

# FUNK- TECHNIK

RADIO • FERNSEHEN • ELEKTRONIK



# Die SABA-Radio-Werke

**bieten dem Fachhandel ein lohnendes Zusatzgeschäft  
zur Erhöhung der Frühjahrs- und Sommerumsätze**

SABA ist jetzt in der Lage, den Besitzern ihrer seit 1938 gelieferten Geräte zum UKW-Empfang zu verhelfen. Die zur Zeit verfügbaren SABA-UKW-Einsätze haben nämlich den besonderen Vorzug, daß sie in alle SABA-Empfänger der Baujahre 1938-1950 (mit untenliegender Skala) genau so einfach einzubauen sind, wie dies im Werk mit den Typen des gegenwärtigen SABA-Programms geschieht. Das heißt, die SABA-Einsätze sind von außen nicht sichtbar, und die Abstimmung und Lautstärkeregelung erfolgt mit den normalen Bedienungsknöpfen. Mit Hilfe eines sogenannten UKW-Umschalters, der einfach auf die Wellenschalterachse gesetzt und mit dem Wellenschalter zusammen bedient wird, kann das Hauptgerät von „Tonabnehmer“ auf „UKW“ geschaltet werden. Außerdem werden gleichzeitig die Anodenspannungen derjenigen Röhren, die bei UKW-Empfang nicht erforderlich sind, abgeschaltet. Sie sehen, SABA hat das Problem der nachträglichen Komplettierung ihrer älteren Geräte zu vollwertigen AM-FM-Empfängern in idealer Weise gelöst.

Diesen Umstand gilt es kommerziell zu nutzen. Daß sich unter den vielen hunderttausend Rundfunkhörern, die einen SABA der Baujahre 1938-1950 besitzen, zahlreiche ernsthafte UKW-Interessenten befinden, beweist die Tatsache, daß das Werk Tag für Tag Briefe und Karten erhält, in denen „alte“ SABA-Hörer anfragen, ob keine Möglichkeit bestehe, ihre Empfänger durch den Einbau eines UKW-Teils zu modernisieren.

Es lohnt sich also, mit diesen Hörerkreisen in geeigneter Weise Verbindung aufzunehmen. Wird die Sache geschickt angefaßt, so werden sich auch unter den SABA-Hörern, die bisher noch nicht an UKW gedacht haben, Rundfunkfreunde finden, die auf die „Welle der Freude“ Appetit bekommen.

Ausführliche Unterlagen über den Einbau der Typen SABA-UKW-S, SABA-UKW-AW 2 und SABA-UKW-AGW 2 in die älteren SABA-Empfänger haben wir unseren Geschäftsfreunden bereits zur Verfügung gestellt. Zudem wird jedem lose gelieferten SABA-UKW-Teil die entsprechende Einbauanweisung beigelegt.

**SABA • VILLINGEN IM SCHWARZWALD**



**BRAUN**  
**RADIO**

*Piccolo 51*  
6 Röhren – 5 Kreise  
3 Wellenbereiche  
für Batterie- +  
Netzallstrombetrieb

*Piccolino 51*  
5 Röhren – 5 Kreise  
Einwellenbereich  
für Batterie- +  
Netzallstrombetrieb

*2 Reise-Empfänger  
2 Verkaufsschlager*



# FUNK- TECHNIK

CHEFREDAKTEUR CURT RINT

## AUS DEM INHALT

Die deutsche Industrie für Rundfunkbauelemente .....	201	Phasenmessung auf Kreisskala und mit Rechteckspannungen .....	216
Einiges über Schichtwiderstände .....	204	DDR 100, eine Röhre zur Messung von Beschleunigungen .....	217
Schichtdrehwiderstände .....	205	Anleitungen zum Bau von Fernsehempfängern .....	218
Heißleiter .....	206	Unsere Leser berichten .....	220
Rundfunk-Drehkondensatoren .....	208	Der Röhrenverstärker .....	221
Kurznachrichten .....	209	FT-ZEITSCHRIFTENDIENST .....	222
Neuzeitliche		FT-BRIEFKASTEN .....	224
Elektrolyt-Kondensatoren .....	210	Ein Absorptionsfrequenzmesser und Feldmeßgerät .....	226
Hochfrequenzröhren .....	212		
Ein 8-Röhren-Communications-Empfänger .....	213		

Zu unserem Titelbild: Stückprüfung von Rundfunkröhren im Telefunken-Prüffeld

Aufnahme: E. Schwahn

Dipl.-Ing. H. C. RIEPKA

## Die deutsche Industrie für Rundfunk-Bauelemente

Bei der Herstellung von Nachrichtengeräten, insbesondere Rundfunkgeräten, hat es sich eingebürgert, daß die Fabriken einen großen Prozentsatz der verwendeten Einzelteile aus anderen Werkstätten beziehen. Diese Arbeitsteilung wird vor allem damit begründet, daß sich die Herstellung der Bauelemente durch Reihenfertigung nicht nur sehr verbilligen, sondern auch weitgehend verbessern läßt. Die technischen Anforderungen an die Bauelemente steigerten sich immer mehr, so daß sich die Spezialfabriken zu hochinteressanten Betrieben entwickelten, in denen chemotechnische, elektrophysikalische und feinmechanische Verfahren zusammengefaßt und verwickelte Meßmethoden für Massenprodukte angewendet werden. Dieses Heft der FUNK-TECHNIK befaßt sich nun besonders mit den eigentlichen Bauelementen. Es werden also nur Konstruktionen beschrieben, die sich auf die Schaltungssymbole R, L und C (ohmsche, induktive und kapazitive Widerstände) beziehen. Es soll also nicht von Montageteilen wie Fassungen, Klemmen, Kontakten, Schalter- und Bedienungsknöpfen gesprochen werden und nicht von dem Einzelteilzubehör im weiteren Sinne wie Schalldosen, Mikrofonen, Glühlampen, Laufwerken usw.; selbstverständlich gehören auch Chassis, Gehäuse, Röhren und Lautsprecher nicht zur Gruppe der eigentlichen Bauelemente für die Herstellung von Rundfunkgeräten.

Trotz der Einschränkung auf Widerstände (einschließlich Heißleiter und Feinsicherungen), HF-Eisen- und Kondensatoren ist der Anteil dieser Bauelemente und ihre Bedeutung für die Funktechnik recht erheblich, was schon daraus hervorgeht, daß die Zahl der Spezialfabriken im Bundesgebiet 60 überschreitet, und daß man ihren Jahresumsatz im Jahre 1950 mit ungefähr 65 000 000,— DM ansetzen kann. Es arbeiten in diesem Produktionszweig rund 7500 Menschen.

Diese Industrie, die mit der Entwicklung der Fernmelde-technik seit Beginn dieses Jahrhunderts und insbesondere mit der Entwicklung der Funktechnik in den 20er Jahren herangewachsen ist, blieb durch die oben gekennzeichnete merkwürdige Mischung ihrer Herstellverfahren eine ausgesprochene Spezialindustrie; ihre Erfahrungen haben sich nur in einem engen Kreis vererbt und übertragen, so daß man sie fast als bodenständig betrachten muß. Schwerpunkte waren Berlin, Sachsen/Thüringen, der Schwarzwald und Bayern mit Oberfranken. Schwere Verluste erlitt die Bauelementefabrikation durch den Krieg und seine Folgen. Es wanderten viele von Brandenburg und Sachsen/Thüringen nach dem Rheinland und nach Süddeutschland aus. Trotz dieser Rückschläge und wiederholter Rundfunkkrisen erwies sich die Bauelemente-industrie als sehr lebensfähig. Mehrere größere Unternehmungen (wie Dralowid, Hydra, Preh, Siemens) haben bereits ihr 25jähriges Bestehen hinter sich.

Für eine wirtschaftliche Betrachtung dieses Spezialzweiges ist es interessant festzustellen, daß die Bauelemente in der oben erwähnten engen Festlegung wertmäßig einen recht erheblichen Anteil an den Herstellungskosten eines Rundfunkgerätes erreichen (durchschnittlich 20 % des Wertes eines mittleren Rundfunkgerätes).

Es hat nicht an Versuchen gefehlt, die Bauelementefabrikation mit der Herstellung von vollständigen Geräten zu vereinigen. So hat man ja in vielen Industriezweigen mit mehr oder weniger Erfolg eine vertikale Organisation durchgeführt mit dem Bestreben, ausgehend vom Rohstoff den kompletten Fertigungsgang innerhalb eines geschlossenen Unternehmens zu

erzeugen. Diese Versuche hatten jedoch nur dann Erfolg, wenn es sich nicht um ein allzu verwickeltes Endprodukt handelte. Auch die Automobilindustrie hat schon im großen Umfange in dieser Beziehung eine rückläufige Entwicklung angetreten, und es gibt keinen Autofabrikanten, der beispielsweise Radfelgen, Kunstharzpreßteile, Lichtmaschinen, elektrisches Zubehör, Vergaser usw. selbst herstellt. Die gleiche Erkenntnis hat die Funkindustrie gewonnen, und der innere Grund hierfür dürfte darin liegen, daß die funktechnischen Bauelemente entwicklungs-mäßig einen ebenso großen Aufwand verlangen wie die Entwicklung ganzer Geräte, wobei jedoch dieser Unkosten-aufwand (Laboratorien, Prüffelder usw.) nicht durch den Bauelemente-Bedarf eines Verbrauchers gedeckt werden kann, sondern nur durch den Bedarf einer ganzen Gruppe. Bauelemente werden im allgemeinen z. Z. in Tagesstückzahlen von einigen Hunderttausend bei den größeren Herstellerfirmen gefertigt, während der Einzelverbrauch auch der größten Apparatefabriken nicht in diese Größenordnung kommt. Die gleiche Entwicklung zeichnet sich auch in den USA ab, wo die Konzentration sich noch stärker ausgebildet hat und beispielsweise vier große Widerstandsfabriken über 90 % des Gesamtbedarfs decken.

Während Rundfunkgeräte sich nicht nur äußerlich, sondern auch im schaltungsmäßigen Aufbau sehr weitgehend unterscheiden, ähneln sich die Bauelemente der verschiedenen Länder außerordentlich stark, was ja schon dadurch bedingt ist, daß sich die rein technischen Anforderungen an sie irgendwie auf die gleiche Formel bringen lassen müssen. Diese fast wie eine Binsenwahrheit erscheinende Tatsache hat das erfreuliche Ergebnis, daß Bauelemente sich wesentlich besser zur Ausfuhr eignen als beispielsweise vollständige Geräte, an die ja noch zusätzlich unterschiedliche Geschmacksanforderungen gestellt werden. Aus diesem Grunde war die Ausfuhr der deutschen Bauelemente-Industrie schon vor 1939 recht bedeutsam, und es gibt auch heute schon wieder Firmen, deren Umsatz bis zu 30 % Ausfuhr aufweist. Diese Ausführungen lassen sich nicht verallgemeinern, denn es muß z. B.

manchmal dafür gesorgt werden, daß die Bauelemente tropensicher ausgeführt sind. Dabei hat es sich gezeigt, daß die verschärften Ausfuhranforderungen sich oft befruchtend auswirkten und viele deutsche Bauelementefabriken Teile liefern, die allen Anforderungen entsprechen.

Wie aus der Kurve Abb. 1 hervorgeht, ist der Bedarf an Bauelementen, also dementsprechend auch die Fertigung, außerordentlichen Schwankungen unterworfen. Diese Schwankungen sind wesentlich größer als die der Geräteindustrie. Die Geräteindustrie wartet aus Gründen des Wettbewerbs mit der endgültigen Festlegung der Bestückung des Gerätes bis zum letzten Augenblick und ist dann aber auf die prompte Belieferung angewiesen. Die elektrischen Werte werden somit im letzten Augenblick festgelegt, so daß die Bauelemente-Industrie kaum auf Lager fertigen kann. Es ergibt sich leider der Tatbestand, daß in den letzten 30 Jahren monatliche Produktionsschwankungen im Verhältnis 1:10 zum absolut üblichen gehörten. Diesen Anforderungen kann natürlich nur

Abb. 2. Lautstärkereglung mit doppelpoligem Schalter für Autoempfänger (Konstruktion 1951)

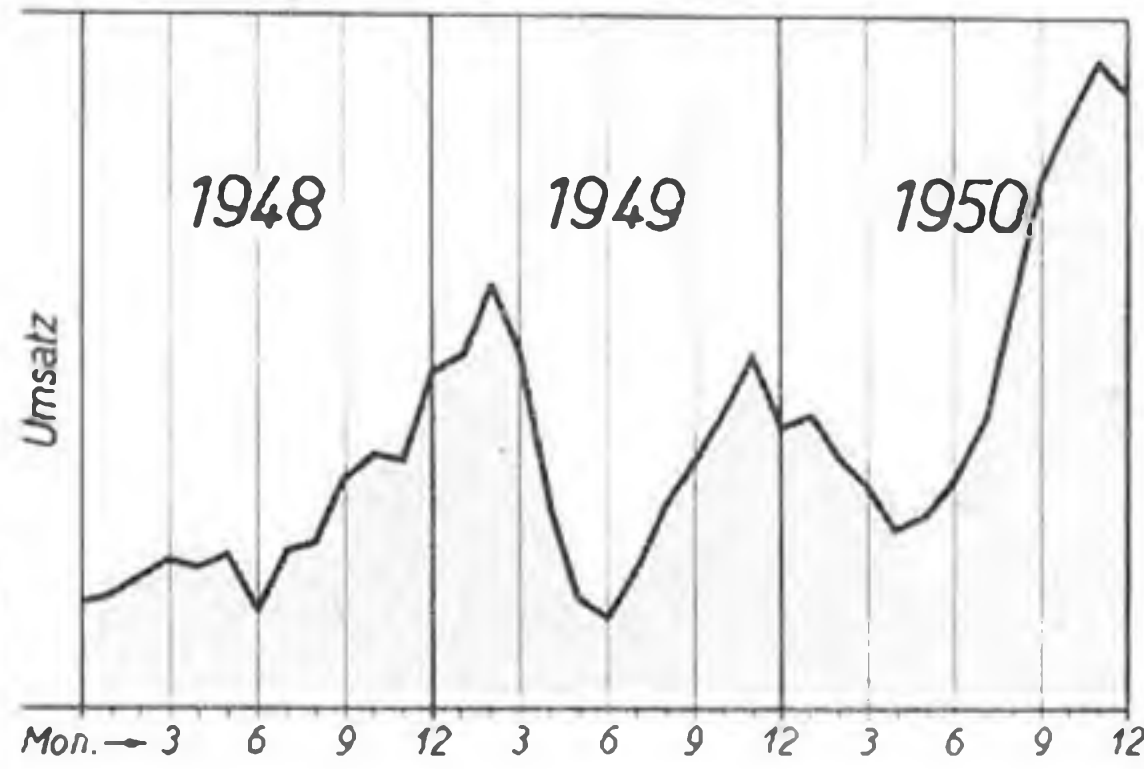
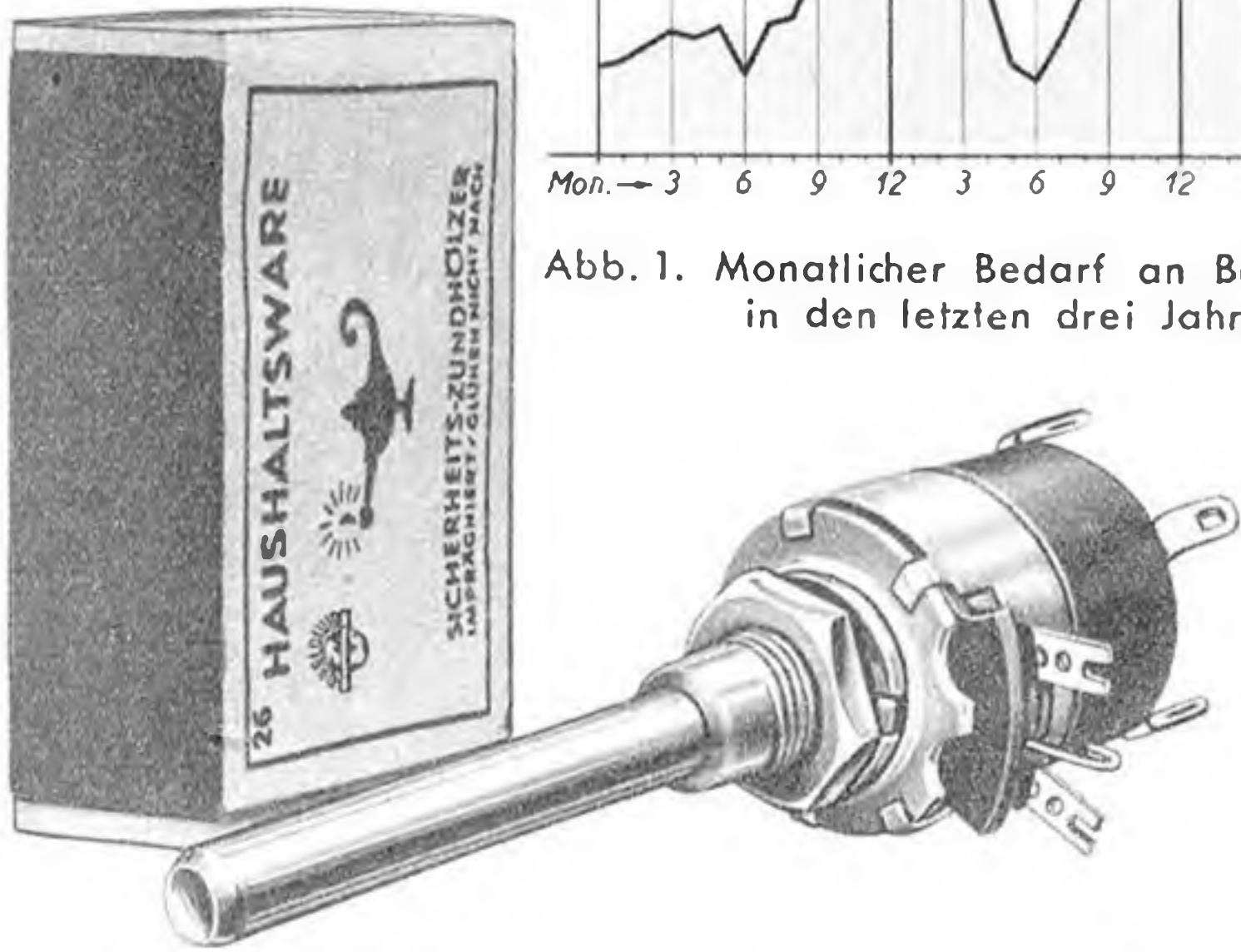


Abb. 1. Monatlicher Bedarf an Bauelementen in den letzten drei Jahren

eine weitgehend automatisierte Technik genügen, und so finden wir gerade in unserer Spezialindustrie eine große Zahl außerordentlich geistreich ersonnener Spezialmaschinen und -automaten, beginnend bei mechanischen Sortiervorrichtungen über Bedrahtungsautomaten bis zu elektrischen Meßmaschinen, die viele hunderttausend Präzisionsmessungen am Tage mit Hilfe modernster Elektronik bewältigen. Es sei hier vielleicht am Rande vermerkt, daß sich im Laufe des letzten Jahrzehnts auf diesem Gebiet ein bemerkenswerter Unterschied zwischen der europäischen und der amerikanischen Technik herausgebildet hat, indem bei der amerikanischen Technik mit billigsten Elementen fabriziert und das Brauchbare durch ein Aussortierverfahren herausgesucht wird, während man in Europa nach Einstellverfahren arbeitet, also von kostbaren Teilen ausgeht und diesen größeren Aufwand durch Vermeidung von Streuwerten bzw. durch Verringerung des Ausschusses wieder ausgleicht. Man findet dieses Merkmal sowohl bei der Röhrentechnik als auch bei vielen Bauelementen und sogar in mathematischen Überlegungen wie beispielsweise bei der amerikanischen lückenlosen Toleranzreihe gegenüber dem deutschen dekadischen Normensystem für Nennwerte und Nenntoleranzen. Aus diesem Grunde sind europäische Geräte im Servicedienst leichter reparierbar und übersichtlicher, ein Vorteil, der im Export auch jetzt wieder anerkannt wird.

Die enge Zusammenarbeit zwischen den Herstellern von Bauelementen und dem Verbraucher, also der Geräteindustrie, führte dazu, daß die Entwicklungstendenzen beider Industriezweige stets eng gekoppelt waren. Eine Verkleinerung der Röhrentypen ließ sofort den Wunsch entstehen, die entsprechenden Bauelemente zu verkleinern, und die Erhöhung des Wirkungsgrades beispielsweise der Spulen mit Hochfrequenzseisen bewirkte ihrerseits eine Revolution im Chassis-aufbau. Die Herstellung der modernen Autoempfänger in ihrer jetzigen Form war nur möglich durch die Schaffung von ebenso kleinen wie zuverlässigen Bauelementen, denn der Betrieb im Kraftwagen bedeutet eine erhebliche Verschärfung der Anforderungen an die Temperatur- und Feuchtbeständigkeit und auch an die Schüttelfestigkeit dieser Einzelteile.

Gewisse Konstruktionen in der Apparatetechnik wurden überhaupt erst möglich durch die Heranbildung geeigneter Bauelemente.

Einige dieser Entwicklungsstadien sind besonders markant. So war es vor 1930 noch üblich, die Lautstärkereglung im Rundfunkgerät mittels Verstimmung der Abstimmkreise oder durch Änderung der Rückkopplung vorzunehmen, weil es bis zu diesem Zeitpunkt noch keine vernünftigen Schichtregelwiderstände (Potentiometer) gab. Eine weitere sprunghafte Steigerung der Empfängerqualität wurde dann gegen 1935 durch die Einführung der magnetischen Spulenwerkstoffe wie Dralperm, Ferrocart und Sirufer möglich<sup>1)</sup>.

Dieser damalige Stand kann jetzt folgerichtig dadurch ergänzt werden, daß die Schaffung der keramischen Magnetika wie Ferroxcube und Keraperm gestattet, die Spulenabmessungen nochmals fast um eine Größenordnung zu verkleinern und außerdem mit der magnetischen Abstimmung bis in die ultrakurzen Wellen vorzustoßen. Die gleiche Entwicklung brachte die Einführung der Elektrolytkondensatoren und anschließend ihre ganz wesentliche Verkleinerung durch die Folienaufrauhverfahren.

In den 40er Jahren wanderte der Entwicklungsschwerpunkt zeitweise in das Gebiet der Röhrentechnik, und es wurden Miniatur- und Subminiaturröhren entwickelt, sei es für Klempfänger, sei es für elektrische Fernsteuerungen. Die Rundfunktechnik machte ebenfalls von diesem Fortschritt Gebrauch, und so werden im großen und ganzen Verstärker-röhren des alten Formats nur noch dort verwendet, wo es aus Leistungsgründen (Gleichrichter, Endverstärker) unvermeidlich ist. Diese Entwicklungsrichtlinie beeinflusste natürlich wiederum die Bauelemente-Industrie, und es wurden Kleinstwiderstände, Kleinstpotentiometer und Kleinstkondensatoren gefordert und auch in sehr kurzer Zeit betriebssicher durchentwickelt. Wie die Abbildungen 2—6 zeigen, sind diese neuen Konstruktionen, die hauptsächlich in die zweite Hälfte des letzten Jahrzehnts fallen, wiederum ein erheblicher Fortschritt, und es dürfte bei einigen Teilen schon die Grenze erreicht sein, wo eine weitere Verkleinerung uninteressant wird.

Man hört andererseits häufig die Kritik, daß es überhaupt sinnlos sei, Bauelemente auf das derzeitige Miniaturformat herabzudrücken, denn das Publikum verlange große Geräte, da man unwillkürlich Wert und Volumen verbindet, und es sei ja auch die Größe der Lautsprecher durch die physikalisch feststehenden Längen der noch wiederzugebenden Schallwellen bedingt. Dieser Einwand ist nur sehr begrenzt berechtigt, denn die Verkleinerung der Bauelemente bedeutet ja nicht nur eine Volumen- und ggf. bescheidene Kosteneinsparung, sondern sie ermöglicht dem Gerätekonstrukteur, sein Chassis

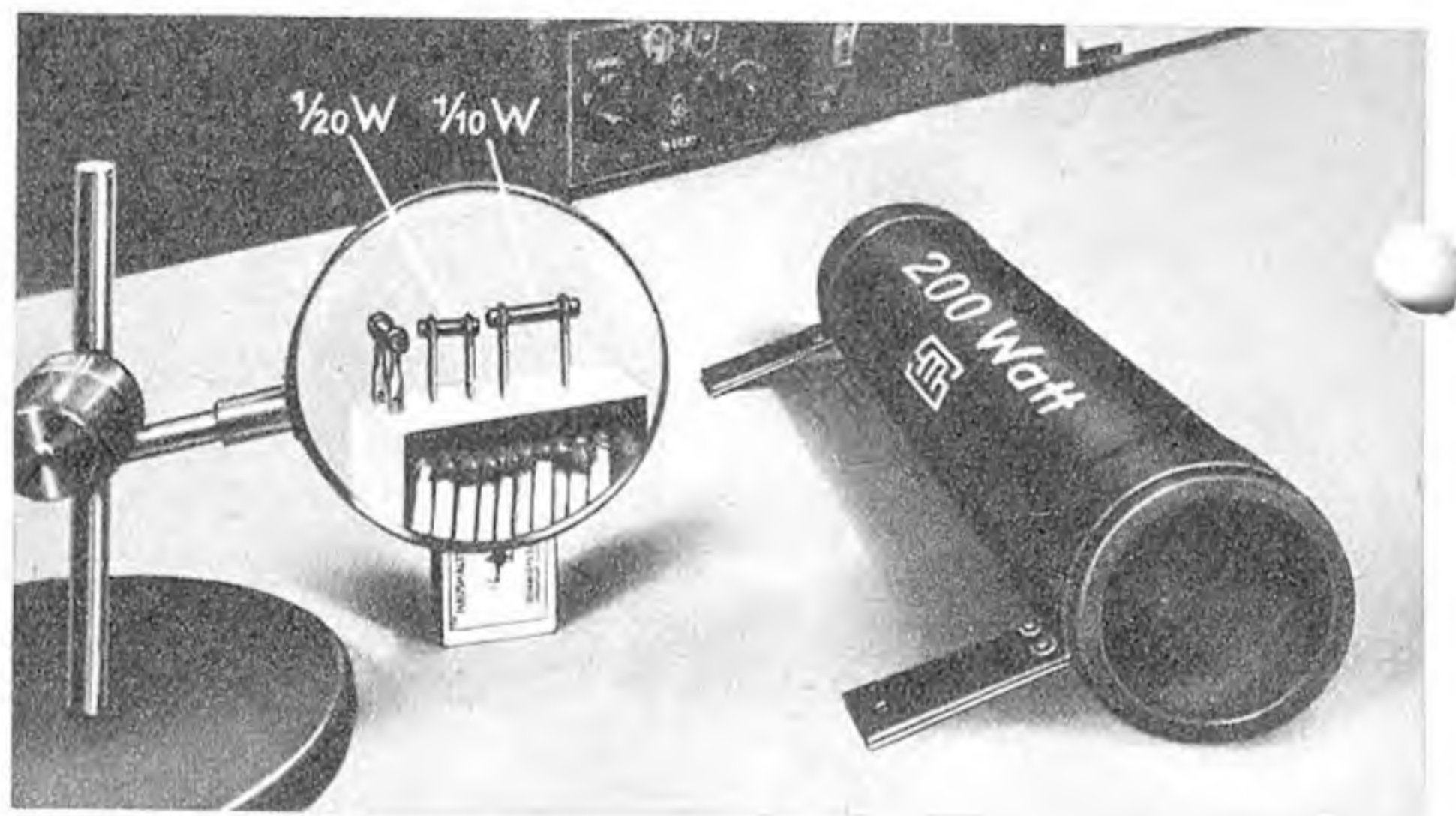


Abb. 3. Kleinstwiderstände in Schichtausführung

so aufzubauen, wie es dem Idealfall der Schaltung entspricht. Mußte man in früheren Jahren Rücksicht nehmen auf die Maße eines Kondensatorblocks, eines Doppelpotentiometers oder auf den Durchmesser einer Röhrenfassung, so ist man durch die Verkleinerung dieser Teile jetzt ungebundener und der Konstrukteur legt das betreffende Bauelement dorthin, wo er günstigste Schaltungsbedingungen, beste Ankopplung oder auch Entkopplung erwartet.

Noch bedeutsamer wird dieser Vorteil, der durch die Gemeinschaftsarbeit der Bauelemente-Industrie erzielt wurde, für die Technik der Fernsehempfänger. In einem solchen mittleren Heimempfänger befinden sich durchschnittlich 90 Festwiderstände, 120 Kleinkondensatoren, 5 Regelwiderstände und

<sup>1)</sup> Funk 1935, S. 241; ETZ 1936, S. 218.

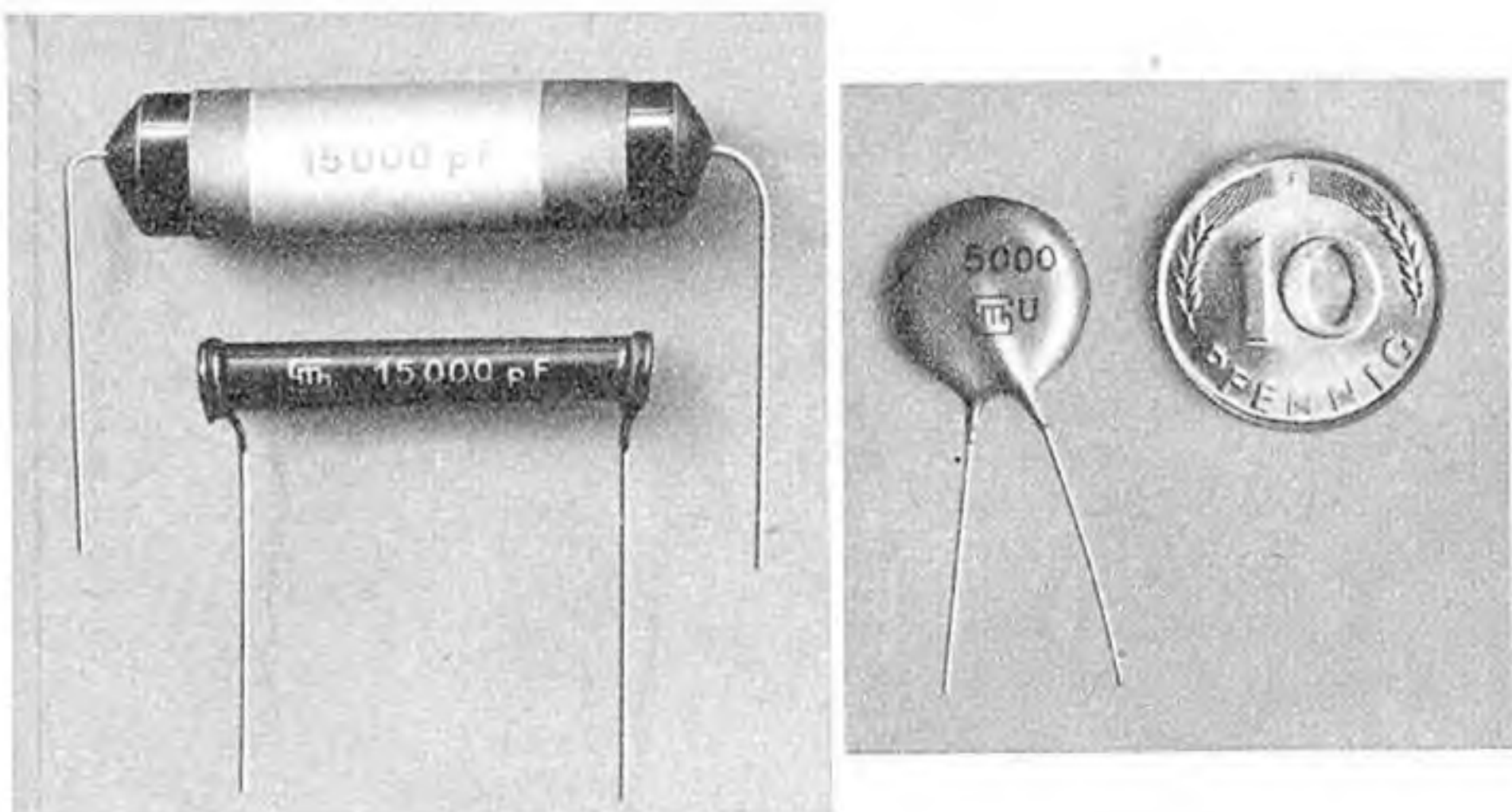


Abb. 4 (links). Keramischer Rohrkondensator 15 000 pF (darüber Papierrollkondensator). Abb. 5. Keramischer Plättchenkondensator für Fernsehgeräte

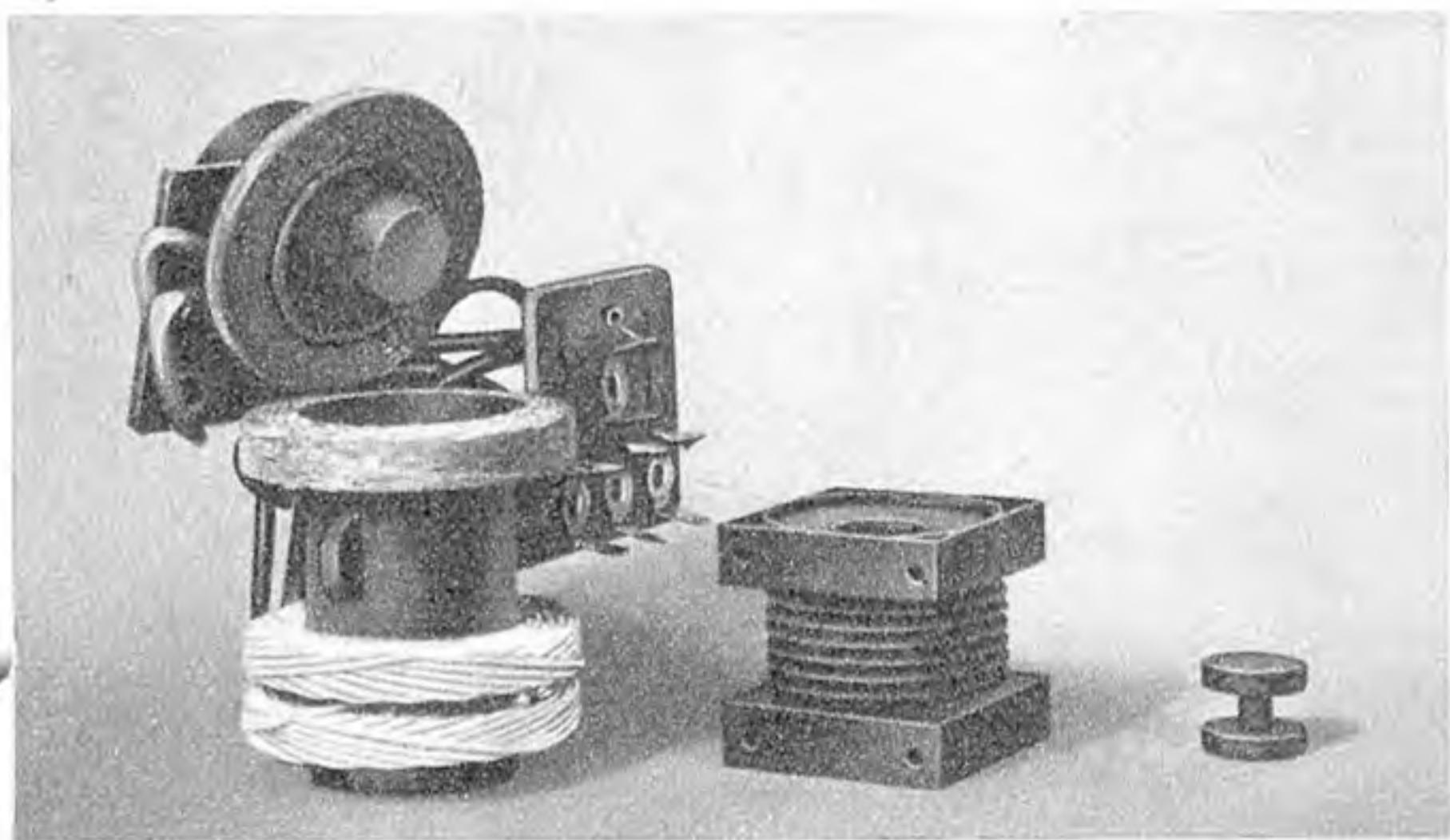


Abb. 6. Größenvergleich von Spulen gleicher Induktivität und gleicher Kreisgüte; v. l. n. r. Luftspule, Würfelspule mit Carbonyleisenkern, Ferritgarnrolle (Stand 1951)

15 Abstimmkreise. Von den beiden letzten Gruppen muß ein Teil ständig geregelt werden, während der andere Teil nur einmal oder gelegentlich eingestellt wird. Der Aufbau eines einigermaßen handlichen und auch erschwinglichen Heimempfängers wäre mit Bauelementen, wie sie noch vor zehn Jahren hergestellt und geliefert wurden, absolut unwirtschaftlich.

Die Fernsehtechnik stellt die Bauelemente-Industrie wiederum vor neue Aufgaben. Die erste zusätzliche Anforderung liegt darin, daß im Fernsehgerät bei engstem Aufbau recht erhebliche Spannungen angewandt werden. Gleichspannungen bis zu 1000 Volt sind üblich, bis zu 3000 Volt nicht selten. Die in Frage kommenden Bauelemente müssen also diese Hochspannung aushalten, sie müssen jedoch auch in ihrer Isolierung bzw. berührungsschutzmäßig diesem Gefahrenmoment Rechnung tragen. Mit diesen höheren Spannungen tritt bei dem engen Aufbau dieser Geräte an vielen Stellen auch eine höhere Erwärmung auf. Da andererseits das Fernsehen mit Ultrakurzwellen übertragen wird, müssen die Bauelemente, die auf die Abstimmung Einfluß haben, bezüglich ihres Temperaturkoeffizienten so bemessen werden, daß sie entweder temperaturunabhängig sind oder genügend ausgeglichen werden können.

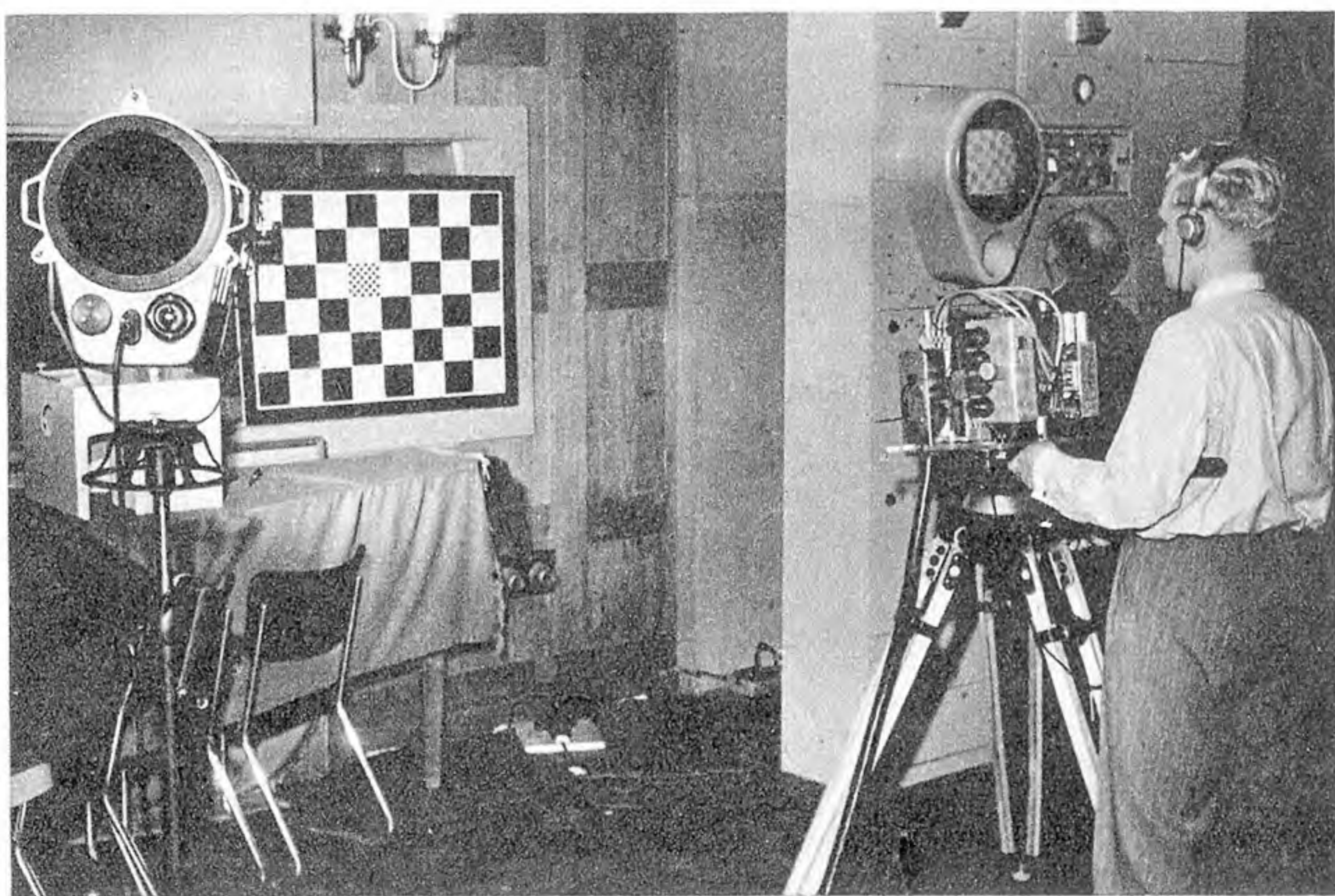
Einen besonderen Fortschritt auf unserem Gebiet, das einer gewissen Vollendung entgegenstrebt, bedeuten die magnetischen Abstimmungen mit Hilfe der keramischen Magnetika (Ferrite) und die hochkapazitiven Kondensatormassen (Epsilan, Ultracond). Es ist vielleicht verfrüht, davon zu sprechen, daß die Drehkondensatorabstimmung ab danken wird, jedoch haben die Permeabilitätsabstimmungen schon jetzt so viel Vorzüge aufzuweisen, daß man vielleicht bald abgrenzen kann, wo eine Drehkondensatorabstimmung oder eine Permeabilitätsabstimmung allein sinnvoll ist.

Sehr lebhafte Diskussionen haben die Nachrichten, die aus USA und England über gedruckte Stromkreise kamen, in

Europa hervorgerufen<sup>2)</sup>; sie sind auch für Deutschland nicht ganz neu, denn sie wurden in der Zünderentwicklung und bei Radiosonden auch bei uns schon angewandt. Der Erfolg einer solchen Konstruktion ist verblüffend, und man ist an sich überrascht, warum in den letzten fünf Jahren diese Entwicklung eigentlich nicht recht vorangekommen ist. Wir sehen die Ursache dieser Stockung darin, daß bei diesen Konstruktionen eine falsche Aufgabenstellung vorliegt. Bei einem gedruckten Stromkreis sollen ja nicht nur die Stromläufe auf eine keramische Platte oder einen Hartpapierstreifen aufgespritzt, aufgedruckt oder fotochemisch aufgetragen werden, sondern es sollen im gleichen Augenblick die Kondensatorbeläge und auch die Widerstandsschichten entstehen. Hier liegen aber erhebliche Schwierigkeiten. Die Herstellverfahren für die Widerstandsschichten, für die Kondensatorbeläge und für die Dielektrika weichen außerordentlich stark von denen der nur leitenden Schichten ab. Weiterhin treten bei der Herstellung von Widerständen und Kondensatoren unvermeidliche Fabrikationsstreuungen auf; z. T. müssen diese Aggregate auch noch künstlich gealtert werden, wenn man die gleichen physikalischen Anforderungen an sie stellen will, wie man es jetzt gewohnt ist. Aus der Unzahl dieser Anforderungen und der Notwendigkeit, bei einer schwierigeren Schaltung eine größere Anzahl von Bauelementen auf der gleichen Platte zu vereinigen und möglichst im gleichen Zeitpunkt herzustellen, ergibt sich, daß die Wahrscheinlichkeit der Toleranzhaltigkeit aller dieser Teile um so kleiner wird, je mehr Teile wir zusammenfügen. Toleranzen von  $\pm 10$  und in vielen Fällen von  $\pm 5$  % müssen unbedingt gefordert werden. Verläßt ein Bauelement dieses gedruckten Stromkreises beim Herstellgang die vorgeschriebene Toleranz, so ist das ganze Aggregat unbrauchbar oder es bedarf kostspieliger Nacharbeit. Daher fanden gedruckte Stromkreise — abgesehen von einfacheren Schaltungen für Schwerhörigengeräte, Zünder und Fernsteuerungen — keine praktische Anwendung, und der in England völlig durchkonstruierte Superhetempfänger, der mit gedruckten Stromkreisen vollautomatisch hergestellt werden sollte, verschwand spurlos von der Bildfläche.

Wir hoffen, mit den vorliegenden Ausführungen und insbesondere mit den folgenden Einzelberichten ein Bild über die Leistungen eines Industriezweiges entworfen zu haben, der mehr im Verborgenen blüht und auch in der Literatur der letzten Jahre geringere Beachtung fand. Eine Übersicht über diese Arbeiten und Entwicklungstendenzen erscheint jedoch aus dem Grunde zweckmäßig, weil durch die Kriegs- und Nachkriegsereignisse eine starke Veränderung im Mitarbeiterstamm der Fernmelde- und der Rundfunkindustrie eintrat, und die früher engen Verbindungen zwischen Bauelemente- und Geräte-Industrie zeitweise unterbrochen waren.

2) Proc. of the J. R. E. 1948, S. 121—161 mit 60 Literaturhinweisen.



#### Fernsehversuche beim NWDR in Berlin

Zur Vorbereitung der im Sommer beginnenden Versuchssendungen des Fernsehens Berlin wurden im Gebäude des NWDR Berlin, Heidelberger Platz, Fernsehkameras, Kontaktgeber und Kontrollgerät aufgebaut. Die Anlage soll die Mitarbeiter an die Bedingungen des Fernsehens gewöhnen

# Einiges über Schichtwiderstände

Der hier zur Verfügung stehende Raum reicht bei weitem nicht aus, um einen umfassenden Überblick über die im Laufe der Zeit gewonnenen Erkenntnisse und Erfahrungen an Schichtwiderständen zu geben. Aus diesem Grunde sollen nur einige wenige Punkte, die für die Verwendung von Schichtwiderständen von Interesse sind, behandelt werden, wobei wir uns an die Normen für Schichtwiderstände DIN E 41 400 anlehnen wollen. Hiernach erfolgt zur Beurteilung der Eigenschaften eine Einteilung nach Güteklassen, von denen die Klasse 0,5 für Präzisionszwecke, die Klasse 2 vornehmlich für kommerzielle und die Klassen 5 und 7 für Rundfunkzwecke gedacht sind.

Die genannten Zahlen geben den prozentualen Betrag an, um den sich ein Widerstand nach 5000 Stunden Lagerung unbelastet und 5000 Stunden Nennlast bei bestimmter Feuchtigkeit und Raumtemperatur höchstens ändern darf. Hierüber hinaus unterscheiden sich die Klassen in der Anlieferungstoleranz. Maßgebend ist aber die Qualität. So ist es denkbar, daß Widerstände der Klasse 0,5 mit erweiterter Toleranz, z. B.  $\pm 5\%$  Wertstreuung, verwendet werden, wenn es dem Verbraucher in erster Linie auf zeitliche Konstanz, Rauschfreiheit und geringe Änderung bei Feuchtigkeit ankommt. Dagegen ist es unsinnig, Widerstände der Güteklasse 5 mit stark eingegrenzter Anlieferungstoleranz zu verlangen, da die zulässige Änderung nach den Normen bis zu  $\pm 5\%$  betragen darf.

Die zweifellos härteste Prüfung der Widerstände nach den Normen stellt die der Stoß-

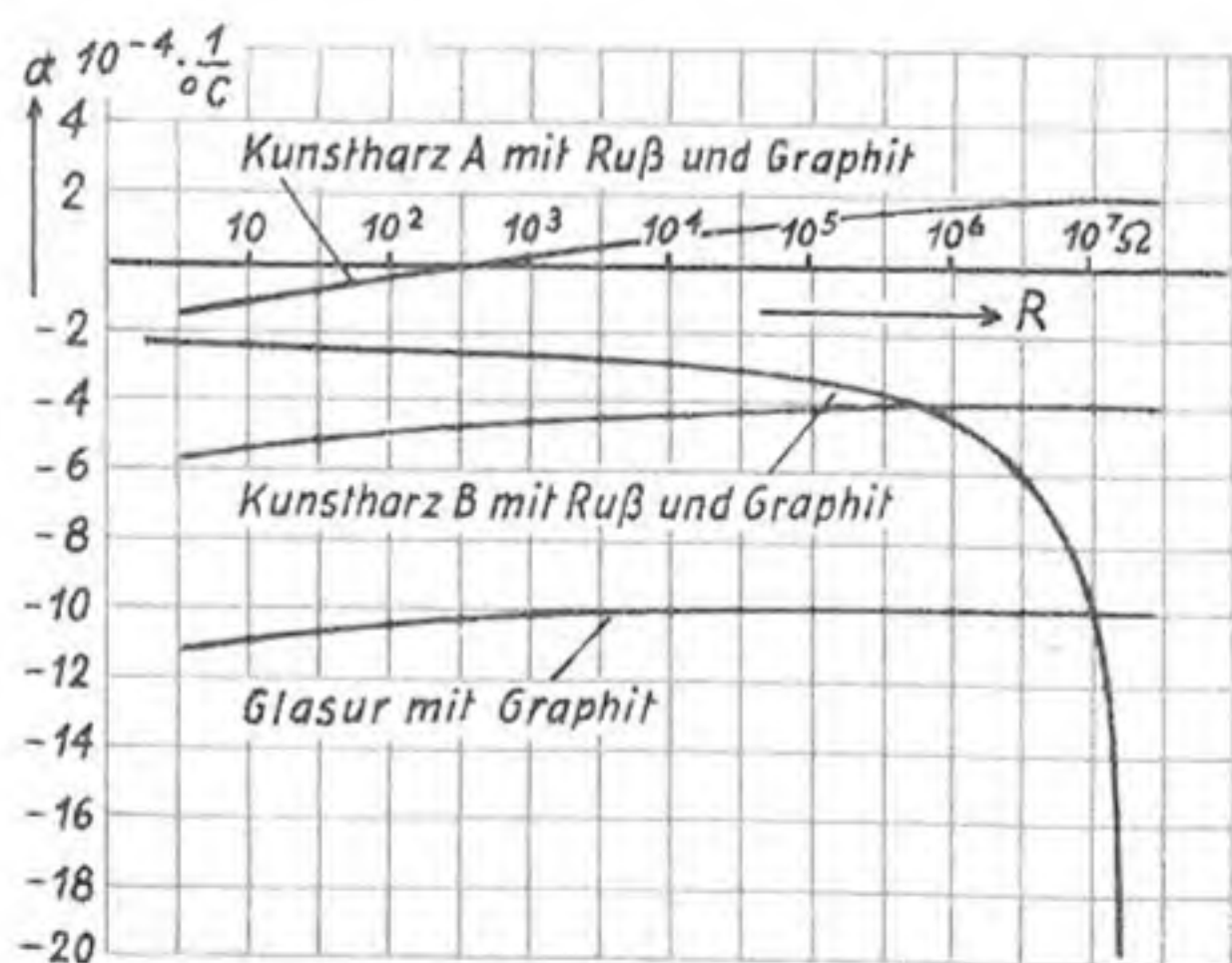


Abb. 1 Mittlerer Temperaturkoeffizient  $\alpha_{k, \text{m}}$  für Glanzkohle- und Gemischtwiderstände in Abhängigkeit vom vorhandenen Widerstandswert

belastung dar, die vorschreibt, daß nach 10 000 Stößen mit 25facher Überlast bei einer Dauer von jeweils 1 sec und 25 sec Abkühlzeit die Widerstandsänderungen bei den Klassen 0,5 und 2 jeweils  $\pm 0,25\%$ , bei der Klasse 5  $\pm 0,5\%$  nicht überschreiten dürfen. Wenn auch derartige Belastungen in der normalen Praxis kaum vorkommen, so ist dies doch ein Verfahren, um verhältnismäßig leicht und schnell festzustellen, ob Widerstände gegen Überbelastung und Spannungstöße unempfindlich sind.

Zur Beurteilung der wichtigsten Verfahren zur Herstellung von Schichtwiderständen soll kurz auf ihre Unterschiede und Eingruppierung in die Normen eingegangen werden. Unter Schichtwiderständen versteht man solche Widerstände, bei denen auf einen isolierenden Körper eine dünne Halbleiterschicht aufgetragen wird. Diese kann entweder aus einem homogenen Material bestehen, wie z. B.

Glanzkohle, die im Vakuum bei hoher Temperatur aus einem Kohlenwasserstoff auf den Trägerkörper niedergeschlagen wird, oder aus einem Gemisch aus einem nichtleitenden Bindemittel, wie Kunstharzlack oder Glasur, und einem Halbleiter, wie Ruß und Graphit. Hierbei ist die Herstellungstemperatur von großer Bedeutung. Je größer der Unterschied zwischen dieser und der Gebrauchstemperatur ist, um so geringer ist der Einfluß der Belastungswärme auf die Widerstandsschicht. Widerstände nach dem Glanzkohleverfahren sind den Gemischtwiderständen im allgemeinen erheblich überlegen. Die kristalline Struktur der sehr harten Schicht bewirkt im nieder-, mittel- und teilweise auch im hochohmigen Bereich bis etwa  $10\text{ M}\Omega$  größte Stabilität des Widerstandswertes, hohe Belastbarkeit und geringstes Eigenrauschen. Die Änderung durch Wärme, ausgedrückt durch den Temperaturbeiwert, ist sehr gering und beträgt im Mittel etwa  $0,02 \dots 0,05\%$  pro  $^\circ\text{C}$ , je nach Widerstandswert, wobei im allgemeinen mit zunehmendem Widerstandswert ein geringes Ansteigen des Temperaturkoeffizienten beobachtet wird.

Gemischtwiderstände von meistens organischer Natur sind wesentlich empfindlicher gegen Feuchtigkeit, Austrocknung, hohe Belastung und besonders gegen Stoßbelastung. Ein typischer Fall für eine Dauerstoßbelastung ist die Verwendung von Widerständen für Zündkerzen-Entstörung. Bei sorgfältigster Herstellung und Prüfung haben sich hierbei Glanzkohlewiderstände in sehr großer Zahl bewährt und ohne merkliche Widerstandsänderung viele tausend Kilometer überstanden. Sorgfältigste Auswahl der Materialien ist hierbei allerdings eine wichtige Voraussetzung. Gemischtwiderstände, gleich welches Bindemittel verwendet wird, werden schon nach verhältnismäßig wenigen Spannungstößen zerstört.

Bei Verwendung von organischen Bindemitteln wie Naturharz oder Kunstharz ist das Aufquellen und Schrumpfen der Schicht in Feuchtigkeit oder trockener Atmosphäre sehr störend. Bei Feuchtigkeit steigt der Wert, er nimmt ab durch Austrocknen. Für Meßzwecke sind Gemischtwiderstände daher nicht geeignet, obwohl der Temperaturbeiwert durch Wahl geeigneter Komponenten weitestgehend beeinflusst werden kann. Dieser ist bei gleichem Verfahren meistens unabhängig vom Widerstandswert, während er bei Glanzkohlewiderständen mit abnehmender Schichtstärke etwas ansteigt. Zur Herstellung sehr hoher Widerstandswerte, z. B. bei  $\frac{1}{2}$  Watt Größe über  $15 \dots 20\text{ M}\Omega$ , greift man gewöhnlich zum Gemischverfahren, da bei solchen Werten die Schicht der Glanzkohlewiderstände zu dünn und damit auch instabil wird (Abb. 1). Nach dem Gesagten gehören Glanzkohlewiderstände zur Güteklasse 0,5 und 2; Voraussetzung ist natürlich die Verwendung besten Trägermaterials und einwandfreie Beherrschung des Bekohlungsprozesses. Ausreichende Haftfestigkeit und Härte der Schicht sind unerlässlich. Meistens erfolgt bei Güteklasse 0,5 eine zusätzliche Sortierung der Ofen-Chargen nach dem Temperaturbeiwert. Glanzkohlewiderstände erfüllen ohne Schwierigkeit die Anforderung der Güteklasse 5. Gemischtwiderstände gehören zur Güteklasse 7 und höher. Sie sind für normale Rundfunkzwecke ohne weiteres brauchbar, scheiden aber aus, sobald hohe Konstanz, Überbelastbarkeit, extrem hohe Rauschfreiheit, Beständigkeit gegen klimatische Einflüsse sowie Tropenverwendbarkeit verlangt wird.

Widerstandsrauschen kann hauptsächlich auf zwei Ursachen zurückgeführt werden, und zwar auf das Wärmerauschen und Kontaktrauschen. Zu den wärmeabhängigen Bewegungen der Moleküle kommt bei Leitern eine freie Bewegung der Elektronen hinzu. Beim Anlegen einer Spannung an einen Widerstand überlagert sich dem aus dieser und dem Widerstandswert errechneten Strom ein Wechselstrom, der durch die Schwankungen der Elektronenbewegungen hervorgerufen wird. Die durch den Wärmeeffekt auftretenden Störampplituden sind verhältnismäßig klein und spielen daher nur bei extrem großen Verstärkungen eine Rolle. Stärker in Erscheinung tritt das Kontaktrauschen, das auf ungleichmäßigen Stromübergang zwischen den kleinsten leitenden Teilchen zurückzuführen ist. Erwähnt sei jedoch, daß bei

Glanzkohlewiderständen das Kontaktrauschen herauf bis zu etwa  $3 \dots 5\text{ M}\Omega$  kaum in Erscheinung tritt und erst bei höheren Werten zunimmt, während bei Gemischtwiderständen mit zunehmendem Widerstandswert die Rauschspannung wesentlich stärker ansteigt. Die Rauschspannung wird nach den Normen DIN E 41 400 i in Mikrovolt pro Volt angelegter Prüfspannung ausgedrückt. Mit dem Prüfling wird ein gleichgroßer, rauscharmer Widerstand in Reihe geschaltet (Abb. 2). Beide werden an eine so große Prüfspannung gelegt, daß der Prüfling voll belastet wird. Mit dem Verstärker wird dann ein dem Ver-

hältnis  $\frac{R_a}{R_a + R_i}$  entsprechender Rauschspannungsteil gemessen. Die in  $\mu\text{V}$  je Volt ermittelte Rauschspannung soll bei guten und

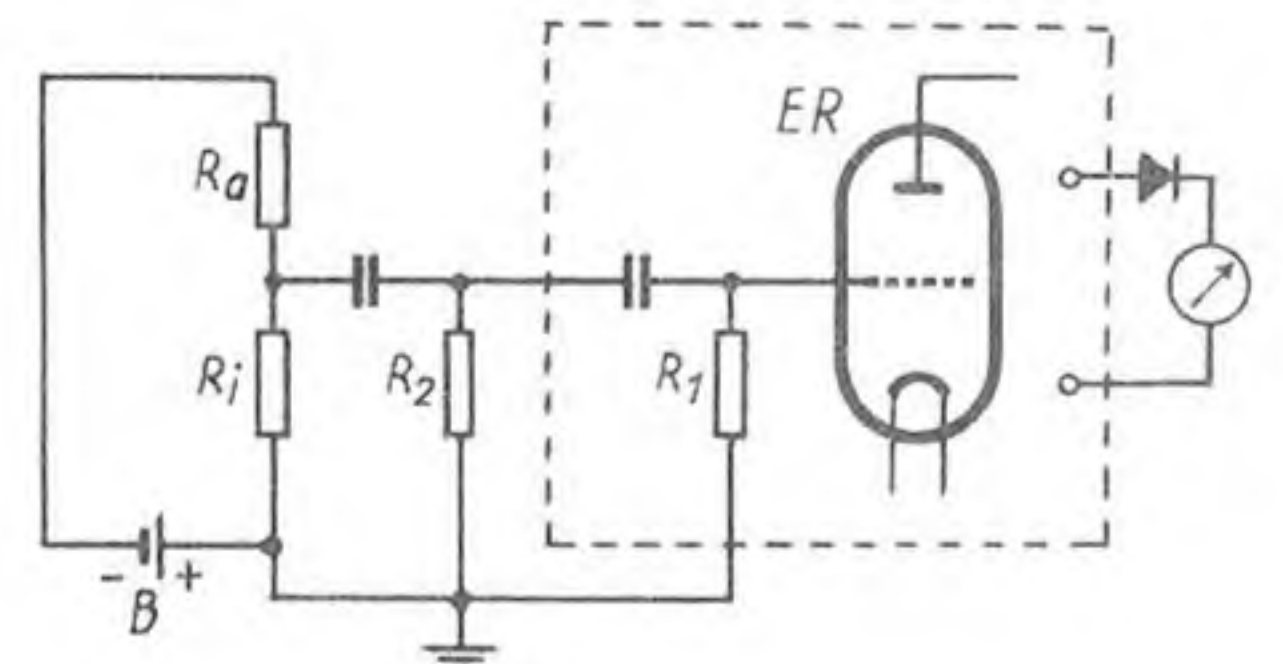


Abb. 2. Schaltplan zur Messung des Eigenrausches in  $\mu\text{V/V}$  nach DIN E 41 400 i. R Prüfling,  $R_a$  rauscharmer Belastungswiderstand,  $R_i$  und  $R_o$  raucharme Widerstände je  $10\text{ M}\Omega$ , B Batterie, ER Eingangsröhre; bei  $R_a$  gleich  $R_i$  ist das Eigenrauschen des Prüflings R gleich zweimal Meßwert

rauscharmen Widerständen nicht über 1 liegen (Abb. 3).

Bei Schichtwiderständen ist es üblich, den sogenannten Endwert durch Einschleifen einer Spirale einzustellen, d. h. es wird die nach der Bekohlung gewonnene zylinderflächenförmige Leiterbahn in einen bandförmigen Leiter, den man sich auf den Trägerkörper gewickelt denkt, umgewandelt. Dabei ergibt sich je nach Anzahl der Windungen ein bestimmtes Übersetzungsverhältnis. Die Zahl der Windungen und damit die Länge des abgewickelt gedachten Bandes sind für die Spannungsabhängigkeit und die Größe des Eigenrausches von großer Bedeutung. Werden vom Verbraucher induktionsarme oder -freie Widerstände verlangt, so dürfen sie keine Wendel besitzen. Bis zu einigen tausend Ohm kann dies durch Ausmessen der Vorwerte erreicht werden. Für  $\frac{1}{4}$ -Watt-Widerstände liegt die Grenze bei etwa  $3\text{ k}\Omega$  und bei  $\frac{1}{2}$ -Watt-Widerständen bei  $5\text{ k}\Omega$ . Diese Werte lassen sich bei sorgfältigster Herstellung und Prüfung noch verdoppeln. Werden höhere Werte benötigt, muß man sich mit induktionsarmem Schliff, bei dem einer Windung in dem einen Drehsinn jeweils eine solche im entgegengesetzten Sinn folgt, behelfen. Hierfür gibt es verschiedene Möglichkeiten, wie z. B. den Mäanderschliff. In bezug auf Widerstandsänderung infolge Stromverdrängung sind Schichtwiderstände den Massewiderständen, bei denen der Gesamtkörper aus einer leitenden Masse besteht, naturgemäß überlegen. Glanzkohlewiderstände verhalten sich wegen ihrer sehr dünnen Schicht (bis einige tausendstel mm) günstiger als Gemischtwiderstände, deren Schichtstärke bei etwa  $\frac{1}{10}\text{ mm}$  liegt.

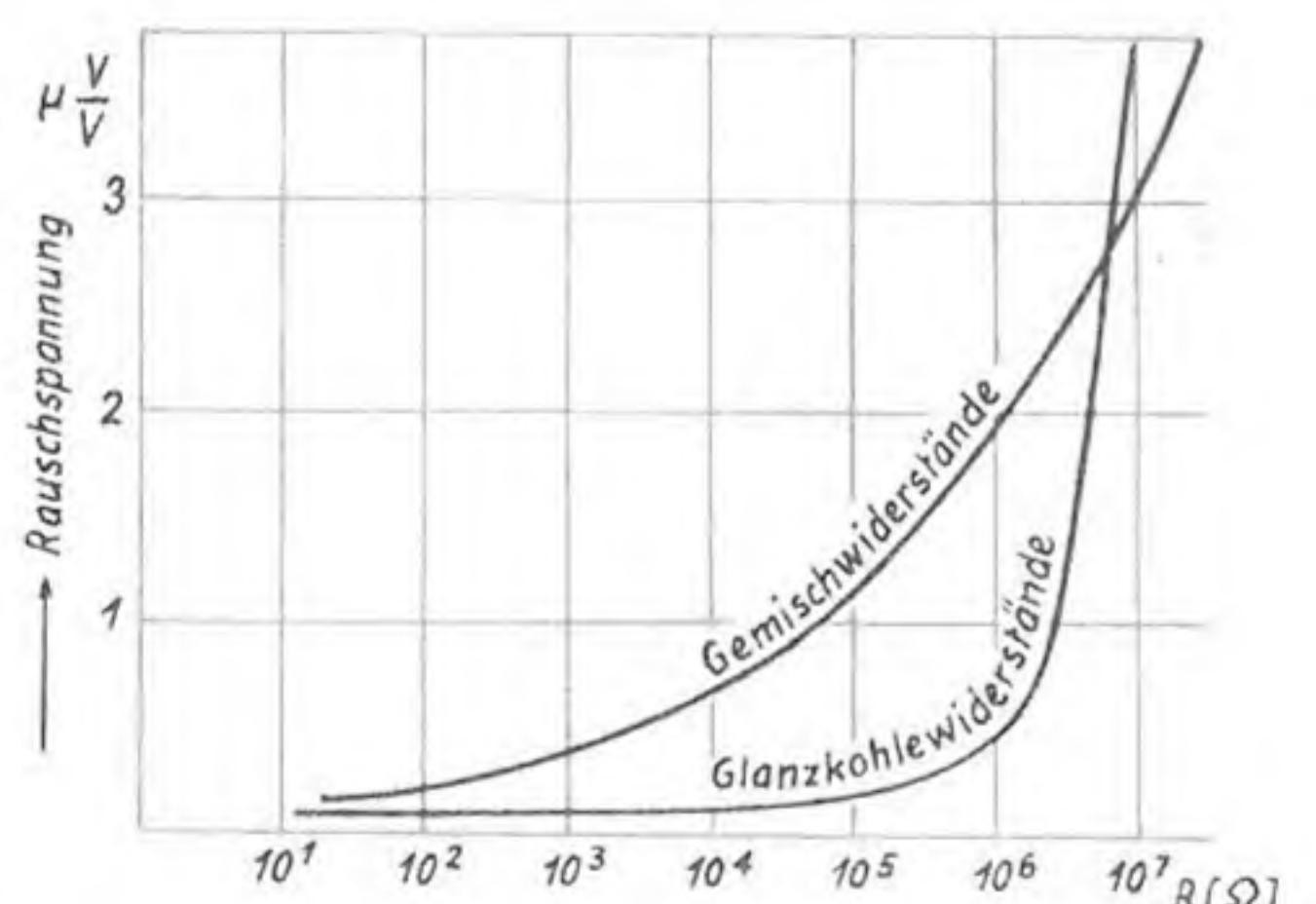


Abb. 3. Mittlere Rauschspannung aus einer größeren Anzahl von 0,5-Watt-Widerständen, gemessen in Abhängigkeit vom Widerstandswert

# Schichtdrehwiderstände

Innerhalb der vielfältigen Bauelemente eines Nachrichtengerätes nimmt der Schichtdrehwiderstand einen gebührenden Platz ein. Von einigen Spezialfabriken wurden und werden im Rahmen der Geräteentwicklung immer die jeweils erforderlichen Konstruktionen gestaltet. Wenn auch die Ausführung der Grundtypen durch die Normung in den DIN-Blättern E 41 450 einen gewissen Abschluß fand, so sind darüber hinaus doch laufend Sonderwünsche in bezug auf mechanische und elektrische Ausführung zu berücksichtigen.

In modernen Verstärkerschaltungen findet man mindestens einen, meistens aber auch zwei oder mehr Schichtdrehwiderstände eingesetzt. Es werden dabei Widerstandswerte von einigen k-Ohm bis zu mehreren M-Ohm benötigt, und auch an den Verlauf der Regelkurve werden die verschiedensten Anforderungen gestellt. Einige gebräuchliche Regelkurven sind in Abb. 1 dargestellt. Die ein-

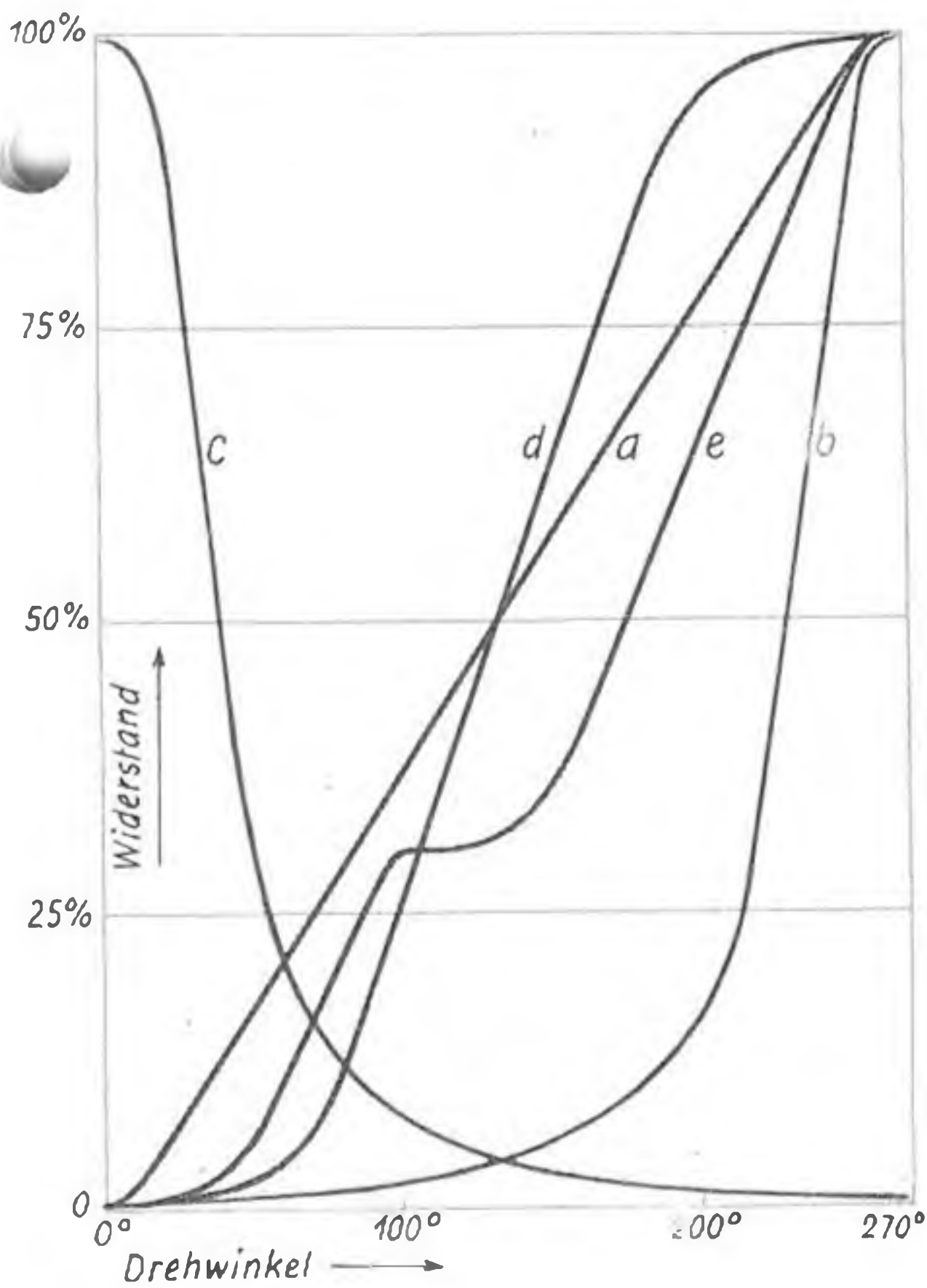


Abb. 1. Gebräuchliche Widerstandskurven

achste Form der Regelkurve ist die, bei der die Widerstandsänderung direkt proportional dem Drehwinkel ist. Diese Kurve (Abb. 1a) wird als „linear“ bezeichnet. Bekanntlich folgt nun aber die Empfindlichkeit des menschlichen Ohres nicht einer linearen Funktion, sondern für einen dem menschlichen Ohr  $n$ -fach erscheinenden Lautstärkeanstieg muß die Spannung auf das  $n^2$ -fache ansteigen, d. h. der Widerstandsverlauf muß mit stetig wachsender Steilheit dieser Exponentialfunktion (Abb. 1b) folgen. Wird eine solche Kurve in einem linear-logarithmisch geteilten Koordinatennetz nach Abb. 2 dargestellt, so ergibt sie sich darin als eine Gerade, die allgemein als „logarithmische“ (log.) Kurve bezeichnet wird. Die Umkehr der steigend logarithmischen Kurve wird als fallend log. oder negativ log. (Abb. 1c) bezeichnet. Zur Gegenkopplung und zur doppelten Klangregelung findet häufig die S-förmige Kurve (Abb. 1d) Anwendung. Die Abb. 1e zeigt den Verlauf einer angezapften Kurve für die gehörrichtige (physiologische) Lautstärkeregelung. Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist schon oft in der FUNK-TECHNIK beschrieben worden.

Als die beiden Grundformen im prinzipiellen Aufbau sind die Ausführung mit stromführender Achse nach Abb. 3 und die mit isolierter Achse nach Abb. 4 anzusehen.

Die eigentliche Widerstandsbahn wird als Lack-Kohlenstoffgemisch auf einen Ring aus

Isoliermaterial oder auch direkt auf die Grundplatte durch Spritzen, Streichen oder Drucken aufgebracht. Dabei hat diese Schicht verschiedene elektrische und mechanische Bedingungen zu erfüllen, die in ihrem Zusammenwirken wesentliche Qualitätsmerkmale des Reglers sind. Der Widerstandsverlauf soll, gemessen zwischen dem Anfangs- und dem Schleifkontakt, möglichst gut der gewünschten Kurve folgen. Im Fall von nicht-linearen Kurven wird dies durch Aufteilung der Oberfläche in mehrere Abschnitte, die mit Schichten verschiedener spezifischer Widerstände versehen sind, erreicht. Für die log. Kurve ist dabei das in Abb. 2 dargestellte Toleranzfeld festgelegt, wobei die gestrichelt gezeichneten Kurven praktisch erreichbaren und gut brauchbaren Verlauf darstellen.

Es dürfen sich im normalen Gebrauch keine wesentlichen Änderungen weder der Kurvenform noch des Widerstandswertes durch Einflüsse von Temperatur, Luftfeuchtigkeit, elektrischer Belastung und Bewegung des Abnahmekontaktes ergeben. Dazu ist es nötig, daß die zur Herstellung der Widerstandsmasse benötigten Lacke und Leitmittel sorgfältigst ausgesucht und in der Zusammenstellung genauestens dosiert werden. Die Schicht muß an der Oberfläche gut geglättet und in ihrer Härte mit dem Werkstoff des Abnahmekontaktes so abgestimmt sein, daß die Abnutzung im Betrieb so gering wie möglich ist.

Das sogenannte „Drehrauschen“, d. h. das im Lautsprecher wahrnehmbare Geräusch beim Drehen des Reglers kann auf zwei Ursachen zurückgeführt werden. Die wesentlichste davon ist der Abnahmekontakt von der Widerstandsbahn. Aus einer langen Entwicklungsreihe haben sich Kohlekontakte mit balligen oder schneidensförmigen Auflagestellen als vorteilhaft erwiesen. Die Härte des Kohlematerials und der Auflagedruck spielt dabei auch eine Rolle. In zweiter Linie ist die Übertragung von der Schleiffeder nach dem Mittelanschluß wichtig.

Einfache Bronze-, Messing- oder Neusilberdruckkontakte sind immer anfällig gegen

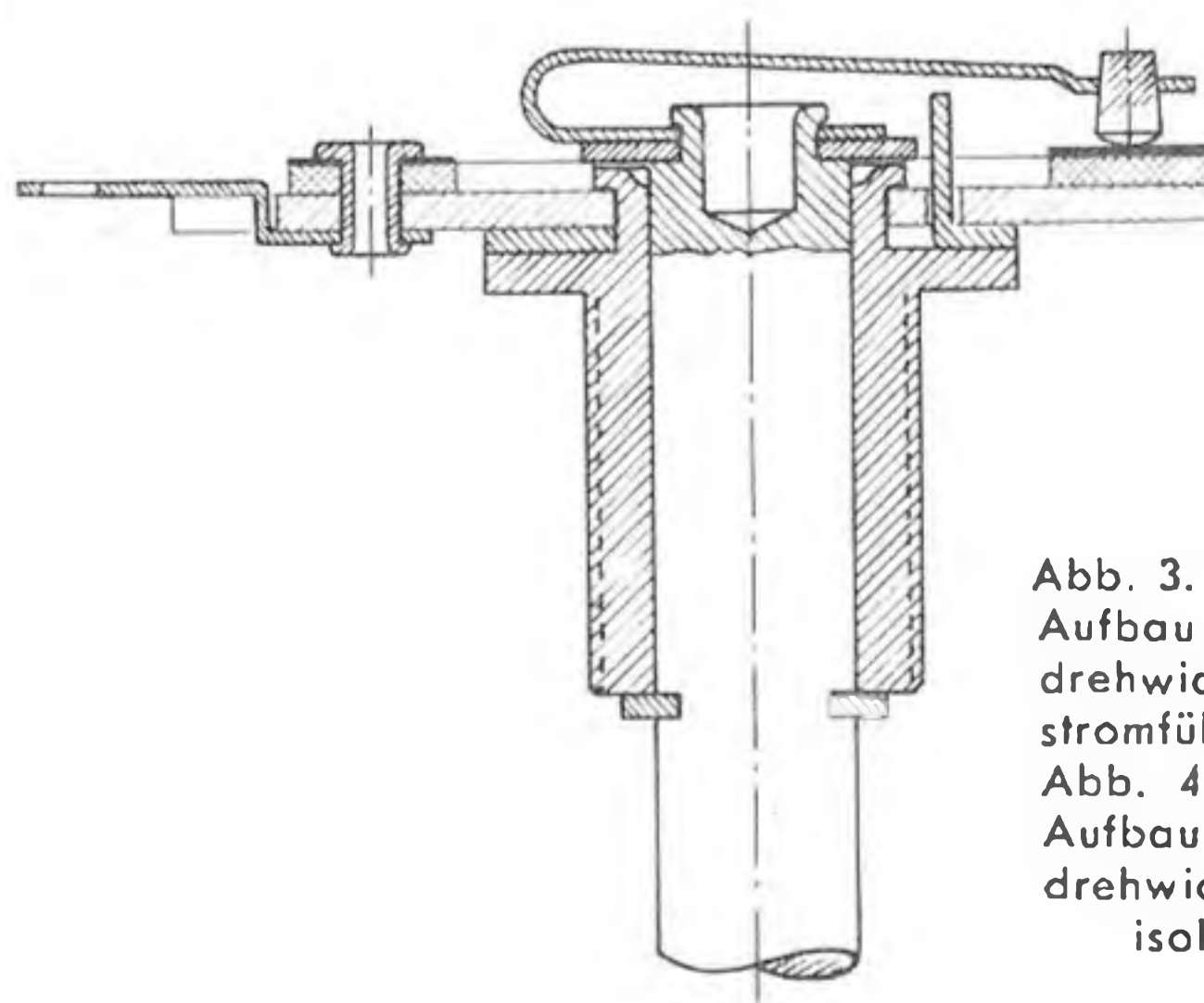


Abb. 3. Schematischer Aufbau eines Schichtdrehwiderstandes mit stromführender Achse.  
Abb. 4. Schematischer Aufbau eines Schichtdrehwiderstandes mit isolierter Achse

Oxydationserscheinungen und neigen daher, besonders nach langen Betriebspausen, zu Krach- und Kratzerscheinungen. Bei Edelmetallkontakten, Kohle auf Edelmetall oder Kohlestift auf Kohlebahn, sind solche Störungen in der Funktion nicht zu erwarten. Daß ein Regelorgan in einem Verstärker gegen Störfelder gut abgeschirmt sein muß, ist selbstverständlich.

Die Verbindung des Regelorgans mit dem Netzschalter ist seit langem gebräuchlich, wobei sich aus der anfänglichen Übung, kleine Kippschalter anzubauen, bald eigene Entwicklungen von flachen Spezialschaltern durchsetzten. Als Schaltprinzip findet sich fast durchweg die Ausführung, bei der eine Schaltschwinge aus Isolierstoff ein oder zwei Schaltkontakte trägt, die von einem Schalthebel mittels einer Umsprungfeder zwischen ein oder zwei Schaltfederpaare geschleudert wird (Abb. 5). Als Momentschalter für 1 oder

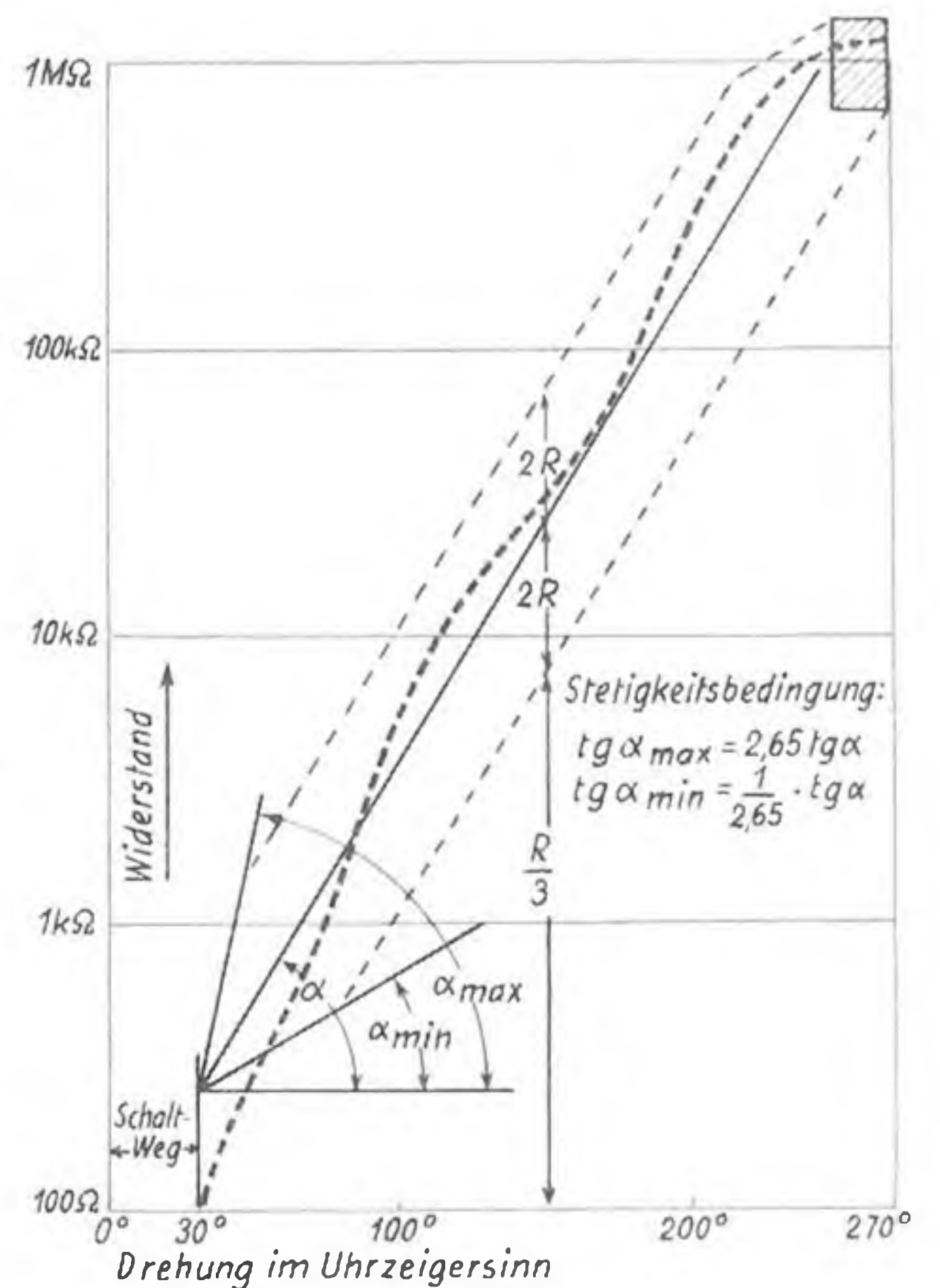
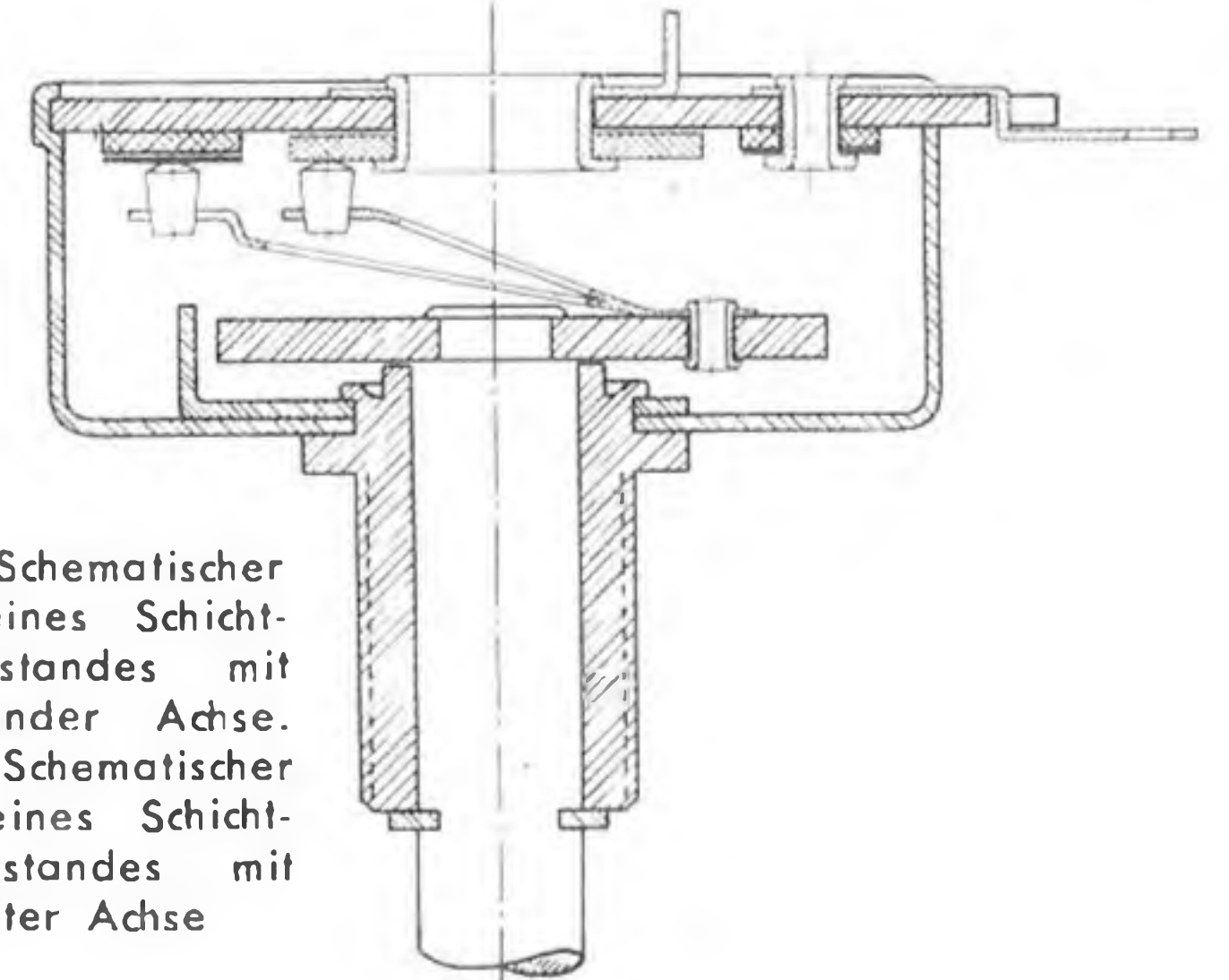


Abb. 2. Kurve 1 MΩ logarithmisch mit Toleranzfeld und Steigungsgrenzen nach DIN 41 450

2 Amp. Schaltleistung tragen die meisten dieser Schalter das VDE-Zeichen. Für die bekannten „Zug-Druck-Schalter“ ging die Entwicklung, wenn auch etwas später, den gleichen Weg vom getrennt angebauten Schalter zum „Aufbauschalter“, der sich in seiner äußeren Form organisch der Reglerform anpaßt. Während der sogenannte Drehschalter wohl ausschließlich als Netzschalter benutzt wird, ergeben sich für den Zug-Druck-Schalter Möglichkeiten, ihn für andere Schaltanordnungen, wie: Tonblenden, Baßschalter, Sprache-Musikschalter und auch als Wellenschalter zu benutzen.

Die vielfältigen Wünsche der Gerätekonstruktoren nach größerem Bedienungskomfort ohne Vermehrung der äußerlich sichtbaren Bedienungsteile führte zu weiteren Zusatz- und Anbauelementen. So wurden schon 1937 Kurzschlußfedern in den Regler miteingebaut, die beim Druck auf die Achse in



Funktion treten und so eine „stumme Abstimmung“ gestatten. Hier waren also erstmalig drei Funktionen mit einer Achse auszuführen: Ein- und Ausschalten, Lautstärke regeln und kurzzeitiges Unterbrechen der Wiedergabe. Auch mit einer durch Kugel- oder Federrastung in der Längsbewegung arretierten Achse wurde mit einem Schalthub von etwa 2 mm ein Sprache-Musikschalter betätigt (Abb. 6, links).

Vor zwei Jahren wurde diese Kombination wieder verstärkt aufgegriffen und so entwickelt, daß heute Zwischenschalter auf dem Markt sind, die auf kleinem Raum bis zu zwei elektrisch getrennte Umschaltkontaktpaare untergebracht haben (Abb. 6, rechts).

Die Kombination von zwei Regeleinheiten zum Doppelregler wird häufig angewendet. Die Bedienung erfolgt dann durch ein hintereinanderliegendes Knopfpaar, wobei durch die Hohlachse meistens die Klangblende und

durch die Innenachse der Lautstärkereger bedient wird. Rüstet man nun den einen Regler noch mit Netzschalter und dem erwähnten Zwischenschalter aus, so ergibt sich schon ein recht kompliziertes Gebilde, wie es in Abb. 8 dargestellt ist. Der Wunsch, die Funktion eines Doppelreglers mit Netzschalter mit nur einem Knopf auszuführen, führte zur Konstruktion der einachsigen Doppelregler. Hierbei hat z. B. bei einer bekannten Ausführung die Achse in ihrer Normalstellung mechanische Verbindung mit dem Lautstärkereger und dem damit verbundenen Schalter. Zur Betätigung des anderen Klang-

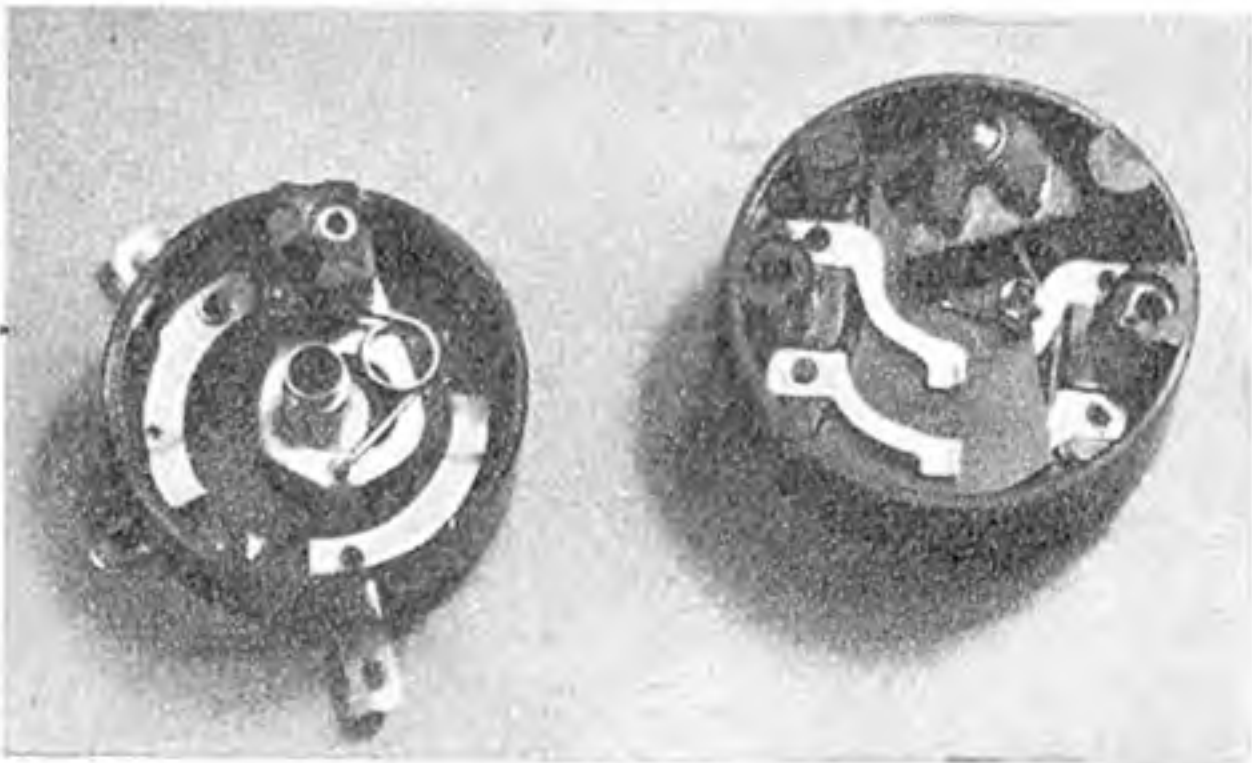


Abb. 5. Innenansicht von flachen Aufbauschaltern

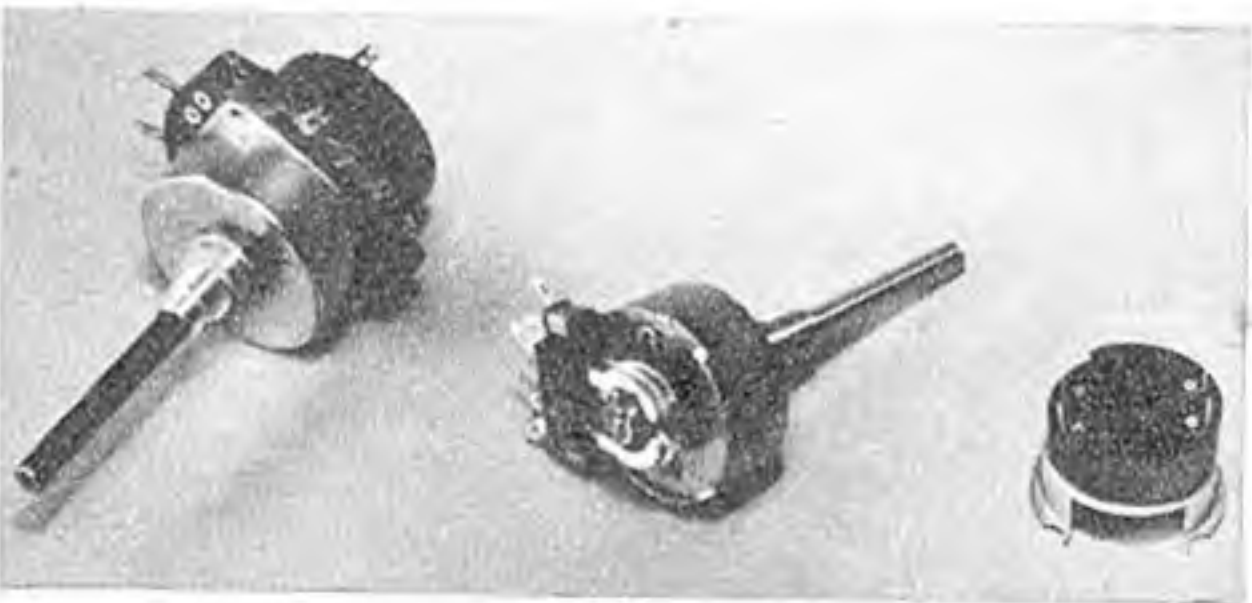


Abb. 6. Regler mit Drehschalter und Druckschalter mit abgenommener Kappe aus dem Jahre 1937 (links). Innenansicht eines neueren Druckschalters mit doppelten Umschaltkontakten (rechts)



Abb. 7. Doppelregler mit Dreh- und Druckschalter

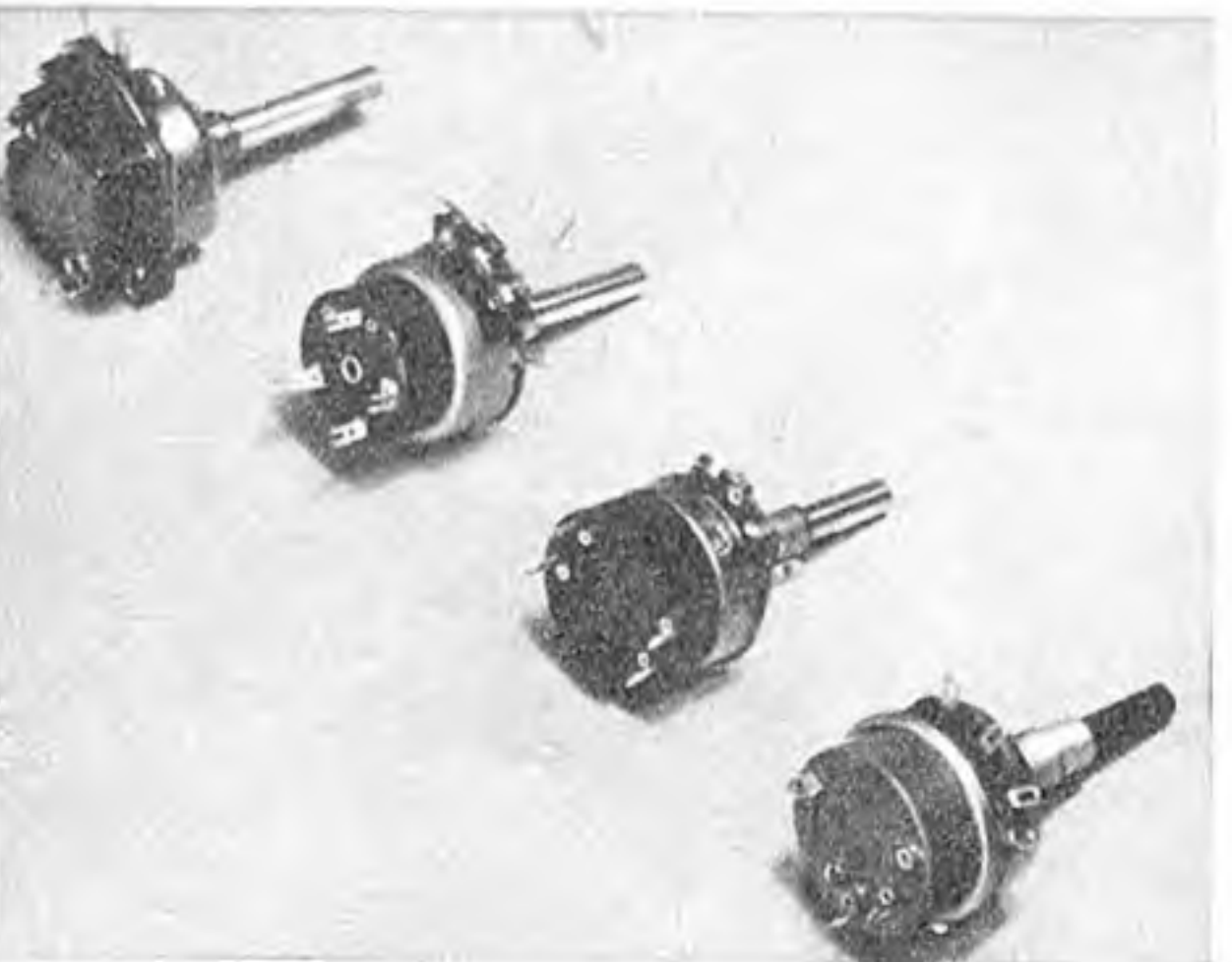


Abb. 8. Ausführungen von Reglern der Größe 4

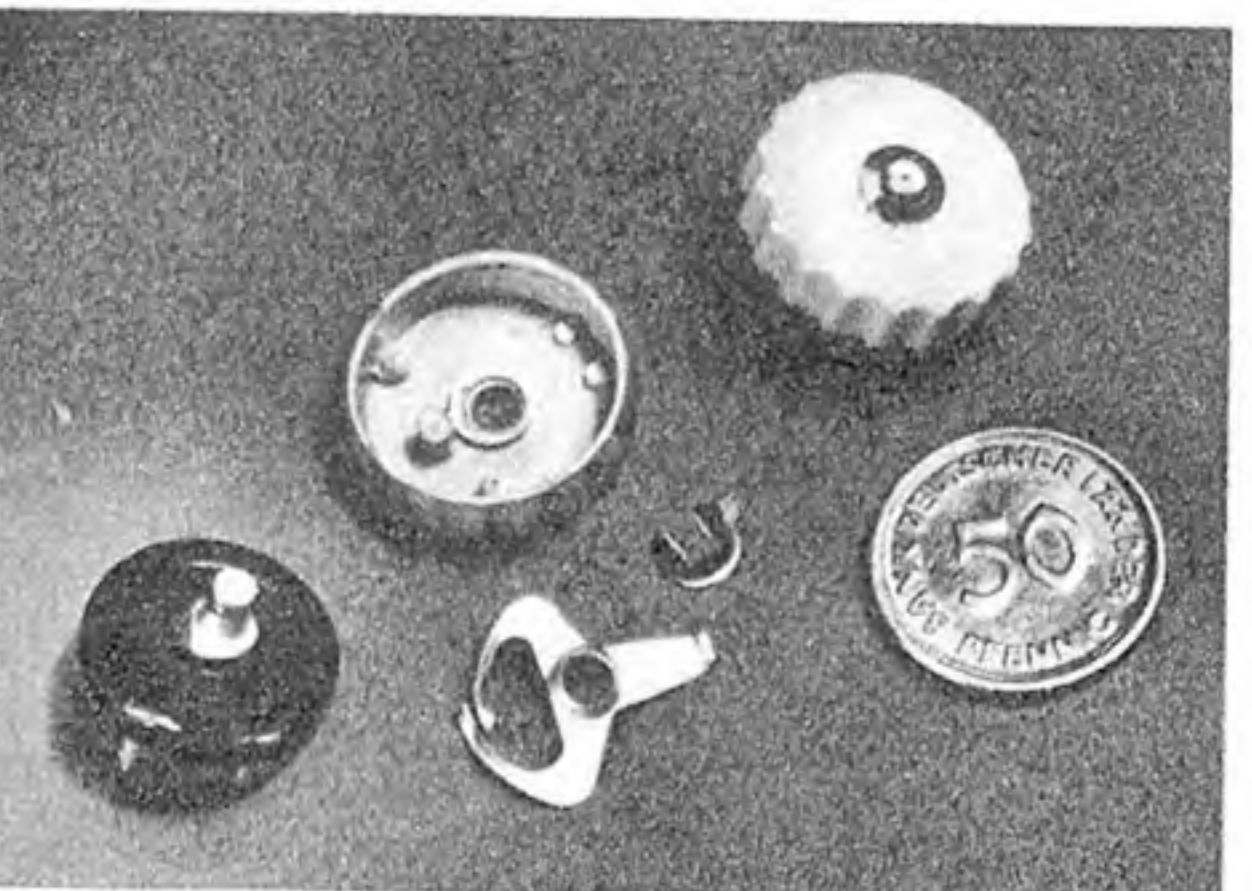


Abb. 9. Kleiner Spezialregler für Hörhilfe

reglers wird die Achse etwas herausgezogen und kuppelt dann beim Lautstärkereger aus, bei dem Klangregler ein, und dieser kann dann verstellt werden. Beim Loslassen federt die Achse wieder in ihre Normalstellung, d. h. die mech. Verbindung mit dem Lautstärkereger zurück. Eine andere Ausführung sieht als Normalstellung der Achse eine Mittellage vor; sie wird beim Lautstärkereger durch leichten Druck auf die Achse mit dem Lautstärkereger und zum Klangregeln durch Zug am Knopf mit dem anderen Regler in Eingriff gebracht.

Die äußeren Abmessungen der Drehwiderstände sind für die gebräuchlichsten Ausführungen in den anfangs erwähnten DIN-Vorschriften festgelegt. Danach werden drei Größen unterschieden, die durch ihre Belastungsfähigkeit definiert werden. Die Gruppe 4 mit dem Richtmaß von 30 mm  $\phi$  hat die Nennlast 0,4 Watt, die Gruppe 8 mit etwa 40 mm  $\phi$  ist für 0,8 W und schließlich die Gruppe 20 mit etwa 45 mm  $\phi$  ist für 2 W Nennlast ausgelegt. Diese Belastungsmöglichkeit gilt naturgemäß nur für lineare Widerstandselemente, bei denen die auftretende Stromwärme entsprechend der gleichmäßigen Widerstandsverteilung auch gleichmäßig über die ganze Länge verteilt werden kann. Bei nichtlinearem Widerstandsverlauf kann praktisch nur mit der halben Belastungsfähigkeit gerechnet werden. Daß dabei bestimmt Maximal-Spannungen, die zwischen 150... 500 Volt (von Größe 4 nach Größe 20 steigend) liegen, nicht überschritten werden sollen, erklärt sich schon aus den geometrischen Abmessungen und den dadurch bedingten, nicht starkstrommäßigen Abständen der spannungführenden Teile zueinander. Da in den üblichen Rundfunkverstärkern die am Widerstand auftretende Belastung überwiegend unter 0,2 Watt liegt, wird daher heute hauptsächlich die Größe 4 verwendet. Einige Ausführungen dieses Typs sind in Abb. 8 dargestellt.

Dipl.-Ing. K. PFISTER

## Heißleiter

Über ein Jahrzehnt lang war der Heißleiter als der Urdox der Firma Osram bekannt; er war der Pionier auf diesem Gebiet und, dem Gerätebauer und Besitzer von Allstromgeräten meist in der Kombination mit einem Eisenwiderstand (ein Kaltleiter, da positiver Temperaturkoeffizient) in einem Glaskolben mit Wasserstoffatmosphäre eingebaut, ein wichtiges Bauelement. In seiner Anfangsform war das Uranioxyd der wirksame Stoff im Urdox, später wurde er unter dem gleichen Namen ein Magnesiumtitanspinell. Der Name Heißleiter hat sich aus einer Bezeichnung der Firma Siemens für ihren Kupferoxydwiderstand heraus in neuerer Zeit allgemein für Halbleiter eingebürgert, die wegen ihres hohen negativen Temperaturkoeffizienten des Widerstandes große Anwendung in der Technik gefunden haben und weiterhin an Bedeutung gewinnen werden.

Der Heißleiter ist, physikalisch gesehen, das Zwischenglied zwischen der metallischen Leitung und dem Isolator. Dabei sind die drei Gruppen nicht durch spezifische Widerstandswerte eindeutig gegeneinander abgrenzbar; die in der Literatur angegebenen Bereiche sind reine Zweckmäßigkeitsfestlegungen.

Der Mechanismus der Halbleitung liegt auch energetisch gesehen, zwischen diesen beiden Formen. Wir finden hier zwischen dem vollbesetzten obersten Energieband und dem darüberliegenden Leerband Zwischenniveaus, die einen Elektronenübergang möglich machen. Je nach Art der Erzeugung dieser Zwischenniveaus kann es näher an dem besetzten Energieband oder am Leerband innerhalb des verbotenen Bereiches liegen.

Solche Zwischenniveaus entstehen durch Einlagerung von Fremdatomen in Gitterleerstellen oder Gitterzwischenplätze. Zum anderen kann die Halbleitung dadurch entstehen, daß Anionen, z. B. Sauerstoff, aus dem Gefüge entfernt werden. Er geht dabei atomar flüchtig und hinterläßt die entsprechenden Elektronen aus seinem höchsten Energieniveau im Leerniveau des Nichtleiters. Das klassische Beispiel hierzu ist das Titan-dioxyd, das dabei aus der Form  $TiO_2$  in

Für die Größe 8 und besonders für die Größe 20 ergeben sich die Anwendungsgebiete hauptsächlich aus ihrer größeren mechanischen Robustheit und der höheren Belastbarkeit und Spannungsfestigkeit.

Es hat sich in der Praxis gezeigt, daß die Größe 4 ein gewisses Optimum darstellt. Mit einem Durchmesser von 30 mm läßt sie sich so flach bauen, daß sie in den meisten Kleinstgeräten und auch in Koffern unterzubringen ist; andererseits ist die mechanische Festigkeit auch für große Geräte mit größeren Bedienungsknöpfen noch ausreichend. Das Verhältnis von Lohn und Material bei der Herstellung ist so, daß bei weiterer wesentlicher Verkleinerung die evtl. Einsparungen an Materialkosten wahrscheinlich durch größeren Lohnaufwand wieder zunichte gemacht würden. Trotzdem ist natürlich im Zuge der Verkleinerung der Bauteile eine Reihe von sogenannten „Kleinstreglern“ mit Durchmessern von 20 bis 25 mm auf dem Markt erschienen, die besonders dort Anwendung finden, wo die Stirnflächen der Geräte sehr kleingehalten sind. Die Ausführung der Netzschalter hierfür bietet besondere Schwierigkeiten, wenn die Einhaltung der VDE-Bestimmungen gefordert wird. Die Verkleinerung des Durchmessers müßte dann mit vergrößerter Bauhöhe erkauft werden.

Eine interessante Lösung der Konstruktion eines zweipoligen Schalters für 250 V 2 A mit nur 26 mm  $\phi$  ist mit in Abb. 5 dargestellt. Für die nach 1945 sich immer mehr verbreitenden „Hörhilfen“ nach amerikanischen und englischen Mustern wurden in den USA Spezialregler entwickelt, die jetzt auch in Deutschland gebaut werden. Hier ist der Schichtdrehwiderstand mit allen seinen Teilen so verkleinert, natürlich bei entsprechender Verringerung seiner mech. Festigkeit, daß er in einem Drehknopf von etwa 20 mm  $\phi$  und 6 mm Höhe untergebracht wurde. Einen solchen Regler zeigt Abb. 9 in der Außenansicht und in seinen Bauteilen.

beispielsweise  $TiO_{1,9}$  übergeht und damit vom Isolator zum Halbleiter wird.

Wir sagten schon, daß das fragliche Zwischen-niveau in der Nachbarschaft des Leerbandes sein kann oder in der Nähe des obersten besetzten Energiebandes. Jede der beiden Möglichkeiten hat seinen besonderen Leitungsmechanismus.

Befindet sich das Zwischenniveau in der Nähe des Leerbandes, so spricht man von einem überschußhalbleiter, auch N-Typ genannt. Diese letztgenannte Bezeichnung rührt davon her, daß solche Halbleiter eine negative Hallkonstante zeigen. Der Ausdruck überschuß besagt, daß die Halbleiterverbindung (oder — Stoff) einen überschuß an Metallatomen enthält. Einen solchen Halbleiter erhält man dadurch, daß man z. B. Metalloxyde einer sauerstoffziehenden thermischen Behandlung unterwirft. Jedes entzogene Sauerstoffatom hinterläßt eine äquivalente Anzahl Metallatome, die nun in das Kristallgitter eindiffundieren. Die Valenzelektronen dieser einzelnen Atome besetzen ein Energieniveau dicht unterhalb des Leerbandes.

Befindet sich das Störniveau dem besetzten Energieband benachbart, so spricht man von einem Defekt — oder Mangelhalbleiter, auch P-Typ genannt. Das P besagt, daß ein solcher Halbleiter eine positive Hallkonstante hat. Der Begriff Mangel will ausdrücken, daß in einem solchen Halbleiter ein Mangel an Metallelektronen vorhanden ist. Er ist immer dann gegeben, wenn eine Metallverbindung oxydierend behandelt worden ist und dann einen stöchiometrischen überschuß an Sauerstoff zeigt. Die Fehlstelle eines Elektrons reagiert wie ein positives Elektron (Heisenberg: Positron!).

Mit dieser theoretischen Betrachtung haben wir nun die beiden Grundprinzipien der Herstellung von Heißleitern kennengelernt. Bei der einen Gruppe wird der Sinterungsbrand des oder der Stoffe in sauerstoffhaltiger Atmosphäre durchgeführt, während die zweite Gruppe ihre Heißleitereigenschaften erst in reduzierendem oder neutralem Brand erhält. Die Aufbereitung ist in beiden Fällen die gleiche. Die Grundstoffe werden nach den



Methoden der Keramikfertigung in Kugelmöhlen feinstens gemahlen und gemischt und dann durch Spritzen oder Pressen in die gewünschte Form gebracht. Gegebenenfalls sind hierbei inaktive Stoffe zuzusetzen, die der Plastifizierung bzw. der Verdichtung dienen. Nach genügender Lufttrocknung wird das Brenngut im Kammer- oder Tunnelofen in einer oder zwei Brandführungen bei den erforderlichen atmosphärischen Bedingungen gargebrannt. Der Vorbrand hat entweder den Zweck, die Sinterung in besonderer Atmosphäre durchzuführen oder um eine mechanische Nachbearbeitung möglich zu machen. Bei Kenntnis des Herstellungsprinzips ist sofort auch klar, daß der Heißleiter im Betrieb nur dann seine elektrischen Daten über lange Zeit beibehält, wenn seine Eigen- temperatur und die ihn umgebende Atmosphäre eine Änderung des chemischen Zustandes nicht zulassen. Besondere Vorsicht ist deshalb bei Heißleitern geboten, die durch einen Reduktionsprozeß entstanden sind. Man muß dort entweder die Betriebstemperaturen entsprechend niedrig halten oder durch eine künstliche Atmosphäre dafür sorgen, daß der Heißleiter sich nicht selbst oxydiert und nach irgendwelcher Zeit in seinem Widerstandswert unbrauchbar hoch wird. Die Zahl der Grundstoffe und deren Kombinationen zur Erzeugung von Heißleitern ist sehr groß; greifen wir einige wenige heraus von bekanntgemachten Fabrikaten. Wir finden neben dem Magnesium-Titan-Spinell und dem Kupferoxyd Kombinationen von NiO—LiO<sub>2</sub>, Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> mit Mn<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> mit MgAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub> oder MgCr<sub>2</sub>O<sub>4</sub> oder ZnCr<sub>2</sub>O<sub>4</sub> oder ZnTiO<sub>4</sub>. Für die Kontaktierung werden Metallbeläge eingebrannt, aufgespritzt oder Metallpulver beim Brennvorgang eingesintert. Die häufigst gebrauchten Formen sind der Rundstab und das Röhrchen (Abb. 8), wobei letzteres besonders günstige Abkühlungsverhältnisse hat. Für größere Ströme verwendet man Ringe, Riegel, Platten oder Scheiben.

Die einzige eindeutige Kennlinie für den Heißleiter ist die Abhängigkeit seines Widerstandes von der Temperatur  $R = f(T)$ . Formelmäßig läßt sich diese Kurve ausdrücken zu:  $R = a \cdot e^{b/T}$ . Dabei sind  $a$  und  $b$  Konstante, die charakteristisch für den betreffenden Heißleiter sind. Die formbedingte Mengenkennkonstante  $a$  hat die Dimension Ohm, der Wert ist proportional der Menge der Störatome und liegt bei technischen Formen zwischen 0,1 und 0,8.  $b$  ist die sogenannte Energiekonstante, die Werte von 1000 ... 3000 hat. Die starke Temperaturabhängigkeit des Widerstandes von etwa 2 ... 4 % je Grad C (Abb. 1) bietet die Möglichkeit, den Heißleiter als exaktes Thermometer zu verwenden, wenn man berücksichtigt, daß die Meßströme so klein sein müssen, daß durch sie keine Eigenerwärmung stattfindet.

Für die praktische Anwendung des Heißleiters als Verzögerungsglied geht man von der Stromspannungskennlinie  $U = f(i)$  aus (Abb. 2). Diese beginnt mit einem linearen Anstieg und erreicht im Maximum die Anlaufwerte. Der Heißleiter erwärmt sich über seine Umgebungstemperatur, die Kennlinie wird fallend. Dies ist das eigentliche Arbeitsgebiet des Widerstandes. In der Abb. 2 sind die Kurven  $U = f(i)$  für verschiedene Umgebungstemperaturen gezeichnet; mit steigender Temperatur wird die Anlaufleistung kleiner, das Maximum der Kennlinie niedri-

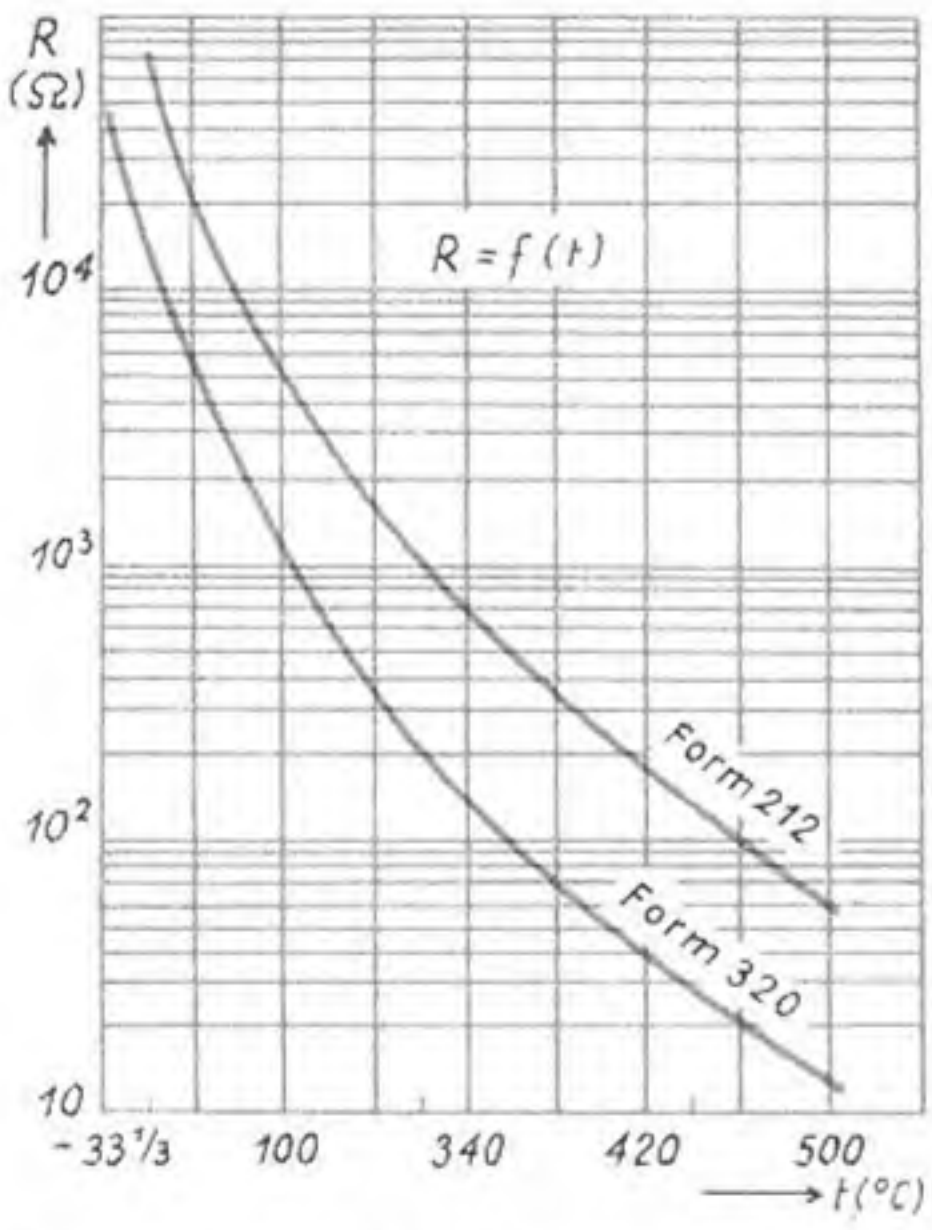


Abb. 1. Widerstandsabhängigkeit von der Temperatur (2 ... 4 % je Grad C)

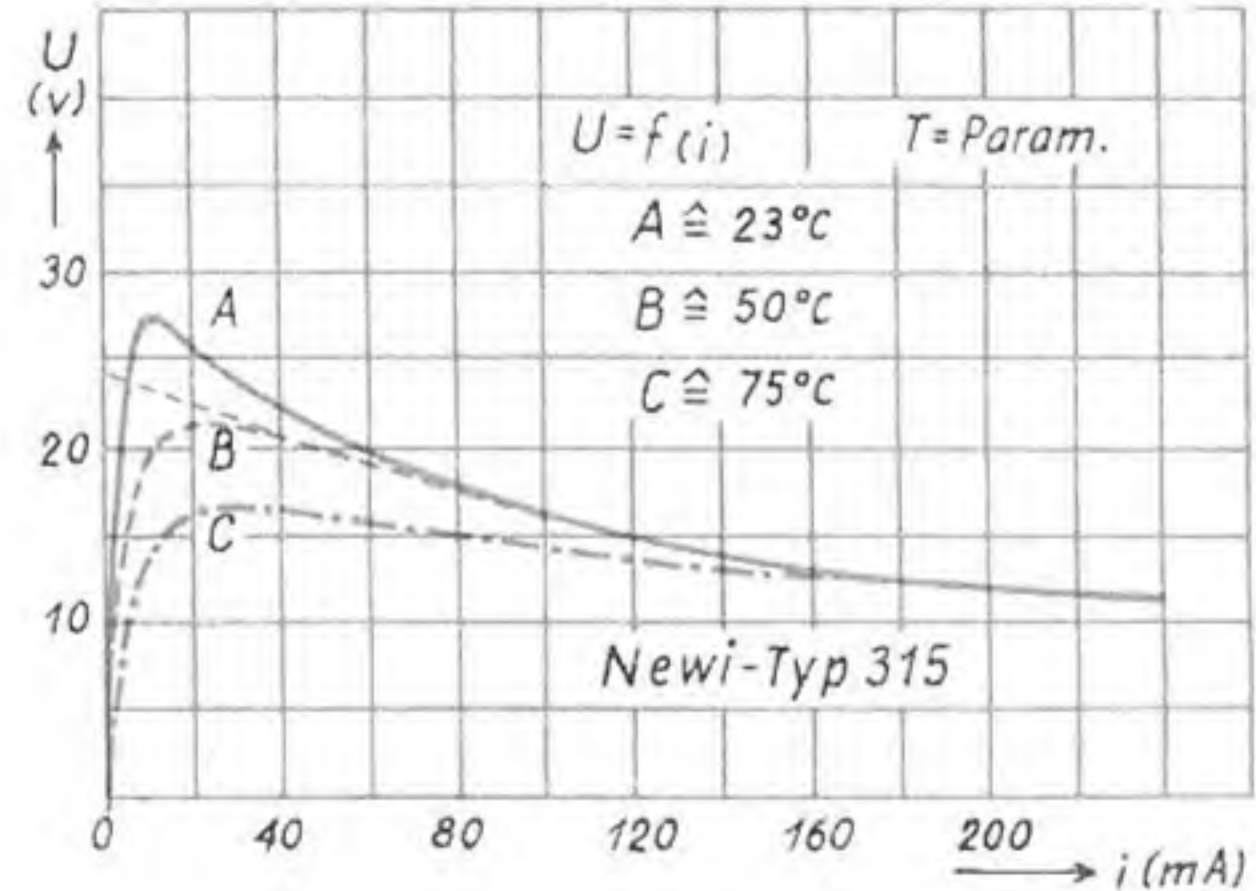


Abb. 2. Abhängigkeit der Heißleiterspannung vom Strom bei verschiedenen Temperaturen

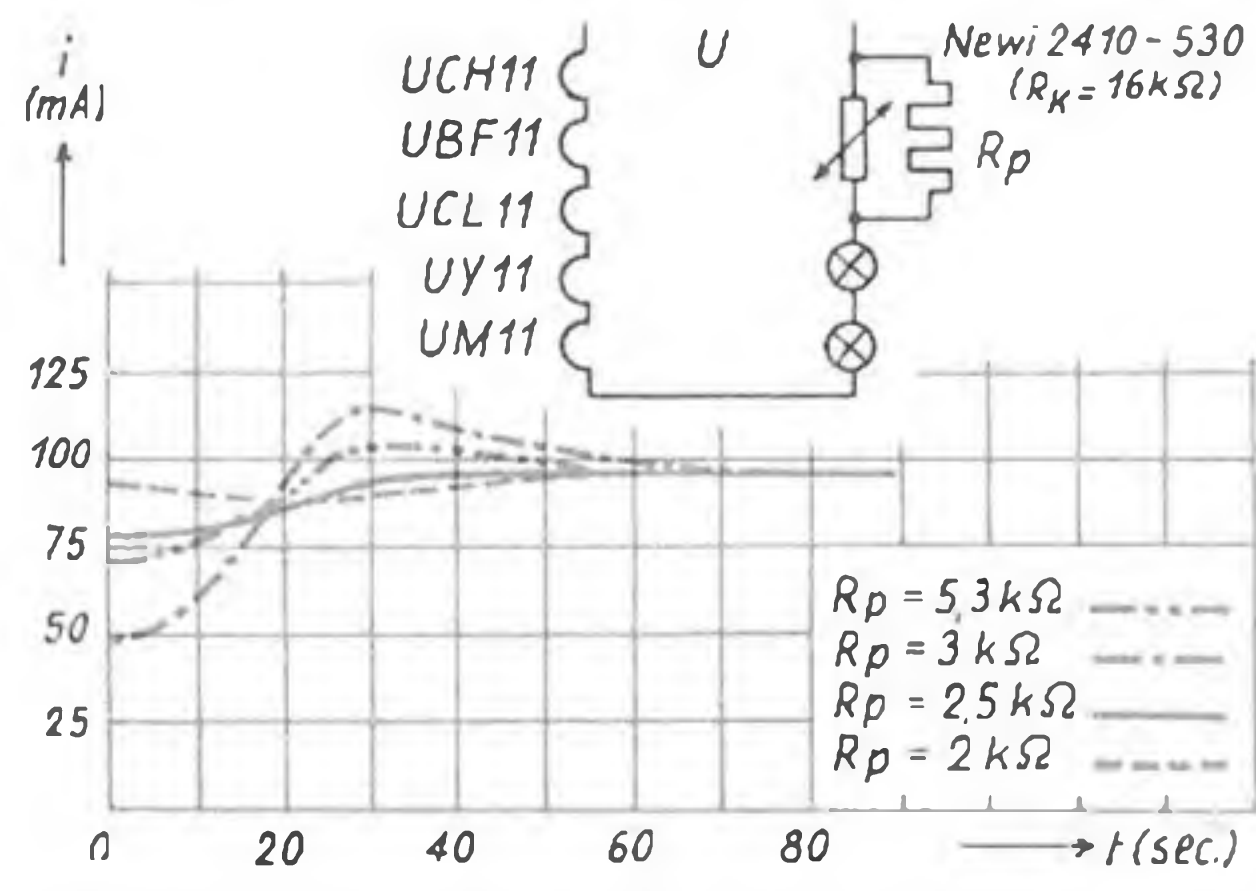


Abb. 5. Strom-Zeitkurven bei Parallelschaltung eines Konstantwiderstandes zu einem Heißleiter

ger und flacher. Dieser Tatsache muß man sich bewußt sein bei jeder Dimensionierung von Verzögerungsschaltungen. Betrachten wir aus der Unzahl solcher Fälle den Einschaltvorgang eines Allstromgerätes. Hier soll erfüllt werden, daß der Strom den Grenzwert 120 mA nicht überschreitet, gleichviel in welchem thermischen Zustand des Gerätes die Einschaltung erfolgt. Außer einer wohldefinierten Wärmekapazität muß sich also auch der Heißleiter so schnell abkühlen, daß der Summenwiderstand des Heizkreises (Radio- röhren haben ein Widerstandsverhältnis von warm zu kalt von 6 ... 7) einen kritischen Wert nicht unterscheidet. Abb. 4 zeigt einen Anheizvorgang aus dem kalten Zustand, Abb. 3 die Abkühlungsverhältnisse der gleichen Anordnung. Würde die Widerstandszunahme des Heißleiters nach der gestrichelt gezeichneten Kurve verlaufen, so unterschritte der Gesamtwiderstand den kritischen Wert, hier: 1500 Ohm.

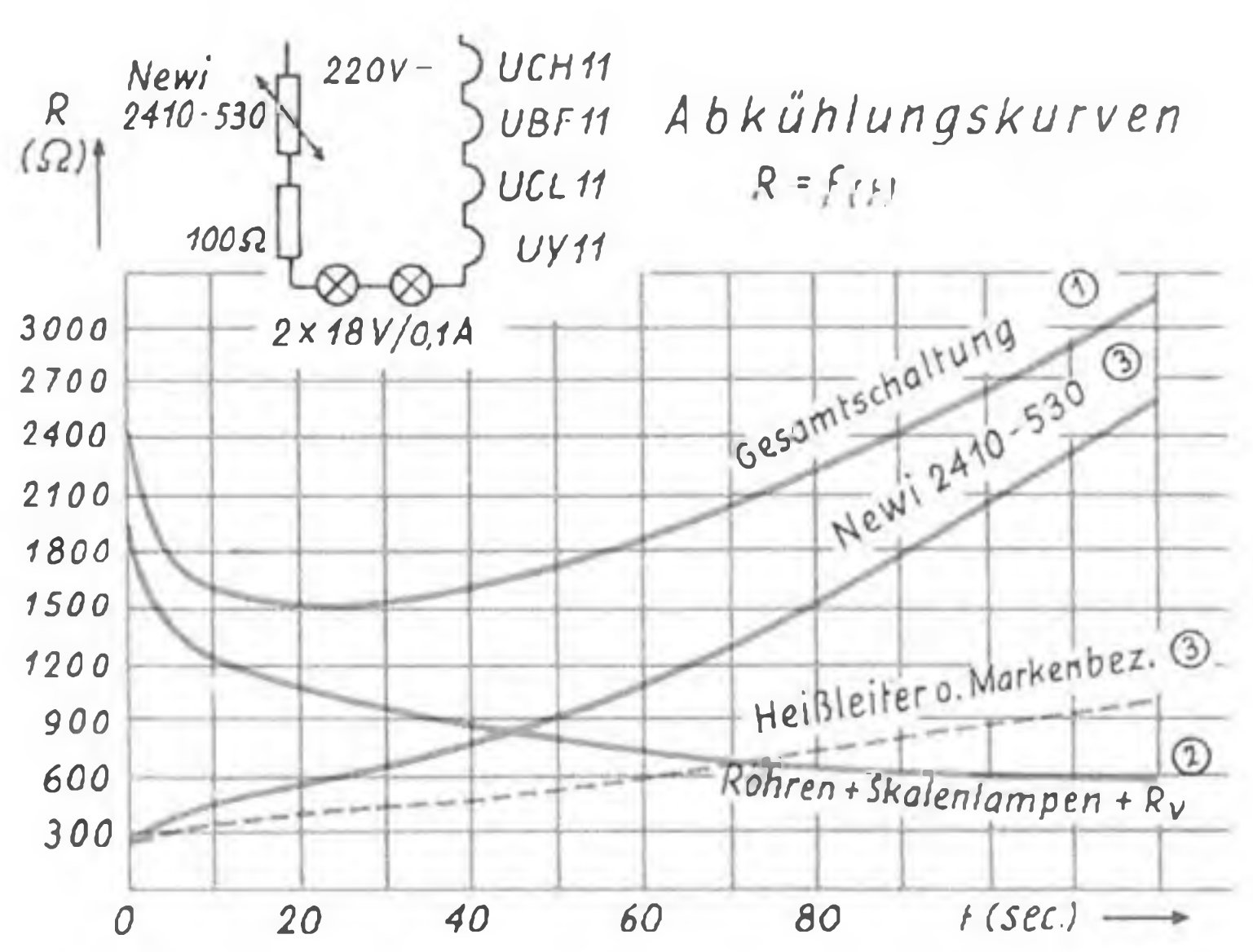


Abb. 3. Abkühlungskurven an einem Allstromheizkreis nach der Anordnung von Abb. 4

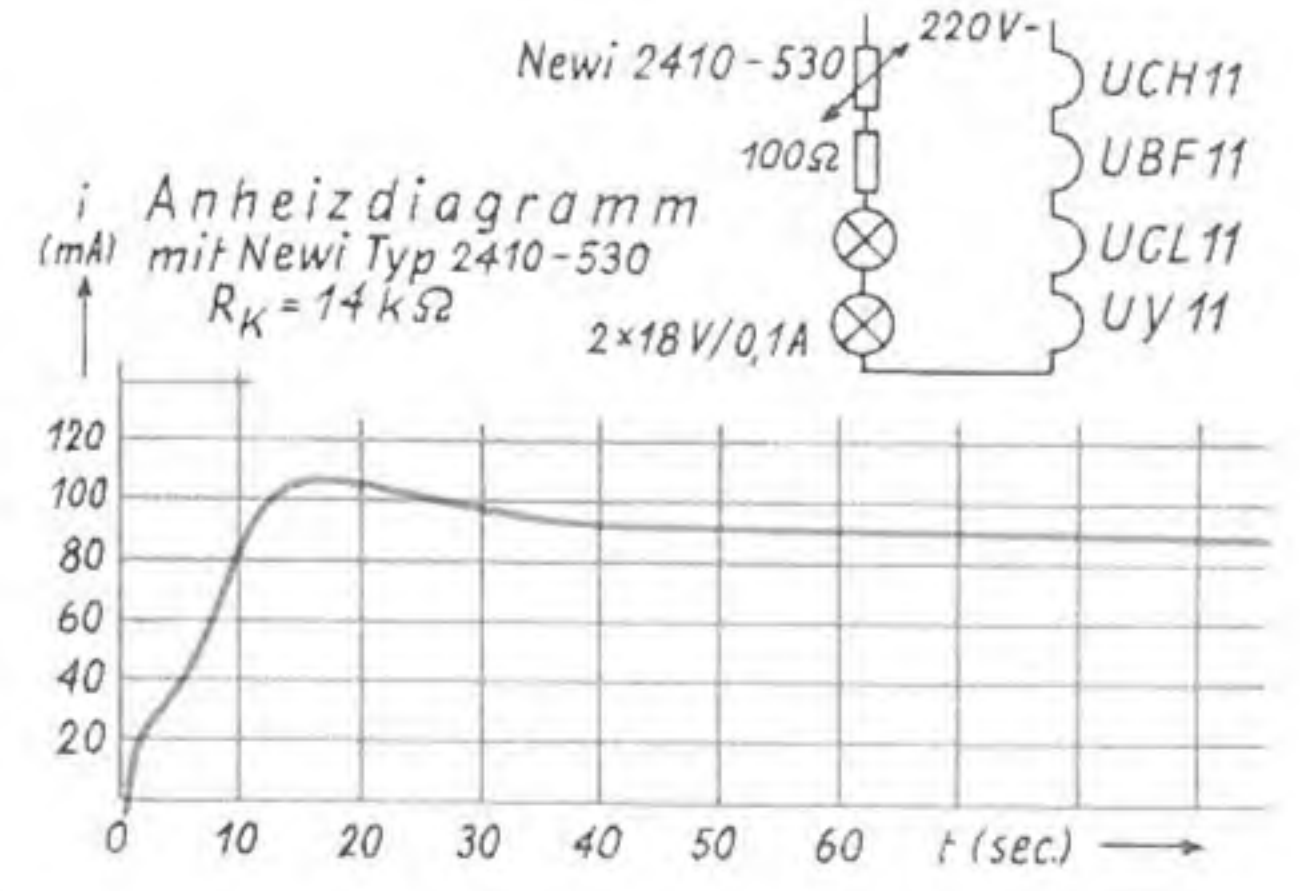


Abb. 4. Strom-Zeitdiagramm des Anheizvorganges für die Ersteinschaltung eines Allstromgerätes aus dem kalten Zustand

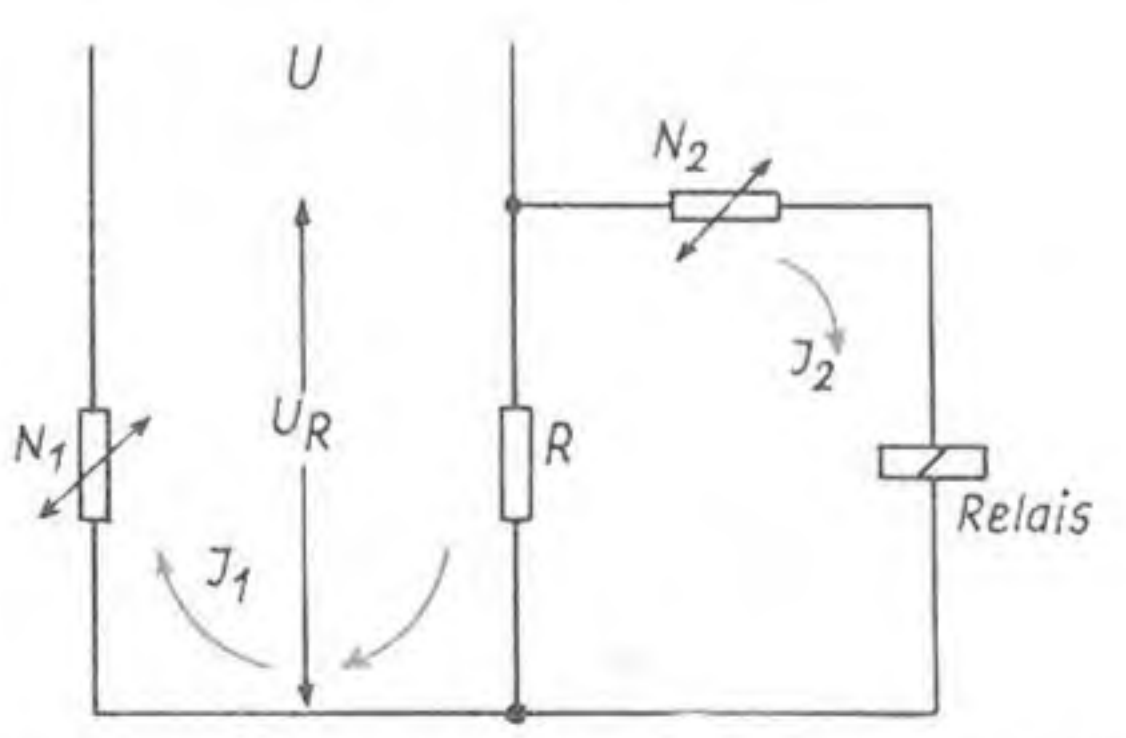


Abb. 6. Prinzipschaltung für Verzögerungszeiten

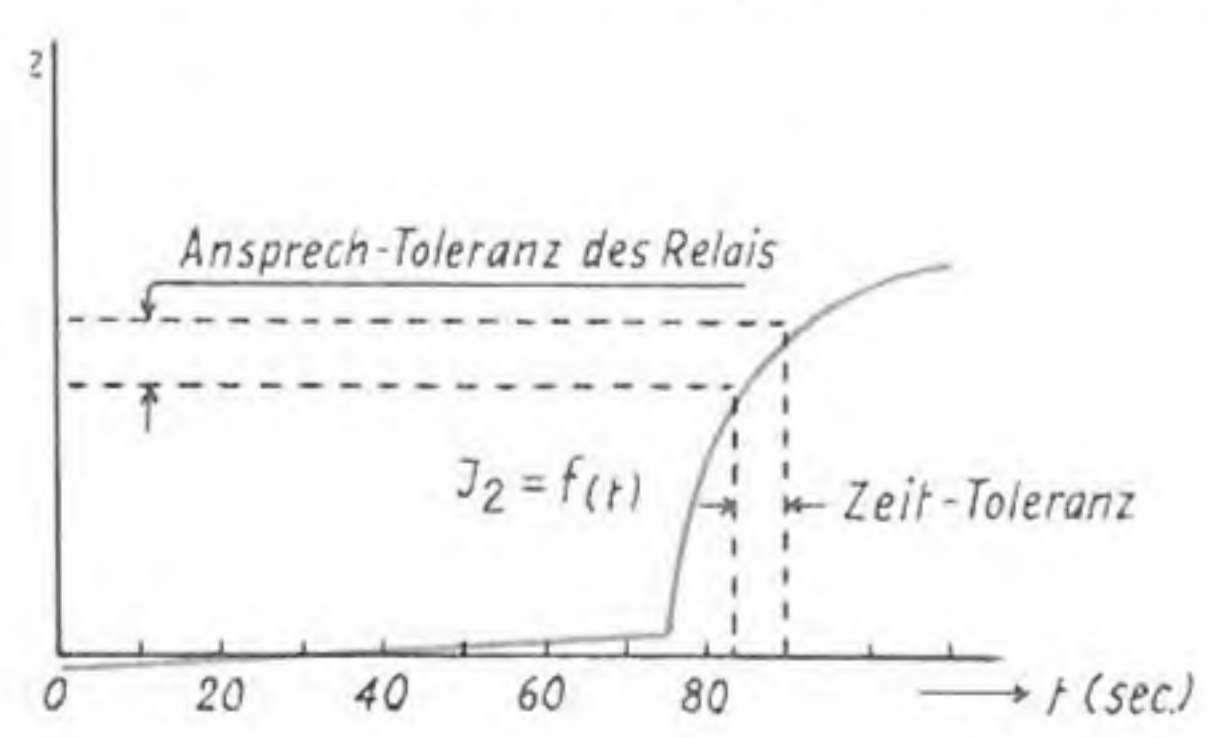


Abb. 7. Strom-Zeitdiagramm des Signalstromkreises für die Schaltanordnung nach Abb. 6

In Abb. 5 sind Einschaltvorgänge für ein Allstromgerät gezeichnet, wobei dem Heißleiter ein Konstantwiderstand parallelgeschaltet wurde. Dabei sind zwei Punkte beachtenswert. Einmal kann man durch geeignete Wahl des Parallelwiderstandes die kürzeste Anheizzeit erreichen und gleichzeitig das Strommaximum verkleinern. Zum anderen kann man erreichen, daß ein vorhandener Heißleitertyp ausreichend wird für einen Röhrenersatz, bei dem der betreffende Heißleiter allein nicht mehr die Einschaltbedingungen erfüllen würde. Das Verfahren wendet man selbstverständlich immer dann mit Erfolg an, wenn der Verbraucher mit irgendwelchen Trägheiten behaftet ist, also z. B. bei Motoren, wo es nur gilt, Einschaltstromspitzen zu unterdrücken.

Von den unzähligen Möglichkeiten in der Schaltung bei reiner Zeitverzögerung von Verbrauchern beliebiger Art kann in diesem

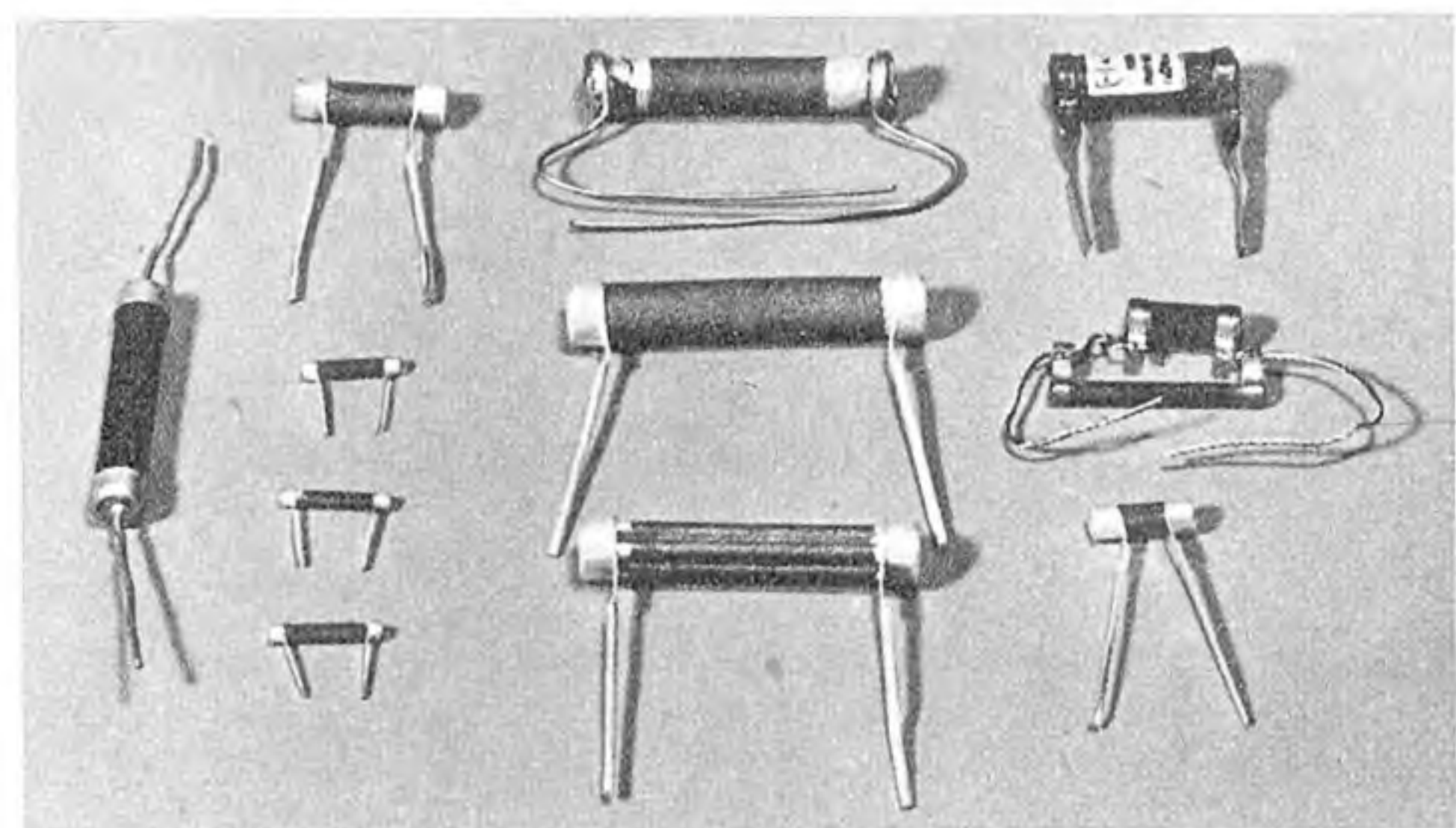


Abb. 8. Heißleiternmuster verschiedener Fabrikate

Rahmen nicht geschrieben werden. An anderer Stelle wurden bereits die Möglichkeiten für verzögerte Ein- und Ausschaltung gezeigt, Zeitschaltungen und Blinkschaltungen sind in vielen Variationen bekannt. Die Schwierigkeit liegt immer bei der Dimensionierung für große Verzögerungszeiten, weil der natürliche Stromanstieg dort stets schlechende Schnitte mit den Ansprechgrenzen eines Signalgebers bildet und die wechselnde Umgebungstemperatur diese Toleranzen noch einmal vergrößert. In solchen Fällen bedient man sich der funktionsmäßigen Reihenschaltung von Heißeleitern, etwa nach Abb. 6. Dort spricht erst der Heißeleiter  $N_1$  an, der Spannungsabfall an R wächst entsprechend dem Stromanstieg, und erst bei Erreichung einer bestimmten Spannungshöhe kann der Kreis mit einem Heißeleiter  $N_2$  zum Anlauf kommen. Die Schaltkette kann fortgeführt werden. Abb. 7 zeigt den Stromverlauf im Signalstromkreis einer solchen Schaltung. Die Verwendung des Heißeleiters als Strombrücke bei Serienglühlampen beruht auf seiner Eigenschaft, erst bei einer bestimmten

Spannungshöhe anzulaufen. Erst eine defekt gewordene Lampe führt ihm fast die volle Netzspannung zu, die ihn in seinen Betriebszustand kommen läßt.

Endlich sei noch erwähnt, daß der praktisch waagrecht verlaufende Kurventeil der Kennlinie  $U = f(i)$  (Abb. 2) die Möglichkeit zu einer Spannungsconstanzhaltung bietet, die in weiten Grenzen wirksam ist.

#### Schrifttum Halbleiter

- FUNK-TECHNIK Bd. 5 (1950), H. 4, S. 110: Der Leitungsmechanismus in Halbleitern (W. R. Schulz).  
 FUNK-TECHNIK Bd. 5 (1950), H. 5, S. 137: Halbleiter als Gleichrichter (W. R. Schulz).  
 ETZ 71 Heft 11 (1950), S. 269: Elektronenleitung in festen Körpern, insbesondere in Halbleitern (R. W. Pohl).  
 FTZ 1950, Heft 1 S. 22: Der Mechanismus der elektrischen Leitung bei Halbleitern und deren Verwendung (K. Großkurt, Goslar).  
 Z. techn. Physik 23 (1942), S. 100: Über die Temperaturabhängigkeit des Widerstandes

einiger elektrischer Leiter und Halbleiter (Voelkner).

- Z. techn. Physik 21 (1940), S. 322: Abweichungen vom Ohmschen Gesetz bei Halbleitern (Schottky).  
 Z. techn. Physik 16 (1935), S. 373: (Lueder und Spenke).  
 Phys. Zeitschr. Bd. 41 (1940), S. 570: (Schottky).  
 Philips Technische Rundschau 9, Nr. 2, S. 46-54: Elektronenleitung in Halbleitern (1947).  
 Philips Technische Rundschau 9, Nr. 6, S. 186 bis 192: Stoffe mit Spinellstruktur (1947).  
 Philips Technische Rundschau 9, Nr. 8, S. 239: Halbleiter mit großem negativen Temperaturkoeffizienten des Widerstandes (1947, Verwey, Haayman, Romeyn).  
 Angewandte Physik, I. Bd., Heft 11 (1949): Neue Anwendungen für Halbleiterwiderstände (Straubel).  
 Halbleiterwerkstoffe und Widerstände, 1. Teil (Meyer u. Weise), Verlag Barth, Leipzig.

J. VIETH

## Rundfunk-Drehkondensatoren

Der Drehkondensator mit Luftdielektrikum hat sich auf Grund seiner geringen HF-Verluste, der exakten Reproduzierbarkeit der Kapazität und des relativ weiten Abstimmbereichs zum vorherrschend verwendeten Abstimm-Mittel in der Rundfunkempfängertechnik entwickelt. Hierbei setzen die vielseitigen und z. T. extrem hohen elektrischen Anforderungen, die er als frequenzbestimmendes Element erfüllen muß, ausgesprochene Präzisionseigenschaften voraus. Andererseits sind durch die Verwendung im Rundfunkgerät bestimmte preisliche Grenzen hinsichtlich des materiellen und fertigungstechnischen Aufwands gegeben. Entwicklung und Fertigung müssen also auf diese gegensätzlichen Forderungen ausgerichtet sein, wenn ein qualitatives Optimum bei vertretbaren Gesteungskosten erreicht werden soll. Es soll im Rahmen dieser Abhandlung untersucht werden, welche technischen Bedingungen ein Rundfunk-Drehkondensator erfüllen muß, und welche Überlegungen zur Entwicklung moderner Miniaturkonstruktionen geführt haben.

In technischer Hinsicht werden von Seiten des Gerätebauers folgende Anforderungen gestellt:

1. Abweichung von der Soll-Kurve max.  $\pm 1\%$ .
2. Gleichlaufabweichung max.  $\pm 1\%$ .
3. Temperaturkoeffizient der Kapazität max.  $100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ .
4. Verlustwinkel  $\text{tg} \leq 10 \cdot 10^{-4}$ .
5. Geringe Anfälligkeit gegen Mikrofonie.

Die Begrenzung der Kurven- und Gleichlaufabweichungen auf  $\pm 1\%$  muß im Hinblick auf die Skalengenauigkeit und Empfindlichkeit des Empfängers gefordert werden; die Werte gelten für den eingebauten Kondensator. Da durch mechanische Beanspruchungen beim Transport und Einbau der Kondensatoren erfahrungsgemäß eine Erhöhung der ursprünglich eingestellten Werte eintritt, müssen die Fertigungstoleranzen auf  $\pm 0,35\%$  eingeeengt werden. Hierfür gilt allerdings, daß diese Werte mit einer zusätzlichen Parallelkapazität von 35 ... 50 pF (an Stelle der im Gerät vorhandenen Röhren- und Verdrahtungskapazität) ermittelt werden. Außerdem ist es nicht möglich, derartig enge Toleranzen bei voll ausgedrehtem Rotor einzuhalten, da hier keine Abgleichmöglichkeit durch Verbiegung der Rotor-Endplatten besteht.

Es ist ausreichend, wenn für die Anfangskapazität ein Maximalwert festgelegt wird und die obengenannten Toleranzen ab  $7\frac{1}{2}^\circ$  Drehwinkel gelten.

Die erwähnten Toleranzen bedingen in der Fertigung eine genaue Einhaltung der Plattendimensionen und vor allem eine exakte Fixierung des Plattenabstands und stabile Verbindung mit der Rotorachse bzw. der Statorhalterung. Die Verbindung der Rotorplatten mit der Achse bzw. der Statorplatten mit der Halterung kann durch Einfalzen, Schränkappen, Umspritzen oder Löten erfolgen. Die letzte Methode ergibt unbestritten die größte Stabilität. Sie setzt aber die Verwendung von Messingteilen voraus, deren Verwendung — wie später noch gezeigt wird

— auch mit Rücksicht auf die Temperaturkonstanz erwünscht ist. Die Lötverbindung gestattet darüber hinaus auch eine bessere Kurven- und GleichlaufEinstellung, die, wie oben bereits erwähnt wurde, durch Verbiegen der gefiederten Rotorplatten erfolgt. Bei den erstgenannten Verfahren müssen diese Platten aus Stabilitätsgründen durch einen Steg mit dem Plattenstapel verbunden werden. Für die Abgleichbarkeit in der Endstellung des Rotors ist diese Verbindung jedoch nachteilig. Es ist nur möglich, hierauf zu verzichten, wenn die Stabilität ausreichend hoch genug ist. Dies setzt wiederum eine Lötverbindung und die Verwendung kurzer stabiler Platten voraus.

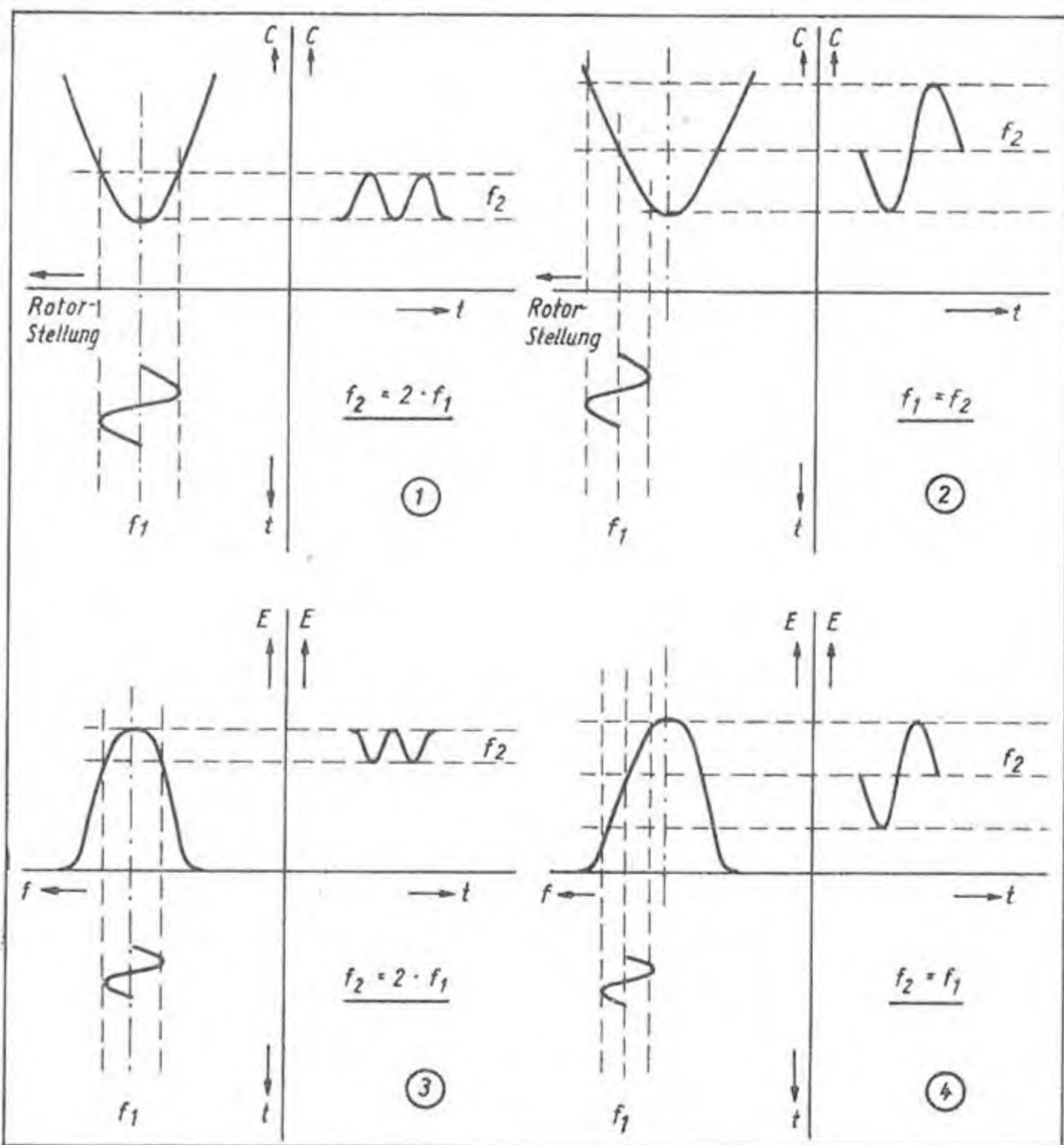
Bei dem im Rundfunkgerät eingesetzten Drehkondensator muß im Mittel mit Betriebstemperaturschwankungen von  $20^\circ\text{C}$  gerechnet werden. Bei einer Betriebsfrequenz von 1 MHz und einer zulässigen Frequenzänderung von 1 kHz errechnen sich der max. zulässige Temperaturkoeffizient der Kapazität nach der Beziehung:

$$\text{TKC} = 2 \cdot \frac{\Delta f}{f_0 \cdot \Delta t} = 2 \cdot \frac{1}{10^6 \cdot 20} = 100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$$

Der Temperaturgang des Kondensators wird wesentlich durch den linearen Ausdehnungskoeffizienten des Platten- und Achsenmaterials bestimmt. Bei der Verwendung von Hartmessing, dessen Ausdehnungskoeffizient nur etwa  $15 \cdot 10^{-6}$  (gegenüber Alu. etwa  $25 \cdot 10^{-6}$ ) beträgt, kann der geforderte Wert des TKC sicher eingehalten werden.

Wie schon erwähnt wurde, ist die geringe HF-Dämpfung des Luftdrehkondensators ein Hauptargument für die Verwendung in hochfrequenten Schwingungskreisen. Bei den in Rundfunkgeräten üblichen Kreisgüten muß für die Kapazität ein Verlustwinkel von max.  $10 \cdot 10^{-4}$  gefordert werden. Dieser Wert soll auch bei den im praktischen Betrieb auftretenden Staub- und Feuchtigkeitseinflüssen nicht wesentlich überschritten werden. Es besteht zwar hinsichtlich dieser Einflüsse eine gewisse Abhängigkeit vom Plattenabstand; Dauerversuche in der Praxis haben aber ergeben, daß die geforderte Bedingung selbst bei den in Miniaturkondensatoren üblichen kleinen Plattenabständen eingehalten wird, wenn der Ausgangswert des neuen Kondensators etwa  $5 \cdot 10^{-4}$  ist. Bei der Verwendung hochwertiger keramischer Bauteile ist dieser Ausgangswert sicher zu erreichen. (Es bedeutet meßtechnisch eine Vereinfachung, wenn man statt des Verlustwinkels den Dämpfungswiderstand zugrunde legt; in vorliegendem Falle etwa  $\geq 3 \text{ M}\Omega$  als Fertigungsgrenzwert.)

Während die bisher erörterten Probleme rein elektrischer Natur und größtmäßig exakt definierbar sind, trifft dies für den Mikrofonieeffekt nicht zu. Dies liegt daran, daß für das Zustandekommen akustischer Rück-



kopplungen nicht nur die Eigenschaften des Drehkondensators bestimmend sind, sondern in der Hauptsache Einflüsse, die weder rechnerisch noch meßtechnisch genau erfassbar sind. Es scheint daher zweckmäßig, auf die Zusammenhänge näher einzugehen.

Akustische Rückkopplung entsteht dadurch, daß die Schwingungen der Lautsprechermembran durch die Luft oder über das Gehäuse und Chassis auf die Kondensatorplatten übertragen werden, wodurch die Kapazität periodisch geändert wird. Die Oszillatorspannung und das ZF-Signal werden also frequenzmoduliert. Beim Durchlaufen des ZF-Verstärkers wird das frequenzmodulierte Signal in ein amplitudenmoduliertes umgewandelt (Flankendiskriminator) und nach Demodulation und Verstärkung wieder auf den Lautsprecher gegeben, so daß der Rückkopplungsweg geschlossen ist. Für das Entstehen von Mikrofonieeffekten müssen außerdem folgende Bedingungen erfüllt sein:

1. Die erregende Schwingung muß hinsichtlich Frequenz und Amplitude in der Lage sein, die Kondensatorplatten zu Eigenschwingungen anzustoßen. Dies hängt von der Stabilität der Platten, von mechanischen Resonanzpunkten des Kondensators, vom Schalldruck des Lautsprechers und dem Wirkungsgrad der Übertragungsglieder ab.

2. Die durch die Plattenschwingungen entstehende Wobelfrequenz muß nach Durchlaufen des ZF-Teils, Demodulators und NF-Verstärkers mit der Frequenz der vom Lautsprecher abgestrahlten Schwingung übereinstimmen.

Wie aus Abb. 1 hervorgeht, trifft dies bei symmetrischem Aufbau, d. h. wenn sich die Rotorplatten genau in der Mitte der Statorplatten befinden, nicht zu. Leider ist die erforderliche Symmetrie (Genauigkeit des Plattenabstands  $1 \dots 2 \mu$ ) in der Praxis nicht zu erreichen, die Bedingung hinsichtlich der Frequenzgleichheit wird also, wie aus Abb. 2 hervorgeht, immer erfüllt.

Ähnliche Verhältnisse liegen im ZF-Filter bei der Umwandlung des frequenzmodulierten Signals vor (Abb. 3). Falls die Zwischenfrequenz genau der Resonanzfrequenz der ZF-Kreise entspricht, entsteht auch hier die doppelte Frequenz. In der Praxis muß aber immer damit gerechnet werden, daß wegen ungenauer Abstimmung auf einer Flanke der Resonanzkurve gearbeitet wird. In diesem Falle ergibt sich wieder, wie in Abb. 4 dargestellt ist, die gleiche Frequenz.

3. Der Wirkungsgrad der gesamten rückkopplenden Anordnung muß die Erregung von Eigenschwingungen zulassen. Hierbei spielt u. a. der Plattenabstand des Kondensators und die Höhe der Oszillatorfrequenz eine Rolle. Bei größer werdendem Plattenabstand wird die Kapazität zwischen 2 Platten und damit auch die relative Kapazitätsveränderung bei bestimmter Größe der mechanischen Schwingung kleiner. Drückt man die prozentuale Größe einer bestimmten Kapazitätsänderung durch  $\frac{\Delta C}{C_0}$

und die Größe der hierdurch resultierenden Frequenzänderung durch  $\frac{\Delta f}{f_0}$  aus, so ist

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0}$$

hieraus ergibt sich:

$$\Delta f = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0} \cdot f_0 \quad \text{oder: } \Delta f = k \cdot \Delta C \cdot f_0$$

Der Frequenzhub  $\Delta f$  und damit auch die an den Lautsprecher zurückgeführte demodulierte Spannung wächst also mit der Oszillatorfrequenz und der Reduzierung des Plattenabstands. Bei Kurzwellenempfang ist demnach unter sonst gleichen Bedingungen die Tendenz zu Mikrofonie besonders hoch.

4. Die Rückkopplungsphasenbedingung muß erfüllt sein, was wiederum von der Phasenlaufzeit der Übertragungsglieder abhängt.

Aus dem in Punkt 1 ... 4 Gesagten ist zu ersehen, daß wegen der komplizierten und unkontrollierbaren Begleitumstände keine direkte Beziehung zwischen den mechanischen

Resonanzspitzen eines Kondensators und der Tendenz zu Mikrofonieeffekten besteht, und daß andererseits bei bestimmten Verhältnissen ein Kondensator um so weniger Mikrofonieanfälligkeit zeigt, je stabiler der Aufbau und je größer der Plattenabstand ist. Die Stabilität hängt hauptsächlich von der Plattenlänge ab, d. h. sie nimmt bei Reduzierung der Plattenlänge zu. Demgegenüber bedingt ein großer Plattenabstand bei gegebener Kapazität und Plattenzahl wieder größere Platten mit geringerer Stabilität. Umfangreiche Versuche in den Philips-Laboratorien haben nun ergeben, daß die Mikrofonieanfälligkeit bei bestimmter Verkleinerung der Plattenfläche und gleichzeitiger Verringerung des Plattenabstands mehr abnimmt als im umgekehrten Falle bei verhältnismäßiger Vergrößerung der Fläche und des Abstands. Miniaturkondensatoren werden also trotz des geringen Plattenabstands unter

den meisten Bedingungen sehr geringe Anfälligkeit zu Mikrofonie zeigen.

Zusammenfassend ergibt sich aus den bisherigen Erörterungen:

Miniaturkondensatoren gestatten wegen des geringen Materialbedarfs die Verwendung von Messingbauteilen und weisen damit Vorteile hinsichtlich Abgleichbarkeit, Temperaturgang und Stabilität auf.

Trotz relativ kleinem Plattenabstand ergibt sich keine Verschlechterung der HF-Dämpfung und Mikrofoniesicherheit.

Der geringe Raumbedarf ermöglicht im Gerätebau beachtliche Raum- und Materialeinsparungen.

Als Resultat dieser Überlegungen wurden z. B. von den Philips-Werken die Drehkondensatoren Typ 5127 und 5169 entwickelt, deren elektrische Daten und konstruktiven Merkmale bereits früher veröffentlicht wurden.

## KURZNACHRICHTEN

### 65 % Rundfunkdichte im Bundesgebiet!

Im März veröffentlichte das Statistische Bundesamt erstmalig repräsentative Zahlen über Bevölkerungsstruktur, Zahl der Haushaltungen usw. aus der Volks- und Berufszählung 1950. Von dem mitgeteilten Material interessiert uns vor allem die Zahl der Haushaltungen, über die bisher nur höchst unvollkommene und daher weit auseinanderliegende Schätzungen bekannt waren. Nach der genannten Zählung des Jahres 1950 gab es im Gebiet der Bundesrepublik Deutschland 15,2 Millionen Haushaltungen (ohne Anstalts Haushaltungen). Die durchschnittliche Personenzahl je Haushalt errechnete sich mit 3,1. Nach Ansicht von Sachkennern dürfte sich die Zahl der Haushaltungen bis zum 1. Februar 1951 auf rund 15,4 Millionen erhöht haben. Am gleichen Tage bezifferten sich die offiziell angemeldeten Rundfunkteilnehmer auf 9,1 Millionen. Hinzu kommen die Schwarz Hörer, deren Zahl aus verständlichen Gründen unbekannt ist. Sie dürfte, gemessen an dem wahrhaft sensationellen Werbeergebnissen der Rundfunkgesellschaften in den ersten Monaten dieses Jahres, nicht gering sein und wird von Fachleuten noch immer auf 0,9 bis 1 Million geschätzt. Damit kommen wir im Bundesgebiet zu einer Zahl von 10 Millionen Rundfunkteilnehmern, so daß sich eine Rundfunkdichte von 65 % errechnet.

Gewöhnlich wird angenommen, daß wir in Westdeutschland aus wirtschaftlichen und sonstigen Gründen mit einer maximalen Dichte von 80% rechnen können, d. h. auf einhundert Haushaltungen werden im günstigsten Falle achtzig Rundfunkgenehmigungen entfallen. Unterstellt man diese Zahl, so können im zukünftigen Neugeschäft (ohne Berücksichtigung der sich ständig erhöhenden Zahl der Haushaltungen) noch 15% von 15,4 Millionen Haushaltungen = 2,3 Millionen Geräte abgesetzt werden. KT

### 50 Jahre Drehkondensator

Im Deutschen Museum steht das erste Muster eines regelbaren Drehkondensators, der 1901 im Privatlaboratorium von Wilhelm v. Siemens durch seinen Mitarbeiter, Dr. Adolf Koepsel, gebaut wurde. Dr. Koepsel gehört zu den Pionieren der Elektrotechnik.

### 40 Jahre Seefunk

1911 wurde die Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie mbH., Berlin, gegründet, um die drahtlose Nachrichtenübertragung für die deutsche Schifffahrt nutzbar zu machen. In den verflossenen 40 Jahren hat die DEBEG dem deutschen Seefunk zu seiner weltumfassenden Bedeutung verholfen. Sende- und Empfangsgeräte an Bord und feste Küstenanlagen, von der DEBEG betreut, lassen eine ständige Verbindung mit allen Schiffen auf See zu und erleichtern die Navigation. 1945 mußte vieles neu aufgebaut werden. Inzwischen durchgeführte Arbeiten haben aber dem deutschen Seefunk wieder den internationalen Standard und auch den Anschluß gesichert. Die DEBEG ist heute z. B. Vollmitglied der Radio Marine Associated

Companies Conference, London. Erste Radar- und Navigationsgeräte nach dem Hyperbel-Verfahren wurden 1950 installiert.

### Heim-Reisesuper „Star-Trabant 51“

Vom Apparatebau Backnang GmbH. wird ein neuer Kleinstempfänger herausgebracht. Für Batterie- und Wechselstrombetrieb eingerichtet, sind seine Maße mit  $240 \times 165 \times 90$  mm so klein, daß er leicht in eine Leder-Bereitungsstasche (DM 19,50) gesetzt und damit als Reiseempfänger benutzt werden kann. Der 5-Kreis-Super ist mit den Röhren EK 91, DF 91, DAF 91, DL 92 (bzw. 1 R 5, 1 T 5, 1 S 5, 3 S 4) und im Netzteil mit zwei Trockengleichrichtern bestückt. Er besitzt eine eingebaute Rahmenantenne; sein Empfangsbereich reicht auf MW von 186 ... 588 m, bei KW von 29 ... 51 m. Im Preßstoffgehäuse wird der „Trabant“ für DM 196,— (ausschließlich Batterie), in Luxusausführung (mit Veloursüberzug) für DM 206,— geliefert.

## PLATTEN-PALETTE

### Odeon- und Imperial-Neuerscheinungen

Vor allem sei die Neuaufnahme der weltbekannten Toselli-Serenade erwähnt, die Odeon mit den Berliner Symphonikern für den gleichnamigen Tonfilm aufgenommen hat. Das Klaviersolo spielt Bill Norman, das Violinsolo Johan Horvath (O 28 059). Sebastian Hauser, der junge Tenor der Städtischen Oper Berlin, singt aus dem „Troubadour“, 3. Akt, „Lodernd zum Himmel“ und aus dem 2. Akt die Arie des Manrico „Daß nur für mich dein Herz erbebt“ (O 28 061). Auch Rosl Seegers, die bekannte Operetten-Sopranistin, ist auf der Platte O 3690 mit zwei neuen Liedern zu hören. Beliebte Schlagermelodien und Unterhaltungs-Tanzmusik ergänzen das Odeon-April-Programm.

Egon Kaiser und sein Orchester, Wolf Gabbe und Heinz Munsonius hören wir auf den Neuerscheinungen der Imperial. Auch das Aprilprogramm gibt einen bunten Querschnitt aus allen Gebieten der leichten Unterhaltungs- und Tanzmusik.

### Philips Nachtrag II/51

Gerhard Wendland, ein bekannter Schlagersänger, wurde für die Philips Schallplatte ausschließlich verpflichtet. Er ist auf den Platten PH 4071 und 4072 zu hören. Im Nachtrag II/51 sind wieder eine Reihe von Neuerscheinungen verzeichnet, die in den letzten Wochen von der Philips Platte vorgenommen wurden. Es handelt sich meist um leichte Unterhaltungsmusik bzw. Tanz- und Schlagerlieder. Greta Keller singt zwei Lieder vom schönen Wien, begleitet vom Orchester Jan Corduwener (PH 5177). Das Schlager-Potpouri „Volltreffer“ auf PH 4070 sowie Ruth Herbert und die Carmenas auf PH 4068 werden ebenfalls bald viele Freunde gewinnen.

# Neuzeitliche Elektrolyt-Kondensatoren

Die Rundfunktechnik verwendet Elektrolyt-Kondensatoren vornehmlich zur Glättung welliger Gleichspannungen im Netzteil (Lade- und Siebkondensatoren) und zur Überbrückung von Katodenwiderständen.

## Aufbau und Herstellung

Der Elektrolyt-Kondensator besitzt als Dielektrikum eine dünne Metalloxydschicht — gewöhnlich aus Aluminiumoxyd — hoher Spannungsfestigkeit. Sie wird erzeugt durch anodische Behandlung von 0,025 ... 0,1 mm dicken Aluminiumbändern in meistens saurem Elektrolyten. Wirtschaftlich arbeitet man im Wanderbad, vorteilhaft ist mehrstufige Formierung der Schicht in nacheinander angeordneten Bädern mit verschiedenen Elektrolyten. Die Schichtdicke entspricht der anliegenden Spannung; die obere Grenze des Schichtwachstums sind etwa 600 V. Aus Sicherheitsgründen bildet man die Schicht für die „Spitzenspannung“ aus, die bei Hochvolt-Kondensatoren (über 100 V Betriebsspannung) gewöhnlich 10 % über der Betriebsspannung liegt. Sie darf nur kurzzeitig — längstens 1 min — beansprucht werden.

Die beiden Belegungen der Kapazität werden durch das Muttermetall einerseits und durch einen die Oxydhaut benetzenden Elektrolyten andererseits gebildet. Der hohe elektrische Schichtwiderstand ist nur vorhanden, wenn der Elektrolyt negativ gegen das Belagmetall ist, dessen freie Elektronen bei Umpolung die Oxydschicht durchschlagen würden. In umgekehrter Richtung ist dieser Vorgang mangels freier Elektronen im Elektrolyten nicht möglich.

Bei einer Spannung von 500 V ist die Oxydschicht etwa 0,0005 mm dick, im Dielektrikum herrscht also eine elektrische Feldstärke von rund  $10^7$  V/cm. Die Dielektrizitätskonstante (DK) von Aluminiumoxyd liegt bei 7,5. Aus dem Zusammenwirken dieser Größen ergibt sich der vergleichsweise geringe Raumbedarf (Abb. 1). Die äußeren Abmessungen lassen sich noch weiter vermindern durch Aufrauen der Aluminiumbänder mittels mechanischer, chemischer oder elektrochemischer Verfahren. Man erreicht eine Oberflächenvergrößerung (OV) zwischen 2 und 10. Noch höhere Werte lassen sich durch Aufspritzen einer dünnen Aluminiumhaut als Muttermetall auf ein lockeres Gewebe erzielen. Sehr engporige Ätzung erschwert die völlige Benetzung der Oberfläche durch den Elektrolyten und läßt die feinen Verästelungen für die Kapazitätsbildung unwirksam werden. Hohe effektive OV und geringste Schwankungen über Länge und Breite des Bandes sind wichtig, um bei großer Kapazitätsausbeute die Kapazitätsstreuung der Kondensatoren in engen Grenzen zu halten. Voraussetzung hierfür ist die Beherrschung

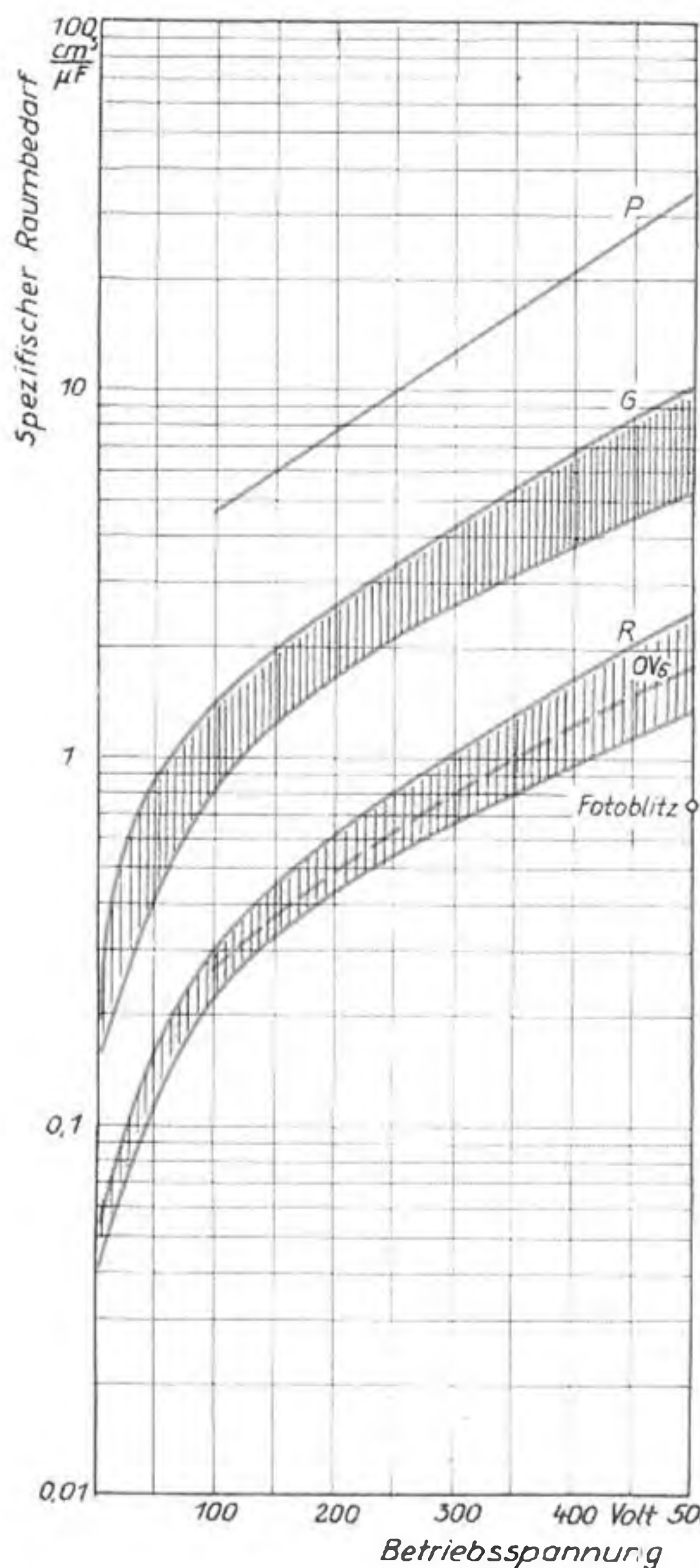


Abb. 1. Spezifischer Raumbedarf von Elektrolyt-Kondensatoren (Richtwerte). R = aufgeraute Anode, G = glatte Anode, P = Papier-Kondensatoren

der ineinandergreifenden metallurgischen, elektrochemischen und technologischen Faktoren des Ätzprozesses und der Nachbehandlung, die zur Vermeidung einer „Vorschicht“ aus Aluminiumverbindungen mit ungünstigen Eigenschaften (erhöhter Verlustwinkel und geringe OV bei Niedervoltkondensatoren) durch Anwendung geeigneter Verfahren eine „nackte“ Folie anstrebt, die sich lediglich mit einer dünnen Haut durch Oxydation an Luft überzieht ( $4 \times 10^{-6}$  mm). Zur Kontrolle der OV aufgerauter Folie wurde ein im Normblattentwurf DIN 41 330 veröffentlichtes Verfahren entwickelt, das sich bisher

als brauchbar erwiesen hat und durch einige Ergänzungen zu verbessern sein wird.

„Nasse“ Kondensatoren mit flüssiger Elektrolytfüllung sind wegen der Gefahr austretenden Elektrolytes kaum noch zu finden, da der Zwang zur Befestigung und zum Betrieb in ungefährlicher Lage ihre Verwendung stark einschränkt.

Der „trockene“ Kondensator enthält den Elektrolyten in einem saugfähigen Material, das in Form von Bändern etwas größerer Breite als die Anodenfolie zusammen mit dieser über einen Dorn aufgewickelt wird, ähnlich der Herstellung von Rollkondensatoren mit Papierdielektrikum. Gleichzeitig wird eine blanke, dünne Aluminiumfolie derart eingeschossen, daß diese von der formierten Anode durch den saugfähigen Abstandhalter getrennt ist. Sie bildet den verlängerten Minuspol des Kondensators. Als Abstandhalter wurden früher Gewebe (Kattun), später Baumwollpapiere benutzt, heute ist fast ausschließlich Natron-Zellulosepapier gebräuchlich. Die richtige Auswahl des Abstandhalters kann über die Lebensdauer des Kondensators entscheiden. Zu geringer Elektrolytvorrat bedeutet vorzeitiges Austrocknen der Katode und Kapazitätsausfall. Das Saugvermögen von Elektrolytpapier ist von der Papierdicke abhängig (Abb. 2). Die zunächst bestehende Verwendung dünnster Papiere ist daher ungünstig, auch ist der zweilagige Abstandhalter meistens vorteilhafter als eine einzige dicke Papierbahn.

Die Rohwickel werden nach der Entfeuchtung mit dem Betriebselektrolyten getränkt, der größerer Beständigkeit wegen eine andere Zusammensetzung hat als der stark wasserhaltige Vorformierelektrolyt. Eine erneute Formierung der Wickel an Spannung soll Schwachstellen der Oxydschicht regenerieren. Der Einbau in dichte Gehäuse erfolgt, um Luftfeuchtigkeit vom Wickel fernzuhalten und Korrosionen auszuschalten.

Der in Abb. 1 angegebene spezifische Raumbedarf von Elektrolyt-Kondensatoren mit glatter und aufgerauter Anode ist an Hand marktgängiger Typen des In- und Auslandes ermittelt worden. Vergleichsweise sind Richtwerte für Papierkondensatoren gleicher Betriebsspannung eingetragen. Die gefundenen Daten liegen in einem Streuband, das sich aus den unterschiedlichen Einzelfaktoren bei

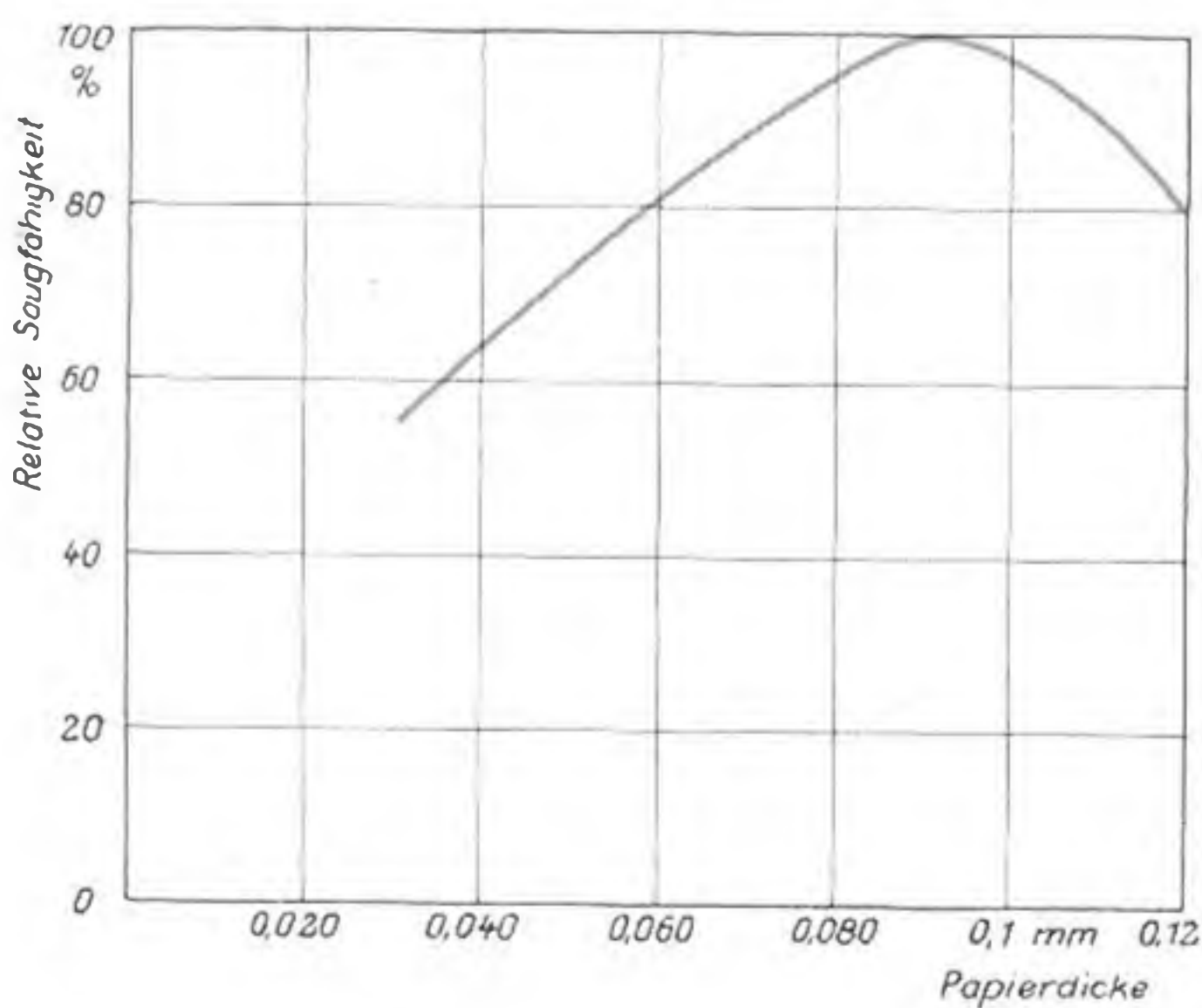


Abb. 2. Relative Saugfähigkeit von Elektrolytpapier für verschiedene Papierdicken (Bestwert = 100 % gesetzt). Die Kurve zeigt, daß die Verwendung dünnster Papiere ungünstig ist; zwei Lagen sind oft vorteilhafter

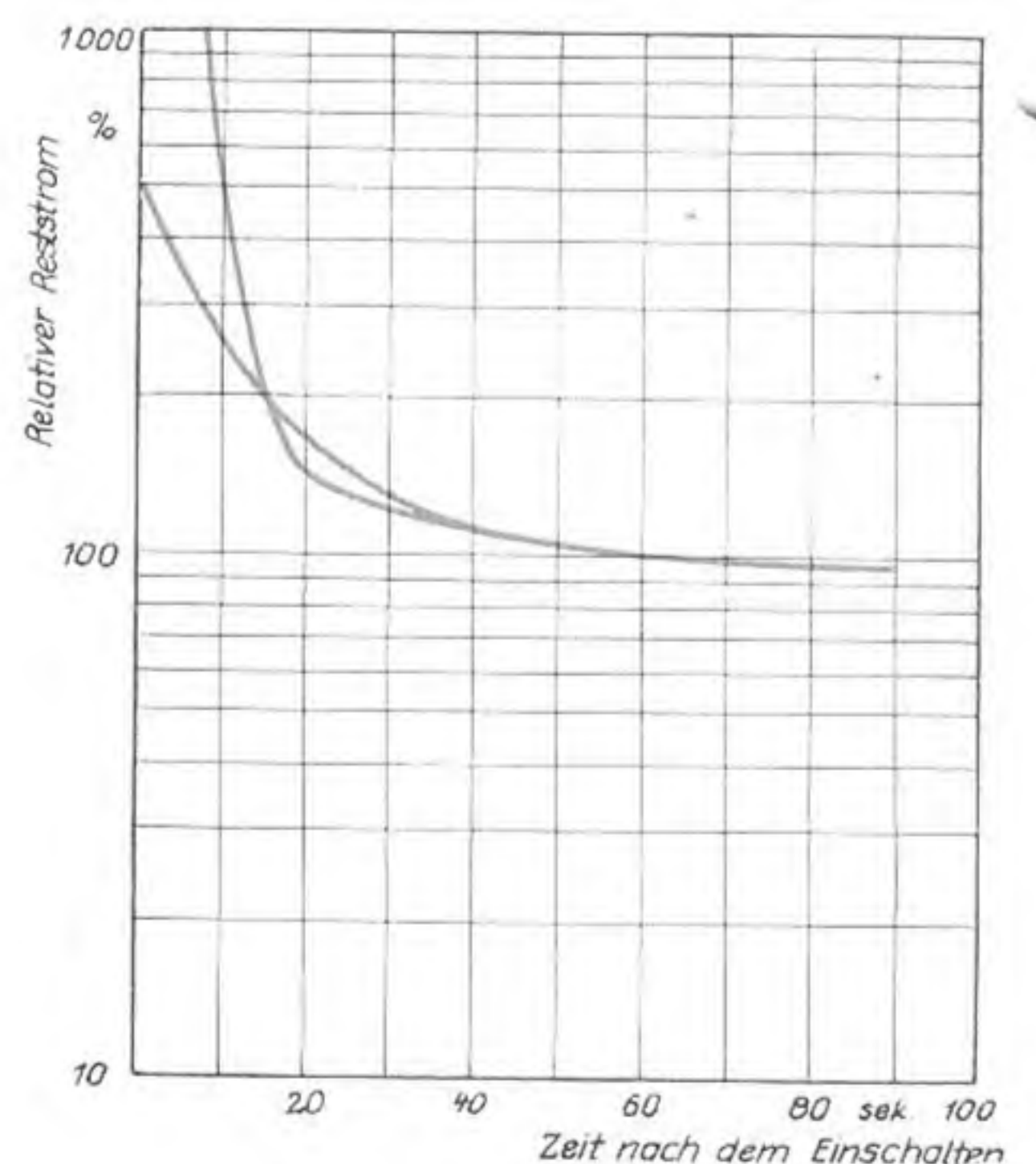
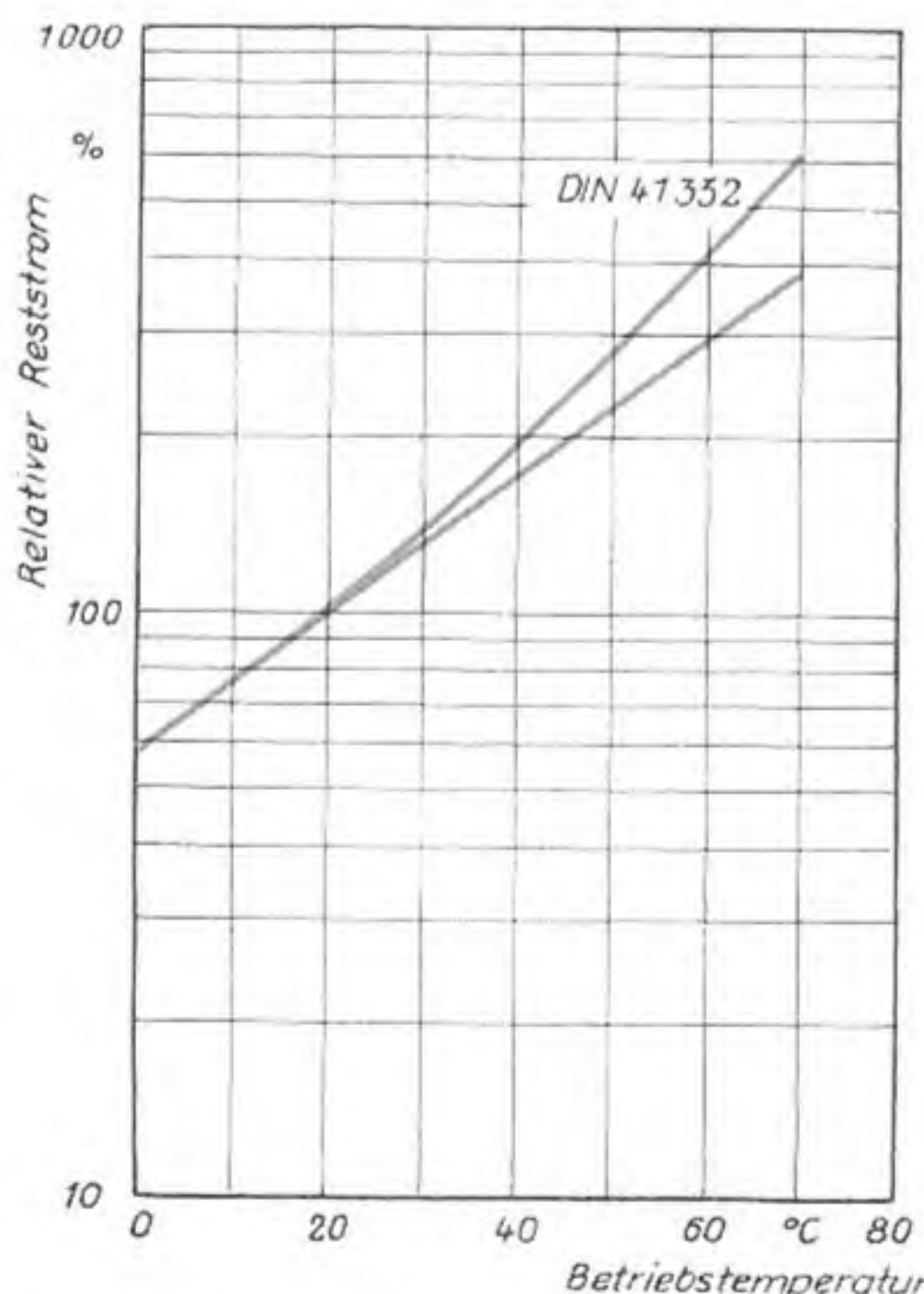


Abb. 4. Abklingender Reststrom spannungslos gelagerter Kondensatoren nach dem Einschalten an Betriebsspannung (Reststrom nach 60 sec = 100 %)

Links: Abb. 3. Relativer Reststrom in Abhängigkeit von der Betriebstemperatur (Reststrom des Elektrolyt-Kondensators bei 20 °C = 100 % gesetzt)

den untersuchten Fabrikaten erklärt (Aufrauung, Vorformierung, Elektrolytbenetzung, Abstandhalter, Totraum, Nennkapazität). Für große Nennkapazitäten in einer Einheit liegen die Werte im allgemeinen an der unteren Grenzkurve; Überschreitungen nach unten und oben kommen vor.

### Elektrische Eigenschaften

Hierfür sind — soweit bisher möglich — in DIN 41 332 Grenzwerte festgelegt worden. Die zur Ergänzung der Darstellung beigegebenen Diagramme können nur den typischen Verlauf der verschiedenen Größen kennzeichnen. a) Reststrom. Vorgänge während des Schichtaufbaues und Verunreinigungen im Muttermetall verhindern das Entstehen einer elektrisch völlig dichten Oxydschicht. Verbleibende Poren bewirken an Spannung einen ständig fließenden Strom (Reststrom). Hier-

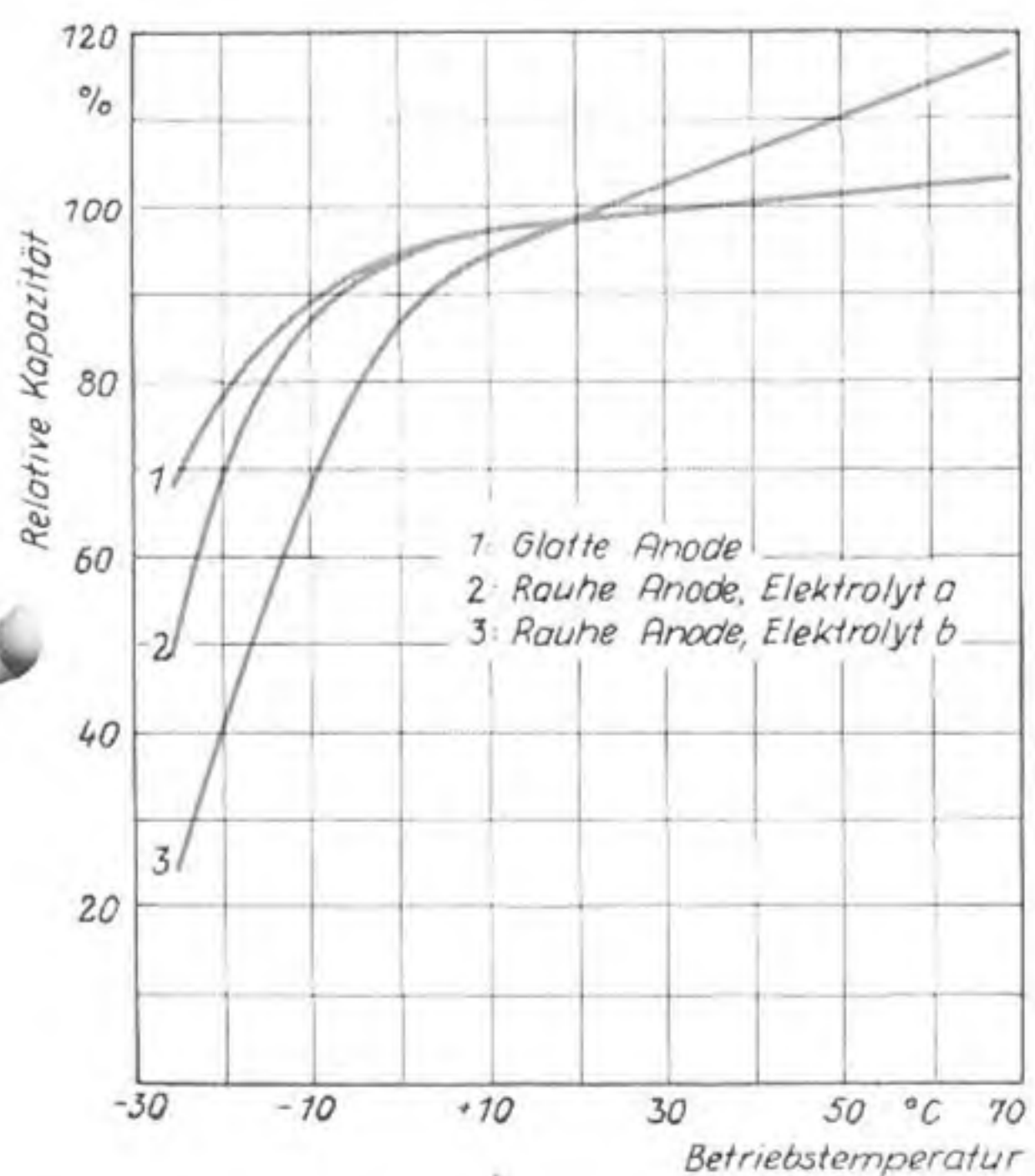


Abb. 6. Relative Kapazität in Abhängigkeit von der Betriebstemperatur (Kapazität bei 20 °C = 100 % gesetzt) bei verschiedenen Tränkelektrolyten

durch wird laufend neuer Sauerstoff an der Anode freigesetzt, der Schwachstellen und gelegentliche Durchschläge ausheilen kann. Der Reststrom ist also eine zur Aufrechterhaltung des Dielektrikums lebensnotwendige Erscheinung. Nicht verbrauchter Sauerstoff wird in den Schichtporen unter hohem elektrostatischem Druck eingelagert, der eine mit steigender Temperatur zunehmende Gasdiffusion in den Elektrolyten verursacht. Die erhöhte Undichtigkeit des Dielektrikums läßt

den Reststrom zur Deckung des vermehrten Sauerstoffbedarfes anwachsen (Abb. 3). Die hierdurch bewirkten zusätzlichen Stromwärmeverluste im Elektrolyten steigern die Kondensatortemperatur abermals; beim Überschreiten des Wärme Gleichgewichtes tritt der elektrische Durchschlag ein. Die in DIN 41 332 festgelegten Höchstwerte des spezifischen Reststromes (Abb. 3) werden von einwandfreien Kondensatoren gewöhnlich unterboten. Das Verhalten im einzelnen ist unterschiedlich und bedingt durch Reinheit des Muttermetalles, Vorformierung und Tränkelektrolyt. Bei spannungsloser Lagerung des Kondensators ist eine Nachlieferung von Sauerstoff nicht vorhanden, so daß die Undichtigkeit der Schicht durch Gasdiffusion zunächst stetig zunimmt. Je nach Zeitdauer und Schichtstruktur erhält man bei erneuter Inbetriebnahme einen erhöhten Reststrom, der aber infolge der sofort einsetzenden Formierung schnell auf den ursprünglichen Beharrungswert abklingt (Abb. 4). Als Reststrom gilt nach DIN 41 332 der 1 min nach Anlegen der Betriebsspannung gemessene Wert. Von der Spannung hängt der Reststrom bis etwa zur Höhe der Betriebsspannung linear ab, darüber steigt er progressiv je nach Vorformierung und Tränkelektrolyt (Abb. 5).

b) Kapazität. Die Herstellung erfordert im Vergleich zu anderen Typen größere Toleranz. Hinzu tritt die Abhängigkeit von Spannung, Temperatur und Frequenz, die eine Verwendung für bestimmte Aufgaben, z. B. in frequenzbestimmenden Kreisen, ausschließt. Bei Unterspannung übersteigt zunächst die Gasdiffusion aus den Poren die Zulieferung von Sauerstoff, bis sich ein neues Gleichgewicht eingestellt hat. Die schwächere Gasbesetzung der Poren ermöglicht eine innigere Elektrolytbenetzung, die Kapazität steigt. Spannungslos lagernde Kondensatoren zeigen daher einen Kapazitätsanstieg, der nach Inbetriebnahme wieder zurückgeht. Umgekehrt führt Überspannung zu verstärkter Gasbildung und teilweiser Verdrängung des Elektrolyten, die mit einem Kapazitätsrückgang verbunden ist. Die materielle Oxydschicht verändert sich hierbei nicht, die Kapazitätsschwankungen werden lediglich durch unterschiedlichen Zustand der Gasphase des Dielektrikums verursacht. Die stark temperaturabhängige Ionenbeweglichkeit des Elektrolyten nimmt besonders unterhalb 0 °C schnell ab, der Elektrolyt geht mehr und mehr in den Zustand eines Nichtleiters über. Dies wirkt sich für aufgerauhte Anoden in einem vergleichsweise schnelleren Kapazitätsabfall aus. Durch Wahl geeigneter Elektrolyte lassen sich aber auch für sehr tiefe Temperaturen bis zu -40 °C noch befriedigende Restkapazitäten erreichen (Abb. 6).

Der Einfluß der Frequenz auf die Kapazität ist zunächst gering. Bis etwa 1 kHz zeigt

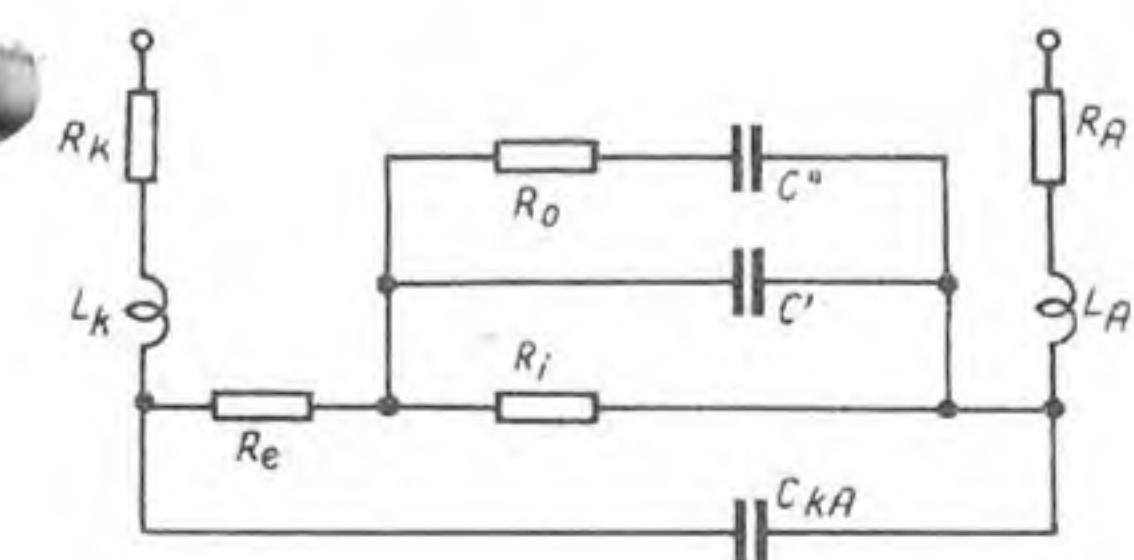


Abb. 7: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Elektrolyt-Kondensators zur Wiedergabe des Frequenzverhaltens  $C'$ ,  $C''$ ,  $R_0$  = Oxydschicht,  $R_i$  = Reststrom,  $R_e$  = Tränkelektrolyt,  $C_{KA}$  = Kapazität Minusfolie-Anode,  $R_K$   $L_K$   $R_A$   $L_A$  = Widerstand und Induktivität der Zuleitungen einschl. Minusfolie und Anode

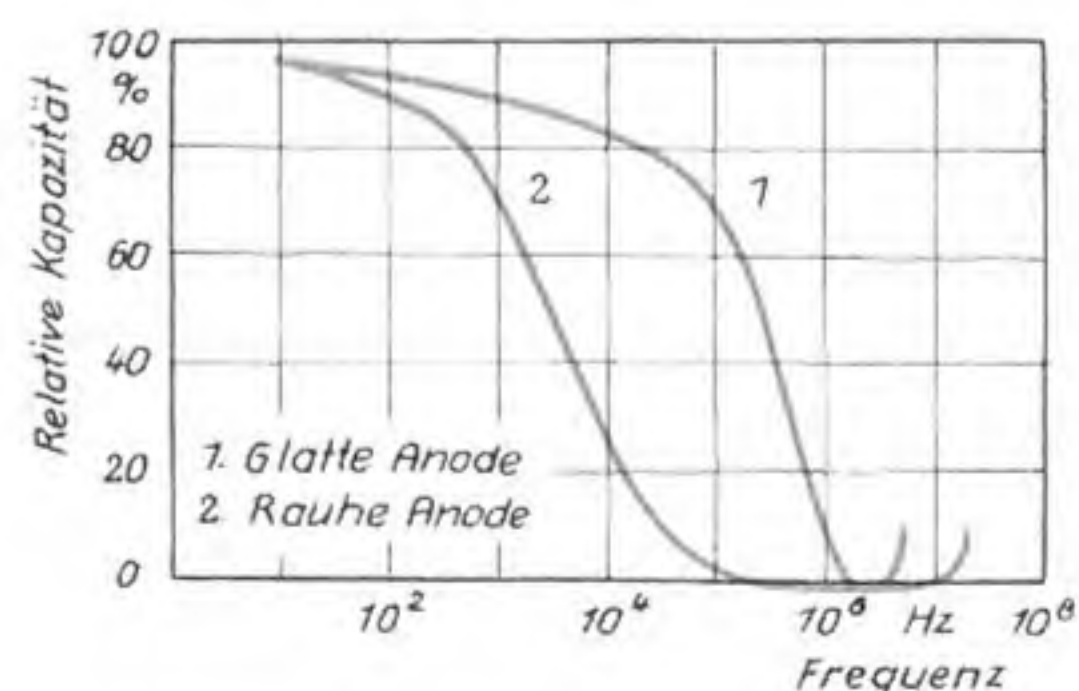


Abb. 8. Darstellung der relativen Kapazität in Abhängigkeit von der Frequenz (Kapazität bei 10 Hz = 100 % gesetzt)

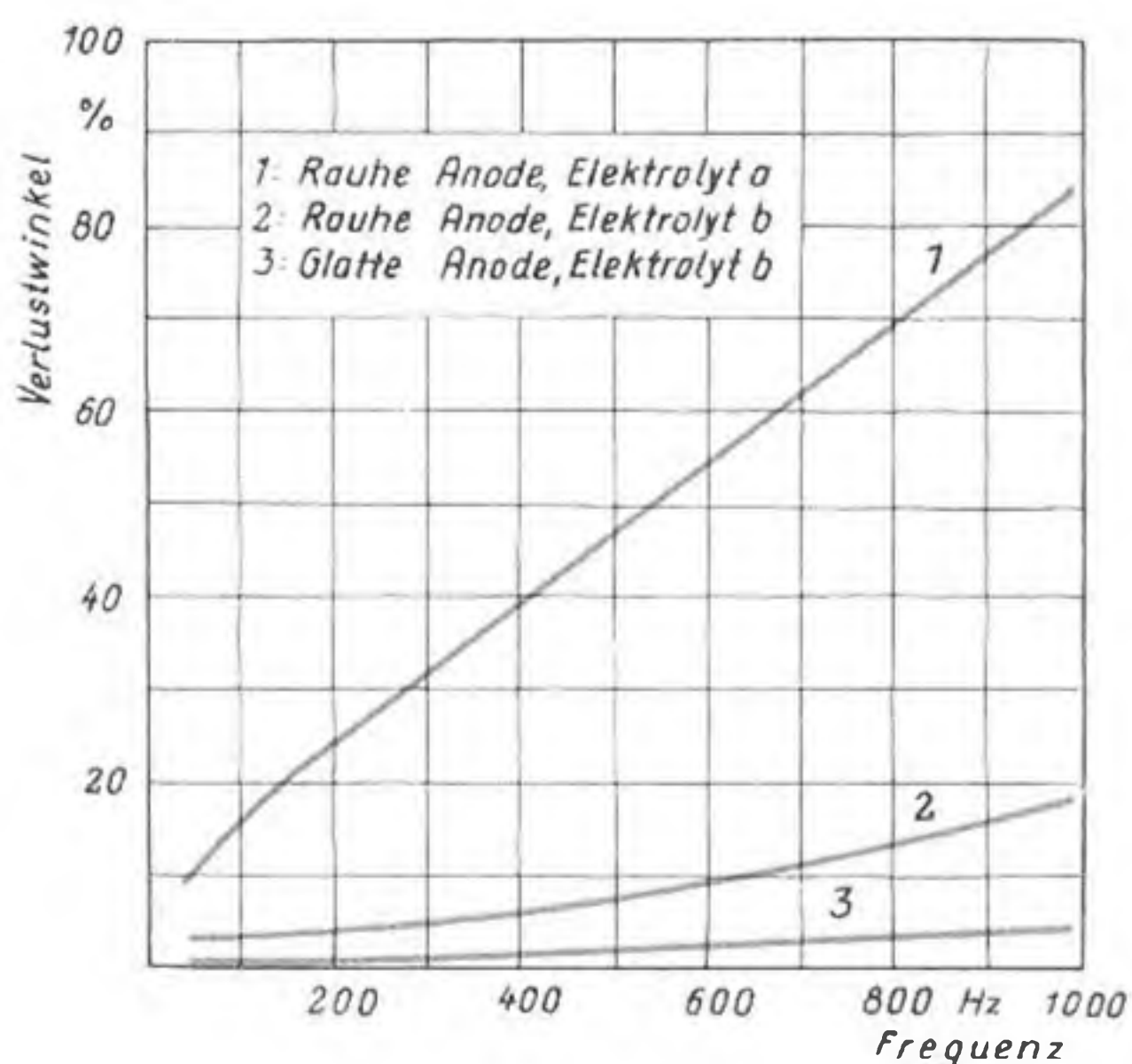


Abb. 9. Der Verlustwinkel  $\text{tg } \delta$  wächst mit der Frequenz. Aufgerauhte Anode mit unterschiedlicher Vorsicht und verschiedenen Tränkelektrolyten

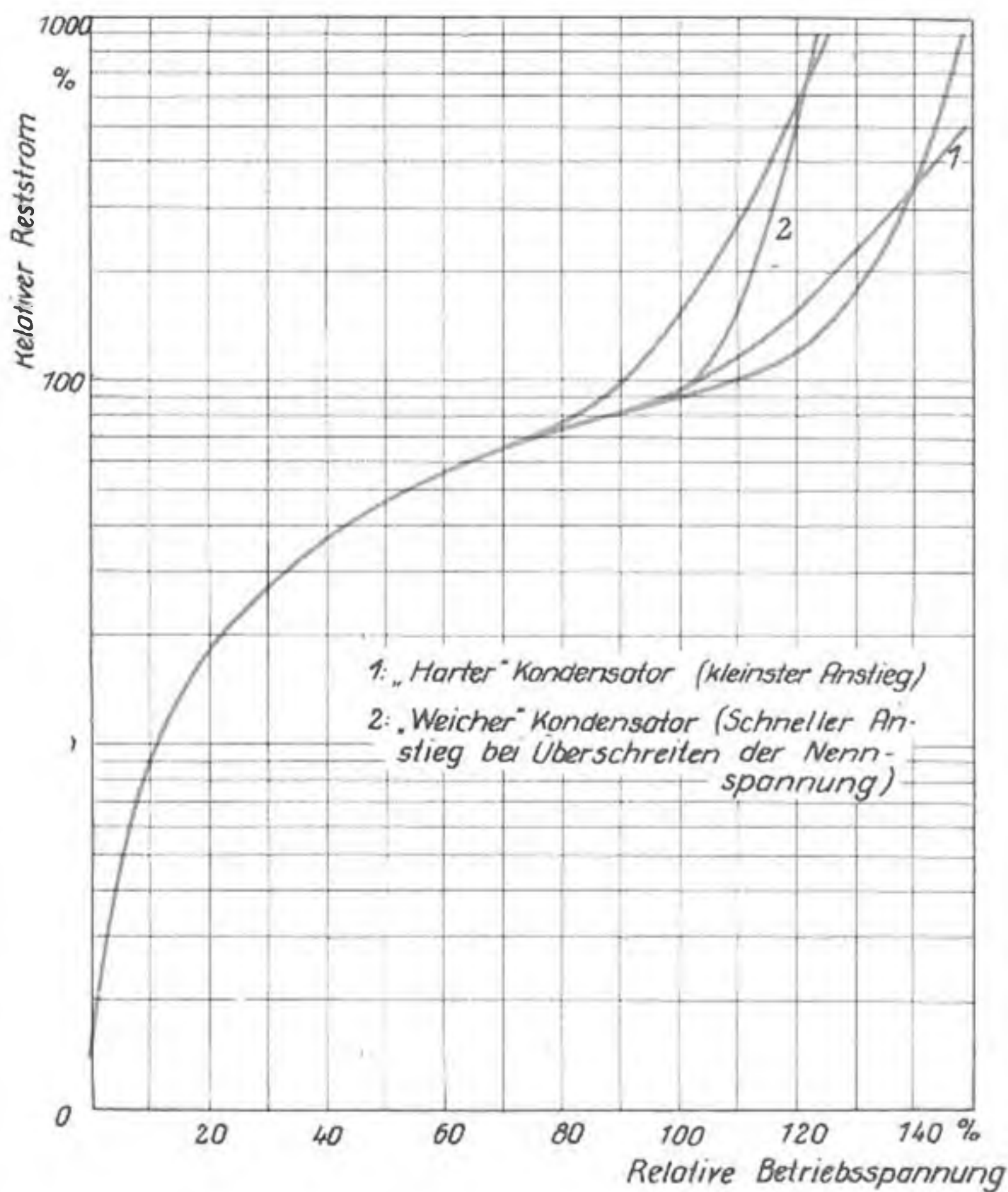


Abb. 5. Relativer Reststrom in Abhängigkeit von der Betriebsspannung (Beispiele mit verschiedener Charakteristik)

sich ein schwacher, linearer Abfall, der aus Unregelmäßigkeiten der Oxydschicht erklärt werden kann. Bei höheren Frequenzen tritt der Einfluß des Tränkelektrolyten als Reihenwiderstand stärker in Erscheinung und bewirkt einen Kapazitätsrückgang, bis schließlich im Gebiet hoher Frequenzen die Ionen dem Feld nicht mehr folgen können und der Elektrolyt zum Dielektrikum wird. Die Kapazität wird dann durch Abstand und DK Anode-Minusfolie bestimmt. Vor Erreichen dieses Punktes machen sich meistens Induktivität und Widerstand der Anschlußorgane bemerkbar und ergeben Reihenresonanz, die etwa zwischen 5 und 30 MHz liegt. Ein vereinfachtes Ersatzschaltbild mit annähernd diesem Frequenzverhalten zeigt Abb. 7, während in Abb. 8 die Frequenzabhängigkeit der Kapazität dargestellt ist.

c) Verlustwinkel. Der Verlustwinkel ist bei 50 Hz 2 ... 25 %. Er enthält die dielektrischen Verluste der Oxydschicht  $R_0$  und die Verluste im Elektrolyten  $R_e$  (Abb. 7). Mit der Frequenz wächst  $\text{tg } \delta$ , Absolutwerte und Anstieg sind unterschiedlich je nach Aufbau des Kondensators (Abb. 9). Eine glatte Anode ist günstiger, doch lassen sich mit nackter Ätzfolie (s. o.) und speziellen Elektrolyten auch für eine rauhe Anode bei 50 Hz Werte unter 5 % erreichen, die mit der Frequenz nur geringfügig anwachsen. Dies ist wichtig z. B. in batteriegespeisten Geräten mit Zerschacker, die stark oberwellenhaltige Wechselspannungen verarbeiten, für die der Sieb-

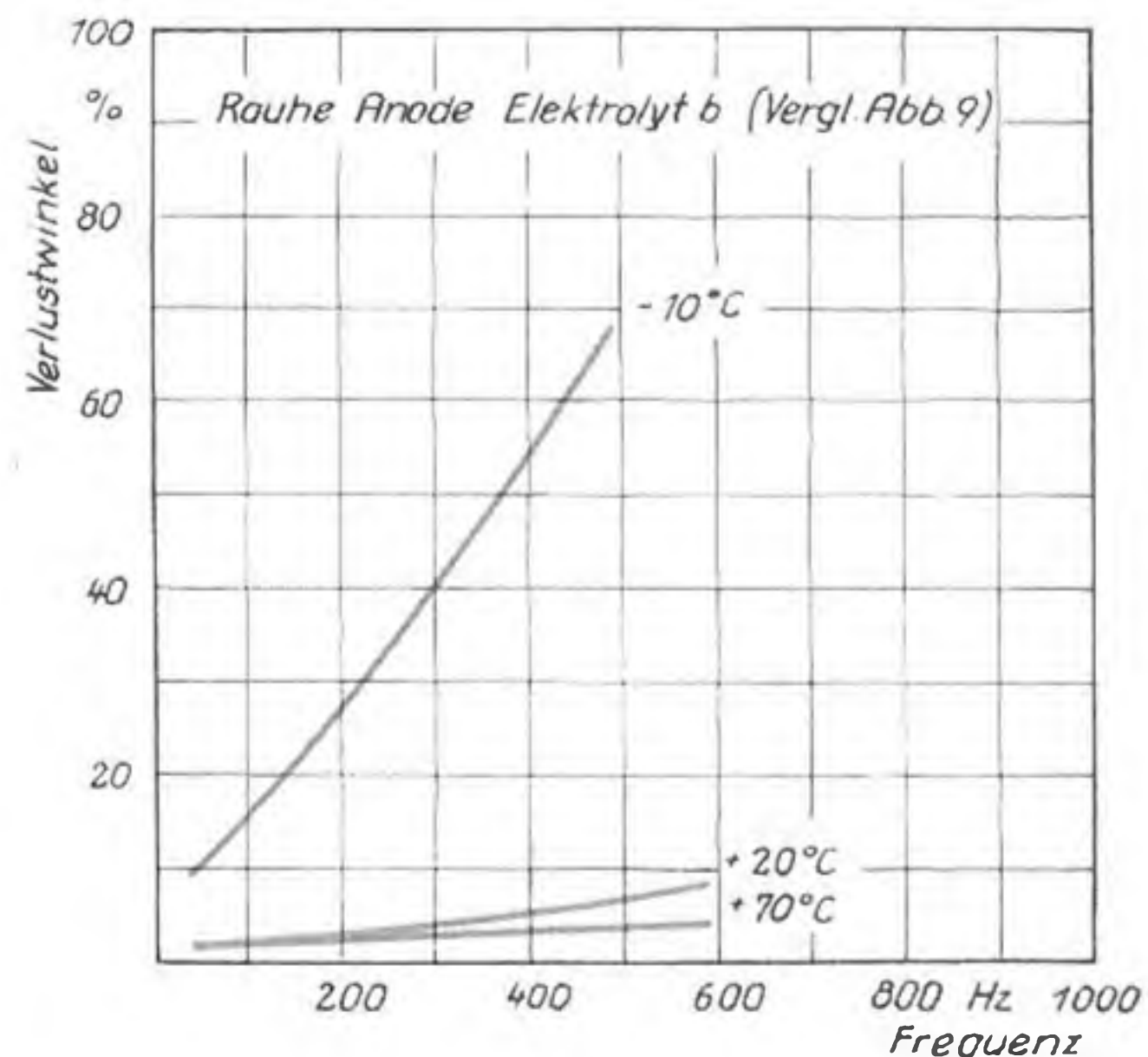


Abb. 10. Verlustwinkel in Abhängigkeit von der Frequenz bei verschiedenen Betriebstemperaturen; er nimmt bei sinkenden Temperaturen stark zu

kondensator noch einen genügend kleinen Scheinwiderstand bieten muß. Mit sinkender Temperatur nimmt der Verlustwinkel wegen geringer Leitfähigkeit des Elektrolyten stark zu (Abb. 10).

Unmittelbar abhängig vom Verlustwinkel ist die zulässige Wechselstrombelastung, die eine Erwärmung des Kondensators zusätzlich zu der reststrombedingten Temperaturerhöhung verursacht. Sie darf nur so hoch sein, daß das Wärmegleichgewicht nicht gestört wird. Neben dem Verlustwinkel sind die Einbauverhältnisse hierfür entscheidend, so daß sich allgemeingültige Werte kaum nennen lassen. Die Angabe der höchsten Welligkeitsspannung kann nur für eine bestimmte Frequenz — meistens 50 oder 100 Hz — gelten, da der vom Kondensator aufgenommene für die Erwärmung maßgebende Wechselstrom zunächst

annähernd linear mit der Frequenz wächst. Richtiger ist daher die Angabe der zulässigen Wechselstrombelastung in mA, wie dies bei einigen ausländischen Fabrikaten üblich ist.

#### Entwicklung

Die weitere Entwicklung des Elektrolyt-Kondensators bewegt sich entsprechend den Anforderungen der Gerätetechnik in Richtung höherer Betriebsspannung und -temperatur (85 °C) sowie größerer Nennkapazität in einer Einheit. Als Beispiel sei ein Fotoblitz-Kondensator genannt, für den 400 bis 500 µF bei 500 V Betriebsspannung und der sehr geringe Reststrom von 1,5 mA verlangt werden. Er läßt sich unter Einhaltung der Bedingungen mit einem spezifischen Raumbedarf von 0,75 ... 0,8 cm<sup>3</sup>/µF herstellen (vgl. Abb. 1).

Dipl.-Ing. W. SY

## Hochfrequenzeisen

Früher wurden nur Luftspulen verwandt, weil in einem Eisenkern, der massiv oder nur grob unterteilt ist, bei den hohen Frequenzen erhebliche Wirbelstromverluste auftreten. Erst die Verwendung von ganz fein verteiltem Eisen mit einer Korngröße bis zu 5 µm (0,005 mm) gestattete, die Wirbelstromverluste auf eine tragbare Größe herunterzudrücken. Damit wurden auch die Spulen erheblich kleiner. Das feinkörnige Eisen wird entweder mechanisch zerkleinert oder chemisch durch Ausfällen in der Gasphase hergestellt. Die einzelnen Körnchen müssen gegeneinander magnetisch isoliert werden. Damit das Pulver formfähig wird, werden phenoplastische (Bakelit) oder thermoplastische (Polystyrol) Massen hinzugesetzt. Im ersteren Falle müssen die Kerne gehärtet werden, so daß sie dann eine Temperatur von 200 °C aushalten können, während die (meist gespritzten) thermoplastischen Kerne bei etwas über 100 °C wieder weich werden. Bei den gepreßten (phenoplastischen) Kernen sind nur verhältnismäßig einfache Formen möglich, andererseits kann aber bei der Anwendung höherer Drücke der Bakelitgehalt vermindert und damit der Eisengehalt vermehrt, also auch die Permeabilität erhöht werden.

Die einfachste und wirkungsvollste Form war der Ring (Toroid), der für Sonderzwecke auch heute noch benutzt wird. Die Ringform ergibt einen geschlossenen Kraftlinienweg und somit die größtmögliche Kraftliniendichte, also auch die höchste Permeabilität. Der Nachteil, daß die Wicklung sehr schwer herzustellen ist, muß in Kauf genommen oder durch Verwendung von Spezialwickelmaschinen überwunden werden. Sonstige mit Bakelit herstellbare Kernformen sind: Zylinder-, Scheiben-, Mantel- und Pilz-Kerne. Man kann z. B. einen zusammengesetzten geschlossenen Kern aus einem Zylinder, zwei Scheiben und einem Mantel herstellen. Abb. 1 zeigt einen einfacher zusammengesetzten Kern. Er bietet noch die Möglichkeit, durch

Zeit werden auch Schraubkerne mit phenoplastischen Massen gepreßt.

Die heutigen Kernformen für Rundfunkgeräte sind aus Billigkeitsgründen möglichst einfach. Insbesondere kommen Zylinderkerne in Frage, auf die die Spule direkt aufgewickelt werden kann, und Schraubkerne, die in den mit Innengewinde versehenen Spulenhältern eingeschraubt werden und eine Änderung von 20 ... 30 % ermöglichen. Bei diesen offenen Formen entsteht aber ein großes Streufeld, das häufig zu besonderer Abschirmung zwingt. Die bereits erwähnten halb geschlossenen Garnrollenkerne haben ein bedeutend geringeres Streufeld, während es bei den geschlossenen Kernen (Ring- und Topfkernen) fast Null ist. Für Schraub- und Topfkern sind bereits Normblätter in Bearbeitung.

Für die elektrischen Werte der Kerne zur Berechnung der Spulen sind folgende Beziehungen maßgebend. Die Induktivität der Spule wird durch die wirksame Permeabilität ( $\mu_w$ ) gleich dem Verhältnis aus der Induktivität der Spule mit Kern ( $L_e$ ) und der der gleichen Spule ohne Kern ( $L_0$ ) nach der Formel

$$\mu_w = \frac{L_e}{L_0}$$

bestimmt. Für die praktische Berechnung der Spule gilt

$$z = K \cdot \sqrt{L_e} = \sqrt{\frac{L_e}{A_L}}$$

Hierin ist  $z$  die gesuchte Windungszahl,  $L_e$  die gewünschte Induktivität in µH, während die Spulenkonstante  $K$  bzw. die spezifische Induktivität  $A_L$  von Kernform und Kernmasse abhängig sind und vom Kernhersteller angegeben werden müssen. Wegen der einfacheren Rechnung wird die Spulenkonstante  $K$  und die zugehörige erste Formel bevorzugt. Ihre Größenordnung ist 4 ... 8. Die Toleranz dieser Werte beträgt im allgemeinen  $\pm 2\%$ . Bei engeren Toleranzen ist die Festlegung von Grenzkernen zweckmäßig. Für die Belastung der Spule muß noch der Wickelquerschnitt berücksichtigt werden, wenn große Stromstärken, beispielsweise in Drosseln von Entstörgeräten, auftreten. Die Variation bei Abgleichkernen wird Abgleichbereich genannt und ergibt sich nach der Formel

$$\Delta L = \frac{(L_{e_{\max}} - L_{e_{\min}}) \cdot 100}{L_{e_{\max}}} \%$$

$L_{e_{\max}}$  ist die höchste erreichbare Induktivität, also bei voll eingeschraubtem Kern, und  $L_{e_{\min}}$  die Induktivität in der Anfangsstellung des Kernes, die bei Spulen mit Schraubkern dadurch gekennzeichnet ist, daß die innere Stirnfläche des Schraubkernes in einer Ebene mit der ersten Spulenbegrenzungsfläche liegt. Wenn das Muttergewinde nicht über die Spule hinausreicht, wie bei Topfkernen, wird die Anfangsstellung dadurch gekennzeichnet, daß die Eingriffslänge des Kernes gleich der dreifachen Ganghöhe ist. Die Güte  $Q$  wird, abgesehen von den Verlusten in der Wicklung, durch die Verluste

im Kern infolge von Wirbelströmen, Hysterese und im Dielektrikum bestimmt und errechnet sich nach der Formel

$$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{\omega L}{R_w}$$

gleich dem Verhältnis des Blindwiderstandes zum Wirkwiderstand (Verlustwiderstand). Sie ändert sich wesentlich mit der Frequenz und liegt je nach Kernform und Kernmasse zwischen 80 und 400. Der Kehrwert ergibt den Verlustwinkel  $\operatorname{tg} \delta = 0,01 \dots 0,002$ . Für verschiedene Frequenzen sind also auch verschiedene Massen zu verwenden. Für niedrige Frequenzen kommt zweckmäßig größeres Eisen in Frage, um eine höhere Permeabilität zu erreichen, während für höhere Frequenzen feinkörnigeres Eisen verwandt werden muß, das geringere Wirbelstromverluste hat. So unterscheidet man in grober Abstufung Mittelwellen-, Kurzwellen- und Ultrakurzwelleneisen.

Eine besondere Forderung für hochwertige Empfänger ist die Frequenzkonstanz. Die Abstimmung der Schwingkreise muß unabhängig von der Umgebungstemperatur sein. Zum Ausgleich der in den Abstimmmitteln auftretenden Änderung werden Kondensatoren mit verschiedenen positiven und negativen Temperaturbeiwerten verwandt. Dies setzt voraus, daß die Temperaturbeiwerte der Spulen mit ihren Eisenkernen sich in der gleichen Größenordnung wie die der Kondensatoren bewegen. Die Kernmassen können positive und negative Beiwerte haben. Sie liegen zwischen  $+500 \cdot 10^{-6} / 1^\circ \text{C}$  und  $-25 \cdot 10^{-6} / 1^\circ \text{C}$ . Für Sonderfälle läßt sich die Kernmasse so mischen, daß ihre Permeabilität von der Temperatur unabhängig ist. In diesem Falle müssen jedoch Zugeständnisse an die Permeabilität und die Güte gemacht werden.

In neuerer Zeit werden auch Eisenkerne in Langzylinderform für Permeabilitätsabstimmung verwandt. Bei diesen ist  $\mu_w$  etwa 10. Die neueste Entwicklung zielt darauf ab, das feingekörnte Eisenpulver durch Gemische von Eisenoxiden und anderen Oxyden zu ersetzen, die eine höhere Permeabilität und höhere Güte aufweisen.

### „Offenbach junior“, ein neues Klein-Reisegerät

In Ergänzung zum „Offenbach 51“ (siehe FUNK-TECHNIK Nr. 5/1951, S. 116) bringt die Offenbacher Firma Akkord-Radio (A. Jäger & Söhne) einen besonders kleinen und leichten Reiseempfänger, einen echten Portable, auf den Markt. Das gespritzte Polystyrol-Gehäuse mit den Abmessungen 20×16×12 cm enthält einen 5-Kreis-Superhet mit vier Röhren, der nur für Mittelwellenempfang ausgelegt ist, eine Rahmenantenne besitzt und mit Hilfe eingebauter Batterien oder am Lichtnetz betrieben werden kann. Das komplette Gerät wiegt nur 2 kg.

Neu ist die Verwendung von zwei Monozellen als Heizbatterien in einem Netz/Batterie-Koffer. Man wendet einen Trick an: bei Netzanschluß 110/220 Volt liegen die Heizfäden wie üblich in Serie, bei Batteriebetrieb sind sie dagegen parallel geschaltet (genauer genommen handelt es sich um eine Parallel/Serienschaltung von 1. zwei Röhren, 2. einer Röhre und einem Widerstand von 27 Ohm und 3. der DL 92, die direkt an beiden in Serie liegenden Monozellen angeschlossen ist). Der verwendete Kleinlautsprecher (100 mm  $\phi$ ) hat dank seiner großen magnetischen Feldstärke von 10 000 Gauß einen beachtlich hohen Wirkungsgrad.

Weitere technische Einzelheiten:

Röhrenbestückung: DK 91, DF 91, DAF 91, DL 92

Batterien: Anode 67,5 Volt, Heizung zwei Monozellen

Netzspannung: 110, 220 Volt  $\approx$ , kombinierter Umschalter „Batterie/Aus/Netz“ an der Frontseite unter dem Lautstärkenregler

Leistungsaufnahme: 17 Watt bei 220 Volt

Wellenbereich: 528 ... 1640 kHz, einfache, geeichte Skala

Empfindlichkeit: etwa 20 µV im Durchschnitt ZF: 450 kHz

Schwundausgleich: einstufig (Mischröhre)

Preis: etwa 180,— o. B.



Abb. 1



Abb. 2

Wegdrehen der offenen Seite die Kopplung mit einer benachbarten Spule zu beeinflussen. Erst mit der Entwicklung der Spritztechnik von phenoplastischen Massen ergab sich die Möglichkeit, auch verwickelte Kernformen, vor allem Gewinde, herzustellen. Bei dem in der Abbildung 2 dargestellten Garnrollenkern wird die Eisenmasse um den Spulenkörper herumgespritzt und fest mit ihm verbunden. Durch einen einschraubbaren Eisenkern wird der Kraftlinienweg im Querschnitt mehr oder weniger vergrößert und dadurch die Induktivität um 15 ... 20 % verändert. In neuerer

# Ein 8-Röhren-Communications-Empfänger

Der BC 348 ist ein bekannter Kurzwellen-Empfänger, der wohl nicht nur wegen seiner zeitweise leichten Beschaffbarkeit, sondern auch wegen seiner ausgezeichneten Leistungen in Amateurkreisen einige Verbreitung gefunden hat. Die hier folgende kurze Gerätebeschreibung mag deshalb nicht nur für den — evtl. zukünftigen — Besitzer eines solchen Gerätes wertvoll sein, sondern die in diesem Empfänger vorhandenen schaltungstechnischen Feinheiten dürften auch dem Selbstbauer eines Superhets einige Anregungen bieten.

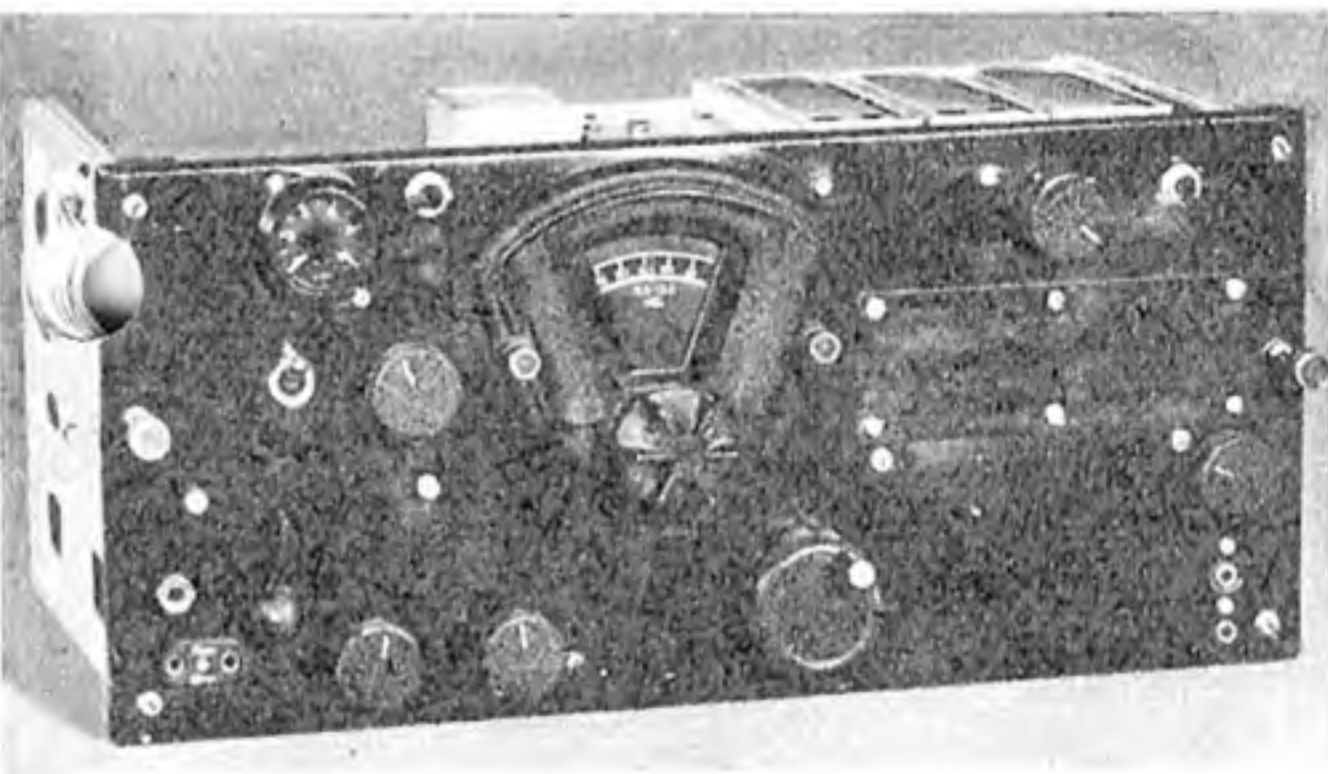


Abb. 1. Vorderansicht des Empfängers. Das eingesetzte Instrument des S-Meters ist (vgl. Abb. 2) an einer Stelle in die Frontplatte eingelassen, die hinten nicht durch ZF-Filter verbaut ist

Das Schaltbild zeigt einen 8-Röhren-Superhet mit sechs Empfangsbereichen. Diese Bereiche sind wie folgt unterteilt: 1,5 ... 3, 3 ... 5, 5 ... 7,5, 7,5 ... 10,5, 10,5 ... 14, 14 ... 18 MHz. Der Antennenanschluß ist kapazitiv an den ersten Abstimmkreis gelegt, wobei mit dem von der Frontplatte aus zu bedienenden Trimmer Antennenkapazitäten zwischen 50 und 200 pF ausgleichbar sind. Der dem Antennenanschluß parallelliegende Widerstand ist zur Ableitung von statischen Antennenaufładungen vorgesehen. 2 HF-Vorstufen mit der Regelpentode 6 K 7 (VT 86) sind vorhanden, wobei die Verstärkung über beide Stufen in allen Bereichen nahezu konstant bleibt, was durch ein passendes Übersetzungsverhältnis der Anoden und Gitterkreispulen erreicht wird. Da die HF-Kreise nur mit Trimmern abzustimmen sind, ist die Kontrolle des richtigen Abgleichs in den meisten Fällen sehr einfach. Als Anhaltspunkt dafür, welche Trimmer betätigt werden müssen, sind in der Tabelle auf S. 214 Abgleichfrequenzen und Trimmerbezeichnungen zusammengestellt.

Auch das sich in den einzelnen Bereichen bei der Durchstimmung der Drehkondensatoren verändernde LC-Verhältnis der Eingangskreise wird in seinem Einfluß auf die Verstärkung der HF-Stufen dadurch kompensiert, daß mit dem Vierfachdrehko ein Regelwiderstand gekuppelt ist, der die Gittervorspannung in der Katodenleitung (Abb. 7) — damit die Verstärkung der zweiten Stufe — automatisch mit der Abstimmung verändert. Zur Vermeidung von Kreuz-

modulation bekommt die Mischröhre 6 J 7 (VT 91) nur verhältnismäßig geringe Signalspannungen. Der dazugehörige Oszillator arbeitet in der üblichen Rückkopplungsschaltung mit einer 6 C 5 (VT 65), deren Anodenspannung durch die Glimmröhre RCA 991 stabilisiert wird. Neben einer sorgfältigen Temperaturkompensation trägt auch die niederohmige Auskopplung zur Katode der Mischröhre dazu bei, den Oszillator bei Abstimmung des Mischers oder bei Laständerungen stabil zu halten. Auf den vier unteren Bereichen arbeitet der Oszillator um den Betrag der ZF höher als das Signal, während er bei den beiden hochfrequenten Bereichen um die ZF tiefer als das Signal schwingt.

Der dreistufige ZF-Teil des Empfängers arbeitet mit Pentoden, die nur eine relativ geringe Steilheit (unter 1,5 mA/V) besitzen, so daß im Verein mit sehr guten Schwingkreisen (HF-Eisenkerne und Lufttrimmer) hier ein äußerst stabiler Zwischenfrequenzverstärker aufgebaut ist. Die Empfindlichkeit wird mit 25  $\mu$ V für 10 mW Output angegeben. Das vor der ersten ZF-Röhre 6 K 7 angeordnete Quarzfilter gestattet in der kapazitiven Brückenschaltung Bandbreiteneinstellungen zwischen 800 und 3000 Hz. Die Bandbreite dieses Filters ist zumeist vom Hersteller auf etwa 2 kHz fest eingestellt, so daß nur der Kurzschließer für den Quarz von der Frontplatte aus bedient zu werden braucht.

In der zweiten ZF-Röhre 6 F 7 (VT 70) dient das Triodensystem als CW-Über-

lagerer. Ein verstellbarer Eisenkern besorgt den Grobabgleich, während ein von der Frontplatte aus bedienbarer Parallelkondensator zur Tonhöhenregulierung von  $\pm 4$  kHz beim Telegrafieempfang vorgesehen ist.

Auch dieser Generator ist selbstverständlich temperaturkompensiert, und er arbeitet nur sehr schwach schwingend. Die Schwingspannung wird kapazitiv in den Anodenkreis des Pentodensystems der gleichen Röhre gekoppelt und somit von der nicht geregelten dritten ZF-Röhre mitverstärkt. Trotz dieser Arbeitsweise, die natürlich von der 6 B 8 ein einwandfrei lineares Arbeiten erfordert, erscheint an der Diodenstrecke eine Überlagerungsspannung, die unterhalb der Verzögerungsspannung für die Schwundregelung liegt. Deshalb kann der Fadingausgleich auch bei CW eingeschaltet bleiben. Allerdings erfordert diese Arbeitsweise noch einige weitere schaltungstechnische Maßnahmen, die in Abb. 9 getrennt skizziert sind. Beim Einschalten des CW-Überlagerers mit dem von der Frontplatte zu bedienenden Schalter S wird einmal die Zeitkonstante der Schwundregelspannung vergrößert und zum anderen werden die Schirmgitterspannungen der entsprechenden HF- und ZF-Röhren herabgesetzt, um das Eigenrauschen des Gerätes wieder auf den gleichen Wert wie ohne CW-Überlagerer zu bringen. Um für starke Signale am Gleichrichter eine ausreichende Amplitude der CW-Osz.-Spannung auch bei eingeschalteter Schwundregelung verfügbar zu haben, muß eine gewisse Abhängigkeit dieser

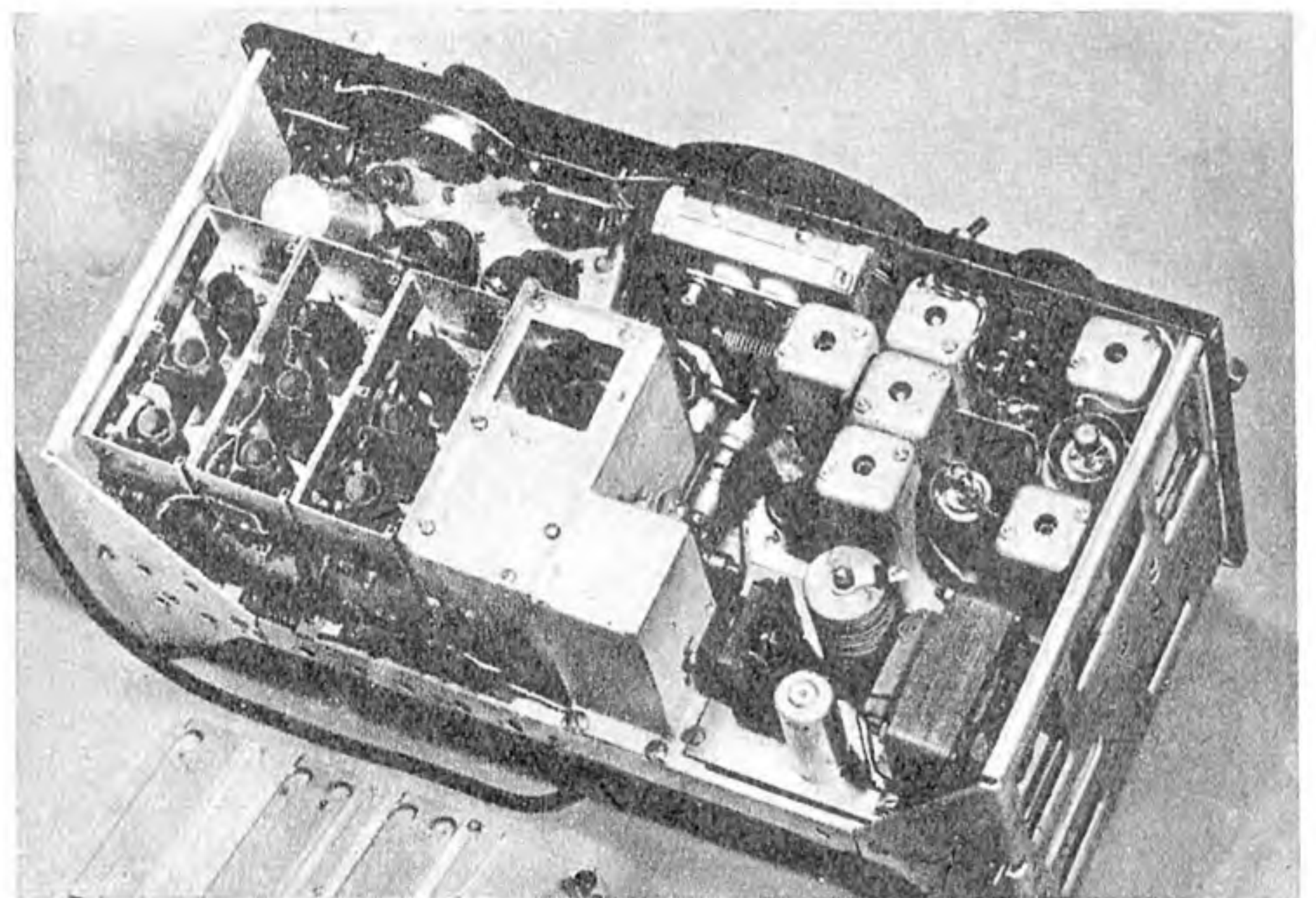


Abb. 2. Ansicht des Empfängergestelles von oben. Rechts hinten befindet sich an Stelle des Umformers der auf einer neuen Grundplatte montierte Netzteil. Die Deckplatten der Spulenkästen links sind abgenommen, und man erkennt auch den gekapselten Einbau der Oszillatöröhre

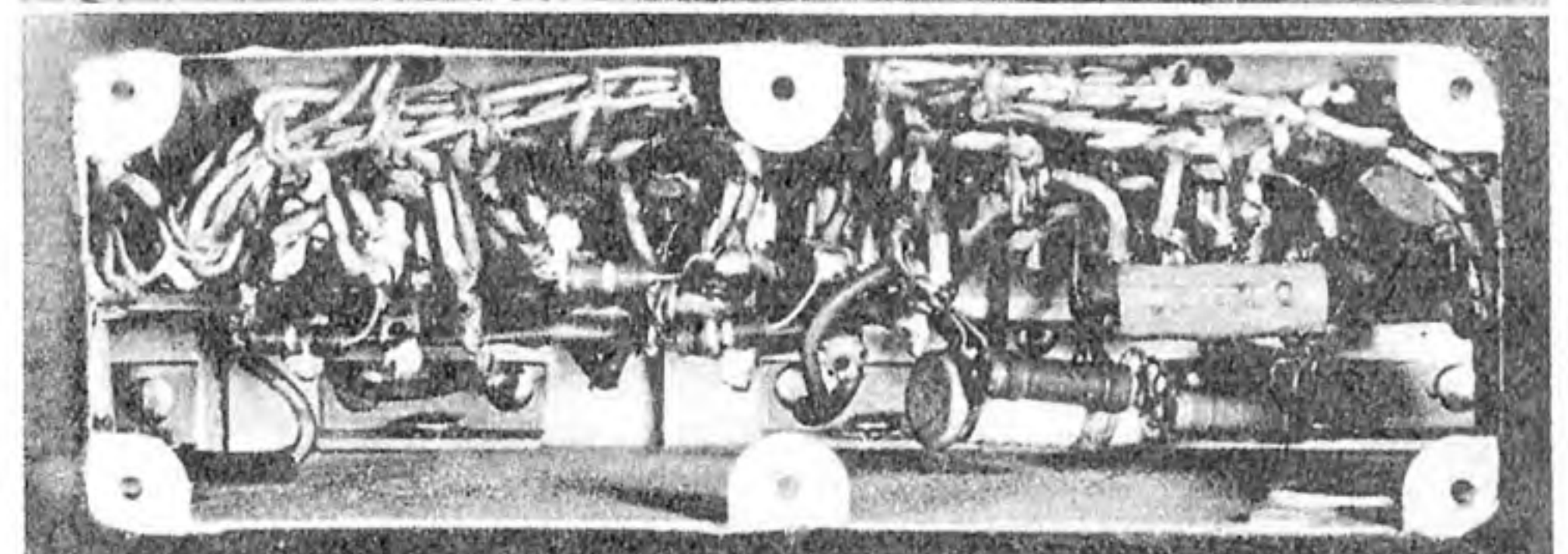
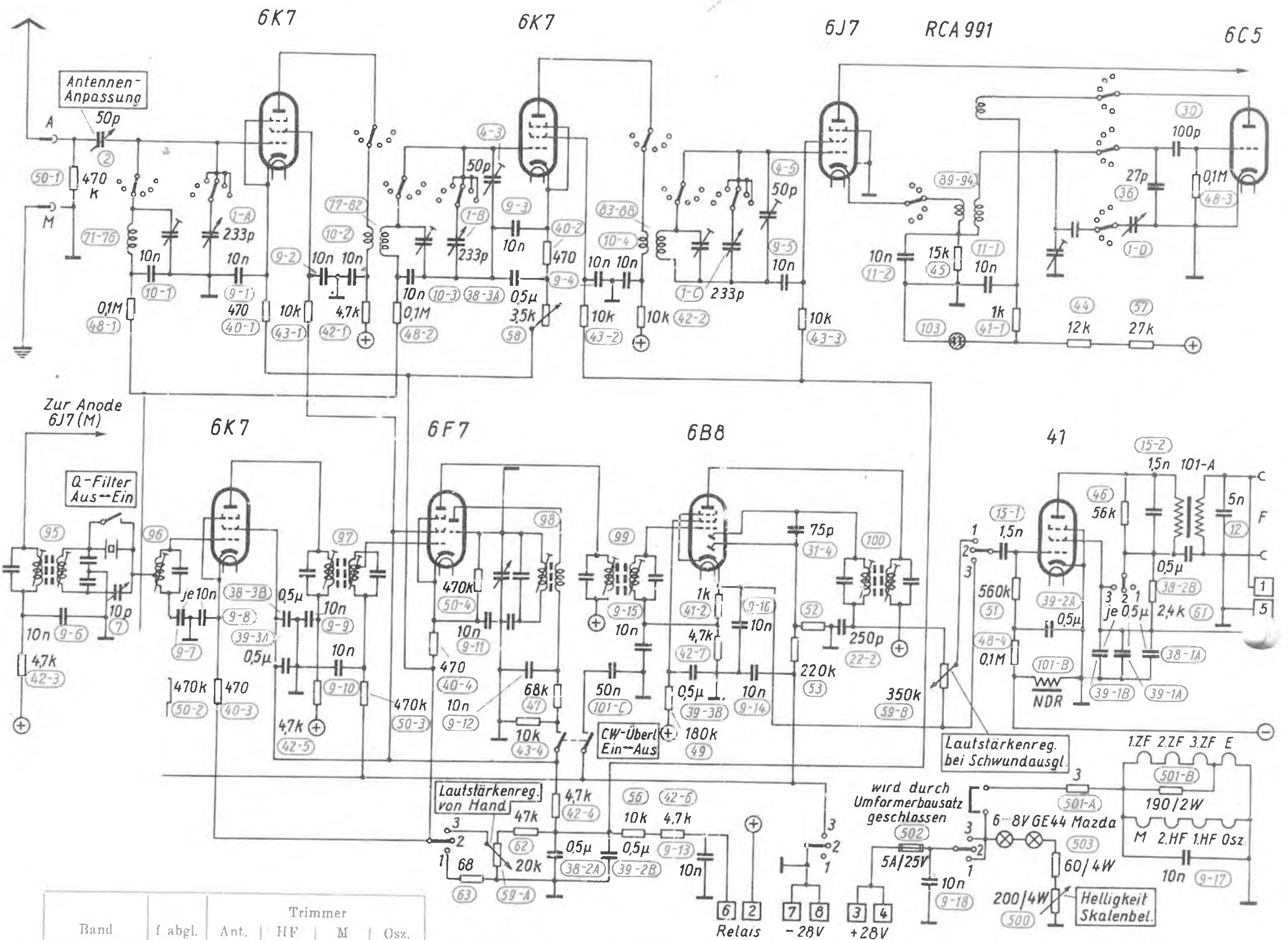


Abb. 3. Blick in die Verdrahtung des HF-Teiles, die nach dem Abnehmen einer Deckplatte von der Frontplatte aus zugänglich ist. Rechts die mit den beiden  $\frac{1}{4}$ -W-Widerständen neu eingebaute Fassung der EF 50



Band	f abgl.	Trimmer			
		Ant.	HF	M	Osz.
1,5 — 3	3,0	2**	4 — 3	4 — 5	6 — 1
3 — 5	5,0	3 — 1	3 — 3	3 — 5	6 — 2
5 — 7,5	7,5	5 — 1	5 — 3	5 — 5	6 — 3
7,5 — 10,5	10,5	5 — 2	5 — 4	5 — 6	6 — 4
10,5 — 14,0	14,0	3 — 2	3 — 4	3 — 6	3 — 7
14,0 — 18,0	18,0	4 — 1	4 — 2	4 — 4	3 — 8

Abgleichpunkte des BC 348

Überlagerungsspannung von der zugeführten Signalspannung gegeben sein, denn bei Abwesenheit eines Empfangssignals soll ja die Überlagerungsspannung am Gleichrichter unter der Verzögerungsspannung bleiben. Nun wird, wie Abb. 9 zeigt, der CW-Überlagerer aus dem Schirmgitterkreis der schwundgeregelten Röhren gespeist. Werden diese Röhren zugeregelt, so verringert sich auch der Schirmgitterstrom, wodurch die Spannung in diesem Verteilerstromkreis, an dem auch der CW-Überlagerer hängt, größer wird, so daß die oben gewünschte Abhängigkeit erreicht ist.

Als nicht geregelte letzte ZF-Röhre wird wieder eine Verbundröhre 6B8 (VT 93) benutzt, von deren beiden Diodenstrecken eine zur Signalgleichrichtung dient und die andere zur Gewinnung der verzögerten Regelspannung vorgesehen ist. Als Zwischenfrequenz wird in diesem Empfänger der relativ hohe Wert von 915 kHz benutzt. Während die drei ersten Filter kritisch gekoppelt sind, ist das Diodenfilter breitbandiger und besitzt Sattelpunkte bei  $\pm 5$  kHz.

Schaltbild des BC 348. Die Spulenumschaltung ist nur für die vier unteren Bereiche angedeutet. In den beiden hochfrequenten Bändern wird die Kapazität der Drehkos durch Serienkondensatoren verkleinert, die zwischen dem Schalterkontakt und dem heißen Ende der entsprechenden Spulen liegen. Die Positionsnummern aus BC 348 B. Die Leitungen der positiven Anodenspannung sind nicht ausgezogen. Schalterstellungen der dreipoligen Stufenschalter: 1 = automatische Schwundregelung; 2 = Empfänger aus; 3 = Handregelung. Eckig umrahmte Ziffern bezeichnen Anschlüsse der Steckereiste an der Unterseite des Gestells. Widerstände in  $\Omega$ , Kapazitäten in F

Nach dem Signalgleichrichter folgt unmittelbar die Endröhre 41 (VT 48), wobei keine NF-Vorstufe verwendet wird. Durch die Gleichrichtung relativ hoher Signalspannungen, die vom dreistufigen ZF-Teil geliefert werden, ergeben sich bei diesem Gerät einige Vorteile. So ist die Gleichrichtung hoher Signalspannungen bekanntlich recht verzerrungsarm, und außerdem werden durch den Fortfall der NF-Stufe nicht unerhebliche Siebmittel für die Anodenstromversorgung eingespart. Auch entfällt irgendwelche NF-Mikrofonie von dem auf dem Empfangsgestell selbst untergebrachten Umformer. Durch den hohen Signalpegel am Gleichrichter wird auch stets eine ausreichende Regelspannung erzeugt, so daß man hierdurch genügende Reserven für eine ausgesprochen flache Regelcharakteristik des Gerätes erhält.

Zur Lautstärkenregelung dient ein Tandem-Potentiometer, dessen hochohmige Widerstandsbahn nur für die NF-seitige Pegeleinstellung verwendet wird, wenn die Schwundregelung arbeitet. Dagegen wird bei abgeschaltetem Schwundausgleich die niederohmige Regelbahn zur Veränderung der Gittervorspannung je zweier HF- und ZF-Stufen eingeschaltet. Mit der Endröhre erfolgt ferner eine recht interessante Lastregelung des Umformers. Die negative Gittervorspannung für diese Stufe wird an der Siebdrossel in der negativen Bezugsleitung gewonnen. Verringert sich nun der Stromfluß in dem Empfänger, so fällt an der Drossel weniger Vorspannung ab, und die Endröhre zieht mehr Strom — und umgekehrt, so daß es in gewissen Grenzen zum Ausgleich der Laständerung kommt (s. Abb. 7).

Abb. 4. Schaltungsvorschlag für den zusätzlich einzubauenden NF-Vorverstärker

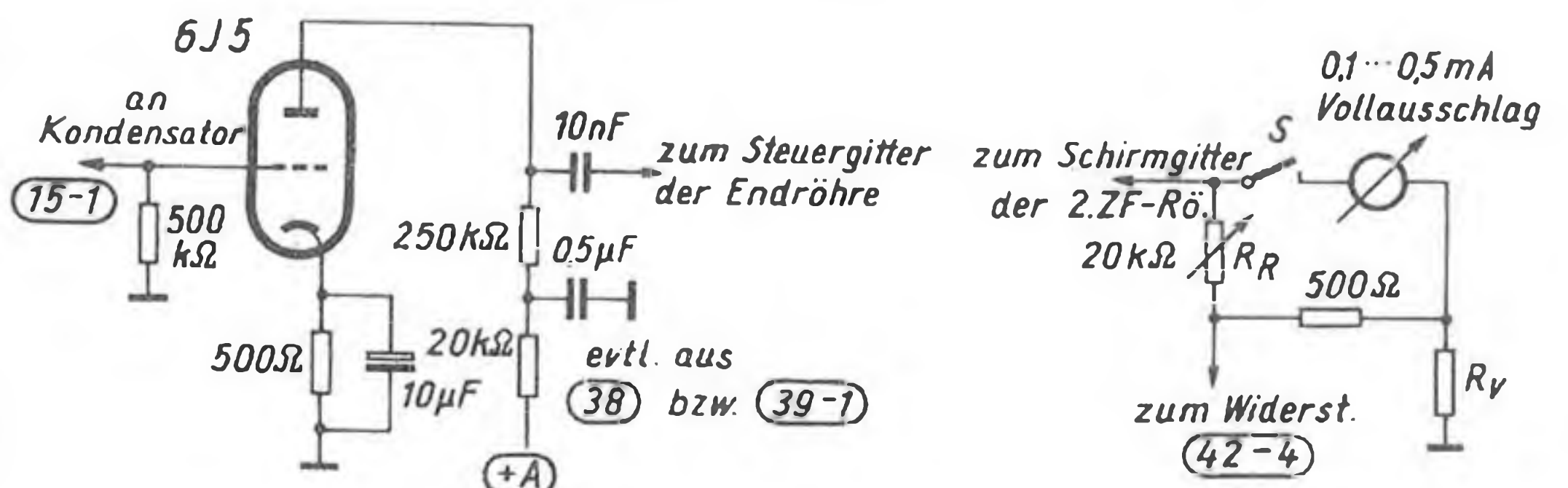


Abb. 5. Skizze zum Einbau der Brückenschaltung des S-Meters



Bei der Herrichtung dieses Empfängers für den Amateurbetrieb wird man zweckmäßig zunächst einen neuen Netzteil auf der Montageplatte des Umformers aufbauen. Notwendig sind zur Anodenstromversorgung etwa 250 V/75 mA und 28 V/0,8 A für den Heizkreis. Die Umschaltung sämtlicher Röhren für den 6,3-V-Betrieb dürfte praktisch mühsamer sein als die Erweiterung der normalerweise auf einem Netztrafo befindlichen Heizwicklungen. Für die Anodenstromsiebung kann man gegebenenfalls die im Becher des Ausgangsrafos untergebrachte Drossel noch mitverwenden. Zur Erzielung möglichst brumnfreien Betriebes ist es jedoch besser, noch eine getrennte Siebdrossel und zwei hinreichend große Elkos — evtl.  $2 \times 16 \mu\text{F}$  — vorzusehen.

Auch die Stromregelautomatik der Endröhre braucht man im reinen Netzbetrieb nicht, so daß auch zur Vermeidung unnötiger Brummeinkopplung die Gitterleitung dieser Stufe an Masse zu legen ist und die Gittervorspannung durch einen neu einzubauenden 500-Ohm-Widerstand in der Katodenleitung der 41 erzeugt wird. Die in vielen Geräten (es gibt Baumuster BC 348 H, K, L, R zum Teil mit moderneren Röhren wie 6 SK 7 usw.) vorgesehenen zwei Sekundäranspannungswicklungen des NF-

der bekannten Antennenstrommesser, die mit einem Innenwiderstand von rd. 1 kOhm etwa 0,5 mA Vollausschlag bei  $270^\circ$  Drehwinkel besitzen. Man erreicht hiermit eine recht gute Anzeigegenauigkeit. Die in eine der Schirmgitterleitungen — zweckmäßig etwa die der zweiten ZF-Röhre — einzuschaltende Anordnung ist in Abb. 5 skizziert. Die Größe des Widerstandes  $R_v$  hängt vom benutzten Instrument ab und kann für ein 0,5-mA-Instrument etwa 40 kOhm sein. Bei empfindlicheren Meßgeräten muß dieser Widerstand größer sein. Mit dem Regelwiderstand  $R_R$  ist der Nullpunkt des Instrumentes einstellbar.

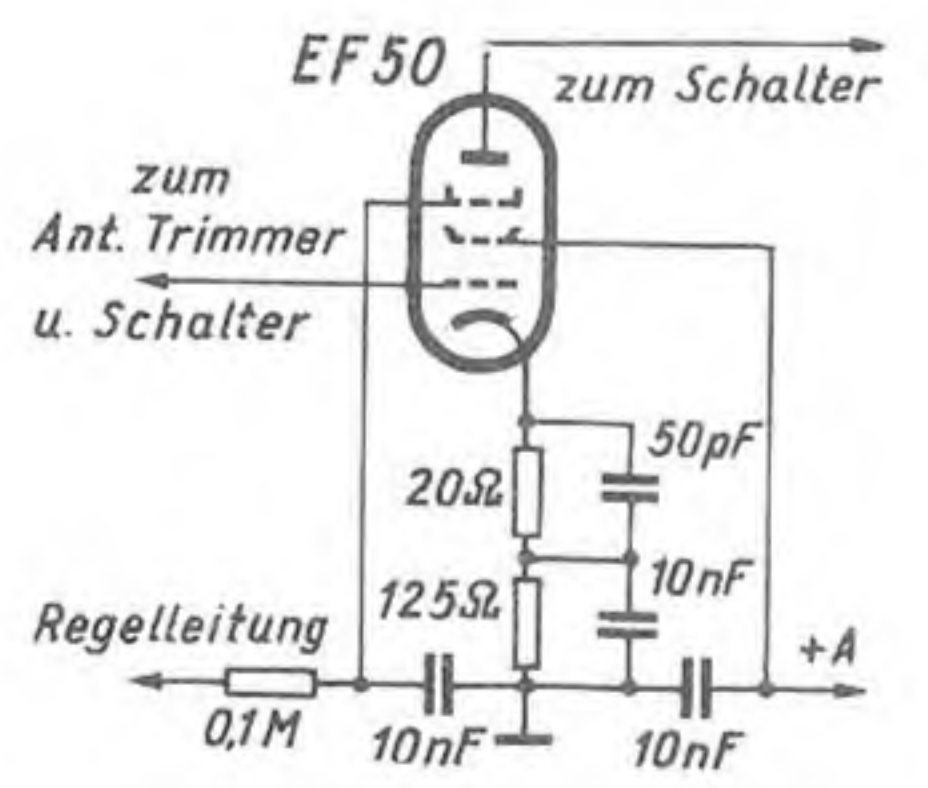
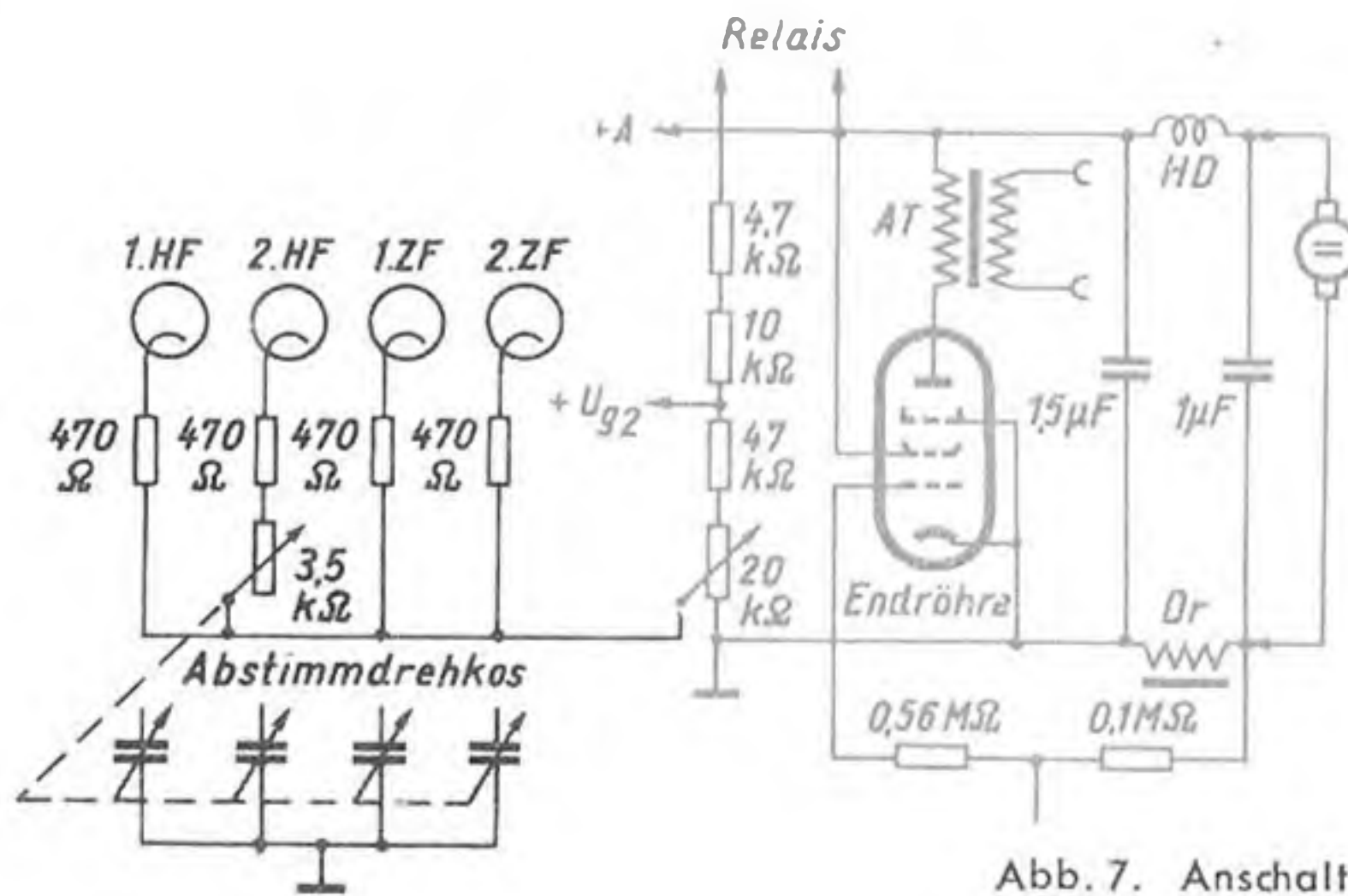


Abb. 6. Einbau einer rauscharmen, steilen Eingangsröhre

Abb. 7. Anschaltung der Endröhre, die mit zur Lastregelung des Umformers dient; links die Anordnung zum Empfindlichkeitsausgleich bei wechselndem L/C-Verhältnis

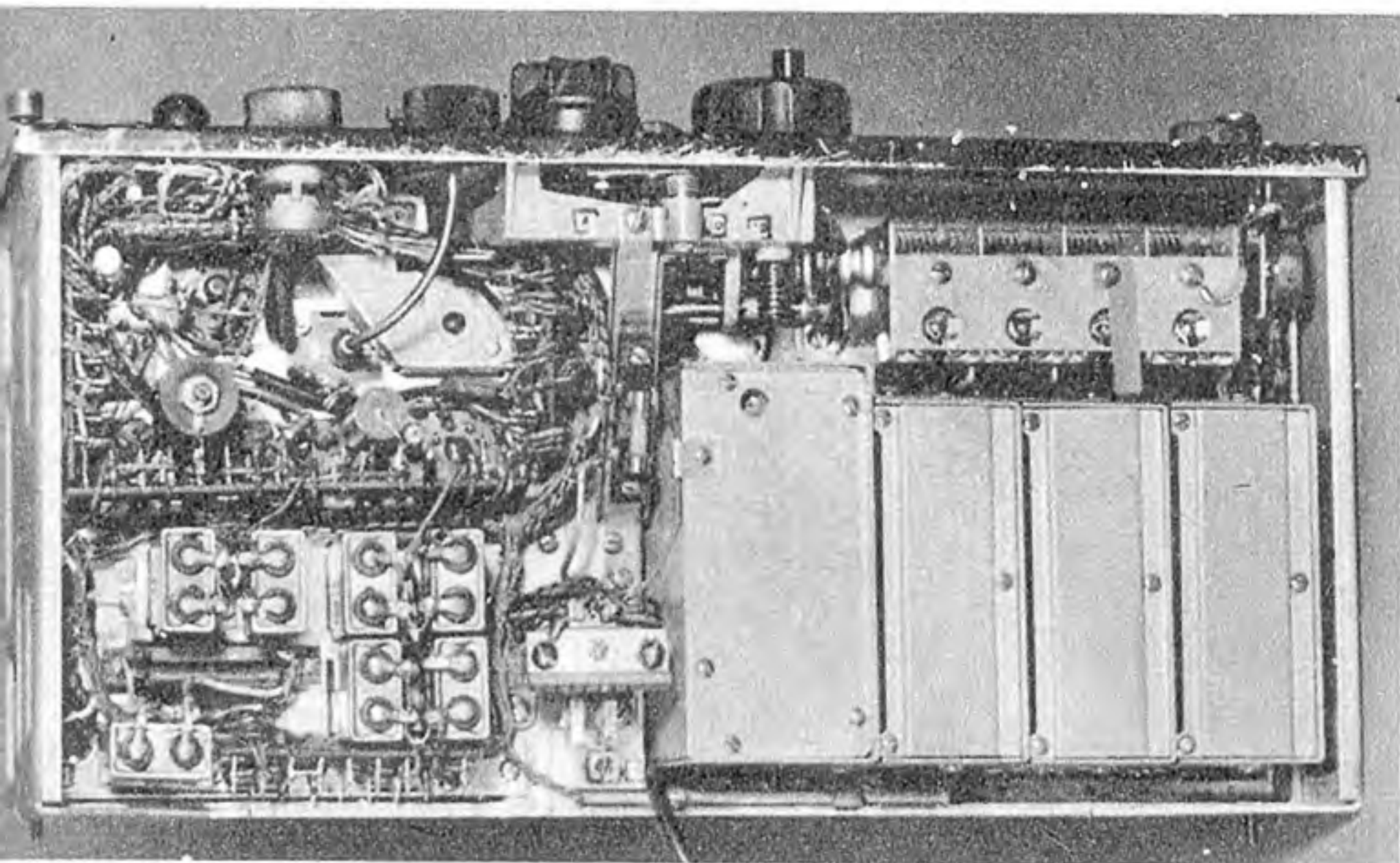


Abb. 8. Verdrahtungsansicht des Empfängers. Rechts oben: der unterhalb des Gestells montierte Vierfachdrehko ist so Wärmeabstrahlung weniger ausgesetzt. Die biegsame Welle rechts neben dem Doppelpotentiometer der Lautstärkenregler führt zum Paralleltrimmer des CW - Überlagerers

Ausgangstrafos sind mit den Klemmen LO für 300 Ohm und HI für 4 kOhm bestimmt.

Obwohl die von der Endröhre abgegebene Sprechleistung zum Betrieb von einem oder zwei Kopfhörern völlig genügt, läßt sich der Gebrauchswert dieses Empfängers doch durch den Einbau einer zusätzlichen NF-Vorstufe verbessern. Verstärkungsmäßig genügt hierfür eine Triode, beispielsweise die 6 J 5, deren Einschaltung zwischen den hochohmigen Lautstärkenregler und das Steuergitter der Endstufe in Abb. 4 skizziert ist. Zur Heizstromversorgung legt man den Faden dieser Röhre am einfachsten unter Vorschaltung eines 140-Ohm/3-W-Widerstandes an die Gesamtheizspannung (28 V) des Geräts. Durch diese NF-Stufe kann man dann auch brauchbaren Lautsprecherbetrieb durchführen.

Als nächste Ergänzung wird der Amateur den Einbau eines S-Meters wünschen, das hier in einfacher Weise mit einer Brückenschaltung in die Schirmgitterleitung einer der schwundgeregelten Röhren eingebaut werden kann. Am besten verwendet man als Instrument für diesen Anzeiger einen

Dieser Regler kann evtl. fest eingebaut werden, so daß er mit einem Schraubenzieher nachstellbar ist. Ein Schalter S dient zur Abschaltung des Instrumentes. Beim Einbau des S-Meters ist es natürlich nicht ratsam, das mit dem Abstimm Drehko gekuppelte Potentiometer in der Katodenleitung der zweiten HF-Stufe kurzzuschließen, wie es gelegentlich von anderer Seite vorgeschlagen wurde.\*) Man verliert dadurch die Möglichkeit, S-Werte auf den verschiedenen Bändern zuverlässig miteinander vergleichen zu können, was insbesondere beim Ausmessen von Antennen häufig doch recht wertvoll ist.

Eine wesentliche Verbesserung des Signal/Störspannungsverhältnisses im Empfänger läßt sich dagegen erreichen, wenn man zumindest die Eingangsstufen mit einer rauscharmen und steilen HF-Pentode versieht, wie dies auch von anderer Seite bereits vorgeschlagen wurde\*). Wegen der gleichen Heizleistung kommt für diese Stufe in erster Linie eine EF 50 in Frage, deren Anschaltung in Abb. 6 skizziert ist. Die

normal verlaufenden Leitungen sind hier mit Pfeilen bezeichnet. Eine Schwundregelung kann allerdings bei der EF 50 nur bedingt am Bremsgitter erfolgen, weshalb beim Umbau der Antennenkreis in der Spulenbox direkt mit Masse zu verbinden ist, während die ursprünglich dort anlaufende Regelleitung (Rückseite des ersten Spulenkastens) an das Bremsgitter der EF 50 anzuschließen ist. Von den in der Katode dieser Röhre neu eingesetzten Widerständen ist nur der größere ausreichend kapazitiv überbrückt, während mit dem kleineren RC-Glied zusammen mit der Gitter-Katodenkapazität in der Röhre eine kapazitive

Spannungsteilung erreicht wird, die eine gewisse Rückkopplung dieser Stufe bewirkt. Die gleichzeitig dabei auftretende Stromgegenkopplung stabilisiert die Röhre und hält die Neigung zur Selbsterregung damit konstant. Rein konstruktiv ist zum Einbau dieser neuen HF-Stufe die rechte Deckplatte an der Vorderseite des Gerätes abzunehmen und die Fassung der ersten 6 K 7 zu entfernen. Nach dem mit Abstandsröllchen erfolgten Einsetzen der EF-50-Fassung ist in die vordere Wand der ersten Spulenbox ein Loch in geeigneter Höhe zum Durchführen der neuen Gitterleitung zu bohren. Nach dem vollständigen Einbau der neuen Röhre sind die Eingangskreise natürlich neu abzugleichen.

Für den kompletten Stationsbetrieb mit einem Sender können die Kontakte 2

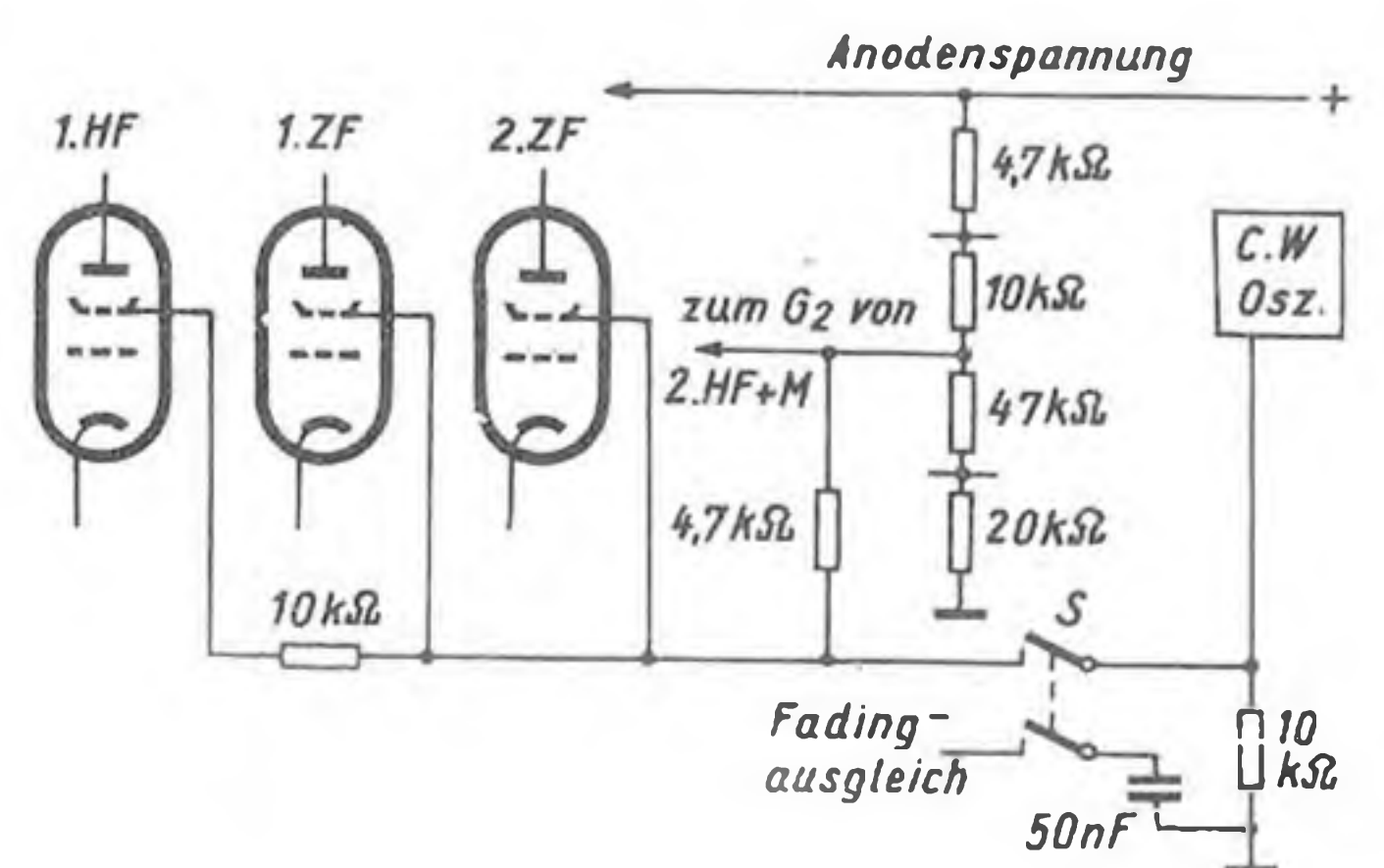


Abb. 9. Anschaltung des CW-Oszillators

und 6 der unter dem Chassis befindlichen Steckerleiste (im Schaltbild eckig umrahmt) zum Sendempfangsschalter geführt werden. Andernfalls können sie auch überbrückt werden. Auch empfiehlt es sich, den parallel zum Antennenkreis liegenden 470-kOhm-Widerstand beim Sendebetrieb durch eine Glühlampe zu ersetzen.

\*) H. Schütze: Verbesserungen am BC 348 QRV, Jan. 1950, S. 14.

# Phasenmessung auf Kreisskala und mit Rechteckspannungen

(Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 6 [1951], H. 7, S. 195)

## Untersuchung von Schaltelementen mit Phasennacheilung

Auch der Einfluß eines RC-Gliedes (Abb. 33a) auf die Phasenlage kann mit Rechteckspannungen untersucht werden. In Abb. 34 bringen wir eine entsprechende Oszillogrammreihe für diesen Fall. Die Spannung am Kondensator erreicht nun verzögert ihren Höchstwert. Je größer die Zeitkonstante RC, um so langsamer erfolgt der Spannungsanstieg. Da der Einfluß der Schaltung 33a unter bestimmten Voraussetzungen, die in der Verstärkertechnik zutreffen [8] — einer Schaltung nach 33b gleich ist, können

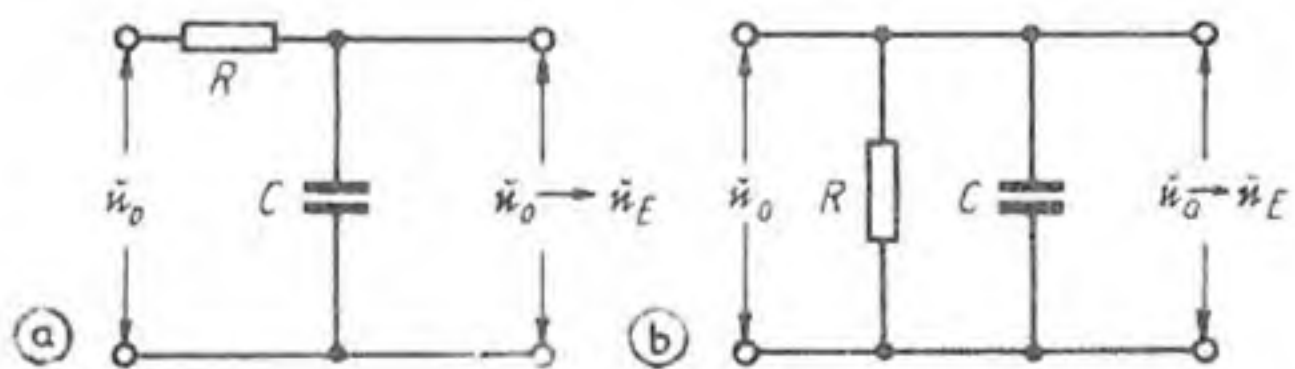


Abb. 33. RC-Schaltung und äquivalente Parallelschaltung von Widerstand und Kapazität

diese Ergebnisse auch für Untersuchungen an der oberen Frequenzgrenze von Schaltelementen oder Verstärkerstufen angewandt werden.

Nach Abb. 34 tritt immer nur eine Verringerung der Ausschläge — im Gegensatz zu einem RC-Glied — ein.

### Elektrisch Integrieren

Wie das Bild für  $\varphi = 75^\circ$  der Abb. 34 zeigt, ist aus der rechteckförmig verlaufenden Spannung eine fast genau dreieckförmige geworden. Während jeder Halbperiode der Rechteckspannung steigt also die Ausgangsspannung stetig und fällt in der nächsten Halbperiode ebenso wieder zurück. Dies entspricht aber der integrierten Kurve der Eingangsspannung. Mit einer Schaltung nach Abb. 33a oder 33b ist also eine elektrische Integration möglich. Hierfür muß  $R > 3 \cdot \frac{1}{\omega C}$  sein.

### Einfluß von Phasenverschiebungen der Modulationsspannung bei Fernsehbildern sowie Phasenbrücken

Um einen Eindruck davon zu geben, wie ein Fernsehbild durch Phasenfehler in der Modulationsspannung beeinflusst wird, sind in Abb. 35 Schirmbilder mit einem Meßraster und die Oszillogramme der zugehörigen Modulationsspannung gezeigt. In Abb. 35a ist die Modulationsspannung einwandfrei rechteckförmig. In 35b besitzt die Modulationsspannung etwa  $8^\circ$  Phasenverschiebung; in 35c etwa  $30^\circ$ . Die Ausschnitte der Prüfraster des Fernsehbildes (aufgenommen an einem Oszillografen) zeigen den Einfluß der Phasenverschiebung der Modulationsspannung. Er wird allerdings vom Auge noch etwas stärker wahrgenommen, da durch die fotografische Wiedergabe etwas Kontrast verlorengeht.

Für Fernseh-Modulationsspannungen muß deshalb die Forderung gestellt werden, daß keine größere Phasenverschiebung als  $2^\circ$  auftritt.

Verschiedentlich [10], [11], [12], [13] und [14] sind Schaltungen — „Phasen-

brücken“ — angegeben worden, mit denen auf dem Leuchtschirm ein Strich entsteht, der sich abhängig von dem Phasenunterschied der beiden Spannungen dreht (auch die in einem folgenden Aufsatz „Frequenzmessungen mit dem Elektronenstrahloszillografen“ beschriebene Schaltung zur Darstellung von Kreiszykloiden eignet sich dazu). Voraussetzung ist dabei allerdings, daß die Amplituden dieser Spannungen vollkommen gleich groß sind! Auf einer kreisförmigen Skala kann der Phasenwinkel in Graden direkt abgelesen werden; die Abb. 36 mit Oszillo-

grammen für einige bestimmte Phasenlagen beweist dies deutlich.

Wie daraus ersichtlich, sind Phasenwinkel von max.  $+360^\circ$  oder  $-360^\circ$  abzulesen. Der Drehwinkel des Zeigers entspricht also dem doppelten Phasenwinkel. Ist  $\alpha$  der abgelesene Drehwinkel des Zeigers und  $\varphi$  der Phasenwinkel, dann ist also:

$$\varphi = 2 \cdot \alpha \quad (11)$$

Mit üblichen Elektronenstrahlröhren können so bis zu minimal etwa  $5^\circ$  abgelesen werden.

Die zugehörige Schaltung gibt Abb. 37 wieder. In diesem Beispiel wurde der

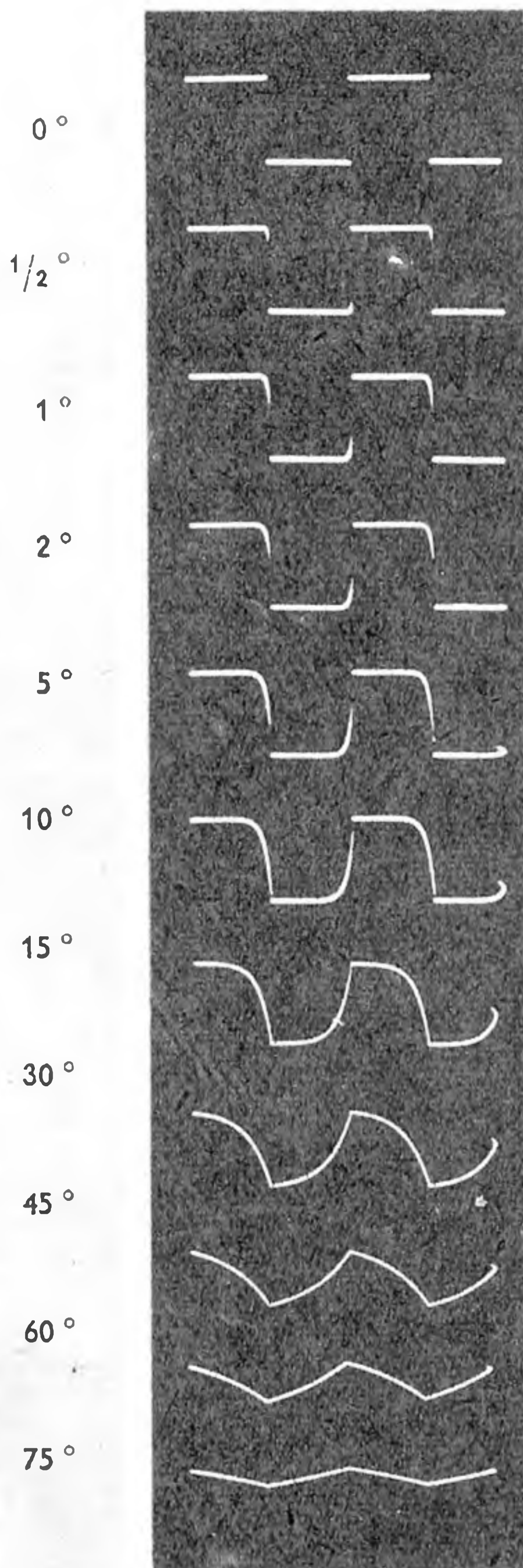


Abb. 34. Oszillogramme zur Phasenmessung bei negativem Phasenwinkel

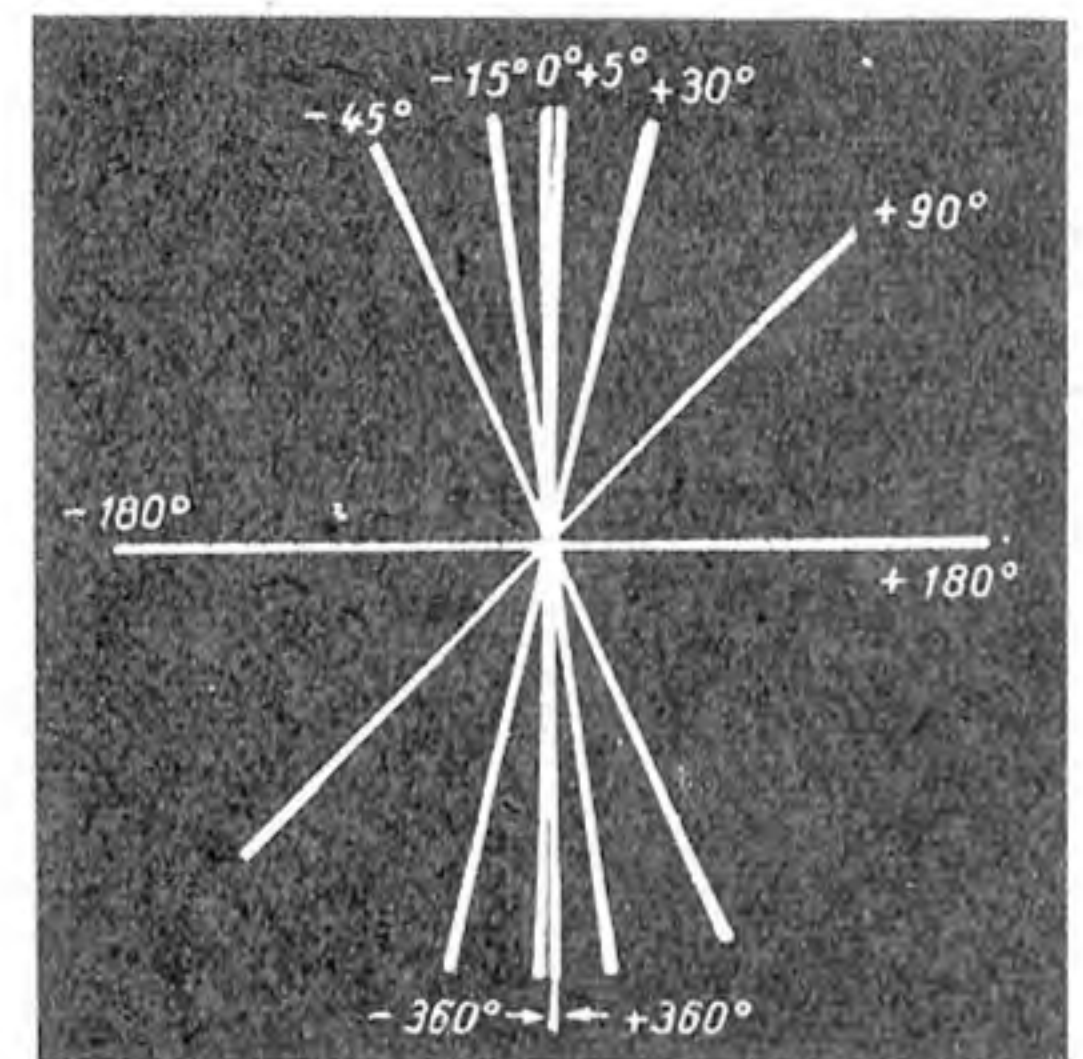


Abb. 36. Phasenmessung mit Drehzeiger am Leuchtschirm der Elektronenstrahlröhre

Phasenunterschied der Spannung  $U_1$  zu  $U_2$  bei Lichtnetzfrequenz beobachtet. Die Spannung wurde dem Netz nach Regelung durch  $Tr_1$ , Trennung durch  $Tr_2$  und Glättung durch R und C entnommen. Für die Elemente der Brückenschaltung soll  $\frac{1}{\omega C} = R$  sein. Die eingetragenen

Werte ergeben bei 50 Hz zufriedenstellende Resultate (s. Abb. 36).

Die Anzeige ist allerdings zweideutig, d. h. der Zeiger für  $0^\circ$  kann auch bei  $360^\circ$ , der für  $90^\circ$  auch  $-270^\circ$ , der für  $180^\circ$  auch  $-180^\circ$  bedeuten. Diese Meßmethode eignet sich vor allem zur Beobachtung größerer Phasenwinkel.

Werden die beiden Vergleichsspannungen  $U_1$  und  $U_2$  verschiedenen Wechselspannungsgeneratoren entnommen, dann erhält man bei nicht vollkommenem Synchronismus einen sich drehenden Zeiger, nach dem der Gleichlauf dieser Generatoren sehr einfach und anschaulich eingestellt werden kann.

Es sei besonders darauf hingewiesen, daß in den Fällen, in denen (wie hier) genügend Spannung zur Verfügung steht, nur einige billige Schaltelemente (kein Meßverstärker und kein Zeitspannungs-

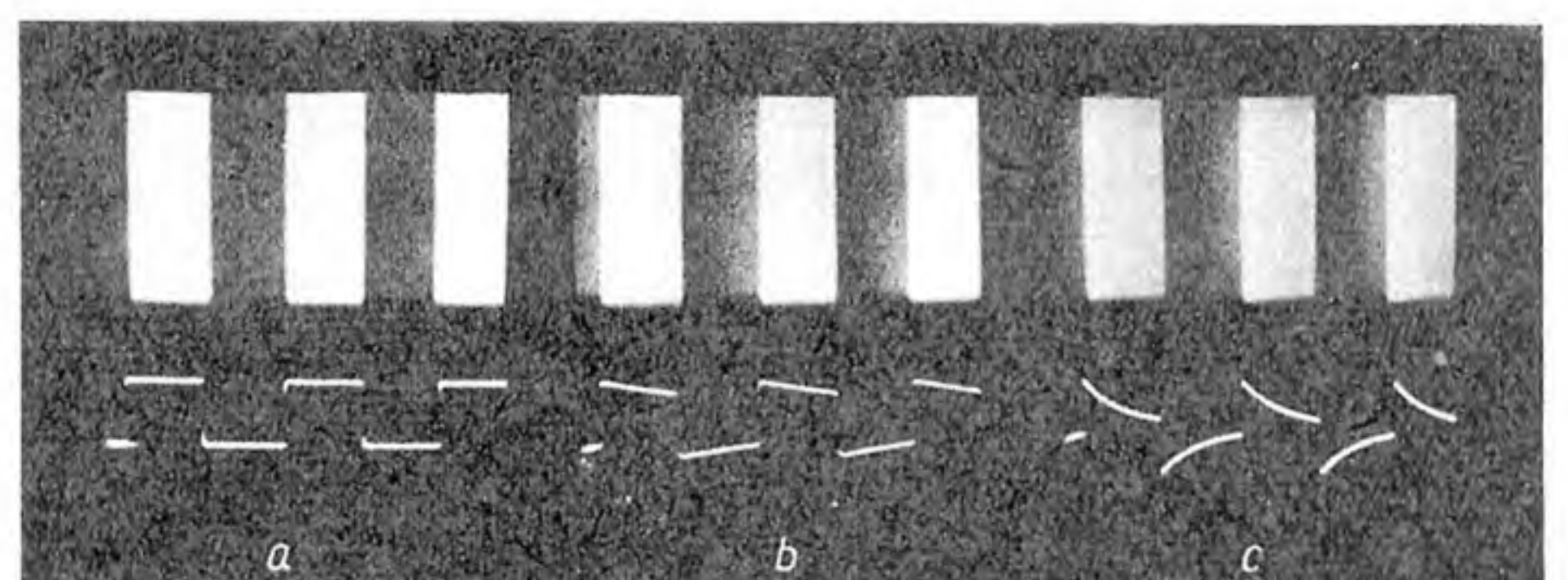


Abb. 35. Einfluß von Phasenverschiebung der Bildmodulationsspannung. a) ohne Phasenfehler, b) Phasenfehler etwa  $8^\circ$ , c) Phasenfehler etwa  $30^\circ$

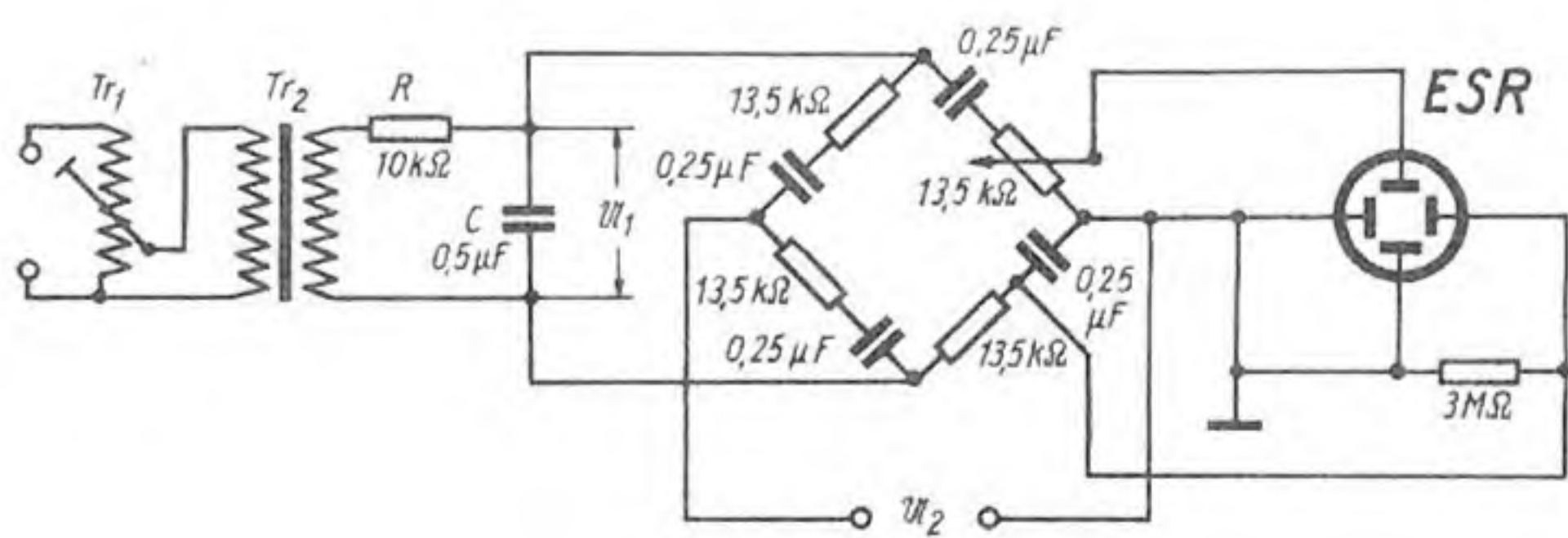


Abb. 37. Phasenbrücken-Schaltung zur Erzeugung eines Drehzeigers für Phasenmessungen

gerät!) außer der Elektronenstrahlröhre und ihrer Netzspeisung erforderlich sind. Es ist ferner beachtenswert, daß auf diese Weise ohne weiteres Phasenmessungen auch noch bei 1 MHz [14] durchgeführt werden können.

Die Schaltung der Phasenbrücke ist, wie die meisten der hier angegebenen Meßanordnungen, nur für eine bestimmte Frequenz bemessen. Wenn aber in einem bestimmten Frequenzbereich Phasenmessungen vorgenommen werden sollen, ist es notwendig, in beiden Spannungszuleitungen je eine Mischröhre zur Frequenzumsetzung anzuordnen. Die frequenzbestimmenden Glieder dieser Stufe sind so zu bemessen, daß die Ausgangsfrequenz stets gleich der Brückenfrequenz ist [14].

Literaturhinweise (Fortsetzung)

[7] W. Nijenhuis „Messung von Phasenwinkeln mit der Katodenstrahlröhre“ PHILIPS-Techn. Rdsch., 5. Jg., Heft 7, S. 210—217.  
 [7a] J. M. L. Janssen „The method of discontinuities in Fourier analysis“ Philips Research-Reports Vol. 5., Nr. 6/1950, S. 435—460.

[8] H. Pitsch „Lehrbuch der Funkempfangstechnik“ 1948. Akad. Verlagsges. Geest & Portig K.-G., Leipzig, S. 6—7 „Stromquellen-Ersatzschaltung“.  
 [8a] H. Günther „Tafeln zur Umwandlung von Reihenschaltungen komplexer Widerstände in äquivalente Parallelschaltungen“, FUNK-TECHNIK Bd. 6 (1951), H. 2, S. 52—53.  
 [9] J. Wallot „Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik“, Verlag J. Springer, Berlin, 1932, S. 271—294, „XV. Allgemeine Theorie der Schaltvorgänge und der Verzerrungen in linearen Systemen“.  
 [10] H. Bartels „Grundlagen der Verstärkertechnik“ 1949, Verlag S. Hirzel, Leipzig, S. 24—27 „Messung des Phasenmaßes“.  
 [11] H. Thiede „Die Umwandlung zweier phasenverschobener Spannungen in zwei phasengleiche Spannungen mit einem durch die Phase bestimmten Spannungsverhältnis“, FUNK UND TON, Heft 3/1948, S. 111—118.  
 [12] G. Grübel „Phasenmesser für Labor und Prüffeld“, FUNK UND TON, Heft 6/1949, S. 315—319.  
 [13] G. Grübel „Zwei einfache Summe — Differenzschaltungen“, FUNK UND TON, Heft 11/12/1949, S. 591—593.  
 [14] A. Ruhrmann „Hochfrequenz-Phasenmessung mit direkter Anzeige“, ATM Mai 1950, V 3631—3, T 52/53.

Dr. R. KRETZMANN

## DDR 100, eine Röhre zur Messung von Beschleunigungen

Die Messung und Aufzeichnung von Beschleunigungen und Vibrationen ist für die Forschung und Entwicklung auf den verschiedensten Gebieten von großer Wichtigkeit. Überall dort, wo hohe Geschwindigkeiten erreicht werden, erhebt sich häufig die Frage nach der Größe der Beschleunigung, der gewisse Teile ausgesetzt sind, z. B. im Kraftfahrzeugbau, bei Lokomotiven, Motoren, Förderanlagen usw. usw. — Die Philips Valvo Werke haben eine neue Röhre unter der Typenbezeichnung DDR 100 angekündigt, die die Messung von Be-



Abb. 1. Außenansicht der DDR 100

schleunigung der Röhrengometrie durch eine auftretende Beschleunigung auch der innere Widerstand ändert. Diese Widerstandsänderung kann durch Einschalten der Röhre in eine Wheatstone-Brücke als Stromänderung mittels eines Meßinstrumentes sofort sichtbar gemacht werden. In Abb. 2 ist die Prinzipschaltung dargestellt. Die beiden Diodenstrecken der Röhre liegen in zwei Brückenweigen. Mittels der beiden Regelwiderstände von je 100 ... 200 Ω wird zunächst das Brückengleichgewicht hergestellt. Eine dann auftretende Beschleunigung bewirkt einen Ausschlag des in der Brücke liegenden Mikroamperemeters. An Stelle des Meßinstrumentes kann an den Brückenausgang auch ein Verstärker mit nachfolgendem Katodenstrahl-Oszillografen angeschlossen werden, wobei mit einer Eingangsspannung von etwa 7,5 mV/g gerechnet werden kann (g = Erdbeschleunigung = 9,81 m/sec<sup>2</sup>).

Dank der kleinen Abmessungen, des geringen Gewichtes und der hohen Empfindlichkeit der DDR 100 bestehen umfassende Anwendungsmöglichkeiten. Ein besonderer Vorteil dieser Röhre gegenüber anderen Meßeinrichtungen ist der,

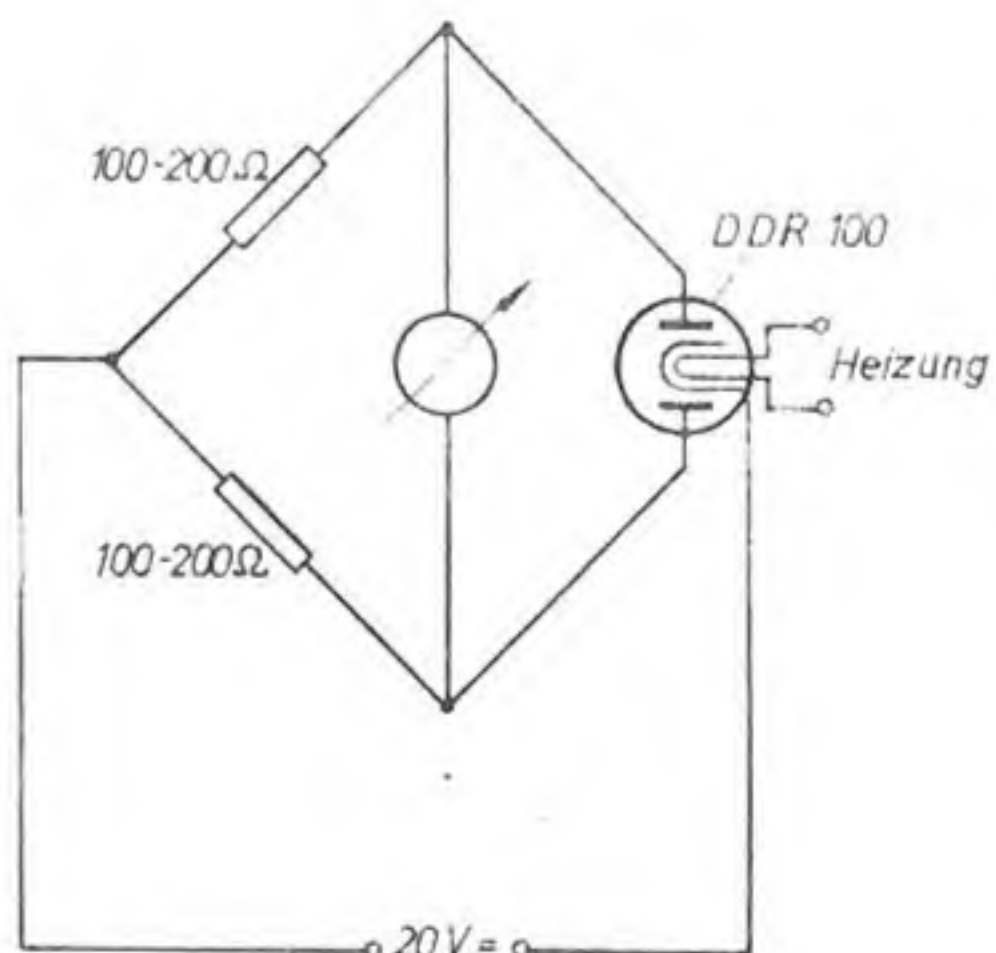


Abb. 2. Prinzipskizze der Meßschaltung

schleunigungen in einfacher Weise auf elektronischem Wege gestattet (Abb. 1). Es handelt sich um eine Duo-Diode, deren Anoden elastische Halterungen besitzen, so daß sich infolge einer Ände-

daß die Montage in jeder Lage möglich ist. Die Empfindlichkeit reicht aus, um auch bei nur geringen Änderungen der Beschleunigung ein im Brückenausgang liegendes registrierendes Meßinstrument ohne Zwischenschaltung eines Verstärkers auszusteuern. Die erforderlichen Betriebsspannungen sind so niedrig, daß sie einer geeigneten Batterie direkt entnommen werden können, was den Bau tragbarer Meßeinrichtungen sehr erleichtert.

Bei der Untersuchung von mechanischen Vibrationen können Frequenzgemische auftreten, die eine Anregung der Röhre auf ihre Resonanzfrequenz bewirken. Diese liegt etwa bei 1000 Hz. Es kann in diesem Fall die Ausgangsspannung

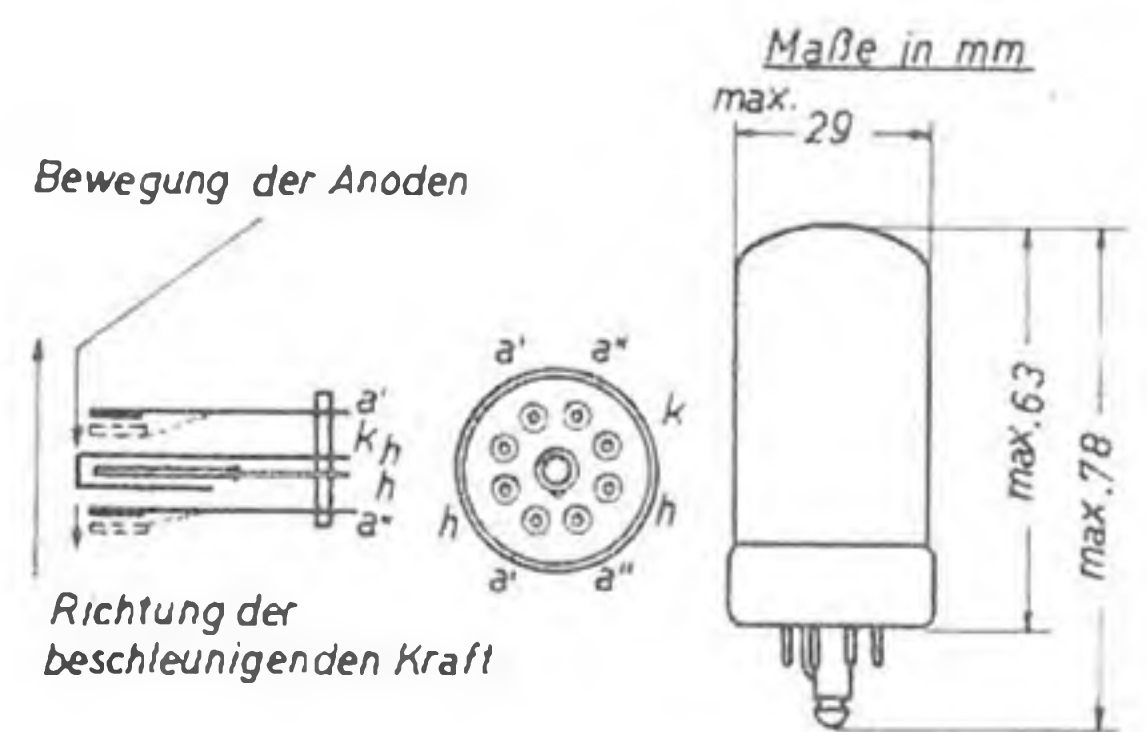


Abb. 3. Sockelschaltung und Maße

mit einer starken 1000-Hz-Komponente überlagert sein, die jedoch durch ein selektives Filter verhältnismäßig leicht unterdrückt werden kann. — Im übrigen ist die DDR 100 zur Messung von kontinuierlichen Vibrationen, wie sie z. B. mit einem Schütteltisch erzeugt werden, weniger geeignet.

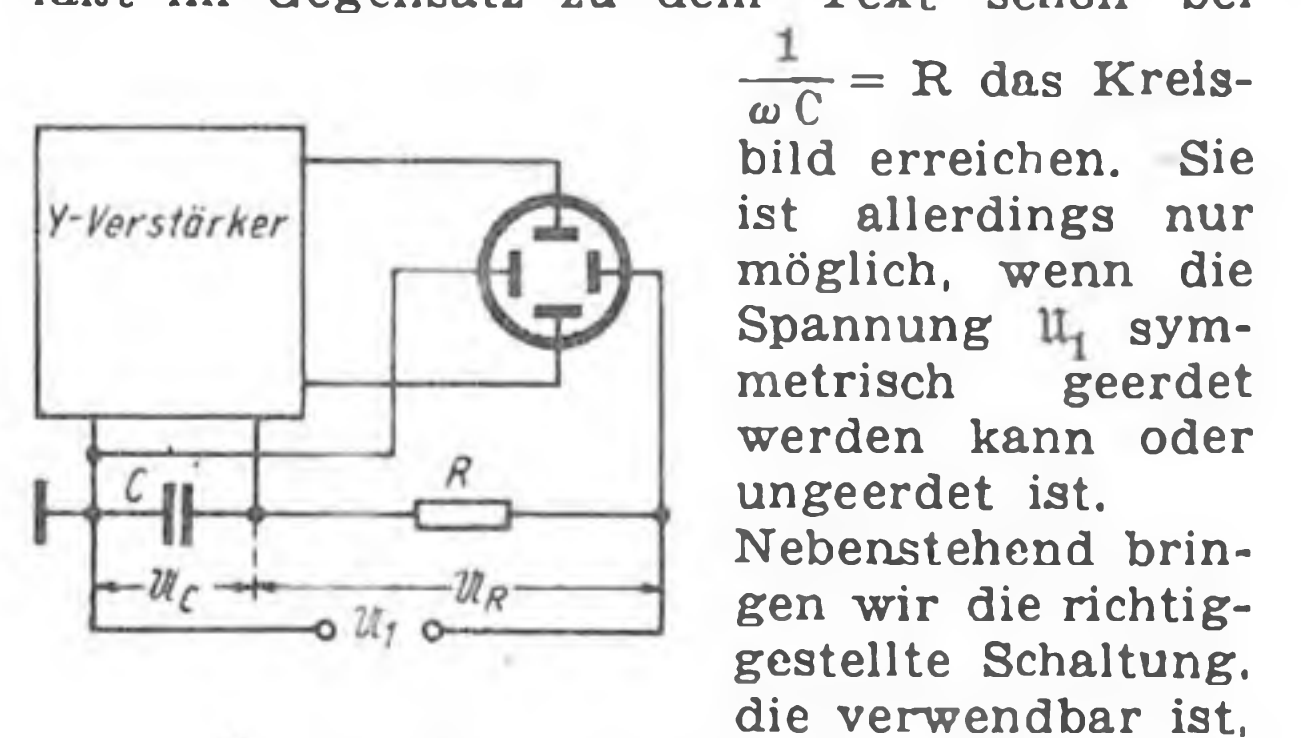
Nachfolgend sind die wichtigsten technischen Daten der DDR 100 wiedergegeben:

Max. meßbare Beschleunigung	100 g
Resonanzfrequenz	1000 Hz
Empfindlichkeit (in Brückenschaltung)	7,5 mV/g
Anodenspannung	10 V
Anodenstrom, max.	60 mA
Heizspannung	6,3 V
Heizstrom	0,6 A
Abmessungen:	
Höhe	76 mm
Durchmesser	32 mm.

Zur Durchführung exakter Messungen ist eine Anheizzeit von mindestens 15 Minuten innezuhalten.

## Zur Phasenmessung auf Kreisskala

Die in der Abb. 26 in Heft 6, S. 154, gebrachte Schaltung entspricht nicht ganz den im Text angestellten Betrachtungen. Diese Schaltung läßt im Gegensatz zu dem Text schon bei



wenn  $U_1$  einpolig geerdet ist. Wie schon im Text erwähnt, kann damit ein Kreis allerdings nur erreicht werden, wenn  $1/\omega C \ll R$  ist.

Aber auch in dieser Schaltung — ebenso wie in der in Heft 6 gebrachten — verhindert es der Verlustwinkel des Kondensators, daß ein vollkommen runder Kreis erreicht wird.

Die Schaltung der Abbildung 27 in Heft 6 erfüllt alle Ansprüche.

# Anleitungen zum Bau von Fernsehempfängern

Von E. NIQUE

(Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 6 [1951], H. 7, S. 192)

## Kippperäte für 10-cm-Bildröhre

Die für einen Klein-Fernsehempfänger vorgesehene 10-cm-Bildröhre DG 10 bzw. DB 10 ist für elektrostatische Ablenkung eingerichtet, d. h. die Bildröhre enthält zwei Ablenkplattenpaare, die gegeneinander um 90 Grad versetzt sind. Jedes Plattenpaar besteht aus zwei einander gegenüberstehenden Platten. Zwischen den Ablenkplattenpaaren fliegen die

eine Bildfläche zu schreiben. Die Abb. 16 zeigt den Verlauf einer Kippschwingung, und zwar den Verlauf einer Spannungsänderung über die Zeit  $t$ . Der langsam ansteigende Teil der Kippschwingungen muß geradlinig sein. Die Abweichung von der Linearität soll nicht mehr als 3 % bis allerhöchstens 5 % betragen. Eine stärkere Abweichung von der Linearität bewirkt eine Bildverzerrung

Ausgänge der Kippperäte völlig unterschiedliche Schaltungen.

Ein Doppelkippperät, passend zur Bildröhre DG 10 bzw. DB 10 zeigt die Schaltung der Abb. 15.

Die beiden Doppelröhren R<sub>ö</sub> 3 und R<sub>ö</sub> 4 erzeugen die Zeilenkippschwingungen. Die Röhre R<sub>ö</sub> 2 liefert die Bildkippspannungen für die Kleinbildröhre R<sub>ö</sub> 5.

Bezüglich der Höhe der notwendigen Ablenkspannungen ist folgendes festzustellen: die Röhre DG 10 schreibt ohne Anwendung einer Fokusserspule eine Linie von 0,3 mm Dicke. Zur Erzielung eines einwandfreien Fernsehbildes ist es notwendig, daß die 625 Bildzeilen nebeneinander liegen, sich also nicht überlappen, weil sich durch eine Überlappung eine merkliche Bildunschärfe ergeben würde. Aus der Bildhöhe von 67,5 mm (s. Abb. 2 A des Teiles 1) und der Zeilenzahl von 625 je Bild ergibt sich, daß die Strichstärke höchstens 0,11 mm sein darf. Diese Punktverkleinerung kann man durch eine bereits im Heft 7 beschriebene Fokusserspule erhalten, deren Feld aber gleichzeitig die Ablenkempfindlichkeit wesentlich herabsetzt, so daß man also im Durchschnitt doppelt so hohe Ablenkspannungen benötigt, als es ohne Verwendung der Fokusserspule der Fall wäre.

Weiterhin ist beachtenswert, daß bei der vorliegenden Bildröhre das Ablenkplattenpaar D<sub>1</sub> symmetrisch arbeitet, d. h. mit einer Gegentaktausgangsstufe betrieben werden muß, wobei der Mittelpunkt des Gegentaktausgangs mit der Anode der Bildröhre zu verbinden ist. Das Ablenkplattenpaar D<sub>2</sub> ist für unsymmetrische Ablenkung eingerichtet, d. h. hieran kann ein Eintaktkippperät angeschlossen werden. Die Platte D'<sub>2</sub> wird direkt mit der Anode verbunden.

Die unsymmetrisch arbeitenden Platten D<sub>2</sub> werden für die vertikale (Bild) Ablenkung benutzt. Für den im Eintakt arbeitenden Bildkipp läßt sich eine sehr einfache Schaltung verwenden. Im Fall der Abb. 15 ist es eine Sperrschwingerschaltung: Für die Röhre R<sub>ö</sub> 2 wird eine normale Triode verwendet, z. B. eine AC 2 oder eine EF 12, bei der Schirm-

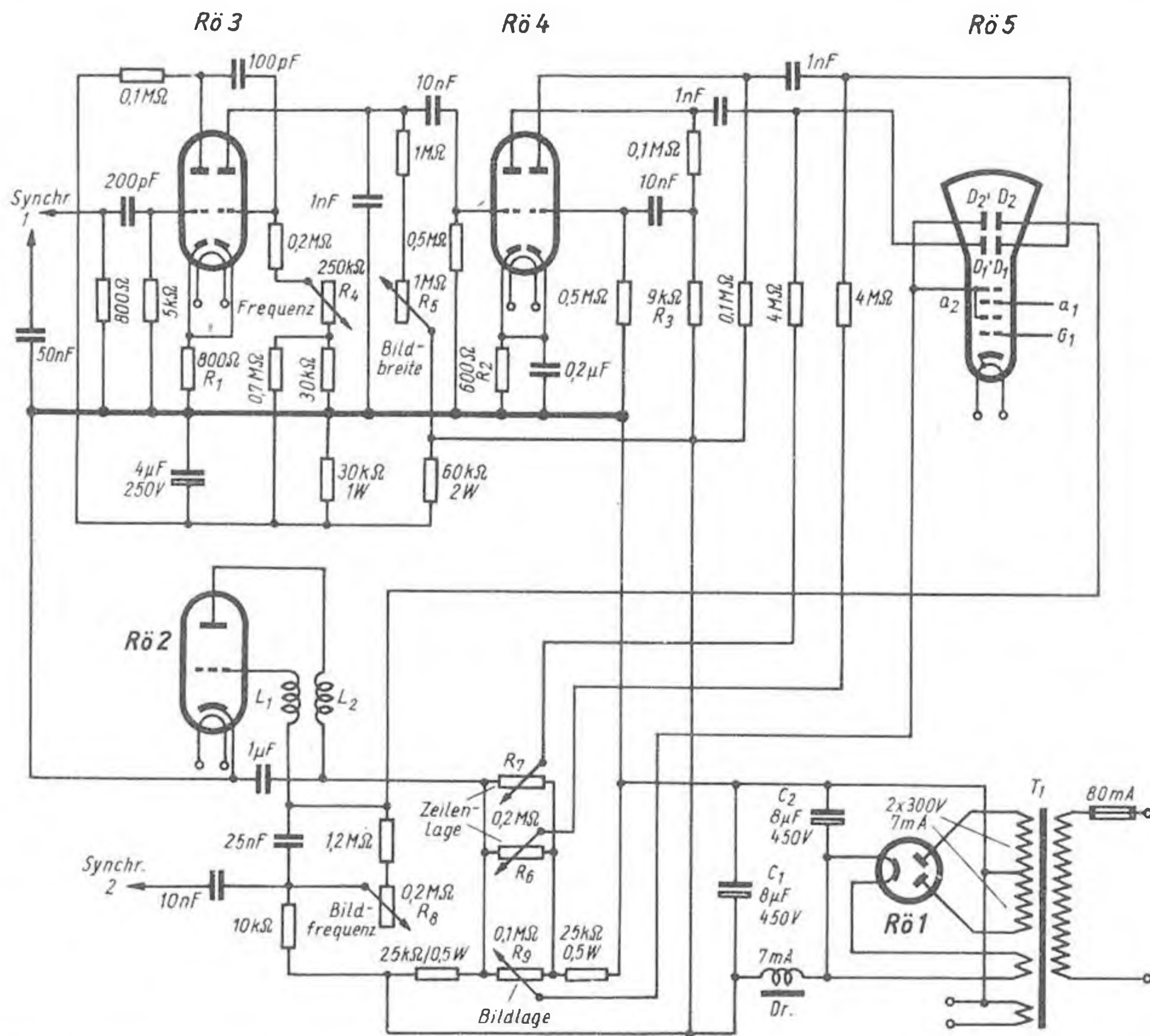


Abb. 15. Einfache Sperrschwingerschaltung eines Eintaktkippperätes für die unsymmetrische Ablenkung

Elektronen des Katodenstrahles zum Schirm der Bildröhre. Wird an ein Ablenkplattenpaar eine Spannung angelegt, so entsteht ein statisches Feld, das eine Ablenkung des Elektronenstrahles bewirkt. Die Ablenkung ist proportional der Feldstärke und damit proportional der angelegten Spannung. Legt man an ein Ablenkplattenpaar eine 50periodige Kippschwingung, so ergibt sich eine Strahl-ablenkung, die der Bildwechselfolge beim Fernsehen entspricht. Die 50-periodigen Kippschwingungen (Bildkippschwingungen) müssen den übereinanderstehenden Ablenkplatten zugeführt werden, damit der Elektronenstrahl vertikal pendelt, oder aber die Bildröhre ist so zu drehen, daß die Bildkippschwingungen eine vertikale Strahl-ablenkung erzeugen. Für ein Fernsehbild sind an die nebeneinander liegenden Ablenkplatten die Zeilenkippschwingungen, d. s. 15 625 Perioden, zu geben. Mit Hilfe dieser beiden Kippschwingungen wird der Elektronenstrahl gezwungen,

etwa in der Form, daß ein großer gesendeter Kreis auf dem Empfängerbildschirm unrund wird. Bei ganz groben Verzerrungen erscheinen z. B. Menschen wie in einem Zerrspiegel betrachtet. Der plötzliche Abfall der Spannung  $U$  auf Null, der sogenannte „Rücklauf“, soll möglichst kurz sein. Bei dem Bildkipp darf der Rücklauf nicht die Dauer von 30 Zeilen, d. h. nicht mehr als rund 9 % des langsamen Anstieges überschreiten. Auf die Kontrolle und Beseitigung der unerwünschten Verzerrungen wird am Schluß dieses Teiles noch eingegangen. Für die elektrostatische Ablenkung benötigt man eine hohe Spannung, die allerdings wattlos ist, während man bei der magnetischen Ablenkung große Ströme (also große Leistung) bei verhältnismäßig kleinen Spannungen nötig hat. Aus diesen grundsätzlich verschiedenen Anforderungen, die die statischen und magnetischen Ablenkungen stellen, ergeben sich zumindest hinsichtlich der

gitter und Anode miteinander verbunden werden, oder dgl. Die Spulen L<sub>1</sub> und L<sub>2</sub> haben gleiche Windungszahlen. Ihre Werte sind nicht kritisch; es genügen 60 Wdg., es können aber auch 200 Wdg. verwendet werden. Beide Spulen sind so miteinander zu koppeln, daß eine Rückkopplung einsetzt. Bei Einsatz der Rückkopplung tritt ein starker negativer Gitterstrom auf, der den Kondensator von 25 nF so stark

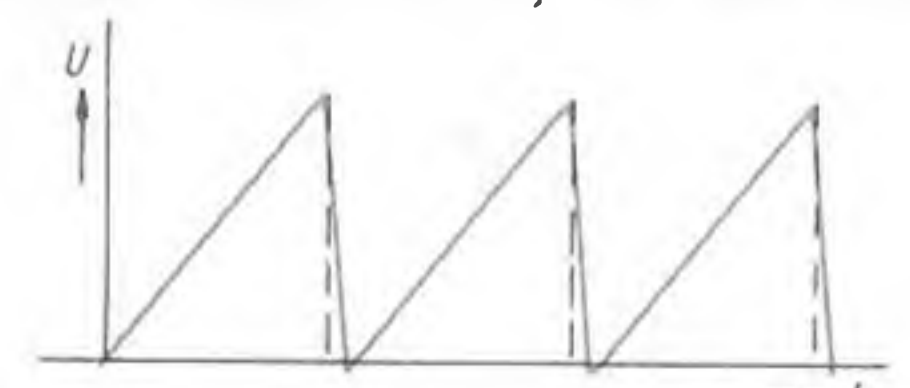


Abb. 16. Verlauf einer Kippschwingung

negativ aufladet, daß das Gitter blockiert ist und die Selbstschwingung unterbrochen wird. Der Kondensator entladet sich langsam über den Widerstand  $R_3$  und den Reihenwiderstand von 1,2 Megohm, und zwar so lange, bis die resultierende Gittervorspannung 0 Volt beträgt. In diesem Augenblick setzt die Selbstschwingung der Röhre wieder ein, die ein Aufladen des Kondensators auf einen hohen negativen Wert bewirkt. Bei einer Entladung des Kondensators auf Null würde eine Kippkurve mit Exponentialverlauf entsprechend Abb. 17 entstehen. Es ist nun wichtig, von dieser exponentiell verlaufenden Kippkurve den geradlinigen Teil herauszuschneiden. Das geschieht dadurch, daß man dem Gitter eine stark positive Vorspannung (380 Volt!) gibt. Hierdurch wird erreicht, daß der Kondensator eine Ladestromspannung von etwa 380 Volt behält, so daß nur der geradlinige Teil der Kippkurve ausgenutzt wird. Die Kippfrequenz und damit die Synchronisation des Bildes zwischen Sender und Empfänger lassen sich durch  $R_4$  einstellen, da die Größe des Parallelwiderstandes zu dem Ladekondensator von 25 nF die Höhe der Bildfrequenz bestimmt. Je

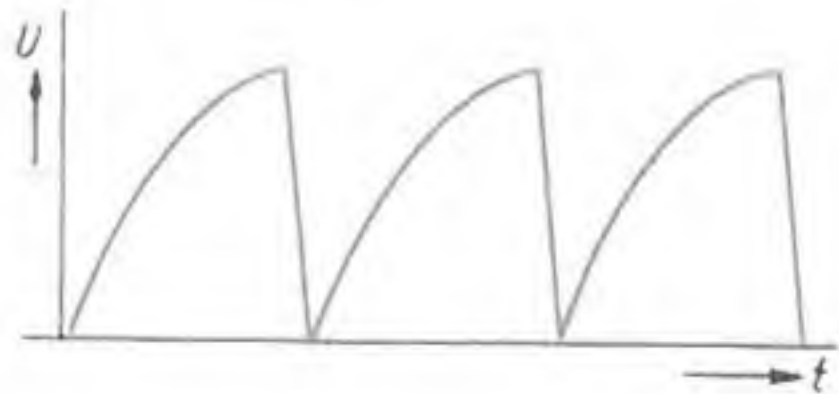


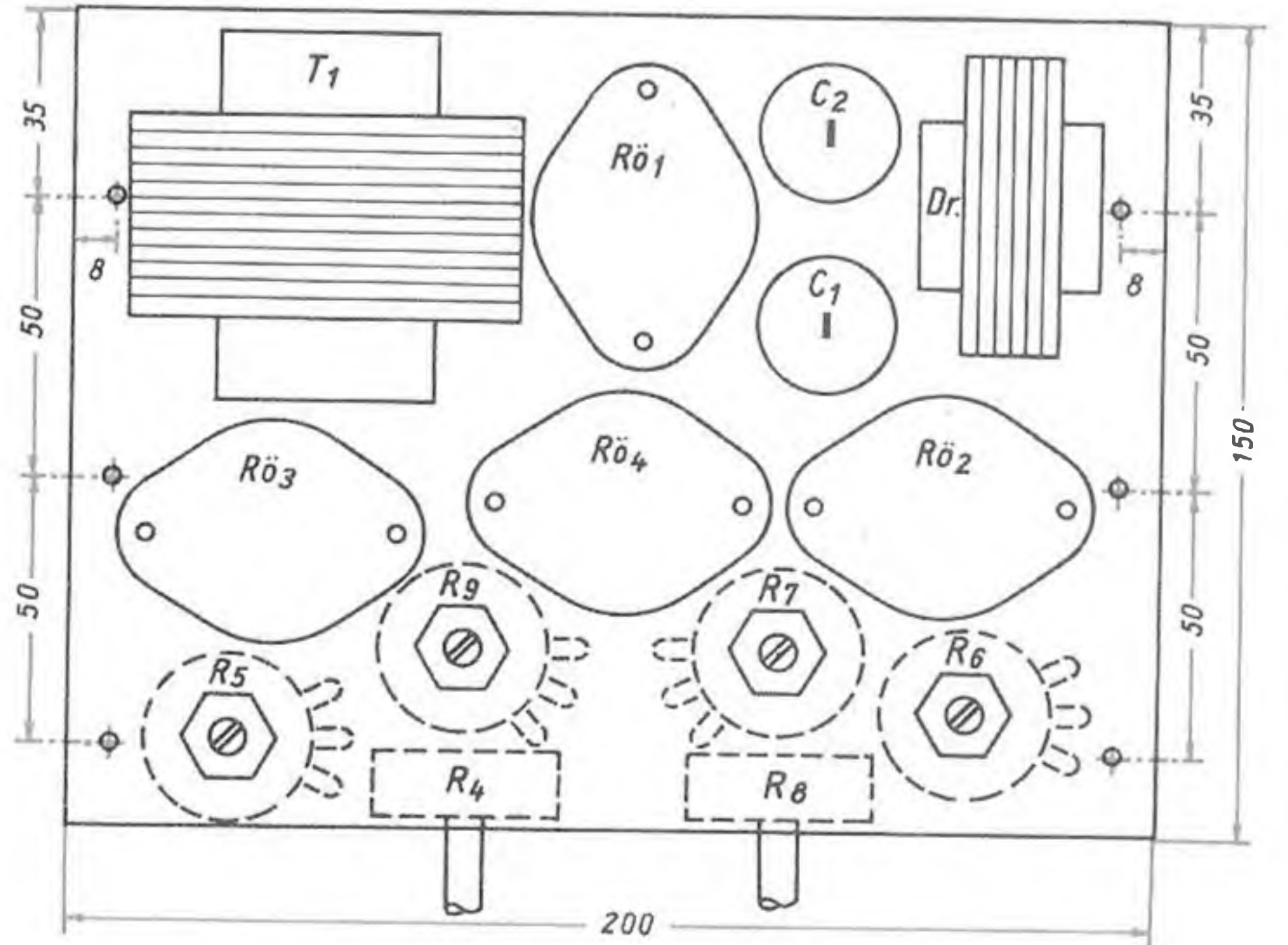
Abb. 17. Exponentiell verlaufende Kippkurve bei einer Entladung des Kondensators auf Null

kleiner der Entladewiderstand ist, um so schneller entladet sich naturgemäß der Kondensator und um so höher wird die Kippfrequenz.

Durch die hohe positive Gittervorspannung erhält man einen ausreichend geradlinigen Anstieg der Kippkurve und eine ausreichend hohe Kippspannung, die allerdings unsymmetrisch ist. Da für die Zeilenablenkung eine symmetrische Kippspannung benötigt wird, ist mit einem Gegentaktverstärker zu arbeiten. Vor diesen können wir — wie vorstehend beschrieben — einen Sperrschwinger setzen oder aber einen „Multivibrator“ nach Abb. 15.

Die Funktion dieser Multivibratorschaltung — Röhre 3 — ist folgende: der Kondensator von 1 nF wird über den Widerstand  $R_3$  und den Reihenwiderstand von 1 Megohm langsam aufgeladen bis die Anode der zweiten Triode von Rö 3 ausreichend positiv ist. In diesem Augenblick fließt ein starker Gitterstrom im zweiten Teil der Doppeltriode, so daß der Kondensator von 100 pF eine niedrige Anodenspannung für den ersten Teil der Doppeltriode bewirkt. Durch den Widerstand von 0,1 Megohm im Anodenkreis der ersten Triode wird der Kondensator von 100 pF auf einen Wert gebracht, der dem Gitter der zweiten Triode die Vorspannung von etwa 0 Volt erteilt, so daß wieder ein starker Gitterstrom im zweiten Triodenteil fließt und der 1-nF-Kondensator sich plötzlich entlädt. Die zu geringe Anodenspannung im Triodenteil 2 unterbricht den Entladevorgang und es setzt eine langsame Aufladung des Kondensators über  $R_3$  und den 1-Megohm-widerstand ein. Die am 1-nF-Kondensator entstehende Kippschwingung wird durch die Röhre Rö 4 verstärkt. Der zweite Triodenteil von Rö 4 bewirkt die

Abb. 18. Aufbau des Doppelkippgerätes nach Abb. 15. Die Einzelteile sind in Übereinstimmung mit dem Schaltschema der Abb. 15 bezeichnet. In der Skizze sind Stahlröhren vorgesehen, da diese den größten Platz benötigen. Werden an Stelle von Stahlröhren andere Röhren verwendet, so hat man entsprechende Platzreserven



Phasenumkehrung und ist gleichzeitig als Gegentaktstufe geschaltet.

Für Rö 4 kann man entweder eine ECC 40 oder eine EDD 11 benutzen; aber auch zwei getrennte Trioden, z. B. zwei AC 2 oder zwei EF 12, die als Trioden geschaltet sind, bzw. die amerikanische Röhre 6 SN 7 GT o. ä. lassen sich verwenden. Der Ausgang der Gegentaktendstufe Rö 4 ist über 1-nF-Kondensatoren an die Ablenkplatten  $D_1$  angeschlossen. Die Widerstände von 4 Megohm sorgen gemeinsam mit den Potentiometern  $R_6$  und  $R_7$  für die Symmetrierung gegenüber der Anode  $a_2$ . Mit Hilfe der Potentiometer  $R_6$  und  $R_7$  kann man also die Lage des Bildes auf dem Bildschirm einregulieren.

Die für Rö 4 angegebenen Daten gelten für die ECC 40. An Stelle dieser Röhre ist auch die EDD 11 oder die 6 SN 7 GT verwendbar, allerdings müssen in diesem Fall die Werte von  $R_2$  entsprechend geändert werden.

Die Potentiometer sind unterhalb der Auf-

bauplatte (Abb. 18) angebracht und haben Schraubenziehereinstellung, mit Ausnahme der Potentiometer  $R_4$  und  $R_5$ , die an einem Winkel befestigt werden und deren Achsen durch die vordere Frontplatte gehen, so daß man sie am Fernsehempfängergehäuse von außen einstellen kann. Für die Grundplatte wird 5 mm Pertinax genommen, da das Doppelkippgerät schaltungsmäßig nicht mit dem Chassis verbunden sein soll, weil es auf Anodenpotential ( $a_2$ ) liegt.

Kritisch beim Doppelkippgerät sind lediglich die Zuleitungen zu den Ablenkplatten der Bildröhre. Die Zuleitungen sollen möglichst entfernt von den übrigen Verbindungen verlaufen und sollen außerdem möglichst kapazitätsarm verlegt werden, da eine zusätzliche größere Kapazität die Kippkurve an den Spitzen abflacht. Falls unbedingt eine Abschirmung des Zuleitungskabels notwendig wird, ist ein Abschirmkabel zu verwenden, dessen Eigenkapazität unter 25 cm/m liegt.

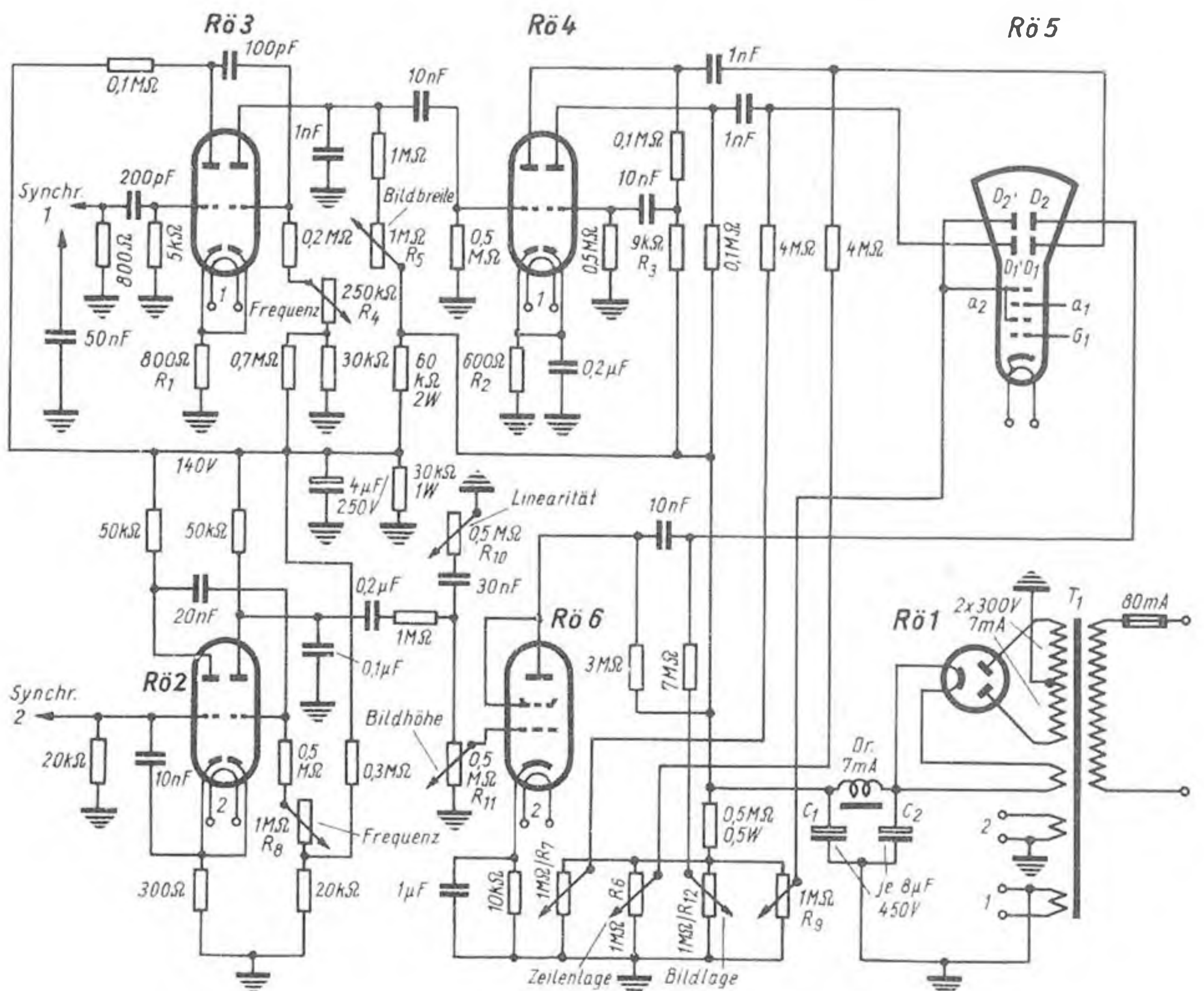


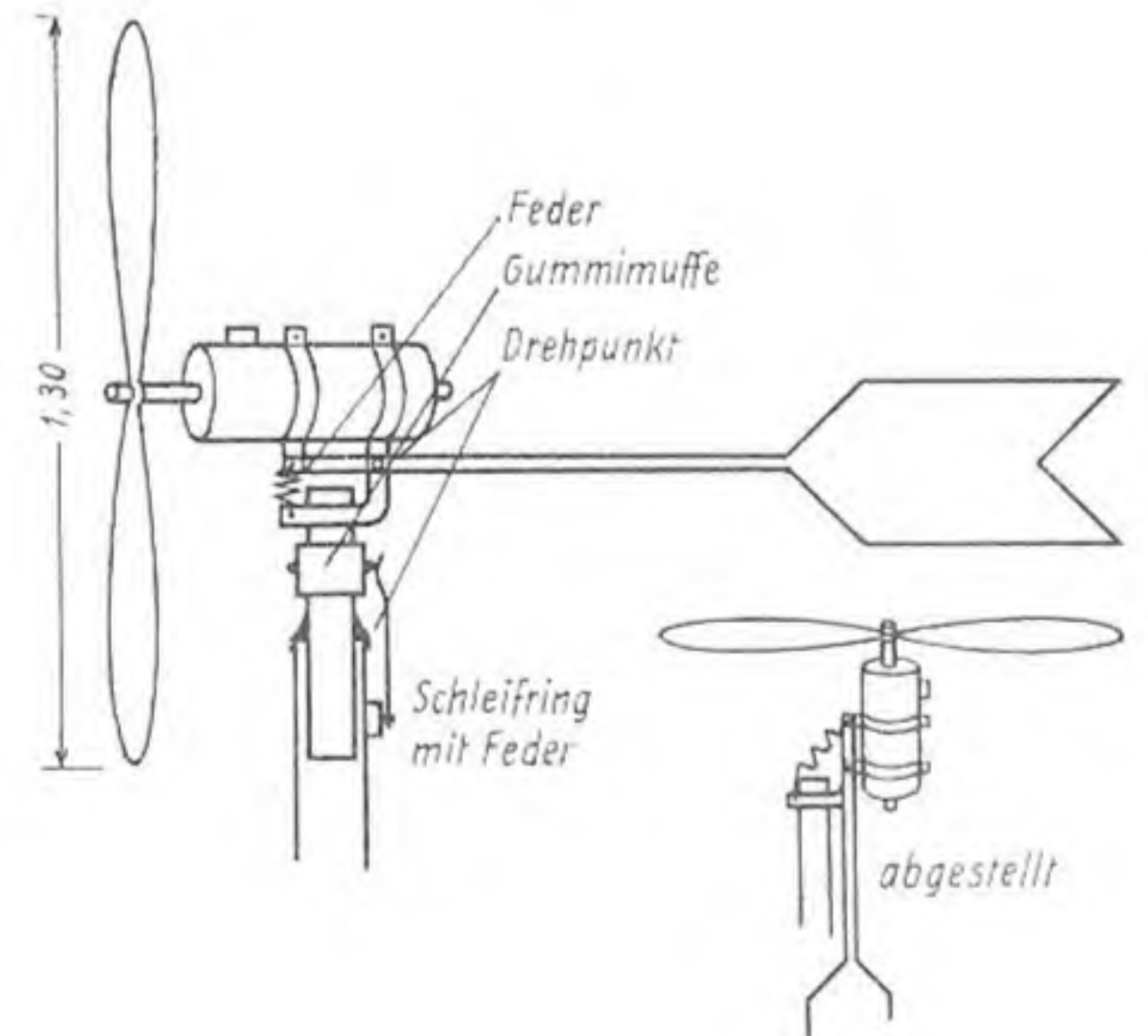
Abb. 19. Schaltung eines einfach synchronisierbaren und störunanfälligen Doppelkippgerätes

Das Doppelkippperät wird unmittelbar neben dem Hochspannungsgerät (siehe Heft 7) aufgebaut. Auf dem Empfänger, von vorn gesehen, sitzt das Hochspannungsgerät links neben der Bildröhre ganz hinten. Unmittelbar davor soll sich das Doppelkippperät befinden, so daß also auch hier wieder der Netztrafo möglichst weit von der Bildröhre entfernt ist.

Der Bildkippteil (Rö 2) der Abb. 15 ist besonders billig und einfach. Diese Schaltung arbeitet sehr zuverlässig, so lange man nicht unter sehr starken Empfangsstörungen leidet. Die am leichtesten synchronisierbare und störunanfälligste Kippschaltung ist der Multivibrator, also die Schaltung, die in Abb. 15 für den Zeilenkipper verwendet wurde. Legt man weniger Wert auf Experimentieren und möglichst billigen Aufbau, sondern will vielmehr ein optimal stabil arbeitendes Kippperät haben, so empfiehlt es sich, auch für den Bildkipper eine Multivibratorschaltung zu verwenden. Die entsprechende Schaltung ist in Abb. 19 angegeben. Der Endverstärker des Bildkippteiles arbeitet im Eintakt (Rö 6). Im übrigen funktioniert die Schaltung nach Abb. 19 so, wie der Zeilenkippteil nach Abb. 15. Die Drossel Dr wird dann unterhalb des Chassis an-

gebracht und an ihre Stelle kommt die Röhrenfassung für die Röhre Rö 6, so daß man also die in Abb. 18 angegebene Montageplattengröße für die Schaltung der Abb. 19 genau so verwenden kann. Auch bei diesem Doppelkippperät besteht die Montageplatte aus Pertinax, da das Doppelkippperät ebenfalls das 1000-Volt-Potential von  $a_0$  der Bildröhre hat und nicht mit dem übrigen Chassis zu verbinden ist. Die „Erde“-Symbole der Abb. 19 sollen untereinander, aber nicht mit dem Chassis verbunden sein. Im übrigen gelten die gleichen Hinweise, die bereits für die Schaltung Abb. 15 gegeben wurden. Den Klemmen „Synchr. 1“ und „Synchr. 2“ werden die Zeilen- bzw. Bildsynchronisierimpulse zugeführt, die in dem sogenannten „Amplituden-Sleb“ entstehen. Die die „Zeilenlage“ und „Bildlage“ bestimmenden Potentiometer sind nur einmal einzustellen. Eine Nachstellung ist nur nach einem Auswechseln der Bildröhre notwendig oder sofern eine der Endröhren ihre Betriebsdaten ändert. Die „Linearität“ braucht man auch nur ein einziges Mal einzuregulieren, während eine Nachstellung der „Frequenz“ notwendig wird, sobald die Netzfrequenz oder die gesendete Synchronisierfrequenz merklich schwankt. (Wird fortgesetzt.)

Bei flacher Stellung der Windflügel ist hohe Geschwindigkeit ohne Übersetzungsgetriebe leicht zu erreichen, die Maschine läuft aber schwer an. Bis 130 W müssen die Windflügel 130 cm lang und 18 cm in der Mitte breit sein, bis 300 W müssen die Windflügel 180 cm lang und 25 cm in der Mitte breit sein;



Anleitung zum Bau einer kleinen Windkraftanlage mit Hilfe einer Autolichtmaschine

bei 900 W sind dreiteilige Windflügel zu empfehlen. Die Flügel müssen aus Holz und gut ausgewuchtet sein. Die Anlage ist leicht zu bauen. Der Erfolg hängt von der richtigen Stellung der Windflügel ab; dann ist auch eine Windfahne nicht nötig.“

Zwei vorbeugende Maßnahmen am Empfänger zum Schutze der Endröhre und für störungsfreien Empfang erprobte E. Naumann, Köthen:

„Es gibt ein billiges Mittel, um eine Überlastung des Schirmgitters der Endröhre zu verhindern, wenn zufällig der Anodenkreis unterbrochen wird.

Man legt einen Widerstand von 100 Ohm in die Schirmgitterleitung (wie dies zum Teil die Röhrenfabriken als UKW-Schutz vorschreiben). Er soll aber nur  $\frac{1}{4}$  W belastbar sein, weil der Schirmgitterstrom nur wenige mA beträgt (auch für starke Endröhren wie EL 12). Wenn nun der Anodenkreis unterbrochen wird, fließt ein hoher Strom durch den Widerstand, der diesen zerstört, ehe die Endröhre gefährdet wird. Der geringe Spannungsabfall ist immer zu vernachlässigen. Nur einen kleinen Nachteil hat die Sache: der Widerstand begrenzt die Aussteuerfähigkeit der Röhre etwas. Er wirkt aber gleichzeitig noch als UKW-Siebwiderstand und verhindert Stör-schwingungen, die evtl. bei steilen Endpentoden auftreten können.“

Ein praktischer Vorschlag unseres Lesers Marsiske betrifft den Schutz der Gleichrichterröhren. Er schreibt:

Als eine nachträglich und zusätzlich ohne Eingriffe in die innere Schaltung des Radioapparates leicht einzubauende Sicherungseinrichtung zum Schutz der Gleichrichterröhre bei Überlastung oder Netzblock-Kurzschlüssen hat sich ein Zwischensockel, bestehend aus einer Kombination von Röhrenfuß und Röhrensockel, erwiesen, in dem in gleicher Weise für All- wie für Wechselstrom-Gleichrichterröhren bei Einweggleichrichtern eine und bei Zweiweg-Gleichrichtern zwei Glaspatronensicherungen entsprechender Stromstärke auswechselbar in den jeweils zu den Anodenschlüssen der Gleichrichterröhre führenden Leitungen angeordnet sind.

## Unsere Leser berichten

Unser Leser G. Engert, Montelimar, stellt uns folgenden interessanten Beitrag über einen Breitbandmeßverstärker zur Verfügung:

„Der Breitbandmeßverstärker mit zwei steilen Pentoden arbeitet von 25 Hz bis 13 MHz (!) vollkommen linear (Abweichungen von 0,1 db), dabei ist schaltungsmäßig an Stelle des bei solchen Verstärkern üblichen Aufwandes eine bescheidene Einfachheit getreten. Der Verstärkungsfaktor ist 20, doch ist das wohl nicht die höchste Grenze des prinzipiell Erreichbaren, indessen das Hilfsgerät einfachster und schnellster Handhabung für Werkstatt und Labor verlangte keine höhere Verstärkung!

Die EF 42 arbeitet mit dem Außenwiderstand  $R_{a1} + R_{a2}$ , während die EL 41 mit einem Teil dieses Widerstandes, nämlich  $R_{a2}$ , belastet ist. Die Rolle dieses gemeinsamen Arbeitswiderstandes ist folgende:

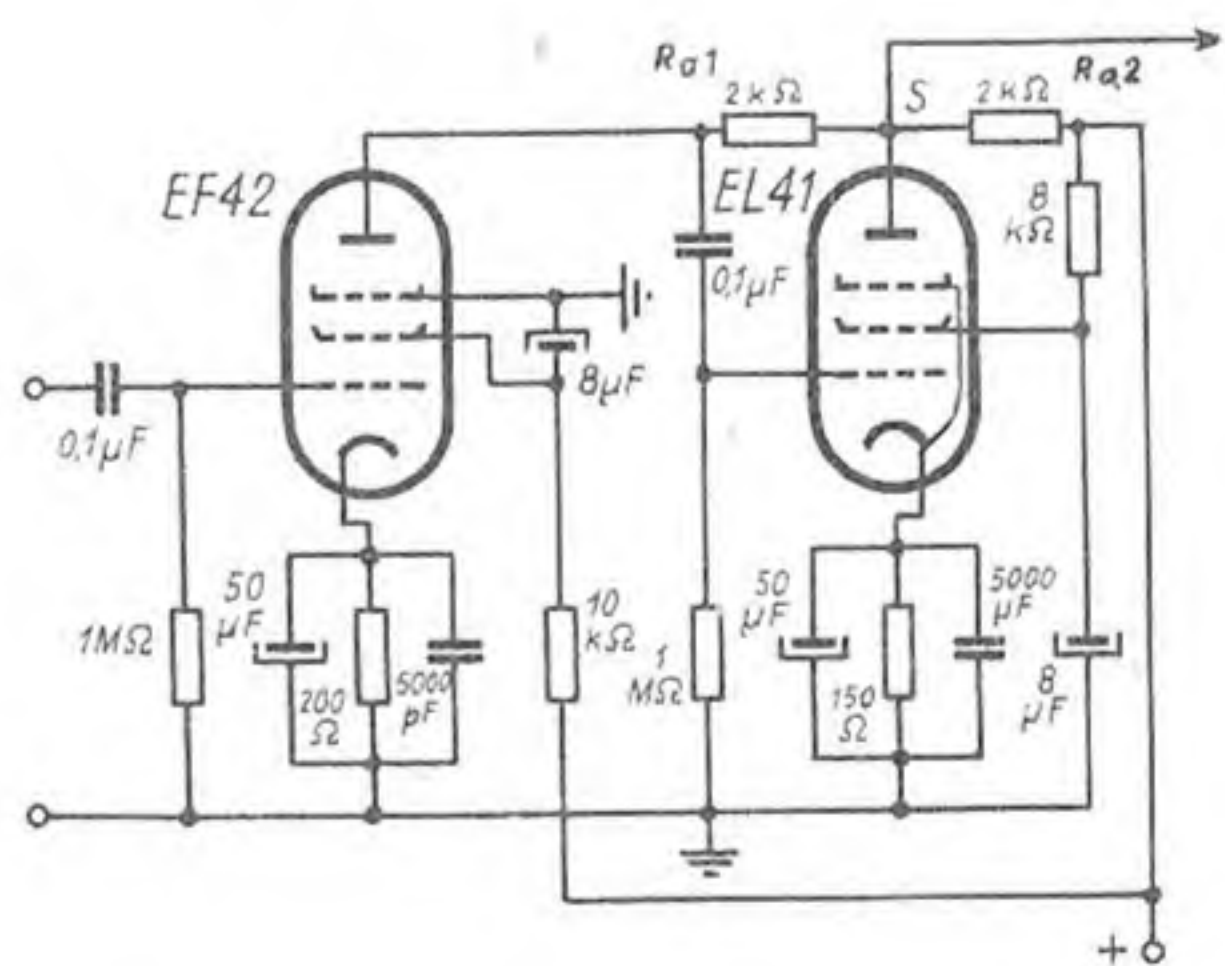
Die Wechselspannung an den Enden von  $R_{a1} + R_{a2}$  ist in Gegenphase ( $180^\circ$ ) mit der von  $R_{a2}$ . Wir finden also bei S eine Wechselspannung, deren Höhe gleich der Differenz der beiden ist. Steigt die Spannung von  $R_{a1} + R_{a2}$  infolge Frequenz-

abhängigkeit der ersten Stufe, so steigt die Spannung auch an  $R_{a2}$  infolge Frequenzabhängigkeit der zweiten Stufe, diesmal gegenphasig, und gleicht somit den Fehler der ersten Stufe aus. Bei hohen Frequenzen sinkt infolge der Schaltkapazitäten die Ausgangsimpedanz; die EF 42 hat da also einen Abfall gegenüber der Eingangswchelspannung. Die gewonnene Spannung wird nun in der EL 41 (infolge Frequenzabhängigkeit) weniger verstärkt als tiefere Frequenzen, und der verminderte Abzug von der Spannung an  $R_{a1} + R_{a2}$  sorgt also für Konstanz der Differenz, das heißt: die Verzerrungen heben sich auf.

Die Gegenkopplungsspannung ist aber bereits auf obige Weise linearisiert, gibt also nur den letzten Schliff; ihre weit wichtigere Funktion ist, die Stabilität der Schaltung bei extrem hohen Frequenzen zu gewährleisten. Der beschriebene Verstärker kann sowohl an Oszillografen angeschlossen werden als auch — wie es der Entwickler, Dr. Robert Aschen, vorschlägt — an einer Brücke (ECC 40), mit der er sehr genaue Messungen über den Bereich von NF bis in den KW-Bereich (27 m) ohne Umschaltung erlaubt. Er ist auch noch zur Anzeige von Spannungen weit höherer Frequenz zu gebrauchen.“

Da das längst für überwunden gehaltene Kohlenproblem noch immer besteht, wollen wir unseren Lesern nicht eine Zuschrift unseres Lesers R. Jahnke aus Redefin vorenthalten, die eine einfache Anleitung für den Bau einer kleinen Windkraftanlage bringt. Benutzt wird dazu eine Autolichtmaschine:

„Bei zu schräger Stellung der Windflügel läuft die Anlage bei leichtem Wind an, kommt aber nicht auf hohe Geschwindigkeit, auch nicht bei starkem Wind.



Schaltung eines einfachen Breitbandmeßverstärkers

# Der Röhrenverstärker

(Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 6 [1951], H. 7, S. 194)

Ist die Frequenz der zu verstärkenden Spannung größer als 10...20 Hz, so wird als Koppelglied zwischen zwei aufeinanderfolgenden Stufen ein Kondensator verwendet, wie es in Abb. 8 gezeigt wurde. Es ist leicht einzusehen, daß dadurch besonders im Bereich kleiner Frequenzen eine Frequenzabhängigkeit auftritt, die zu untersuchen die nächste Aufgabe sein soll. In Abb. 12 ist die Kombination bestehend aus  $R_a$ ,  $C_k$  und  $R_g$  aus

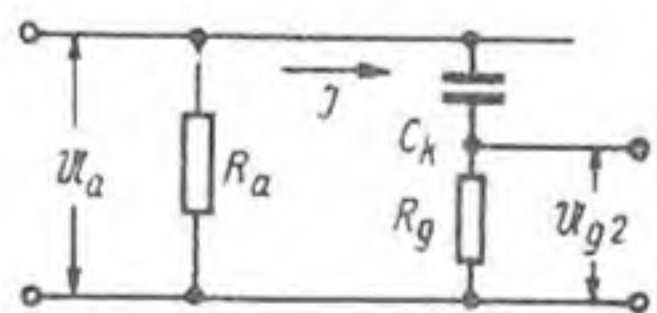


Abb. 12. Koppelglied Zwischen 2 Stufen

Abb. 8 nochmals herausgezeichnet. Wie man erkennt, handelt es sich um eine Spannungsteilerschaltung; die am Außenwiderstand  $R_a$  liegende Spannung wird in zwei Teilspannungen zerlegt: die an der Kopplungskapazität  $C_k$  liegende Kondensatorspannung und die am Gitterwiderstand  $R_g$  wirksame Spannung  $U_{g2}$ . Unter der Annahme, daß kein Gitterstrom fließt (und das trifft für alle normalen Verstärkerschaltungen zu), gilt für die Gesamtspannung, wenn  $\mathfrak{I}$  der die Reihenschaltung  $R_g-C_k$  durchfließende Strom ist,

$$U_a = \mathfrak{I} \cdot \left( R_g + \frac{1}{j\omega C_k} \right)$$

und für die Gitterspannung  $U_{g2} = \mathfrak{I} \cdot R_g$ .

Das interessierende Spannungsverhältnis ist

$$\frac{U_{g2}}{U_a} = \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C_k}} \quad (19)$$

$$= \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \left(\frac{1}{\omega C_k}\right)^2}} \cdot e^{j \arctg\left(\frac{1}{\omega C_k R_g}\right)}$$

Wie (19) erkennen läßt, wird mit abnehmender Frequenz  $\omega$  das Spannungsverhältnis  $\frac{U_{g2}}{U_a}$  kleiner, außerdem findet

aber noch eine Phasendrehung der Gitterspannung  $U_{g2}$  gegen die Anodenspannung  $U_a$  statt, die durch den Ausdruck (s. a. Abb. 13) gegeben ist

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega C_k R_g} \quad (19a)$$

Für  $\omega = 0$  (Gleichstrom) wäre die Phasendrehung  $\varphi = 90^\circ$ ; mit wachsender Fre-

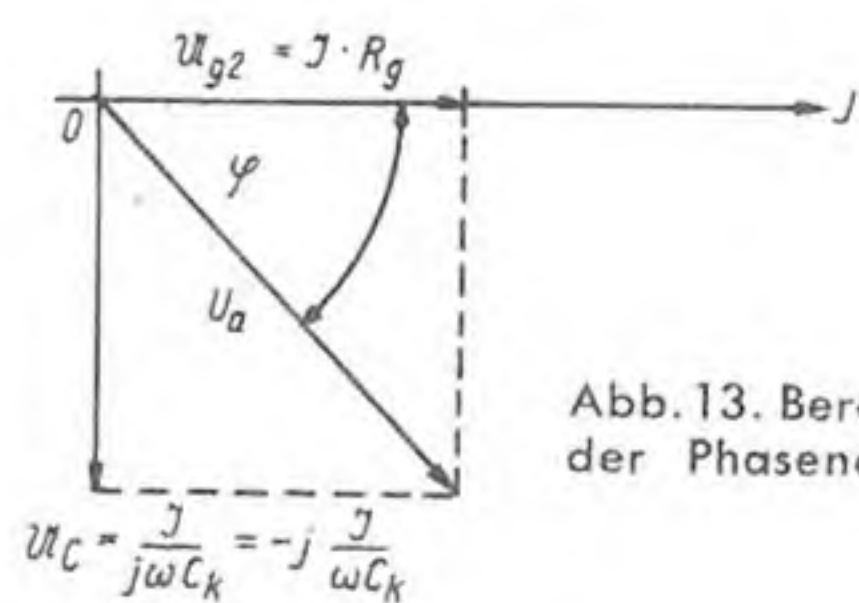


Abb. 13. Berechnung der Phasendrehung

quenz nimmt sie ständig ab, um für  $\omega \rightarrow \infty$  zu  $\varphi \rightarrow 0$  zu werden.

Nennt man die Gesamtverstärkung einer Stufe  $v_{ges} = \frac{U_{g2}}{U_{g1}}$  (s. Abb. 8) (20)

und schreibt mit (14a)

$$v_{ges} = \frac{U_{g2}}{U_a} \cdot \frac{U_a}{U_{g1}} = \frac{U_{g2}}{U_a} \cdot v = v \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \left(\frac{1}{\omega C_k}\right)^2}} \cdot e^{j\varphi}$$

so ist der Frequenzgang definiert durch das Verhältnis

$$\frac{v_{ges}}{v} = \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \left(\frac{1}{\omega C_k}\right)^2}} \quad (21)$$

Es ist in der Elektroakustik üblich, als untere bzw. obere Grenzfrequenzen jene festzusetzen, bei der die relative Verstärkung auf das  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$  fache zurückgegangen ist. Nach (21) ist dann

$$\frac{v_{ges}}{v} = \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \left(\frac{1}{\omega C_k}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Daraus folgt

$$\omega C_k R_g = 1.$$

Führt man  $\omega = 2\pi f_u$  ( $f_u$  = untere Grenzfrequenz) ein, so ergibt sich als Mindestgröße für den Kopplungskondensator

$$C_k \geq \frac{1}{\omega R_g} = \frac{1}{2\pi f_u R_g} \text{ [F]}. \quad (22)$$

Setzt man hierin  $R_g$  in  $M\Omega$ ,  $C_k$  in  $nF$  ein, so erhält man die einfache Formel

$$C_k \geq \frac{160}{f_u R_g(M\Omega)} \text{ [nF]}. \quad (22a)$$

Gewöhnlich wählt man für Tonfrequenzverstärker  $\omega_u = 100$ , also  $f_u = 16$ , dann nimmt (22a) die Form an

$$C_k \geq \frac{10}{R_g(M\Omega)} \text{ [nF]}. \quad (22b)$$

Ist  $R_g = 1 M\Omega$ , dann muß der Kopplungskondensator  $C_k \geq 10 nF$  sein, die relative Verstärkung beträgt bei 16 Hz rund 70% von derjenigen bei 1000 Hz. Der Phasenwinkel ist dabei

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega C_k R_g} = \frac{1}{100 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^6} = 1,$$

$$\varphi = \frac{\pi}{4} = 45^\circ$$

und zwar eilt die Spannung  $U_{g2}$  am Gitter der Folgeröhre der Anodenwechselspannung  $U_a$  der Vorröhre um diesen Winkel voraus (Abb. 7). Bezieht man diesen Phasenwinkel auf die Frequenz gemäß der Beziehung

$$\tau = \frac{\varphi}{\omega}, \quad (23)$$

so kann man die auf diese Weise gekennzeichnete Zeit als Phasenlaufzeit ansprechen. Für die untere Grenzfrequenz  $\omega_u = 100$  ergibt sich nach (23) mit

$$\varphi = \frac{\pi}{4}, \text{ daß die Gitterspannung } U_{g2} \text{ der Anodenspannung der Vorröhre um}$$

$$\tau = \frac{\pi}{4 \cdot 100} = 0,00785 \text{ s} = 7,85 \text{ ms}$$

voreilt.

Es ist nun aber zu bedenken, daß sich der berechnete Verstärkungsverlust nur auf eine Verstärkerstufe bezieht. Besteht der Verstärker aus zwei Stufen, so würde bei 16 Hz der Gesamtspannungsabfall  $\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2}$  betragen, die abgegebene Spannung also nur noch die Hälfte von derjenigen bei 1000 Hz sein. Setzt man in (21)

$$\frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \left(\frac{1}{\omega C_k}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{q}},$$

wobei  $n$  die Zahl der Verstärkerstufen und  $q$  den gesamten zulässigen Verstärkungsrückgang bei der unteren Grenzfrequenz bedeutet, so ergibt sich daraus für die Mindestgröße des Kopplungskondensators

$$q^{\frac{2}{n}} = \frac{R_g^2}{R_g^2 + \left(\frac{1}{\omega C_k}\right)^2},$$

$$\omega^2 C_k^2 R_g^2 = \frac{q^{\frac{n}{2}}}{1 - q^{\frac{n}{2}}},$$

$$C_k \geq \frac{1}{\omega_u \cdot R_g} \cdot \frac{\sqrt[n]{q}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\sqrt[n]{q}}{2}\right)^2}}$$

Für  $\omega_u = 100$  erhält man

$$C_k \geq \frac{10}{R_g(M\Omega)} \cdot \frac{\sqrt[n]{q}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\sqrt[n]{q}}{2}\right)^2}} \text{ [nF]}. \quad (24)$$

Für einen zweistufigen Verstärker ( $n = 2$ ), bei dem der gesamte zulässige Spannungsverlust 30% ( $q = 1 - 0,3 = 0,7$ ) betragen soll, ergibt sich für die Mindestgröße des Kopplungskondensators bei einem  $R_g = 1 M\Omega$

$$C_k \geq 10 \frac{\sqrt[2]{0,7}}{\sqrt{1 - 0,7}} = 10 \frac{\sqrt{0,7}}{0,3} = 15,5 \text{ nF}.$$

Man würde für den Kopplungskondensator jeder Stufe  $C_k = 20 nF$  wählen.

Der Gitterwiderstand wird im allgemeinen nicht größer als  $1 M\Omega$  gemacht; man wählt bei Trioden das Verhältnis Gitterableitwiderstand zum Anodenwiderstand der Vorröhre, um eine möglichst kleine zusätzliche Belastung zu erhalten, etwa

$$\frac{R_g}{R_a} \sim 5 \dots 10, \quad (25)$$

während der Anodenwiderstand bei Trioden mit einem inneren Widerstand  $R_i$  dem Verhältnis

$$\frac{R_a}{R_i} \sim 5 \dots 10 \quad (25a)$$

entsprechen soll. Bei Pentoden ist dieses Verhältnis

$$\frac{R_a}{R_i} \sim 0,1 \dots 0,2 \quad (25b)$$

und

$$\frac{R_g}{R_a} \sim 2 \dots 5. \quad (25c)$$

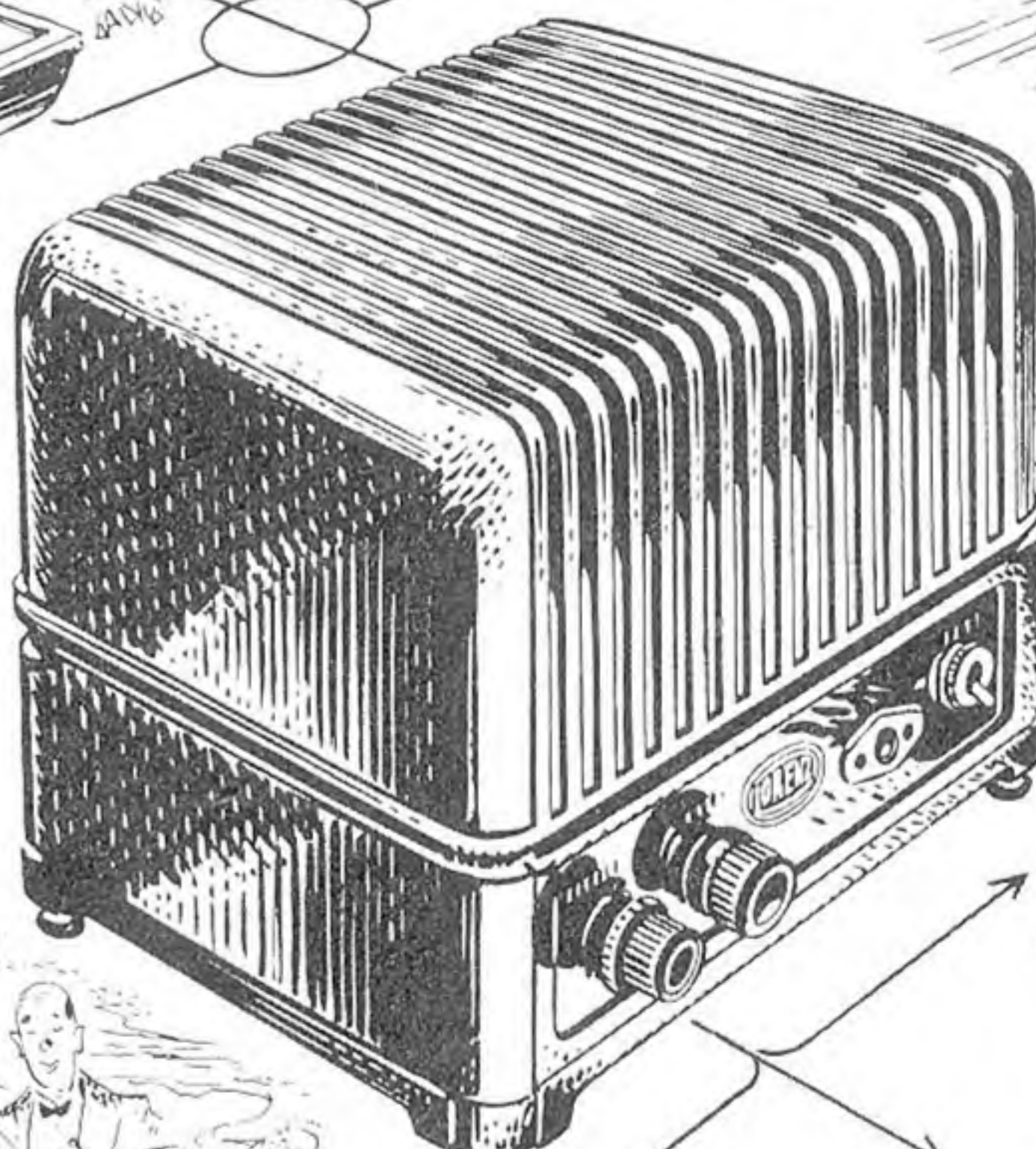
[Wird fortgesetzt]

**LORENZ**

Ein wertvoller  
Umsatzhelfer

für ruhigere  
Monate!

15 Watt – Allzweck – Verstärker  
für Gleich- und Wechselstrom.  
Einfach in Anschluß und  
Bedienung, sparsam im Verbrauch.



LVA/B 15A

Der vielseitige Klein-  
verstärker für Rundfunk,  
Platte und Mikrofon nur **DM 295,-**

In Leistung und Preis ein kleines Wunder!

**LORENZ**  
Radio

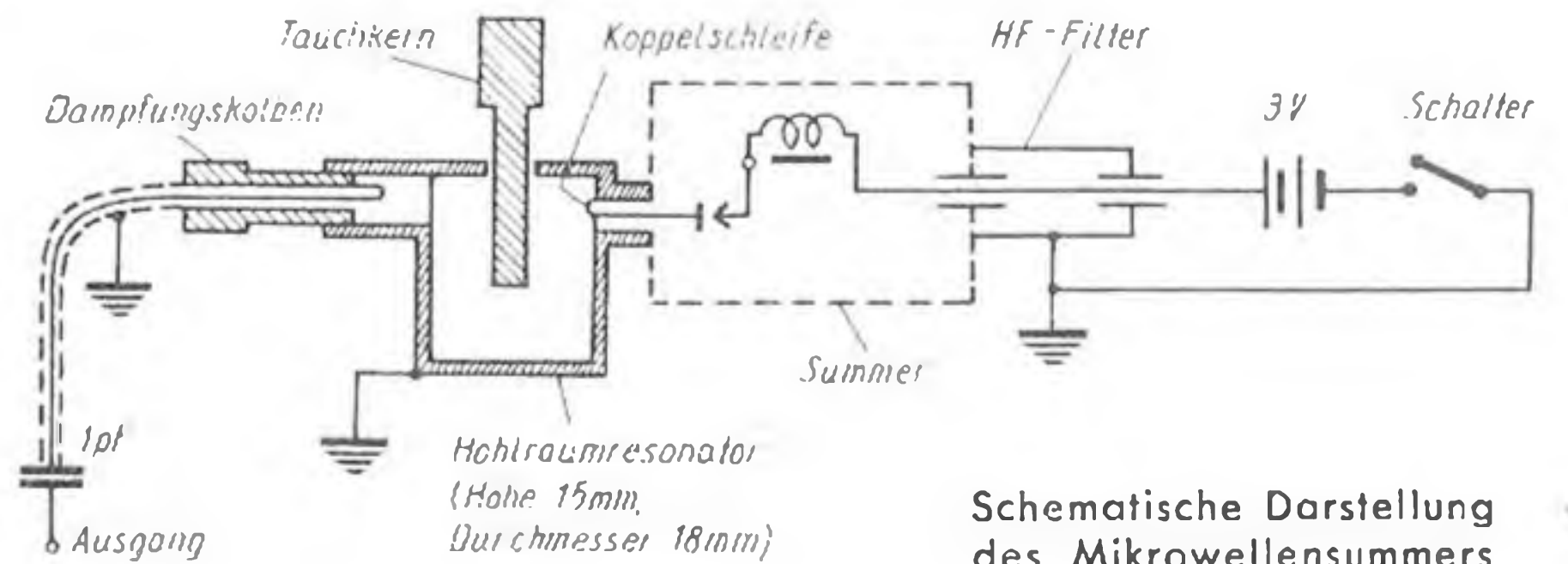
• C • LORENZ AKTIENGESELLSCHAFT •



**ZEITSCHRIFTENDIENST**

**Ein einfacher Generator für Zentimeterwellen**

Mit recht geringem Aufwand läßt sich ein kleiner und leistungsfähiger Mikrowellengenerator aufbauen, der ohne Röhren arbeitet und für Versuchszwecke besonders geeignet ist, da er über einen großen Frequenzbereich — in dem ausgeführten Modell von 2,7 cm bis 10 cm — stetig abstimbar ist. Als eigentlicher Generator dient ein gewöhnlicher, von einer Batterie betriebener Summer nach Art des Wagner'schen Hammers. Bei jeder Kontaktunterbrechung des Summers entsteht eine intensiv impulsartige Hochfrequenzentladung mit einem sehr breiten Frequenzspektrum, das sich bis in das Zentimeterwellengebiet erstreckt. Mit diesen Hochfrequenzimpulsen wird über eine Kopplungsschleife — wie aus der Abbildung hervorgeht — ein kleiner Hohlraumresonator erregt, der aus dem Spektrum der Impulse eine einzige Frequenz entsprechend seiner Resonanzfrequenz scharf aussiebt. Durch einen verschiebbaren Tauchkern läßt sich der Resonator auf beliebige Frequenzen zwischen 3000 MHz und 11 000 MHz abstimmen. Der Resonator kann diese Frequenz mit einer maximalen Spannung von 0,2 Volt an einen Verbraucher von 50 Ohm abgeben.



Schematische Darstellung  
des Mikrowellensummers

Die von dem Generator erzeugte Zentimeterwelle ist naturgemäß mit der Unterbrecherfrequenz des Summers in Form kurzer Impulse moduliert. Für Prüfwzwecke ist das ganz günstig, wenn man die Unterbrecherfrequenz so wählt, daß ein gut hörbarer Ton entsteht (am besten 800 ... 1000 Hz). Bei der Auswahl des Summers ist darauf zu achten, daß das Öffnen und Schließen des Kontaktes einwandfrei vor sich geht, so daß saubere Impulse entstehen und nicht etwa beim Schließen des Kontaktes durch Prellung zusätzliche Unterbrechungen auftreten. Das komplette Gerät wiegt einschließlich der für 300 Betriebsstunden ausreichenden Batterie weniger als fünf Kilogramm.

(Electronics, Juli 1950.)

**Automatisches Antennen-Prüfgerät**

Vor einiger Zeit wurde an dieser Stelle (FUNK-TECHNIK Bd. 5 [1950], H. 22, S. 688) der „Servograph“, ein höchstempfindlicher Tintenschreiber (Vollauschlag 50 Mikroampere) der Firma Fielden Ltd., Manchester, beschrieben. Auf Grund seiner extrem hohen Empfindlichkeit und der sich drehenden kreisscheibenförmigen Schreibfläche, die zum Aufzeichnen von Diagrammen in Polarkoordinaten wie geschaffen ist, hat jetzt der „Servograph“ den Bau eines sehr praktischen und doch einfachen Gerätes zum Aufzeichnen der Strahlungs- bzw. Empfindlichkeitsdiagramme von Antennen ermöglicht.

Das von der englischen Antennen-Spezialfirma „Belling & Lee Ltd.“ entworfene Gerät dient zur schnellen Untersuchung von UKW- und Fernseh-Antennen und zeichnet das horizontale Polardiagramm der Antenne innerhalb von fünfzehn Sekunden auf. Es können damit die Diagramme sowohl von Sende- als auch von Empfangsantennen aufgenommen werden. Bei Sendeantennen macht man von der bekannten Tatsache Gebrauch, daß deren Strahlungsdiagramm identisch mit dem Empfindlichkeitsdiagramm der als Empfänger arbeitenden Antenne ist.

Die zu untersuchende Antenne, ein aus Bequemlichkeitsgründen zehnfach verkleinertes Modell, wird von einem Motor in fünfzehn Sekunden einmal um ihre senkrechte Achse gedreht und dreht dabei gleichzeitig über ein Getriebe die Schreibfläche des Servographen um 360°. Die Verkleinerung der Antenne wird durch eine Erhöhung der Frequenz des in einiger Entfernung von der Antenne aufgestellten Prüfenders auf den zehnfachen Wert ausgeglichen. Infolge der hohen Empfindlichkeit des Schreibers braucht die von der Antenne abgenommene Spannung nicht verstärkt zu werden, sondern kann nach Gleichrichtung durch einen Germaniumkristall unmittelbar dem Schreibwerk zugeführt werden. Der radial geführte Schreibstift hat seinen Nullpunkt im Zentrum, seinen größten Ausschlag an der Peripherie der Schreibfläche und zeichnet so ein Polardiagramm auf.

(Wireless World, Februar 1951.)

**Verhütung von Lötschäden**

Kleine Widerstände nehmen wegen ihrer geringen Wärmekapazität schnell hohe Temperaturen an, wenn das Drahtende zwischen Widerstandskörper und Lötstelle zu kurz ist. Es hat sich gezeigt, daß sich der Ohmwert von Kohleschicht-Kleinwiderständen um mehr als 20 Prozent infolge zu starker Erwärmung ändert, wenn der Draht zwischen Widerstandskörper und Lötstelle kürzer als 12 mm ist. Die im „Telecommunication Research Establishment“ angestellten Untersuchungen haben ergeben, daß der Widerstand keinesfalls auf eine höhere Temperatur als 100°C, möglichst aber nicht auf mehr als 50°C kommen darf, wenn sich nicht größere und bleibende Änderungen des Ohmwertes einstellen sollen. Dabei ist zu bedenken, daß



Das **DRALOWID** Werk

der STEATIT-MAGNESIA  
AKTIENGESELLSCHAFT

Porz am Rhein

liefert wie stets  
*die modernsten Bauelemente*  
für die gesamte Elektronik



unter anderem:

Röhrchen-, Halm- und Scheibenkondensatoren

für UKW

aus **DRALOWID** - SUPRACOND ( $\epsilon = 1000$ )

und **DRALOWID** - ULTRACOND ( $\epsilon = 5000$ )

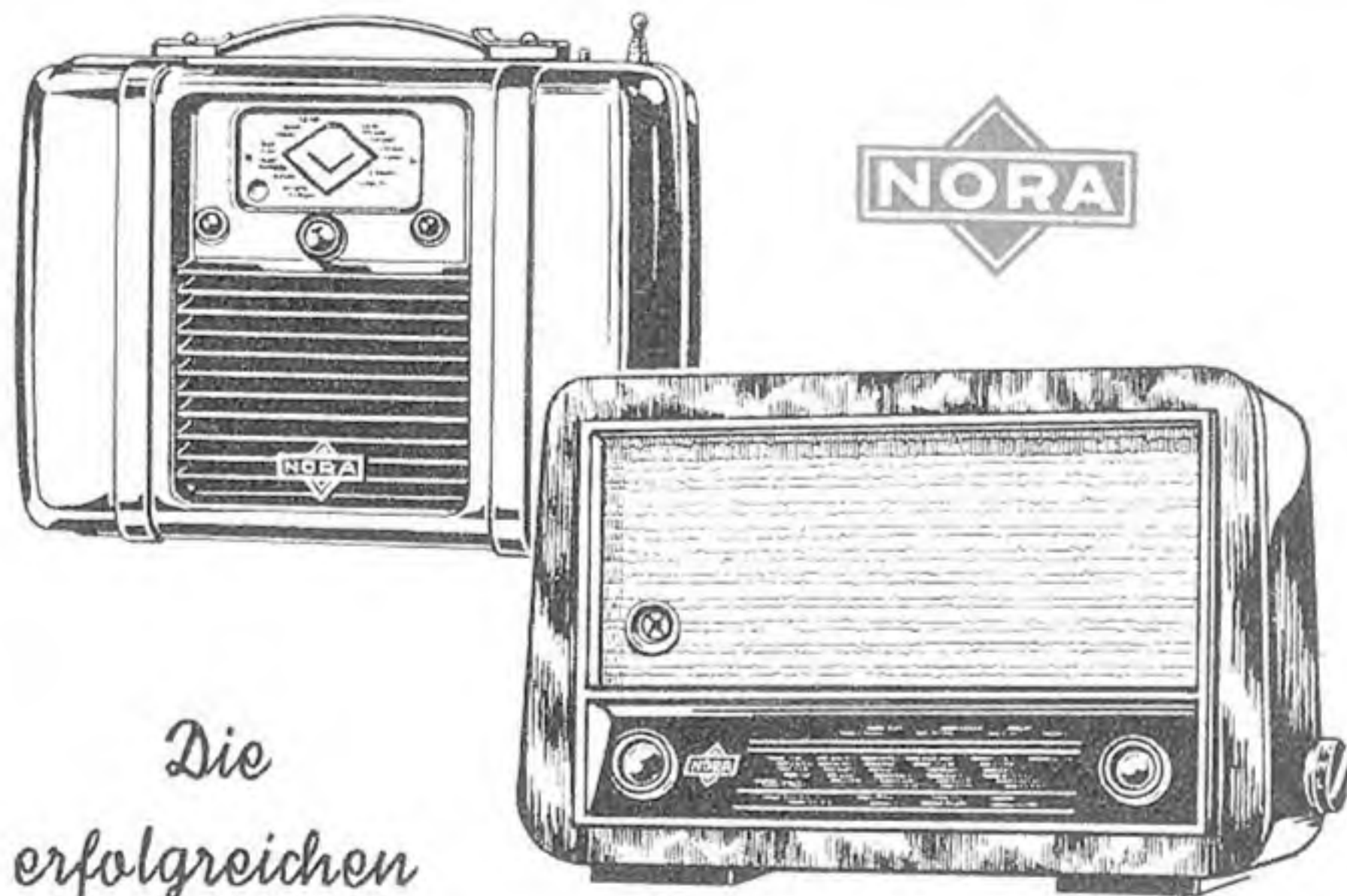
\*

*Abstimmkerne*

aus **DRALOWID** - KERAPERM (Ferrit)

zur Permeabilitätsabstimmung,

für Bandfilter, Oscillator- und Vorkreise



Die  
erfolgreichen

## NORA-EMPFÄNGER

**Nora - Rheingold**

9 Röhren, Allwellen-Spitzenuper . . . . . DM **410,-**

**Nora - Serenade**, der beliebte klangvolle

Hochleistungssuper mit UKW-Einsatz . . . . . DM **336,-**

ohne UKW-Einsatz . . . . . DM **295,-**

**Reisesuper Noraphon**, ideal für Reise

und Heim, von ungewöhnlicher Klangqualität DM **260,-**

## NORA-RADIO

G. M. B. H.

**BERLIN-CHARLOTTENBURG 4**

*Technische Messe Hannover Halle 9, Stand 706*

**SIEMENS**  
RUND  
FUNK  
ROHREN

Die ersten in Deutschland  
hergestellten Verstärker-Röhren ent-  
standen bereits vor 35 Jahren in den  
Werkstätten der Siemens-Werke.

Im neuerrichteten Röhrenwerk der  
Siemens & Halske AG in Erlangen  
werden heute mit modernsten  
Einrichtungen auch hochqualifi-  
zierte Rundfunkröhren gefertigt.

Das Fabrikationsprogramm um-  
faßt alle neuen Typen der U- und  
E-Serie in Rimlockausführung.

Verlangen Sie bitte  
unsere Röhren-Druckschrift.



SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

Der neue **Star-TRABANT 51**  
Noch kleiner — noch besser!



**D**er ideale, kleine 4-Röhren-5-Kreissuper für Reise und Heim. Mittel- und Kurzwelle, eingebaute Rahmen-Antenne, für Batterie- und Wechselstrombetrieb (110/130/220 V). Skalenbeleuchtung bei Netzbetrieb. Hohe Empfangsleistung!

Größe: 240x165x90 mm • Gewicht: 2,7 kg mit Batterien • Röhren: DK 91, DF 91, DAF 91, DL 92 oder 1 R 5, 1 T 5, 1 S 5, 3 S 4 und 2 Trockengleichrichter

Preis: DM 196,— ohne Batterien • DM 19,50 Ledertragtasche

**STAR-RADIO, APPARATEBAU BACKNANG GMBH**  
BACKNANG / WÜRTTEMBERG

UKW/KML

*Indemmen*

Einzelantennen  
Gemeinschaftsantennen  
mit und ohne Verstärker

**Sandvoss & Co. Hamburg-Wandsbek**  
Fabrik für Feinmechanik und Elektrotechnik

die Temperatur der Spitze eines richtig temperierten LötKolbens nahezu 400 °C beträgt.

Es gibt aber ein einfaches Hilfsmittel zur Vermeidung von Wärmeschäden beim Löten, das sich jeder Bastler leicht und schnell anfertigen kann: in die beiden Backen einer Krokodilklemme schweißt man je ein etwa 4 cm langes Kupferstäbchen ein. Diese Kupferstäbchen, die einen Querschnitt von annähernd 3x6 mm haben können, verlängern sozusagen die Klemme und bilden eine federnde Zange. Das so umgebaute Krokodil wird vor dem Anlöten eines Widerstandes oder eines anderen wärmeempfindlichen Schaltteiles mit den Kupferbacken auf das Drahtende zwischen Widerstandskörper und Lötstelle geklemmt, aber so, daß es weder den Widerstand noch den LötKolben berühren kann. Die gut wärmeleitenden Kupferstäbe des Krokodils nehmen die vom LötKolben an den Draht abgegebene Wärme auf und halten sie somit vom Widerstand fern. Durch diesen „Wärmenebenschluß“ wird die Temperaturerhöhung des Widerstandes beim Löten auf den vierten Teil herabgesetzt. Ist die Lötung innerhalb von zehn Sekunden beendet, so ergeben sich auch in Miniaturwiderständen keine größeren Änderungen des Ohmwertes als etwa 1 Prozent. (Wireless World, Februar 1951.)



**BRIEFKASTEN**

**K. Wormann, Bremen**

Was ist erforderlich, um auf Handelsschiffen den Funkdienst übernehmen zu können?

Zu diesem Thema teilt uns die DEBEG\*) folgendes mit:

„Die zur Wahrnehmung des Funkdienstes auf deutschen Handelsschiffen vorgeschriebenen Befähigungszeugnisse werden auf Antrag und nach vorhergehendem Nachweis der hierfür geforderten fachlichen Kenntnisse seitens eines Bewerbers durch die Oberpostdirektionen Hamburg oder Bremen erteilt und berechtigen den Inhaber zur Ausübung des Funkdienstes nach Maßgabe der für die verschiedenen Patente festgelegten Verwendungsmöglichkeiten. Zu unterscheiden ist hierbei:

- die Seefunkerlaufbahn 1. Klasse, die einen abgeschlossenen Besuch einer Mittelschule oder eine gleichwertige Schulbildung sowie ein Jahr praktischer Tätigkeit auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik zur Voraussetzung hat,
- die Seefunkerlaufbahn 2. Klasse, für die eine abgeschlossene Volksschulbildung ausreicht.

Bewerber zu a) müssen zunächst einen auf 9—10 Monate berechneten Lehrgang an einer vom Bundesministerium für Post- und Fernmeldewesen anerkannten Ausbildungsstätte besuchen und sich dann der ersten Prüfung unterziehen, nach deren Bestehen der Anwärter das Seefunkzeugnis 2. Klasse (Hauptzeugnis) erhält. Dieses berechtigt zur Besetzung von Seefunkstellen der 3. Gruppe in großer Fahrt. Nach einer fünfjährigen hauptberuflichen Verwendung auf Schiffen dieser Kategorie, die bestimmungsgemäß mit Telegrafierfunk ausgerüstet sind, hat der Bewerber die Möglichkeit, durch eine weitere Prüfung das Abschlußzeugnis dieser Laufbahn, das Seefunkpatent 1. Klasse, zu erlangen.

In Anbetracht des in jeder Beziehung vollkommenen Ausbildungsstandes, der in dieser letzten Prüfung nachgewiesen werden muß, ist vor dem Examen nochmals ein mit etwa zwei Monaten zu veranschlagender Besuch einer Lehranstalt vorgesehen. Mit der Aushändigung des Patentes 1. Klasse hat der Inhaber, vorausgesetzt, daß er das 21. Lebensjahr vollendet hat, an Bord Anspruch auf die Dienstbezeichnung „Funkoffizier“.

Nach einer einjährigen Tätigkeit auf Seefunkstellen der 1. und 2. Kategorie, für deren Besetzung dieses Zeugnis dient, erhält der Funkoffizier die von der Aufsichtsbehörde des Fernmeldewesens im Patent besonders zu vermerkende Berechtigung zur Leitung von Stationen auf Fahrzeugen der 1. und 2. Kategorie.

Für die Funkerlaufbahn 2. Klasse gilt als Eingangspatent das sog. Seefunksonderzeugnis. Es ist dem Bewerber völlig freigestellt, auf die ihm zusagende Weise in den Besitz der bei der Prüfung nachzuweisenden Kenntnisse zu gelangen. Eine kurze Ausbildungszeit an einer anerkannten Unterrichtsanstalt wird im Interesse des Bewerbers jedoch für wünschenswert gehalten. Das Seefunksonderzeugnis ist gültig für die Ausübung des Telegrafierfunkdienstes auf Schiffen, für die keine Ausrüstungspflicht mit Funk besteht, sowie für die Wahrnehmung des Sprechfunkdienstes auf Seefunkstellen, für die das allgemeine Seefunksprechzeugnis benötigt wird.

Inhaber des Seefunksonderzeugnisses können nach einer nachweislich dreijährigen hauptberuflichen Verwendung das allgemeine Seefunkzeugnis 2. Klasse erwerben, das für die Besetzung von Schiffen der 3. Gruppe dient, jedoch nur, soweit dieselben nicht in der großen Fahrt Verwendung finden. Als Vorbereitung für dieses Zeugnis ist der Besuch eines Lehrgangs an einer Funkerschule erforderlich. Besitzern des allgemeinen Seefunkzeugnisses 2. Klasse steht, sofern sie fünf Jahre hauptberufliche Tätigkeit nachweisen können, ebenfalls die Möglichkeit des Erwerbs des Seefunkzeugnisses 2. Klasse (Hauptzeugnis) offen, womit gleichzeitig der Abschluß dieser Laufbahn erreicht ist.

Der Vollständigkeit halber sei in diesem Zusammenhang noch das allgemeine Seefunksprechzeugnis sowie das beschränkt gültige Seefunksprechzeugnis erwähnt, die normalerweise nur für die nebenamtliche Ausübung des Telefoniedienstes auf Stationen mit geringer Leistung ausgegeben werden.

Grundsätzlich haben alle von der DBP herausgegebenen Seefunkzeugnisse, vom Tage der Ausstellung an gerechnet, eine Gültigkeit von drei Jahren. Die Verlängerung der Zeugnisse wird von der DBP fortlaufend vorgenommen, wenn der Zeugnisinhaber den Seefunkdienst jeweils im letzten Gültigkeitsjahr nachweislich mindestens sechs Monate ausgeübt hat. Kann er diesen Nachweis nicht erbringen, so wird die Gültigkeit nur verlängert, wenn der Funker in einer Nachprüfung die den verschiedenen Zeugnissen entsprechenden Fähigkeiten nachweist.

Der Funkerberuf steht jedem Deutschen offen, der das 18. Lebensjahr vollendet hat, gerichtlich nicht vorbestraft und seerdiensttauglich ist.“ Bewerber für die Erteilung wenden sich wegen der Prüfungsbedingungen, Kosten und Termine der Lehrgänge an die Seefahrtsschulen Hamburg-Altona, Bremen oder Bremerhaven.

\*) DEBEG, Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegrafie mbH., Berlin-Charlottenburg 9, Rognitzstr. 8.

# DKW

Schnell-Laster

3/4 to  
4,2 cbm



Schnell, zuverlässig und sparsam, wie es nur ein echter DKW sein kann — das ist der ideale Lieferwagen für Sie! Eine Probefahrt beim nächsten DKW-Händler wird Sie davon überzeugen.

**AUTO UNION G.M.B.H. INGOLSTADT**



Der DKW-Kombi,  
ideal als Lautsprecherwagen

Prüfen Sie die Betriebsströme und -Spannungen Ihrer Röhrengeräte ohne Chassis-ausbau u. Leitungsauffrennung mit unserem

Meßzwischensockel

## „MESO“

Sofort lieferbar für Röhren mit:

- 8-pol. Außenkontaktsockel . . . . . Typ „A“
- 5-pol. Außenkontaktsockel . . . . . Typ „5A“
- 8-pol. Einheitsstiftsockel . . . . . Typ „E“
- 5-pol. Stiftsockel . . . . . Typ „5 S“
- 7-pol. Stiftsockel . . . . . Typ „7“
- Octalsockel . . . . . Typ „O“

Nettopreise pro Stück:

**6,50 DM**  
(Typ „O“: **7,50 DM**)



Beispiel einer Strommessung

### Aus unserer Fertigung:

- |   | Netto    |
|---|----------|
| 1. Röhrenmeß- und Regeneriergerät RR-04/94.....             | DM 350,- |
| 2. Selbstinduktionsmeßgerät Type L-05/15.....               | DM 180,- |
| Meßbereich 4 Stufen 1 µH—10 mH                              |          |
| 3. C und L Meßgerät, Type CL-06/15.....                     | DM 180,- |
| Meßbereich 2 Stufen C 10 pF—10000 pF, 2 Stufen L 50 µH—5 mH |          |
| 4. Spez. Meßgerät f. Drehko-Gleichlaufmessg. Type CGI-07/15 | DM 98,50 |
| Meßbereich 10 pF—1000 pF                                    |          |

Sonderprospekte auf Wunsch!

## SELL & STEMMLER

INHABER: ALWIN SELL

FABRIK FÜR ELEKTRISCHE MESSGERÄTE  
BLN. STEGLITZ, UHLANDSTRASSE 8 · FERNRUF 7224 03

**KOFFERRADIO**

*sind tonangebend*

- ★ OFFENBACH 51 Standard
- ★ OFFENBACH 51 Luxus
- ★ OFFENBACH «Junior»

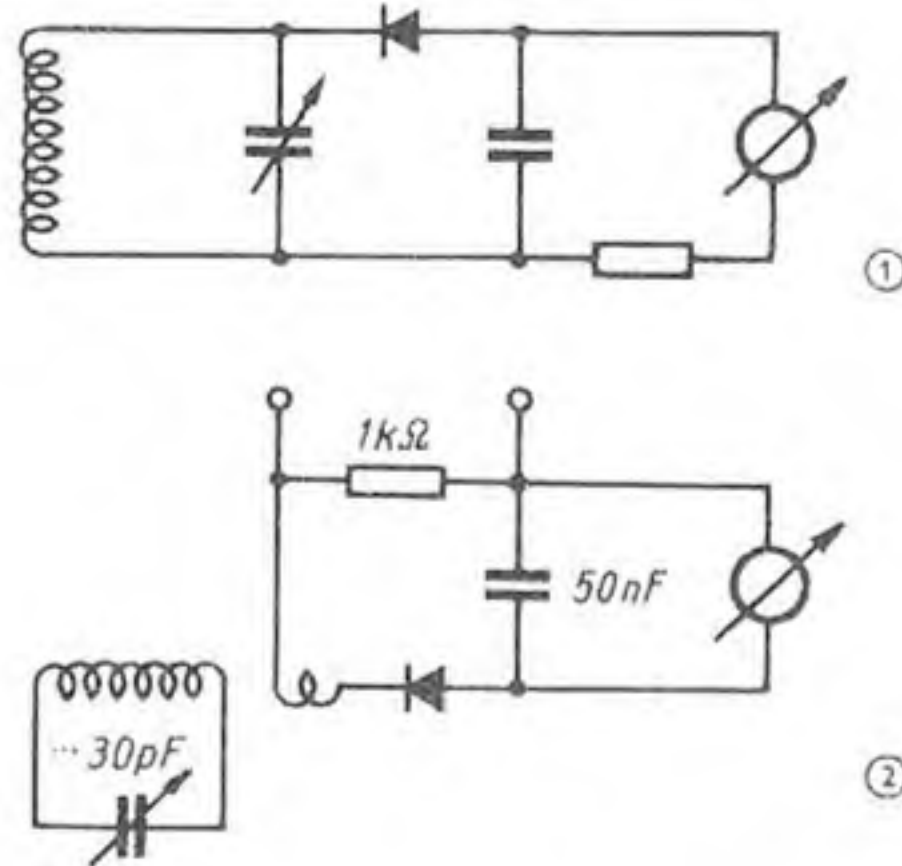
**3** Reisesuper von hoher Klasse

## Ein Absorptionsfrequenzmesser und Feldmeßgerät

Ein Absorptionsfrequenzmesser besteht gewöhnlich aus einem Schwingkreis mit angeschlossenem Gleichrichter in Serie mit einem Meßinstrument (Abb. 1). Durch diese Parallelschaltung von Meßkreis und Gleichrichter tritt eine Dämpfung mit verbundener Empfindlichkeitsminderung ein, außerdem wirkt sich die Eigenkapazität des Gleichrichters nachteilig auf den Kapazitätsbereich aus. Ferner besteht der Nachteil, daß man das ganze Gerät beim Meßvorgang in die Nähe des zu messenden Schwingkreises bringen muß, was die Handhabung und die Genauigkeit der Ablesung sehr erschwert, zumal dann, wenn es sich um niedrige HF-Spannungen handelt.

Hier wird nun ein Gerät mit einer abgewandelten Schaltung beschrieben (Abb. 2), das die obenerwähnten Nachteile nicht besitzt und sich trotzdem durch Einfachheit in Schaltung und Aufbau auszeichnet. Ferner erlaubt die Schaltung auch bei UKW an Stelle eines Kristalls die Verwendung einer Röhre, z. B. 1T4 oder dgl., und bei längeren Wellen auch die eines Sirutors ohne Nachteil auf die Empfindlichkeit, da hierbei der Meßkreis nicht belastet wird. Im Gegensatz zur ersten wird bei der zweiten Schaltung der Strom gemessen.

Demzufolge kann auch ein Instrument bis zu einer Empfindlichkeit von 0,5 mA verwendet werden, allerdings wird mit einem Instrument von 50 ... 100  $\mu$ A eine weit größere Empfindlichkeit erzielt.



Der Aufbau ist ähnlich dem üblichen Frequenzmesser, nur daß hierbei eine separate Kopplungsspule in der Nähe (etwa 1 cm von der Meßkreisspule entfernt) fixiert wird. Eine weitere Kopplungsspule, die zum Auskoppeln der zu messenden Frequenz dient, wird auf einem kleinen Streifen Pertinax, der gleichzeitig Handgriff ist, befestigt und mit einem verdrehten Leitungspaar von etwa 25 cm Länge verbunden. Am anderen Ende der Leitung werden zwei Bananenstecker befestigt und bei Gebrauch in die Eingangsbuchsen gesteckt. Die

Meßkreisspule ist am besten als austauschbare Steckspule auszubilden, womit Schaltkapazitäten vermieden werden. Die Windungszahlen lassen sich leicht für die diversen Bereiche nach bekannten Formeln errechnen. Ein keramisch isolierter Drehko von max. 30 pF dient zur Abstimmung. Der am Eingang liegende 1-k $\Omega$ -Widerstand gestattet, das Gerät als Feldmesser zu verwenden, indem man als einfachste Ausführung zwei Drähte (Dipol) in die Buchsen steckt. Zur Empfindlichkeitssteigerung kann man den aufsteckbaren Dipol mit Reflektor und Direktoren erweitern.

Beim Messen ist darauf zu achten, daß beim minimalen Ausschlag des Instrumentes Resonanz gegeben ist.



**FT-Briefkasten:** Ratschläge für Aufbau und Bemessung von Einzelteilen sowie Auskünfte über alle Schaltungsfragen, Röhrendaten, Bestückungen von Industriegeräten. Beantwortet werden bis zu 3 Fragen; Ausarbeitung vollständiger Schaltungen kann nicht durchgeführt werden.

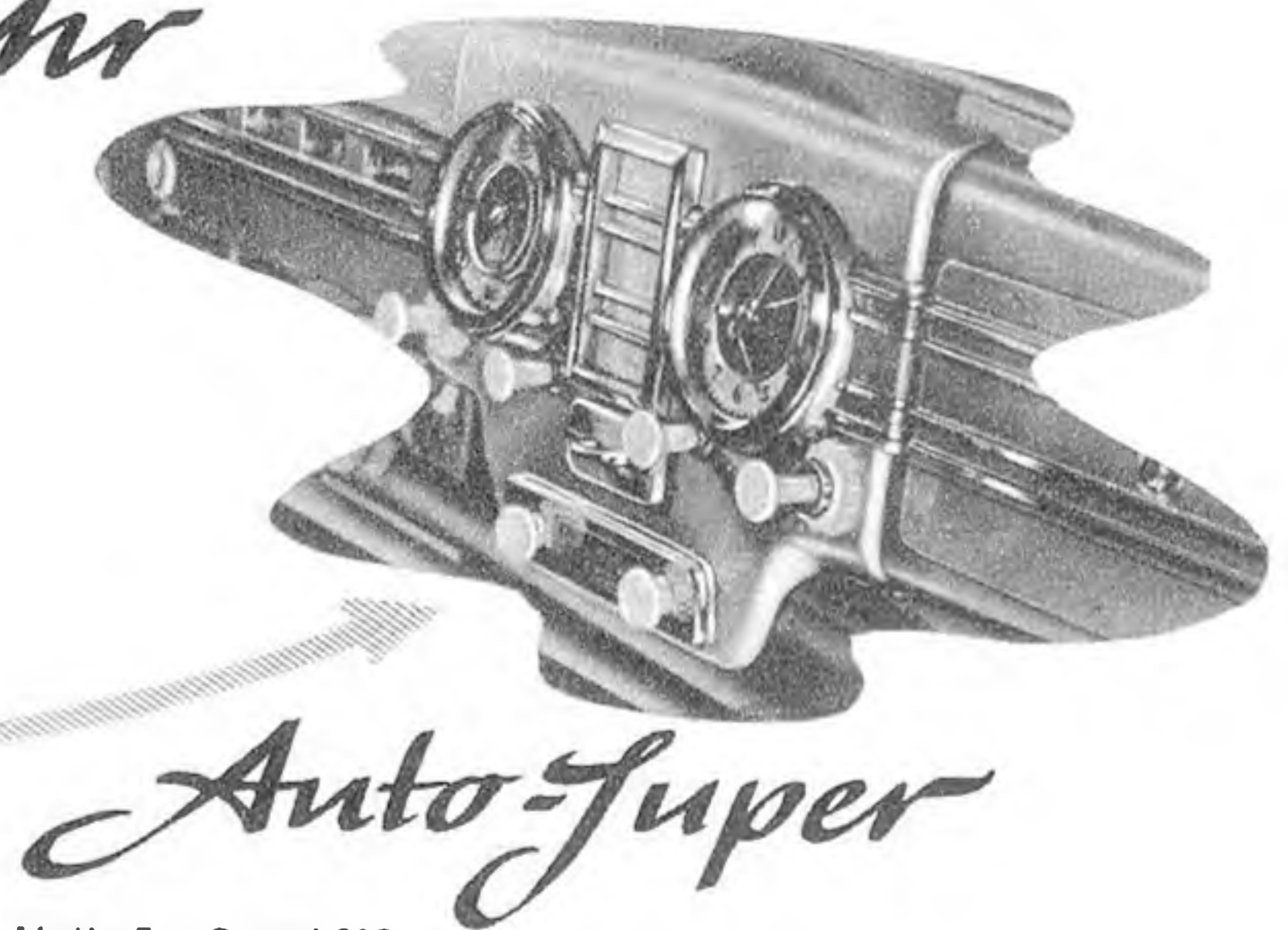
Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde (West-Sektor), Eichborndamm 141-167. Telefon: 49 23 31, Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Curt Rint. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Dr. Wilhelm Herrmann. Westdeutsche Redaktion: Karl Tetzner, Frankfurt/Main, Alte Gasse Nr. 14-16. Geschäftsstelle Stuttgart, Tagblatt-Turmhaus, Postfach 1001. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich Dr. Walter Rob, Innsbruck, Boznerplatz 4. Postscheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin-West Nr. 24 93; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74; Stuttgart, PSchA Stuttgart Nr. 227 40. Bestellungen beim Verlag, bei den Postämtern und beim Buch- und Zeitschriftenhandel in allen Zonen. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz Nr. 47/4d. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof

## Ein Beweis mehr

dafür, daß Blaupunkt-Autosuper sich immer größerer Beliebtheit erfreuen: auch FORD baut nun Blaupunkt-Autosuper in den Taunus-Wagen ein. OPEL, BORGWARD, VW und andere schätzen schon lange die Betriebssicherheit, Empfangstüchtigkeit und Klangfülle der



# BLAUPUNKT



Wir stellen aus: Internationale Automobilausstellung Frankfurt/M. Halle 5 • Stand 222



## LAUTSPRECHER

für jeden Zweck  
vom Liliput bis 40 Watt

HECO - FUNKZUBEHÖR HENNEL & CO. K. G.  
Schmitten im Taunus Fernruf 81



## Vielfachmeßgeräte 10000 Ohm/Volt

wahlweise 1000 Ohm/Volt, Einbauinstrumente ab 25  $\mu$ A, Schalttafelinstrumente in Quadrant- und Profilausführung, Reparaturen aller Fabrikate

DIPL.-ING. OTHMAR FORST  
ELEKTR. MESSGERÄTE UND PRÜFVORRICHTUNGEN  
München 22 • Zweibrückenstraße 8/II



Fünf neue Typen  
der Rennstrecken-Serie

## Becker-Autoradio

MAX EGON BECKER • AUTORADIOWERK • ITTERSBUCH üB. KARLSRUHE 2

G E N D O R F

# ANORGANA



**DER MAGNET-TONTRÄGER**  
 FÜR  
 RUNDFUNK  
 PRESSE  
 FILM  
 BÜRO  
 UND  
 HEIM

PROSPEKT UND TECHNISCHE AUSKUNFT AUF WUNSCH  
**ANORGANA · U.S. ADMIN., GENDORF/OBB.**

# AEG

## FERNMELDETECHNIK

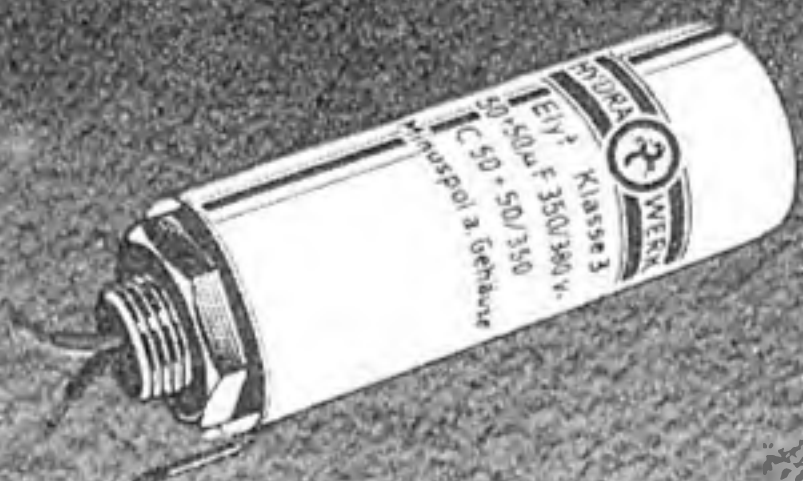
Unsere **WECHSELLAUTSPRECH-ANLAGEN**  
 schaffen schnelle und direkte  
 Sprech- u. Konferenzverbindungen  
 für Büro und Betrieb



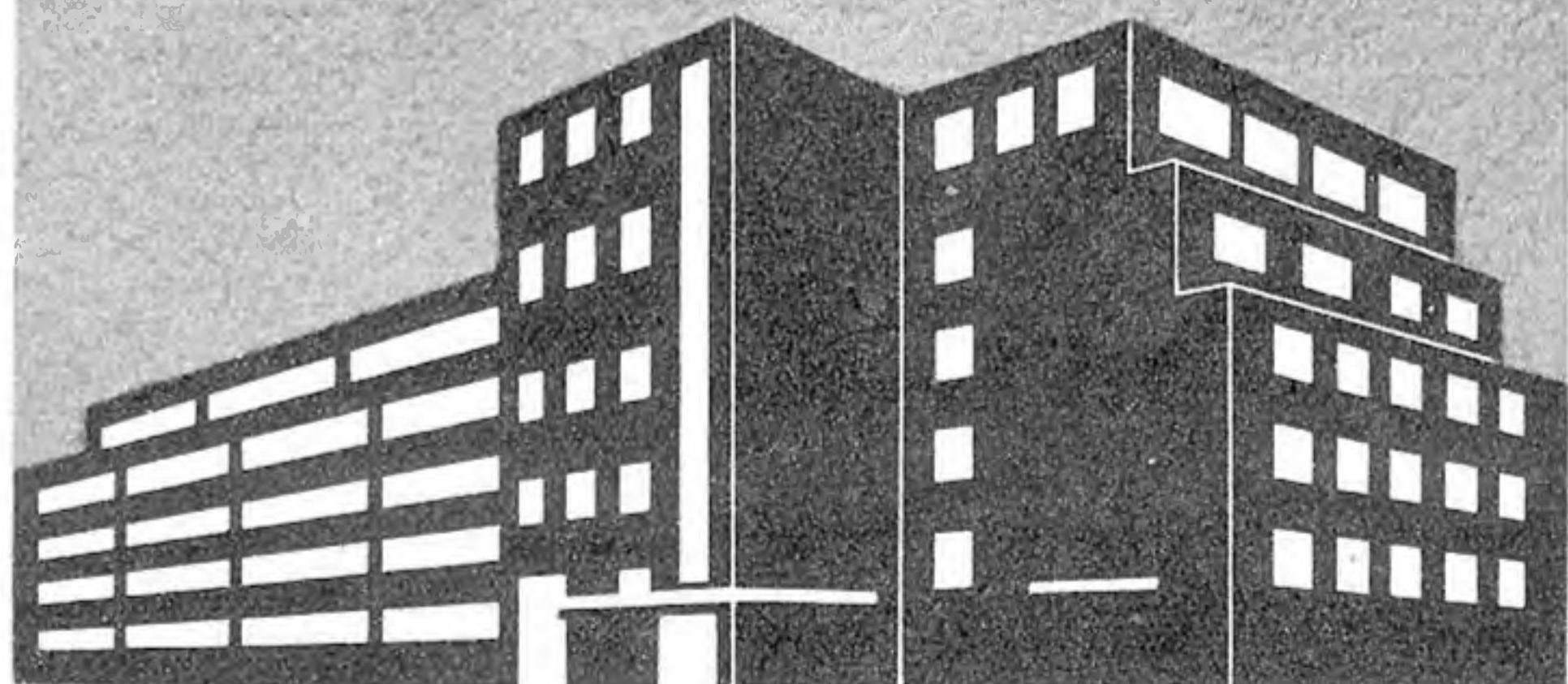
ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT

5201

# HYDRA WERK



## ELEKTROLYT- KONDENSATOREN



HYDRAWERK AKTIENGESELLSCHAFT BERLIN N20

ZUR TECHNISCHEN MESSE HANNOVER HALLE IX · STAND 306

Geschachtelte

# Spülenkörper

für M u. EI -Schnitte

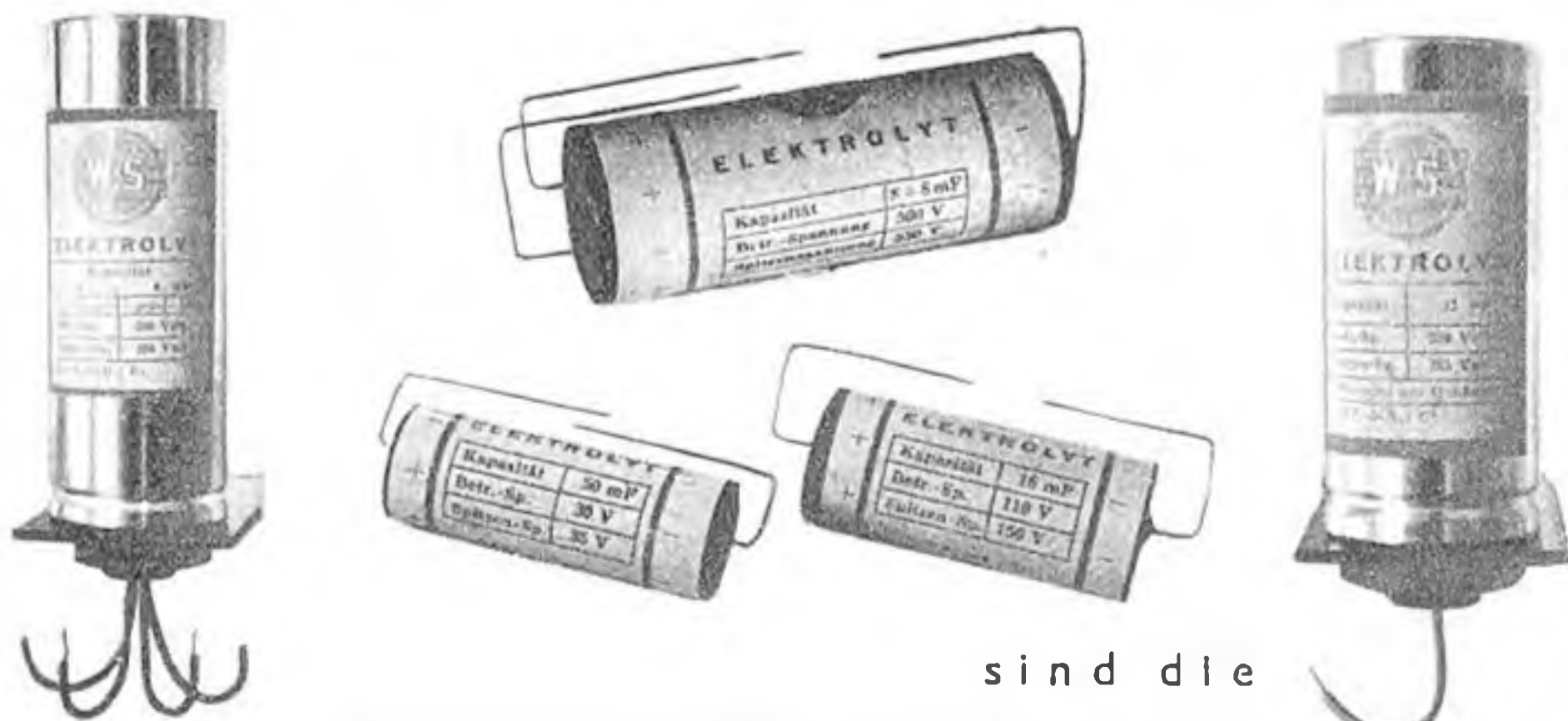
fabriziert

**Teckentrup**

Hüinghausen über Plettenberg i. W.

Eigener Werkzeugbau

Hervorragend in Ausführung, zuverlässig im Betrieb



sind die

**Elektrolyt-Kondensatoren**

von

**WITTE & SUTOR** Murrhardt / Württ. Tel. 200



# TRANSFORMATOREN 1-1000VA



und **DROSSELN**

*für sämtliche Anwendungsgebiete*

DIPL. ING. ERNST  
**PLATHNER**

TRANSFORMATORENFABRIK BARSINGHAUSEN (HANNOVER)

## Lümpchen-Radio

- Sechskreissuper GW 461 ohne UKW ... 206,-
- Sechskreissuper GW 461 mit UKW ... 236,-
- Sechskreissuper WD 561 mit UKW ... 266,-
- Siebenkreissuper WD 571 ohne UKW ... 312,-
- Sechskreissuper GW und WD 661 mit UKW 345,-

**Ohne Preiserhöhung  
weiterhin  
auf Teilzahlung  
in bester Qualität lieferbar**

WERKSVERTRETUNG BERLIN  
**HEINZ KOSCHWITZ**  
Radiogroßhandlung · Berlin-Spandau  
Pichelsdorfer Straße 104 · Tel.: 37 68 10

## ENGEL



**Einanker-Umformer**  
für Lautsprecher-Wagen  
Kleinstmotoren · Transformatoren · Drosselspulen  
Seit über 25 Jahren  
Listen FT kostenlos

Ing. Erich und Fred  
**ENGEL**  
Elektrotechn. Fabrik  
Wiesbaden 95

## Körperschallgeräte

zur Untersuchung  
von Schwingungsvor-  
gängen in Maschinen-  
bau und Bautechnik



- sowie
- Klangzellen - Mikrophone
  - Membran - Mikrophone
  - Tonkapseln
  - Gitarren - Mikrophone
  - Herzschall - Mikrophone

**Paul Beerwald**  
PIEZOELEKTRISCHE GERÄTE  
Bad Homburg · Luisenstraße 28

## STEINLEIN

**Hochkonstant-Netzgeräte**  
mit elektronischer Stabilisierung

lastunabhängig  
Innenwiderstand 1 Ohm

Neuentwickelte Normaltypen  
für Nieder- und Hochspannungen

HK - Geräte mit Vielspannung  
Spezialgeräte und Anlagen in  
Sonderfertigung

**PETER STEINLEIN**  
Regler und Verstärker  
Stromversorgung  
Düsseldorf · Erkrather Str. 120, Tel. 11781

## Schall-Echo-Berlin

**liefert** sämtlichen Bedarf z. Schall-  
aufzeichnung, insbesondere  
**MELAFON-TONFOLIEN**  
in 15, 20, 25, 30 cm Ø.  
**MAGNETOFON-BÄNDER**  
BASF Typ LGD, L/Extra,  
LGH, Anorgana EN.

Tonfolien-Schneidgeräte · Magne-  
toton - Aufnahme- u. Wiedergabe-  
geräte m. normal. Handelsrabatten  
**Jetzt:**  
Bln.-Wilmsdorf, Bundespl. 4, Tel.: 87 65 70  
Technische Messe Hannover, Halle X, Stand 708 B

## FTH Alle Arten

**ausländische RÖHREN**  
Über 500 Typen am Lager · Große  
Bruttopreisliste · Händler Rabatt 30 %  
Das breiteste Sortiment für alle Ver-  
wendungszwecke · Handelsübliche  
Garantie auf alle Röhren · Ständr  
Ankauf aller ausländischen Typen  
**Frankf. Techn. Handelsges.**  
Frankfurt · Main, Schumannstr. 15, Tel. 7 81 15

## Teilhhaber

tätig, mit Kapital (auch aus der DDR),  
zum Ausbau einer bestehenden **Radio-  
und Elektrohandels-Firma (Berlin-  
West)** gesucht. — Erbittet ausführliche  
Zuschriften unter (B) F. I. 6 782

**Durch Best  
Antennen**  
lernst  
Du alle Sender kennen

9.60  
kompl. DM.

**WILLY BEST**  
Fabrikation von Antennenmaterial  
Offenbach am Main

## RÖHREN-Sonder-ANGEBOT

- (Verkauf solange Vorrat reicht)
- 6 K 7 / 6 N 7 / 6 L 7 / 6 J 5 ... DM 2,50
  - 12 SL 7 / 12 SH 7 / 12 SJ 7 ... DM 2,90
  - 6 F 6 / 6 AC 7 / 12 C 8 / 12 SG 7 DM 3,30
  - 6 K 6 / 6 SJ 7 / 6 AB 7 / 12 AH 7 DM 3,80
  - 6 V 6 / 6 B 8 / 6 SG 7 / 6 SK 7 ... DM 4,30
  - 25 L 6 / 35 Z 5 ... DM 8,50
- Sämtl. Röhren Rollkart. m. Übernahmeger.
- MANHART & BLASI**  
Versand: Landshut (Bay.), Kümhauser Straße 143

Faltdipol 10,80, Reflektor 3,30

Faltdipol-Fenster-  
Allwellen-Antenne 12,90  
UKW-Leitung prompt lieferbar!  
**RADIOVERSAND P. GUSSOW**  
Berlin N 65, Luxemburger Straße 6

**Sensation von Berlin!**  
MUSIKTRUHEN  
kaukasisch Nußbaum, handpoliert  
mit 6-Kreis-Super, Magisches Auge  
und Plattenspieler für nur 495,- DM.  
Auch für Westdeutschland lieferbar!  
**RADIOHAUS WÜNTSCHE, BERLIN NW 21,**  
Alt Moabit 86 b · Telefon: 39 38 95

Ausbildung zum **TECHNIKER**  
Fernlehrgänge Masch.-Bau, Rundfunk-  
Elektro-, Betriebstechn., Auto-, Hoch- u.  
Tiefbau, Heizung, Gas, Wasser, Installa-  
tion. Vorbereitung zur Meisterprüfung  
und Fachschulbesuch. Programm frei  
Techn. Fernlehrinstitut d. Messungen E

**Neumannschreiber**  
betriebsfertig  
sofort zu kaufen gesucht  
Angebote erbeten unter (US) F.K. 6783

## Stellenanzeigen

**Kreffft** sucht FÜR SEIN ZWEIGWERK IN KÖLN  
**Hochfrequenz-Ingenieur**  
mit reichen Erfahrungen in der Entwicklung und besonders  
in der Fertigung von Rundfunk-Empfängern und -Einzelteilen  
Nur Angebote von Herren, die über langjährige Praxis bei erstklassigen Firmen verfügen,  
können berücksichtigt werden • Ausführliche Bewerbungen mit Lichtbild, Lebenslauf,  
Zeugnisabschriften und Gehaltsansprüchen bitten wir zu richten an den Vorstand de  
**W. KREFFT A.-G. • GEVELSBERG i. W.**

## Verkäufe

Kompl. Großlautsprecheranlage, bestehend  
aus 1 Vollverstärker mit zwei eingeb.  
Endstufen 2 x I.S 50 und 2 x EL 12/425  
getrennt regelbar, eingeb. 6-Kreisler, Ton-  
abnehmer, 2 Krist.mikrofone m. absch.  
Kabel, 110/240 Volt Betriebsspg., versch.  
Ausgängen sowie 1 WIGO Doppelrichter  
40 Watt, 1 dto 15 Watt, 1 Chassis 25 Watt,  
1 Strahlergr 30 Watt, 1 Rundstr.gel.  
leer, 2 Masten f. WIGO Lautspr., 1 Auto-  
verstärker mit Plattensp. ohne Umformer,  
1 Kabeltrommel, Anl. betriebsfertig, ent-  
behrlichshalber sofort zu verk. An-  
fragen unter (US) F. D. 6777

- Telefunken - Gehäuse** (Filius) mit Schallwand und Stoff DM **5,90**
- Noris - Gehäuse** mit Chassis ... DM **6,50**
- Perm.-Lautsprecher** (2 1/2 W.) 130 Ø ... DM **5,75**  
mit Ausgangsrafo ... DM 9,50
- Ela-Ersatz-Membr. auf Anfrage**  
Anfragen erbeten unter F. E. 6778

## Kaufgesuche

**Übertragungsverstärker V 35**  
mit Speisegerät N 35, in  
betriebsbereiten Zustand  
schnellstens zu kaufen gesucht  
Angebote erbeten unter (B) F. M. 6785

Folgende gebrauchte, guterhalt. Meß-  
instrumente und -Geräte preisgünstig zu  
kaufen gesucht: Outputmeter (mögl. Fabr.  
Zierold), Empfänger-Meßsender (SMF u.  
SMEK), Induktivitätsmeßbrücke (LRH),  
Röhrenvoltmeter (UGW), Vielfachmeß-  
instrumente „Multizet“ oder ähnl. und  
sonst. Laboratoriums-Meßgeräte. Ange-  
bote unter (US) F. C. 6776

Röhren u. Widerstände gegen sofortige  
Kasse zu kaufen gesucht, auch Rest-  
posten geschlossen. Rudolf Marcsinyi,  
Bremen, An der Weide 29

Kaufe Sikatroppkondensatoren, Röhren,  
Restposten. Dietrich Schuricht, Bremen,  
Meinkenstraße 18

Kupferlackdrähte, 0,04—0,16 u. 0,6 bis  
1,2 mm Ø, vorwiegend 0,10 mm Ø,  
kauft jede Menge. Nadler, Steglitz,  
Schützenstr. 15. Tel. 72 66 06

Langspiel-Nadeln

**HEROLD**  
H. J. WENGLEIN'S  
NORICA- UND HEROLD-WERK  
SCHWABACHER NADELFABRIK G.M.B.H.  
SCHWABACH/Bay.

Pick-up-Nadeln

Ein Qualitätsbegriff

Philips GM 3152 B Kathograph I, neu-  
wertig. Anfragen an (B) F. L. 6784

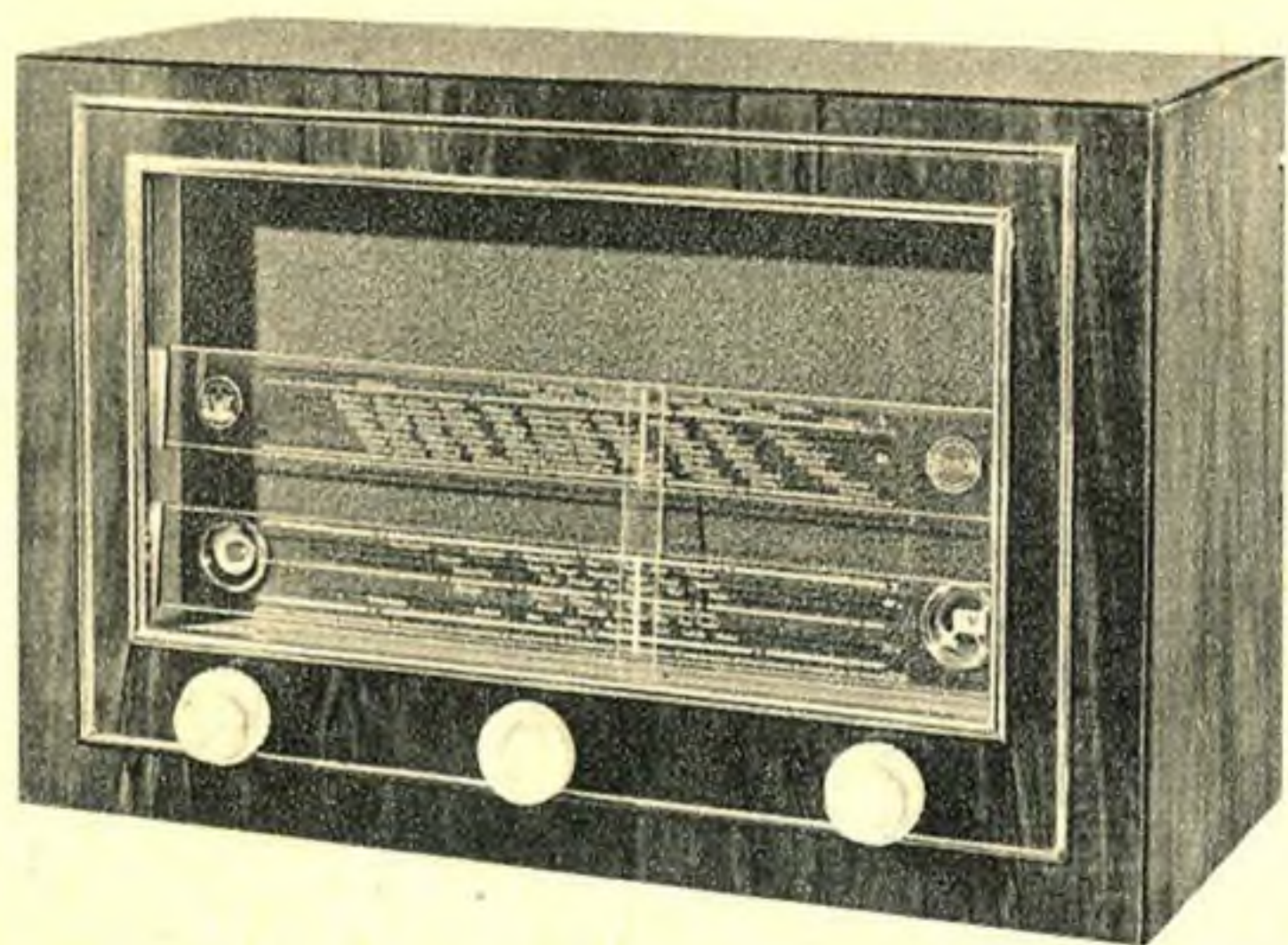


*Tollendet in*  
**FORM und TON...**

UKW-Empfang bringt vollendete Musikwiedergabe!  
 Denken Sie daran und wählen Sie:  
**„HEROTON“**  
 das Gerät mit dem großen Tonumfang.  
 Dann haben Sie auch am UKW-Empfang ungetrübte Freude

*Und höchste*

**PRÄZISION**



**FWF-Großsuper „HEROTON“ H 662 W/GW**

Abmessungen: 600 x 390 x 250 mm

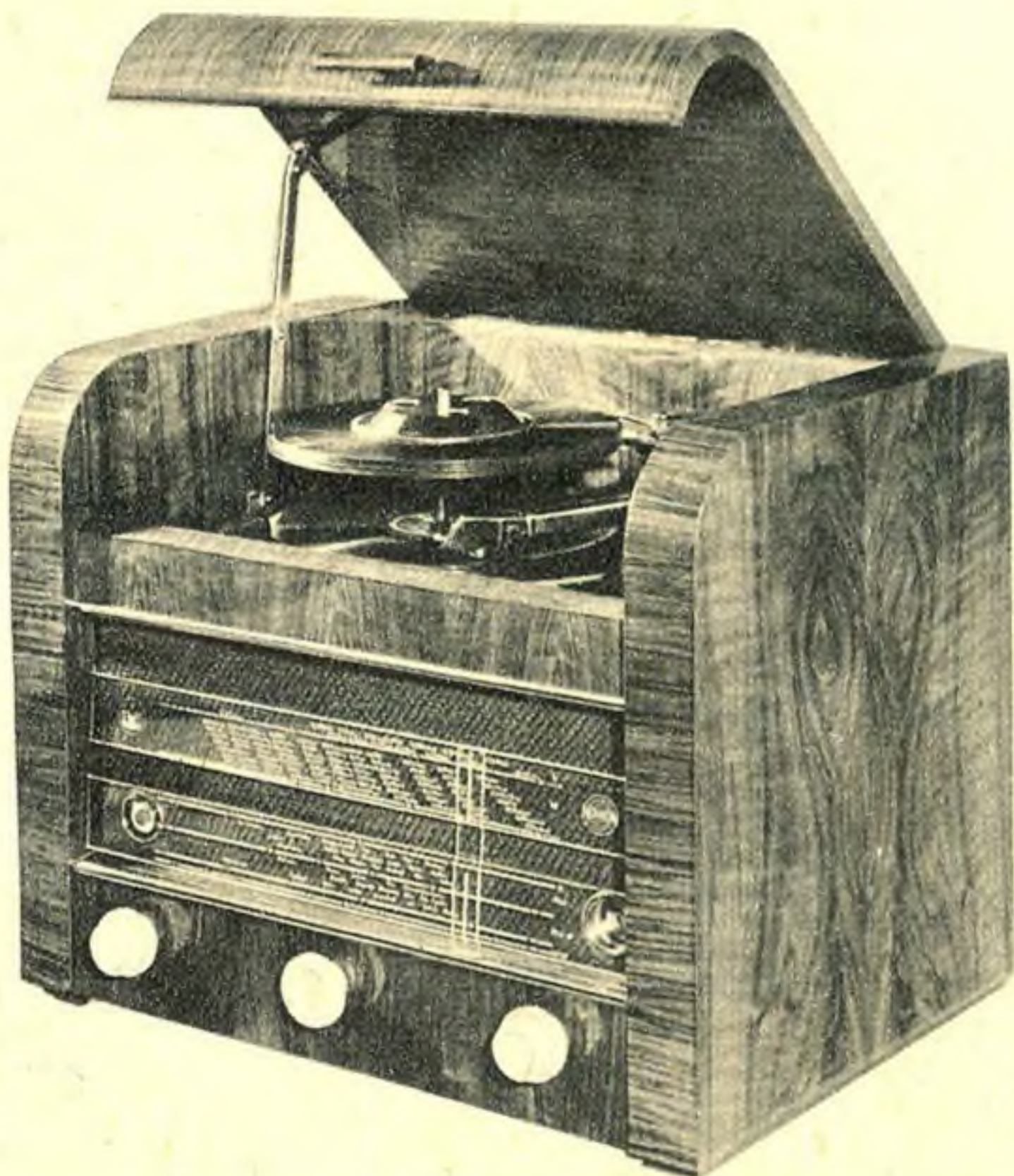
DM 360,—

6 Röhren / 6-Kreis-Großsuper mit 6 Wellenbereichen (25- und 49-m-Band gespreizt, K, M, L, UKW-Umschaltung mit gleichzeitiger Erweiterung des Tonumfanges) • Bandbreitenschalter und Schwungradantrieb kombiniert • gehörliche Lautstärkeregelung • beliebige Tonfärbung, getrennt regelbar für Sprache und Musik • 9-kHz-Sperre (bei UKW abgeschaltet) • perm. dyn. 8-Watt-Konzert-Lautsprecher mit 240-mm-Korb, staubdicht übersichtliche Flutlichtskalen • Wellenbereichsanzeige • handwerklich gearbeitetes u. hochglanzpoliertes Edelholzgehäuse m. vernickelten Zierleisten

Für Wechselstrom (W): 110, 125, 150, 220, 240 V

Röhrensatz: ECH 11, EBF 11, EM 11, EF 11, EL 11, AZ 11

Für Allstrom (GW): Wechselstrombetrieb mit voller Leistung wie bei (W), Gleichstrombetrieb 110 u. 220 V • Röhrensatz: UCH 11, UBF 11, UM 11, UF 11, UL 11, UY 11

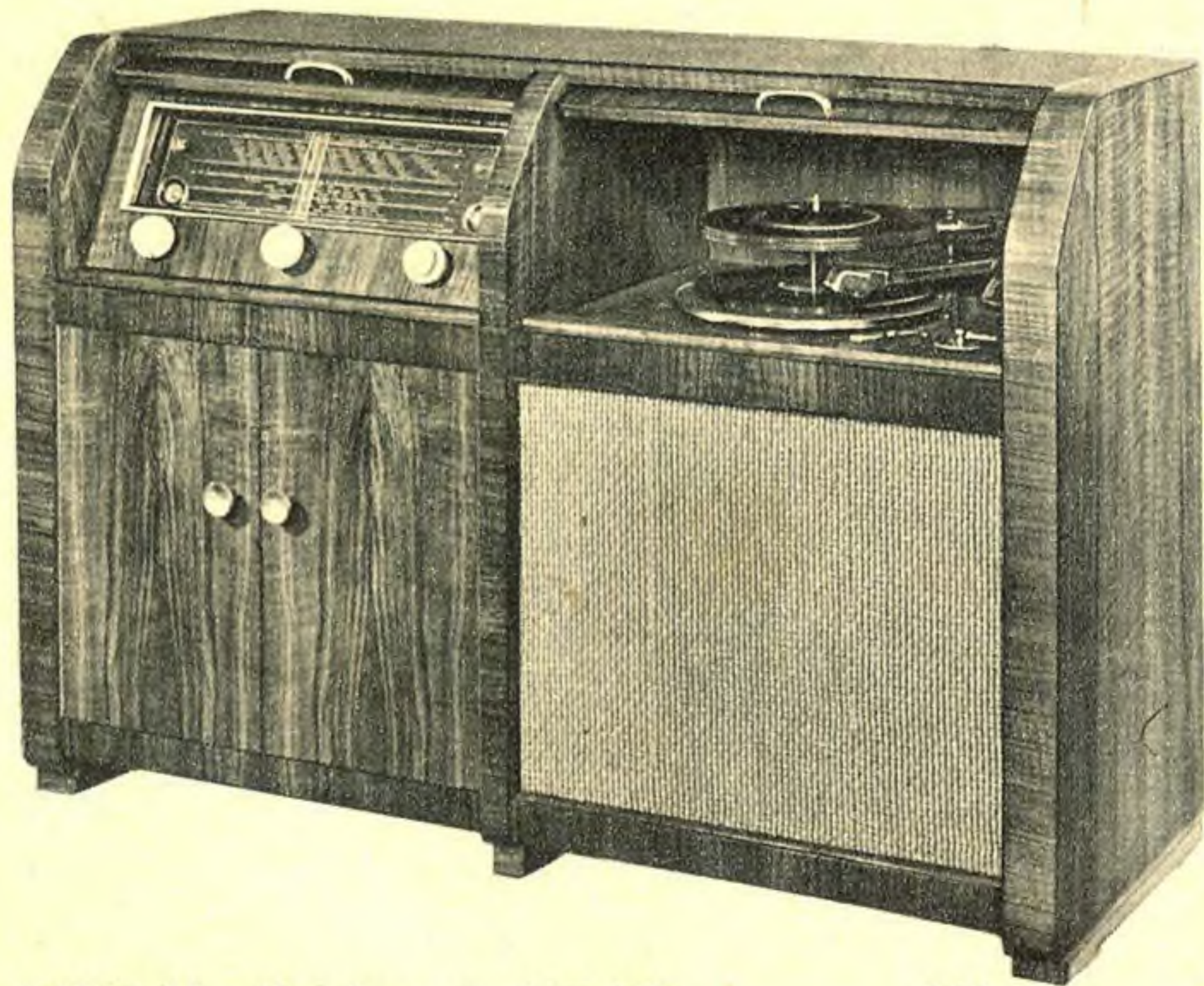


**FWF-Phonosuper Ph 662 W GW**

mit DUAL-Einfachlaufwerk . . . . . DM 545,— 557,—

mit DUAL-Zehnplattenwechsler . . . DM 678,— 690,—

Abmessungen: 570 x 470 x 440 mm



**FWF-Musikschrank MS 662**

**W**

**GW**

mit DUAL-Einfachlaufwerk . . . DM 897,—

909,—

mit DUAL-Zehnplattenwechsler DM 1030,—

1042,—

Abmessungen: 1190 x 860 x 500 mm

*Einwandfreier*

**UKW-EMPFANG**

*mit sämtlichen Typen H 662*

durch unseren

**2-Röhren-UKW-Einsatz**

(2 x EF 15 bzw. 2 x UF 15)

**Type P 2 W/GW DM 49,—**

**Auch nachträglich zum Einbau lieferbar**

Bei UKW-Empfang Abschaltung der Vorröhren (läng. Lebensdauer u. Strom-einsparung), der 9-kHz-Sperre (erweiterter Tonumfang) und der oberen Skalenbeleuchtung durch Spezial-Umschalter.

*Alle Geräte liefern wir auch auf langfristige Teilzahlung!*

**FUNKTECHNISCHE WERKE**

**FÜSSEN · ÖHNINGEN**  
*Möst & Henning K.G.*

