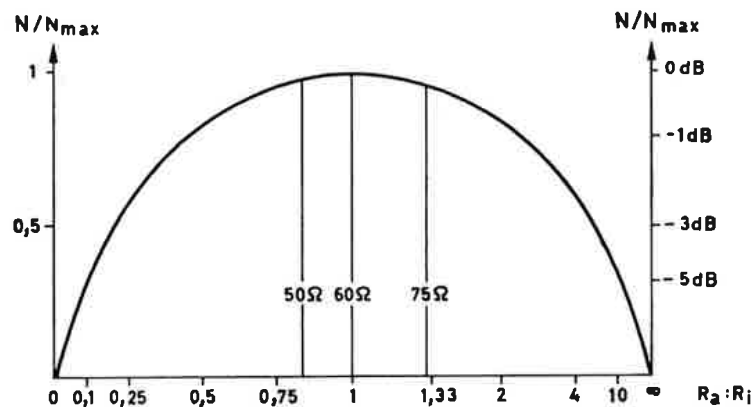


Bild 6. Wirkleistung bei Fehlanpassung

vom Verbraucher aufgenommene Leistung kann folgender Tabelle entnommen werden:

Verbraucher	dBm = Ablesung (einschl. Zusatzwert) am R_i -Schalter)	dBm = Ablesung (ohne Zusatzwert) am R_i -Schalter)
50 Ω	+4,7 dBm	+4,7 dBm
60 Ω	+4 dBm	+4 dBm
75 Ω	+3 dBm	+3 dBm
150 Ω	0 dBm	+10 dBm
600 Ω	-6 dBm	+14 dBm

2.2.12. Umrechnung auf andere dB-Spannungspegel

Außer dem dB-Spannungspegel $\text{dB}_{(0,775 \text{ V})}$ sind noch die Pegel dB_V und $\text{dB}_{\mu V}$ gebräuchlich. Auf diese dB-Pegel ist die am SRB abgelesene Leerlaufspannung leicht umzurechnen.

Wert in	Wert in		
	$\text{dB}_{\mu V}$	$\text{dB}_{(0,775 \text{ V})}$	dB_V
$\text{dB}_{\mu V}$		+ 117,8	+ 120
$\text{dB}_{(0,775 \text{ V})}$	- 117,8		+ 2,2
dB_V	- 120	- 2,2	

2.2.13. Erzielung eines besonders kleinen Ausgangsklirrfaktors

Der Klirrfaktor des SRB ist zwar in allen Anwendungsfällen relativ klein, seine wirksame Größe hängt aber auch von der Art der Bedienung ab. Wird bei besonderen Anwendungen Wert darauf gelegt, mit dem kleinstmöglichen Klirrfaktor zu arbeiten, so

ist zu berücksichtigen, daß mit kleinerer Aussteuerung und hochohmiger Belastung der Endstufe der Klirrfaktor des Gerätes bis auf den Klirrfaktorwert des Oszillators herabgesetzt werden kann. Es ist für diesen Anwendungsfall daher vorteilhaft, eine oder wenn möglich beide der folgenden Maßnahmen zu treffen:

- a) Den kontinuierlichen Spannungsregler **8** nicht voll aufdrehen, d. h. z. B. beim Einstellen von 10 mV Leerlaufspannung den Stufenteilerschalter **6** nicht auf 10 mV, sondern auf 30 mV EMK einstellen und dafür den kontinuierlichen Regler **8** entsprechend weit zudrehen.
- b) Um die Belastung der Endstufe zu vermindern, sollte die 3-V-Stellung des Schalters **6** nicht benutzt werden. Bei Anwendung der 30-V-Stellung sollte der Innenwiderstand des Verbrauchers größer als 1200Ω sein.

Hiermit ist keine Einschränkung des Spannungsbereiches verbunden. Wird z. B. eine Leerlaufspannung von 3 V benötigt, so kann statt der 3-V-EMK-Stellung und der 50- Ω - R_i -Stellung, die 1-V-Stellung und $R_i = 150 \Omega$ gewählt werden, dann beträgt die Leerlaufspannung ebenfalls 3 V.

Das Meiden der 3-V-EMK-Stellung und hochohmigere Belastung als 1200Ω genügen bereits, um die auf Seite 5 angegebenen kleinen Klirrfaktorwerte zu erzielen.

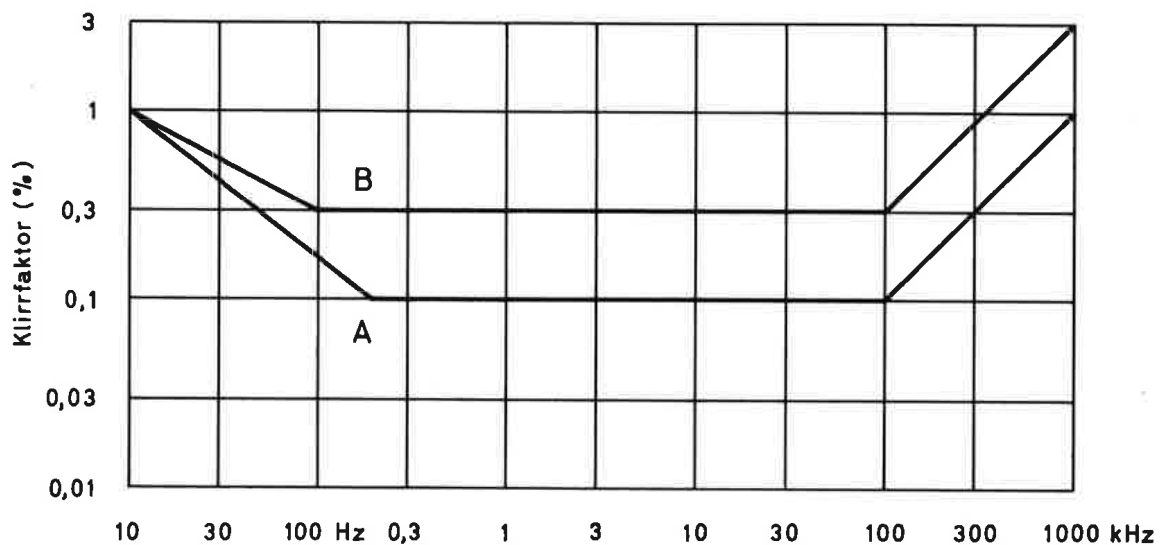


Bild 7. Grenzwertkurven des Klirrfaktors

Kurve A: In Teilerschalterstellung „30 V“ bei $R_a > 1200 \Omega$ oder in Teilerschalterstellungen „0 dB/1 V“ bis „-60 dB/1 mV“ bei $R_a = R_i$

Kurve B: In Teilerschalterstellung „30 V“ bei $R_a = 600 \Omega$ oder in Teilerschalterstellung „+10 dB/3 V“ bei $R_a = R_i$

2.2.14. Benutzung des SRB als Brückengenerator

Bei der Messung nichtlinearer Schaltelemente mit einer Brückenschaltung können auch bei der Verwendung selektiver Anzeigeverstärker Fehlmessungen entstehen, wenn der

benutzte Generator einen zu großen Klirrfaktor aufweist. Da eine Übersteuerung des SRB und damit ein zu hoher Klirrfaktor nur in der 30-V-Stellung und bei Belastung des Ausgangs mit Widerständen unter 600Ω möglich ist, werden so große Spannungen, falls sie überhaupt für die Brückenmessung zugelassen werden, besser in der 3-V-EMK-Stellung und bei $R_i = 600 \Omega$ erzeugt. Dabei beträgt die Leerlaufspannung ebenfalls maximal 30 V. In dieser Stellung und allen anderen EMK-Stellungen ist Belastung bis zum Kurzschluß ohne Übersteuerung der Endstufe möglich.

2.2.15. Normfrequenzen „1. Terzfolge“ und „2. Terzfolge“

Die Frequenzskala hat als Besonderheit des Gerätes einen inneren Skalenkreis mit den Markierungen „1. Terzfolge“ und „2. Terzfolge“. Da diese Skala neuartig ist, soll auf ihre Anwendung etwas näher eingegangen werden. Ihr liegt das Normblatt „Normfrequenzen für akustische Messungen“ DIN 45401 zugrunde.

Messungen auf dem Gebiet der Akustik und Elektroakustik sind leichter vergleichbar, wenn frequenzabhängige Größen überall bei den gleichen Frequenzen gemessen werden. Das ist bisher nicht der Fall, obgleich es dafür keinen physikalischen Grund gibt. Beim Messen von Spektren werden häufig logarithmische Frequenzskalen bzw. geometrische Frequenzverhältnisse benutzt, wie z. B. bei Terzfiltern, deren Mittenfrequenz um eine halbe Terz von der Eckfrequenz entfernt ist. Nun bilden aber 3 Terzen eine Oktave, und man kann daher mit den in Tabelle 1 aufgeführten Frequenzen alle Eck- und Mittenfrequenzen von Terz- und Oktavfiltern bezeichnen.

Da man häufig zwei Filtersätze hat, die sich um eine halbe Terz oder halbe Oktave unterscheiden, damit der Übergangsbereich gemessen werden kann, wird ein Filtersatz nur die Eckfrequenzen mit den Mittenfrequenzen vertauschen und umgekehrt. Daher sind alle Mitten- und Eckfrequenzen von Terz- oder Oktavfiltern Werte obiger Reihe. Mit einem Fehler von $< 0,8 \%$ kann die gleiche Ziffernserie durch mehrere Dekaden beibehalten werden. 1000 Hz gilt als die übliche Mittenfrequenz, und so ist die Reihe von 1000 Hz ausgehend aufgebaut. Die verwendete Normzahlreihe entspricht DIN 323. Diese Folge weist gegenüber den exakten Werten Fehler bis zu $1,22 \%$ auf, vermeidet aber eine große Anzahl irrationaler Zahlen.

Um die logarithmische Beziehung der Normfrequenzreihe in ein lineares Zahlenverhältnis umzusetzen und die Durchführung von Meßreihen zu erleichtern, wurde für die Beschriftung der Terzfolgeskala statt der Frequenz, deren Logarithmus $\lg f$ gewählt. So sind die Bereiche des Frequenzschalters zusätzlich mit „ $\lg f$ 1. bis 5.“ beschriftet, die die Kennziffer (der Wert vor dem Punkt) des logarithmischen Ausdruckes bilden, während die von 0 bis 1.0 geeichte Terzfolgeskala die Mantisse bestimmt (der Wert hinter

Tabelle 1. Frequenzen der Terz- und Oktavfolgen

1. Terzfolge	31.5	40	50	63	80	100	125	160	200	250
2. Terzfolge	35,5	45	56	71	90	112	140	180	224	280
1. Oktavfolge	31.5	63			125			250		
2. Oktavfolge	45			90			180			
1. Terzfolge	315	400	500	630	800	1000	1250	1600	2000	2500
2. Terzfolge	355	450	560	710	900	1120	1400	1800	2240	2800
1. Oktavfolge	500			1000			2000			
2. Oktavfolge	355	710			1400			2800		
1. Terzfolge	3150	4000	5000	6300	8000	10000	12500	16000		
2. Terzfolge	3550	4500	5600	7100	9000	11200	14000			
1. Oktavfolge	4000			8000			16000			
2. Oktavfolge	5600			11200						

dem Punkt). Beide Einstellmöglichkeiten müssen berücksichtigt werden, wenn mit dem Logarithmus der Frequenz gearbeitet werden soll. Aus Tabelle 2 auf Seite 19 ergibt sich der Zusammenhang zwischen der Frequenz und ihrem Logarithmus.

Beispiel: Will man den Wert $\lg f = 2.4$ einstellen, der laut Tabelle 2 der Frequenz von 250 Hz entspricht, so schaltet man den Bereichschalter auf „lg f 2.“ (100 . . . 1000 Hz) und stellt auf der Terzfolgeskala „.4“ ein. Liest man nun zur Kontrolle den eingestellten Wert auf der großen Frequenzskala ab, so stellt man fest, daß der Strich des Zeigers auf 2,5 steht, was in Kombination mit dem eingestellten Bereich 250 Hz entspricht.

Sollen von einer Labor-Hilfskraft Meßreihen durchgeführt werden, so mußte bisher eine Tabelle der Frequenzen aufgestellt werden, bei denen die Messungen zu erfolgen hatten. Mit der Terzfolgeskala ist es nun möglich, die Anordnung zu geben, z. B. alle 1. Terzfolgen von $\lg f = 1.3$ bis $\lg f = 4.2$ zu messen. Damit wären in diesem Beispiel alle Frequenzen von 20 Hz bis 16 kHz in Terzen erfaßt oder aber z. B. jede dritte Terz von $\lg f = 1.2$ bis $\lg f = 4.2$, was die Frequenzen von 16 Hz bis 16 kHz in Oktavfolgen einschließen würde. In jedem Fall ist dabei die Bezugsfrequenz von 1000 Hz ($\lg f = 3.0$) mit einbezogen.

Da der $\lg f$ der lineare Ausdruck einer logarithmischen Reihe ist, kann für die Darstellung von Meßreihen normales Millimeterpapier verwendet werden. Wenn für die benutzten Spannungspegel die zusätzlich vorhandene dB-Eichung des Spannungsmessers benutzt wird, erhält man gleiche Darstellungen wie bei der üblichen Verwendung von Potenzpapieren, die gegenüber der oben erwähnten Methode den Nachteil aufweisen, eine nichtlineare Teilung zu besitzen, was das Aufzeichnen, insbesondere bei Meßschritten in geometrischer Reihe, erschwert.

Tabelle 2. Zusammenhang von f und lg f

1. Terzfolge				2. Terzfolge			
lg f	Hz	lg f	Hz	lg f	Hz	lg f	Hz
1.0	10	3.6	4 000	1.05	11,2	3.55	3 550
1.1	12,5	3.7	5 000	1.15	14	3.65	4 500
1.2	16	3.8	6 300	1.25	18	3.75	5 600
1.3	20	3.9	8 000	1.35	22,4	3.85	7 100
1.4	25	4.0	10 000	1.45	28	3.95	9 000
1.5	31,5	4.1	12 500	1.55	35,5	4.05	11 200
1.6	40	4.2	16 000	1.65	45	4.15	14 000
1.7	50	4.3	20 000	1.75	56	4.25	18 000
1.8	63	4.4	25 000	1.85	71	4.35	22 400
1.9	80	4.5	31 500	1.95	90	4.45	28 000
2.0	100	4.6	40 000	2.05	112	4.55	35 500
2.1	125	4.7	50 000	2.15	140	4.65	45 000
2.2	160	4.8	63 000	2.25	180	4.75	56 000
2.3	200	4.9	80 000	2.35	224	4.85	71 000
2.4	250	5.0	100 000	2.45	280	4.95	90 000
2.5	315	5.1	125 000	2.55	355	5.05	112 000
2.6	400	5.2	160 000	2.65	450	5.15	140 000
2.7	500	5.3	200 000	2.75	560	5.25	180 000
2.8	630	5.4	250 000	2.85	710	5.35	224 000
2.9	800	5.5	315 000	2.95	900	5.45	280 000
3.0	1000	5.6	400 000	3.05	1 120	5.55	355 000
3.1	1250	5.7	500 000	3.15	1 400	5.65	450 000
3.2	1600	5.8	630 000	3.25	1 800	5.75	560 000
3.3	2000	5.9	800 000	3.35	2 240	5.85	710 000
3.4	2500	6.0	1 000 000	3.45	2 800	5.95	900 000
3.5	3150						

1. Oktavfolge				2. Oktavfolge			
lg f	Hz	lg f	Hz	lg f	Hz	lg f	Hz
1.2	16	3.9	8 000	1.05	11,2	3.75	5 600
1.5	31,5	4.2	16 000	1.35	22,4	4.05	11 200
1.8	63	4.5	31 500	1.65	45	4.35	22 400
2.1	125	4.8	63 000	1.95	90	4.65	45 000
2.4	250	5.1	125 000	2.25	180	4.95	90 000
2.7	500	5.4	250 000	2.55	355	5.25	180 000
3.0	1000	5.7	500 000	2.85	710	5.55	355 000
3.3	2000	6.0	1 000 000	3.15	1 400	5.85	710 000
3.6	4000			3.45	2 800		

3. Wartung und Reparatur

3.1. Umrüsten der Ausgangsbuchse auf andere Steckersysteme

Zur Verwendung des RC-Generators SRB in einem Meßaufbau mit einem anderen Steckersystem kann die Ausgangsbuchse auch nachträglich in einfacher Weise auf dieses System umgerüstet werden. Hierzu braucht man nur ein entsprechendes Einsatzstück in das Innengewinde der Ausgangsbuchse einzuschrauben und mit den vorhandenen Klemmschrauben des Außenrings der Buchse zu sichern. Wir liefern folgende Umrüsteinsätze:

Gewünschter Anschluß am SRB	Bestell-Nummer
Kurzhubstecker Dezifix B	FMU 10990
Siemens-Stecker 4/13 DIN 47283	FID 90990
Serie UHF (z. B. Amphenol)	FHD 10990
Serie N (z. B. Amphenol)	FHD 20990
Serie C (z. B. Amphenol)	FHD 30990
Serie BNC (z. B. Amphenol)	FHD 40990
General Radio 874 B	FLA 20990

3.2. Röhrenwechsel

Infolge der Stabilisierung der Röhren R01 und R03 durch die Art der Schaltung und der unkritischen Betriebsfunktionen von R02, R04 und R05 kann jede defekte Röhre des Gerätes ohne weiteres durch eine typengleiche neue Röhre ersetzt werden. Eine Nacheichnung des Gerätes wird dadurch nicht erforderlich. Auch die Transistoren können ohne nachteilige Folgen ersetzt werden.

3.3. Schaltungsbeschreibung

Der RC-Generator Type SRB besteht elektrisch aus folgenden Hauptfunktionsgruppen: RC-Oscillator, Verstärker, Spannungsanzeiger, Ausgangsspannungsteiler und Stromversorgungsteil.

3.3.1. RC-Oszillator

Die vereinfachte Schaltung des RC-Oszillators, der den Frequenzbereich 10 Hz bis 1 MHz in 5 Teilbereichen umfaßt, zeigt Bild 8. Die hier angegebenen Kennzeichen der Schaltelemente sind mit denen des Stromlaufs identisch.

Der RC-Oszillator besteht aus dem zweistufigen Verstärker R_{ö1}–R_{ö2}, einem Hilfs-
 transistor T1 und dem abstimmbaren Wien-Glied mit den Widerständen R1...R6,
 R7...R12, dem Zweifachdrehkondensator C1I–C1II und den Kondensatoren (siehe
 Stromlauf) C2...C9. Das Wien-Glied stellt einen frequenzabhängigen und phasen-
 drehenden Spannungsteiler dar, der für die Frequenz bestimmend ist, die sich mit Hilfe

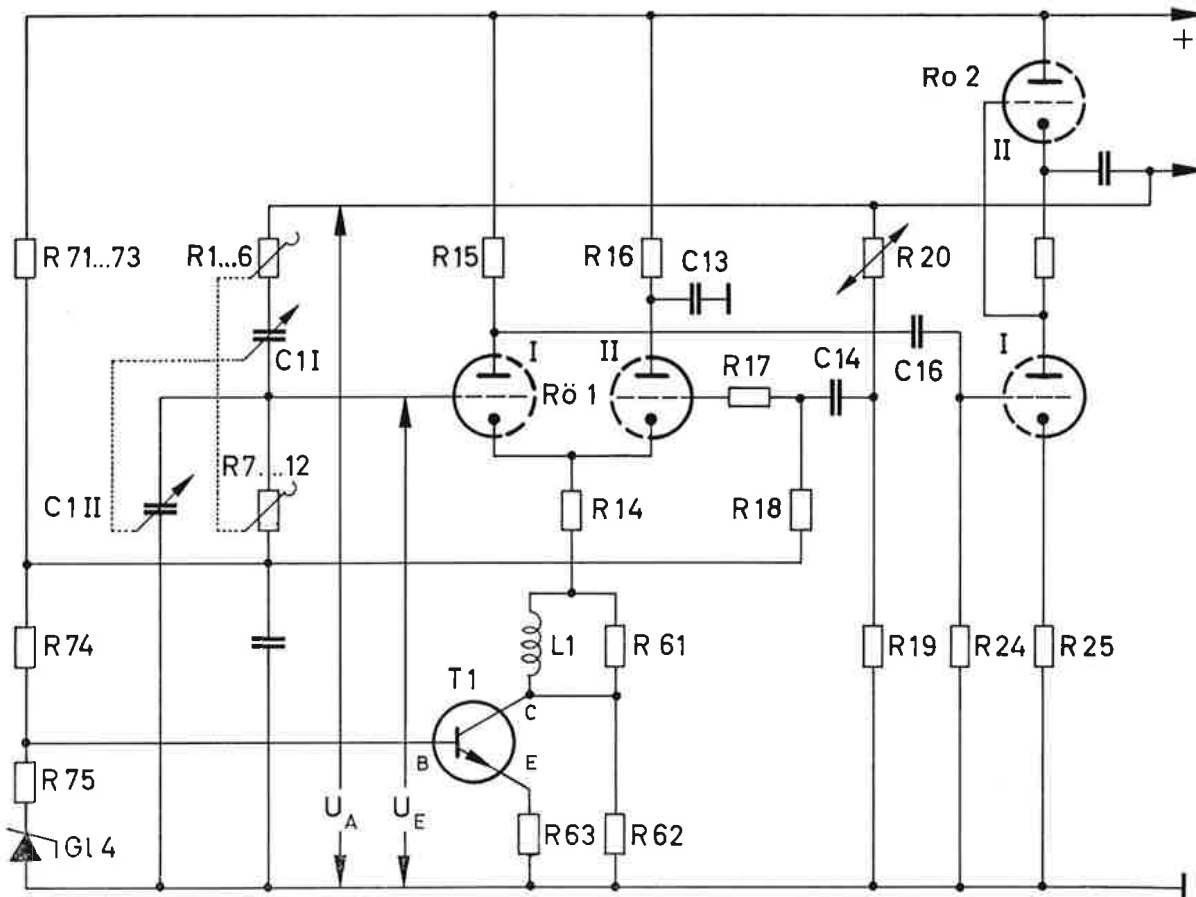


Bild 8. Vereinfachte Schaltung des RC-Oszillators

des Verstärkers erregt. Es erregt sich jeweils diejenige Frequenz, bei der die Eingangs-
 spannung U_E und die Ausgangsspannung U_A des Verstärkers die gleiche Phasenlage
 aufweisen. Die beiden Systeme der Doppeltriode R_{ö1} (ECC 81) bilden gemeinsam die
 erste Stufe des 2stufigen RC-Oszillators. Das Wien-Glied steuert das Gitter von R_{ö1}
 und wird von der Ausgangsspannung der zweiten Stufe R_{ö2} (E 88 CC) gespeist. Die
 beiden rein ohmschen Glieder R19–R20, von denen R20 ein Heißleiter ist, bewirken
 eine starke, von der Schwingungsamplitude abhängige Gegenkopplung, durch die die
 Amplitude der erregten Schwingungen begrenzt und konstant gehalten wird.

Der im Gegenkopplungsweg liegende Heißleiter R20, ein Widerstand mit negativem
 Temperaturkoeffizienten, hat die Aufgabe, durch selbsttätige Änderung des Gegen-
 kopplungsfaktors, d. h. des Spannungsteilerverhältnisses $R19/R20$, die Amplitude auf
 einem konstanten Wert zu halten. Das Spannungsverhältnis ist so bemessen, daß die

beiden Röhren R₀₁ und R₀₂ im normalen, stark gegengekoppelten Zustand gerade so viel Verstärkung aufbringen, wie notwendig ist, um die Schwingungen aufrecht zu erhalten. Steigt aus irgend einem Grund die Spannung U_A an, so vergrößert sich der Strom durch R₁₉–R₂₀, und der Widerstand des Heißleiters wird durch die zusätzliche Erwärmung kleiner. Als Folge davon sinkt die Verstärkung wegen des größer gewordenen Gegenkopplungsfaktors so weit ab, daß die Schwingungsamplitude wieder auf den normalen Betrag zurückgeht.

Um einen möglichst kleinen Klirrfaktor zu erreichen, ist es zweckmäßig, die Gegenkopplung so stark wie möglich zu machen. Nun hat allerdings der Grad der Gegenkopplung seine Grenzen. Bei der konventionellen Einspeisung der Kopplung an der Katode wird nicht nur die äußere Verstärkung infolge beabsichtigter Gegenkopplung, sondern auch die innere Verstärkung infolge unerwünschter Katoden-Gegenkopplung herabgesetzt. Selbst bei Verwendung von Röhren größter Steilheit sind somit der Gegenkopplung und davon abhängig der Verminderung des Klirrfaktors Grenzen gesetzt, die durch die verminderte innere Verstärkung gegeben sind. Der für den SRB entwickelten Schaltung haftet dieser Nachteil nicht an. Sie ist daher imstande, durch starke Gegenkopplung, die durch eine hohe innere Verstärkung ermöglicht wird, einen sehr kleinen Klirrfaktor, hohe Stabilität, kleinen Frequenzgang und kleinen Innenwiderstand zu erzielen. Die Gegenkopplung wird hierbei über C₁₄ und R₁₇ dem Gitter des zweiten Röhrensystems R_{01II} und nicht, wie sonst üblich, der Katode der Oszillatorröhre zugeführt. Die Katoden von R_{01I} und R_{01II} sind miteinander verbunden und stehen über die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors T₁ mit dem Nullpotential in Verbindung. Zur Stabilisierung des Arbeitspunktes von R₀₁ ist die Basis des Transistors an eine durch G₁₄ teilstabilisierte Gleichspannung gelegt.

Die höhere innere Verstärkung der Eingangsstufe des Oszillators beruht darauf, daß im Katodenkreis der Eingangsröhre R_{01I} im wesentlichen nur der Katodeneingangswiderstand der Gegenkopplungsröhre R_{01II} wirksam ist. Bei gleichartigen Röhrensystemen R_{01I} und R_{01II}, sowie bei Einstellung eines gleichen Arbeitspunktes derselben, wird die Verstärkung der Röhre R_{01I} infolge innerer Gegenkopplung nur auf die Hälfte herabgesetzt. Durch die Verbindung der Katoden liegt wechselstrommäßig eine Reihenschaltung der Röhre R_{01I} und R_{01II} vor, und die der Röhre R_{01II} zugeführte Gegenkopplung kann genauso wirken, als wenn sie der Eingangsröhre R_{01I} zugeführt würde. Rechnung und Erfahrung erfordern bei dieser Schaltung einen sehr hohen Katodenwiderstand, um die Klirrfaktorverminderung voll wirksam werden zu lassen. Ein hoher ohmscher Widerstand scheidet aus der Erwägung aus, weil er extrem hohe Betriebsspannungen erfordern würde. An seiner Stelle ist in der Schaltung ein Transistor T₁

verwendet, dessen Kollektor-Emitterstrecke als differentiell hochohmiger Katodenwiderstand Verwendung findet. Der im Emitterkreis befindliche Widerstand R14 sorgt für einen stabilen und ausreichenden Aussteuerbereich. Die Drosselspule L1 dient bei hohen Frequenzen, bei denen der Transistorausgangswiderstand absinkt, zur Erhöhung des wirksamen Katodenwiderstandes der Röhre R_{ö1}. Die Widerstände R61 und R62 bewirken eine Dämpfung der Serienresonanz zwischen der Induktivität der Spule L1 und der Kollektorausgangskapazität von T1. Dadurch wird eine Verschlechterung der Verstärkereigenschaften im Bereich der Resonanzfrequenz vermieden. Um einen hohen Kollektorausgangswiderstand zu erzielen, wird der Transistor T1 in Basisschaltung betrieben. Der Basis des Transistors wird niederohmig mit Hilfe der Zenerdiode G14 eine teilstabilisierte Spannung und dem Emitter über den Widerstand R63 ein konstanter Strom eingepreßt. Damit wird der Summenstrom von R_{ö11} und R_{ö111} konstant gehalten, so daß er auch von Betriebsspannungsschwankungen und Röhrenalterung nicht beeinflußt wird. Außerdem wird dadurch auch die Verstärkung und Gegenkopplung der Röhre R_{ö1} stabilisiert.

Die hier angewendete Verstärkeranordnung erzielt daher mit einer unregelmäßigen, dem Netz entnommenen Speisespannung bessere Eigenschaften als bei Heiz- und Anodenspannungsstabilisierten Verstärkern herkömmlicher Art, da zusätzlich auch Röhrenalterungen ohne Einfluß bleiben. Für die Teilstabilisierung der Transistorbasis, die dadurch erreicht wird, daß die Zenerdiode nicht direkt, sondern über den Widerstand R75 an der Basis des Transistors T1 liegt, besteht ein besonderer Grund. Bei Schwankungen der Anodenspannung und auch bei gleichzeitigen Schwankungen der Heizspannung wird der Summenstrom der Röhren R_{ö11} und R_{ö111} gerade soviel geregelt, daß die Verstärkungsänderung dieser Röhren einschließlich der durch die Spannungsschwankung hervorgerufenen Durchgriffsänderung gerade die Verstärkungsänderung der nachfolgenden Stufe R_{ö2} kompensiert. Auf diese Weise wird eine sehr große Frequenzstabilität erreicht.

In der Schaltung nach Bild 8 wird die Zenerdiode über die Widerstände R71 ... R74 und R75 gespeist, an denen zugleich die Gittervorspannung der Röhren R_{ö11} und R_{ö111} abgenommen wird. Diese Röhren sollen möglichst gleiche Steuereigenschaften aufweisen. Darum wird die Röhre R_{ö111}, die nicht zur Steuerung der nachfolgenden Stufen herangezogen wird, mit dem gleichen Anodenwiderstand R16 versehen wie die Röhre R_{ö11} (R15). R_{ö111} hat auch eine wirksame Kapazität C12 parallel C13, die jedoch größer als C16 an der Anode von R_{ö11} gewählt ist, um bei hohen Frequenzen kleinere Verzerrungen und Frequenzgänge zu erzielen, als dies bei voller Symmetrie der Anodenkreise möglich wäre. Die zweite Stufe des RC-Oszillators wird von der Doppeltriode R_{ö2} (E 88 CC) gebildet. An diese Stufe werden, durch den großen Frequenzbe-

reich des Generators von 10 Hz bis 1 MHz bedingt, besonders hohe Anforderungen gestellt. Die Verwendung einer Drosselspule zur Kopplung scheidet wegen des starken Frequenzganges bei tiefsten und höchsten Frequenzen aus. Phasenunreinheiten würden ferner die erwünschte starke Gegenkopplung begrenzen. Die Schaltung der Röhre RÖ2 ist daher als eisenlose Endstufe ausgebildet, welche die Übertragung eines größeren Frequenzbandes bei einem geringeren Frequenzgang ermöglicht.

Die beiden Röhrensysteme RÖ2I und RÖ2II liegen gleichstrommäßig in Reihe. Jedes System erhält etwa die Hälfte der Gesamt-Anodenspannung. Die Wechselspannung liegt am Steuergitter der Röhre RÖ2I. Das Gitter der Röhre RÖ2II wird mit dem Spannungsabfall der Röhre RÖ2I gesteuert. Da durch Röhre RÖ2I eine Phasendrehung von 180° erzielt wird, erreicht man ohne zusätzliche Phasenumkehrstufe eine gegenphasige Steuerung der Endröhren. Um die maximal zulässige Spannung Faden/Katode der Röhre RÖ2 nicht zu überschreiten, hat die Röhre eine eigene Heizwicklung 9/10 am Netztransformator Tr1. Der an der Anodenspannung liegende Spannungsteiler R83–R84 hebt das Potential dieser Heizwicklung gegenüber Masse um etwa 45 V an. Die Ausgangswechselspannung der zweiten Oszillatorstufe liegt am Ausgangsregler R29; die Kopplung erfolgt über C18. Der einstellbare Widerstand R28 dient zum Eintrimmen der Maximalausgangsspannung, die in der Maximalstellung von R29 zu erreichen ist.

3.3.2. Verstärker

Der Ausgangsspannungsregler R29 speist den nachfolgenden 2stufigen Verstärker mit den Röhren RÖ3, RÖ4 und RÖ5. Dieser Verstärker ähnelt im Aufbau sehr wesentlich den beiden Stufen des RC-Oszillators. Im Stromlauf erkennt man auf Anhieb die prinzipiell gleichartige Schaltung von RÖ1 und RÖ3. Das im Abschnitt 3.3.1. über die Wirkungsweise und Qualitäten der Röhre RÖ1 Gesagte gilt weitgehend auch für die Röhre RÖ3. Die Unterschiede sind nachfolgend beschrieben. Die Basis von T2 ist vollstabilisiert, während die Basis von T1 durch die Serienschaltung von G1 4 mit R75 nur teilstabilisiert ist. Die Gegenkopplung, die auch hier dem Gitter des zweiten Röhrensystems RÖ3I zugeführt ist, enthält den normalen ohmschen Widerstand R42, statt einen Heißleiter. Der Kondensator C26, parallel zu R42, ist als Trimmer ausgebildet und erlaubt eine Gegenkopplungskorrektur im Bereich der Maximalfrequenz von 1 MHz. Im Gegensatz zu RÖ1 ist nur die Röhre RÖ3II mit einem zusätzlichen Anodenspannungs-Siebglied R81–C45I versehen. Diese Methode erzielt eine bessere Entkopplung, als wenn auch die Anode von RÖ3I zusätzlich gesiebt wäre. Die großzügige Dimensionierung von C45I und C45II gewährleistet einen Schutz gegen kurzzeitige Netzspannungsschwankungen. Die Endstufe wird von den Röhren RÖ4 und RÖ5 gebildet. Auch sie arbeitet wie Röhre

Rö2 gleichstrommäßig als Serienschaltung und wechselstrommäßig als Gegentaktparallelschaltung zweier Röhren, verwendet jedoch 2 Endpentoden EL 86. Die Wirkungsweise ist die gleiche wie bei Rö2. Die Entkopplung der Katode von Rö4 und der Schirmgitter beider Röhren ist großzügig dimensioniert.

3.3.3. Spannungsanzeiger

Zur Messung der Ausgangsspannung im 30-V-Bereich bzw. der EMK (Oberspannung des Teilers) in den übrigen Bereichen dient der Diodengleichrichter in Spannungsverdoppler-Schaltung und der Drehspulstrommesser J1. Bild 9 zeigt die vereinfachte Schaltung des Anzeigeteils.

Dieses Diodenvoltmeter mißt die Spannung von Spitze zu Spitze. Seine Instrumentenskala ist aber in Effektivwerten geeicht. Die Zeitkonstante des Richtkreises ist mit Rücksicht auf schnelles Einschwingen des Instrumentzeigers klein gehalten. Der dadurch bei tiefen Frequenzen entstehende Anzeigefehler wird durch eine frequenzabhängige Teilung R53 – R54 – C35 der Voltmeter-Eingangsspannung kompensiert. Mit höheren Frequenzen nimmt infolge der Eigenkapazität der Eingangswiderstand des Gleichrichters ab, so daß die Anzeige zu klein wird. Der Kompensation dieses Effekts dient das Entzerrerglied R53 – C33 – C34.

Der Abgleich der Spannungsanzeige erfolgt an drei Punkten. Mit dem Drehwiderstand R 57 auf konstante Ausgangsspannungsanzeige bei 10 Hz, mit R55 auf 1 kHz und mit C34 auf 1 MHz.

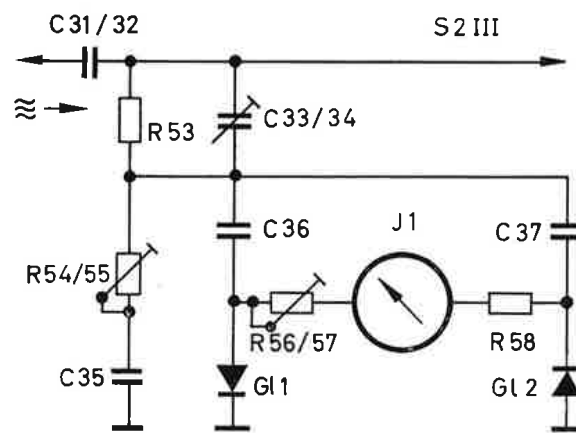


Bild 9. Schaltung des Spannungsanzeigers

Dadurch wird eine sehr große Anzeigegenauigkeit mit einem Frequenzgang von $< 0,1$ dB erreicht. Die verwendete Spannungsverdoppler-Schaltung hat die Eigenschaft, daß geradzahlige Harmonische der Meßfrequenz keinen Anzeigefehler bei Eichung in Effektivwerten verursachen. Als Spitzengleichrichter hat die gewählte Anordnung noch den Vorteil gegenüber Mittelwertgleichrichtern, daß einmal der Temperaturkoeffizient vernachlässigbar klein bleibt und daß auch bei 10 Hz Anzeigefrequenz bei der gewählten Vollweganordnung noch kein Zittern des Zeigers auftritt.

3.3.4. Ausgangsspannungsteiler

Zur stufenlosen Regelung der an der Ausgangsbuchse liegenden Ausgangsspannung dient das am Eingang des NF-Verstärkers angeordnete Potentiometer R29. Die Rege-

lung an dieser Stelle bringt den Vorteil mit sich, daß mit abnehmender Aussteuerung des Verstärkers auch der Klirrfaktor verkleinert wird. Im 3-V-Bereich von S2 wird der Widerstand R97 in Serie geschaltet und vom 1-V-Bereich ab und kleiner tritt die Teilerkette in Funktion. Die selbstregelnden Varistoren R91 und R92 verhindern, daß beim Umschalten des Bereichschalters kurzzeitige hohe Spannungsspitzen die Meßgleichrichter Gl 1 und Gl 2 beschädigen. Der Schalter S3 ermöglicht die Umschaltung des Quellwiderstandes auf 50, 60, 75, 150 oder 600 Ω . In der 30-V-Stellung liegt die Spannung unter Umgehung des Spannungsteilers direkt an der Ausgangsbuchse Bu1. Der Quellwiderstand beträgt in dieser Stellung zwischen 20 und 60 Ω ; sowohl der Spannungsteiler als auch der Quellwiderstandschalter sind dabei außer Funktion. Die Spannung ist direkt mit R29 zwischen 0 und 30 V stetig regelbar. Die maximale Ausgangsleistung beträgt 1,5 W; der Ausgang ist gleichspannungsfrei. Der gesamte Spannungsteiler ist gesondert abgeschirmt und gekammert. Streuspannungen zwischen den Kammern sind besonders wirksam vermieden.

3.3.5. Stromversorgungsteil

Der Stromversorgungsteil ist konventionell und weist wenig Besonderheiten auf. Eine elektronische Regelung der Anodenspannung ist durch die besondere Wirkungsweise der Schaltanordnung überflüssig. Der Netztransformator Tr1 ist für 115, 125, 220 und 235 V ausgelegt. Die Sicherung Si1 übernimmt gleichzeitig die Spannungsumschaltung. Die Kontrollglühlampe Rl 1 leuchtet im eingeschalteten Zustand des Gerätes auf. Vier Siliziumgleichrichter Gl 6... Gl 9 in Graetz-Schaltung bilden den Anodenspannungsgleichrichter. Die Siebkette C46I - L4 - C46II schließt sich an. Röhre R65 hat die eigene Heizwicklung 11/12. Die Röhren R61, R63 und R64 werden gemeinsam geheizt; R85 gestattet es, Brummstörspannungen, die hauptsächlich durch Schweben der Anzeige bei Abstimmung des Generators in die unmittelbare Nähe von 50 Hz stören würden, zu kompensieren. Die Heizwicklung 9/10 für die Röhre R62 ist durch den Spannungsteiler R83 - R84 um etwa 45 V hochgelegt.

3.4. Instandsetzung des Ausgangsteilers

Im Abschnitt 2.2.2. wurde bereits darauf hingewiesen, daß die Widerstände des Ausgangsteilers beschädigt werden können, wenn vom Verbraucher her an den Ausgang (besonders bei 50 Ω Quellwiderstand) eine höhere Spannung als 3 V gelangt. Wird eine Beschädigung des Ausgangsteilers vermutet, dann kann dieser mit Hilfe eines Millivoltmeters leicht überprüft werden. Man benutzt als Meßfrequenz 1 kHz und legt das Millivoltmeter an den Ausgang. Der Eingangswiderstand eines Millivoltmeters ist sehr hochohmig gegenüber einem beliebigen eingeschalteten Innenwiderstand des

RC-Generators. Man mißt daher praktisch die Leerlaufspannung des Generators und kann sofort erkennen, ob die Spannung dem Sollwert des jeweils eingeschalteten Bereiches entspricht. Dabei sind auch die verschiedenen Quellwiderstände der Reihe nach einzuschalten, da diese besonders gefährdet sind. Es ist zu beachten, daß die Spannungsbereiche nur bei 50 Ω , 60 Ω und 75 Ω identisch sind und sich bei 150 Ω und 600 Ω um den Faktor 3,16 und 10 verschieben. Falls Widerstände beschädigt sind, weichen die gemessenen Spannungen vom Sollwert erheblich ab. Wenn eine Reparatur erforderlich ist, so sollte der Spannungsteiler möglichst an ROHDE & SCHWARZ eingesandt werden. Falls die entsprechenden Ersatzteile vorhanden sind oder von ROHDE & SCHWARZ bezogen werden und die entsprechenden Meßmittel zur Verfügung stehen, kann man eine Reparatur auch selbst durchführen. Das Gerät ist so konstruiert, daß der Spannungsteiler als selbständige Einheit leicht ausgebaut werden kann:

- a) Gerät vom Netz trennen. Die vier Zylinderkopfschrauben an der Frontplatte lösen und Gerät aus dem Stahlblechkasten herausnehmen.
- b) Gerät mit der Unterseite nach oben legen und die beiden Drahtverbindungen ablöten, die zu Haltepunkten an der Rückseite des Teilers führen.
- c) Ausgangsspannungsregler-Bedienungsknopf nach Lockern der Madenschraube abziehen.
- d) Die vier Senkschrauben, die den Spannungsteiler mit der Frontplatte verbinden, lösen und Spannungsteiler herausziehen.
- e) Nach Reparatur Wiedereinbau in umgekehrter Reihenfolge.

3.5. Schalteilliste

(AZ „h“ Nr. 11425)

Kennzeichen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
C 1	Drehkondensator	$2 \times \Delta C = 518 \text{ pF} \pm 13 \text{ pF}$	40851 – 3.1
C 2	Luftrimmer	4 ... 25 pF	CV 8025
C 3	Keramik-Kondensator	18 pF	CCH 31/18
C 4	Luftrimmer	4 ... 25 pF	CV 8025
C 5	Luftrimmer	4 ... 25 pF	CV 8025
C 6	Luftrimmer	4 ... 25 pF	CV 8025
C 7	Luftrimmer	4 ... 25 pF	CV 8025
C 8	Luftrimmer	4 ... 25 pF	CV 8025
C 9	Papier-Kondensator	220 000 pF/250 V	CPK 58004 n 220
C 10	Papier-Kondensator	10 000 pF/250 V	CPK 58003 n 10
C 12	Papier-Kondensator	100 000 pF/250 V	CPK 58004 n 100
C 13	Keramik-Kondensator	100 pF	CCG 91/100
C 14	Papier-Kondensator	220 000 pF/250 V	CPK 58004 n 220
C 15	Keramik-Kondensator	8 pF	CCG 41/8
C 16	Papier-Kondensator	22 000 pF/400 V	CPK 62003 n 22
C 17	Papier-Kondensator	2200 pF/1000 V	CPK 70003 n 2,2
C 18	MP-Kondensator	8 μ F/250 V	CMR 8/250
C 19	Keramik-Kondensator	10 pF $\pm 0,25$ pF	CCH 31/10
C 20	Keramik-Kondensator	4 pF	CCG 41/4
C 23	Papier-Kondensator	220 000 pF/250 V	CPK 58004 n 220
C 24	Keramik-Kondensator	100 pF	CCG 91/100
C 25	Kf-Kondensator	220 000 pF/160 V	CKG 54033 n 220
C 26	Ker. Rohrtrimmer	3 pF	CVC 72692 p 3
C 27	Papier-Kondensator	220 000 pF/250 V	CPK 58004 n 220
C 28	Elektrolyt-Kondensator	100 μ F/35 V	CED 21/100/35
C 29	Elektrolyt-Kondensator	16 μ F/350 V	CED 21/16/350
C 30	Elektrolyt-Kondensator	16 μ F/350 V	CED 21/16/350
C 31	MP-Kondensator	32 μ F/250 V	CMR 16+16/250 parallel
C 32	MP-Kondensator	32 μ F/250 V	CMR 16+16/250 parallel
C 33	Keramik-Kondensator	120 pF $\pm 2\%$	CCH 68/120
C 34	Scheibentrimmer	10 ... 60 pF	CV 944
C 35	MP-Kondensator	1 μ F/160 V	CMR 1/160/2
C 36	MP-Kondensator	1 μ F/160 V	CMR 1/160/2
C 37	MP-Kondensator	1 μ F/160 V	CMR 1/160/2
C 38	Keramik-Kondensator	100 pF	CCH 68/100
C 41	Papier-Kondensator	10 000 pF/250 V	CPK 58003 n 10
C 42	Papier-Kondensator	47 000 pF/250 V	CPK 58003 n 47
C 43	Papier-Kondensator	100 000 pF/250 V	CPK 58004 n 100
C 45	Elektrolyt-Kondensator	100+100 μ F/350 V	CEG 21/100+100/350
C 46	Elektrolyt-Kondensator	50+50 μ F/500 V	CEG 21/50+50/500

Kennzeichen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
GI 1	Ge-Diode		GK/1 N 643 A
GI 2	Ge-Diode		GK/1 N 643 A
GI 4	Zener-Diode		GK/Z 6
GI 6	Si-Gleichrichter		GK/SiD 02 N
GI 7	Si-Gleichrichter		GK/SiD 02 N
GI 8	Si-Gleichrichter		GK/SiD 02 N
GI 9	Si-Gleichrichter		GK/SiD 02 N
J 1	Drehspul-Strommesser		INS 20202
K 1	Anschlußkabel		LKA 08031
K 2	Isolierschlauch abgesch.		LJA 1,5 ge
K 3	Isolierschlauch abgesch.		LJA 1,5 ge
K 4	HF-Kabel		LKK 92220
L 1	Drossel	160 mH \pm 10%	40851 - 1.2.6.
L 2	Drossel	160 mH \pm 10%	40851 - 1.2.6.
L 4	Drossel	16 H/75 mA	DB 75/2
R 1	Schichtwiderstand	3 k Ω \pm 0,3%/0,5 W	WFE 361 k 3
R 2	Schichtwiderstand	30 k Ω \pm 0,3%/0,5 W	WFE 361 k 30
R 3	Schichtwiderstand	300 k Ω \pm 0,3%/1 W	WFE 661 k 300
R 4	Schichtwiderstand	3 M Ω \pm 0,3%/1 W	WFS 3/3 M/0,3/1
R 5	Schichtwiderstand	15 M Ω \pm 1%/1 W	WFS 3/15 M/1/1
R 6	Schichtwiderstand	15 M Ω \pm 1%/1 W	WFS 3/15 M/1/1
R 7	Schichtwiderstand	3 k Ω \pm 0,3%/0,5 W	WFE 361 k 3
R 8	Schichtwiderstand	30 k Ω \pm 0,3%/0,5 W	WFE 361 k 30
R 9	Schichtwiderstand	300 k Ω \pm 0,3%/1 W	WFE 661 k 300
R 10	Schichtwiderstand	3 M Ω \pm 0,3%/1 W	WFS 3/3 M/0,3/1
R 11	Schichtwiderstand	15 M Ω \pm 1%/1 W	WFS 3/15 M/1/1
R 12	Schichtwiderstand	15 M Ω \pm 1%/1 W	WFS 3/15 M/1/1
R 13	Schichtwiderstand	1 M Ω /0,5 W	WFE 321 M 1
R 14	Schichtwiderstand	1 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 1
R 15	Schichtwiderstand	25 k Ω /0,5 W	WFE 321 k 25
R 16	Schichtwiderstand	25 k Ω /0,5 W	WFE 321 k 25
R 17	Schichtwiderstand	100 Ω /0,3 W	WFE 221 E 100
R 18	Schichtwiderstand	3 M Ω /0,5 W	WFE 321 M 3
R 19	Schichtwiderstand	1,25 k Ω /0,5 W	WFE 321 k 1,25
R 20	Heißleiter		WHN 635/50 k
R 23	Schichtwiderstand	100 Ω /0,3 W	WFE 221 E 100
R 24	Schichtwiderstand	1 M Ω /0,3 W	WFE 221 M 1
R 25	Schichtwiderstand	300 Ω /0,5 W	WFE 321 E 300
R 26	Schichtwiderstand	100 Ω /0,3 W	WFE 221 E 100
R 27	Schichtwiderstand	200 Ω /0,3 W	WFE 221 E 200
R 28	Schicht-Drehwiderstand	10 k Ω lin.	WS 9122 F/10 k
R 29	Schicht-Drehwiderstand	10 k Ω lin.	WS 7126/10 k
R 32	Schichtwiderstand	10 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 10

Kennzeichen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R 33	Schichtwiderstand	1 M Ω /0,3 W	WFE 221 M 1
R 34	Schichtwiderstand	1 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 1
R 35	Schichtwiderstand	25 k Ω /1 W	WFE 521 k 25
R 36	Schichtwiderstand	25 k Ω /1 W	WFE 521 k 25
R 37	Schichtwiderstand	100 Ω /0,3 W	WFE 221 E 100
R 38	Schichtwiderstand	2 M Ω /0,5 W	WFE 321 M 2
R 41	Schichtwiderstand	5 k Ω /0,5 W	WFE 321 k 5
R 42	Schichtwiderstand	30 k Ω /1 W	WFE 521 k 30
R 43	Schichtwiderstand	3 M Ω /0,5 W	WFE 321 M 3
R 44	Schichtwiderstand	100 Ω /0,5 W	WFE 321 E 100
R 45	Schichtwiderstand	400 k Ω 0,3 W	WFE 221 k 400
R 46	Drahtwiderstand	400 Ω /4 W	WD 400/4
R 47	Schichtwiderstand	100 Ω /0,3 W	WFE 221 E 100
R 48	Schichtwiderstand	160 Ω /1 W	WFE 521 E 160
R 49	Schichtwiderstand	5 k Ω /0,5 W	WFE 321 k 5
R 50	Schichtwiderstand	5 k Ω /0,5 W	WFE 321 k 5
R 53	Schichtwiderstand	1,6 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 1,6
R 54	Schichtwiderstand	16 k Ω 0,5 W	WFE 321 k 16
R 55	Schicht-Drehwiderstand	10 k Ω lin.	WS 9122 F/10 k
R 56	Schichtwiderstand	800 k Ω /0,5 W	WFE 321 k 800
R 57	Schicht-Drehwiderstand	250 k Ω lin.	WS 9122 F/250 k
R 58	Schichtwiderstand	1 M Ω /0,5 W	WFE 321 M 1
R 61	Schichtwiderstand	100 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 100
R 62	Schichtwiderstand	50 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 50
R 63	Schichtwiderstand	2,5 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 2,5
R 66	Schichtwiderstand	100 k Ω 0,3 W	WFE 221 k 100
R 67	Schichtwiderstand	100 k Ω 0,3 W	WFE 221 k 100
R 68	Schichtwiderstand	800 Ω /0,5 W	WFE 321 E 800
R 71	Schichtwiderstand	80 k Ω /1 W	WFE 521 k 80
R 72	Schichtwiderstand	8 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 8
R 73	Schichtwiderstand	2 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 2
R 74	Schichtwiderstand	5 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 5
R 75	Schichtwiderstand	2 k Ω /0,3 W	WFE 221 k 2
R 81	Schichtwiderstand	3 k Ω /1 W	WFE 521 k 3
R 82	Drahtwiderstand	6 k Ω /2 W	WDG 6 k/2
R 83	Schichtwiderstand	125 k Ω /1 W	WFE 521 k 125
R 84	Schichtwiderstand	20 k Ω /0,5 W	WFE 321 k 20
R 85	Draht-Drehwiderstand	1 k Ω /4 W lin.	WR 4 F/1 k
R 91	VDR-Widerstand		WUC 31771
R 92	VDR-Widerstand		WUC 31771
R 93	Schichtwiderstand	3,2 k Ω /1 W	WFE 521 k 3,2
R 94	Schichtwiderstand	1,6 k Ω /2 W	WF 1,6 k/2
R 95	Schichtwiderstand	1,25 k Ω /2 W	WF 1,25 k/2
R 96	Schichtwiderstand	1,25 k Ω /2 W	WF 1,25 k/2
R 97	Schichtwiderstand	475 Ω \pm 0,5%/2 W	WFE 475/0,5/2
R 98	Schichtwiderstand	1,502 k Ω \pm 0,5%/1 W	WFE 651 k 1,502

Kennzeichen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R 99	Schichtwiderstand	4,75 k Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 k 4,75
R 100	Schichtwiderstand	15,02 k Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 k 15,02
R 101	Schichtwiderstand	47,5 k Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 k 47,5
R 103	Schichtwiderstand	694,5 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 694,5
R 104	Schichtwiderstand	527,8 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 527,8
R 105	Schichtwiderstand	490,9 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 490,9
R 106	Schichtwiderstand	633,4 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 633,4
R 107	Schichtwiderstand	1,352 k Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 k 1,352
R 108	Schichtwiderstand	915,1 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 915,1
R 109	Schichtwiderstand	1,352 k Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 k 1,352
R 110	Schichtwiderstand	915,1 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 915,1
R 111	Schichtwiderstand	1,352 k Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 k 1,352
R 112	Schichtwiderstand	625,4 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 625,4
R 115	Schichtwiderstand	125 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 125
R 117	Schichtwiderstand	220 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 220
R 118	Schichtwiderstand	275 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 275
R 119	Schichtwiderstand	83,3 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 83,3
R 120	Schichtwiderstand	125 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 125
R 121	Schichtwiderstand	66,7 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 66,7
R 122	Schichtwiderstand	25 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 25
R 123	Schichtwiderstand	55,6 Ω \pm 0,5%/0,5 W	WFE 351 E 55,6
RI 1	Zwerg-Glimmlampe	220 V	RL 210
Rö 1	Doppel-Triode		ECC 81
Rö 2	Doppel-Triode		E 88 CC
Rö 3	Doppel-Triode		ECC 81
Rö 4	End-Pentode		EL 86
Rö 5	End-Pentode		EL 86
S 1	Kleinstufenschalter		SRP 11120
S 2	Kleinstufenschalter		40851 - 2.3
S 3	Kleinstufenschalter		SRP 11120
S 4	Spannungswähler		FD 60512
S 5	Netzschalterkombination		SKK 120
Si 1	Schmelzeinsatz	1 A 500 mA	M 1 C DIN 41571 M 0,5 C DIN 41571
T 1	Transistor		GT/OC 141
T 2	Transistor		GT/2 N 1304
Tr 1	Netztransformator		40851 - 5

INSTRUCTION BOOK

RC OSCILLATOR

10 Hz to 1 MHz

Type SRB

BN 40851

Note: Always quote the Type and Order Number (BN) in addition to the Serial Number (FNr.) of the set when asking for technical information and, in particular, when ordering repair parts.

Table of Contents

1.	Specifications	35
1.1.	Uses	35
1.2.	Technical Data	36
1.3.	Recommended Accessories	38
2.	Preparation for Use and Operating Instructions	39
2.1.	Preparation for Use	39
2.1.1.	Adjusting to the Available AC Supply Voltage	39
2.1.2.	Adjusting the Mechanical Zero of the Meter	39
2.1.3.	Connection to the AC Supply	39
2.2.	Operating Instructions	39
2.2.1.	Frequency Setting	39
2.2.2.	Connecting the Load	40
2.2.3.	Setting the Output Voltage	41
2.2.4.	Voltage-divider Position 30 V	41
2.2.5.	Voltage-divider Position +10 dB/3 V to -60 dB/1 mV	41
2.2.6.	Output Voltages below 100 μ V	41
2.2.7.	Obtaining Extremely Low Voltages	42
2.2.8.	Selecting the Source Impedance	45
2.2.9.	Open-circuit Output and Load Impedance	45
2.2.10.	Reading the Open-circuit Output Voltage	45
2.2.11.	Calculating the Power Consumption of the Load in dBm	46
2.2.12.	Conversion to Other Voltage Levels	46
2.2.13.	Obtaining Extremely Low Output Distortion	47
2.2.14.	Using the Type SRB as a Bridge Generator	48
2.2.15.	The Standard Frequencies of the 1st 1/3-octave Scale and 2nd 1/3-octave Scale	48
3.	Maintenance and Repair	51
3.1.	Adaptation of the Output to Other Connector Systems	51
3.2.	Valve Replacement	52
3.3.	Description	52
3.3.1.	RC Oscillator Section	52
3.3.2.	Amplifier	55
3.3.3.	Voltage Indication	56
3.3.4.	Output Voltage Divider	57
3.3.5.	Power Section	57
3.4.	Repair of Output Voltage Divider	57
3.5.	Table of Replaceable Parts	59
	Front Panel	63
	Circuit Diagram	65
	Wiring Diagram	67
	Wiring Diagram (Voltage Divider)	69

1. Specifications

1.1. Uses

The wide frequency range of the RC Oscillator Type SRB is of great value in AF engineering in the development and installation of transmission systems and in CF engineering for fault location and level adjustments. The output voltage, adjustable in steps and continuously in between within a wide range, is indicated very accurately and the distortion factor is very low. High frequency stability even at the lowest audio frequencies is a distinctive feature of the RC Oscillator Type SRB. This is of special

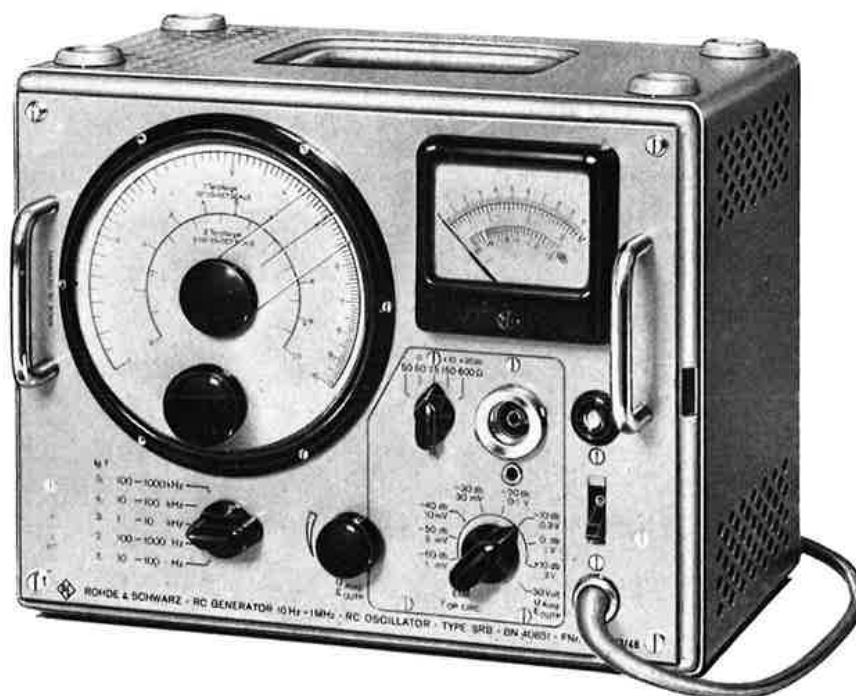


Fig. 1. RC Oscillator Type SRB

importance when the frequency of the Type SRB is used as a reference frequency for oscilloscopic frequency comparisons. Due to the low distortion of the output voltage the instrument is suitable, for example, as a modulation voltage source for transmitters or for feeding AF and RF bridges. The flat frequency response of the output voltage makes it possible to carry out series of measurements at different frequencies without readjusting the output voltage after a frequency change. Separate standard 1/3-octave scales are marked on the dial, facilitating the execution of series of measurements. The frequency scale is almost logarithmic and common to the 5 sub-ranges. Thus the percentage reading accuracy is the same at all points and the specified accuracy can be fully used.

1.2. Technical Data

Frequency range	10 Hz to 1 MHz
divided into 5 sub-ranges	10 to 100/1000 Hz/10/100 kHz/1 MHz
Frequency accuracy	$\pm 2\%$ at 10 to 100 Hz $\pm 1\%$ at 100 Hz to 1 MHz see also note with diagram at the end of page 37
Scale discrimination	1.0 to 1.7 mm/ $\%$
Frequency variation caused by AC supply voltage fluctuations of $\pm 10\%$	less than ± 3 parts in 10^4 ± 0.1 Hz up to 100 kHz approx. ± 1 part in 10^3 at 1 MHz
Frequency drift within 10 minutes after 1 hour of operation	less than ± 3 parts in 10^4
Temperature coefficient of frequency	approx. +3 parts in 10^4 per $^{\circ}\text{C}$
Output	unbalanced; adaptable RF socket 4/13 DIN 47284
Source impedance	50/60/75/150/600 Ω $\pm 2\%$, switch- selected; shunt capacitance approx. 40 pF
Maximum output power	1.5 W
Output voltage (free from DC)	adjustable in steps and continuously in between
direct ($Z = 20$ to $60\ \Omega$ in series with $64\ \mu\text{F}$) via voltage divider	0 to 30 V, continuously adjustable
with $Z = 50, 60, 75\ \Omega$	1/3/10/30/100/300 mV/1/3 V
with $Z = 150\ \Omega$	3/10/30/100/300 mV/1/3/10 V
with $Z = 600\ \Omega$	10/30/100/300 mV/1/3/10/30 V
Voltage-divider accuracy	better than ± 0.2 dB
Frequency response of output referred to 10 kHz	flat within ± 0.7 dB at < 20 Hz flat within 0.3 dB at 20 Hz to 1 MHz
Voltage indication	calibrated in V and dB
Accuracy of indication referred to 1 kHz and $23\ ^{\circ}\text{C}$	$\pm 1.5\%$ of f.s.d.
Frequency response of indication referred to 1 kHz	flat within ± 0.1 dB
Temperature coefficient of indication	approx. $+0.08\ \%/^{\circ}\text{C}$, at 0 to $+45\ ^{\circ}\text{C}$

Distortion factor

In switch position "30 V" and $Z_I > 1200 \Omega$
 or switch positions "0 dB/1 V" up to
 "-60 dB/1 mV" and $Z_I = Z_s$

at 10 Hz to 100 Hz	$\leq 1 \%$
at 100 Hz to 100 kHz	$\leq 0.1 \%$
at 100 kHz to 1 MHz	$\approx 1 \%$

In switch position "30 V" and $Z_I = 600 \Omega$ or
 in switch position "+10 dB/3 V" and $Z_I = Z_s$

at 10 Hz to 100 Hz	$\leq 1 \%$
at 100 Hz to 100 kHz	$\leq 0.3 \%$
at 100 kHz to 1 MHz	$\leq 3 \%$

See distortion-factor
 curves page 47

Valves, etc.

- 2 valves ECC 81
- 1 valve E 88 CC
- 2 valves EL 86
- 1 1-A fuse M 1 C DIN 41571
(for 115 and 125 V AC supply)
- 1 0.5-A fuse M 0,5 C DIN 41571
(for 220 and 235 V AC supply)

Power supply

115/125/220/235 V $\pm 10 \%$
 47 to 63 Hz, 65 VA

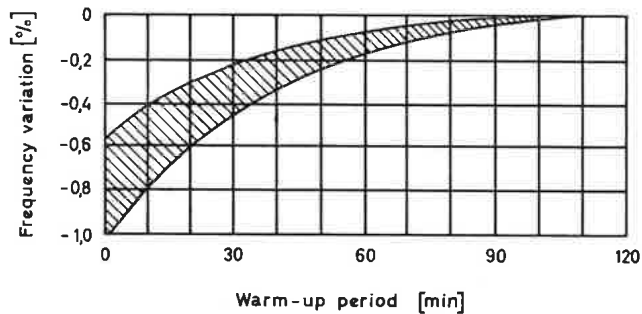
Dimensions

286 x 227 x 226 mm
 R&S Standard cabinet 35

Weight

13.5 kg

Note: The frequency accuracy holds for an ambient temperature of 20 to 25 °C after the instrument has warmed up. During the warm-up time the frequency rises as shown by the curve to the left.



1.3. Recommended Accessories

Balun Transformer BN 408510: For generating balanced or floating voltages the RC Oscillator Type SRB must be followed by a transformer suitable for the frequency range to be covered. The Balun Transformer is especially suitable for the frequency range 30 Hz to 100 kHz. It is used to feed balanced networks or amplifiers requiring a push-pull or floating input voltage, or to prevent hum pickup; for a hum voltage renders impossible the measurement of a great level difference, for example in a filter stop band. In order to prevent the transformer itself from picking up a hum voltage it is mu-metal shielded. The step-down Balun Transformer and the transformed power source exhibit only a low impedance (approx. 15 Ω). In this way, at the usual secondary load of about 600 Ω , nearly all the transformed EMF of the RC Oscillator Type SRB is available. As the frequency response of the transformer at loads between 150 Ω and no load remains very small over the full frequency range, it is generally sufficient to measure the primary voltage (with the build-in meter) in order to determine the secondary voltage. The secondary voltage is centre-tap-balanced. A slight unbalance near the upper frequency limit can be avoided by grounding the centre of the load resistor instead of the transformer centre tap. Do not exceed the permissible primary voltage (5 to 32 V). The balun transformer has the following specification:



Fig. 2. Balun Transformer

Input	13-mm plug according to German standard DIN 47284 with shielded line of 25 cm length
Output	knurled terminals with 4-mm sockets
Frequency range	30 Hz to 100 kHz
No-load transformation ratio	$\sqrt{10} : 1$ or -10 dB ± 0.1 dB
Unbalance of output voltage	
at 30 Hz to 15 kHz / at 20 kHz / at 30 kHz . . .	<0.1 dB / <0.2 dB / <0.3 dB
100 kHz	<0.5 dB at balance by centre tap of load resistor
Impedance	approx. 15 Ω (total winding)
Permissible load impedance	150 Ω to no load
Max. permissible input voltage	
>60 Hz / >30 Hz / >10 kHz	32 V / 15 V / 5 V
Distortion factor	<1 %
Frequency response of output voltage	< ± 0.2 dB to 30 kHz, < ± 1 dB at 100 kHz
Dimensions, Weight	130 x 83 x 105 mm, approx. 1.5 kg

2. Preparation for Use and Operating Instructions

2.1. Preparation for Use

2.1.1. Adjusting to the Available AC Supply Voltage

The instrument leaves the factory adjusted for operation from 220 V AC supply. To adapt it to 115 V, 125 V or 235 V insert a suitable fuse into the pair of clips marked with the available AC supply voltage on the tapping panel. The tapping panel is mounted on the power transformer and accessible after removal of the four screws in the corners of the front panel and withdrawal of the chassis from the cabinet. The 500-mA fuse used for 220 V is also suitable for 235 V. Use a 1-A fuse (M 1 C DIN 41571) for 115 or 125 V.

2.1.2. Adjusting the Mechanical Zero of the Meter

When the instrument is switched off the pointer of the meter should be at zero. The screwdriver adjustment recessed in the meter case serves for correction.

2.1.3. Connection to the AC Supply

The power cable comes out at the front panel. The toggle switch to the right is the on/off switch. The glow lamp above this switch lights when the instrument is switched on. The AC supply voltage is allowed to deviate $\pm 10\%$ from the nominal value without impairing the performance of the instrument apart from the slight frequency variation specified in section 1.2. Technical Data. Long periods of under- or overvoltage should be avoided to save the valves. If the AC supply exhibits regular under- or overvoltage, a regulating transformer or stabilizer should be connected in series.

2.2. Operating Instructions (see front-panel view page 63)

2.2.1. Frequency Setting

Select the frequency range with the frequency range switch **10**. Each of the five sub-ranges covers a decade between 10 Hz and 1 MHz. Use knob **9** for fine setting, referring to the outer scale marked 1 to 10 of the dial **1**. The pointer is provided with a hairline at its front and rear sides. Correct setting and reading are ensured if the two hairlines and the scale division marking the desired frequency coincide. With this setting the maximum possible frequency error is $\pm 2\%$ between 10 Hz and 100 Hz

and $\pm 1\%$ between 100 Hz and 1 MHz. The frequency shift caused by AC supply voltage fluctuations is very small. With the AC supply voltage varying $\pm 10\%$ the frequency changes by 0.1 % at the most.

2.2.2. Connecting the Load

No DC or AC voltage exceeding 3 V must enter into the Type SRB from the load. The resistors of the voltage divider or of the switch selecting the source impedance might be damaged by higher voltages.

If a DC voltage is present across the input of the load a suitable coupling capacitor should be interconnected. Its capacitance must suit the lowest frequency to be transmitted and the input impedance of the load. The additional voltage division caused by the coupling capacitor is negligible if the resulting limit frequency of coupling capacitor, input impedance of the load and source impedance of the oscillator is at least 10 times lower than the lowest operating frequency (error less than 0.5 %). The limit frequency is best determined from the well-known reactance chart, which shows the relationship between reactance and limit frequency.

In the 50- Ω , 60- Ω , 75- Ω and 150- Ω positions, use a coaxial cable as patch cord between the Type SRB and the load. If the characteristic impedance of the cable equals the source impedance selected on the Type SRB the voltage at the cable end is determined by the EMF set on the Type SRB according to the formula given in section 2.2.9., even for fairly great cable lengths and higher frequencies. Only if at the same time the cable is very long, the frequency very high and the Type SRB operated with the highest EMF setting (3 V), the EMF indication may, without readjustment, vary with frequency by a greater amount than would correspond to the frequency response if the terminating impedance of the cable differs considerably from its characteristic impedance. If, however, the terminating impedance of the cable equals its characteristic impedance the source impedance selected on the Type SRB is of no importance for the frequency response. The cable attenuation must be taken into account if the cable is very long. It remains below 0.1 dB at frequencies below 1 MHz for conventional cables up to 10 m in length with diameters of the inner conductor of 0.6 mm or more.

In the 600- Ω position of the source-impedance switch **2** the limit frequency is reached at 1 MHz with a load capacitance of 260 pF, as can be seen from the reactance chart. Thus only 70 % of the voltage that would be present without the capacitive load is applied to the load. When high frequencies are used and the source impedance switch is in the 600- Ω position, the input circuit of the load should therefore present low

capacitance, especially under open-circuit conditions, i. e. with a load of very high impedance. In this case single-wire patch cords without closely adjacent metal bodies are preferably used. A single-wire cable of 1 m length has a capacitance of about 10 pF, in contrast with 100 pF for 50- Ω cables, 84 pF for 60- Ω cables and 68 pF for 75- Ω cables (with solid insulation, $\epsilon = 2.3$). The output socket **7** is suitable for coaxial plugs of the R&S Stock No. FMS 90100 or FMS 90101. For the connection of other types of plugs see section 3.1.

2.2.3. Setting the Output Voltage

The voltage available at the output socket **7** can be varied with two knobs. The step switch **6** covers the range from 1 mV to 3 V in eight 10-dB steps and has a ninth step for 30 V. The knob **8** fills in between the steps.

2.2.4. Voltage-divider Position 30 V

In the 30-V position of switch **6** the output socket presents an impedance of 20 to 60 Ω . Both the voltage divider and the switch **2** are ineffective. Depending on the position of the control **8** a voltage up to 30 V is available. The built-in meter **3** directly indicates the voltage present at the output. Take the reading at the scale calibrated 0 to 3 V. Multiply the scale readings by the factor 10.

2.2.5. Voltage-divider Position +10 dB/3 V to -60 dB/1 mV

The voltage-divider provided in the output permits the setting of small output voltages such as required for measurements on amplifiers. The output voltage is adjustable in eight 10-dB steps from +10 dB to -60 dB with switch **6**. Knob **8** serves again for the continuous adjustment. The voltages indicated at the voltage divider **6** hold for the 50- Ω , 60- Ω and 75- Ω positions of the switch **2**. In the 150- Ω position the output voltage is +10 dB higher, in the 600- Ω position +20 dB higher. (See also section 2.2.8.)

2.2.6. Output Voltages below 100 μ V

The lower limit of output voltage that can readily be set on the Type SRB is about 100 μ V. If still smaller output voltages are required the use of a standard attenuator is recommended. Attenuator of 0 to 100 or 130 dB is possible, depending on the type used. Suitable standard attenuators made by ROHDE & SCHWARZ are listed on page 42. Connect the standard attenuator between the oscillator and the load. All models except BN 18014/... are provided with Dezifix B connectors; if standard attenu-

ators are to be used frequently it is advisable to adapt the output socket of the oscillator, which is an RF socket 4/13 DIN 47284, to the Dezifix B system (see section 3.1).

Type	Char. impedance	Frequency range	Attenuation	Order Number
DPR	60 Ω	0—30 MHz	0—130 dB	BN 18014/60
DPR	75 Ω	0—30 MHz	0—130 dB	BN 18014/75
DPR	50 Ω	0—300 MHz	0—100 dB	BN 18042/50
DPR	60 Ω	0—300 MHz	0—100 dB	BN 18042/60
DPR	75 Ω	0—300 MHz	0—100 dB	BN 18042/75
DPU	50 Ω	0—1500 MHz	0—110 dB	BN 18043/50
DPU	60 Ω	0—1500 MHz	0—110 dB	BN 18043/60
DPU	75 Ω	0—1500 MHz	0—110 dB	BN 18043/75
DPU	50 Ω	0—3000 MHz	0—109 dB	BN 18044/50
DPU	60 Ω	0—3000 MHz	0—109 dB	BN 18044/60

2.2.7. Obtaining Extremely Low Voltages

The problem of obtaining an extremely small defined voltage at the load regards not only the attenuation in the RC oscillator or attenuator but also the connection of RC oscillator and load (receiver). Unsuitable patch cords between the RC oscillator and load or inappropriate earthing of the instruments may cause a spurious voltage at the input of the load, which may under certain circumstances be much greater than the signal voltage. Broadband loads are particularly susceptible to disturbance if, for example, they amplify a hum voltage originating from the AC supply in the same way as a signal voltage of higher frequency.

The generation of a spurious voltage is shown in Fig. 3. A spurious voltage may become effective at the load input when a spurious current I_c flows through the outer conductor of the coaxial cable K causing a voltage drop $E_{sp} = I_c Z_k$ across the impedance Z_k of this outer conductor. The source E_s of this current may be in either of the lines by which the instruments are taken to earth. Thus a circuit is formed via Z_1 , Z_k and Z_2 . The spurious voltage resulting at the load input

$$E_{sp} = I_c Z_k = E_s \frac{Z_k}{Z_1 + Z_2 + Z_k}$$

will be the smaller, the lower the cable impedance and the greater the impedances of the two earth conductors. The input impedance Z_{in} of the load is here assumed to be

great as compared to the source impedance Z_s of the RC oscillator. If the impedances are equal, the spurious voltage reduces to half this value. The impedances of the earth conductors cannot, of course, be made arbitrarily high to reduce the spurious current if these earth conductors are to fulfil their purpose. On the other hand, the impedance of the cable outer conductor can be made as low as possible. It consists of the contact impedances of the two connections and the impedance of the cable sheathing. At low frequencies the impedance Z_k equals the DC resistance of the three partial resistances connector-sheathing-connector, whereas at high frequencies the skin effect and other effects have an appreciable influence as a result of which the impedance Z_k may be considerably higher than the resistance measured at DC. (Cables with connectors presenting a very low impedance Z_k are available from **Rohde & Schwarz**.)

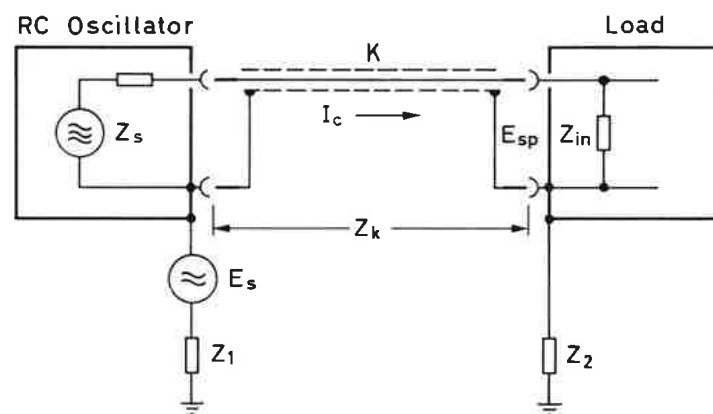


Fig. 3. Principle of spurious voltage generation

In the load itself a leakage resistance may be present and cause a spurious voltage at the grid of the first amplifier. The leakage resistance is the smaller the lower the inductance of the connection between the outer conductor of the coaxial input socket and the chassis point of the input valve. The spurious voltage is a minimum if the sheathing of the coaxial input socket is connected directly, without an intermediate line section, to a chassis that encloses the complete input stage or the complete receiver (shielding).

An annoying source of spurious voltage often encountered at low frequencies is the voltage drop between the earth wire connections A and B of the two power cords, as shown in Fig. 4. This voltage drop may be particularly high if one of the two supply phases serves at the same time as earth wire and a line of some length is between the two wall sockets with earthing contacts. The voltage drop E_s between the two connecting points A and B of the earth wire may be caused in this case not only by the power consumption of the RC oscillator but also by other loads connected to the same

line at C. If the earth wire were disconnected the circuit $Z_1 - Z_k - Z_2 - B - A$ would be interrupted and consequently no voltage drop would exist across the outer conductor of the cable K. This, however, is not advisable for reasons of safety, since in the case of a short-circuit between the power cord and chassis the full AC supply voltage would exist between chassis and earth and constitute a danger for the operator. Moreover, this method cannot sufficiently reduce the spurious voltage, since usually a capacitance

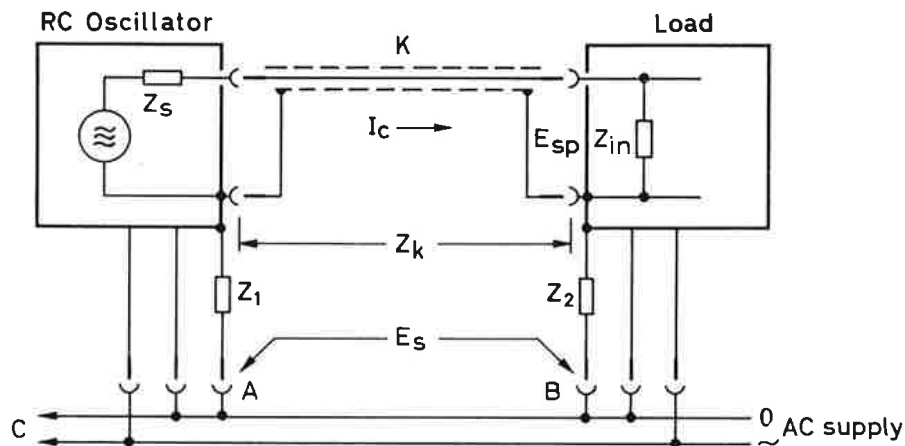


Fig. 4. Generation of a spurious voltage when a voltage drop exists between the connecting points A and B of the earth wires

exists in the load between the power cord and chassis, replacing, at least partially, the impedance Z_2 of the earth wire. The best way of suppressing the spurious voltage resulting from the AC supply is to put the power plugs of the RC oscillator and of the load into a double wall socket, as shown in Fig. 5; thus the line impedance between A and B is very low so that $E_s = 0$ and, as a result, $E_{sp} = 0$.

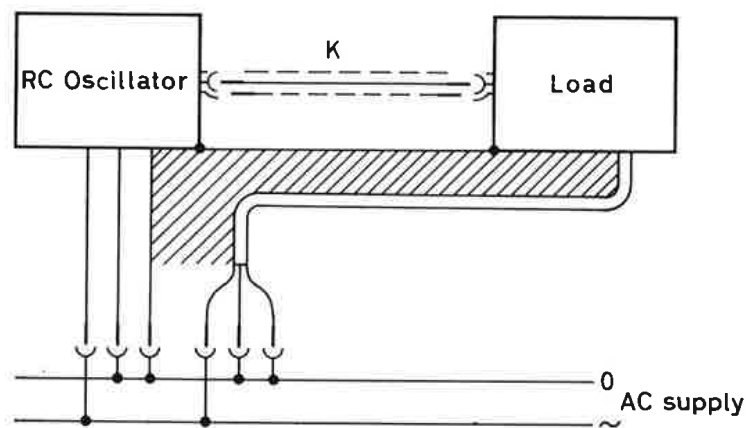


Fig. 5. Reducing the spurious voltage by suitable running of the lines

The electromagnetic field of a nearby power transformer, inducing a voltage in one or the other cable, may have the same effect as the spurious voltage source E_{sp} shown in Fig. 3. This influence can be reduced by leading a low-impedance connection to-

gether with the patch cord K between the chassis of the load and the case of the RC oscillator, as shown in Fig. 5. Moreover, the power cords of the RC oscillator and of the load can be located in such a way that the hatched area of Fig. 5 is as small as possible. Thus not only AF but also RF spurious voltages can be compensated for.

2.2.8. Selecting the Source Impedance

Switch 2 permits the selection of the source impedance 50 Ω , 60 Ω , 75 Ω , 150 Ω or 600 Ω for the output 7 in the steps -60 dB/1 mV to +10 dB/3 V of switch 6. In the 30-V step switch 2 is ineffective. The accuracy of the five selectable source impedances is $\pm 2\%$.

2.2.9. Open-circuit Output and Load Impedance

The meter 3 indicates the open-circuit output voltage in the steps -60 dB/1 mV to +10 dB/3 V of switch 6. With a finite load impedance the voltage division caused by the selected source impedance Z_s and the load impedance Z_l must therefore be taken into account.

$$E_2 = E_1 \frac{Z_l}{Z_s + Z_l}$$

where E_1 = open-circuit voltage and E_2 = voltage across Z_l . Inversely, for a given voltage E_2 the open-circuit voltage

$$E_1 = E_2 \frac{Z_s + Z_l}{Z_l}$$

is to be adjusted for. Often the source impedance is selected equal to the load impedance. In this case the voltage obtained across the load impedance is half the open-circuit voltage or the output level is 6 dB below the open-circuit output level.

2.2.10. Reading the Open-circuit Output Voltage

In the steps -60 dB/1 mV, -40 dB/10 mV, -20 dB/0.1 V and 0 dB/1 V take the reading on the scale calibrated 0 to 10, in the steps -50 dB/3 mV, -30 dB/30 mV, -10 dB/0.3 V and +10 dB/3 V read on the scale calibrated 0 to 3. Read the level in dB on the scale calibrated -20 to +2 dB. The open-circuit output level is the sum of switch position and scale reading, for example:

$$\begin{aligned} +10 \text{ dB and } -1 \text{ dB} &= +9 \text{ dB} \\ 0 \text{ dB and } 0 \text{ dB} &= 0 \text{ dB } (= 0.775 \text{ V}) \\ -20 \text{ dB and } +2 \text{ dB} &= -18 \text{ dB} \\ -60 \text{ dB and } -10 \text{ dB} &= -70 \text{ dB} \end{aligned}$$

This holds only for the source impedances of 50 Ω, 60 Ω and 75 Ω selected with switch 2. As shown by the inscription round switch 2, +10 dB are to be added with the source impedance of 150 Ω and +20 dB with the source impedance of 600 Ω.

2.2.11. Calculating the Power Consumption of the Load in dBm

Since slight mismatch of the load with respect to the voltage source has only a very slight influence on the power consumption, as is shown by the curve of Fig. 6, it is often advantageous to indicate the output in dBm (reference level 1 mW consumption of the load). The power drop between the commonly used system of 50 Ω, 60 Ω and 75 Ω is in most cases negligible.

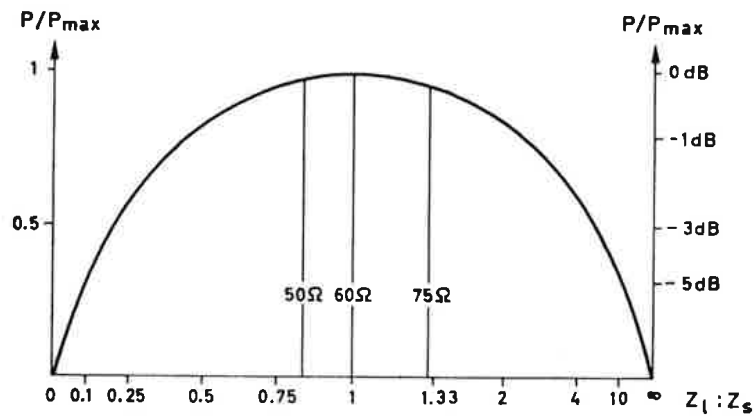


Fig. 6. Active power under mismatch condition

If the power consumption of the load is to be determined in dBm, set the source impedance of the Type SRB to the value of the load impedance and read the output voltage in dB. The power consumption of the load is then

Load	dBm reading (without setting of Z_s switch)	dBm reading (incl. setting of Z_s switch)
50 Ω	+4.7 dBm	+4.7 dBm
60 Ω	+4 dBm	+4 dBm
75 Ω	+3 dBm	+3 dBm
150 Ω	0 dBm	+10 dBm
600 Ω	-6 dBm	+14 dBm

2.2.12. Conversion to Other dB Voltage Levels

Apart from the voltage level dB_(0.775 V) the levels dB_V and dB_{μV} are used. The open-circuit voltage reading on the Type SRB can readily be converted to these levels by referring to the following table:

Conversion to Other dB Voltage Levels

Value in	= Value in		
	dB μ V	dB (0.775 V)	dB V
dB μ V		+117.8	+120
dB (0.775 V)	-117.8		+2.2
dB V	-120	-2.2	

2.2.13. Obtaining Extremely Low Output Distortion

Although the distortion factor of the Type SRB is relatively low in all uses its effective magnitude depends on the type of operation. When trying to obtain the lowest possible distortion, you should bear in mind that with a smaller output amplitude and a higher load impedance of the output stage the distortion factor of the instrument can be brought down to the distortion factor of the oscillator. In this case it is advantageous to take either or both of the following measures:

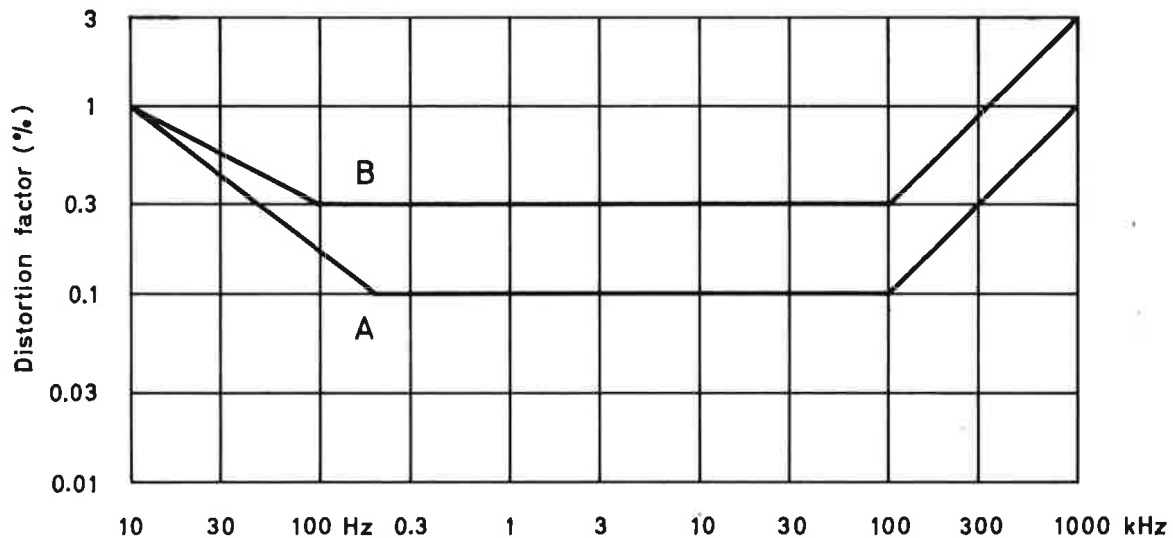


Fig. 7 Limit curves of the distortion factor

Curve A: With the voltage divider in switch position "30 V" at $Z_l > 1200 \Omega$ or in switch positions "0 dB/1 V" to "-60 dB/1 mV" at $Z_l = Z_s$

Curve B: With the voltage divider in switch position "30 V" at $Z_l = 600 \Omega$ or in switch position "+10 dB/3 V" at $Z_l = Z_s$

- Do not fully advance the continuous voltage control **8**; for example, to obtain 10 mV open-circuit set the voltage divider switch **6** to 30 mV instead of 10 mV and back off the continuous control **8** correspondingly.

b) To reduce the loading of the output stage do not use the 3-V position of switch 6.

When the 30-V position is used the load impedance should not be less than 1200 Ω . circuit output of 3 V is required, the 1-V position and $Z_s = 150 \Omega$ can be selected instead of the 3-V position together with $Z_s = 50 \Omega$.

As long as the 3-V position is avoided and a load exceeding 1200 Ω is used, the small distortion factors specified in section 1.2. are maintained.

2.2.14. Using the Type SRB as a Bridge Generator

When non-linear circuit elements are measured with a bridge, errors may occur, even if selective indicating amplifiers are used, whenever the signal generator used presents too great a distortion factor. Since overdriving of the Type SRB, resulting in excessive distortion, is possible only in the 30-V position and with output loads of less than 600 Ω , high open-circuit outputs up to 30 V, if permissible at all for the bridge measurement, should be obtained in the 3-V position and with $Z_s = 600 \Omega$. In this and all lower EMF positions loading up to short-circuit is possible without overdriving the output stage.

2.2.15. The Standard Frequencies of the 1st 1/3-octave Scale and 2nd 1/3-octave Scale

The frequency dial provided with an inner circle marked 1st 1/3-octave scale and 2nd 1/3-octave scale. Since this is a novel feature its application shall be explained in some detail.

Measurements in the fields of acoustics and electroacoustics are more readily comparable if frequency-dependent magnitudes are always measured at the same frequencies. This has not been done up to now although there is no physical reason against it.

In measurements of spectra often logarithmic frequency scales or geometrical frequency ratios are used, as for example in 1/3-octave filters, the centre frequency of which is spaced 1/6 octave from the cutoff frequency. Since three 1/3-octaves make an octave it is possible to cover all cutoff and centre frequencies of 1/3-octave and octave filters with the frequencies listed in the table 1. Since often two sets of filters differing by half a 1/3-octave or octave are used to permit the transition region to be measured, one set of filters will replace the cutoff frequencies by the centre frequencies and vice versa. Thus all centre and cutoff frequencies of 1/3-octave and octave filters are values of the above-mentioned table. The same series of figures may be retained through several decades with an error of less than 0.8 %. Since 1000 Hz is the usual centre frequency, the series is based on this value. The series of figures used

corresponds to the German standard DIN 323. This series includes departures up to 1.22 % from the accurate values but avoids a great number of irrational figures.

Table 1. Frequencies of the 1/3-octave and octave scales

1st 1/3-oct. scale	31.5	40	50	63	80	100	125	160	200	250
2nd 1/3-oct. scale	35.5	45	56	71	90	112	140	180	224	280
1st octave scale	31.5	63			125			250		
2nd octave scale	45			90			180			
1st 1/3-oct. scale	315	400	500	630	800	1000	1250	1600	2000	2500
2nd 1/3-oct. scale	355	450	560	710	900	1120	1400	1800	2240	2800
1st octave scale	500			1000			2000			
2nd octave scale	355	710			1400			2800		
1st 1/3-oct. scale	3150	4000	5000	6300	8000	10 000	12 500	16 000		
2nd 1/3-oct. scale	3550	4500	5600	7100	9000	11 200	14 000			
1st octave scale	4000			8000			16 000			
2nd octave scale	5600			11 200						

The inscriptions of the 1/3-octave scale give the value $\log f$ instead of the frequency, to transform the logarithmic relationship of the standard frequency series into a linear numerical relationship and to facilitate the series of measurements. The ranges of the frequency switch are marked additionally "log f 1. to 5.". These form the characteristic of the logarithmic expression while the 1/3-octave scale calibrated from 0 to 1.0 determines the mantissa. Both possibilities of setting must be taken into account when the logarithm of the frequency is used. Table 2 gives the relationship between the frequency and its logarithm.

Table 2. Relationship between f and log f

1st 1/3-octave scale				2nd 1/3-octave scale			
log f	Hz	log f	Hz	log f	Hz	log f	Hz
1.0	10	3.6	4,000	1.05	11.2	3.55	3,550
1.1	12.5	3.7	5,000	1.15	14	3.65	4,500
1.2	16	3.8	6,300	1.25	18	3.75	5,600
1.3	20	3.9	8,000	1.35	22.4	3.85	7,100
1.4	25	4.0	10,000	1.45	28	3.95	9,000
1.5	31.5	4.1	12,500	1.55	35.5	4.05	11,200
1.6	40	4.2	16,000	1.65	45	4.15	14,000
1.7	50	4.3	20,000	1.75	56	4.25	18,000
1.8	63	4.4	25,000	1.85	71	4.35	22,400
1.9	80	4.5	31,500	1.95	90	4.45	28,000
2.0	100	4.6	40,000	2.05	112	4.55	35,500
2.1	125	4.7	50,000	2.15	140	4.65	45,000
2.2	160	4.8	63,000	2.25	180	4.75	56,000
2.3	200	4.9	80,000	2.35	224	4.85	71,000
2.4	250	5.0	100,000	2.45	280	4.95	90,000
2.5	315	5.1	125,000	2.55	355	5.05	112,000
2.6	400	5.2	160,000	2.65	450	5.15	140,000
2.7	500	5.3	200,000	2.75	560	5.25	180,000
2.8	630	5.4	250,000	2.85	710	5.35	224,000
2.9	800	5.5	315,000	2.95	900	5.45	280,000
3.0	1,000	5.6	400,000	3.05	1,120	5.55	355,000
3.1	1,250	5.7	500,000	3.15	1,400	5.65	450,000
3.2	1,600	5.8	630,000	3.25	1,800	5.75	560,000
3.3	2,000	5.9	800,000	3.35	2,240	5.85	710,000
3.4	2,500	6.0	1,000,000	3.45	2,800	5.95	900,000
3.5	3,150						

1st octave scale				2nd octave scale			
log f	Hz	log f	Hz	log f	Hz	log f	Hz
1.2	16	3.9	8,000	1.05	11.2	3.75	5,600
1.5	31.5	4.2	16,000	1.35	22.4	4.05	11,200
1.8	63	4.5	31,500	1.65	45	4.35	22,400
2.1	125	4.8	63,000	1.95	90	4.65	45,000
2.4	250	5.1	125,000	2.25	180	4.95	90,000
2.7	500	5.4	250,000	2.55	355	5.25	180,000
3.0	1,000	5.7	500,000	2.85	710	5.55	355,000
3.3	2,000	6.0	1,000,000	3.15	1,400	5.85	710,000
3.6	4,000			3.45	2,800		

Example: To obtain the value $\log f = 2.4$, which according to the table corresponds to a frequency of 250 Hz, set the range switch to "log f 2." (100 to 1000 Hz) and the 1/3-octave scale at ".4." Cheking now the setting on the large frequency dial you find that the line of the pointer is at 2.5. In combination with the selected range this corresponds to 250 Hz.

Up to now it was necessary to establish a table of the frequencies at which measurements had to be made if an unskilled worker was to carry out a series of measurements. By referring to the 1/3-octave scales it is now possible to have measured, e. g., the complete 1st series of 1/3 octaves from $\log f = 1.3$ to $\log f = 4.2$. In our example, this would cover the frequencies from 20 Hz to 16 kHz in 1/3 octaves. Or, e. g., every third 1/3 octave from $\log f = 1.2$ to $\log f = 4.2$ would cover the frequencies from 16 Hz to 16 kHz in octaves. In all cases the reference frequency of 1000 Hz ($\log f = 0.3$) is included.

Since the $\log f$ is the linear expression of a logarithmic series, graph paper with millimetre squares can be used for the representation of a series of measurements. If the dB calibration of the voltmeter is used for the voltage levels, one obtains the same representation as with exponential graph paper, which has the drawback of having a non-linear division making the recording more difficult especially if the measurement steps follow a geometrical series.

3. Maintenance and Repair

3.1. Adaption of the Output Socket to Other Connector Systems

The output socket can be adapted in a simple way to suit other connector systems should this be necessary for the use of the RC Oscillator Type SRB in a test assembly. It is only necessary to insert a suitable screw-in assembly into the thread of the output socket and to secure with the screws of the outer ring. The following screw-in assemblies are available:

Desired connector on Type SRB	Order Number
R&S connector Dezifix B	FMU 10990
Siemens plug 4/13 DIN 47283	FID 90990
UHF series (e.g. Amphenol)	FHD 10990
N series (e.g. Amphenol)	FHD 20990
C series (e.g. Amphenol)	FHD 30990
BNC series (e.g. Amphenol)	FHD 40990
General Radio 874 B	FLA 20990

3.2. Valve Replacement

Any defective valve of the set can simply be replaced by the same type, no calibration being necessary, since the valves R_{ö1} and R_{ö3} are stabilized by the circuitry and the functions of R_{ö2}, R_{ö4} and R_{ö5} are uncritical. Also the transistors can be replaced without impairing the performance of the set.

3.3. Description

The RC Oscillator Type SRB consists of the following electrical groups: RC oscillator section, amplifier, voltmeter, output voltage divider and power section.

3.3.1. RC Oscillator Section

The simplified diagram of the RC oscillator section, covering the frequency range of 10 Hz to 1 MHz in 5 bands, is shown in Fig. 8. The reference numbers of the circuit components are identical with those indicated in the circuit diagram.

The RC oscillator section consists of the two-stage amplifier R_{ö1}–R_{ö2}, an auxiliary transistor T1 and the tunable section comprising the resistors R1 to R6, R7 to R12, the ganged capacitor C11–C111 and the capacitors C2 to C9 (see circuit diagram). This section constitutes a frequency-dependent phase-shifting voltage divider determining the frequency that is excited with the aid of the amplifier. Always that frequency is excited at which the input voltage E_{in} and the output voltage E_{out} of the amplifier have the same phase. The two halves of the double triode R_{ö1} (ECC 81) together form the first stage of the two-stage RC oscillator section. The tunable section drives the grid of R_{ö11} and is fed from the second stage, R_{ö2} (E 88 CC). The two resistors R19–R20, the latter being a thermistor, provide for heavy negative feedback, which is dependent on the amplitude and limits and stabilizes the amplitude of the excited oscillation.

The circuit developed for the Type SRB is free from this drawback. It is thus possible to obtain a very low distortion factor, high stability, flat frequency response and low source impedance by means of heavy negative feedback as a result of high internal gain. The feedback is effective via C14 and R17 at the grid of the valve-section R_{ö111} and not at the cathode of the oscillator valve, as usual. The cathodes of R_{ö11} and R_{ö111} are connected with each other and are taken to zero potential via the collector-emitter path of transistor T1. The base of the transistor is connected to a DC voltage partially stabilized by G14 for stabilization of the operating point of R_{ö1}.

The thermistor R20 in the feedback path keeps the amplitude at a constant value by automatic variation of the feedback factor, i. e. the voltage divider ratio R19/R20. The voltage divider ratio is such that the two valves R \ddot{o} 1 and R \ddot{o} 2 under the normal feedback condition accomplish just as much gain as is necessary to maintain the oscillations.

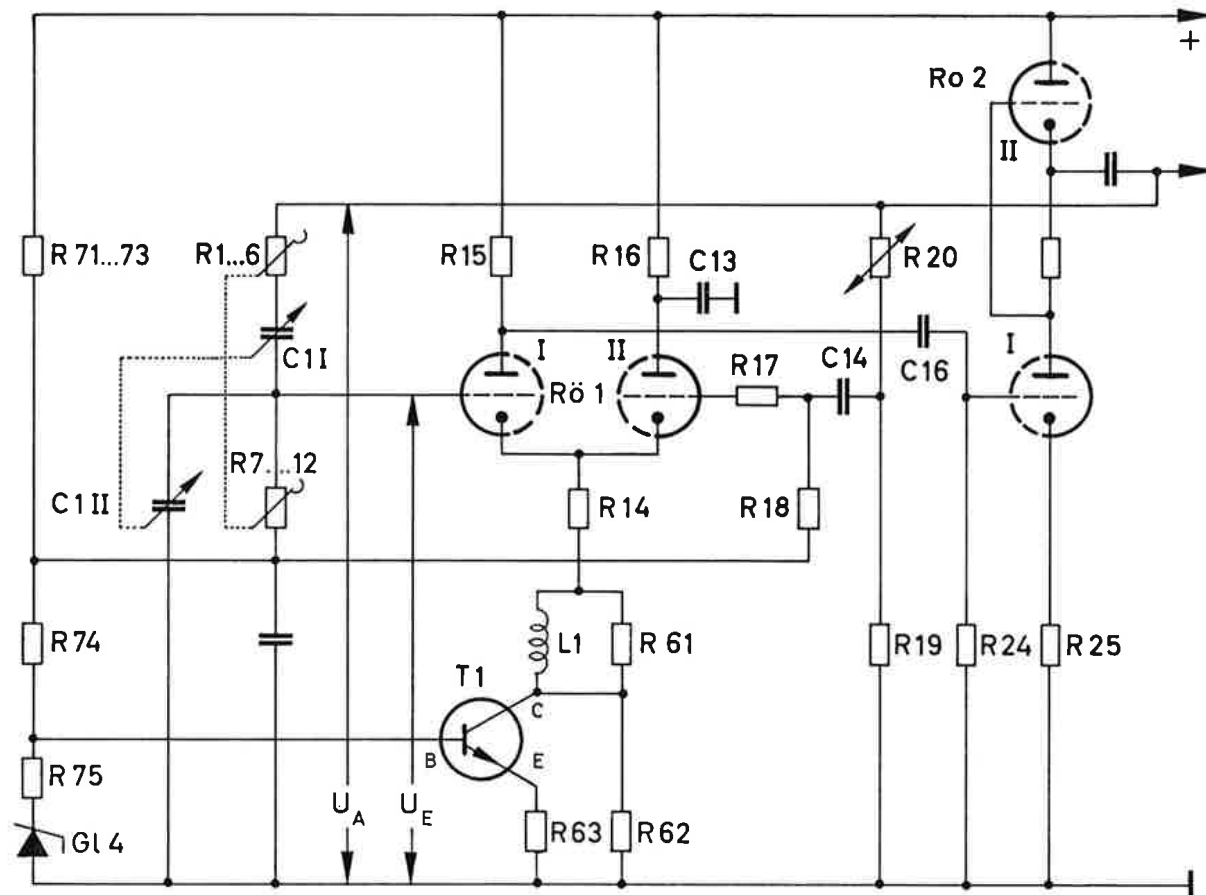


Fig. 8 Simplified diagram of the RC oscillator section

$$U_E = E_{in} \quad U_A = E_{out}$$

If for any reason the voltage E_{out} increases, the current through R19–R20 increases and the resistance of the thermistor decreases because of the development of additional heat. As a result, the gain decreases, because of the increased feedback factor, so much that the amplitude of oscillation returns to its normal value.

To obtain the lowest possible distortion factor it is advisable to make the negative feedback as heavy as possible. The degree of feedback has, however, its natural limitations. Applying the feedback to the cathode, as is customary, not only reduces the external gain due to the intended feedback but also the internal gain due to unwanted cathode feedback. Even with valves of maximum transconductance there are limits to the negative feedback and consequently to the reduction of distortion due to a reduced internal gain.

The higher internal gain of the input stage of the oscillator is based on the fact that in the cathode circuit of the input valve RÖ1I only the cathode input impedance of the feedback valve RÖ1II is substantially effective. With the valve sections RÖ1I and RÖ1II identical and adjusted for the same operating point, the gain of RÖ1I is **reduced to** only half the ordinary value by internal negative feedback. Since the cathodes are connected RÖ1I and RÖ1II are in series for AC and the feedback applied to RÖ1II has the same effect as though it were applied to the input valve RÖ1I. Experience and calculation show that this design requires a very high-valued cathode resistor in order to reduce the distortion factor most effectively. An ohmic resistor of high value is not suitable since it would require extremely high operating voltages. For this reason use is made of the transistor T1, whose collector-emitter path functions as cathode resistor of high differential value. Resistor R14 in the emitter circuit provides for a stable and sufficient grid swing.

The choke L1 increases the effective cathode resistance of RÖ1 at high frequencies, where the transistor output impedance decreases. The resistors R61 and R62 damp the series resonance between the inductance of L1 and the collector output capacitance of T1. This prevents a deterioration of the amplifier performance in the range of the resonant frequency. Transistor T1 is operated in a grounded-base circuit to obtain a high collector output impedance. A partially stabilized voltage is impressed via low resistance to the base of the transistor by means of the Zener diode G14 and a constant current is impressed on the emitter via resistor R63. The sum of the currents of RÖ1I and RÖ1II is thus kept constant; fluctuations of operating voltage and aging remain without influence. Moreover, the gain and negative feedback of RÖ1 are stabilized thereby.

Thus the amplifier arrangement used here gives better performance with an unstabilized feed voltage taken from the AC supply than is obtained with conventional heater and anode-supply stabilized amplifiers, since the influences of valve aging are also eliminated. The partial stabilization of the transistor base, achieved by connecting the Zener diode, instead of directly, via the resistor R75 to the base of transistor T1, has been chosen for a special reason. If the anode supply voltage fluctuates, and even if the heater voltage fluctuates at the same time, the sum current of RÖ1I and RÖ1II is regulated just so much that the variation of the gain of these valves including the variation of direct capacitance caused by the voltage fluctuation compensates for the variation in gain of the subsequent stage RÖ2. In this way very high frequency stability is ensured.

In the circuit arrangement shown in Fig. 8, the Zener diode is fed via the resistors R71 to R74 and R75, at which the grid bias for R611 and R6111 is tapped. These valves should have, as far as possible, equal control characteristics. For this reason R6111, which is not used for driving the following stages, is provided with an anode load resistor R16 equal to that of R611 (R15). R6111 is also provided with a capacitor, C12, parallel C13 which is, however, greater than C16 at the anode of R611, to obtain smaller distortion factors and frequency responses at high frequencies than would be possible with full symmetry of the anode circuits.

The double triode R62 (E 88 CC) forms the second stage of the RC oscillator section. Because of the wide frequency range, 10 Hz to 1 MHz, this stage must meet very stringent requirements. The use of a choke for coupling would be objectionable since it would result in an insufficient frequency response at the lowest and highest frequencies. Moreover, phase differences would restrict the desired heavy feedback. The circuit of R62 is therefore designed to form a transformerless power stage permitting the transmission of a wide frequency band with flatter frequency response. The two valve sections R621 and R6211 are in series for direct current. Each section draws about half of the total anode supply voltage. The AC voltage is applied to the control grid of R621. The grid of R6211 is controlled by the voltage drop of R621. Since R621 effects a phase rotation by 180° , the power stages are driven in phase opposition without the additional use of a phase inverter.

The valve has its own heater winding 9/10 at the power transformer Tr1 to avoid that the maximum permissible voltage filament/cathode of R62 is exceeded. The voltage divider R83–R84 in the anode supply voltage increases the potential of this heater winding to chassis by about 45 V. The AC output voltage of the second oscillator stage is applied to the output control R29, coupled via C18. The variable resistor R28 serves to adjust the maximum output voltage which can be obtained in the maximum position of R29.

3.3.2 Amplifier

The output voltage control R29 is followed by a two-stage amplifier using the valves R63, R64 and R65. The design of the amplifier is very similar to that of the two stages of the RC oscillator. The circuit diagram shows immediately that the basic circuits of R61 and R63 are of the same type. What has been said in section 3.3.1 for the functioning and required quality of R61 also holds to a great extent for R63. The differences are as follows. The base of T2 is fully stabilized while the base of T1 is only partially stabilized by the series arrangement of G14 and R75. The

negative feedback applied to the grid of the second valve section, R_{ö3I}, comprises the normal resistor, R₄₂, instead of a thermistor. The capacitor C₂₆, in parallel with R₄₂, is a trimmer, which permits the feedback to be corrected in the range of the maximum frequency of 1 MHz. In contrast with R_{ö1}, only R_{ö3II} is provided with a filter section R₈₁–C_{45I} for the anode supply voltage. This method provides for better decoupling than if the anode of R_{ö3I} were also provided with an additional filter section. Ample dimensioning of C_{45I} and C_{45II} ensures good protection against short-term AC supply voltage fluctuations.

The power stage is formed by the valves R_{ö4} and R_{ö5}. Like R_{ö2}, it functions as a series arrangement for DC and as a push-pull parallel arrangement of two valves for AC, but uses two power pentodes EL 86. The functioning is the same as for R_{ö2}. The decoupling of the cathode of R_{ö4} and of the screen grids of both valves is amply dimensioned.

3.3.3. Voltage Indication

The output voltage in the 30-V range of the open-circuit output voltage (input to the voltage divider) in the other ranges is measured with the moving-coil ammeter J₁ together with the diode rectifier as voltage doubler. The simplified diagram of the indicator section is shown in Fig. 9.

This diode voltmeter measures the peak-to-peak voltage. Its scale is, however, calibrated in rms values. The time constant of the rectifier circuit is kept small to ensure quick response of the pointer of the meter. The error of indication resulting at low frequencies is compensated by a frequency-dependent division of the voltmeter input voltage by means of R₅₃–R₅₄–R₅₅–C₃₅. At higher frequencies the input impedance of the rectifier decreases because of the inherent capacitance so that the indication becomes too low. The section R₅₃–C₃₃–C₃₄ compensates for this effect. The voltage indication is adjusted at three points. The variable resistor R₅₇ is used to adjust for constant output voltage indication at 10 Hz, R₅₅ at 1 kHz and C₃₄ at 1 MHz. Thus very high accuracy of indication is ensured, the frequency response being flat within 0.1 dB. The voltage doubler used is so designed that the even harmonics of the test frequency do not cause errors of indication with the

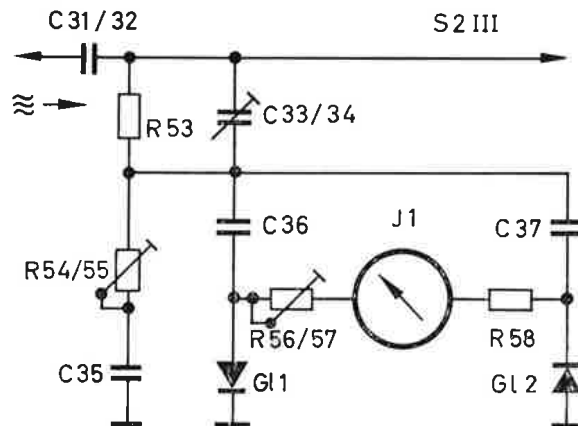


Fig. 9 Simplified diagram of the voltmeter

rms calibration. Being a peak-responsive rectifier, the arrangement has the advantage over average-responsive rectifiers that the temperature coefficient remains negligible and that the pointer does not yet vibrate at 10 Hz with the full-wave rectification used.

3.3.4 Output Voltage Divider

The potentiometer R29 at the input of the AF amplifier permits continuous control of the output voltage present across the output socket. The control effected at this point offers the advantage that with decreasing amplifier drive the distortion factor also decreases. In the 3-V range of switch S2 the resistor R97 is connected in series and in the 1-V and lower ranges the attenuator is in circuit. The self-regulating varistors R91 and R92 prevent damage to the meter rectifiers G11 and G12 by short voltage peaks resulting from switching over. Switch S3 permits selection of the source impedance of 50, 60, 75, 150 or 600 Ω . In the 30-V position the voltage is directly applied to the output socket Bu1, avoiding the output attenuator. The source impedance in this position is between 20 and 50 Ω ; both the output attenuator and the source-impedance switch are ineffective. The voltage is directly adjustable between 0 and 30 V with R29. The maximum output power is 1.5 W; the output is free from DC voltage. The complete attenuator is shielded and divided into separated compartments. Stray voltages between the compartments are carefully avoided.

3.3.5 Power Section

The power section is of conventional design. Electronic regulation of the anode supply voltage is unnecessary because of the special circuit arrangement. The power transformer Tr1 is designed for 115, 125, 220 and 235 V. The fuse Si1 serves for the voltage selection. The glow lamp R11 lights when the set is switched on. Four silicon rectifiers G16 to G19 in a bridge circuit form the anode supply voltage rectifier, which is followed by the filter chain C461-L4-C4611. R5 has its own heater winding 11/12. The valves R5, R3 and R4 are heated in common; R5 permits compensation for hum voltages, which would be disturbing mainly by beats resulting when the oscillator is tuned in the close vicinity of 50 Hz. The heater winding 9/10 for R2 is brought by R83-R84 to a potential of about 45 V.

3.4 Repair of Output Voltage Divider

As indicated in section 2.2.2, the resistors of the output voltage divider may be damaged if a voltage exceeding 3 V is applied to the output from the load, especially

with 50 Ω source impedance. Any defect of the output voltage divider can easily be located with a millivoltmeter. Use a test frequency of 1 kHz and connect the millivoltmeter to the output. The input impedance of a millivoltmeter is very high compared with any source impedance of the RC oscillator. Thus it is practically the open-circuit output voltage of the oscillator that is measured and it is seen immediately whether the voltage equals the nominal value of the selected range. Select the different source impedances one after the other since they are particularly exposed to danger. Note that the voltage ranges are identical only for the impedances of 50, 60 and 75 Ω while they vary by a factor of 3.16 and 10, respectively, for 150 and 600 Ω . If any resistors are defective the measured voltages differ considerably from the nominal value. Should a repair be necessary, we recommend that the voltage divider be turned in to ROHDE & SCHWARZ. The repair may be carried out by the customer provided the necessary spare parts and measuring instruments are available. The voltage divider is a self-contained sub-assembly and can readily be removed:

- (a) Disconnect the set from the AC supply. Remove the four cylinder-head screws on the front panel and withdraw the chassis from the cabinet.
- (b) Put the chassis upside down and unsolder the two wire connections leading to the solder lugs at the rear of the divider.
- (c) Loosen the grub screw at the knob of the output voltage control and remove knob.
- (d) Loosen the four countersunk screws fixing the voltage divider to the front panel and withdraw the voltage divider.
- (e) After repair, reinsert the voltage divider proceeding in the reverse order.

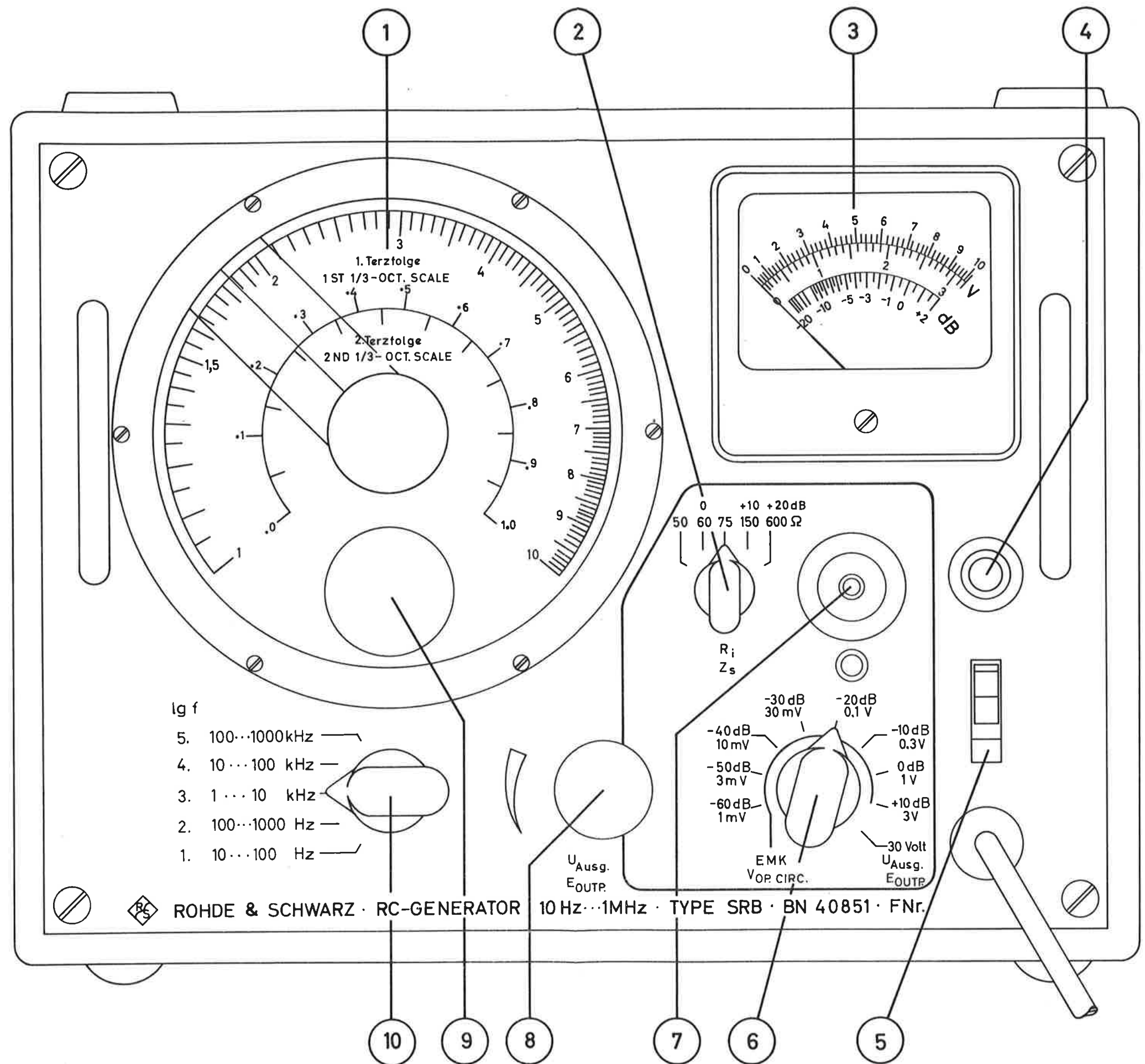
3. 5. Table of Replaceable Parts

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
C 1	Capacitor, variable	$2 \times \Delta C = 518 \text{ pF} \pm 13 \text{ pF}$	40851 - 3.1
C 2	Trimmer, air	4 to 25 pF	CV 8025
C 3	Capacitor, ceramic	18 pF	CCH 31/18
C 4	Trimmer, air	4 to 25 pF	CV 8025
C 5	Trimmer, air	4 to 25 pF	CV 8025
C 6	Trimmer, air	4 to 25 pF	CV 8025
C 7	Trimmer, air	4 to 25 pF	CV 8025
C 8	Trimmer, air	4 to 25 pF	CV 8025
C 9	Capacitor, paper	220,000 pF/250 V	CPK 58004 n 220
C 10	Capacitor, paper	10,000 pF/250 V	CPK 58003 n 10
C 12	Capacitor, paper	100,000 pF/250 V	CPK 58004 n 100
C 13	Capacitor, ceramic	100 pF	CCG 91/100
C 14	Capacitor, paper	220,000 pF/250 V	CPK 58004 n 220
C 15	Capacitor, ceramic	8 pF	CCG 41/8
C 16	Capacitor, paper	22,000 pF/400 V	CPK 62003 n 22
C 17	Capacitor, paper	2200 pF/1000 V	CPK 70003 n 2,2
C 18	Capacitor, MP	8 μF /250 V	CMR 8/250
C 19	Capacitor, ceramic	10 pF $\pm 0.25 \text{ pF}$	CCH 31/10
C 20	Capacitor, ceramic	4 pF	
C 23	Capacitor, paper	220,000 pF/250 V	CPK 58004 n 220
C 24	Capacitor, ceramic	100 pF	CCG 91/100
C 25	Capacitor, synth. foil	220,000 pF/160 V	CKG 54033 n 220
C 26	Trimmer, tubular, ceramic	3 pF	CVC 72692 p 3
C 27	Capacitor, paper	220,000 pF/250 V	CPK 58004 n 220
C 28	Cap., electrolytic	100 μF /35 V	CED 21/100/35
C 29	Cap., electrolytic	16 μF /350 V	CED 21/16/350
C 30	Cap., electrolytic	16 μF /350 V	CED 21/16/350
C 31	Capacitor, MP	32 μF /250 V	CMR 16+16/250 parallel
C 32	Capacitor, MP	32 μF /250 V	CMR 16+16/250 parallel
C 33	Capacitor, ceramic	120 pF $\pm 2\%$	CCH 68/120
C 34	Trimmer, disc	10 to 60 pF	CV 944
C 35	Capacitor, MP	1 μF /160 V	CMR 1/160/2
C 36	Capacitor, MP	1 μF /160 V	CMR 1/160/2
C 37	Capacitor, MP	1 μF /160 V	CMR 1/160/2
C 38	Capacitor, ceramic	100 pF	CCH 68/100
C 41	Capacitor, paper	10,000 pF/250 V	CPK 58003 n 10
C 42	Capacitor, paper	47,000 pF/250 V	CPK 58003 n 47
C 43	Capacitor, paper	100,000 pF/250 V	CPK 58004 n 100
C 45	Cap., electrolytic	100+100 μF /350 V	CEG 21/100+100/350
C 46	Cap., electrolytic	50+50 μF /500 V	CEG 21/50+50/500

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
G11	Diode, germanium		GK/1 N 643 A
G12	Diode, germanium		GK/1 N 643 A
G14	Diode, Zener		GK/Z 6
G16	Rectifier, silicon		GK/Si D 02 N
G17	Rectifier, silicon		GK/Si D 02 N
G18	Rectifier, silicon		GK/Si D 02 N
G19	Rectifier, silicon		GK/Si D 02 N
J1	Meter, moving-coil		INS 20202
K1	Cord, power		LKA 08031
K2	Sleeve, insulating, shielded		LJA 1,5 ge
K3	Sleeve, insulating, shielded		LJA 1,5 ge
K4	RF cable		LKK 92220
L1	Choke	160 mH \pm 10%	40851 - 1.2.6
L2	Choke	160 mH \pm 10%	40851 - 1.2.6
L4	Choke	16 H/75 mA	DB 75/2
R1	Resistor, depos. carb.	3 k Ω \pm 0.3%/0.5 W	WFE 361 k 3
R2	Resistor, depos. carb.	30 k Ω \pm 0.3%/0.5 W	WFE 361 k 30
R3	Resistor, depos. carb.	300 k Ω \pm 0.3%/1 W	WFE 661 k 300
R4	Resistor, depos. carb.	3 M Ω \pm 0.3%/1 W	WFS 3/3 M/0,3/1
R5	Resistor, depos. carb.	15 M Ω \pm 1%/1 W	WFS 3/15 M/1/1
R6	Resistor, depos. carb.	15 M Ω \pm 1%/1 W	WFS 3/15 M/1/1
R7	Resistor, depos. carb.	3 k Ω \pm 0.3%/0.5 W	WFE 361 k 3
R8	Resistor, depos. carb.	30 k Ω \pm 0.3%/0.5 W	WFE 361 k 30
R9	Resistor, depos. carb.	300 k Ω \pm 0.3%/1 W	WFE 661 k 300
R10	Resistor, depos. carb.	3 M Ω \pm 3%/1 W	WFS 3/3 M/0,3/1
R11	Resistor, depos. carb.	15 M Ω \pm 1%/1 W	WFS 3/15 M/1/1
R12	Resistor, depos. carb.	15 M Ω \pm 1%/1 W	WFS 3/15 M/1/1
R13	Resistor, depos. carb.	1 M Ω /0.5 W	WFE 321 M 1
R14	Resistor, depos. carb.	1 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 1
R15	Resistor, depos. carb.	25 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 25
R16	Resistor, depos. carb.	25 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 25
R17	Resistor, depos. carb.	100 Ω /0.3 W	WFE 221 E 100
R18	Resistor, depos. carb.	3 M Ω /0.5 W	WFE 321 M 3
R19	Resistor, depos. carb.	1.25 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 1,25
R20	Thermistor		WHN 635/50 k
R23	Resistor, depos. carb.	100 Ω /0.3 W	WFE 221 E 100
R24	Resistor, depos. carb.	1 M Ω /0.3 W	WFE 221 M 1
R25	Resistor, depos. carb.	300 Ω /0.5 W	WFE 321 E 300
R26	Resistor, depos. carb.	100 Ω /0.3 W	WFE 221 E 100
R27	Resistor, depos. carb.	200 Ω /0.3 W	WFE 221 E 200
R28	Res., dep. carb., var.	10 k Ω lin.	WS 9122 F/10 k

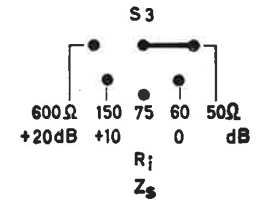
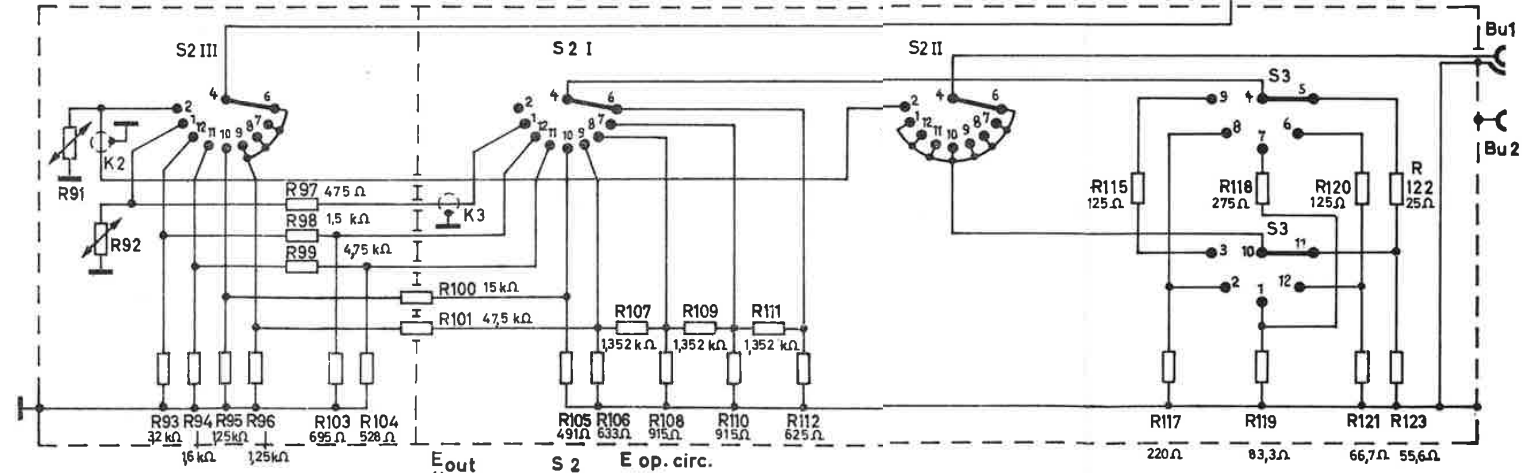
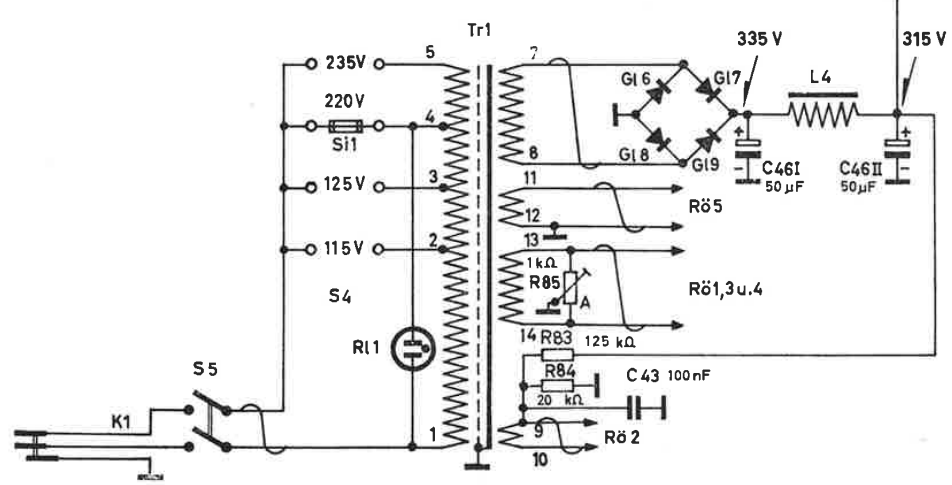
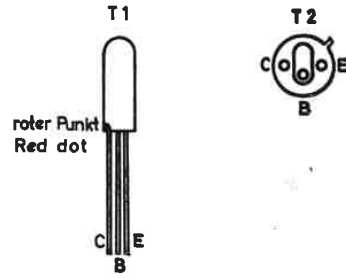
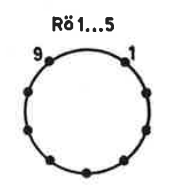
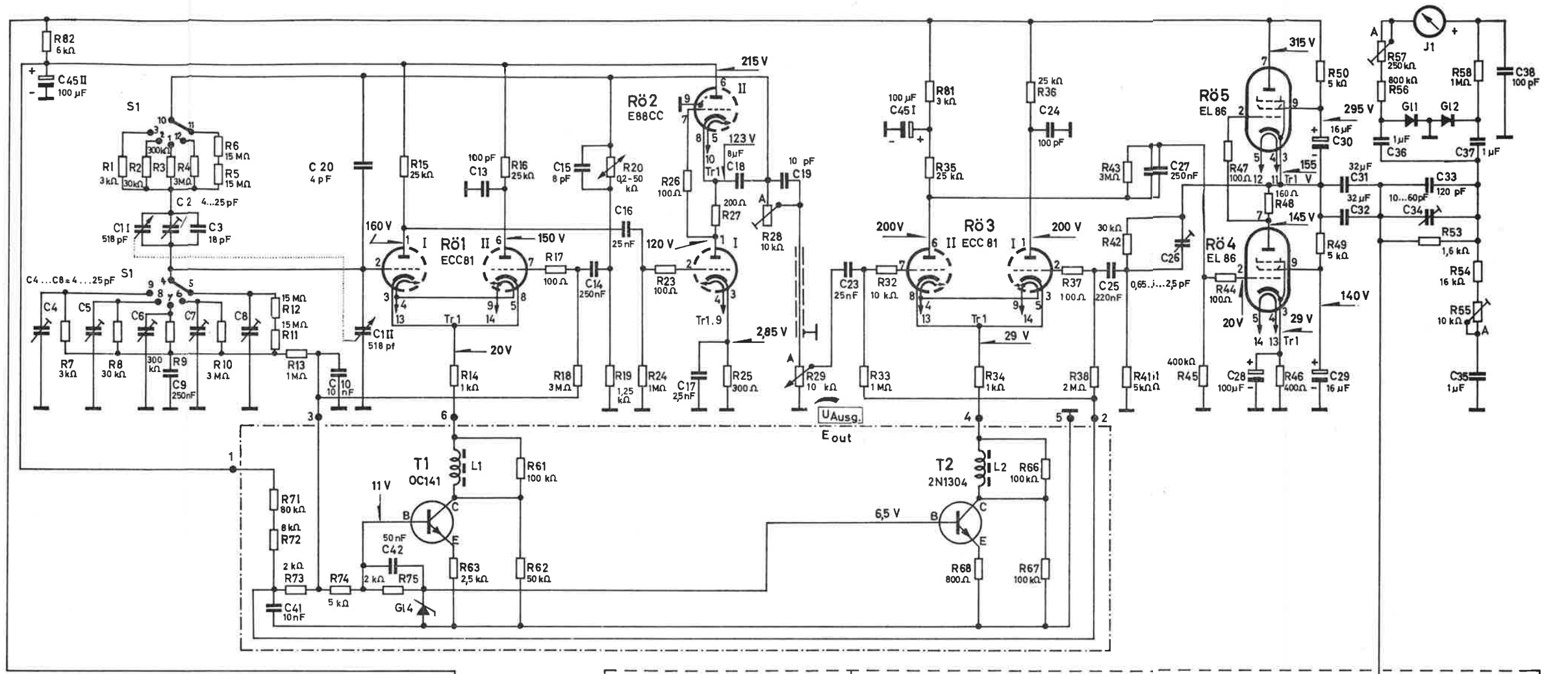
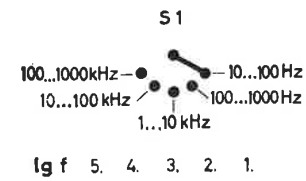
Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R 29	Res., dep. carb., var.	10 k Ω lin.	WS 7126/10 k
R 32	Resistor, depos. carb.	10 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 10
R 33	Resistor, depos. carb.	1 M Ω /0.3 W	WFE 221 M 1
R 34	Resistor, depos. carb.	1 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 1
R 35	Resistor, depos. carb.	25 k Ω /1 W	WFE 521 k 25
R 36	Resistor, depos. carb.	25 k Ω /1 W	WFE 521 k 25
R 37	Resistor, depos. carb.	100 Ω /0.3 W	WFE 221 E 100
R 38	Resistor, depos. carb.	2 M Ω /0.5 W	WFE 321 M 2
R 41	Resistor, depos. carb.	5 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 5
R 42	Resistor, depos. carb.	30 k Ω /1 W	WFE 521 k 30
R 43	Resistor, depos. carb.	3 M Ω /0.5 W	WFE 321 M 3
R 44	Resistor, depos. carb.	100 Ω /0.5 W	WFE 321 E 100
R 45	Resistor, depos. carb.	400 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 400
R 46	Resistor, wire-wound	400 Ω /4 W	WD 400/4
R 47	Resistor, depos. carb.	100 Ω /0.3 W	WFE 221 E 100
R 48	Resistor, depos. carb.	160 Ω /1 W	WFE 521 E 160
R 49	Resistor, depos. carb.	5 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 5
R 50	Resistor, depos. carb.	5 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 5
R 53	Resistor, depos. carb.	1.6 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 1,6
R 54	Resistor, depos. carb.	16 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 16
R 55	Res., dep. carb., var.	10 k Ω lin.	WS 9122 F/10 k
R 56	Resistor, depos. carb.	800 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 800
R 57	Res., dep. carb., var.	250 k Ω lin.	WS 9122 F/250 k
R 58	Resistor, depos. carb.	1 M Ω /0.5 W	WFE 321 M 1
R 61	Resistor, depos. carb.	100 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 100
R 62	Resistor, depos. carb.	50 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 50
R 63	Resistor, depos. carb.	2.5 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 2,5
R 66	Resistor, depos. carb.	100 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 100
R 67	Resistor, depos. carb.	100 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 100
R 68	Resistor, depos. carb.	800 Ω /0.5 W	WFE 321 E 800
R 71	Resistor, depos. carb.	80 k Ω /1 W	WFE 521 k 80
R 72	Resistor, depos. carb.	8 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 8
R 73	Resistor, depos. carb.	2 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 2
R 74	Resistor, depos. carb.	5 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 5
R 75	Resistor, depos. carb.	2 k Ω /0.3 W	WFE 221 k 2
R 81	Resistor, depos. carb.	3 k Ω /1 W	WFE 521 k 3
R 82	Resistor, wire-wound	6 k Ω /2 W	WDG 6 k/2
R 83	Resistor, depos. carb.	125 k Ω /1 W	WFE 521 k 125
R 84	Resistor, depos. carb.	20 k Ω /0.5 W	WFE 321 k 20
R 85	Res., wire-wound, var.	1 k Ω /4 W lin.	WR 4 F/1 k
R 91	VDR		WUC 31771
R 92	VDR		WUC 31771
R 93	Resistor, depos. carb.	3.2 k Ω /1 W	WFE 521 k 3,2
R 94	Resistor, depos. carb.	1.6 k Ω /2 W	WF 1,6 k/2
R 95	Resistor, depos. carb.	1.25 k Ω /2 W	WF 1,25 k/2

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R 96	Resistor, depos. carb.	1.25 k Ω /2 W	WF 1,25 k/2
R 97	Resistor, depos. carb.	475 Ω \pm 0.5%/2 W	WF 475/0,5/2
R 98	Resistor, depos. carb.	1.502 k Ω \pm 0.5%/1 W	WFE 651 k 1,502
R 99	Resistor, depos. carb.	4.75 k Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 k 4,75
R 100	Resistor, depos. carb.	15.02 k Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 k 15,02
R 101	Resistor, depos. carb.	47.5 k Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 k 47,5
R 103	Resistor, depos. carb.	694.5 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 694,5
R 104	Resistor, depos. carb.	527.8 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 527,8
R 105	Resistor, depos. carb.	490.9 Ω \pm 0.5%/0,5 W	WFE 351 E 490,9
R 106	Resistor, depos. carb.	633.4 Ω \pm 0.5%.0.5 W	WFE 351 E 633,4
R 107	Resistor, depos. carb.	1.352 k Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 k 1,352
R 108	Resistor, depos. carb.	915.1 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 915,1
R 109	Resistor, depos. carb.	1.352 k Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 k 1,352
R 110	Resistor, depos. carb.	915.1 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 915,1
R 111	Resistor, depos. carb.	1.352 k Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 k 1,352
R 112	Resistor, depos. carb.	625.4 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 625,4
R 115	Resistor, depos. carb.	125 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 125
R 117	Resistor, depos. carb.	220 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 220
R 118	Resistor, depos. carb.	275 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 275
R 119	Resistor, depos. carb.	83.3 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 83,3
R 120	Resistor, depos. carb.	125 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 125
R 121	Resistor, depos. carb.	66.7 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 66,7
R 122	Resistor, depos. carb.	25 Ω \pm 0.5%.0.5 W	WFE 351 E 25
R 123	Resistor, depos. carb.	55.6 Ω \pm 0.5%/0.5 W	WFE 351 E 55,6
RI 1	Lamp, glow, miniature	220 V	RL 210
Rö 1	Triode, twin		ECC 81
Rö 2	Triode, twin		E 88 CC
Rö 3	Triode, twin		ECC 81
Rö 4	Pentode, output		EL 86
Rö 5	Pentode, output		EL 86
S 1	Switch, midget step		SRP 11120
S 2	Switch, midget step		40851 - 2.3
S 3	Switch, midget step		SRP 11120
S 4	Panel, tapping		FD 60512
S 5	Switch, power (combination)		SKK 120
Si 1	Fuse	1 A 500 mA	M 1 C DIN 41571 M 0,5 C DIN 41571
T 1	Transistor		GT/OC 141
T 2	Transistor		GT/2 N 1304
Tr 1	Transformer, power		40851 - 5



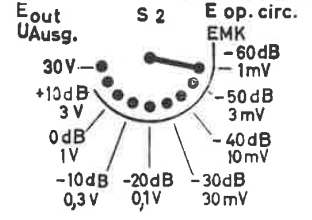
Bedienungsbild

Front panel

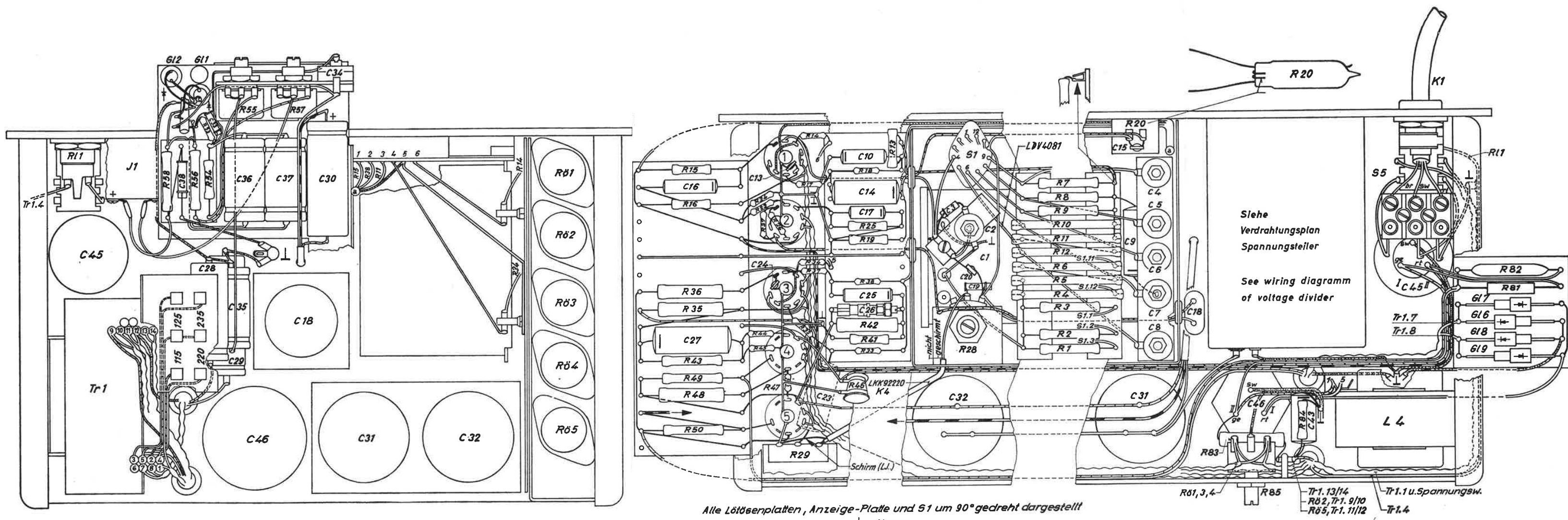


Spannungen gemessen mit Röhrenvoltmeter ($R_e > 10 M\Omega$) gegen Masse
 Voltages measured to chassis with valve voltmeter ($Z > 10 M\Omega$)
 Ergänzung: Parallel zu Kondensator C13 liegt C12

Addition: Parallel to Capacitor C13 is C12



Stromlauf
 Circuit Diagram



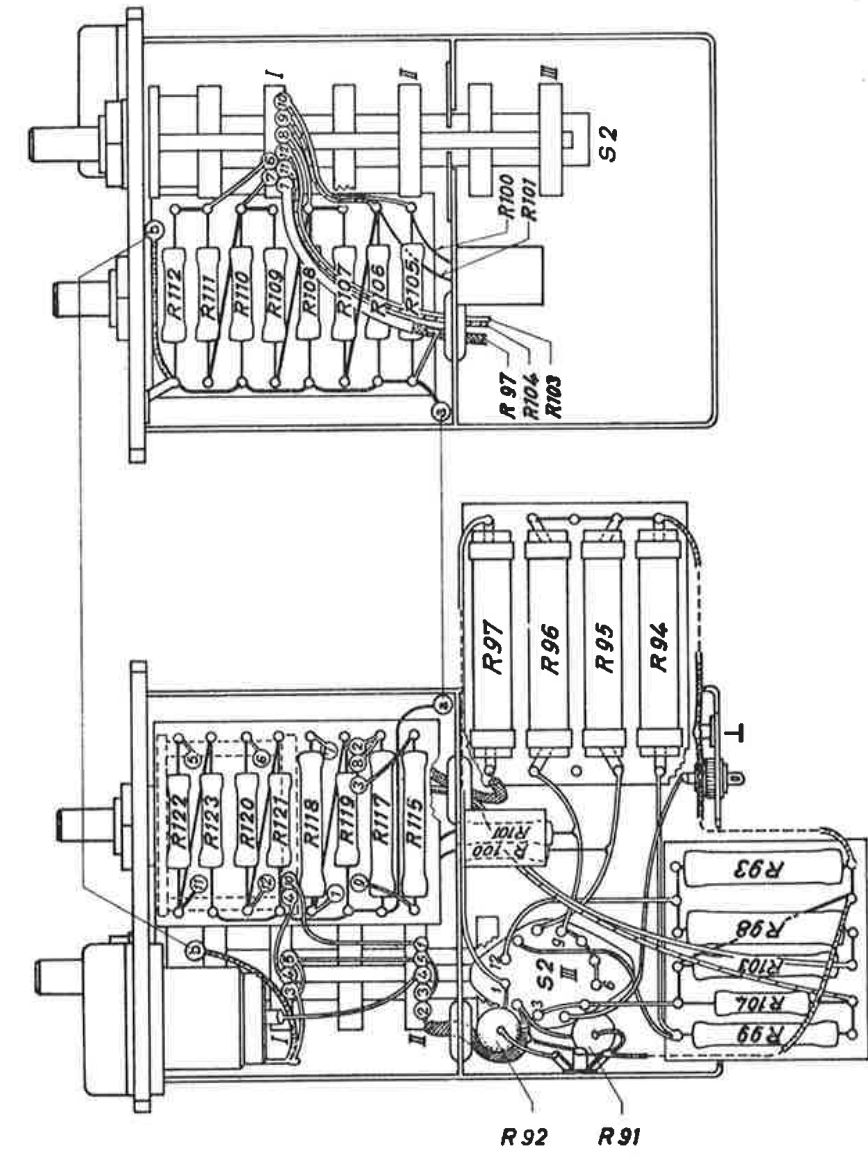
Alle Lötserplatten, Anzeige-Platte und S1 um 90°gedreht dargestellt
 ⊥ - Masse

All tag strips, indicator panel and S1 are turned 90° ⊥ - chassis

Ergänzung: Der in der Schalteilliste aufgeführte Kondensator C12 liegt zwischen R16 und R36.

Addition: Capacitor C12, listed in the Table of Replaceable Parts, is between R16 and R36

Verdrahtungsplan
Wiring diagram



Verdrahtungsplan, Spannungsteiler
 Wiring diagram, voltage divider

