

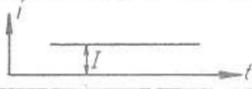
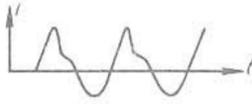
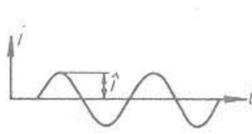
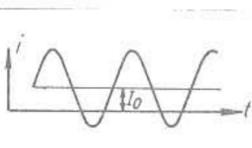
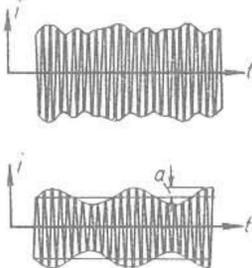
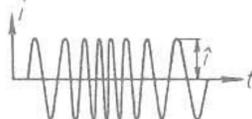
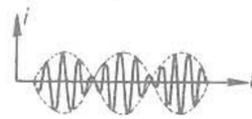
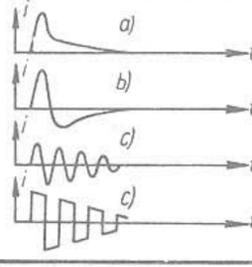
FUNK- TECHNIK

FACHZEITSCHRIFT FÜR DIE ELEKTRO- UND RADIOWIRTSCHAFT



FT TABELLEN FÜR DEN PRAKTIKER

Elektrischer Strom und elektrische Spannung

Gleichstrom		Ein Strom, dessen Augenblickswerte zeitlich konstant sind: $i = I.$
Wechselstrom		Ein Strom, dessen Augenblickswerte einer periodischen Funktion der Zeit gehorchen und den arithmetischen Mittelwert Null haben.
Sinusstrom		Ein Strom, dessen Augenblickswerte einer einfachen Sinusfunktion der Zeit gehorchen: $i = \hat{i} \sin(\omega t + \varphi);$ Effektivwert $I = \hat{i}/\sqrt{2}$ \hat{i} Augenblickswert, \hat{i} Amplitude, ω = Kreisfrequenz, φ = Nullphasenwinkel.
Mischstrom		Ein Gleichstrom I_0 , dem ein Wechselstrom überlagert ist, also ein Strom, dessen Augenblickswerte ein periodisches Zeitgesetz befolgen, aber ein von Null verschiedenes arithmetisches Mittel haben.
Modulierter Strom		Ein Strom $i = \hat{i} \sin(\Omega t + \varphi)$, bei dem entweder die Amplitude oder die Frequenz oder der Nullphasenwinkel zeitlich schwankt.
Amplitudenmodulierter Strom		Die Amplitude \hat{i} schwankt zeitlich: $i = \Psi(t) \sin(\Omega t + \varphi).$ Im einfachsten Falle einer sinusförmigen Schwankung ist $\Psi(t) = A + a \sin \omega t$ a = Amplitudenhub; $\frac{a}{A}$ = Modulationsgrad $\frac{\omega}{2\pi}$ = Modulationsfrequenz; $\frac{\Omega}{2\pi}$ = Trägerfrequenz.
Frequenzmodulierter Strom		Die Frequenz schwankt zeitlich: $i = \hat{i} \cdot \sin \left[\int_0^t \Psi(t) dt + \varphi \right]$ $\frac{\Psi(t)}{2\pi}$ ist der Augenblickswert der Frequenz. Im einfachsten Falle einer sinusförmigen Schwankung ist $\Psi(t) = \Omega + q \cos \omega t$ $\frac{q}{2\pi}$ = Frequenzhub; $\frac{q}{\Omega}$ = Modulationsgrad $\frac{\omega}{2\pi}$ = Modulationsfrequenz; $\frac{\Omega}{2\pi}$ = Trägerfrequenz. Der sinusförmig frequenzmodulierte Strom folgt demnach dem Zeitgesetz: $i = \hat{i} \sin \left[\Omega t + \frac{q}{\omega} \sin \omega t + \varphi \right]$
Phasenmodulierter Strom		Der Nullphasenwinkel φ schwankt zeitlich: $i = \hat{i} \sin [\Omega t + \Phi(t)].$ Im einfachsten Falle einer sinusförmigen Schwankung ist $\Phi(t) = \varphi + c \sin \omega t$ c = Phasenhub; $\frac{c}{\varphi}$ = Modulationsgrad $\frac{\omega}{2\pi}$ = Modulationsfrequenz; $\frac{\Omega}{2\pi}$ = Trägerfrequenz Der Vergleich mit dem frequenzmodulierten Strom zeigt, daß Phasenmodulation und Frequenzmodulation grundsätzlich denselben zeitlichen Verlauf ergeben.
Schwebungsstrom		Der Schwebungsstrom $i = I \cos \omega t \sin \Omega t = \frac{I}{2} \sin(\Omega + \omega)t + \frac{I}{2} \sin(\Omega - \omega)t$ kann als Sonderfall eines amplitudenmodulierten Stromes aufgefaßt werden, bei dem die Amplitude der Trägerschwingung gleich Null ist.
Flüchtiger Strom		Ein Strom, der im Laufe der Zeit verschwindet. Beispiele: a) einseitiger Stromstoß b) zweiseitiger Stromstoß c) flüchtiger Schwingstrom (z. B. gedämpfte Sinus- oder Rechteckschwingung).

Der Gleichstrom ist als zeitlich unveränderlicher Strom definiert. Die hier und da verwendete Begriffsbestimmung, daß der Gleichstrom ein Strom unveränderlicher Richtung sei, mußte verworfen werden, weil nur für zeitlich-konstante Ströme die bekannten Gesetze der Verteilung von Gleichströmen in elektrischen Netzen gelten. Entsprechend war es zweckmäßig, den Begriff des Wechselstroms auf periodisch veränderliche Ströme zu beschränken, deren zeitlicher arithmetischer Mittelwert Null ist.

Den Oberbegriff beider bildet der Mischstrom. Die mehrphasigen Wechselströme sind aus dem Normblatt, das der Zusammenstellung zugrunde liegt, ausgelassen worden, da dieses sich auf die verschiedenen Formen (die zeitlichen Abläufe) des elektrischen Stromes beschränkt.

Die modulierten Ströme sind für die Technik der Nachrichtenübermittlung mit Trägerströmen (mittelfrequenten oder hochfrequenten) von Bedeutung. Der Trägerstrom ist im idealen Falle ein reiner Sinusstrom. Die Zeichengebung kann entweder darin bestehen, daß man die Amplitude verändert oder die Frequenz bzw. die Phase. Das Hauptgewicht ist darauf gelegt, daß die einzelnen Bezeichnungen bei den verschiedenen Modulationsarten in gleichem Sinne verwendet werden. Der Hub bedeutet überall die Schwankungsamplitude, der Modulationsgrad das Verhältnis der Schwankungsamplitude zum Mittelwert der schwankenden Größe.

Wichtig ist, daß beim modulierten Strom die Schwankungen langsam im Vergleich zur Frequenz (bzw. der mittleren Frequenz) vor sich gehen sollen, da andernfalls der den Definitionen zugrunde liegende Begriff der Trägerfrequenz seinen anschaulichen Sinn verliert. Die Bezeichnungen Trägerfrequenz, Modulationsfrequenz, Modulationsgrad usw. bleiben zwar auch im allgemeinen Falle verwendbar, sie sind aber dann rein mathematische Begriffe ohne anschaulichen Inhalt.

Nach DIN 40113 mit Genehmigung des Deutschen Normenausschusses.

AUS DEM INHALT	
Elektrischer Strom und elektrische Spannung	354
Fernsehnorm	355
Parade der Autosuper	356
Minerva-Radio in Deutschland	358
Radio in moderner Tropfenform	359
Berechnung von Tiefenentzerrern für elektromagnetische Tonabnehmer	360
Rundfunk-Technisches Institut in Nürnberg	362
Tastwellenmesser	364
Elektronische Zählleinrichtung	366
Dynamikregelung	368
Neues aus der Industrie	369
Rundfunkmechaniker bei der Arbeit	370
Die Messung kleiner Leistungen	372
FT 01 Elektronenstrahl-Oszillograf	374
FT-EMPFÄNGER-KARTEI:	
Koffersuper „Offenbach“, Jäger u. Söhne „Junior 50“, Schaub	377
Prüfgerät für Elektrolytkondensatoren	379
Bauelemente des Fernsehempfängers IX. Selbsttätige Schwundregelung für den Bildverstärker	380
FT-BRIEFKASTEN	382
FT-ZEITSCHRIFTENDIENST	383

Zu unserem Titelbild: Autosuper im Armaturenbrett des amerikanischen Kaiser-Frazer „DE LUXE“. Das Gerät besitzt 11 Röhren und kostet 68 \$ Aufnahme Presse-Bild Schwahn

FUNK-TECHNIK

CHEFREDAKTEUR CURT RINT



Fernsehnorm

Deutschlands Eintritt in die europäische Fernseharbeit trifft mit einer Periode gesteigerter Aktivität auf diesem Gebiet zusammen. England wird in wenigen Monaten Fernsehteilnehmer Nummer 500 000 buchen. In Frankreich wurde im April der zweite Fernsehsender eröffnet. Unsere Leser kennen aus unserem Beitrag in FUNK-TECHNIK Bd. 5 (1950), H. 8, S. 227 Stand und Problematik der französischen Fernsehentwicklung. Holland installiert in diesen Monaten seinen ersten Fernsehsender in Lopik bei Amsterdam. Auch die Schweiz beginnt sich ernsthaft mit der Realisierung ihrer Fernsehprojekte zu befassen. In Dänemark läuft stundenweise der Versuchssender der Postverwaltung. Die spanische Regierung zeigt gesteigertes Interesse am Fernsehen, so daß die Übersiedlung der deutschen Experten Kleen und Schröter von Paris nach Madrid nicht von ungefähr kommt. In Osteuropa ist die Entwicklung ebenfalls in Fluß: Moskau hat einen neuen Sender erhalten, und die Produktion von Empfängern soll in einem größeren Rahmen angelaufen sein. Schließlich ist die Lage in Hamburg zur Genüge bekannt, hier wird man bald mit den ersten drahtlosen Versuchssendungen beginnen. Ostberlin und Leipzig, vielleicht auch der Brocken, werden neue Standorte von Fernsehstationen sein.

Das Fernsehen wird in Europa seinen Weg machen, unaufhaltsam und unbeschadet aller wirtschaftlichen und politischen Hemmungen. Leider ist die Einigkeit in technischer Hinsicht betrüblich gering. Wir hören täglich von neuem, welche Schwierigkeiten in der so wichtigen Frage der Zeilenzahl auftreten. Um es kurz zu wiederholen: Fernsehprogramme erfordern etwa fünfmal mehr Personal und einen siebenmal so großen finanziellen Aufwand als ein vergleichbares Rundfunkprogramm. Diese finanzielle Belastung ist für eine Anzahl kleinerer Staaten nur tragbar, wenn ein Programmaustausch im großen Stil gepflegt wird. Gute Fernsehprogramme sind teuer, und weniger gute, also billigere, bilden keinen Anreiz für den Rundfunkhörer, sich einen Fernsehempfänger zu kaufen. Alles spricht daher für einen forcierten Programmaustausch, dessen Voraussetzung jedoch eine einheitliche Fernsehnorm innerhalb Europas ist. Zeilen- und Bildwechselzahlen müssen gleich sein... sonst bleibt nur die weniger empfehlenswerte Möglichkeit, Filme auszutauschen und auf alle Direktsendungen von Land zu Land zu verzichten.

*

Seit Jahren bemühen sich die europäischen Experten um eine Einigung in der Zeilenzahl. Drei sich bekämpfende Gruppen sind zu unterscheiden. Zuerst ist England zu nennen. Man begann dort im Jahre 1946 mit der Vorkriegs-Zeilenzahl von 405 und den gleichen Geräten auf der Sendeseite. Die Steigerung der Teilnehmerzahl ging besonders nach Eröffnung der Station in den Midlands zu Ende des vergangenen Jahres schnell voran. Jeden Monat melden sich zwischen 30 000 und 40 000 neue Fernsehteilnehmer an, so daß im Laufe des Sommers, wie anfangs erwähnt ist, die Grenze von ½ Million überschritten werden dürfte. 0,5 Millionen Fernsehempfänger für 405 Zeilen sind ein Argument, dem nichts entgegengesetzt werden kann. Allerdings gibt man dies in England nicht gern zu, sondern verteidigt seine Norm mit vielerlei technischen Hinweisen, ohne im Herzen ganz überzeugt zu sein. Man kann jedoch nicht mehr zurück... jene ½ Million Empfänger sind ein Bleiklotz am Bein.

Wenn die englische Entwicklung halbwegs logisch ist, so ist die französische kapriziös. Aber noch kann Frankreich von seiner Zeilenzahl 819 zurück; denn die Zahl der für diese Norm eingerichteten Empfänger ist nur gering; sie steigt jedoch rasch an, zumal der neue 300-Watt-Sender in Lille ebenfalls mit 819 Linien arbeitet.

Diesen beiden Staaten gegenüber steht der Block der Länder, die sich für 625 Zeilen entschieden haben. Es handelt sich neben den östlichen Staaten (Rußland, Tschechoslowakei usw. einschließlich der Ostzone Deutschlands) um jene, die ihre Fernsehsendungen gerade beginnen wollen und somit noch volle Handlungsfreiheit haben.

*

Mit der Linienzahl und allen damit zusammenhängenden Fragen haben sich die europäischen Fachleute erneut beschäftigt. In der Zeit vom März bis Mai dieses Jahres reiste die Studiengruppe Nr. 11 (Fernsehen) der CCIR (einer Untergruppe der International Telecommunication Union) nach Frankreich, Holland, den USA und anschließend nach England zum nochmaligen Studium der angedeuteten Probleme. Nach Abschluß der Besichtigungen traten Mitte Mai die fünfzig Mitglieder der Studiengruppe, die elf Staaten repräsentierten, in London zu Beratungen zusammen, deren Ergebnis nachstehend zusammengefaßt ist:

„Die europäischen Staaten werden ersucht, in Zukunft folgende technischen Einzelheiten der Fernsehübertragungen einzuhalten:

Bildformat 4 : 3, Zwischenzeilenfrequenzen 2 : 1,
Unabhängigkeit der Bildfrequenzen von der Netzfrequenz,
Sendungen mit einem teilweise unterdrückten Seitenband.“

Hinsichtlich der Zeilenzahl als Thema Nr. 1 sind keine verbindlichen Beschlüsse zustande gekommen. Großbritannien und Frankreich halten an 405 bzw. 819 Linien pro Bild fest, während sich die Vertreter von Belgien, Dänemark, Holland, Italien, Österreich, Schweden und der Schweiz für 625 Zeilen ausgesprochen haben. Diese letztgenannte Gruppe hat an den französischen Vertreter das Ansinnen gestellt, „seiner Regierung den Wunsch vorzutragen, Frankreich möge sich der europäischen Norm von 625 Linien anschließen...“ Als Gesamtbandbreite bei der Bildaussendung wurde 7...7,5 MHz empfohlen, endgültige Beschlüsse sollen jedoch erst später gefaßt werden. Eine besondere Unterkommission unter dem Vorsitz von Dr. Walter Gerber, TV-Experte bei der schweizerischen PTT, wird noch im Laufe dieses Sommers zusammentreten und die noch nicht festgelegten Einzelheiten der 625-Zeilen-Norm verbindlich auf einer Sitzung in Genf bestimmen. Deutsche Vertreter konnten an der Studienreise der Gruppe 11 der CCIR nicht teilnehmen, da Deutschland noch immer nicht ordentliches Mitglied der International Telecommunication Union (I. T. U.) ist. Dr. Gerber beabsichtigt jedoch, in aller Kürze Fühlung mit maßgebenden deutschen Fernsehexperten auf privater Basis aufzunehmen, so daß das heikle politische Problem der Mitgliedschaft elegant umgangen wird.

*

Und was weiter? Anscheinend werden sich die 625 Linien auf dem Kontinent durchsetzen, vielleicht ohne, vielleicht eines Tages auch mit Frankreich — bestimmt jedoch ohne England. Dort hat man ein neues Argument vorbereitet: warum sich noch um 405 oder 625 oder meinetwegen 819 Zeilen streiten; das Fernsehen wird sich nicht zum hochzeiligen Schwarz/Weiß-Verfahren entwickeln, sondern das vorläufige Endziel dürfte das Fernsehen in natürlichen Farben sein. Dann aber ist aus Gründen der Bandbreite ein niederzeitiges System (lies 405!) vorteilhafter. Falsch, lassen sich die Verteidiger des hochzeitigen Systems vernehmen, die RCA sendet farbiges Fernsehen nach der USA-Norm von 525 Linien mit genau der gleichen Bandbreite wie gleichartige Schwarz/Weiß-Bilder. Soweit also sind wir im Sommer 1950 gekommen.

Karl Tetzner

PARADE DER AUTOSUPER

Kraftwagenempfänger auf der Berliner Pfingst-Autoschau



Deutsche Kofferempfänger und Autoradios, die auf der Automobil-Ausstellung zu sehen waren. Links: in einer Armaturenbrett-Attrappe eingebaut der neue Blaupunkt-Autosuper. Darunter steht links ein Autoempfänger von Loewe und rechts das neue Gerät von Philips. Im Hintergrund eine weitere Auswahl deutscher Apparate

den Ständen der Autoschau am Berliner Funkturm, wo einst die großen Funkausstellungen abgewickelt wurden, hatten die Vertreter der Kraftfahrzeugfirmen und die Autohändler das Wort. Von ihnen war über die eingebauten Empfänger, soweit es sich um Muster ausländischer Herkunft handelte, nicht viel zu erfahren, denn für sie bedeutet ein Autoradio ein Zubehörstück wie jedes andere auch, von dem man sich nur überzeugt, daß es in Ordnung ist. Der Beschauer aber konnte in den meisten Fällen überhaupt nur an der Abstimmkala das Vorhandensein eines Empfängers feststellen und an amerikanischen Geräten oft auch nicht den Herstellernamen oder ein Firmenzeichen. So selbstverständlich ist der Autoempfänger bereits, daß er anonym auftritt!

Und trotzdem war zu verzeichnen, daß noch keineswegs alle Kraftwagen vom Herstellerwerk serienmäßig mit Empfängern ausgerüstet werden. Soweit scheint man weder in Europa noch in Amerika zu sein, daß eine Automobilfabrik ihren Kunden nur Wagen mit eingebauten Rundfunkgeräten anbieten kann. Nachträgliche Einbauten sind aber nicht immer ganz einfach und oft kostspieliger als notwendig. Amerikanische Wagen zeigten teilweise eine vernünftige Lösung, nämlich ein einheitliches Armaturenbrett für alle Wagen eines Typs, das alle für den Empfängereinbau notwendigen Aussparungen hat; bei ohne Empfänger gelieferten Wagen werden die Öffnungen für Skala und Bedienungsknöpfe

durch Kappen verdeckt, die dem Gesamtstil angepaßt sind. Auf diese Weise läßt sich ein Funkgerät, wenigstens dasjenige, das sonst Verwendung findet, leicht und ohne besondere Mehrkosten jederzeit einbauen. Die Autoempfänger selbst unterscheiden sich äußerlich ganz ausgeprägt in zwei Gruppen: die eine davon zeigt sozusagen ein deutsches, die andere ein amerikanisches Gesicht. Was an ausländischen Empfängern auf der Berliner Autoschau zu sehen war, folgt überwiegend der amerikanischen Geschmacksrichtung.

Das Bild der zur Verfügung stehenden deutschen Autosuper kann man als bekannt voraus-

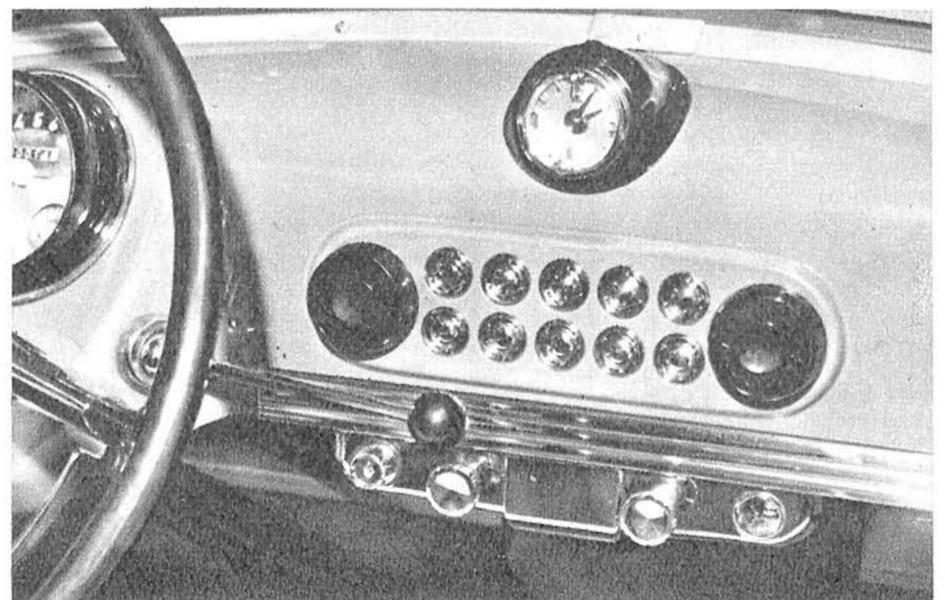
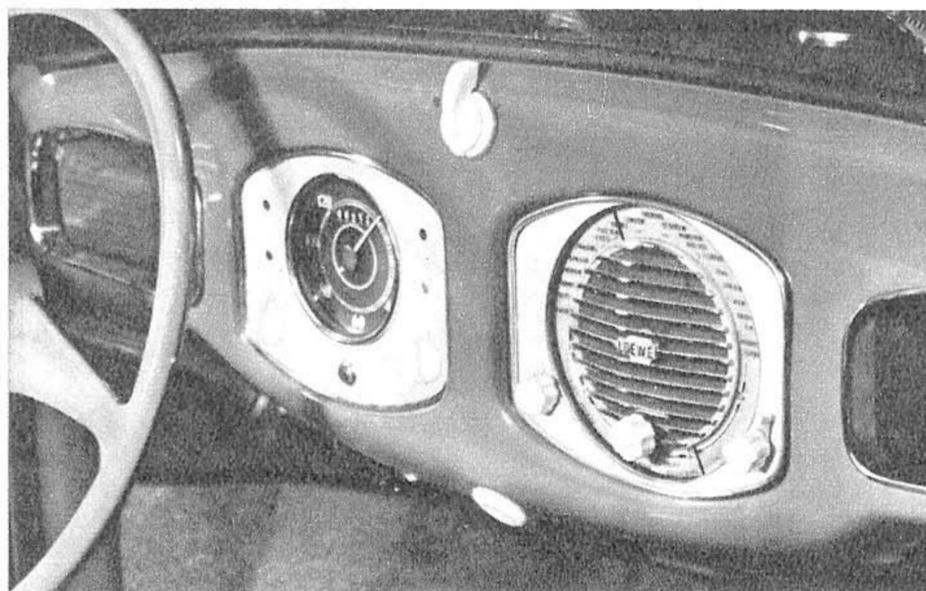
setzen. Mit wenigen Ausnahmen einiger britischer und italienischer Geräte weisen die nichtdeutschen Autosuper als äußere Standardform einen liegenden Skalenstreifen mit einigen wenigen großen kHz-Zahlen auf, die auch ein auf Weitsicht adaptiertes Auge mühelos erkennen kann. Zu beiden Seiten der Skala liegen die Bedienungsknöpfe, und zwar einer für Ein- und Ausschalten und Lautstärkeregelung sowie einer zum Abstimmen. Darunter sind durchweg fünf oder sieben Drucktasten zur Schnellwahl der wichtigsten Sender angeordnet. Diese Druckknopfwähler, deren Tasten in der Regel groß genug sind, um auch mit einem Finger im dicken Handschuh leicht betätigt werden zu können, sind für die amerikanische Autosuperlinie wohl das auffallendste Kennzeichen. Wie auch bei vielen amerikanischen Heimgeräten ist überall nur ein einziger Wellenbereich vorhanden.

Ein Extrem, das von den deutschen Empfängern mit Stationsnamenskala ganz besonders kraß absticht, sei besonders erwähnt: ein Funkempfänger in einem Nash, der kaum mehr als ein solcher zu erkennen war. Hier verzichtete der Entwerfer der Innenausstattung des Wagens überhaupt auf jede Skala und auch auf die Wählertasten und ließ nur zwei Bedienungsknöpfe, die sehr groß gehalten sind. Auf den einen, mit dem abgestimmt wird, sind einige kHz-Zahlen eingepreßt, in dem anderen, der dem Ein- und Ausschalten dient, leuchtet schwach durch den Kunststoff hindurch ein Lämpchen, wenn das Gerät eingeschaltet ist. Weniger läßt sich das Vorhandensein eines Emp-

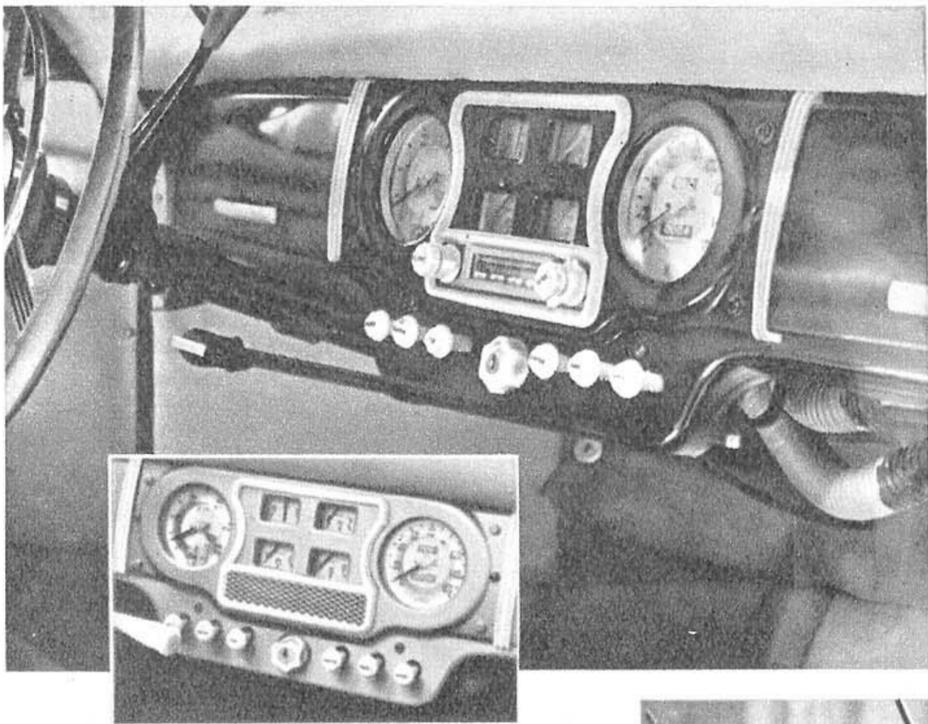


Es war eine wirklich beachtliche Zahl von Kraftfahrzeugen aller Art aus dem In- und Auslande, die auf der Pfingst-Autoschau in Berlin zu sehen waren. Und damit bot sich die erfreuliche Gelegenheit, einmal auch Autorundfunkempfänger aus den verschiedensten Ursprungsländern vergleichen zu können. Das war gar nicht so uninteressant, wie man vielleicht glauben möchte, wenn auch ein Autosuper heute längst nicht mehr ein Erzeugnis darstellt, das besonderer Erwähnung wert ist. Aber es war überraschend, zu sehen, welches ein verschiedenartiges Gesicht ein solches Gerät im Kraftwagen annehmen kann. Und dies allein lohnte einen Blick hinter die Windschutzscheibe.

Man erwarte keinen technischen Bericht. Auf



Links das deutsche, oben das amerikanische Gesicht des Autosupers. Der in dem Nash-Wagen eingebaute Empfänger hat nur zwei Bedienungsknöpfe. Die dazwischenliegenden runden Öffnungen dienen für den Tonaustritt



Links: beim britischen Austin-Kleinwagen ist der Empfänger mit dem Instrumentenbrett kombiniert. Wird der Wagen ohne Apparat geliefert, verdeckt eine Kappe die freien Öffnungen im Armaturenbrett (siehe Ausschnitt)

fängers in einem Kraftwagen wohl kaum mehr betonen.

Nun kommt es bei einem Autosuper zweifellos nicht so sehr darauf an, daß er schön aussieht und dem Wagenstil angepaßt ist, als vielmehr darauf, daß er leicht zu bedienen ist, ohne die Aufmerksamkeit des Fahrers von der Fahrbahn abzulenken, und daß er gute Musik macht. In letztgenannter Beziehung sind die deutschen Erzeugnisse wahrscheinlich um einige Punkte überlegen (wenigstens theoretisch, denn die wenigen praktischen Vergleiche, die man auf der Berliner Autoschau anstellen konnte, ergaben gleich viel Gutes oder Unvollkommenes).

Abgesehen davon ist man aber unter dem Eindruck der ausgeprägten Unterschiede doch versucht zu fragen, ob nicht die deutsche Funkindustrie bei ihren Autosupern oft des Guten zuviel getan hat. Skalen mit einem Dutzend Stationsnamen in millimetergroßer Beschriftung sind im Kraftwagen gelinde gesagt Unfug. Die amerikanische Art, unbeschriftete Skalen bzw. Drucktastenvähler zu verwenden, scheint der vom Kraftfahrer geübten Wahl eines Senders besser zu entsprechen.

Die Gepflogenheit, einteilige Empfänger hinter dem Armaturenbrett anzuordnen, überwiegt sichtlich. Hinter diesem ist bei größeren Wagen gewöhnlich so viel Platz, daß der Einbau keine Schwierigkeiten macht, zumal bei den sehr klein gehaltenen amerikanischen Supern. In vielen Fällen ist das Armaturenbrett so weit vorgezogen, daß darüber eine tischartige Fläche entsteht, in welche dann die Lautsprecheröffnung gelegt werden kann; Hudson beispielsweise macht es so. Sichtbare Lautsprecheröffnungen scheinen aus irgendwelchen Gründen bei den amerikanischen Wagen verpönt zu sein.

Als Antennen finden durchweg Teleskopstäbe Verwendung, die oft fast ganz eingezogen werden können. Meistens werden sie etwa an der Wurzel des linken Kotflügels angebracht. Bei amerikanischen Wagen sitzen sie des harmonischeren Aussehens wegen oft auch weiter vorn. Schräg nach hinten verlaufende Stabantennen an der Wagendachwurzel sind, obwohl diese Anordnung viel für sich hat, seltener zu sehen, z. B. beim deutschen Volkswagen. Manchmal sind solche Antennen mit Rücksicht auf niedrige Garagen Einfahrten zum Umlegen eingerichtet. Nicht sehr glücklich vom Standpunkt des HF-Technikers aus gesehen sind vielfach die Antenneneinführungen durchgebildet. Diese laufen oft durch den Motorenraum, als ob mit Gewalt eine Störungsaufnahme herbeigeführt werden sollte. Eine in dieser Beziehung einwandfreie Antenneneinführung zeigte beispielsweise Hudson an seinen verschiedenen Modellen. Hier ist die an der Wagendachstirnseite angebrachte Antenne als frei geführter Draht hinter dem Mittelpfosten der Windschutzscheibe unmittelbar und auf kürzestem Wege zum Empfänger geführt, und zwar so, daß die Zuführungsleitung vom Motor und seinen Störungsquellen in natürlicher Weise abgeschirmt bleibt.

Mit dem Störschutz am Motor und seiner Zündanlage, ohne den man eigentlich nicht versuchen sollte, einen Autosuper zu betreiben, lag es da, wo man einen Blick unter



Beim amerikanischen Hudson ist der Autosuper in seinem Äußeren sorgfältig dem Stil des Armaturenbrettes angepaßt. Die Antenne wird auf dem kürzesten Wege hinter dem Mittelpfosten der Windschutzscheibe in den Empfänger eingeführt. Der Lautsprecher im pulmartigen Armaturenbrett (Mitte des Bildes) strahlt nach oben

Aufnahmen Presse-Bild Schwahn

Rechts: Ein Chieftain-Autosuper im amerikanischen Pontiac. Bemerkenswert sind die großen Drucktasten und die Kombination von Lautsprecheröffnung mit Waguhr



Links: Autoempfänger im amerikanischen Studebaker. Die große Skala (kHz) sowie Druckknopfwähler unterscheiden dieses Gerät von den üblichen deutschen Autosupern. In der Mitte des Armaturenbrettes die besonders verkleidete sehr große Lautsprecheröffnung

die Motorhaube tun konnte, teilweise noch ziemlich im argen. Wenn auch die getroffenen Maßnahmen für den Betrieb der Autoempfänger selbst genügen mögen, so können sie mit Rücksicht auf die Störung von Fernsehsendungen keineswegs ausreichen, obwohl man eigentlich schon heute daran denken sollte, in dieser Hinsicht etwas zu unternehmen. Die beste Entstörung wird erreicht werden können, wenn der Kraftwagenhersteller bereits beim Entwurf eines Wagens die nötigen Maßnahmen vorsteht.

Im ganzen gesehen hinterließ die Berliner Autoschau den Eindruck, daß die Verbreitung des Autosupers noch manches zu wünschen übrig läßt, wenn sie auch in den letzten Jahren bedeutende Fortschritte gemacht hat. Werbung und Aufklärung sollten es einmal erreichen können, daß in absehbarer Zeit kein PKW mehr herauskommt und gebaut wird, der nicht von vornherein mit einem Empfänger ausgestattet ist oder wenigstens für die Aufnahme eines solchen eingerichtet ist. Es müßten aber auch viel mehr als bisher LKW und darunter besonders die Fernlastzüge Empfänger erhalten. Was sonst eine angenehme Unterhaltung ist, dient hier der Erleichterung einer schweren Arbeit.

Was noch mehr zu wünschen übrig läßt, ist die Ausstattung der Reiseautobusse mit Empfängern. Nicht, daß es noch sehr viele Autobusse gibt, die keine Empfänger haben. Aber es gibt nur wenig gute Empfangsanlagen, die allen Anforderungen genügen, die der Fahrgast eigentlich stellen darf. Sehr oft ist die Lautsprecheranlage unzureichend, manchmal die Entstörung, fast immer aber die Güte der Wiedergabe. Vielleicht werden sich die Elektroakustiker der Frage, wie man einen fahrenden Autobus mit einwandfrei übertragener Musik und Sprache versorgen kann, gründlich annehmen müssen. Ganz so leicht wie in einem PKW ist dieses Problem anscheinend nicht zu lösen. R. S.

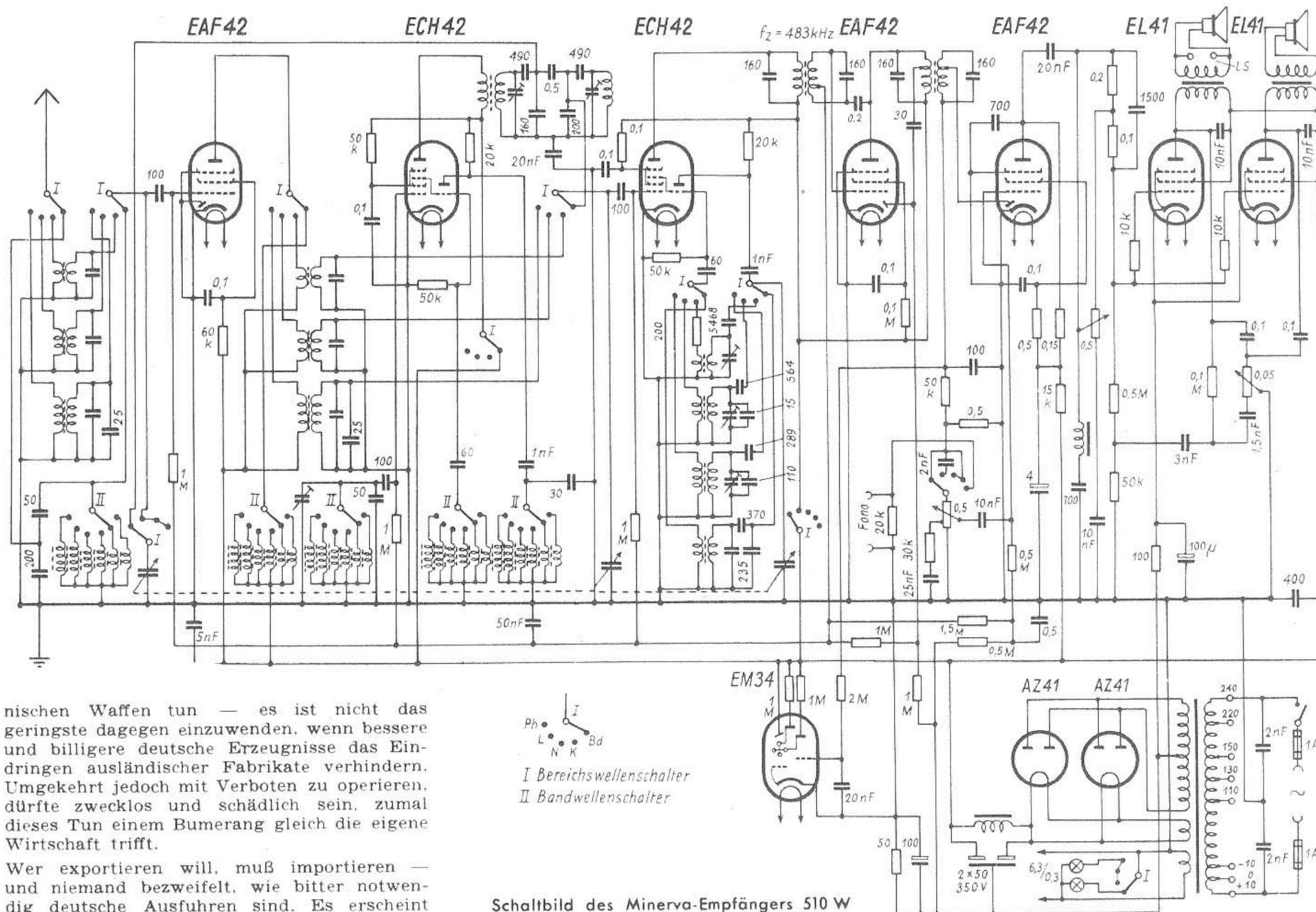
Für den Fachhandel

Minerva-Radio in Deutschland

Berichte über die neuerdings in Westdeutschland häufiger anzutreffenden Rundfunkempfänger ausländischer Herkunft sollen am besten mit einer wirtschaftlichen Einleitung begonnen werden. Man vermeidet Mißverständnisse, die in der Radiobranche um so leichter möglich sind, als Einfuhren vor dem Krieg nahezu unbekannte Erscheinungen waren. Die Umstellung, die die Liberalisierung des Handelsverkehrs innerhalb Europas mit sich bringt, verlangt auf dem Rundfunksektor ein neues Denken — und es wird weiter nichts übrigbleiben, als sich mit den Tatsachen abzufinden. Diese Tatsachen aber bedeuten Einfuhren von Rundfunkgeräten, wobei es nicht immer möglich ist, die Preise dem deutschen Niveau anzupassen. Wer gegen diese bislang bedeutungslosen Importe Stellung nimmt, muß es mit kaufmännisch-technischen

Waffen tun — es ist nicht das geringste dagegen einzuwenden, wenn bessere und billigere deutsche Erzeugnisse das Eindringen ausländischer Fabrikate verhindern. Umgekehrt jedoch mit Verboten zu operieren, dürfte zwecklos und schädlich sein, zumal dieses Tun einem Bumerang gleich die eigene Wirtschaft trifft. Wer exportieren will, muß importieren — und niemand bezweifelt, wie bitter notwendig deutsche Ausfuhren sind. Es erscheint wenig sinnvoll, die jährlichen Einfuhren von wenigen tausend schweizerischen, österreichischen, dänischen und schwedischen Rundfunkempfängern über Gebühr aufzubauchen, solange die innerdeutsche Produktion von weit über einer Million Geräten (im Jahr 1949) im wesentlichen reibungslos abfließt. Uns dünkt, daß solche geringfügigen Einfuhren das Bild ein wenig auflockern und manchmal wohl auch neue Anregungen bieten. Vielleicht betrachten sich die Fertigungsingenieure kleinerer deutscher Fabriken manchen dieser Empfänger und ergründen das Geheimnis, trotz geringer Auflagehöhen immer hochwertige und dabei nicht zu teure Geräte zu schaffen.

verkaufte für nur 219 Mill. öS, so daß sich ein Passivum von 375 Mill. öS ergab. Man wird den Wunsch österreichischer Stellen verstehen, verstärkt nach Westdeutschland zu liefern, damit die Passivität der Handelsbilanz gemildert wird. Die einseitige Entwicklung führte bereits zu Hemmungen im Absatz deutscher Waren nach Österreich, da sich die Nationalbank in Wien außerstande zeigte, genügend Verrechnungsdollar bereitzustellen und auf verstärkte deutsche Käufe drängt. Im Rahmen dieser Beziehungen betrachtet, bildet der Import von verhältnismäßig wenigen Minerva-Rundfunkempfängern wirklich nur eine Episode — und keine ungünstige, weil Minerva sich bereit erklärt hat, einen Teil der Erlöse in Deutschland zum Einkauf von Fertigfabrikaten wieder auszugeben, die eine geringe Empfindlichkeit bei ausreichender Trennschärfe aufwiesen. Das Jahr 1948 und das Frühjahr 1949 wurden vom Labor unter Leitung von Dipl.-Ing. Egon Mally zur gründlichen Durchentwicklung und Normung neuer Einzelteile benutzt. Diese zeitraubende Arbeit war Voraussetzung für wirtschaftliche Fortschritte in einem Land, dessen Inlandsabsatz jährlich zwischen 100 000 und 150 000 Geräten liegt (... was einer deutschen Monatsproduktion in der Saison entspricht!), so daß eine Firma schon viel Glück haben muß, wenn ein Modell eine Serie von 10 000 Stück erreicht. Das Exportventil arbeitet nur ungenügend, denn der frühere Hauptabsatzmarkt, der Balkan, ist verschlossen und Lieferungen nach Übersee laufen nur zögernd an. Trotzdem werden die Exportanstrengungen fortgesetzt und Emp-



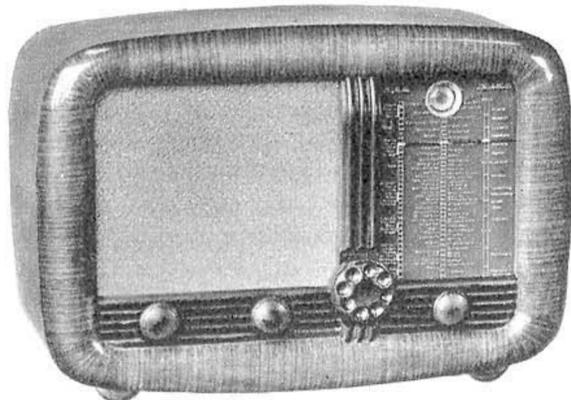
Schaltbild des Minerva-Empfängers 510 W

Der Krieg hatte Minerva schwer getroffen. Werk I wurde im Februar 1945 durch Bombentreffer schwer beschädigt, und Werk II brannte im April des gleichen Jahres anlässlich der Kämpfe um Wien völlig aus. Der Neuaufbau wurde durch die schwierige Wirtschaftslage Österreichs sehr beeinträchtigt, und so konnte erst 1946 ein erstes Modell (Typ 466 mit Pentodenmischschaltung) auf den Markt gebracht werden. Modell 700 und „Belvedere“ folgten ein Jahr später; letzteres war ein Super mit Doppelüberlagerung zur Erreichung einer echten Banddehnung. Später mußten Geräte geschaffen werden, die der merkwürdigen Äthersituation Wiens gewachsen waren, einer Lage, die Parallelen zu Berlin aufweist, indem es sechs Ortsender gibt, die zum Teil nur drei Kanalbreiten Abstand haben. Man konstruierte daher zwei Vierkreissuper mit zwei Röhren,

empfänger vom internationalen Standard herausgebracht, wobei gleichzeitig versucht wird, vollständige Geräteprogramme zu schaffen. Diese wirtschaftlich zu produzieren, erfordert genormte Einzel- und Bauteile, damit sie in möglichst allen Typen verwendet werden können... siehe oben! Minerva schuf eine Gerätereihe, die unter dem Titel „Die neue Linie“ segelt. Voran ging, wie erwähnt, die Konstruktion aller Einzelteile, die in fast allen Geräten durchgehend benutzt werden können. Eingangs- und ZF-Spulen bestehen aus einem einheitlichen Normteil aus Polystyrol mit einem glatten 6-mm-Eisenkern mit aufgespritztem Feingewinde. Die Kreisgüte erreicht, gemessen im Abschirmbecher, bei 451 und 483 kHz $Q \geq 200$, so daß sich auch ohne Bandfiltereingang hohe Spiegelselektionen ergeben. Als Parallelkapazitäten der ZF-Filter

werden englische Glimmerblocks in tropischer Ausführung benutzt. Zusätzliche Verkopplungen in den regelbaren Bandfiltern sind vermieden und die Durchlaßkurven sind völlig symmetrisch; sie werden im Werk serienmäßig mittels Bildgeräten (Katodenstrahloszillografen) abgeglichen. Niederfrequenz- und Netzteil sind meist als getrennte Aggregate aufgebaut und werden mittels Lötflügelleisten zusammengeschaltet und dieserart als vorgeprüfte Elemente ins Band eingefügt. Alle Allstromgeräte besitzen einen Fonotransformator, der Spannungssicherheit gewährt und jede Brummgefahr ausschließt. Alle Transformatorbleche sind amerikanischer Herkunft.

Modell 506: Dieser Empfänger ist der Grundtyp aller Minerva-Geräte, dessen Abmessung mit 48 cm Länge und 34 cm Höhe



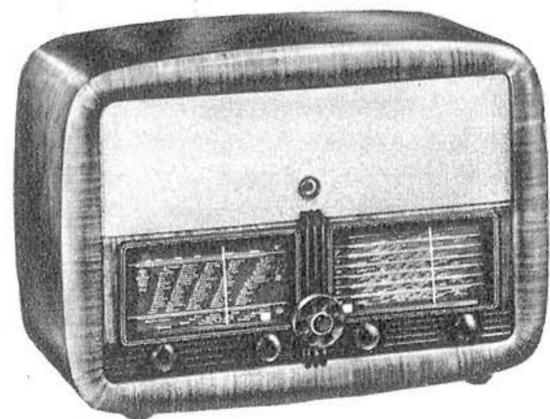
Das Standard-Modell Minerva 506

sehr gering für einen Hochleistungsempfänger mit einem Lautsprecher von 22 cm Durchmesser ist. Das kleine Gehäuse mußte für die Abstrahlung der großen Schalleistung besonders verstärkt werden, so daß sich eine allseitig gewölbte, ästhetisch einwandfreie Kassetten ergab, die vorn und hinten durch starke Rahmen versteift ist. — Das Gerät besitzt Eingangsbandfilter, also sieben Kreise, und die Röhren ECH 42, 2x EAF 42, EL 41, EM 34 und AZ 41. Sein Exportcharakter wird durch zwei Einrichtungen bewiesen: einmal ist das Gerät auf die Spannungen 100, 110, 120, 130, 140, 150, 160, 210, 220, 230, 240 und 250 V einstellbar — und zweitens enthält es eine „optische Banddehnung“ auf Kurzwellen. Hierbei treibt der Antrieb der Skala gleichzeitig eine Einstelltrommel von 20 cm Umfang, die am Rande Ziffern von 1 ... 100 trägt. Während einer vollen Bewegung des Drehkondensators läuft der Umfang der Trommel dreimal hinter einer vergrößernden Zylinderoptik ab, wobei sich die scheinbare Skalenslänge auf insgesamt 120 cm vergrößert. Damit ist jeder Kurzwellenstation eine Kennziffer zugeordnet, welche das Wiederauffinden auch für Ungeübte einfach macht. Das gleiche Gerät wird unter der Bezeichnung 506 U auch für Allstromanschluß geliefert; es besitzt einen Aufwärtstransformator (für Wechselstromanschluß) mit ähnlich universellen Anschlußmöglichkeiten wie das Modell 506 W.

Ein UKW-Zusatz hierfür wurde in FUNK-TECHNIK Bd. 5 (1950), H. 9, S. 263, beschrieben.

Rechts das sauber und übersichtlich aufgebaute Chassis des Minerva 510

Unten die Vorderansicht des Doppelsuperhets Minerva 510



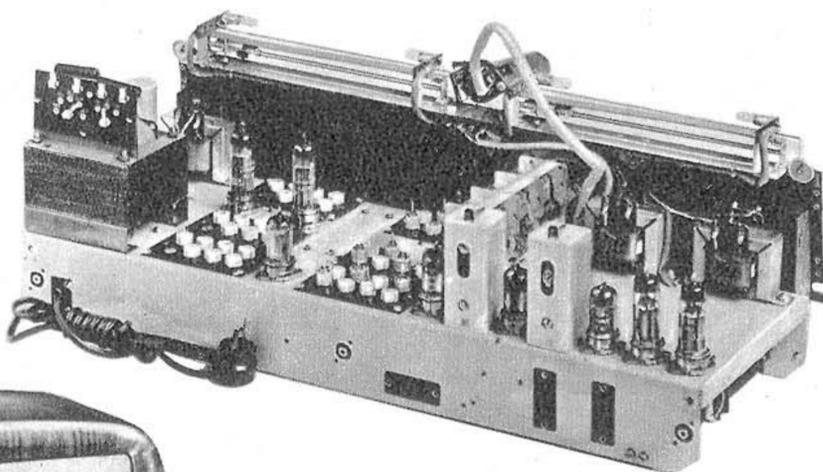
Modell 504 U: Der kleine Bruder des 506 besitzt nur 6 Kreise und die Röhren 2x UCH 21, UBL 21 und UY 1 N, drei Wellenbereiche und regelbare Gegenkopplung. Als Lautsprecher dient ein 17-cm-Typ mit Alnico-V-Magnet. Dem Antennenkreis hat man alle Aufmerksamkeit zugewandt, seine Kreisgüte ist sehr hoch und die Kopplung sehr lose, so daß man auch ohne Bandfiltereingang Interferenzfreiheit erzielen konnte.

500 „Miraphon“: Dieser ausgesprochene Zwergsuper mit Rimlock-U-Röhren ist ein regulärer Sechskreiser mit drei Wellenbereichen mit kleinen Abmessungen (28x18x14 cm), dessen geringes Gewicht von 2,8 kg seinen Charakter als Reiseempfänger unterstreicht. Eine Kleinigkeit, am Rande erwähnt: der Netzstecker ist zugleich als Steckdose ausgebildet.

Modell 510: Dies ist die Spitzenleistung des Programmes. Zehn Röhren, Doppel-Endstufe, sieben gedehnte KW-Bereiche und zwei Lautsprecher verleihen dem Gerät seinen Wert. Wir fügen die Schaltung dieses Doppelsuperhets bei, so daß sein Stromverlauf verfolgt werden kann.

Man erkennt, daß der Empfänger auf dem durchgehenden KW-Band von 15... 21 m sowie auf Mittel und Lang normal geschaltet ist: EAF 42 als HF-Vorstufe, erste ECH 42 abgeschaltet, zweite ECH 42 Misch- und Oszillatorröhre, einfache ZF-Stufe mit EAF 42, die zugleich die Schwundregelspannung liefert, EAF 42 als NF-Vorstufe und zwei parallelgeschaltete EL 41, die ihrerseits je einen Lautsprecher von 22 cm Durchmesser speisen. Als Doppelsuperhet zur Spreizung von sieben KW-Bändern ist die Schaltung wesentlich interessanter. Auch hier dient die EAF 42 im Eingang als HF-Vorstufe, während die erste ECH 42 als erster Überlagerer mit fester Frequenz im Kurzwellenbereich arbeitet. Der Aufbau ist hier derart bemessen, daß bei geringer Stufenverstärkung hohe Spiegelselektion erzielt wird.

Die Antenne wird über einen kapazitiven Spannungsteiler im Schwingkreis der HF-Vorröhre eingekoppelt, der für die verschiedenen Bänder spulenseitig umschaltbar ist, wobei jede einzelne KW-Spule mittels Eisenkern auf Mitte des etwa 500 kHz breiten KW-Bandes abgeglichen werden kann. Die angekoppelten Modulatorkreise für die Bänder bestehen aus einer Reihe umschaltbarer Spulen, parallel zu denen ein kleiner Kondensator mit 10 pF Endkapazität vorhanden ist, der zugleich mit der Abstimmung betätigt wird. Das erste Mischrohr liefert mit dem Triodensystem eine feste, für jedes KW-Band umschaltbare Oszillatorfrequenz im KW-Bereich. Diese ergibt mit der veränderbaren Eingangsfrequenz (bei Abstimmung des Gerätes auf die einzelnen Bänder) eine veränderliche Überlagerungsfrequenz, die aber für alle Bänder gleich ist und zwischen zwei festen Werten schwankt, deren Differenz der Bandbreite der KW-Bänder entspricht. Die Wahl des Über-



lagerungsbereiches setzt sehr sorgfältige Überlegungen voraus, auf die hier nicht näher eingegangen werden soll. Im vorliegenden Gerät wurde dieser Bereich mit 1750 ... 2280 kHz festgelegt und befindet sich somit oberhalb des Rundfunkbereiches. In diesem Bereich arbeitet ein kapazitiv gekoppeltes Bandfilter, welches zwischen beiden Mischröhren liegt.

Die Abstimmung beider Kreise über den ganzen Bereich erfolgt mit dem für Mittel-

und Langwellen vorhandenen Dreifachdrehkondensator, der durch Serien- und Parallelblocks verkürzt ist und seinerseits mit dem um die Zwischenfrequenz (483 kHz) höher schwingenden Oszillatorkreis im zweiten Mischrohr im Gleichlauf ist. Damit erreicht man wieder eine feste ZF, die, wie üblich, weiterverstärkt wird.

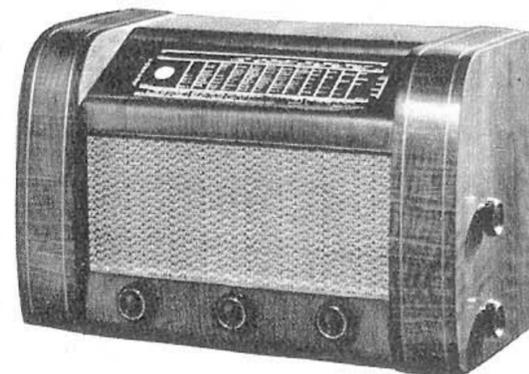
Die Abbildung vom Chassis läßt erkennen, daß Abgleich- und Nachstimmarbeiten trotz der großen Zahl von Lufttrimmern und Eisenkernen durch freien Zugang sehr erleichtert werden. — Die Skala des Empfängers ist aufgeteilt, links die üblichen drei Wellenbereiche — und rechts die sieben gespreizten KW-Bänder (13, 16, 19, 25, 31, 41 und 49 m) mit eindeutiger Anzeige des eingeschalteten Bereiches.

Karl Tetzner

„Radio in moderner Tropfenform“

Wir haben in der FUNK-TECHNIK immer wieder die Auffassung vertreten, daß das „Innere“ des Rundfunkempfängers heutzutage bei weitem nicht mehr das Interesse der Hörer erregt wie vor Jahren. Der Rundfunkempfänger ist schließlich ein Möbelstück geworden, das gut klingen und gut aussehen soll. Ob Rimlock- oder PICO-Röhren oder ältere Quetschußtypen, das interessiert nicht so sehr wie ein vornehmes Gehäuse, das dem Wohnzimmer einen besonderen Schmuck verleiht.

Vor nicht allzulanger Zeit galt das vier-eckige, hochglanzpolierte Edelholzgehäuse mit untenliegender Großsichtskala als der Weis-



Tonfunk „Tonmeister II“

heit letzter Schluß. Nun, die Zeiten ändern sich, und mit ihnen die Ansprüche, und warum soll die Gehäusegestaltung nicht einer gewissen modischen Wandlung unterliegen, wenn es schon bei der Schaltung nur noch wenig zu verändern und noch weniger zu verbessern gibt?

Dies etwa waren die Gedanken des Berichterstatters, als er sich mit den drei Neuschöpfungen von Tonfunk-Karlsruhe näher zu beschäftigen begann. Diese neuen Modelle für die Nachsaison zeichnen sich nämlich durch bemerkenswert schöne Gehäuse aus, deren moderner Stil und bestechende Materialverarbeitung internationalen Standard aufweisen. Aber damit war es nicht allein getan. Man benutzt im Tonmeister II zwei EF 9 als ZF-Verstärker, während eine AB 2 die ZF-Gleichrichtung übernimmt und zugleich die Regelspannung für drei Röhren (Misch- und beide ZF-Röhren) liefert. Der Vorzug dieser Schaltung ist beachtlich. Man gewinnt einmal durch das dritte Bandfilter ganz entscheidend an Trennschärfe, und man kann zweitens die Durchlaßkurve besser „ausbügeln“ als bei Verwendung von nur zwei Filtern. Die hohe Zwischenfrequenz-Amplitude als Folge der hohen ZF-Verstärkung wird von der AB 2 mühelos verarbeitet, da diese Doppeldiode, mit hoher HF-Spannung belastet, besser gleichrichtet als mit geringer Amplitude, bei der möglicherweise im unteren Knick der Charakteristik gearbeitet wird. Zur Schallplattenwiedergabe wird die erste EF 9 herangezogen.

Der zweite Schaltungstrick ist die Verwendung eines einfach konstruierten und daher billigen Kurzwellen-Mikroskops. Parallel zur KW-Vorkreis- und KW-Oszillatordspule ist je eine weitere Spule angeordnet, deren Eisenkerne verschiebbar sind. Beide Kerne können gleichzeitig durch einen gemeinsamen Knopf von außen verschoben werden. Der

Vorgang bei KW-Empfang ist mit einem Satz erklärt: Einstellen mittels normalen Abstimmknopfs auf Mitte Kurzwellenrundfunkband und Feinabstimmung durch KW-Mikroskop. Nicht vergessen sei ein besonderer Sockel für die Abnahme von Heiz- und Anodenspannung für das in Kürze lieferbare UKW-Vorsatzgerät.

Derart ausgestattet und mit einem schönen Gehäuse mit einer bemerkenswert übersichtlichen Skala versehen, kostet der „Tonmeister II“ nur DM 398,—.

Sein kleiner Bruder ist der „Fidelio II“ mit fünf Röhren und sechs Kreisen. Auch er benutzt die AB 2 als ZF-Gleichrichter, während die erste ECH 4 wie üblich Misch- und Oszillatorröhre und die zweite ECH 4 ZF- und NF-Verstärker darstellen. AL 4 und AZ 1 vervollständigen die Bestückung. Schaltungsmäßige Besonderheiten sind nicht zu erwähnen, es sei lediglich auf die ebenfalls vorhandene Einrichtung zur Abnahme von Strom und Spannung für einen UKW-Vorsatz hingewiesen. Kreiselantrieb, besondere Gegenkopplung usw. seien nicht vergessen. Das Gerät ist für Allstrombetrieb mit Rimlock-Röhren UCH 42, 2x UAF 42, UL 41 und UY 41 zu haben und weiterhin als Wechselstromempfänger mit der obengenannten Bestückung. Vorgesehen ist eine zweite Wechselstromausführung mit den Röhren ECH 42, 2x EAF 42, EL 41, EZ 40. In allen Fällen beträgt der Listenpreis des schmucken Gerätes DM 298,—.

Zuletzt sei das neueste Gerät von Tonfunk genannt, das demnächst unter der Bezeichnung „Violetta“ erscheint. Es ist ein verhältnismäßig billiger Vierröhren-Sechskreis-Super mit ECH 4, EBF 2, EL 11 und EZ 40, dessen Empfindlichkeit mit 20...30 µV angegeben wird und allen Komfort enthält, den man von einem Vollsuper der unteren, immer wichtiger werdenden Preisklasse erwarten kann.

Moderne „Hörerforschung“

Aufmerksame Zeitgenossen werden festgestellt haben, wie sehr sich die westdeutschen Rundfunkgesellschaften um die Erforschung der Hörermeinung bemühen. Man wertet Briefe aus — leider sind es meist negative Stimmen, weil die zufriedenen Hörer seltener schreiben als ihre erbosten Kollegen — und man führt Unterhaltungen mit einer repräsentativen Gruppe von Hörern, deren Zusammensetzung genau der soziologischen Schichtung der Gesamthörerschaft entspricht. Manche Sender haben Gruppen von Hörern zusammengestellt, die regelmäßig schriftlich über die abgehörten Sendungen berichten. Jede derartige Umfrage erfaßt immer einige Tausende Hörer, und so kommt man der wirklichen Meinung „SM des Hörers“ langsam auf die Spur — und es überrascht die geschulten Psychologen in den Hörermeinungs-Abteilungen aller Rundfunksender keineswegs, daß jeweils der eigene Heimatsender am meisten abgelehnt wird. Der Prophet gilt nichts in seinem Vaterlande...

Der Bayerische Rundfunk hat nun seinen bisherigen Untersuchungsmethoden geschilderter Art eine neue hinzugefügt. Es handelt sich um das „Audimeter“, eine Kontrolluhr, die in jeweils tausend Exemplaren einer ausgesuchten Gruppe von Hörern überlassen wird. Das Gerät enthält neben der genau gehenden Uhr eine Registriereinrichtung und sieht hübsch aus, so daß auch die gestrenge Hausfrau nichts gegen eine zeitweilige Aufstellung im Wohnzimmer einzuwenden hat. Mit Hilfe eines Knopfes muß der jeweils abgehörte Sender eingestellt werden, während zwei Drucktasten die Meinung über das Gehörte zu fixieren gestatten. Stimmt man nämlich dem Inhalt der Sendung zu, so wird der „Gut“-Knopf gedrückt, im anderen Falle der „Schlecht“-Knopf. Im Inneren des „Audimeters“ läuft ein Papierband, auf dem ein Stift Hörzeit und Sender verzeichnet, während „gut“ und „schlecht“ durch eine Vorrichtung auf das gleiche Band gestanzt werden. Dies Registrierband muß übrigens nach acht Tagen ausgewechselt werden.

Nach drei Wochen wird das „Audimeter“ abgeholt und einem anderen Hörer hingestellt. Die Streifen wandern zur Auswertung in die Abteilung „Hörerforschung“.

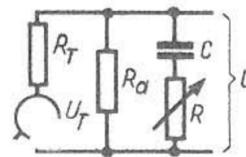
Berechnung von Tiefenentzerrern für elektromagnetische Tonabnehmer

Beim elektrischen Abspielen von Schallplatten müssen wegen der besonderen Aufnahmetechnik*) die tiefen Frequenzen bis etwa 250 Hz angehoben werden, um eine einwandfreie Wiedergabe zu erzielen. Beim Kristall-Tonabnehmer ergibt sich diese Tiefenanhebung von selbst, wenn der Arbeitswiderstand groß ist ($R_a > 0,5 M\Omega$). Bei elektromagnetischen Tonabnehmern dagegen ist eine besondere Tiefenentzerrung notwendig, um eine befriedigende Klanggüte zu erhalten.

Entzerrer, die aus Induktivitäten, Kapazitäten und Widerständen aufgebaut sind, stellen zwar das ideale Mittel dar, um jeden gewünschten Frequenzgang herbeizuführen, ihre Berechnung und praktische Ausführung macht jedoch erhebliche Schwierigkeiten. Einfacher sind RC-Glieder, wie sie auch sonst als Tonblende verwendet werden, zu berechnen und herzustellen; es genügt im allgemeinen ein Kondensator von einigen nF und ein Potentiometer von etwa 50...100 kΩ, um den gewünschten Effekt — Anhebung der Tiefen bis etwa 250 Hz — herbeizuführen.

Beim Entwurf eines RC-Tiefenentzerrers verdient ein Punkt besondere Beachtung, nämlich die richtige Wahl der Zeitkonstanten. Leider wird gerade hierin viel gesündigt und die Folge ist eine unnatürliche Wiedergabe. Das Ohr hat eine gewisse Einschwingzeit, etwa 0,02 sec bei tiefen Frequenzen. Es muß nun dafür gesorgt werden, daß die Zeitkonstante der RC-Kombination $\tau = RC < 0,02$ ist, dann haben die Einschwingvorgänge im Entzerrer keinen Einfluß auf die Wiedergabequalität.

In Abb. 1 bedeutet R_T den Widerstand des Tonabnehmers, U_T die von ihm abgegebene Spannung, R_a einen Belastungswiderstand, R (veränderlich) und C die Entzerrer-Kombination und U die hinter dieser zur Verfügung stehende Spannung.



Bezeichnet man mit $k = \frac{U}{U_T}$ das Spannungsverhältnis, so ergibt sich für kleine Frequenzen ($\omega \rightarrow 0$) das maximale Spannungsverhältnis

$$k_{\max} = \frac{R_a}{R_a + R_T} = \frac{1}{1 + \frac{R_T}{R_a}} \quad (1)$$

Für sehr große Frequenzen ($\omega \rightarrow \infty$) dagegen erhält man das kleinste Verhältnis der Spannungen U und U_T mit

$$k_{\min} = \frac{\frac{R \cdot R_a}{R + R_a}}{\frac{R \cdot R_a}{R + R_a} + R_T} = \frac{R}{R + R_T \cdot \frac{R + R_a}{R_a}} = \frac{R \cdot R_a}{R \cdot R_a + R_T (R + R_a)} \quad (2)$$

dabei ist $\frac{R \cdot R_a}{R + R_a}$ der resultierende Wider-

stand der Parallelschaltung von R und R_a , da für hohe Frequenzen $\frac{1}{\omega C} \sim 0$ wird.

Setzt man (1) in (2) ein, so ist

$$k_{\min} = \frac{R}{R \left(1 + \frac{R_T}{R_a}\right) + R_T} = \frac{R}{\frac{R}{k_{\max}} + R_T} = k_{\max} \cdot \frac{R}{R + k_{\max} \cdot R_T} \quad (2a)$$

Im allgemeinen Falle für $0 < \omega < \infty$ ergibt sich für $k = \frac{U}{U_T}$ eine zwischen den Werten

von (1) und (2a) liegende Größe, nämlich

$$k = \frac{R_a}{R_a + R_T} \cdot \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{\left(R + \frac{R_a \cdot R_T}{R_a + R_T}\right) + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_a}{R_a + R_T} \cdot \frac{1 + j\omega CR}{1 + j\omega C \left(R + \frac{R_a \cdot R_T}{R_a + R_T}\right)}$$

oder unter Berücksichtigung von (1)

$$k = k_{\max} \cdot \frac{1 + j\omega CR}{1 + j\omega CR \left(1 + k_{\max} \cdot \frac{R_T}{R}\right)}$$

aus (2a) folgt

$$R \left(1 + k_{\max} \cdot \frac{R_T}{R}\right) = R \cdot \frac{k_{\max}}{k_{\min}}$$

so daß die letzte Gleichung die Form annimmt

$$k = k_{\max} \cdot \frac{1 + j\omega CR}{1 + j\omega CR \frac{k_{\max}}{k_{\min}}} = k_{\max} \cdot k_{\min} \frac{1 + j\omega CR}{k_{\min} + j\omega CR k_{\max}}$$

Für den Absolutwert von k erhält man schließlich

$$k = k_{\max} \cdot k_{\min} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega^2 C^2 R^2}{k_{\min}^2 + \omega^2 C^2 R^2 \cdot k_{\max}^2}} \quad (3)$$

Löst man nun (3) nach $\omega = 2\pi \cdot f$ auf, so ergibt sich

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \frac{k_{\min}}{k_{\max}} \cdot \sqrt{\frac{k_{\max}^2 - k^2}{k^2 - k_{\min}^2}} \quad (4)$$

bezeichnet man mit f_u die untere und mit f_o die obere Grenzfrequenz, so gilt

$$k_{\max} = \sqrt{2} \cdot k = 1,414 k = \frac{k}{0,707}$$

$$k_{\min} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot k = \frac{k}{1,414} = 0,707 \cdot k$$

da der Wert $\frac{k_{\max}}{k} = \frac{k}{k_{\min}} = \sqrt{2}$ im Ohr

gerade noch als Lautstärken-Unterschied

*) S. a. FUNK-TECHNIK Bd. 4 (1949) Heft 21, S. 651, „Grundbegriffe um die Schallplatte“.

wahrgenommen wird. Führt man dementsprechend in (4) für $k_{\max} = \sqrt{2} \cdot k$ ein, so erhält man für die untere Grenzfrequenz

$$f_u = \frac{k_{\min}}{2 \pi RC \sqrt{k_{\max}^2 - 2 k_{\min}^2}} \quad (5)$$

Für die obere Grenzfrequenz f_o ergibt sich, wenn man in (4) $k_{\min} = \frac{k}{\sqrt{2}}$ einsetzt

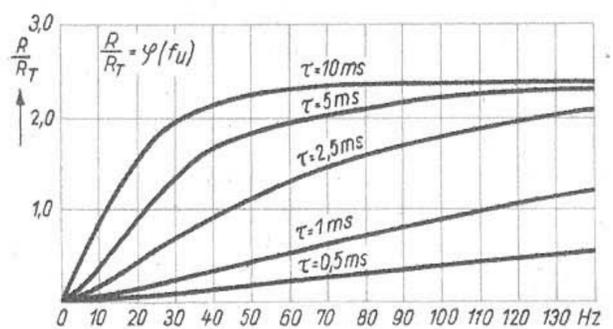
$$f_o = \frac{\sqrt{k_{\max}^2 - k^2}}{2 \pi RC \cdot k_{\max}} \quad (6)$$

Die gefundenen Beziehungen (3, 4, 5 und 6) lassen sich wesentlich vereinfachen, wenn man annimmt, daß $R_a \gg R_T$ sei ($R_a =$ Gitterwiderstand der ersten Verstärkerstufe), dann ist nämlich nach (1) und (2)

$$k_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{R_T}{R_a}} \sim 1, \quad k_{\min} = \frac{R}{R + R_T}$$

nach (3) wird damit

$$k = \frac{R}{R + R_T} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega^2 C^2 R^2}{\left(\frac{R}{R + R_T}\right)^2 + \omega^2 C^2 R^2}} = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 C^2 R^2}{1 + \omega^2 C^2 (R + R_T)^2}} \quad (7)$$



nach (4) ist

$$f_u = \frac{1}{2 \pi (R + R_T) C} \cdot \sqrt{\frac{1 - k^2}{k^2 - \left(\frac{R}{R + R_T}\right)^2}} = \frac{1}{2 \pi RC} \cdot \sqrt{\frac{1 - k^2}{k^2 \left(1 + \frac{R_T}{R}\right)^2 - 1}} \quad (8)$$

Für die Grenzfrequenzen liefern die Gleichungen (5) und (6)

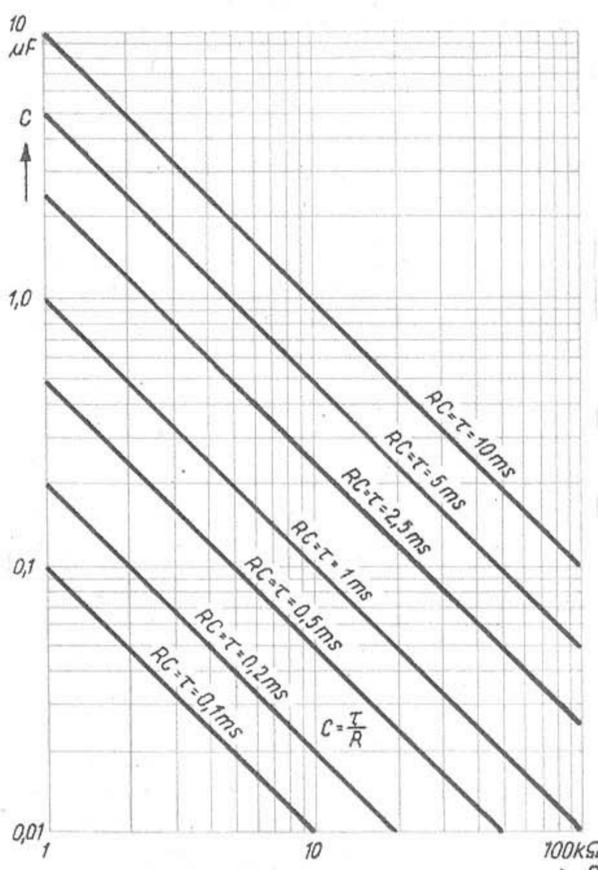
$$f_u = \frac{1}{2 \pi (R + R_T) C \cdot \sqrt{1 - 2 \left(\frac{R}{R + R_T}\right)^2}} = \frac{1}{2 \pi RC \sqrt{\left(1 + \frac{R_T}{R}\right)^2 - 2}} \quad (9)$$

$$f_o = \frac{\sqrt{1 - k^2}}{2 \pi RC} \quad (9a)$$

Aus (9) folgt durch einfache Umstellung

$$RC = \frac{1}{2 \pi f_u \sqrt{\left(1 + \frac{R_T}{R}\right)^2 - 2}} = \tau \quad (10)$$

und dieser Wert muß gemäß der eingangs gemachten Bemerkung kleiner als 0,02 sec = 20 ms sein, um den Einschwingvorgang



für das Ohr nicht wahrnehmbar werden zu lassen. Man gewinnt nun aus (10) sofort eine Beziehung für das Widerstandsverhältnis $\frac{R}{R_T}$, das dann als Grundlage zur Berechnung des Entzerrers dienen kann. Es ist nämlich

$$\frac{1}{(2 \pi \cdot f_u \cdot \tau)^2} = \left(1 + \frac{R_T}{R}\right)^2 - 2,$$

$$\frac{R_T}{R} = \sqrt{2 + \frac{1}{(2 \pi \cdot f_u \cdot \tau)^2}} - 1,$$

setzt man $\pi^2 \sim 10$, so ist schließlich

$$\frac{R}{R_T} = \frac{1}{\sqrt{2 + \frac{1}{40 f_u^2 \cdot \tau^2}} - 1} \quad (11)$$

Nach (11) sind für verschiedene Werte von $\tau = RC$ (0,5, 1, 2,5, 5 und 10 ms) die Kurven $\frac{R}{R_T} = \varphi(f_u)$ in Abb. 2 berechnet worden. Da R_T als Widerstand des Tonabnehmers bekannt ist, läßt sich aus den Kurven R bestimmen. Für die gewählte Zeitkonstante τ ergibt sich dann sofort $C = \frac{\tau}{R}$, womit bereits alle Größen des

Tiefenentzerrers bestimmt sind (τ in ms, R in $k\Omega$, C in μF). In Abb. 3 sind für verschiedene Werte der Zeitkonstanten die Zusammenhänge zwischen R und C grafisch dargestellt. Man kann daraus in einfachster Weise für jeden Wert von R den zugehörigen Wert von C ablesen. Schreibt man (7) in der Form

$$k = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\omega \tau}\right)^2 + 1}{\left(\frac{1}{\omega \tau}\right)^2 + \left(1 + \frac{R_T}{R}\right)^2}}$$

so erkennt man, daß für große Werte von $\omega \tau$, also für hohe Frequenzen sich k dem Werte

$$\frac{1}{1 + \frac{R_T}{R}} = \frac{R}{R + R_T}$$

nähert. Der Abfall der Spannung U am Verstärkereingang wird nach großen Frequenzen zu um so steiler, je größer das Verhältnis $\frac{R_T}{R}$ ist. Nach (11) ist

$$\frac{R_T}{R} = \sqrt{2 + \frac{1}{40 f_u^2 \cdot \tau^2}} - 1,$$

es ist also die untere Grenzfrequenz f_u und die Zeitkonstante τ möglichst klein zu wählen, um einen großen Wert $\frac{R_T}{R}$

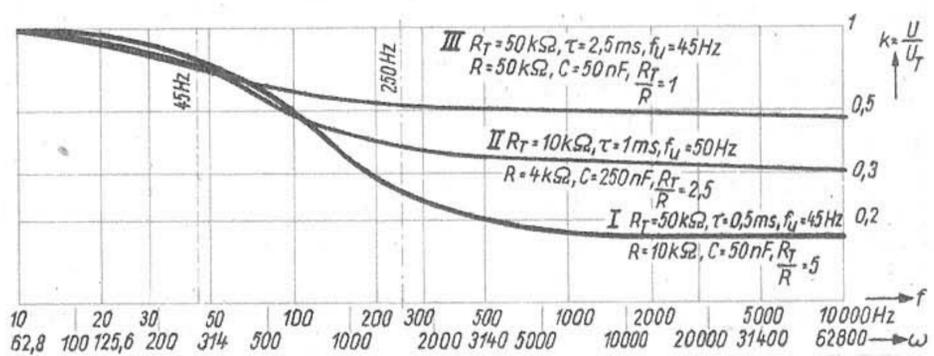
und damit einen steilen Verlauf der Entzerrercharakteristik zu erhalten. Die untere Grenzfrequenz wählt man etwa 40...50 Hz, um von 250 Hz an ein steiles Ansteigen der Frequenzkurve nach den Tiefen zu erzielen. Die Zeitkonstante $\tau = RC$ soll ohnehin klein sein, damit die Einschwingvorgänge bedeutungslos werden, man wählt τ etwa zu 0,5...1 ms.

Hochohmige Tonabnehmer können direkt an das Gitter der ersten Verstärkerröhre gelegt werden; bei niederohmigen Tonabnehmern ist es zweckmäßig, einen Übertrager, der den Widerstand R_T auf etwa 100 $k\Omega$ übersetzt, zwischen Tonabnehmer und Röhre zu schalten. Der Entzerrer wird in diesem Fall parallel zur Hochohm-Wicklung des Übertragers gelegt.

Ist beispielsweise $R_T = 50 k\Omega$ (auf die Sekundärseite des Eingangsübertragers transformiert), $f_u = 45$ Hz, $\tau = 0,5$ ms, so folgt aus (11) oder Abb. 2

$$\frac{R}{R_T} = \frac{1}{\sqrt{2 + \frac{10^6}{40 \cdot 45^2 \cdot 0,25}} - 1} = 0,18 \sim 0,2,$$

demgemäß wird $R = 0,2 \cdot R_T = 0,2 \cdot 50 = 10 k\Omega$ (Potentiometer von etwa 50 $k\Omega$ Gesamtwiderstand). Aus Abb. 3 entnimmt man für $\tau = 0,5$ ms und $R = 10 k\Omega$ ein $C = 0,05 \mu F = 50$ nF. Nach (7) wurde der Verlauf von k für diese Werte berechnet und in Abb. 4 (Kurve I) eingetragen. Wie die Kurve erkennen läßt, werden die tiefen Frequenzen von 250 Hz an kräftig angehoben und damit die Wiedergabe-



qualität gegenüber dem Abtasten der Schallplatte ohne Entzerrer wesentlich verbessert.

In den Kurven II und III sind noch als weitere Beispiele zwei Entzerrer-Kurven mit größeren Werten der Zeitkonstanten grafisch dargestellt: ihr flacher Verlauf beweist, wie wichtig die richtige Wahl von τ ist.



Rundfunk-Technisches Institut in Nürnberg

Aufnahmen:
C. STUMPF

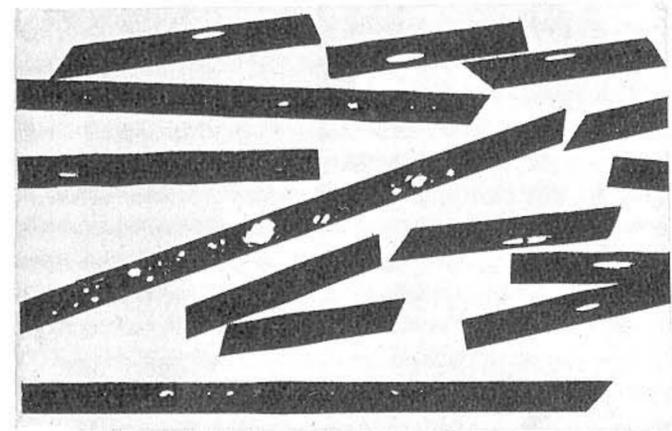
Als nach dem Zusammenbruch die Rundfunksender in Deutschland unter alliierter Leitung ihren Betrieb wieder aufnahmen, galt es zunächst, jene Apparaturen und Einrichtungen, die teils durch Bombenschäden, teils durch Plünderung und sinnlose Zerstörung an den Verlagerungsorten verlorengegangen waren, so rasch wie möglich zu ergänzen. Zum Teil konnten die Sender dabei auf Geräte zurückgreifen, die ihnen die Besatzungsmächte zur Verfügung stellten, zum Teil waren sie darauf angewiesen, aus ehemaligem Wehrmachtsmaterial das zusammenzubasteln, was ergänzt werden mußte, denn auch die Rundfunkindustrie schied als Lieferantin noch auf lange Monate hinaus aus.

Um den Sendern die schwierige und oft parallellaufende eigene Entwicklungsarbeit zu ersparen, vereinigte die amerikanische Besatzungsmacht am Sitz der Radio Section ihrer „Information Control Division“ in Bad Homburg v. d. H. eine kleine Restgruppe von Wissenschaftlern und Ingenieuren der Zentralleitung Technik der früheren Reichsrundfunkgesellschaft, die nach der Oberpfalz verlagert waren, und betraute sie mit der Aufgabe, alle zum Sendebetrieb benötigten Einrichtungen zentral für die US-Zone zu entwickeln und zu bauen. Mit der Übergabe des Rundfunks in deutsche Hände und dem Wiederaufbau der Rundfunkindustrie verlagerte sich die Aufgabenstellung des „Rundfunk-Technischen Institutes“, wie die zentrale Forschungsstelle des Rundfunks der US-Zone endgültig benannt wurde, auf die Entwicklung einheitlicher Bau-

muster für die im Sendebetrieb benötigten Geräte und deren Weitergabe an die Industrie zur Reihenfertigung sowie auf die Prüfung dieser Betriebsgeräte und die Begutachtung der von der Industrie entworfenen Spezialeinrichtungen. Dazu kommen noch theoretische und experimentelle Untersuchungen über die Wellenausbreitung, wie sie zur Zeit für die Erkundung der Ausbreitung von Ultrakurzwellen, der Ermittlung des günstigsten Standortes und der er-

forderlichen Stärke von UKW-Sendern besonders aktuell sind.

Als das Institut Anfang Juni 1949 nach Nürnberg in Gebäude der ehemaligen Artilleriekaserne übersiedelte, konnte man auch daran gehen, die theoretische und praktische Ausbildung des technischen Nachwuchspersonals und die Weiterbildung der technischen Angestellten der Sender in Schulungskursen auszubauen. In dieser Abteilung für angewandte Akustik, die unter der Lei-



Links: Ausschnitte von fehlerhaften Magnetbandstellen. Bei der Fabrikation lassen sich solche Mängel nicht ganz vermeiden. Beim Umspulen werden diese schadhafte Stellen sorgfältig herausgeschnitten



Wichtig ist auch noch die Untersuchung auf die Homogenität ihrer Schicht, die bei etwa 20% der Bänder vorgenommen wird. Diese besonders geprüften Bänder verwendet man in den Funkhäusern für einmalige und besonders kostspielige Aufnahmen

Der Unterricht in dieser Abteilung wird von Dipl.-Ing. Schneider geleitet, der unter Mitwirkung von Experten der verschiedenen Fachrichtungen als Lehrkräfte den Teilnehmern ein umfangreiches Wissen, angefangen von der elementaren Physik bis zum Lesen schwieriger Partituren, vermittelt. Die Kurse für bis zu zwanzig Teilnehmer gliedern sich in solche von halbjähriger Dauer für Anfänger, die Liebe und Berufung für die verantwortungsvolle Tätigkeit des Tontechnikers mitbringen, und solche von etwa achtwöchiger Dauer

Links: Tontechnikerinnen bei der Eichung eines Voltmeters mit verschiedenen Frequenzen. Auch mit diesen schwierigen technischen Aufgaben müssen sich die Studentinnen des Rundfunk-Technischen Institutes in Nürnberg beschäftigen



Unter der Anleitung von Dipl.-Ing. Schneider nehmen die Kurssteilnehmer im elektro-physikalischen Praktikum die Widerstandskurve einer Kohlefadenlampe in Abhängigkeit von der Spannung auf

als Fortbildung für das technische Personal der Sendegesellschaften. In praktischen Übungen an reichhaltigem Lehrmaterial, zu dem sogar ein eigenes Probestudio gehört, findet der theoretische Unterricht seine lebendige Untermauerung.

Eine besondere Abteilung des Instituts hat die Aufgabe, sämtliche in den Rundfunkhäusern der fünf angeschlossenen Sendegesellschaften benötigten Magnetofonbänder einer elektrischen und mechanischen Prüfung zu unterziehen.

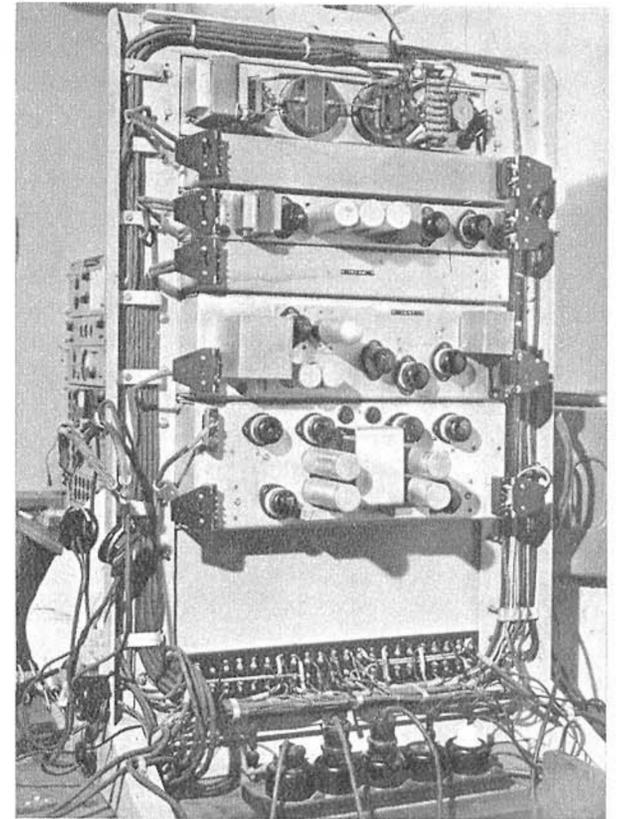
spulmaschine wird jedes einzelne Band, von einer hellen Lichtquelle angestrahlt, im Spiegel auf Kniffe und Falten untersucht, während eine Fotozelle etwaige Löcher und Risse durch selbsttätiges Anhalten der Maschine registriert. Die beschädigten Stellen werden im gleichen Arbeitsgang aus den Bändern herausgeschnitten. Für besonders wertvolle und kostbare Aufnahmen werden den Rundfunkgesellschaften ausgesuchte, sogenannte „spezialgeprüfte“ Bänder zur Verfügung gestellt, die darüber hinaus noch mittels einer besonderen Apparatur in ihrer ganzen Länge auf die Homogenität des Tonträgers untersucht werden. Dabei werden „Knoten“, das sind Verdickungen der aufgequollenen Schicht, die in der Wiedergabe Knackgeräusche verursachen würden, auf das sorgfältigste ausgemerzt.



Links: Der vorbildliche Röhrenmeßplatz erlaubt die gleichmäßig einwandfreie Bestückung aller an die Sender weiterzuleitenden Geräte. Mit dem Meßplatz kann eine schnelle und genaue Auswahl von Gegentaktrohren oder die Beurteilung der Klangfestigkeit von Röhren durch ihre Untersuchung in motorisch bewegten Rüttelfassungen durchgeführt werden

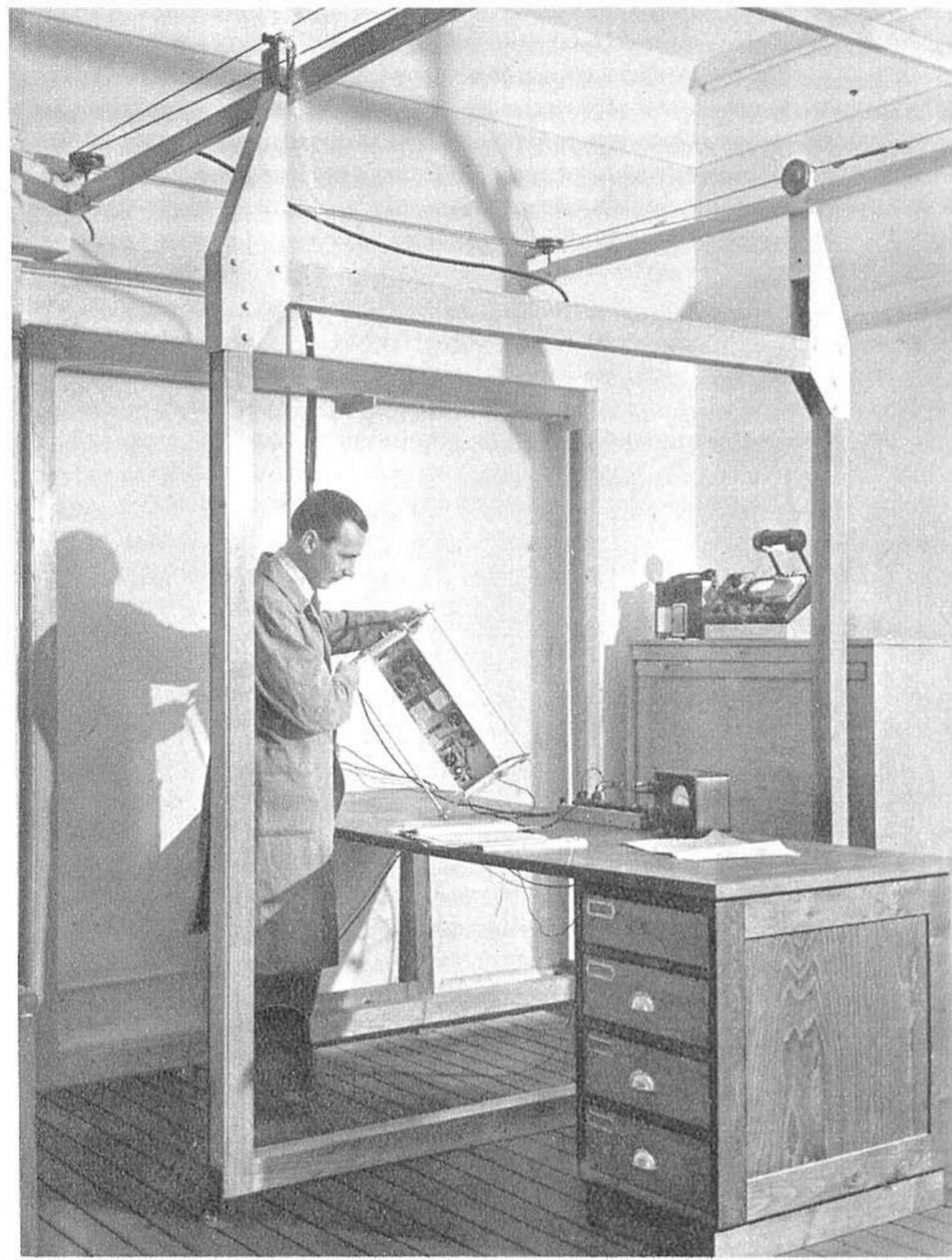
Dazu werden den von den Herstellern angelieferten „Chargen“ von Magnetofonbändern, die bis zu tausend Stück umfassen, Stichproben entnommen, die zunächst im „Band-Meßgestell“ auf ihren Frequenzgang, die Modulations- und Löschkraft, den Kopiereffekt und den Klirrfaktor untersucht werden. In einer weiteren Meßapparatur wird außerdem ihr Dehnungskoeffizient festgestellt. Entsprechen die entnommenen Proben den strengen Forderungen des Rundfunks, so gelangt die Charge zur mechanischen Prüfung. Auf einer Um-

Rechts: Messung der Störfeldbeeinflussung eines Schneid- und Abhörverstärkers im Helmholtzfeld. Sämtliche Geräte, die im Tonfrequenzübertragungsweg der Sender eingesetzt werden, unterliegen einer Untersuchung auf die Zweckmäßigkeit ihres Aufbaues bezüglich von außen einwirkender Störfelder. Sie werden dazu in ein homogenes magnetisches Feld gebracht, das von den verschiedenen wechselstromdurchflossenen Spulen, in quadratischer Rahmenform, erzeugt wird und das 20mal stärker als jedes praktisch vorkommende Störfeld ist



Rückansicht des Universal-Meßgestells bei abgenommener Deckhaube. Man kann sehr gut die zweckmäßige Gliederung der einzelnen Einschub- und der Kabelstränge zu ihrer Verbindung mit der Sammelsteckleiste (unten) erkennen

Mit dem Auf- und Ausbau des frequenzmodulierten Sendebetriebs auf ultrakurze Wellen sind dem Institut neue interessante Aufgaben gestellt. Die Möglichkeit, Tonfrequenzen bis zu 15 000 Hz, also praktisch bis zur oberen Grenze der menschlichen Gehörsempfindung, zu übertragen, bedingt nämlich die Entwicklung neuer Übertragungsmittel vom Mikrofon bis zum Sender, welche das verbreiterte Frequenzband ohne Beschneidung und Verzerrung weiter- und vor allem naturgetreu wiederzugeben imstande sind. Gutbrod



H. BOUCKE und H. LENNARTZ

Tastwellenmesser

Mitteilung aus dem Labor für technische Physik, Tübingen

Grundsätzliches

Tastwellenmesser gehören zur Klasse der Absorptionswellenmesser, zeichnen sich also gegenüber Geräten nach anderen Meßprinzipien (Interferenzwellenmesser, Quarzresonatoren u. ä.) durch besondere Einfachheit im Aufbau und in der Handhabung aus. In ihrer üblichen Bauform besitzen sie jedoch einige Nachteile. So ist es oft lästig, wenn nicht gar unmöglich, das ganze Wellenmessergehäuse in unmittelbare Nähe der schwingenden Schaltung bringen zu müssen, deren Frequenz gemessen werden soll; die Annäherung des Absorptionskreises an größere Metallteile ist die Ursache beträchtlicher Meßfehler; die Empfindlichkeit reicht bei Verwendung eines einfachen Gleichrichters mit nachgeschaltetem Zeigerinstrument oft nicht aus; als Gleichrichter werden mitunter Kristalldetektoren verwendet, die jedoch unzuverlässig sind. Es ist jedoch nicht schwer, diese Nachteile zu vermeiden bzw. zu mildern, wie im folgenden gezeigt wird.

Meßgenauigkeit und Empfindlichkeit

Wird die Spule des Absorptionskreises bei der Messung in die Nähe eines Metallteiles gebracht, so sinkt ihre wahre Induktivität vom statischen Wert L auf den dynamischen Wert $L-M$, worin M die Gegeninduktivität

Wird, wie in Abb. 1 gezeichnet, ein geringerer Teil L_2 der Absorptionskreisspule als Tastspule ausgebildet, so kann das Tastorgan, ohne einen übermäßigen Meßfehler befürchten zu müssen, ziemlich eng mit dem Meßobjekt gekoppelt werden. Ist z. B. $L_2 = 0,04 L_1$ und $M = 0,5 L_2$, so folgt aus (1b) mit $L_1 + L_2 = L$ ein Meßfehler von rd. 0,96 %.

Eine Verringerung der Meßempfindlichkeit tritt bei Verwendung der Tastspule nicht ein. Zwar ist die in L_2 induzierte Spannung um den Faktor $\sqrt{L_2/(L_1+L_2)}$ geringer, als wenn die ganze Spule dem Meßobjekt genähert wird; dafür kann aber die Kopplung zwischen Meßobjekt und Tastorgan bei gleichem Meßfehler um den reziproken Betrag $\sqrt{1+L_1/L_2}$ fester gemacht werden; da die induzierte Spannung dem Kopplungsfaktor proportional ist, tritt eine Empfindlichkeitsabnahme nicht ein.

Konstruktiv läßt sich die Unterteilung von L so ausführen, daß L_1 in einem Abschirmgehäuse untergebracht wird, auf dem ein metallisches Rohr befestigt ist, an dessen Ende die Tastspule L_2 sitzt (s. u.). Die ganze Anordnung kann auf das eigentliche Wellenmessergehäuse aufgesteckt werden. Die Annäherung des ganzen Wellenmessergehäuses an das Meßobjekt entfällt dann. Im Interesse hoher Meßgenauigkeit ist es nicht ratsam, den Metallrohrträger der Tast-

Meßobjekt auch kapazitiv vorgenommen werden. Die grundsätzliche Schaltung hierfür ist in Abb. 2 dargestellt; C_k ist die Ankoppelkapazität. Ein Meßfehler tritt bei der kapazitiven Sonde dadurch auf, daß das freie Ende von C_k bei Annäherung an das Meßobjekt kapazitiv (bei direkter Berüh-

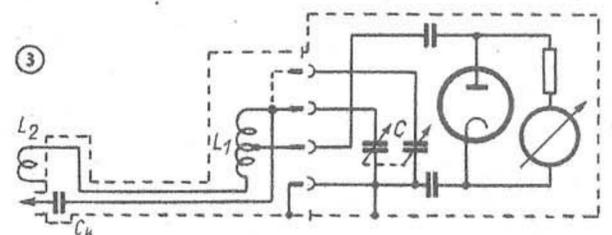
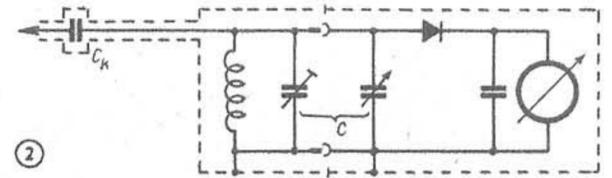


Abb. 2. Tastwellenmesser mit kapazitiver Sonde

Abb. 3. Tastwellenmesser mit gemischt induktiv-kapazitiver Sonde

rung mit geerdeten Teilen unmittelbar) geerdet wird und C_k daher ganz oder teilweise als Parallelkapazität zum Drehkondensator wirkt. Im ungünstigsten Falle (direkte Erdung) beträgt die relative Frequenzänderung

$$\frac{\Delta f}{f} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + C_k/C}} \quad (2)$$

Ist nun C ein Drehkondensator mit 50 pF Mindestkapazität und darf $\Delta f/f$ höchstens 1 % betragen, so ergibt sich für C_k ein zulässiger Höchstwert von rd. 0,5 pF. Dieser geringe Wert ist offensichtlich ein Nachteil der kapazitiven Ankopplung; die Meßempfindlichkeit ist nur gering.

Kapazitives und induktives Tastorgan lassen sich in einer Anordnung nach Abb. 3 kombinieren. Diese Variante ergibt einen besonders geringen Meßfehler, da bei Annäherung an das Meßobjekt die wirksame Induktivität kleiner und die wirksame Kapazität größer wird.

Die Meßempfindlichkeit des Wellenmessers hängt von der Güte des Absorptionskreises, den elektrischen Eigenschaften des nachgeschalteten Gleichrichters und der Empfindlichkeit des vom Gleichrichter gespeisten Anzeigeinstrumentes ab. Die Verwendung eines Kreises hoher Güte, d. h. geringer Resonanzdämpfung, ist nicht nur im Interesse guter Meßempfindlichkeit erforderlich. Aus der Resonanzkurvengleichung

$$\frac{U}{U_0} = \frac{d}{\sqrt{d^2 + v^2}}$$

in der U die Spannung am Kreis bei der Verstimmung $v = 2\Delta f/f_0$ (Δf = Frequenzabweichung von der Resonanzfrequenz f_0), U_0 die Resonanzspannung und d die Kreisdämpfung bedeuten, folgt nämlich, daß für ein bestimmtes Verhältnis U/U_0 bei kleinem d eine geringere Verstimmung notwendig ist als bei großem d :

$$v = d \sqrt{(U_0/U)^2 - 1} \quad (3)$$

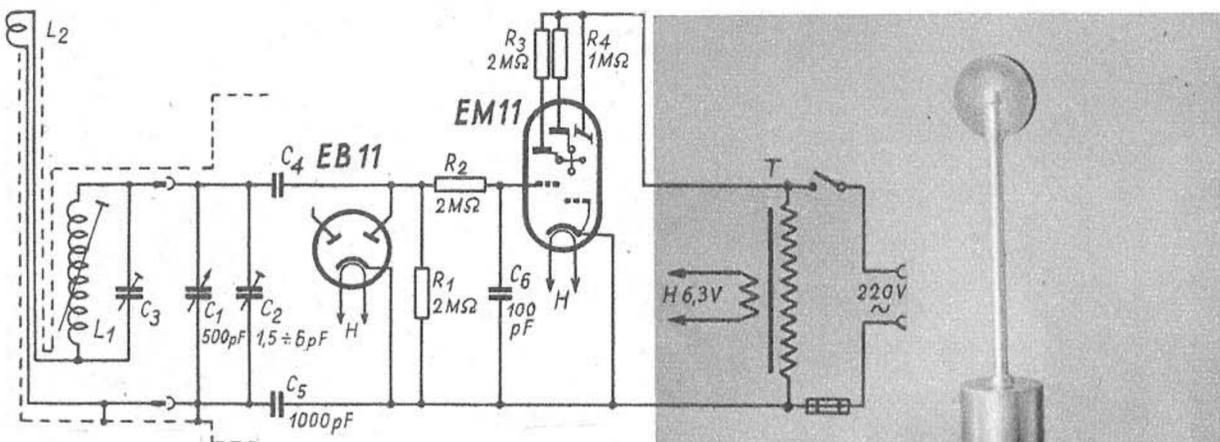


Abb. 1. Schaltbild des Tastwellenmessers TW 1

zwischen Spule und koppelndem Metallteil bedeutet. Dadurch steigt die Resonanzfrequenz des Absorptionskreises um

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1 - \sqrt{1 - M/L}}{\sqrt{LC} \sqrt{1 - M/L}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1/\sqrt{1 - M/L} - 1}{\sqrt{LC}} \quad (1a)$$

was einer relativen Frequenzänderung von

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{\sqrt{1 - M/L}} - 1 \quad (1b)$$

entspricht. Für $M = L/2$ wäre $\Delta f/f = 0,41$, d. h. es entstünde ein Meßfehler von 41 %. Ist ein Meßfehler von nur 1 % zugelassen, so darf M höchstens 0,02 L betragen. Daher muß die Kopplung zwischen Meßobjekt und Wellenmesser sehr lose sein. Natürlich ist dann auch die Meßempfindlichkeit gering.

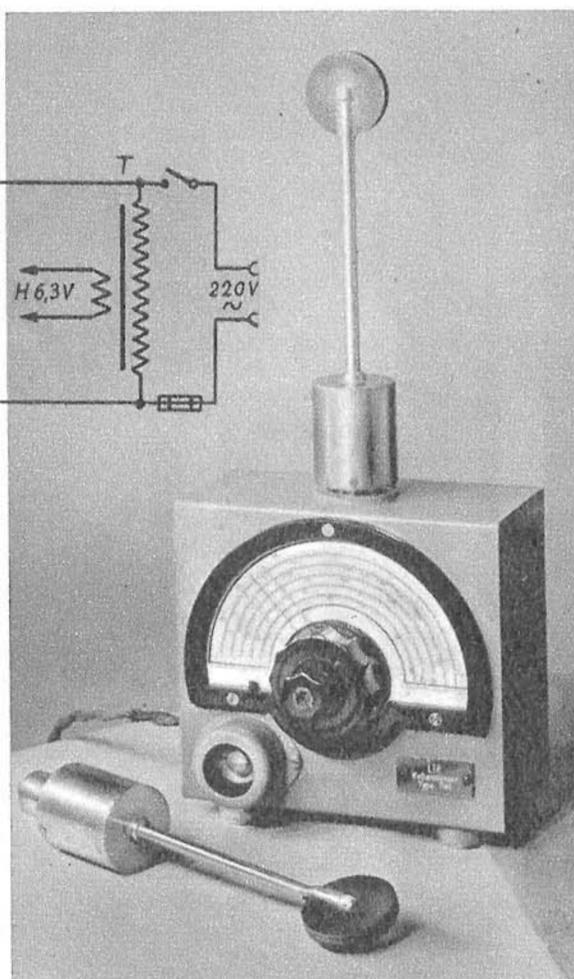


Abb. 5. Vorderansicht des Tastwellenmessers

spule durch eine flexible Abschirmleitung zu ersetzen, da die Induktivität und die Kapazität einer solchen Leitung sich bei Verbiegungen u. ä. leicht ändern. Statt auf induktivem Wege kann die Ankopplung des Wellenmessers an das

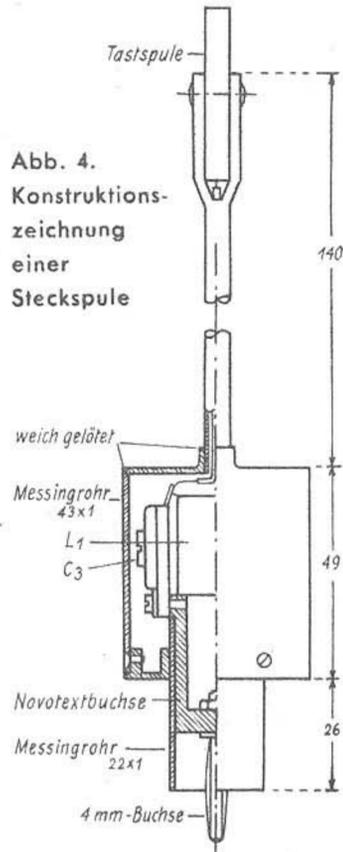


Abb. 4. Konstruktionszeichnung einer Steckspule

Auf den Wellenmesser angewandt bedeutet dies, daß das Resonanzmaximum um so schärfer eingestellt werden kann, je geringer die Dämpfung ist. Unter der Annahme, daß eine Änderung von U um 5 % durch das Anzeigegerät deutlich angezeigt wird, muß bei $d=2\%$ (Kreisgüte 50) die Verstimmung rd. 0,67 % betragen, während bei $d=0,5$ die notwendige Verstimmung auf rd. 0,17 % sinkt. Die Meßunsicherheit beträgt bei 1 MHz im ersteren Falle also $\pm 6,7$ kHz, im letzteren $\pm 1,7$ kHz.

Der Absorptionskreis wird durch den angeschlossenen Gleichrichter gedämpft; ist dieser, wie in Abb. 1, eine Diode mit parallelgeschaltetem Belastungswiderstand R_1 , so wirkt diese Schaltung wie ein zum Kreise paralleler Widerstand der Größe

$$R_p = \frac{1}{2} \frac{U}{\Delta U} \cdot \frac{R_1}{1 + U/2\Delta U} \quad (4)$$

worin ΔU die an R_1 entstehende Richtspannung und U die Wechselspannungsamplitude ist. Je kleiner ΔU gegen U ist, desto weniger wird also der Kreis gedämpft. Dies ist bei sehr kleinen Wechselspannungsamplituden der Fall, woraus zu folgern ist, daß der Gleichrichter mit möglichst geringer Spannung angesteuert, d. h. der Wellenmesser sehr lose mit dem Meßobjekt gekoppelt werden soll. Dann ist auch eine mögliche zusätzliche Dämpfung durch das Meßobjekt gering.

Wird statt der Diode ein Kristalldetektor oder ein Audion verwendet, so gilt hinsichtlich der Dämpfung grundsätzlich das gleiche. Für den Detektor spricht seine hohe elektrische Empfindlichkeit; seine Betriebssicherheit ist aber — insbesondere bei älteren Bauformen — gering, und gegen Überspannungen ist er sehr empfindlich. Das Audion bietet gegenüber der Diode den Vorteil einer zusätzlichen Verstärkung, die sich als Empfindlichkeitsverbesserung auswirkt; das in Abb. 7 dargestellte Schaltbild arbeitet mit einer abgewandelten Audionschaltung (s. u.).

Als Anzeigegerät kommt praktisch ein Drehspul-Instrument oder, wie in Abb. 1 und 7 gezeichnet, ein Magisches Auge in Frage. Gegen die Verwendung eines Zeigerinstrumentes spricht erstens dessen mechanische Trägheit, zweitens die Tatsache, daß der Meßbereich wegen der Hochohmigkeit von R_1 sehr gering sein müßte (ca. 1 ... 2 μA). Solche Instrumente sind aber gegen Überlastungen sehr empfindlich. Das Magische Auge besitzt zwar eine geringere Spannungsempfindlichkeit, es arbeitet aber trägheitslos und kann nicht überlastet werden. Wird eine Doppelbereich-Anzeigeröhre verwendet, so ergibt sich eine sichere Einstellmöglichkeit innerhalb eines Amplitudenbereichs von etwa 1 : 100, während beim Zeigerinstrument

dieser Bereich nur etwa 1 : 20 ist. Der schaltungstechnische Aufwand für das Magische Auge fällt nicht ins Gewicht, wenn dieses, wie Abb. 1 bzw. 7 zeigt, direkt mit der Netzwechselspannung betrieben wird.

Zwischen Schirmhelligkeit und Spannungsempfindlichkeit des Magischen Auges ist ein Kompromiß zu schließen; bei 220 V Betriebsspannung ist zwar das Bild heller, dafür aber die Anzeigempfindlichkeit geringer als bei 110 V.

Der Tastwellenmesser TW 1¹⁾

Die im vorstehenden dargelegten Gesichtspunkte führten zur Entwicklung eines Tastwellenmessers mit Diodengleichrichtung (TW 1) und eines zweiten Gerätes mit Audiongleichrichtung (TW 2). Das Schaltbild des Typs TW 1 (Abb. 1) dürfte nach den bisherigen Ausführungen ohne weiteres verständlich sein. C_4 und C_5 trennen den Absorptionskreis galvanisch vom Netz; das Siebglied R_2C_6 dient zur Glättung der an R_1 auftretenden Richtspannung.

Die Typenbezeichnung bzw. elektrischen Werte der einzelnen Schaltelemente sind in Abb. 1 angegeben. Die Werte von L_1 , L_2 und C_3 richten sich nach dem gewünschten Frequenzbereich; sie lassen sich nach den Formeln:

$$\left. \begin{aligned} C_3 &= \frac{C_{1\max} f_{\min}^2 - C_{1\min} f_{\max}^2}{f_{\max}^2 - f_{\min}^2} - C_2 - C_{sch}; \\ L_1 + L_2 &= \frac{(f_{\max}^2 - f_{\min}^2) 10^6}{4\pi^2 f_{\max}^2 f_{\min}^2 (C_{\max} - C_{\min})}; \\ L_2 &= \frac{L_1}{20} \end{aligned} \right\} (5)$$

berechnen; ($C_{1\max}$ = Drehko-Endkapazität; $C_{1\min}$ = Anfangskapazität; f_{\max} = höchste Frequenz; f_{\min} = tiefste Frequenz; C_{sch} = Schaltungs- und Spulenkapazität; C in pF; f in MHz; L in μH). Der Heiztransformator T 1 kann auf einen Mantelkern M 42 (DIN E 41 302) gewickelt werden; die Wickeldaten sind in diesem Falle: primär 2×2200 Wdg. 0,1 CuL; sekundär 160 Wdg. 0,5 CuL.

Die Eichgenauigkeit des Wellenmessers hängt außer von dem spielfreien Antrieb von Drehkondensator und Skalenzeiger in erster Linie von der zeitlichen Konstanz der Absorptionskreiselemente ab. Die von uns verwendete Konstruktion dieser Elemente geht aus Abb. 4 und 5 hervor; in einem zylindrischen Abschirmgehäuse, das auf einem konzentrischen Rohrstecker sitzt, sind L_1 und C_3 untergebracht. Auf dem Abschirmgehäuse ist ein 140 mm langes, am freien Ende geschlitztes Messingrohr befestigt. In dem Schlitz ist die Tastspule L_2 gehalten, die allseitig mit Hartpapier u. ä. umkleidet ist. — Im eigentlichen Wellenmessergehäuse sind die übrigen Bauteile untergebracht (Abb. 5). Die Außenmaße des aus 1,5 mm starkem Flußstahlblech gefertigten Gehäuses sind $160 \times 165 \times 80$

1) H. Wilhelmy, Der Tastwellenmesser; ATM, V 3614-7; Juni 1943.

mm. An der Vorderseite befinden sich die Skala und der Grob-Fein-Antrieb sowie der Ausschalter und eine runde Öffnung für den Schirm des Magischen Auges.

Zur Standardausrüstung des Tastwellenmessers TW 1 gehören sieben Steckspulen für folgende Bereiche: 40 ... 100 kHz, 100 ... 300 kHz, 300 ... 1000 kHz, 900 ... 3000 kHz, 3 ... 9 MHz, 9 ... 30 MHz und 30 ... 100 MHz. Auf der Skala befinden sich eine Teilung 0 ... 100 und fünf Frequenzeichnungen für die zwischen 100 kHz und 30 MHz liegenden Bereiche.

Ein besonderer Vorteil von Steckspulen gegenüber fest eingebauten, umschaltbaren Spulen ist der, daß sich jeder gewünschte Sonderbereich mit einer besonderen Steckspule verwirklichen läßt. Durch Messungen wurde der Meßfehler bestimmt, der bei unmittelbarem Anlegen der Tastspule an eine geerdete Metallfläche auftritt; das Ergebnis ist in Abb. 6 dargestellt. Im Mittel beträgt

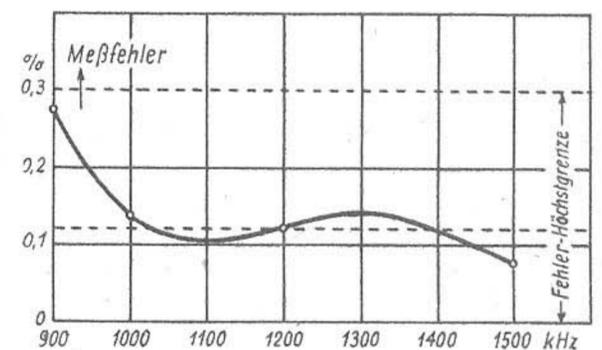


Abb. 6. Meßfehler bei Annäherung der Tastspule an eine Metallfläche

der Meßfehler 0,13 %; an keiner Stelle werden 0,3 % überschritten.

Werden außer diesem Fehler noch solche Ungenauigkeiten berücksichtigt, die durch Alterungseinflüsse, Skalen- und Ablesefehler o. ä. auftreten können, so kann mit einem maximal möglichen Fehler von 1 % des Meßwertes gerechnet werden. Mit Sondersteckspulen, die für verhältnismäßig schmale Frequenzbänder (z. B. den ZF-Bereich 430 ... 480 kHz) ausgelegt sind, läßt sich eine noch bessere Genauigkeit erreichen, da bei diesen die Skalen- und Ablesefehler geringer sind.

Hinsichtlich der Empfindlichkeit des Gerätes gilt folgendes: eine deutliche Leuchtwinkeländerung tritt ein, wenn die HF-Spannung an der Diode sich um ca. 0,2 V_{eff} ändert. Hat der Absorptionskreis (unter Berücksichtigung der Dämpfung durch die Diode) eine Dämpfung von 0,33 %, so muß also in der Tastspule mindestens die Spannung $0,2 \cdot 0,0033 = 0,00066$ V = 0,66 mV induziert werden; dies ist ein Wert, der in vielen praktischen Fällen schon bei

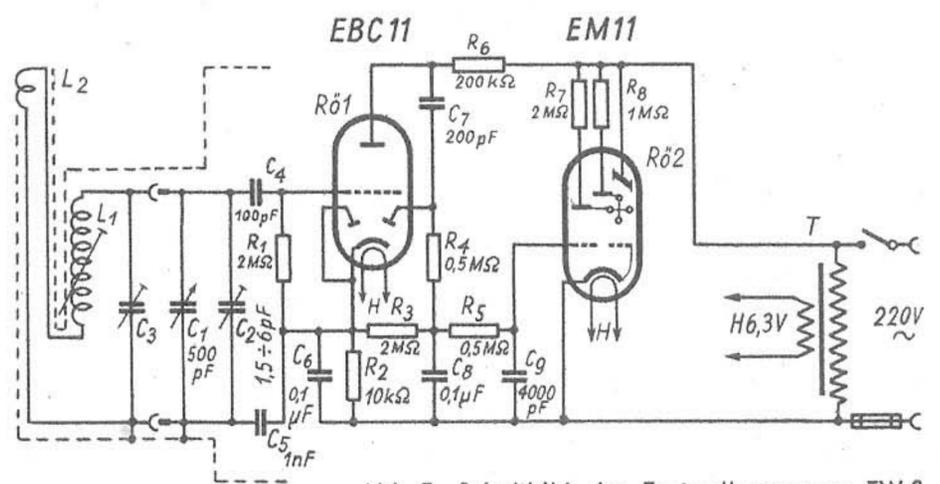


Abb. 7. Schaltbild des Tastwellenmessers TW 2

mäßiger Annäherung der Tastspule an die schwingende Schaltung erreicht wird. Als Beispiel sei erwähnt, daß die Tastspule bei 1 MHz zur Erzielung einer einwandfreien Anzeige dem Meßobjekt, einer mit $0,5 V_{eff}$ schwingenden Sender-spule mit 20 Windungen und $47 \text{ mm } \phi$, auf etwa 20 mm genähert werden muß.

Der Tastwellenmesser TW 2

Eine Erhöhung der Empfindlichkeit des Tastwellenmessers ist an sich auf verschiedenen Wegen erreichbar. Die einfachste Methode, die Windungszahl der Tastspule zur Erzielung einer höheren EMK zu vergrößern, scheidet wegen der geforderten Meßgenauigkeit aus. Eine Verbesserung der Anzeigeempfindlichkeit ist durch zusätzliche Verstärkung der HF-Spannung oder der vom Gleichrichter abgegebenen Gleichspannung möglich. Unter Berücksichtigung der Tatsache, daß der Wellenmesser einen möglichst großen Frequenzbereich (40 kHz... 100 MHz) umfassen soll, und daß dieser Bereich für einen aperiodischen HF-Verstärker zu groß ist, folgt, daß bei Anwendung einer HF-Verstärkung nur eine abgestimmte Schaltung in Frage käme. Diese erfordert aber wegen des Hinzukommens mindestens eines abstimmbaren und in mehreren Stufen umschaltbaren Resonanzkreises einen erheblichen schaltungstechnischen Aufwand; außerdem

ist es schwierig, bei sehr hohen Frequenzen mit normalen Mitteln eine annähernd gleich hohe Verstärkung wie bei mittleren oder niedrigen Frequenzen zu erzielen. Natürlich müßte auch von dem bewährten Prinzip der Steckspulen abgegangen werden. Die andere Möglichkeit, nämlich die Anwendung einer Audionschaltung bzw. eines dem Gleichrichter nachgeschalteten Gleichspannungsverstärkers, ist wesentlich einfacher und erfordert keine tiefgreifenden Schaltungsänderungen.

Das auf Grund dieser Überlegungen entstandene Schaltbild des Tastwellenmessers mit erhöhter Empfindlichkeit ist in Abb. 7 wiedergegeben. Das Triodensystem der Röhre R01 arbeitet hierin als Audion; ein Unterschied gegenüber der üblichen Anordnung besteht darin, daß der Anodenkreiswiderstand R_2 nicht, wie üblich, zwischen Anodenspannungsquelle und Anode, sondern zwischen Spannungsquelle und Kathode eingeschaltet ist. Dies hat den Vorteil, daß die dem Steuergitter des Magischen Auges zugeführte Spannung nicht das hohe Anodenpotential, sondern das geringere Katodenpotential aufweist. Immerhin ist aber das Katodenpotential von R01 wegen des Ruhestromabfalls an R_2 noch positiv gegen Masse. Dieses Potential würde das Gitter des Magischen Auges positiv vorspannen; die Folge davon wäre ein

Gitterstrom durch die Widerstände R_3 und R_5 , an denen die positive Spannung bis auf einen kleinen Rest abfallen würde, so daß das Magische Auge nur durch eine geringe Restspannung gesteuert würde. Aus diesem Grunde muß durch eine Gegenspannung das Katoden-Ruhepotential von R01 auf Null bzw. einen geringfügig negativen Wert gesenkt werden. Dies geschieht in einer von H. Boucke angegebenen Schaltung, bei der ein an R_3 auftretender konstanter Spannungsabfall der Spannung an R_2 entgegenwirkt; R_3 ist ein Teil des Belastungswiderstandes einer Diode, die über C_7 mit Netzwechselfspannung betrieben wird. Die besondere Eigenart dieser Kompensationsschaltung besteht darin, daß sie auf R_2 nicht dämpfend (d. h. widerstandsverringend) wirkt.

Im übrigen entspricht die Schaltung des Tastwellenmessers TW 2 genau derjenigen von Abb. 1. Auch hier wird auf eine besondere Gleichrichtung der Netzwechselfspannung verzichtet, wodurch sich ein sehr einfacher Aufbau ergibt. In der Röhre R01 findet bei den im Schaltbild angegebenen Daten eine rd. 12fache Verstärkung statt; im gleichen Maße verbessert sich auch die Empfindlichkeit gegenüber dem Gerät nach Abb. 1.

Der mechanische Aufbau ist der gleiche wie derjenige des Tastwellenmessers TW 1.

Dr.-Ing. H. te Gude

Elektronische Zähleinrichtung*)

Anwendungsgebiet: a) Industrie (Kontrolle), b) Forschung (Messung).

Arbeitsziel: Zählen von Gegenständen, Zählen von Zählrohrimpulsen (Geiger-Zähler, Höhenstrahlung).

1. Aufgabe

a) Ein häufiges Problem ist das Zählen von Gegenständen der Massenproduktion (z. B. Zigaretten, Stanz-

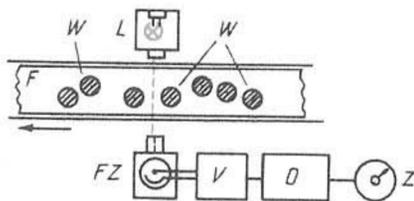


Abb. 1. Schema einer elektronischen Zähleinrichtung
L Lichtquelle, FZ Fozelle, W Werkstücke, F Förderband, V Verstärker, D Dividier-(Teil-)Einrichtung, Z Zählwerk

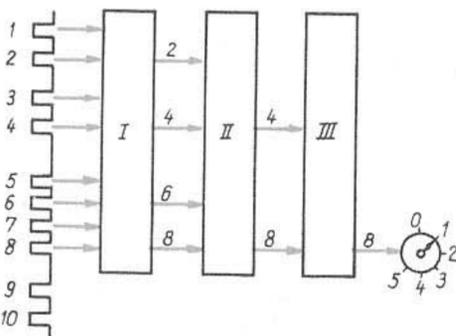


Abb. 2. Prinzip der Teilungseinrichtung
I... III gleichartige Stufen, 1... 10 Zählimpulse. Jede Stufe läßt nur jeden zweiten Impuls durchgehen; das Zählwerk erhält den achten Impuls

*) Nach Philips „Electronic Applications“ u. Philips „Elektronisch Messen“, Nr. 9, Jahrg. 2.

oder Preßteilen, Tropfen, Tabletten usw.) an irgendeiner Stelle der Fabrikation. Diese mögen, um die Aufgabe zu erschweren, in unregelmäßigen Abständen und mit großer Geschwindigkeit die Kontrollstelle passieren. Einfaches Stoppen ist dann zu ungenau und mechanische Zähler sind zu träge.

b) Mit einem Geiger-Müller-Zählrohr können Strahlungsquanten in Entladungsstöße umgewandelt werden, die gewöhnlich mit einem mechanischen Zählwerk registriert werden. Dies ermöglicht die Messung der Strahlenintensität. Folgen die Impulse schneller als das Zählwerk schalten kann, so treten Zählfehler auf.

Beide Aufgaben sind elektronisch zu lösen.

2. Prinzip

Die Gegenstände passieren einen Lichtstrahl, der auf eine Fozelle fällt (Abb. 1). Die so entstehenden Fotostrom-Impulse werden verstärkt und einer Teilvorrichtung („demultiplier“) zugeführt. Diese gibt nur nach z. B. je 8 Impulsen einen Schaltstromstoß, der dem mechanischen Zählwerk zugeführt wird. Die Schaltfrequenz ist dann nur $1/8$ und kann mechanisch angezeigt werden. Wenn das Zählresultat abgelesen werden soll, wird die Einrichtung ausgeschaltet. Das Resultat auf dem Zählwerk ist dann mit 8 zu vervielfachen. Beträgt die Stückzahl z. B. 2011, so zeigt der Zähler $2011 : 8 = 451$ an, während der Rest von 3 Impulsen gespeichert wird und gesondert abgelesen werden muß. Das Zählwerk kann auch eine schrittweise gedrehte Scheibe mit Zahlen sein, so

daß bei einer gewünschten Endziffer ein Schaltstift an der Scheibe angebracht werden kann. Dieser löst bei Erreichung der Zahl (zweckmäßig kurz vorher) ein Signal aus, stoppt das Fließband oder veranlaßt eine beliebige andere Maßnahme.

3. Schaltung

Während das fotoelektrische Relais und das Zählwerk selbst schaltungsmäßig nichts Besonderes darstellen, lohnt sich die ausführliche Behandlung der elektronischen Teil-(Dividier-)vorrichtung.

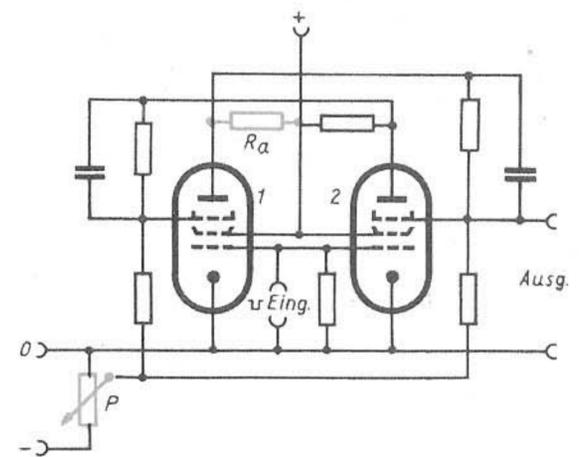


Abb. 3. Grundsaltung der Teilungsstufen
 R_a Anodenwiderstand, P Potentiometer zur Einstellung der Vorspannung von Gitter 3

Abb. 2 zeigt eine Reihe unregelmäßig eintreffender Impulse. Sie gelangen in die Stufe I, welche nur jeden 2. Impuls durchläßt. Die derart halbierte Impulszahl wird der Stufe II zugeführt, welche genau so wie Stufe I arbeitet. Nunmehr erscheint nur jeder 4. Impuls am Eingang der Stufe III, welche wie die vorhergehenden abermals eine Teilung

durch 2 ausführt. Das Verhältnis 1 : 8 ist damit erreicht. Mit weiteren Stufen kann es noch erweitert werden.

Die Grundschaltung der Teilstufen I... III ist in Abb. 3 gezeichnet. Zwei gleichartige Röhren (z. B. Philips Valvo EF 6) sind mit den Steuergittern parallel geschaltet. Angenommen Röhre 1 „öffnet“, d. h. es fließt ein Anodenstrom I_a , dann ist die Anodenspannung niedrig infolge des Spannungsabfalles $I_a \cdot R_a$ am Arbeitswiderstand R_a . Das Gitter 3 der Röhre 2 ist dann bei richtiger Einstellung von P negativ. Röhre 2 „sperrt“; es fließt kein Anodenstrom. Trifft nun ein 1. negativer Zählimpuls am Steuergitter ein, dann sperrt Röhre 1, das

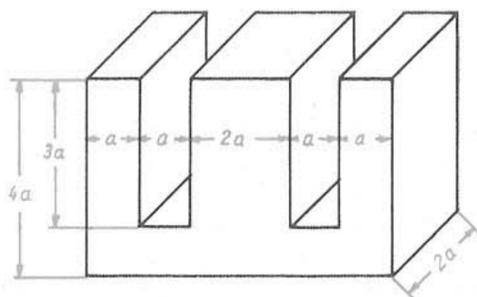


Abb. 6. Aufbaudaten für die Transformatoren

Trafo	Abmessung a	Wicklung	Windungszahl	Draht Cu L Durchmesser
T ₁	8 mm	W ₁	4000	0,06 mm
		W ₂	4000	0,06 mm
T ₂	14 mm	W ₁	1060	0,28 mm
		W ₂	2 × 725	0,15 mm
		W ₃	1000	0,08 mm
		W ₄	2 × 15	0,90 mm
		W ₅	20	0,60 mm

Röhre 2, so erkennt man (Abb. 4), daß es bei jedem 2. Impuls negativ wird. Dieses Gitter wird nun über ein RC-Glied mit den Steuergittern der Stufe II verbunden, die daher nur jeden 2. negativen Eingangsimpuls erhält. Sie arbeitet genau so wie Stufe I.

S₂ wieder auf B zurück und weiß, daß 8—5, also 3 Restimpulse zu 451×8 zu addieren sind. Resultat $451 \times 8 = 2008 + 3 = 2011$.

Auch eine Überprüfung der Anlage ist mittels Schalter S₂ und der Neonröhre leicht durch Auszählen des Leuchtens

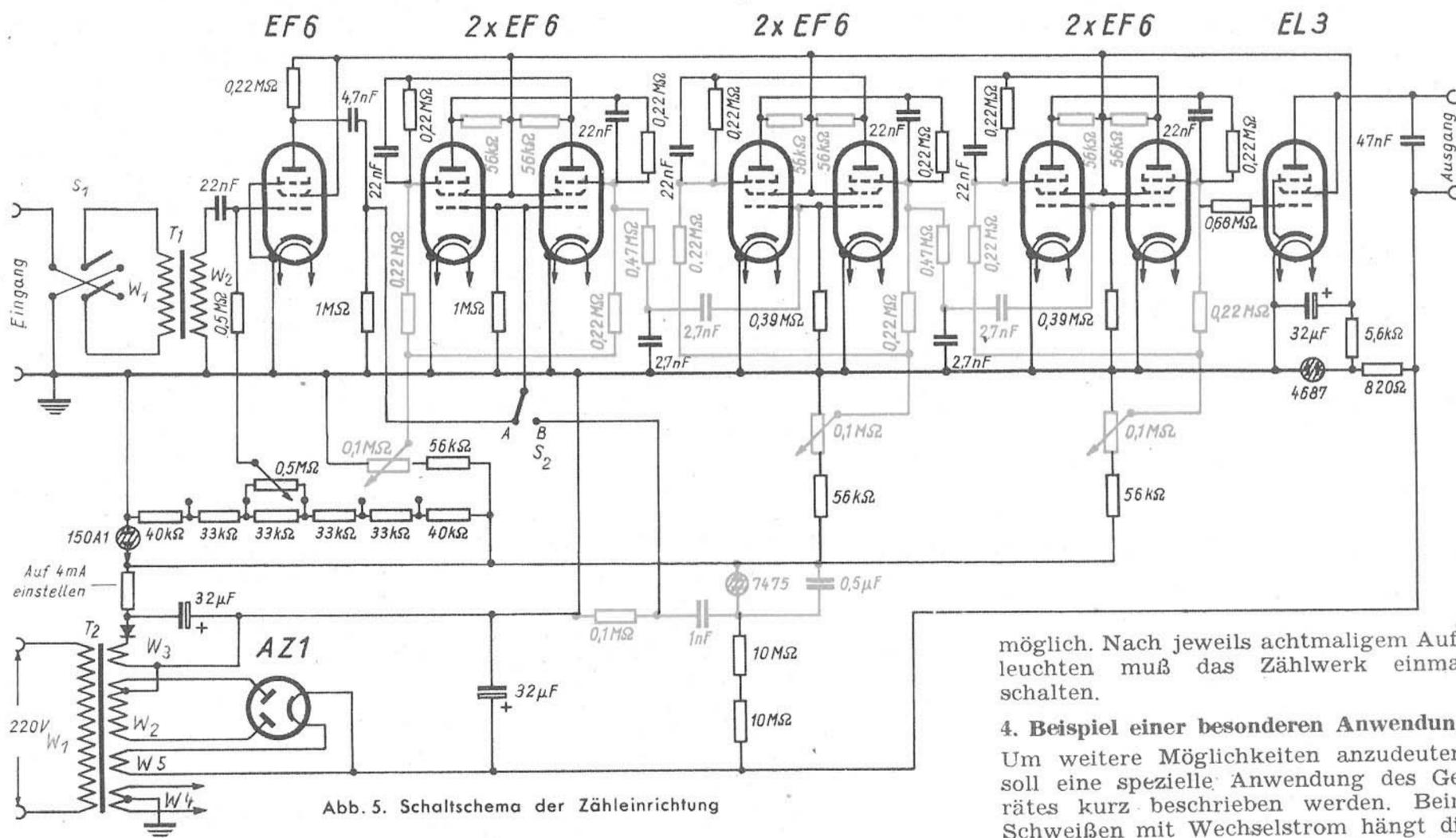


Abb. 5. Schaltschema der Zählvorrichtung

möglich. Nach jeweils achtmaligem Aufleuchten muß das Zählwerk einmal schalten.

4. Beispiel einer besonderen Anwendung

Um weitere Möglichkeiten anzudeuten, soll eine spezielle Anwendung des Gerätes kurz beschrieben werden. Beim Schweißen mit Wechselstrom hängt die Güte der Schweißung von der gleichmäßigen Höhe der bei jeder Periode (50 ~) auftretenden Spitzenspannung an der Schweißstelle ab. Diese wiederum kann verschieden sein, wenn z. B. die Schweißelektroden ungleichmäßig sind. Man wollte nun die Güte einer Schweißnaht bzw. die Güte und Gleichmäßigkeit der Elektroden dadurch beurteilen, daß man zählte, wie oft in einer bestimmten Zeitspanne eine bestimmte Spitzenspannung erreicht bzw. überschritten wurde. Für dieses Zählen gab man der Eingangsröhre eine einstellbare negative Vorspannung, die dann von den Schweißimpulsen überschritten werden mußte, um das Zählgerät zu beeinflussen. Man beobachtet nun für mehrere Sekunden das Zählergebnis in wiederholten Meßreihen, bei denen jeweils die Vorspannung einen anderen Wert erhält. So ergibt sich ein Bild über die Häufigkeitsverteilung bestimmter Werte der Spitzenspannung beim Schweißen und eine Grundlage für die Beurteilung des Schweißvorganges. Wenn die meisten Schweißimpulse in einem bestimmten engen Bereich liegen, so ist der Vorgang „gut“ zu nennen.

Das Schaltbild enthält Angaben für die Dimensionierung und Abb. 6 Werte für die Ausführung der Transformatoren T₁ und T₂.

Gitter 3 von Röhre 2 wird positiv, Röhre 2 öffnet, und dadurch wird Röhre 1 zusätzlich über deren 3. Gitter gesperrt, so daß auch nach Beendigung des negativen Impulses eine Öffnung unmöglich ist.

Der Zustand beider Röhren hat sich also umgekehrt. Beim Eintreffen des 2. negativen Zählimpulses kippt die Anordnung wieder zurück in den Anfangszustand u. s. f. Betrachtet man nun das Potential des 3. Gitters von

Abb. 5 zeigt die Gesamtschaltung. Sie enthält die 3 Stufen I... III, eine Eingangsröhre und eine Endröhre, ferner das Netzteil mit Stabilisierung. Die Endröhre (z. B. Philips EL 3) gibt die Impulse an das Zählwerk am Ausgang.

Es bleibt noch zu erläutern, wie das Auszählen einer nicht durch 8 teilbaren Zahl geschieht. Will man das Resultat ablesen, welches z. B. von 2011 durchgelaufenen Produktionsteilen gewonnen wurde, so schaltet man den Eingang des Gerätes ab. Das Zählwerk zeigt nun $2011 : 8 = 451$ an, während 3 Restimpulse im Gerät steckengeblieben sind*) (Vorbereitung der entsprechenden Röhren). Nun legt man Schalter S₂ auf Kontakt B. Die Neonröhre (Philips 7475) erzeugt in Verbindung mit einem RC-Glied sägezahnförmige (negative) Impulse von einer niedrigen Frequenz (z. B. 1 Hz). Man erkennt sie am Aufleuchten der Lampe.

Das Gerät verarbeitet nun diese Sägezahnimpulse wie Zählimpulse, so daß nach 5 Impulsen (3 haben ja noch von vorher die Zählröhren vorgeschaltet!) das mechanische Zählwerk einen Schritt weitergeht. Man schaltet darauf

*) Selbstverständlich kann das Zählwerk auch bei entsprechender Eichung $8 \times 451 = 2008$ anzeigen.

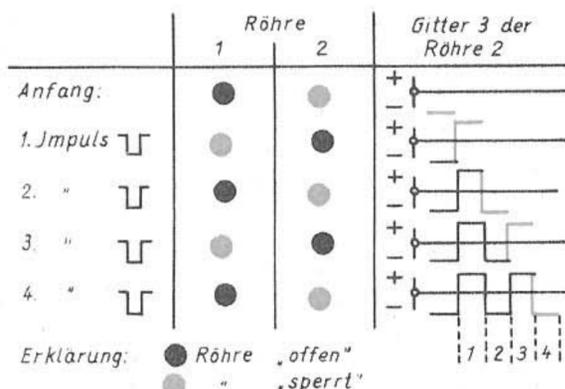


Abb. 4. Arbeitschema der Teilungsstufen

In der letzten Spalte ist die Spannung des 3. Gitters der 2. Röhre gezeichnet, die bei jedem Impuls das Vorzeichen wechselt. Bei 4 Impulsen wird sie zweimal negativ. Die folgende Teilungsstufe spricht nur auf diese negativen Impulse an

Dynamikregelung

Die Dynamik eines Orchesters beträgt etwa 60 db; d. h. das Verhältnis der kleinsten zur größten vorkommenden Lautstärke ist 1 : 1000. Bei der Wiedergabe durch den Rundfunk ist die Dynamik wesentlich kleiner, nach unten ist sie begrenzt durch den Rauschpegel (Röhren- und Widerstandsrauschen sowie Leitungsgeräusche), nach oben durch den noch zulässigen Klirrfaktor. Bei Schallplattenwiedergabe ist die Dynamik noch begrenzter; hier bestimmt das Plattenrauschen den unteren, der Rillenabstand den oberen Grenzwert.

Auf der Empfangsseite bzw. beim Abspielen von Schallplatten ist eine Vergrößerung der Dynamik nun möglich, und zwar dadurch, daß man den Verstärkungsgrad des Niederfrequenzteiles von der jeweiligen Lautstärke abhängig macht; wegen des logarithmischen Verlaufs der Ohrempfindlichkeit muß natürlich auch die Änderung des Verstärkungsgrades im logarithmischen Maßstab erfolgen. In Abb. 1 ist die Abhängigkeit der Verstärker-Ausgangsspannung von der Eingangsspannung für eine Grundverstärkung von 50 db ($U_a = 300$) dargestellt. Die a-Kurve gilt für einen Verstärker ohne Dynamikregelung; Eingangs- und Ausgangsspannung sind — solange der Verstärker nicht übersteuert wird — einander proportional. Bei der b- und c-Kurve

dagegen findet eine Erweiterung der Dynamik statt, und zwar ist der Regelgrad bei beiden 1 : 3. Wie man aus dem Verlauf der b-Kurve erkennt, ist für große Lautstärken (100 mV Eingangsspannung) die Verstärkungsziffer ebenfalls 300; mit abnehmender Lautstärke, also kleiner werdender Eingangsspannung, nimmt aber die Ausgangsspannung immer mehr ab, bis die Verstärkungsziffer bei 1 mV Eingangsspannung nur noch 100 beträgt. Umgekehrt liegen die Verhältnisse bei der c-Kurve; hier ist für kleine Lautstärken die Verstärkung 300fach, bei großen Lautstärken, beispielsweise für 100 mV Eingangsspannung, jedoch bis auf 900 heraufgeregelt worden.

Wesentlich für eine richtige Dynamikregelung ist die zweckmäßige Bemessung der Regelzeiten, d. h. der Geschwindigkeiten, mit denen Ein- und Ausregelung vor sich gehen. Maßgeblich hierfür sind die Zeitkonstanten des Regelkreises, d. h. die Zeiten, die notwendig sind, um das 0,63fache der überhaupt erreichbaren Lautstärkenänderungen nach oben und nach unten herbeizuführen. Die Zeitkonstanten dürfen nicht zu groß sein, um die Einsatzverzögerung nicht hörbar werden zu lassen. Bei zu kleinen Zeitkonstanten treten dagegen Verzerrungen auf, weil dann die Regelspannung nicht mehr proportional der mittleren Tonfrequenzspannung, sondern

deren Zeitwert ist. Für Einregelung, d. i. Dynamiksteigerung bei Lautstärkeanstieg und für Ausregelung, also Rückregelung der Verstärkungsziffer bei Lautstärkeabnahme müssen die Zeitkonstanten verschieden bemessen sein. Da das Ohr eine gewisse Trägheit hat — Schallimpulse werden erst nach etwa 200 msec Dauer mit der vollen Lautstärke wahrgenommen —, kann man die

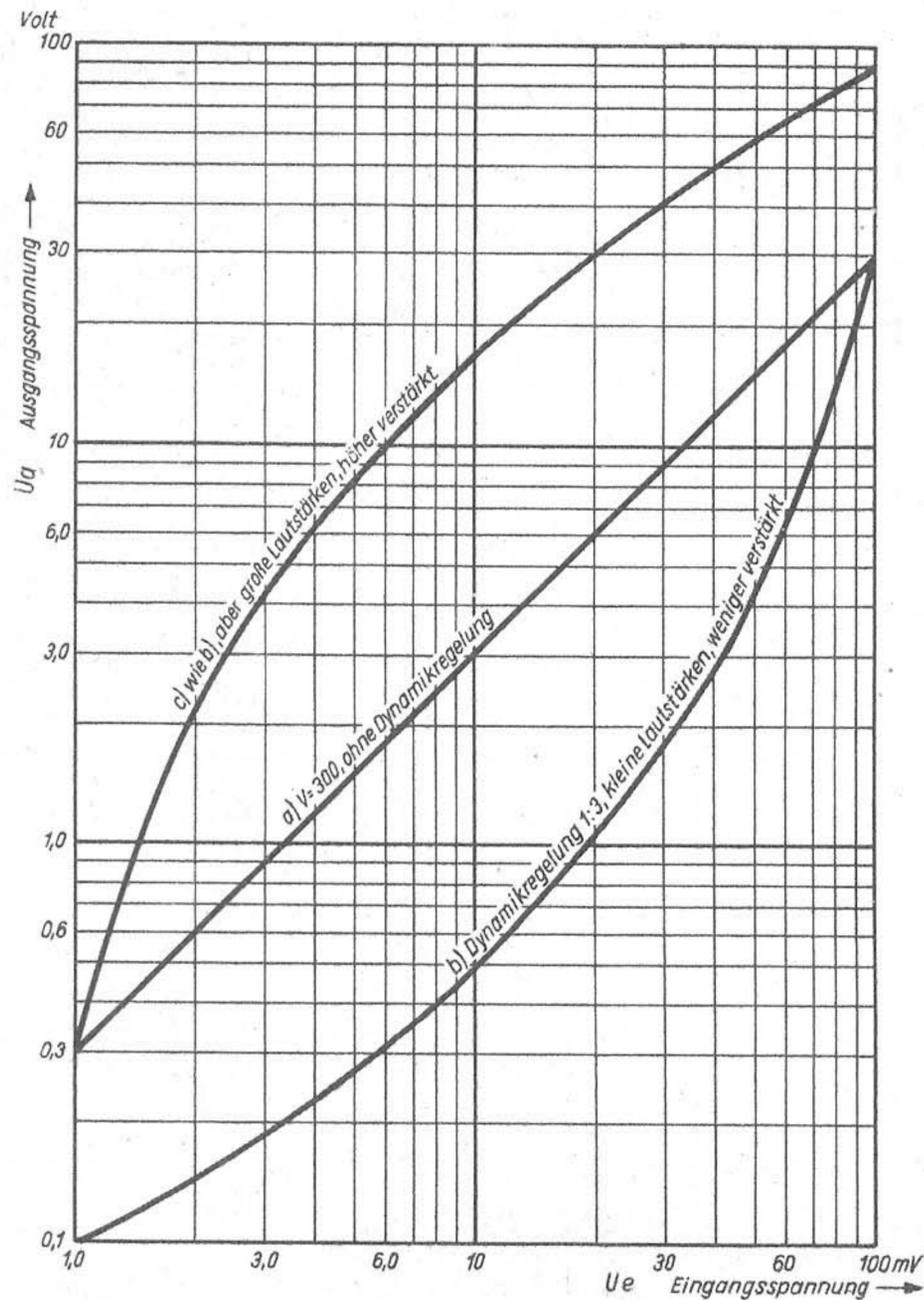


Abb. 1. Verstärker-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

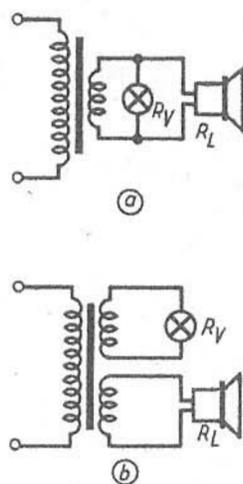


Abb. 2. Einfache Dynamikregelung mit Heißleiter; (a) parallel zum Lautsprecher, (b) an angepaßter Wicklung des Ausgangsübertragers

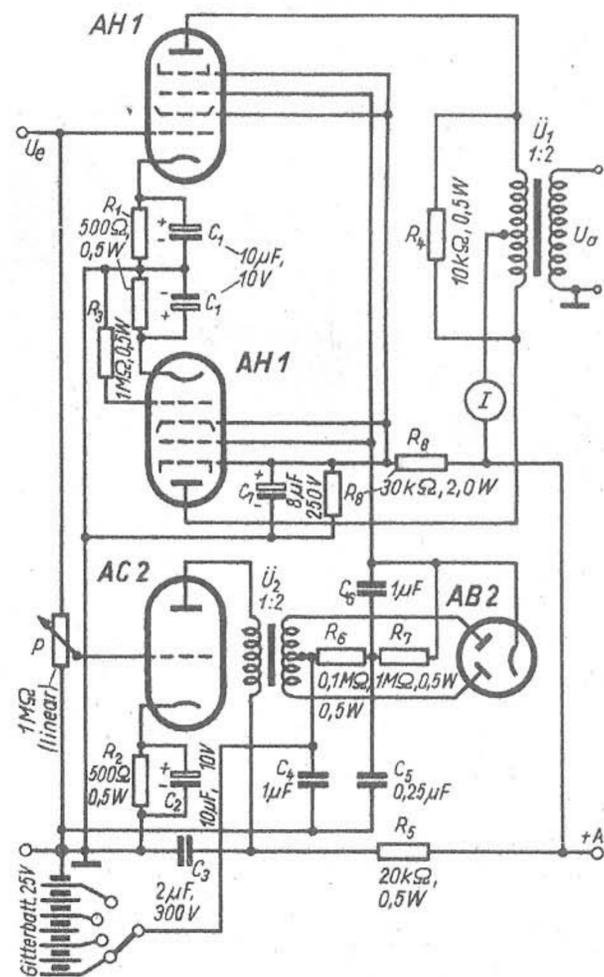


Abb. 3. Dynamikregelung mit Elektronenröhren

Ausregelzeit zu etwa 200 bis 500 msec ansetzen, die Einregelzeit muß aber wesentlich kleiner sein, etwa 30 bis 50 msec.

Begrenzt ist die Größe der Dynamikausweitung durch die Leistungsfähigkeit der Endstufe und des Lautsprechers: beide müssen in der Lage sein, auch im heraufgeregelten Zustand die erforderliche Schalleistung verzerrungsfrei abzugeben. Daher wird man sich in den meisten Fällen mit einer Dynamiksteigerung von 1 : 3 bis 1 : 5 begnügen. Für Rundfunkdarbietungen dürfte ein Verhältnis von 1 : 4 das richtige sein, bei Schallplattenwiedergabe soll man nicht über 1 : 3 hinausgehen, da sonst durch das gleichzeitige Zu- und Abnehmen des Plattenrauschens der musikalische Genuß beeinträchtigt wird.

Einfache Regelanordnungen lassen sich mit Heißleiteranordnungen aufbauen, bei denen eine Metallfadenglühlampe der Schwingspule des Lautsprechers (evtl. auch an eine besonders angepaßte Wicklung des Ausgangsübertragers) parallel geschaltet wird (Abb. 2a und 2b). Mit wachsender Spannung am Lautsprecher wird der Widerstand R_V der Glühlampe wegen ihres positiven Temperaturkoeffizienten größer, der Strom durch diesen Nebenschluß also kleiner, so daß eine

Lautstärkezunahme eintritt, die größer ist, als der dem Übertrager primärseitig zugeführten Tonfrequenzspannung entspricht.

Als Heißleiter lassen sich hierfür Taschenlampenleuchtbirnen für 2 bis 4 V und 0,1 bis 0,5 A Stromverbrauch verwenden. Für einen 5-Watt-Lautsprecher, der einen Schwingspulenwiderstand bei 800 Hz von etwa $R_L = 5 \Omega$ besitzt, muß die parallel geschaltete Glühlampe im heißen Zustande einen Widerstand von etwa $R_W = 10 \Omega \left(= \frac{5 \text{ V}}{0,5 \text{ A}} \right)$ besitzen, im kalten einen solchen von etwa $R_K = 2$ bis 3Ω . Bei kleinen Lautstärken ist der Querstrom durch die Glühlampe dann etwa

$$I_{G1, K} = \frac{R_L}{R_L + R_K} \cdot I = \frac{5}{5 + 3} \cdot I = 0,63 I,$$

also der Lautsprecherstrom $I_{L, K} = 0,37 \cdot I$, wenn I der sekundärseitige Gesamtstrom ist. Bei großen Lautstärken ist dagegen der Glühlampenstrom $I_{G1, W}$

$$= \frac{R_L}{R_L + R_W} \cdot I = \frac{5}{5 + 10} \cdot I = 0,33 I, \text{ der}$$

Lautsprecherstrom $I_{L, W} = 0,67 I$. Ist das Verhältnis der größten zur kleinsten Lautstärke ohne Dynamikregelung n , so ist es nach Einbau des Heißleiters etwa

$$\frac{0,65 n}{0,35} = 2 n.$$

Leider haften dieser Art der Dynamikerweiterung zwei grundsätzliche Mängel an. Die Verluste in dem Heißleiter sind nämlich sehr erheblich; wie man aus dem Beispiel ersieht, nimmt die Glühlampe im kalten Zustande etwa 63 %, im warmen 33 %, im Mittel also etwa 50 % der Ausgangsleistung auf. Dieser Anteil geht für die Schalleistung verloren. Weiterhin sind Einschwingzeit τ_e und Ausschwingzeit τ_a gleichgroß und durch keine irgendwie gearteten Schaltungsanordnungen zu beeinflussen, da sie lediglich von der Wärmeträgheit des Glühfadens abhängen.

Wirkungsvoller, wenn auch umständlicher im Aufbau sind Dynamikregler, die trägheitslos arbeitende Elektronenröhren oder auch Kontaktgleichrichter benutzen. Da der Momentanwert der Tonfrequenzspannung zur Regelung mit Hilfe trägheitsloser Relais nicht herangezogen werden kann, muß die Tonfrequenz zunächst gleichgerichtet werden, um eine ihr proportionale Regelspannung zu erhalten. Der gleichgerichtete Strom ist sorgfältig zu sieben, um ihn von allen Resten der Niederfrequenz zu befreien.

In Abb. 3 ist eine derartige Dynamikregelschaltung dargestellt, die so aufgebaut ist, daß sie nachträglich in jedes größere Empfangsgerät nach Auftrennung im Niederfrequenzkanal eingefügt werden kann. Die beiden in Gegentakt geschalteten Hexoden AH 1 mit je 2 Steuergittern dienen gleichzeitig als Verstärkerstufe (Steuergitter 1) und zur Dynamikregelung (Steuergitter 2). Die zu regelnde Niederfrequenz wird dem Gitter einer AC 2 über ein Potentiometer P (zur Einstellung des Regelgrades) zugeführt und in einer Diode AB 2 gleichgerichtet.

Die Reste der Niederfrequenz werden in den Widerständen R_6 und R_7 und der Kapazität C_6 ausgesiebt. Die Zeitkonstanten ergeben sich mit den angegebenen Wer-

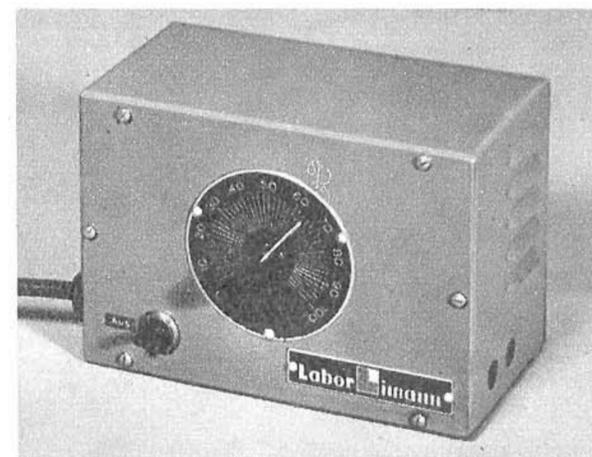
ten für die Widerstände und Kapazitäten für die Einschwingzeit $\tau_e = 120 \text{ ms}$ und für die Ausschwingzeit $\tau_a = 2 \text{ sec}$, und zwar bestimmt der Widerstand R_6 die Einschwingzeit τ_e und der Widerstand R_7 die Ausschwingzeit τ_a , beide zusammen mit der Kapazität C_6 . Durch die Gegentaktschaltung der Hexoden AH 1 wird vermieden, daß noch vorhandene Reste von Niederfrequenz und Gleichspannungsstößen im Anodenkreis dieser Röhren wirksam werden. Die Gitterbatterie von insgesamt 25 V muß für günstigste Arbeitsweise auf etwa -14 bis -16 V eingestellt sein; von ihrer Größe hängt der Verlauf der Regelkurve ab, sie soll etwa der Kurve b

(Abb. 1) entsprechen. Der Widerstand R_4 ist zur Gewährleistung eines geradlinigen Frequenzganges notwendig. Ist eine zusätzliche Verstärkung in der Gegentaktstufe erwünscht, so kann man R_4 statt zu 5 bis 10 k Ω auch mit 20 k Ω einsetzen. Mit dem Gerät kann ein Regelgrad bis etwa 1:10 eingestellt werden. Der Übertrager U_1 mit einem Übersetzungsverhältnis 1:2 ist ein Gegentaktzwischenrafo mit Permalloykern, dessen Primär-Impedanz möglichst groß zu wählen ist. Der Anodenstrombedarf der Röhren (etwa 25 mA bei 200...300 V) kann aus dem Rundfunkgerät mit entnommen werden. Für den Heizstrom von etwa 2,5 A ist ein besonderer Heizrafo vorzusehen.

NEUES AUS DER INDUSTRIE

» LABOR LIMANN «

Bei der großen Bedeutung, die dem Multivibrator für die Instandsetzung von Rundfunkempfängern zukommt, ist es zu begrüßen, daß dieses Reparaturhilfsmittel nun auch als komplettes Prüfgerät auf dem Markt erschienen ist. Der vom „Labor Limann“, Meßgeräte- und Verstärkerbau, Weingarten i. Wttbg., herausgebrachte Breitbandsender M 495 ist ein Multivibrator — oder Rechteckgenerator —, der eine Wechselspannung mit außerordentlich vielen Oberwellen liefert, die sämtlich mit dem Grundton moduliert sind. Alle Prüffrequenzen von Tonfrequenz bis zu kurzen Wellen werden ohne Umschaltung gleichzeitig erzeugt. Deshalb ist mit diesem Prüfgerät eine verblüffend schnelle und sichere Fehlersuche durchzuführen. Man tastet einfach mit der Senderspannung, bei der Endröhre beginnend, Stufe für Stufe bis zur Antenne durch. Ganz gleich, um welche Stufe es sich handelt, stets fällt ein Teil des erzeugten Frequenzbandes in den Empfangsbereich und ergibt den gleichen Ton im Lautsprecher. Die Lautstärke muß dabei von Stufe zu Stufe anwachsen. Die Prüfschaltung des Gerätes ist regelbar und aus der Stellung am Prüfling läßt sich annähernd abschätzen, oder in Verbindung mit einem Ausgangsspannungsmesser feststellen, ob die Gesamtverstärkung des zu prüfenden Gerätes in Ordnung ist. Kommt man an eine schadhafte Stelle, so wird der Ton leiser oder setzt aus. Der Fehlerort ist damit in kürzester Zeit gefunden, so daß mit dem M 495 der Zustand des hilflosen Probierens bei der Fehlersuche überwunden ist und somit überhaupt erst ein klares und eindeutiges Fehlersuchsystem ermöglicht wird. Bei der Gesamtprüfung wird die Empfängerabstimmung in allen Bereichen durchgedreht und augenblicklich sind aussetzende Bereiche, Schwinglöcher und Stellen starken Empfindlichkeitsverlustes zu erkennen. Mit dem Breitbandsender lassen sich die Vor- und ZF-Kreise eines Empfängers bei jeder beliebigen Abstimmung haargenau auf Maximum abgleichen, ohne daß eine bestimmte Abgleichfrequenz eingestellt werden muß. Das erlaubt ein äußerst rasches Arbeiten bei der Überprüfung und beim Nachgleichen von nur wenig verstimmteten Empfängern. Der Breitbandsender strahlt keine störenden HF-Spannungen über das Lichtnetz ab. Er ist vollkommen berührungssicher und gestattet daher auch die gefahrlose Prüfung von Allstromempfängern. Das Gerät M 495 ist in einem handlichen 15x10,5x8 cm großen Metallgehäuse untergebracht und wegen seiner Kleinheit ist es bequem neben Voltmeter und Lötkolben auf jedem Arbeitstisch unterzubringen und kann auch leicht bei Außenarbeiten in der Werkzeuggtasche mitgeführt werden. Der Breitbandsender wird nur für 220 V Wechselstrom-Netzanschluß gebaut und verbraucht hierbei etwa 15 W. Der Preis des Gerätes ist mit DM 67,— so niedrig, daß es sich jede Werkstatt leisten können. Der Breitbandsender M 495 stellt daher in jeder Hinsicht eine wertvolle Ergänzung der



Werkstattausrüstung dar, die in keinem Betrieb fehlen dürfte, denn er trägt dazu bei, die Reparaturarbeiten schneller und sachgemäßer zu erledigen, zumal auch der immer schärfere Wettbewerb dazu zwingt, jede Möglichkeit zur Zeit- und Arbeitsersparnis auszunutzen. Aus diesem Grunde bedeutet der Limann-Breitbandsender eine grundlegende Vereinfachung und Verbesserung für die Praxis, und er dürfte sich deshalb in der Werkstatt in kürzester Zeit bezahlt machen.

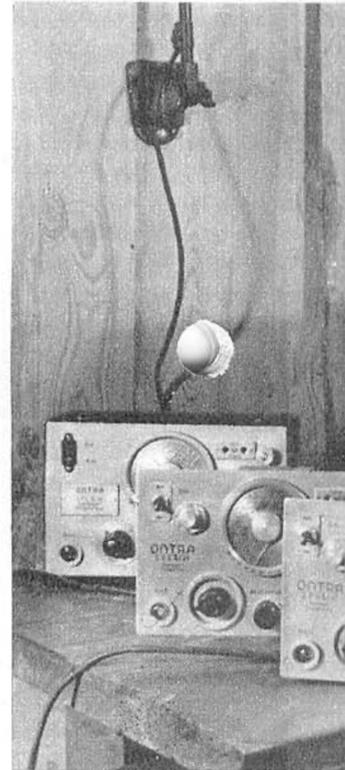
Fernschalter

Die Firma Franz Baumgartner, Bergisch Gladbach, macht darauf aufmerksam, daß heute wieder durchaus einfache Relais für den Zusammenbau von Fernschaltern*) von der Industrie geliefert werden können. Z. B. eignet sich hierzu der Stromstoßschalter NFS. Durch den Klappanker eines schwachstrombetätigten Magneten wird über ein kleines Gestänge ein auf einer Wippe sitzendes Quecksilber-Schaltröhrchen jeweils in die Ein- oder Ausstellung gebracht. Der Schalter kann auch mit einem zweiten Kontakt versehen werden, um über ein Kontrollämpchen die jeweilige Schaltstellung anzuzeigen.

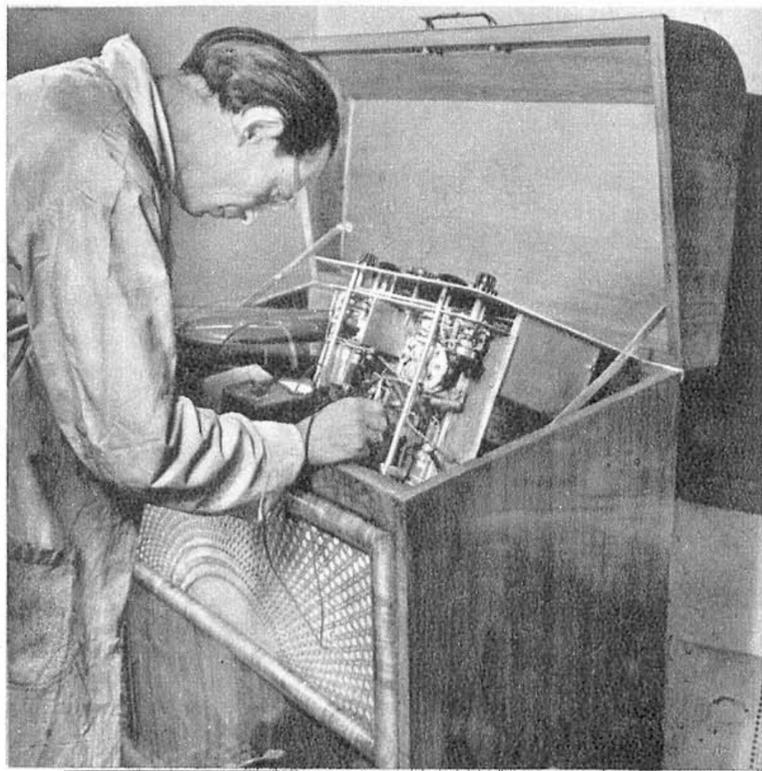
*) s. FUNK-TECHNIK Bd. 5 (1950), H. 7, S. 208.



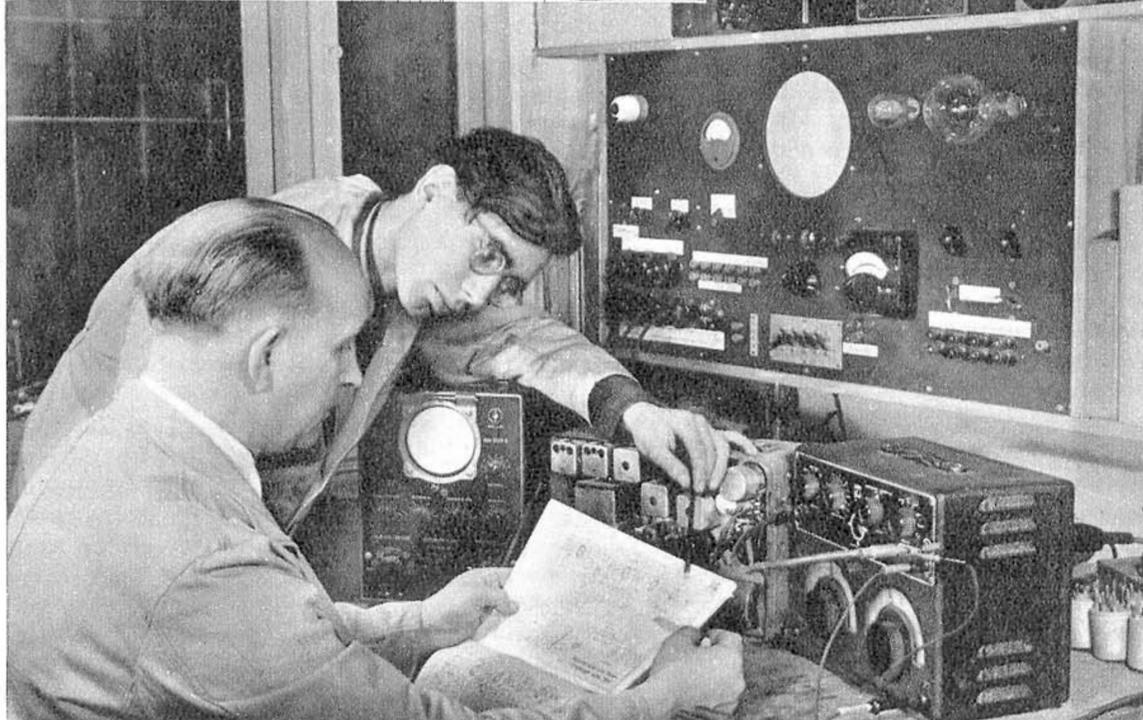
Rundfunk bei



Zwei übersichtlich angeordnete Prüf- und Arbeitsplätze einer rundfunkmechanischen Werkstatt. Links: Einbau eines Industriergeräts in eine Truhe



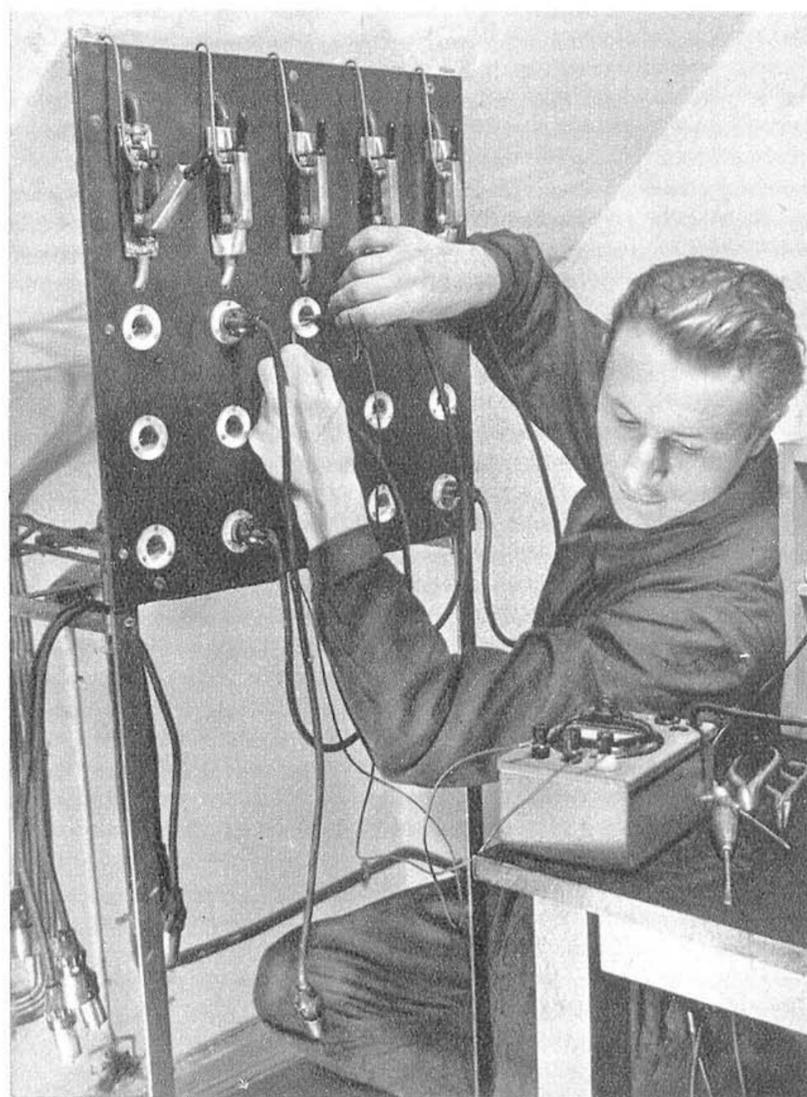
„Gutes Handwerkszeug ist halbe Arbeit!“ Dieser alte Spruch bewahrheitet sich besonders in der Radiobranche. Neben den manuellen Fähigkeiten sind es eine Vielzahl von Instrumenten, Meßgeräten und nicht zuletzt eine umfangreiche Literatur, die eine gut geleitete Werkstatt auszeichnen. Unsere Aufnahmen geben einen kleinen Ausschnitt von der Vielseitigkeit des Rundfunkmechanikerhandwerks. Der Meister sitzt aber nicht nur in seiner Werkstatt, er muß auch hinaus zur Kundschaft: Entstörungen vornehmen, schadhafte Anlagen untersuchen und Antennen aufstellen. Wengleich auch diese Arbeit in letzter Zeit sehr in den Hintergrund getreten ist, so wird der UKW-Rundfunk doch wieder manchen Dipol ‚aufs Dach‘ verlangen. Nachwuchsförderung und -ausbildung sind leider nach wie vor schwierig zu lösen, obgleich die Aussichten für wirkliche Könner nicht schlecht sind.



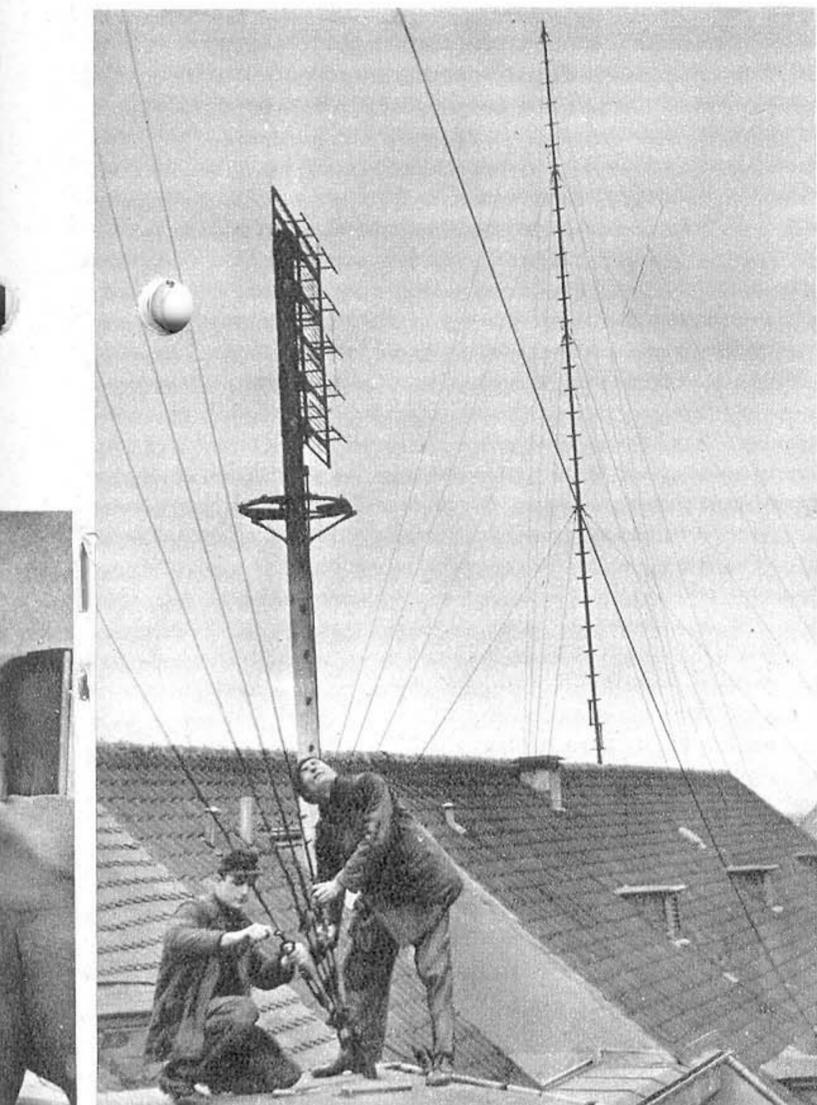
Die Berechnung für das Wickeln eines Trafos ist eine willkommene Gelegenheit, die theoretischen Kenntnisse nachzuprüfen. Links: An Hand von Industrieschaltplänen wird ein Empfänger überprüft

Rundfunkmechaniker bei der Arbeit

Aufnahmen für die
FUNK-TECHNIK
Presse-Bild Schwahn



Messungen an einem Antennenverteiler

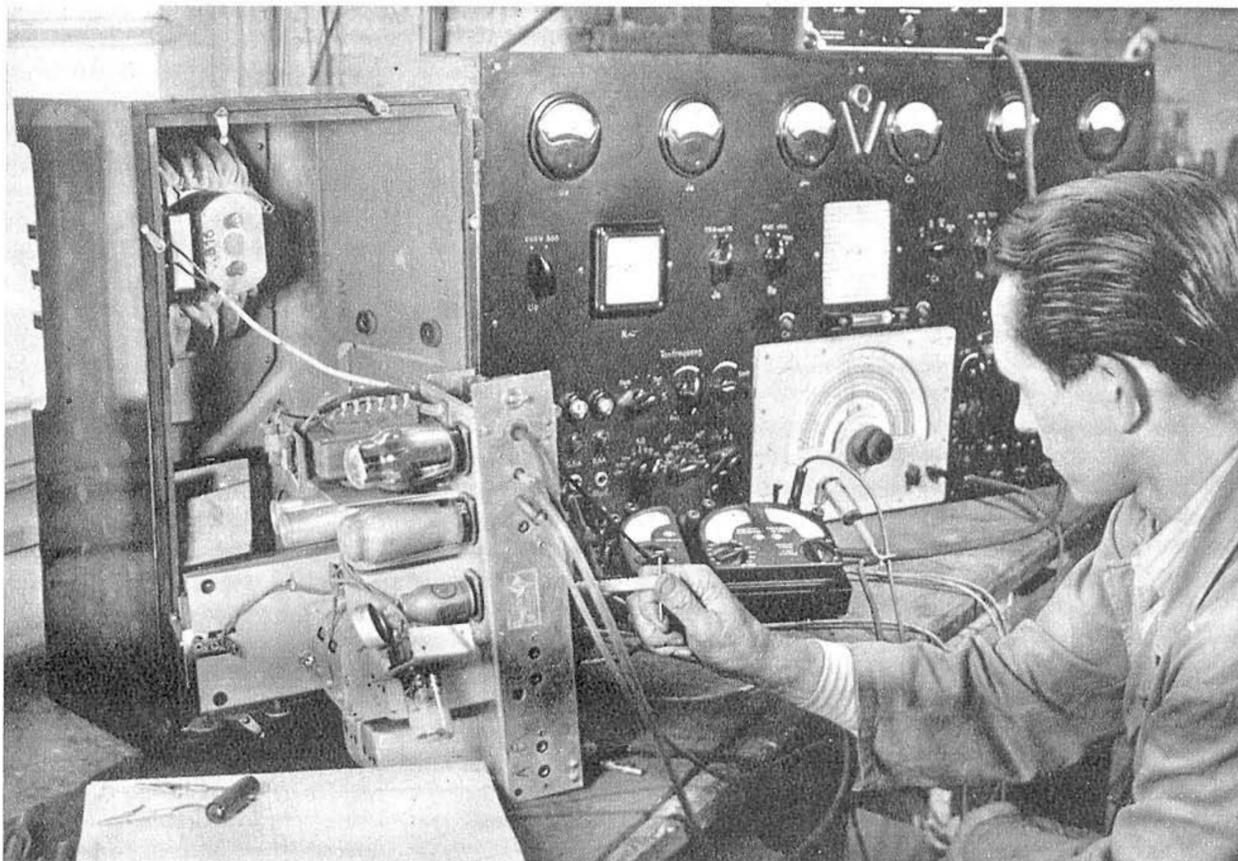


Antenne
s: An
erprüft

Antennenanlagen von solchem Umfang erfordern bereits spezielle Kenntnisse und Erfahrungen. Rechts: Abgleichen eines Apparates

Der Bau von Präzisions-HF-Meßgeräten erfolgt oft in Kleinbetrieben

Rechts: Fachkundige Beratung gehört ebenfalls zu den vielseitigen Aufgaben eines Rundfunkmechanikermeisters



Die Messung kleiner Leistungen

In Gleichstrom- und Wechselstromkreisen mit rein ohmschen Widerständen, läßt sich die Leistung N mittels einer Stromspannungsmessung aus

$$N = U \cdot J = W \quad (1)$$

errechnen. Befinden sich in Wechselstromkreisen Blindwiderstände, so liefert (1) die Scheinleistung, während sich die Wirkleistung aus

$$N_w = U \cdot J \cdot \cos \varphi = W \quad (2)$$

ergibt. Wegen der notwendigen Berücksichtigung des Leistungsfaktors $\cos \varphi$ führt eine Stromspannungsmessung somit nicht mehr zum Ziel, weshalb zur Ermittlung von N_w direkt anzeigende Leistungsmesser anzuwenden sind. Solche elektrodynamischen Leistungsmesser eignen sich nicht für Hochfrequenz. Ihr Wirkungsbereich liegt normalerweise zwischen 15...100 Hz bei Einhaltung der für Laborgeräte üblichen Genauigkeitsklasse 1. Unter Zulassung eines Fehlers von einigen Prozent ist jedoch auch eine Verwendbarkeit im unteren Tonfrequenzgebiet für orientierende Messungen gegeben. Bei der Untersuchung der Leerlauf- und Belastungsverhältnisse von Netztransformatoren oder der Induktivitätsbestimmung von Drosseln ist ein Leistungsmesser unentbehrlich. Die in der Starkstromtechnik viel benutzten Geräte sind aber für in der Nachrichtentechnik vorkommende kleine Leistungen ungeeignet. Daher wurden für diese Verhältnisse besondere Geräte geschaffen (z. B. Avi-Sonderleistungsmesser der Hartmann & Braun AG, Frankfurt/M.). Zwei Ausführungen mit den Nennströmen 0,05 A und 0,5 A gestatten übliche Kleinleistungen zu erfassen.

Ein elektrodynamisches Meßwerk besteht aus einer beweglichen Spannungs-

und einer festen Stromspule. Somit ist der Ausschlag von Strom und Spannung abhängig, wodurch die Möglichkeit besteht, die Skala linear in Watt zu eichen. Die von den beiden Spulen erzeugten elektromagnetischen Felder wirken aufeinander. Dadurch ruft auch nur die Stromkomponente einen Ausschlag hervor, die mit der Spannung in der Phase zusammenfällt. Ein Leistungsmesser zeigt daher stets, auch unter großen Phasenwinkeln, die Wirkleistung an. Kennzeichnend für einen Leistungsmesser sind Nennstrom I_N und Nennspannung U_N , deren Produkt den Meßbereich ergibt. Nur bei Schalttafelgeräten stimmt die Skala mit diesem Bereich überein. Laborgeräte für verschiedene Meßbereiche besitzen eine unabhängige Skalenbezeichnung. Das Avi-Gerät $I_N = 0,5$ A ist für $U_N = 6$ V ausgelegt. Damit ergibt sich ein Meßbereich von $I_N \cdot U_N = 0,5 \cdot 6 = 3$ Watt. Die Skala ist für 0...60 eingeteilt (60 Skalenteile). Aus diesen Werten findet man nun die Leistungsmesserkonstante

$$c = \frac{\text{Meßbereich}}{\text{Skalenteile}} = \frac{3}{60} = 0,05 \text{ W/Skt.} \quad (3)$$

Die bei der Messung abgelesenen Skalenteile (Skt), sind demnach mit c zu vervielfachen. Übersteigen die Meßspannungen $U_N = 6$ V, so sind getrennte Vorwiderstände zur Meßbereichserweiterung der Spannungsspule anzuwenden. Liegt z. B. eine Spannung von 120 V vor, ist eine Bereichserweiterung um $n_U = 20$ fach vorzunehmen. Damit ergibt sich der neue Meßbereich des Leistungsmessers von $120 \cdot 0,5 = 60$ Watt und

$$c = \frac{60}{60} = 1. \text{ Wie man erkennt, ist jetzt}$$

eine unmittelbare Ablesung gegeben. Aber auch für den Nennstrombereich besteht, entweder durch Nebenwiderstände oder durch Stromwandler, die Möglichkeit einer Erweiterung. Wird der Strombereich um $n_I = 2$, also auf 1,0 A erweitert, ergibt sich nunmehr im Falle von 120 V der Meßbereich $120 \cdot 1 = 120$ W mit $c = 2$ W/Skt. Allgemein gilt daher:

$$c = \frac{I_N \cdot n_I \cdot U_N \cdot n_U}{\text{Skalenteile}} = \text{W/Skt} \quad (4)$$

Für die Avi-Geräte werden passende Vorwiderstände zur wahlweisen Bereichserweiterung der Spannungsspule geliefert. Die jeweiligen Konstanten c sind angegeben für den Fall, daß die Stromspule nicht erweitert wurde. Abb. 1 zeigt einen Avi-Leistungsmesser mit zugehörigem Vorwiderstand (VW). Mit dem Gerät $I_N = 0,5$ A soll beispielsweise in einem Stromkreis mit $U = 120$ V und $I = 2$ A bei $\cos \varphi = 0,2$ die Wirkleistung gemessen werden. Da der Strom I den Nennstrom des Meßgerätes überschreitet, ist der Stromspulenbereich um $n_I = 4$ auf 2 A zu erweitern.

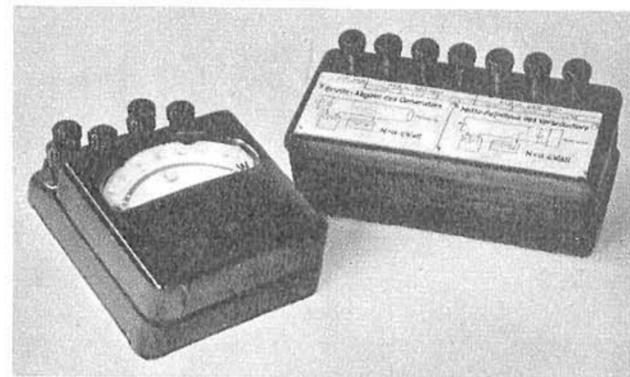


Abb. 1. Avi-Sonderleistungsmesser mit zugehörigem Vorwiderstand

Damit ergibt sich entsprechend (4) $c = 4$. Der Scheinleistung (1) $= 120 \cdot 2 = 240$ VA steht die Wirkleistung (2) $= 120 \cdot 2 \cdot 0,2 = 48$ W gegenüber. Das Meßgerät zeigt diese Wirkleistung mit $\frac{48}{4} = 12$ Skalenteilen an. Besitzt die

Stromspule jedoch eine genügende Überlastungsfähigkeit, kann ihre Erweiterung entfallen, womit sich der Meßbereich auf 60 W mit $c = 1$ erniedrigt. Die vorher errechnete Wirkleistung erzeugt damit nun einen direkt ablesbaren Ausschlag von 48 Skalenteilen. Vorstehendes Beispiel beweist die Notwendigkeit einer hohen Überlastungsfähigkeit der Stromspule, damit auch bei Messungen mit großen Phasenwinkeln gut ablesbare Zeigerausschläge entstehen. Da insbesondere Kleinleistungen meistens zusammen mit solchen Winkeln auftreten, sind die Avi-Geräte für eine dauernde Überlastungsfähigkeit der Stromspule von $5 \cdot I_N$ ausgelegt. Das Gerät mit $I_N = 0,5$ A ist daher bis 2,5 A belastbar. Eine Überlastbarkeit der Spannungsspule besteht nicht. Hier gestatten auch die veränderbaren Vorwiderstände eine genügende Variation des Meßbereiches.

Um den Fremdfeld einfluß möglichst auszuschalten, erhalten derartige Leistungsmesser ein eisengeschlossenes Meßwerk (M). Die unvermeidbaren Eisenverluste sowie die Kupferverluste in der Strom- und Spannungsspule gestatten es nicht, Leistungsmesser mit so geringem Eigenverbrauch wie beispielsweise Drehspulgeräte aufzubauen. Während die Eigenverluste bei größeren Leistungen nicht ins Gewicht fallen und vernachlässigbar sind, ist dies bei Kleinleistungen unmöglich. Der Eigenverbrauch N_L eines Leistungsmessers setzt sich aus dem Verbrauch N_I der Stromspule und dem N_U der Spannungsspule zusammen.

$$N_L = N_I + N_U \quad (5)$$

Leistungsmesser erlauben grundsätzlich zwei Schaltungen. Abb. 2 zeigt die Meßschaltung mit vor der Stromspule angeschlossener Spannungsspule. Im Falle der Messung der Gesamtleistung N_G einer Stromquelle liegt die Spannungsspule zwar an der vollen Spannung, der Strom in der Stromspule ist jedoch um den in der Spannungsspule vermindert. Das Meßergebnis N_G ist um den Ver-

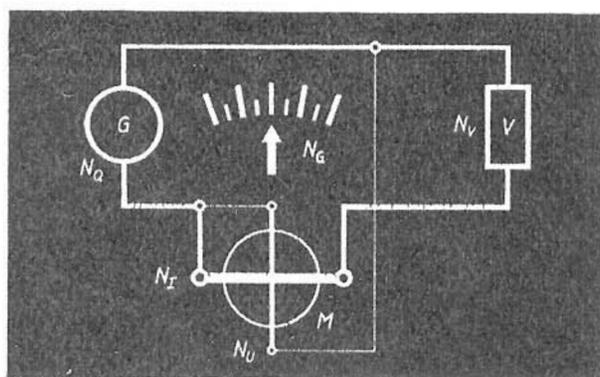


Abb. 2. Schaltung des Leistungsmessers, Spannungspfad vor dem Strompfad angeschlossen

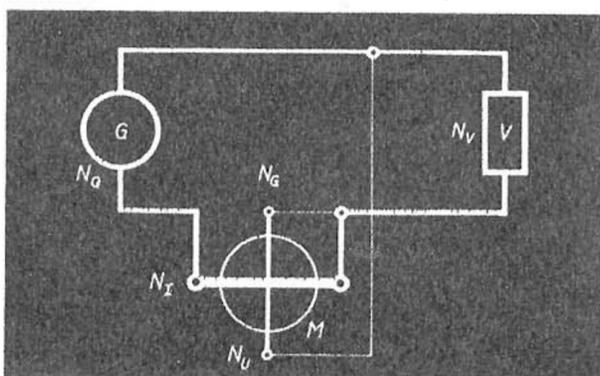


Abb. 3. Schaltung des Leistungsmessers, Spannungspfad hinter dem Strompfad angeschlossen

brauch N_U in der Spannungsspule zu niedrig.

$$N_Q = N_G + N_U \quad (6)$$

Wird nach Abb. 2 die Leistung N_V eines Verbrauchers gemessen, so durchfließt zwar die Stromspule der volle Verbraucherstrom I_V , jedoch ist die an der Spannungsspule liegende Meßspannung um den Spannungsabfall an der Stromspule zu hoch. Die Anzeige N_G enthält damit neben der Verbraucherleistung N_V auch noch N_I der Stromspule.

$$N_V = N_G - N_I \quad (7)$$

In Abb. 3 ist die zweite Schaltungsmöglichkeit dargestellt mit hinter der Stromspule angeschlossener Spannungsspule. Bei der Messung an einer Stromquelle liefert die Anzeige N_G nunmehr einen um den Verbrauch N_I in der Stromspule zu niederen Wert.

$$N_Q = N_G + N_I \quad (8)$$

Andererseits ist die Anzeige N_G bei einer Verbrauchermessung nun um den Eigenverbrauch N_U in der Spannungsspule zu hoch.

$$N_V = N_G - N_U \quad (9)$$

Allgemein hat sich die Regel eingeführt, den Spannungspfad (Bezeichnung für Spule und Vorwiderstand) stets an die am Meßobjekt liegende Spannung anzuschließen. Demnach ist nach Abb. 2 bei Messungen an Stromquellen und nach Abb. 3 bei solchen an Verbrauchern zu schalten. Stets muß jedoch entsprechend (6) bzw. (9) der Leistungsverbrauch N_U des Spannungspfad berücksichtigt werden. Dies ist aber sehr umständlich, weil wegen seiner Spannungsabhängigkeit N_U neben der eigentlichen Messung mit Hilfe einer Spannungsmessung festzustellen ist. Um diesen umständlichen Meßvorgang zu vereinfachen, wurden die Avi-Sonderleistungsmesser mit einer Selbstkorrektion ausgestattet, welche den Eigenverbrauch des Spannungspfad unmittelbar im Gerät berücksichtigt. Das Meßwerk erhielt zur eigentlichen Stromspule eine zweite Hilfsstromspule, über die der Strom des Spannungspfad fließt. Demnach besteht das System gewissermaßen aus zwei Leistungsmessern: einer für das Meßobjekt und der andere für den Spannungspfad. Beide sind jedoch durch die gemeinsame Spannungsspule gekoppelt. Da die Flüsse der beiden Stromspulen magnetisch verkettet sind, addiert oder subtrahiert sich, je nach dem Wicklungssinn der Korrektionspule, der Verbrauch des Spannungspfad zum bzw. vom Anzeigergebnis N_G . Zur Anpassung an die jeweilige Verwendung sind sämtliche Spulenden an Klemmen herausgeführt.

Abb. 4 zeigt die Abb. 2 entsprechende Schaltung des Gerätes mit Selbstkorrektion für die Leistungsmessung N_Q an einer Stromquelle. Entsprechend (6) ist der Verbrauch des Spannungspfad zur Anzeige zu addieren. Beide Stromspulen sind daher so geschaltet, daß sie gleichsinnig durchflossen werden. Der Eigenverbrauch N_{Sp} des in der Schaltung eingezeichneten Spannungsmessers U_G muß selbstverständlich auch berücksichtigt werden, sofern es sich nicht um ein Gerät mit sehr hohem Innenwiderstand

handelt. Geräte mit einer Stromaufnahme von 0,1 ... 0,2 mA bei Vollausschlag können unbeachtet bleiben.

$$N_Q = N_G + N_{Sp} \quad (10)$$

Der Verbrauch N_{Sp} des Spannungsmessers mit dem Eigenwiderstand R_{Sp} errechnet sich aus:

$$N_{Sp} = \frac{U_G^2}{R_{Sp}} \quad (11)$$

Für die Leistungsmessung an einem Verbraucher ist das in Abb. 5 dargestellte Schaltbild gültig. Entsprechend (9) muß jetzt der Verbrauch des Spannungspfad abgezogen werden. Damit nun die beiden Stromspulen gegensinnig

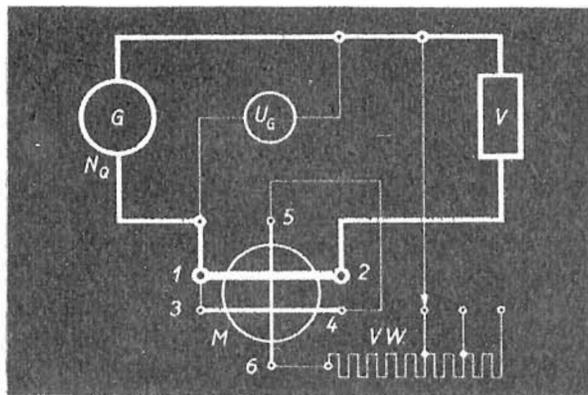


Abb. 4. Schaltung des Sonderleistungsmessers mit Selbstkorrektion bei der Messung an Stromquellen

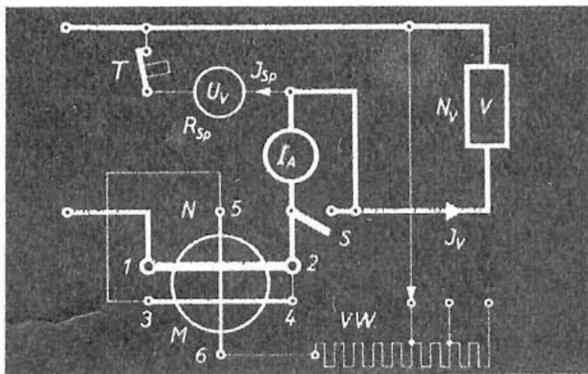


Abb. 5. Schaltung des Sonderleistungsmessers mit Selbstkorrektion bei der Messung an Verbraucher

durchflossen werden, sind die Enden 3 ... 4 der Korrektionspule gegenüber Abb. 4 vertauscht. Das Schaltbild zeigt den üblichen Fall der gleichzeitigen Messung der Leistung und des Stromes bei vorgegebenen Spannungen. Selbstverständlich muß auch hier der Verbrauch des Spannungsmessers U_V durch Abzug von der Leistungsmessung berücksichtigt werden. Während der Leistungsmessung ist der Strommesser durch den Schalter S kurzgeschlossen. Nach Öffnung von S zeigt der Strommesser nunmehr einen Strom I_A , der um den Strom I_{Sp} des Spannungsmessers zu groß ist. Bei ohmscher Belastung ergibt sich somit:

$$I_V = I_A - I_{Sp} \quad (12)$$

Für den Fall einer Belastung mit Phasenverschiebung setzen sich die Teilströme in (12) geometrisch zusammen. Unter der Voraussetzung, daß I_{Sp} klein gegenüber I_V ist, kann eine annähernde Errechnung von I_V aus der nachstehenden Gleichung erfolgen:

$$I_V \approx I_A - \frac{U_V}{R_{Sp}} \cdot \frac{N_G}{U_V \cdot I_A} \quad (13)$$

Solche Rechenoperationen sind gleichfalls umständlich, insbesondere dann, wenn derartige Messungen öfter durchzuführen sind. Zweckmäßiger ist es

jedenfalls, Spannungsmesser mit kleinem Eigenverbrauch zu verwenden. Liegen passende Geräte nicht vor, hat sich folgender Weg auch als geeignet erwiesen. Mittels des Tastschalters T wird der Spannungsmesser U_V während der Ablesung des Leistungsmessers kurz abgeschaltet. Nach Öffnung von S ist U_V wegen des Spannungsabfalles im Strommesser auf den ursprünglichen Wert neu einzuregulieren. Der Strom I wird abgelesen, während T den Spannungsmesser ausschaltet. Damit fällt aus den Meßwerten der Strom sowie der Verbrauch des Spannungsmessers heraus. Größere Fehler entstehen erst dann, wegen der Spannungsabfälle im Strom- und Leistungsmesser, wenn der Verbraucherstrom nicht mehr groß gegen den Strom des Spannungsmessers ist. Für den praktischen Gebrauch ist es vorteilhaft, Leistungsmesser, Vorwiderstände und die Schalter zu einer Einheit zusammenzubauen, die über besondere Klemmen ein rasches Umschalten der Meßanordnung gestattet. Bei Meßreihen mit von Null steigender Spannung müssen die Vorwiderstände dauernd umgesteckt werden, um genügend große Ausschläge am Leistungsmesser zu erhalten. Daher ist auch von Vorteil, in die vorerwähnte Einheit einen mehrstufigen Umschalter für die Vorwiderstände einzuordnen.

Schließlich sei noch in der Form der Schaltung Abb. 5 ein Meßbeispiel gegeben. Der Spannungsmesser wurde durch T während der Messung von N bzw. I abgeschaltet. Ein Netztrafo nimmt bei $U_0 = 220$ V (50 Hz) einen Leerlaufstrom $I_0 = 70$ mA auf. Die Leerlaufleistung ergab sich zu $N_0 = 4,2$ W. Bei der Spannung 220 V besitzt der Leistungsmesser eine Konstante $c = 2$, womit die gemessene Leistung einem Ausschlag von $4,2 = 2,1$ Skalenteilen entspricht. An der mit Messerzeiger und Spiegelbogen ausgestatteten linearen Skala ist dieser Wert noch gut ablesbar. Ginge es nur darum, die Leerlaufleistung zu messen, wäre das Gerät mit 0,05 A Nennstrom (belastbar bis 0,25 A) zweckmäßiger, weil hierbei ein Ausschlag von 21 Skalenteilen entsteht. Aus den Meßwerten kann nun errechnet werden:

$$\text{Leerlaufscheinleistung } N_{Scho} = U_0 \cdot I_0 = 220 \cdot 70 \cdot 10^{-3} = 15,4 \text{ VA}$$

$$\text{Leistungsfaktor } \cos \varphi_0 = \frac{N_0}{N_{Scho}} = \frac{4,2}{15,4} = 0,273$$

Sekundär mit $N_2 = 101$ W, $\cos \varphi_2 = 1$, belastet, nimmt der Trafo nunmehr primär auf:

$$U_1 = 220 \text{ V (50 Hz)}, I_1 = 0,54 \text{ A}, N_1 = 117 \text{ W}$$

Daraus ergibt sich:

$$N_{Sch1} = 220 \cdot 0,54 = 119 \text{ VA}$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{117}{119} = 0,984$$

Wirkungsgrad =

$$\frac{N_2}{N_1} \cdot 100 = \frac{101}{117} \cdot 100 = 86,4 \%$$

Dieses Beispiel stellt noch einmal die Unentbehrlichkeit eines Leistungsmessers für Untersuchungen in Wechselstromkreisen heraus. Ohne die Anwendung umständlicher Korrekturen können mit dem Avi-Sonderleistungsmesser kleine Leistungen auf 1 % des Skalenendwertes genau gemessen werden.

FT 01 Elektronenstrahl-Oszillograf

(Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 5 [1950], H. 11, S. 342/344)

X-Ablenkung-Zeitspannungsgerät

Für die hauptsächlichsten Anwendungen des Oszillografen ist für die Ablenkung in der X-Richtung eine zeitlineare Ablenkspannung mit veränderbarer Geschwindigkeit (Frequenz) erforderlich. In verschiedenen Beiträgen wurden an dieser Stelle die Gastriodenkippschaltung und ihre zweckmäßigste Bemessung eingehend behandelt¹³⁾.

Zahlreiche Leserzuschriften wünschten jedoch auch Schaltungen mit Hochvakuumröhren, so daß jetzt eine derartige Schaltung verwendet wurde. Dies darf jedoch keinesfalls so verstanden werden, daß die Verwendung von Gastrioden irgendwie veraltet wäre. Auch mit Hochvakuumröhren werden bei erträglichem Aufwand nur höchste Kippfrequenzen erreicht, die ebenfalls mit guten Gastrioden (EC 50 mit Heliumfüllung) zu erzielen sind. Wesentlich höhere Zeitfrequenzen mit Hochvakuumröhren erfordern immer mehrere Röhren, ein Aufwand, der im allgemeinen kaum hingenommen wird. Die Gastriodenschaltung hat überdies den Vorteil, leicht übersichtlich und verständlich zu sein, so daß sie insbesondere Anfängern auf diesem Gebiete nach wie vor empfohlen wird. Es kann z. B. ohne weiteres die 1949, S. 104 bzw. S. 578/579 beschriebene Schaltung auch für das vorliegende Gerät benutzt werden. Da für die 9-cm-Röhre die nötigen Ablenkspannungen kleiner sind als für die kürzere 7-cm-Röhre DG 7-2, kann man auch mit kleineren Zeitspannungen auskommen und so auch mit einer Gastriodenschaltung Frequenzen bis über 100 kHz erreichen.

„Transitron-Miller“-Schaltung

Für den FT 01 wurde die „Transitron“-Schaltung mit „Miller-Integrator“ verwendet. Mit ihr ist es möglich — bei vernünftiger Beschränkung der Anforderungen — mit einer einzigen Röhre auszukommen. Die eigentliche Schwingungserzeugung geschieht durch den Transitroneneffekt¹⁴⁾, der dem von Hull angegebenen Dynatron-Effekt ähnelt. Während jedoch der Dynatroneneffekt die Sekundäremission der Anode (die nicht eindeutig festliegt und von Röhre zu Röhre schwanken kann) verwendet, arbeitet das Transitron mit einer Verteilung von Primärelektronen zwischen Schirmgitter und Anode einer Pentode, wobei das dritte Gitter an der Steuerung dieser Elektronenverteilung teilnimmt¹⁵⁾. An Hand von Abb. 18 kann nur ein kurzer Einblick in die Arbeitsweise dieser Schaltung gegeben werden. Man kann sie sich folgendermaßen vorstellen:

Fließt durch die Röhre ein Anodenstrom, dann ist die Spannung an der Anode

durch den Spannungsabfall an P_1 kleiner als U_b . Wird nun C_2 über P_2 aufgeladen, so wird die Spannung am ersten Gitter positiver, der Anodenstrom nimmt zu, so daß die Spannung an der Anode weiter sinkt. Die Spannungsänderung an der Anode ist μ -mal größer (μ = Verstärkungsfaktor der Röhre) als die Änderung der Spannung an g_1 . Gleichzeitig ist aber die Spannung an der anderen

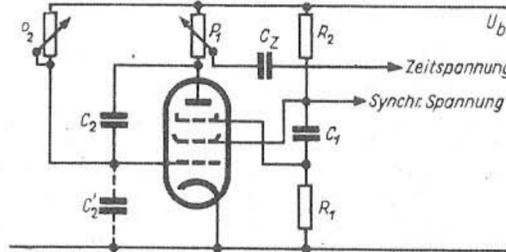


Abb. 18. Transitron-Miller-Schaltung prinzipiell

Seite des Kondensators angestiegen. Dieser Effekt ist so groß, als ob eine Kapazität C_2' zwischen Gitter 1 und Katode, deren Wert $(1 + \mu) \cdot C_2$ wäre, aufgeladen würde („Miller-Effekt“).

Wird nun von dem Augenblick ausgegangen, in dem g_1 negativ gegen Katode ist, dann fließt kein Gitterstrom, Anoden- und Schirmgitterspannung entsprechen dieser Gitterspannung und g_3 hat das gleiche Potential wie die Katode. Beginnt nun die Aufladung von C_2 bzw. der scheinbaren Kapazität C_2' , dann wird g_1 positiver und Anoden- und Schirmgitterstrom nehmen zu. Die Spannungen an diesen Elektroden fallen auf diese Weise so lange, bis der Kennlinienknick der Kurve I_a/U_{g1} erreicht ist. Nun ist die Anodenspannung so niedrig, daß das Schirmgitter einen wesentlichen Teil der Elektronen übernimmt, die sonst zur Anode gehen würden. Dadurch sinkt jedoch die Schirmgitterspannung beträchtlich, wobei sich diese Spannungsänderung durch C_1 auch auf g_3 überträgt und das dritte Gitter negativer wird. Infolgedessen vergrößert sich wiederum der Strom zu g_2 . Durch den gegenseitigen Einfluß von g_2 und g_3 steigt der Strom zu g_2 nach einer Exponentialfunktion rasch an. Der Anodenstrom nimmt ebenso schnell ab, so daß g_1 einen positiven Impuls erhält; es beginnt ein Strom zum ersten Gitter zu fließen, der die Ladung an C_2 wieder aufhebt, sobald der Impuls abgeklungen ist. Der ursprüngliche Arbeitspunkt wird wieder erreicht und eine neue Periode des beschriebenen Vorganges kann beginnen („Transitron-Effekt“). Es ist bemerkenswert, daß die an der Anode auftretende zeitlineare Spannungsänderung einen Spannungsabfall darstellt („Miller-Run-Down“). Vom Schleifer des Potentiometers P_2 im Anodenkreis der Röhre kann wahlweise ein entsprechender Betrag dieser Spannungsschwankung abgenommen und den Zeitplatten zugeführt werden.

Durch Umschaltung der Kapazitäten C_1 und C_2 (im Gesamtschaltbild Abb. 1 C_{15} bis C_{24} und C_{26} bis C_{35} , Schalter S_2) kann die gewünschte Frequenz grob und durch Veränderung von P_2 (im Gesamtschaltbild ebenfalls P_2) fein eingestellt werden. Auf diese Weise wurde in dem be-

schriebenen Gerät der Bereich von 1,2 Hz bis 100 kHz in 10 Stufen erreicht.

1,2 ... 10 Hz	0,17 ... 1,1 kHz
3 ... 25 Hz	0,47 ... 3,0 kHz
6 ... 40 Hz	1,7 ... 10 kHz
15 ... 100 Hz	5 ... 30 kHz
45 ... 350 Hz	15 ... 100 kHz

Man sieht, daß sich die einzelnen Stufen sehr reichlich überlappen.

Gleichlaufzwang

Der Gleichlaufzwang wird durch Zuführung der Synchronisierungsspannung von einigen Volt an das dritte Gitter der Kippöhre erzielt. Durch das Potentiometer P_3 kann das Maß des Gleichlaufzwanges nach Bedarf geregelt werden. Mittels des Schalters S_3 sind drei verschiedene Arten des Gleichlaufzwanges möglich

a) Mit der an den Meßplatten liegenden Spannung.

Über den Kontakt c_1 , den Kondensator C_{10} und den Widerstand R_{26} erhält das Potentiometer P_3 einen Teil der an den Ablenkplatten liegenden Spannung (Stellung 1 von S_3).

b) Mit einer fremden Frequenz.

Der Kontakt c_1 ist unterbrochen. Von der Buchse „Gleichlaufspannung“ kann die Spannung einer fremden Frequenz über den Kontakt c_2 und den Widerstand R_{40} zum Gleichlaufzwang dienen (Stellung 2 von S_3).

c) Gleichlauf mit der Netzfrequenz.

Die Kontakte c_1 , c_2 sind unterbrochen, c_3 geschlossen, so daß ein kleiner Betrag der Netzwechselspannung über R_{46} an den Regler P_3 kommt (Stellung 3 von S_3).

Einmalige Zeitablenkung

Zur Beobachtung einmalig ablaufender Vorgänge ist es wünschenswert, die Zeitablenkung nur für eine Periode auslösen zu können. Hierzu wird der Schalter S_3 in Stellung 5 gebracht. Dadurch wird das 3. Gitter der Kippöhre an Erde gelegt. Die Katode dieser Röhre liegt nun über Kontakt h_5 , Widerstand R_{40} und Kontakt c_5 an Erde, so daß g_1 durch eine zu starke negative Spannung sperrt. Wird nun die Buchse „Gleichlaufzwang“ von außen durch einen Kontakt, Taste o. dgl. kurzzeitig geerdet, dann kann der Kippvorgang einmal ablaufen; periodisches Kippen ist jedoch nicht möglich, da g_3 geerdet wurde. Wird die Hinlaufaufhellung des Strahles (die nähere Beschreibung dieser Einrichtung folgt im nächsten Abschnitt) durch S_5 eingeschaltet, dann wird bei richtiger Einstellung der „Grundhelligkeit“ das Schirmbild während des Hinlaufes hell und während des Rücklaufes dunkel, so daß bei einer Registrierung mit geöffnetem Kameraverschluß nur das erwünschte Bild des Hinlaufes aufgenommen wird.

Rücklaufverdunkelung — Hinlaufaufhellung

Auch für diese Schaltung wurde eine Möglichkeit zur Verdunkelung des Strahlrücklaufes gesucht. Es zeigte sich, daß zwar an den Elektroden der Röhre kein Spannungsverlauf vorkommt, der geeignet wäre, den Rücklauf zu unterdrücken. Der Verlauf der Spannung an Gitter 2 ist jedoch während des zeitlinearen Spannungsabfalles an der Anode in positiver Richtung fast konstant, so daß er zur Aufhellung des Hinlaufes

¹³⁾ FUNK-TECHNIK Bd. 3 (1948), H. 17, 18, 20, 22, 24, Seiten 426, 454, 510, 562, 620, sowie Bd. 4 (1949), H. 2 u. 4, S. 42, 104 „Zeitablenkgerät“.

¹⁴⁾ Proc. J. R. E. 1939, Nr. 27, S. 88 C. Brunetti „The Transitron Oscillator“.

¹⁵⁾ S. auch: FUNK UND TON Bd. 2 (1948), H. 12 „Die Arbeitsweise des Miller-Integrators“ und Electronic-Engineering 1948, Aug., Sept., Okt. Seiten 243—247, 279—283 und 325 bis 333 sowie Wireless-World, Juni 1946, W.T. Cocking „Linear Saw-Tooth Oszillator“.

dienen kann. Damit eine wirklich gleichmäßige Aufhellung erfolgt, wird diese Spannung durch die Diode EA 50 (Rö 6) abgeflacht; ihre Katode erhält dazu durch den Spannungsteiler $R_{38} - R_{39}$ eine positive Spannung von etwa 150 V. Um zu vermeiden, daß beim Einschalten der Aufhelleinrichtung stets die Bildhelligkeit zurückgeregelt werden muß, wird mit dem Schalter S_5 gleichzeitig der Widerstand R_{41} eingeschaltet, wodurch die Vorspannung für g der ESR um einen passenden Betrag größer wird. Wenn auf eine Rücklaufverdunkelung kein großer Wert gelegt wird, kann sie — und damit auch die Diode EA 50 — weggelassen werden.

Sinusförmige X-Ablenkung mit der Netzfrequenz

In Stellung 4 des Schalters S_3 wird das Zeitspannungsgerät ganz abgeschaltet und über den Kontakt g^3 , den Regler P_4 , Kontakt a^4 und Widerstand R_{45} eine sinusförmige Spannung mit Netzfrequenz zugeführt. Da die Spannung an der Transformatorwicklung II durch die stoßweise Belastung über die Gleichrichteröhre Rö 8 verzerrt ist, war eine kräftige Filterung zur Aussiebung der Oberwellen mittels C_{39} notwendig. Diese Ablenkart ist für Frequenzvergleiche sehr zweckmäßig. Insbesondere auch die Bestimmung von Störfrequenzen (50 Hz oder Vielfache davon) ist damit schnell und eindeutig möglich.

Verstärker für die X-Achse

Wie bei der Erörterung der Anwendungsmöglichkeiten des Oszillografen noch eingehend gezeigt wird, gibt es zahlreiche Aufgaben, bei denen die Abhängigkeit einer Größe von einer zweiten (also nicht die Zeitabhängigkeit) darzustellen ist. Hierbei ist es oft wünschenswert, die den beiden Größen entsprechenden Spannungen zu verstärken. Auch bei Frequenzvergleichen und Phasenmessungen ist es oft zweckmäßig, in beiden Ablenkrichtungen die Meßspannungen verstärken zu können. Dies ist ganz besonders im Bereich der Tonfrequenz (30 ... 10 000 Hz) erwünscht. Es wurde deshalb versucht, durch Umschaltung der Kippöhre des Zeitspannungsgerätes einen Verstärker für die X-Richtung zu schaffen. Abgesehen von der nicht ganz einfachen Umschaltung ergaben sich durch die damit unvermeidlichen Schaltkapazitäten Schwierigkeiten. Um möglichst wenig Schaltelemente umschalten zu müssen, war es

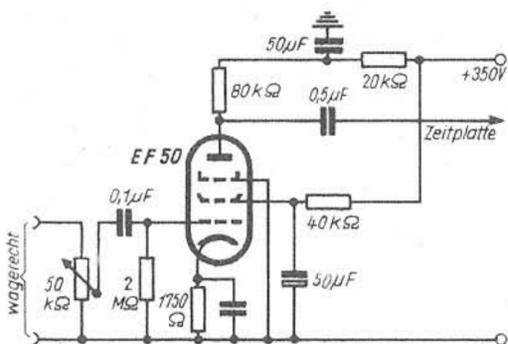


Abb. 19. Zusammengefaßtes Schaltbild des X-Verstärkers

notwendig, einen Teil davon aus der Kippschaltung zu übernehmen. Dadurch konnten allerdings für den Verstärker nicht die optimalen Arbeitsbedingungen erreicht werden.

Mit einem Anodenwiderstand von 80 kΩ wurde jedoch trotzdem mit Katodengegenkopplung (um mit einer Röhre

genügend große, unverzerrte Ausgangsspannungen zu erreichen) eine mittlere Verstärkung von etwa 26,5 erzielt, die für die meisten Aufgaben dieser Art vollauf genügt.

Zur Verbesserung des Frequenzganges wurde die Gegenkopplung für höhere Frequenzen durch einen kleinen Katodenkondensator (C_{49}) herabgesetzt.

Die aus dem Gesamtschaltbild herausgelöste Schaltung dieser Verstärkerstufe zeigt Abb. 19.

Der Wert dieses Katodenkondensators wird am besten so ausprobiert, daß in dem Bereich zwischen 30 Hz und 10 000 Hz keine sichtbare Phasenänderung eintritt.

Diese Betrachtungen gelten allerdings nur bei voll aufgedrehtem Regler P_4 . Sobald sich der Schleifer vom „heißen“ Ende entfernt, wirkt der „obere“ Teil dieses Potentiometers zusammen mit der Eingangskapazität von Rö 5 (mit der Schaltkapazität zusammen etwa 40 pF) als phasendrehendes Glied, so daß über 1000 Hz ein zusätzlicher Phasenfehler eintritt. Da aber die Messung der Ausgangsleistung u. dgl. in Rundfunkempfängern und Verstärkern meistens bei 800 Hz oder 1000 Hz durchgeführt wird, stört diese Erscheinung hierbei nicht. Bei Messungen mit höheren Frequenzen wird es sich aber meistens so einrichten lassen, daß mit aufgedrehtem Regler P_4 gearbeitet wird. Ist dabei ein bestimmtes Verhältnis zwischen den Ablenkungen in beiden Richtungen notwendig, dann ist es ja immer noch möglich die Verstärkung in der Y-Richtung beliebig zu verändern.

Die Kurven in Abb. 3 zeigen den erreichten Frequenzgang am oberen und unteren Ende des Bereiches sowie den Phasengang am unteren Ende. Bis 10 kHz ist der Phasenfehler nach oben $< 1^\circ$.

Aussteuerungsfähigkeit der Verstärker bei hohen Frequenzen

Es ist noch darauf hinzuweisen, daß an der oberen Frequenzgrenze nicht nur die Verstärkung, sondern außerdem auch die unverzerrt aussteuerbare Amplitude abnimmt. Durch den Einfluß der unerwünschten Parallelkapazitäten im Anodenkreis vermindert sich der Anodenwiderstand für höhere Frequenzen, so daß für eine bestimmte höchstzulässige Anodenstromänderung auch die unverzerrt abgebbare Ausgangsspannung kleiner wird. In den Abb. 20 und 21 ist in Form von Kurven diese Aussteuerungsfähigkeit für beide Verstärker wiedergegeben.

In Abb. 22 ist außerdem die bei mittleren Frequenzen gemessene Aussteuerungslinearität des Y-Verstärkers dargestellt. Abb. 6 bringt im relativen Maßstab die Frequenzkurven für die drei Stufen dieses Verstärkers.

Für Y-Verstärker und Zeitspannungsgerät wurde die steile Pentode EF 50 verwendet, von der es noch Bestände im Handel gibt. Selbstverständlich kann an ihrer Stelle auch die EF 14 und noch besser die neue steile Rimlock-Pentode EF 42 verwendet werden.

Z-Achse — Hell-Dunkelsteuerung

Da die Helligkeitssteuerung eine dritte Möglichkeit der Leuchtfleckbeeinflussung darstellt, wird diese auch mit „Z-Achse“ bezeichnet.

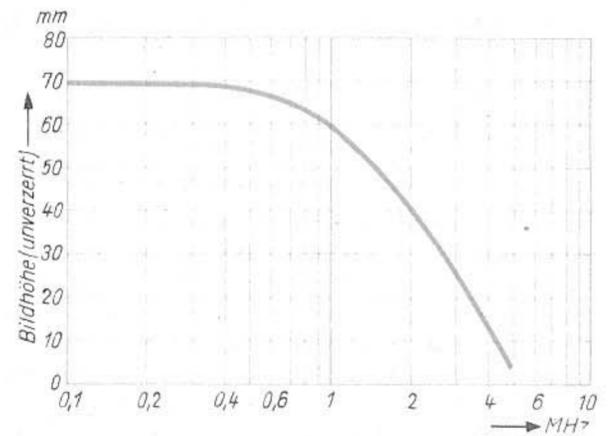


Abb. 20. Aussteuerungsfähigkeit des Y-Verstärkers

Das Gitter der ESR ist deshalb nicht unmittelbar mit R_{42} verbunden, sondern der „Ableitwiderstand“ R_{43} zwischengeschaltet. Über den Kondensator C_{43} kann dann eine Wechsellspannung an die Buchse „g“ angelegt und damit eine Hell-Dunkelsteuerung des Leuchtflecks herbeigeführt werden. Der andere Pol dieser Spannung wird an das Chassis — Buchse „⊥“ unter der Buchse „g“ — angeschlossen. Der Kondensator C_{43} muß für mindestens 1000 V Betriebsspannung bemessen sein, da der eine Pol ja über den Widerstand R_{43} mit der Katode der ESR — also 1100 V — in Verbindung steht.

Es darf nicht übersehen werden, daß der ganze „Gitterkomplex“ der ESR — C_{43} , R_{43} und Zuleitungen — gegen Streuspannungen ebenso empfindlich ist, wie der Gitterkomplex einer Verstärkerröhre; Abschirmung der Zuleitungen und kapazitätsarme Montage von C_{43} ist deshalb unbedingt notwendig.

Im Bereich von 10 Hz bis etwa 350 kHz wird mit einer Spannung von nur 1,5 V eine befriedigende Hell-Dunkel-Steue-

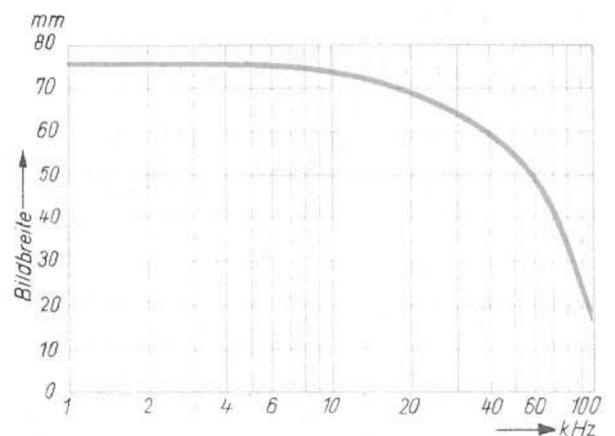


Abb. 21. Aussteuerungsfähigkeit des X-Verstärkers

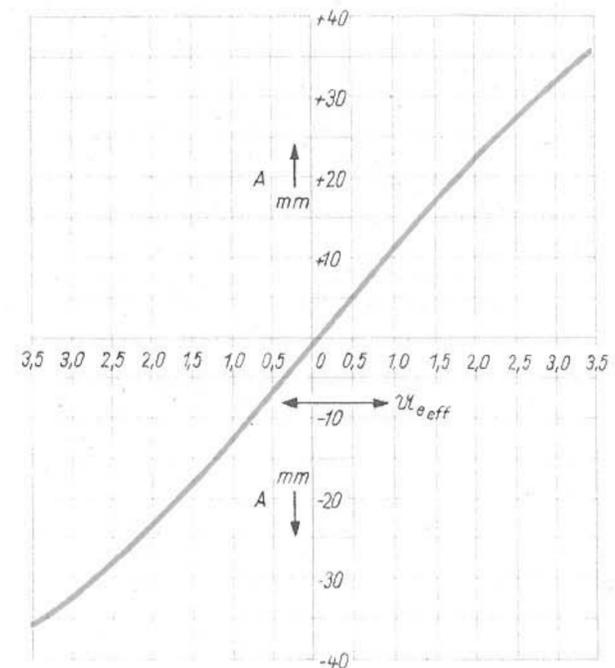


Abb. 22. Anzeigelinearität des Y-Verstärkers

nung erreicht. Auch bei 500 kHz ist eine ausreichende Steuerung mit etwa 3,0 V noch möglich.

Umschaltung der Ablenkplatten und Zuführung einer Nachbeschleunigungsspannung

Ablenkplattenanschluß

Besonders für Gleichspannungsmessungen ist es notwendig, die Ablenkplatten von Meßverstärker und Zeitspannungsgesamt abschalten zu können und die Meßspannung unmittelbar anzuschließen. Hierzu dienen die Schalter S_6 , S_8 und S_9 mit den zugehörigen Anschlußbuchsen, welche sich links an der Seite auf einer Trolitulplatte befinden (Abb. 12 und 16). Es wurden Schalter gebraucht, wie sie in Philips-Empfängern zur Abschaltung des eingebauten Lautsprechers verwendet werden. Die Eigenkapazität dieser Schalter liegt unter 1 pF. Bei der X-Platte bleibt bei der Umschaltung der Ableitwiderstand an dem äußeren Anschluß; die Meßplatten sind dann vollkommen frei. Wenn also z. B. bei Gleichspannungen nur zwischen eine Platte und Chassis die Meßspannung gelegt wird, muß die andere Ablenkplatte direkt geerdet werden.

Anschluß für die Nachbeschleunigungsspannung

Besonders große Fleckhelligkeiten für die Großprojektion der Schirmbilder und die fotografische Aufnahme mit hohen Ablenkgeschwindigkeiten sind mit der Nachbeschleunigungsröhre DN 9-5 (oder DB 9-5 — blauleuchtend) möglich. Für diese Röhre wird eine zusätzliche Hochspannung von max. 5 kV für die dritte Anode benötigt. Sie muß einem besonderen Hochspannungsgerät entnommen werden. Zum Anschluß dieser Spannung dient eine spezielle Anschlußbuchse an der linken Anschlußplatte und das in Abb. 7 sichtbare Anschlußkabel. Es ist selbstverständlich, daß dieser Anschluß die hohe Spannung in jeder Hinsicht berücksichtigen muß.

Einstellung und Abgleich

Vorab eine Warnung!

Vorsicht Hochspannung!

Bei allen Eingriffen und Arbeiten im Gerät muß damit gerechnet werden, daß gute Kondensatoren — und nur solche können verwendet werden — ihre Spannung auch längere Zeit behalten. Insbesondere die Hochspannungskondensatoren müssen stets sorgfältig entladen werden, ehe etwas angefaßt wird.

Zur ersten Einstellung ist es zweckmäßig, die Isolierplatten mit den Röhren und Schaltelementen von Verstärker und Zeitspannungsgesamt von den Befestigungsbolzen zu lösen, so daß auch die Unterseiten zugänglich werden. Dann können vor allem die Gleichspannungen und Ströme der Röhren auf die angegebenen Werte gebracht werden.

Die genaue Größe der Hochfrequenzdrosseln zur Verbesserung der oberen Frequenzgebiete sind von den erreichten Schaltkapazitäten abhängig.

Es ist deshalb kaum zu umgehen, diese mit einem geeigneten Meßgerät zu bestimmen.

Es gibt mehrere gute Meßgeräte zu mäßigen Preisen auf dem Markt, welche auch die Messung der HF-Drosseln und

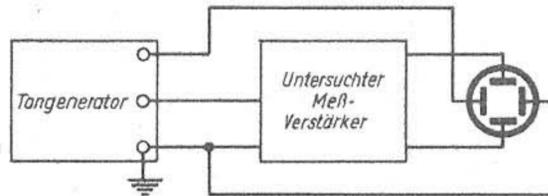


Abb. 23. Schaltung zur Messung des Phasenfehlers eines Verstärkers

aller sonstigen HF-Spulen der Rundfunktechnik gestattet¹⁶⁾.

Die Induktivität der Drossel errechnet sich aus der Gleichung:

$$L_a = \frac{R_a^2 \cdot C_a}{3} \dots \dots \dots (1)$$

Der zweckmäßigste Wert von C_a muß ausprobiert werden. Hierzu ist es notwendig, mit verschiedenen Kapazitäten die Frequenzkurve des Verstärkers aufzunehmen.

Durch kapazitiven Kurzschluß der Anode von Rö 4 muß man sich auch davon überzeugen, ob die Endstufe auch über den ganzen Verstärkungsbereich symmetrisch arbeitet. Bei Anschluß der Anode von Rö 4 mit einem Kondensator an Erde muß der Ausschlag am Leuchtschirm möglichst genau auf die Hälfte zurückgehen.

Der Abgleich der Anodenwiderstände von Rö 2, der Katodenwiderstände von Rö 1, die Kontrolle der Aussteuerung usw. können mit der Lichtnetzfrequenz durchgeführt werden. Für diese Messungen wird zweckmäßig die Spannung an den X-Platten abgeschaltet, so daß nur ein senkrechter Strich entsteht, der mit einem Streifen durchsichtigen Millimeterpapiers leicht ausgemessen werden kann.

Zur Kontrolle von Frequenzgang und Phasenfehler am unteren Frequenzende ist ein Tongenerator von mindestens 30 Hz an notwendig. Ein Tieffrequenzgenerator bis zu 1 Hz und darunter dürfte nur sehr selten zur Verfügung stehen. Aus dem Phasenfehler bei 30 Hz kann jedoch auch auf den Frequenzgang unter 30 Hz geschlossen werden.

Zur Bestimmung des Phasenfehlers wird an die Zeitplatten vom Tongenerator eine Spannung von 10 V (mindestens) bis 50 V angelegt. Ein kleiner Teil dieser Spannung — der Verstärkungszahl des gemessenen Verstärkers entsprechend — wird dem Verstärkerein-

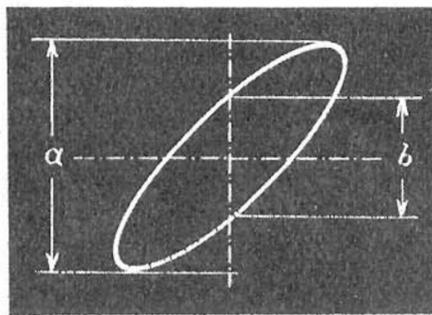


Abb. 24. Bestimmung des Phasenwinkels aus dem Schirmbild nach der Schaltung in Abbildung 23

gang zugeführt. Diese Schaltung ist in Abb. 23 angedeutet. Entsteht ein einfacher schräger Strich am Leuchtschirm (ohne Doppellinien), dann ist keine Phasenverschiebung vorhanden.

Ist der Strich zwar einfach, aber nicht gerade, sondern geknickt oder gewunden,

¹⁶⁾ Bei dem Aufbau dieses Musters hat sich das Philips-Elomar-LC-Meßgerät MB 2025 sehr gut bewährt.

dann sind Verzerrungen vorhanden, die durch einen günstigeren Arbeitspunkt der betreffenden Röhre behoben werden müssen.

Entsteht eine Ellipse, dann ist ihre Öffnung ein Maß für den Phasenwinkel. In Abb. 24 ist ein derartiges Schirmbild wiedergegeben. Den Phasenwinkel φ erhält man aus den Strecken a und b nach der Gleichung:

$$\varphi = \arcsin \frac{b}{a} \dots \dots \dots (2)$$

Es sind also nur die Strecken a und b auszumessen, der Quotient zu bilden und aus den trigonometrischen Tabellen für die Sinus-Funktion der Winkel abzulesen. (Auf derartige Messungen wird bei der Behandlung der Oszillografen-Meßtechnik in den folgenden Beiträgen noch näher eingegangen werden.)

Der Abgleich von C_1 geschieht folgendermaßen:

Bei 50 Hz, 100 Hz oder einer anderen tiefen Frequenz wird das richtige Verhältnis für die Spannungsteilung durch Ausschauen von R_2 eingestellt. Bei einer höheren Tonfrequenz (10 000 oder 15 000 Hz) wird dann mit gleicher Eingangsspannung vorerst kontrolliert, ob die Verstärkung konstant bleibt. Andernfalls muß C_1 dementsprechend nachgestellt werden (soll die Verstärkung zunehmen, dann C_1 größer, umgekehrt kleiner machen). Zur genauen Einstellung wird gleichzeitig auch an die Zeitplatten — wie bei der Phasenmessung beschrieben — ein höherer Betrag dieser Spannung gelegt. Nun ist C_1 noch so nachzustellen, daß auch bei

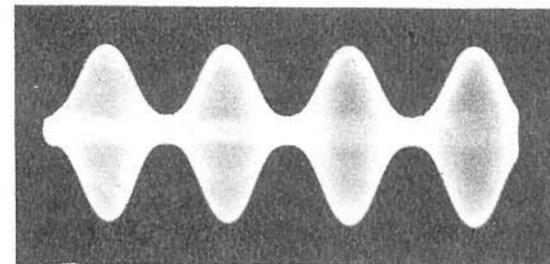


Abb. 25. Oszillogramm einer modulierten HF-Spannung von 3 MHz verstärkt durch den Y-Verstärker

höherer Frequenz keine Phasenänderung wahrzunehmen ist und eine einfache gerade Linie entsteht.

Abgleich des X-Achsen-Verstärkers

In gleicher Weise, wie soeben beschrieben, ist der günstigste Wert von C_{40} für Rö 5 aufzufinden. Bei Anschluß einer Tonfrequenzspannung an beide Eingänge der Verstärker muß im ganzen Tonfrequenzbereich von 10 Hz bis 10 000 Hz praktisch ein einfacher, gerader Strich bestehen bleiben (P_4 „aufgedreht“¹⁷⁾). Abb. 25 zeigt noch das Oszillogramm einer sinusförmig modulierten HF-Spannung von 3 MHz, verstärkt durch den Y-Verstärker.

Abschließende Hinweise

Es ist geradezu unmöglich, alle jene Einzelheiten eingehend zu besprechen, welche bei dem Bau eines hochwertigen Gerätes berücksichtigt werden müssen. Wie ausdrücklich betont wird, sollten sich alle interessierten Leser bewußt sein, daß das beschriebene Gerät in mehrfacher Hinsicht eine Spitzenleistung

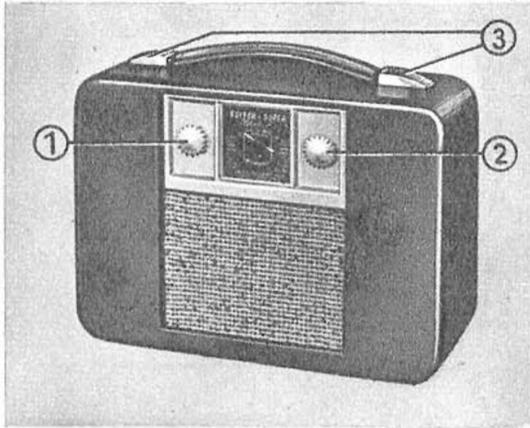
(Fortsetzung auf S. 382)

¹⁷⁾ Die Differenz der Phasenwinkel beider Verstärker ist ab 10 (!) Hz zu vernachlässigen.



Koffersuper „Offenbach“

HERSTELLER: AKKORD RADIO GERÄTEBAU A. JÄGER u. SÖHNE, OFFENBACH/BIEBER

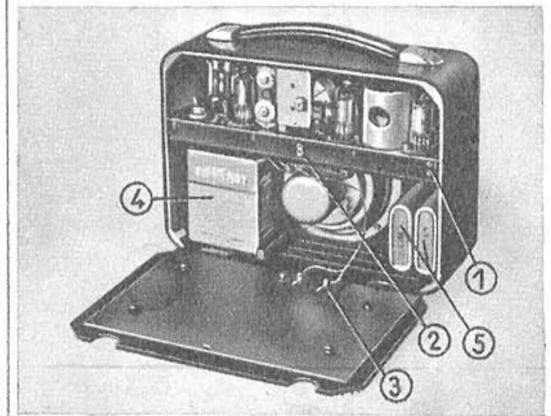


① Zug-Druck: Ein-Aus-Schalter; drehen: Lautstärkeregelung, ② Senderabstimmung, ③ Entlüftungslöcher im Tragriff

Stromart: *Batterie und Allstrom*
 Spannung: *7,5 und 75 V bzw. 110 und 220 V Netz \approx*
 Leistungsaufnahme bei 220 V: *18 W*
 Röhrenbestückung:
DK 91, DF 91, DAF 91, DL 92
 Netzgleichrichter: *UY 41 bzw. Selen 14 Scheiben 80 mA*
 Sicherungen: —
 Skalenlampe: —
 Zahl der Kreise: *5;*
abstimmbare 2, fest 3

Wellenbereich:
Mittel 182...580 m (1650...518 kHz)
 Empfindlichkeit
 am Gitter der DK 91: *100 μ V*
 Abgleichpunkte: *für Vorkreis und Oszillator 1280 und 580 kHz*
 Bandspreizung: —
 Zwischenfrequenz: *468 kHz*
 Kreiszahl der ZF-Filter:
2 Kreise, 1 Rückkopplungskreis
 ZF-Sperr(Saug)kreis: —
 Empfangsleichrichter: *Diode*
 Wirkung des Schwundausgleichs:
verzögert auf 2 Röhren
 Abstimmmanzeige: —
 Lautstärkeregelung: *normal*
 Klangfarbenregler: —
 Gegenkopplung: *von Anode-Endröhre auf Anode-NF-Röhre*
 Ausgangsleistung
 in W für 8% Klirrfaktor: *0,2*
 Lautsprecher: *perm.-dyn., 2 W*
 Membrandurchmesser: *130 mm*

Anschluß für 2. Lautsprecher: —
 Anschluß für UKW: *an TA-Buchsen*
 Besonderheiten: *eingebaute Rahmenantenne; Stromversorgung durch 75 V Mikrodyn-Anodenbatterie und 2 Taschenlampenbatterien. Anodenstrom 10 mA, Heizstrom 50 mA*
 Gehäuse: *Holz, bezogen mit Leder oder Kunstleder*
 Abmessungen: *Breite 260 mm, Höhe 190 mm, Tiefe 90 mm*
 Gewicht: *mit Batterien 3 kg*



① Tonabnehmeranschluß, ② Zusatzantenne, ③ Rahmenantenne, ④ Anodenbatterie, ⑤ Heizbatterie



Vierkreis-Zweiröhren-Superhet

„Junior 50“

HERSTELLER: G. SCHAUB APPARATEBAU GMBH., PFORZHEIM

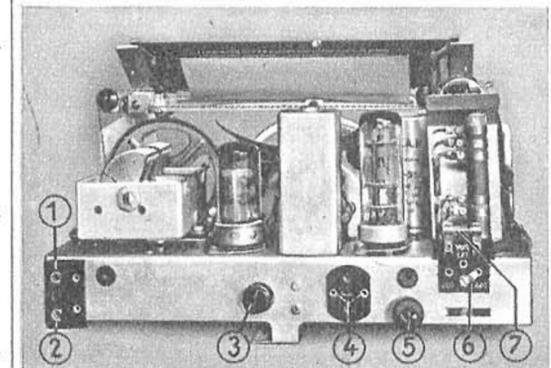


① Lautstärkeregelung mit Netzschalter, ② Abstimmung, ③ (seitlich) Wellenbereichsschalter

Stromart: *Allstrom*
 Spannung: *110/127/220 V*
 Leistungsaufnahme bei 220 V: *30 W*
 Röhrenbestückung:
UCH 71 (UCH 21), UEL 71
 Netzgleichrichter:
Selen SAF 240/0,04
 Sicherungen: *0,3 A*
 Skalenlampe: *18 V, 0,1 A*
 Zahl der Kreise: *4;*
abstimmbare 2, fest 2
 Wellenbereiche:
Kurz 12,5...5,77 MHz (24...52 m)
Mittel 1640...510 kHz (183...588 m)
Lang 400...145 kHz (750...2070 m)

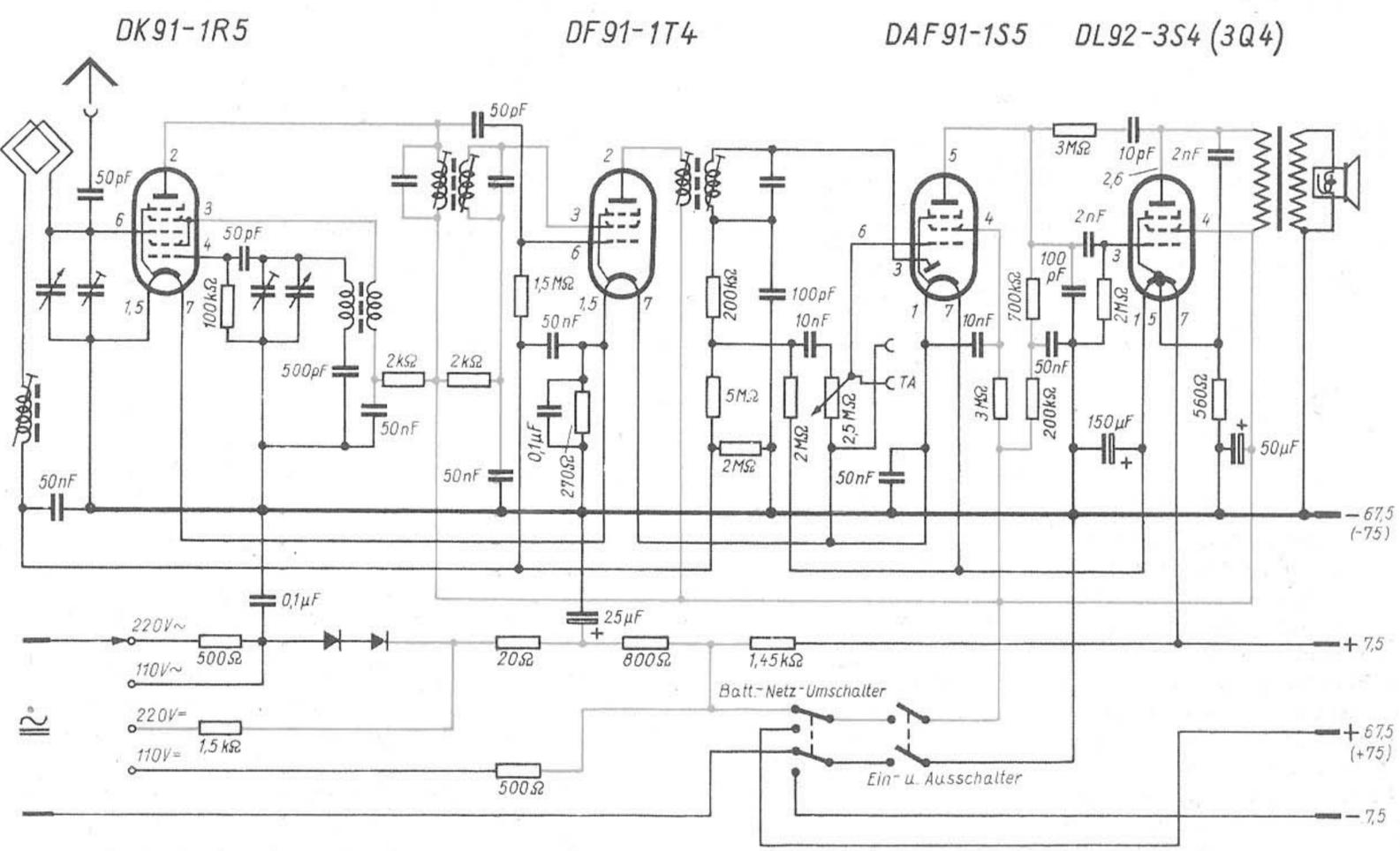
Bandspreizung: —
 Trennschärfe:
bei 850 kHz 1:115, bei 250 kHz 1:93, mit Rückkopplung 1:3
 Spiegelwellenselektion:
bei 555 kHz 1:525, bei 250 kHz 1:185, bei 10 MHz 1:26
 Zwischenfrequenz: *468 kHz*
 Kreiszahl, Kopplungsart und -faktor der ZF-Filter: *ein zweikreisiges Filter mit Rückkopplung*
 Bandbreite: *2 kHz, fest*
 ZF-Sperr(Saug)kreis: —
 Empfangsleichrichter: *Audion*
 Zeitkonstante der Regelspannung: —
 Abstimmmanzeige: —
 Tonabnehmereingangswiderstand:
50 kOhm
 Lautstärkeregelung: *normal, HF-seitig*
 Klangfarbenregler:
Musik-Spracheschalter
 Gegenkopplung: *von Sekundärseite des Ausgangstransformators*
 Ausgangsleistung in W für 3,8% Klirrfaktor: *1 W, bei 9,6% 1,5 W*

Lautsprecher: *perm.-dyn., 2,5 W*
 Membrandurchmesser: *130 mm*
 Anschluß für 2. Lautsprecher: —
 Anschluß für UKW: *an TA-Buchsen*
 Besonderheiten:
Lautstärkeregelung HF-seitig komb. mit Bedämpfung der Antennenspule, Rückkopplung einstellbar
 Gehäuse: *Preßstoff*
 Abmessungen: *Breite 310 mm, Höhe 205 mm, Tiefe 130 mm*
 Gewicht: *3,06 kg*

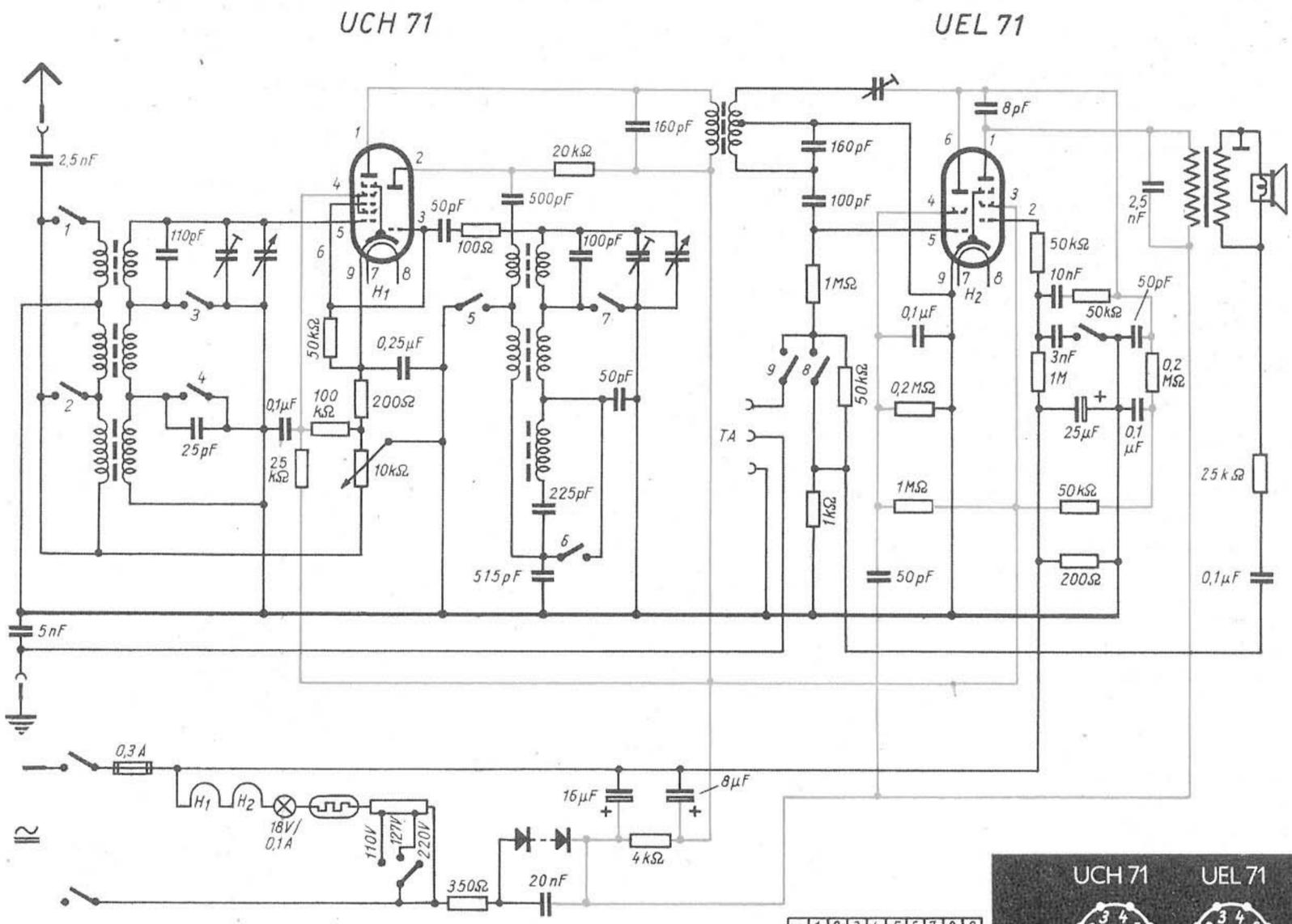


① Antennenanschluß, ② Erdanschluß, ③ Rückkopplungseinstellung, ④ Tonabnehmeranschluß, ⑤ Musik-Spracheschalter, ⑥ Spannungswähler, ⑦ Sicherung

**Koffersuper
„Offenbach“**



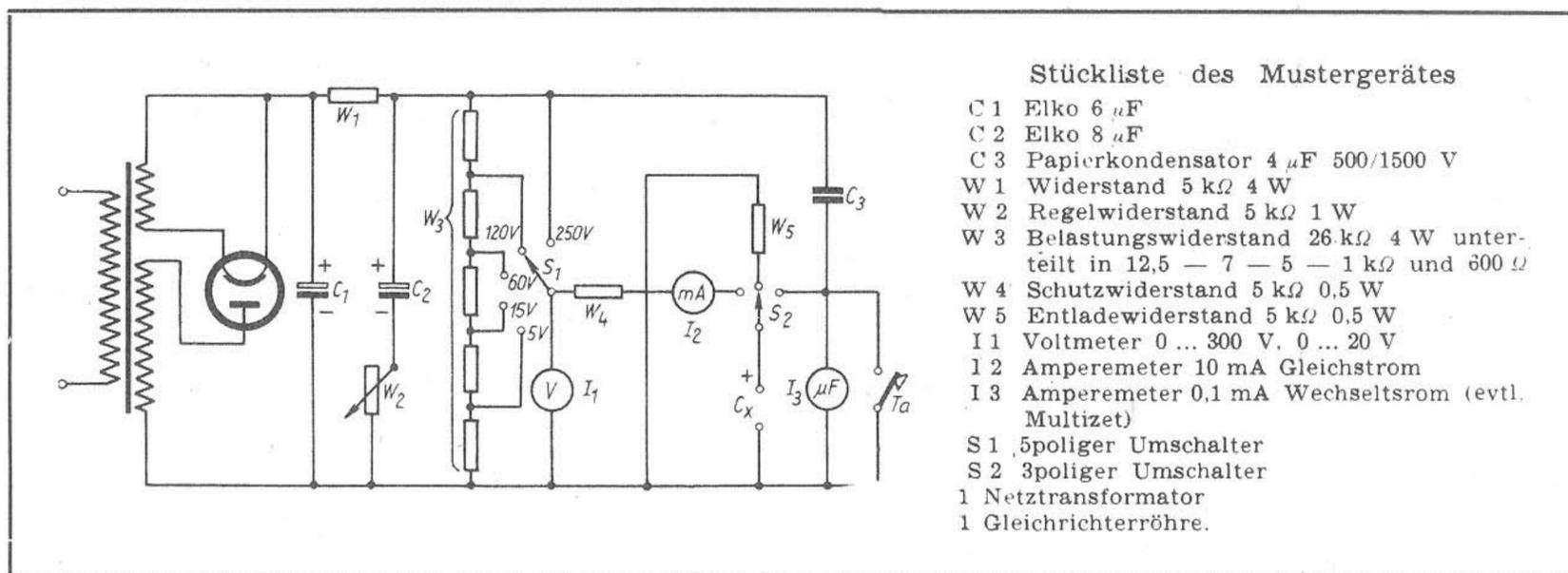
„Junior 50“



	1	2	3	4	5	6	7	8	9
K	•	•	•	•	•	•	•	•	•
M	•	•	•	•	•	•	•	•	•
L	•	•	•	•	•	•	•	•	•
TA	•	•	•	•	•	•	•	•	•



Prüfgerät für Elektrolytkondensatoren



- Stückliste des Mustergerätes**
- C 1 Elko 6 μ F
 - C 2 Elko 8 μ F
 - C 3 Papierkondensator 4 μ F 500/1500 V
 - W 1 Widerstand 5 k Ω 4 W
 - W 2 Regelwiderstand 5 k Ω 1 W
 - W 3 Belastungswiderstand 26 k Ω 4 W unterteilt in 12,5 — 7 — 5 — 1 k Ω und 600 Ω
 - W 4 Schutzwiderstand 5 k Ω 0,5 W
 - W 5 Entladewiderstand 5 k Ω 0,5 W
 - I 1 Voltmeter 0 ... 300 V, 0 ... 20 V
 - I 2 Amperemeter 10 mA Gleichstrom
 - I 3 Amperemeter 0,1 mA Wechselstrom (evtl. Multizet)
 - S 1 5poliger Umschalter
 - S 2 3poliger Umschalter
 - 1 Netztransformator
 - 1 Gleichrichterröhre.

Prüfgeräte für Papierkondensatoren gibt es in den verschiedensten Ausführungen. Sie alle arbeiten entweder mit Netzwechselstrom (z. B. Philoskop) oder mit Summerwechselstrom (z. B. Kapavi). Elektrolytkondensatoren können damit nicht gemessen werden. An einen polarisierten Elko darf keine Wechselspannung angelegt werden, da hierbei die Spannung von plus über Null nach minus wechselt. Der Elko würde also nach kurzer Zeit zerstört werden. Mit den üblichen Röhrenprüfgeräten ist eine Prüfung von Elkos nur bedingt möglich. Man kann nur die Spannungsfestigkeit und den Reststrom messen. Die Kapazität ist nicht meßbar.

Die Bedingungen, die an ein Prüfgerät für Elektrolytkondensatoren gestellt werden müssen, sind folgende:

1. einstellbare Betriebsspannung von 5 Volt bis mindestens 250 Volt,
2. Messung des Reststromes,
3. Messung der Kapazität.

Die einfachste Art zur Feststellung der Kapazität ist die Messung des Abfalls der Wellenspannung eines schlecht geseihten Netzanschlußgerätes bei Anlegen eines Kondensators. Diese Wellenspannung geht nie von plus über Null nach minus, sondern nur von Null über plus nach Null und wieder nach plus. Die Impulsfrequenz ist bei Einweggleichrichtung 50 Hz und bei Doppelweggleichrichtung 100 Hz. Diese Spannung kann aber an jeden Elko angelegt werden, da sich die Polarität nicht ändert.

Nachstehend soll nun ein Prüfgerät für alle Arten von Kondensatoren, Papier- und Elektrolytkondensatoren beschrieben werden.

Über einen Einwegtransformator mit EZ 11 oder RGN 354 wird eine pulsierende Gleichspannung entnommen. Die Größe des Lade- und Siebkondensators richtet sich nach der Empfindlichkeit des Meßinstrumentes I 3 für die Kapazität. (In dem Mustergerät 0,1 mA mit Kupferoxydul-Doppelweggleichrichter.) Hierbei betrug C 1 6 μ F und C 2 8 μ F. Versuchsweise wurde auch ein Multizet, Meßbereich 3 mA, verwendet. Die Meßergebnisse waren gleich gut. Allerdings mußte, um eine größere Wellenspannung zu erhalten, C 1 auf 3 μ F und C 2 auf 6 μ F verringert werden.

Über den Siebwiderstand W 1 von 5 k Ω gelangt die Spannung an den Sieb-

kondensator C 2. Dieser liegt mit seinem Minuspol an einem regelbaren Widerstand von 5 k Ω . Mit ihm besitzt man ein einfaches Mittel, die zur Eichung am Instrument I 3 benötigte Wellenspannung einzustellen. Bei nicht angeschlossener Prüfkapazität wird hiermit der Nullpunkt (Vollausschlag) eingestellt. Je kleiner W 2 ist, um so größer ist die Siebung von C 2 und um so kleiner also die Wellenspannung und umgekehrt.

Der Belastungswiderstand W 3 wird zweckmäßig so unterteilt, daß die erforderlichen Prüfspannungen von 5 — 15 — 60 — 120 — 250 Volt entnommen werden können. Der Gesamtwiderstand im Mustergerät betrug 26 k Ω .

Am Schleifer des 5poligen Umschalters S 1 liegt das Voltmeter I 1 für die Prüfspannungen und über einen Schutzwiderstand W 4 von 5 k Ω (0,5 W) das Milliamperemeter I 2 von 10 mA.

Am Schleifer des 3poligen Umschalters S 2 liegt der Pluspol des Meßkondensators C_x. In der linken Stellung werden die Spannungsfestigkeit und der Reststrom des Meßkondensators gemessen. Es darf nur die Betriebsspannung und nicht die Prüf- oder Spitzenspannung eingestellt werden. In der Mittelstellung wird der Kondensator über einen Widerstand W 5 von 5 k Ω entladen, und in der rechten Stellung wird die Kapazität gemessen.

Über W 1 gelangt die pulsierende Gleichspannung an den Kondensator C 3 von 4 μ F. Dieser Kondensator soll die Gleichspannung vom Meßinstrument I 3 für die Kapazitätsmessung fernhalten. Er muß eine sehr gute Isolation haben, da durch den geringsten Gleichstrom das Meßergebnis verfälscht würde. Ein Elko ist also nicht brauchbar. An I 3 liegt über C 3 nur die Restwellenspannung, wechselnd von Null über plus nach Null, also keine Sinusspannung.

Bei der Messung der Kapazität liegt der zu messende Kondensator mit C 3 in Reihe an + Anodenspannung und als Shunt am Instrument I 3. Je größer C_x ist, um so weniger Wellenspannung zeigt das Instrument an. Mit dem Multizet als I 3 wurden folgende Werte gemessen:

- Meßbereich 3 mA 30° Teilung
 4 μ F = 23°, 10 μ F = 18°, 16 μ F = 11,5°,
 32 μ F = 4,5°.

Da an I 3 nur eine sehr geringe Wellenspannung von etwa 0,5 Volt liegt, kön-

nen ohne Gefahr Kondensatoren mit kleinster Betriebsspannung gemessen werden. Die Taste dient zum Schutz von I 3. Sie wird gedrückt zur Eichung und C-Messung.

Das Voltmeter I 1 kann wegfallen, wenn die einzelnen Prüfspannungen bei den jeweiligen Schalterstellungen von S 1 angegeben sind.

Die Prüfung eines Kondensators geschieht wie folgt:

1. Schalter S 1 auf kleinste Prüfspannung (5 Volt),
2. Schalter S 2 auf Strommessung (linke Stellung),
3. den zu prüfenden Kondensator anlegen (bei Elkos auf Polarität achten! Pluspol an C 3, Minuspol an minus Anode). Bei entsprechend großer Kapazität oder schlechter Isolation zeigt das Milliamperemeter schon einen kleinen Strom an, der eventuell auf Null zurückgeht,
4. Schalter S 1 langsam auf Betriebsspannung des Kondensators schalten. Nicht höher! I 2 beobachten. Gegebenenfalls in den einzelnen Stellungen warten, bis I 2 auf geringsten Wert zurückgegangen ist. Für Elektrolytkondensatoren, die als gut gelten, können bei 20° C und 1 Minute nach Anlegen der Betriebsspannung nachstehende Reststromwerte angenommen werden:

- bis 15 Volt 0,02 mA/ μ F
- „ 60 Volt 0,05 mA/ μ F
- „ 160 Volt 0,1 mA/ μ F
- „ 300 Volt 0,2 mA/ μ F
- (bei 10 μ F also 2 mA Reststrom)
- bis 450 Volt 0,25 mA/ μ F
- „ 500 Volt 0,3 mA/ μ F.

Bei guten Papierkondensatoren ist der Reststrom nicht mehr meßbar,

5. zeigt der Kondensator keinen Fehler und normalen Reststrom, Schalter S 1 zurückdrehen. Hierbei entlädt sich der Kondensator bis auf geringsten Wert,
6. Schalter S 2 auf Mittelstellung. Der Kondensator entlädt sich restlos über W 5 (5 k Ω),
7. Taste Ta drücken und mit W 2 Vollausschlag an I 3 einstellen,
8. Schalter S 2 auf Messen schalten (rechte Stellung).

An I 3 ist die Kapazität direkt ablesbar. Bei entsprechend hoher Sekundärspannung des Netztransformators können die einzelnen Bereiche für die Prüfspannungen bis 500 Volt erweitert werden.

Bauelemente des Fernsehempfängers

Teil IX

Selbsttätige Schwundregelung für den Bildverstärker

Auf den ersten Blick mag es überflüssig erscheinen, für Fernsehempfänger eine Schwundregelung überhaupt vorzusehen. Die Eigenart der im Fernsehbetrieb notwendigen sehr kurzen Wellenlängen schließt Reflexion an ionisierten Schichten der Ionosphäre aus und damit auch jene Interferenz- und Schwunderscheinungen, die im Mittelwellen- und Kurzwellenbereich eine wirksame Schwundregelung unentbehrlich machen. In der Tat besteht in dieser Hinsicht keine Notwendigkeit, sich einer selbsttätigen Verstärkungsregelung zu bedienen; das beweist auch die Tatsache, daß die im UKW-Bereich arbeitenden FM-Rundfunkempfänger für gewöhnlich ganz darauf verzichten. Bei näherer Betrachtung zeigt sich jedoch, daß auch bei Ultrakurzwellen ernste Schwunderscheinungen auftreten können, und zwar solche, die gerade im Fernsehbetrieb außerordentlich störend wirken:

Einmal kommt es gelegentlich durch Witterungseinflüsse (schwere Regen-

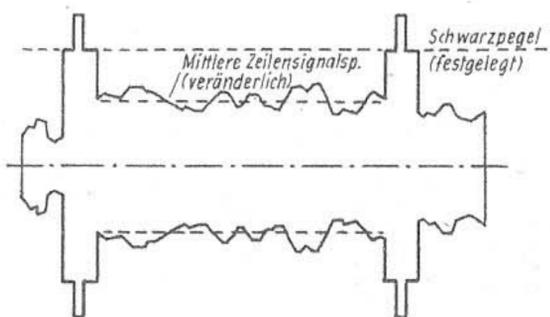


Abb. 1. Negativ modulierte Trägerwelle eines Fernsehsenders mit Darstellung der mittleren Signalspannung

güsse, elektrisch geladene Rauch- und Staubwolken) zur Absorption von Strahlungsenergie und damit zu vorübergehender Schwächung des Empfanges, aber nicht derart, daß in jedem Fall ein selbsttätiger Schwundausgleich unbedingt notwendig wäre. Zum anderen kann es aber zu schwunderzeugenden Interferenzen kommen, wenn die Empfangsantenne das gleiche Signal über mehrere verschieden lange Wege aufnimmt und diese sich durch äußere Einflüsse verändern. Dies tritt beispielsweise ein, wenn eine Dipolantenne auf einem hohen Mast angeordnet ist, der im Winde schwankt; wird außer der unmittelbaren auch eine reflektierte Strahlung aufgenommen, so sind leicht Interferenzen und wechselnder Schwund die Folge. Niedrig fliegende Flugzeuge sind in dieser Beziehung eine oft übersehene Quelle einer sehr üblen Art von Schwund. Im allgemeinen kann man sagen, daß in Großstädten mit ihren meist unübersichtlichen UKW-Empfangsverhältnissen die Notwendigkeit der Schwundbekämpfung bei Fernsehempfängern fast stets gegeben ist, zumal hier auch der hohe Störspiegel eine Rolle spielt.

Dies hat zur Entwicklung selbsttätig wirkender Schwundregleinrichtungen geführt, die teilweise einen hohen Aufwand erfordern, aber auch außerordentlich wirksam sind. Besonders neuere

amerikanische Fernsehempfänger sind durchweg mit selbsttätigen Schwundreglern ausgerüstet.

Gewinnung der Regelspannung aus den Synchronisationsimpulsen

Eine einfache Überlegung zeigt, daß die bei Rundfunkempfängern angewendete Art der Schwundregelung, die als bekannt vorausgesetzt werden darf, für Fernsehgeräte nicht anwendbar ist. Das in der modulierten Trägerwelle enthaltene Bildsignal besteht zu einem wesentlichen Teil aus einem mittleren Spannungswert, welcher der Zeilenhelligkeit entspricht (Abb. 1). Wollte man durch Gleichrichtung der so modulierten Trägerwelle die Regelspannung für den Verstärker gewinnen, so würde diese nicht nur von den Schwankungen der Trägeramplitudenhöhe, sondern auch von der jeweiligen Bildhelligkeit abhängen. Damit würde aber die Verschiedenheit der Bildhintergrundhelligkeit zerstört.

Ein richtiges Maß für die am Empfangsort vorliegende Größe der Trägeramplitude und damit der tatsächlichen Stärke des Bildsignals gibt (bei negativer Modulation) offenbar nur die Höhe der Zeilen-Synchronisationsimpulse; denn der Schwarzpegel des Signals, auf dem sie stehen, hat einen festgelegten, von der Zeilenhelligkeit unbeeinflussten Wert. Die Impulse können daher zur Gewinnung einer brauchbaren Schwundregelspannung herangezogen werden. Das hierzu am einfachsten anwendbare Verfahren beruht auf der Ladung eines Kondensators über eine Diodenstrecke und seiner Entladung über einen Widerstand:

Die in Abb. 2 wiedergegebene grundsätzliche Schaltung zeigt im Diodenkreis einen Kondensator C_1 . Eine positive Halbperiode der vom ZF-Verstärker stammenden bildmodulierten Schwingung macht die Diode leitend, und dadurch strömen Elektronen an den Kondensator, der infolge der niedrigen Röhrenimpedanz bis auf den Spannungswert der Synchronisationsimpulse aufgeladen wird. Während der folgenden negativen Halbperiode leitet die Diode nicht, und die am Kondensator liegende Elek-

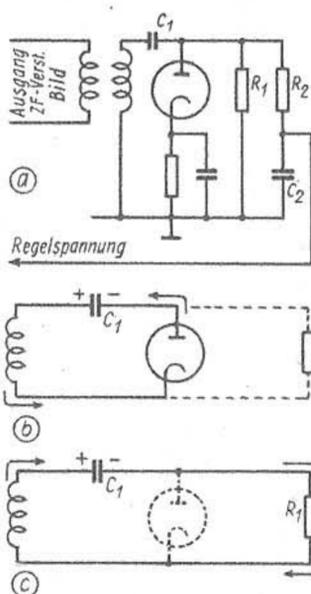


Abb. 2. Grundsätzliche Schaltung für die Gewinnung einer Schwundregelspannung aus der Höhe der Synchronisationsimpulse. Die Wirkungsweise erklärt sich daraus, daß das Aufladen (b) des Kondensators C_1 durch eine positive Signalspannung über die Diode schnell, das Entladen (c) aber über den Hochohmwiderstand R_1 sehr langsam erfolgt

tronenladung sucht über R_1 abzufließen, staut sich aber dort wegen des sehr hohen Widerstandes an, so daß in der Zeit des Nichtleitens der Diode nur ein kleiner Teil der Elektronenladung verlorengeht. Wird nun die Signalschwingung wieder positiv, so muß sie erst die noch vorhandene negative Ladung zwi-

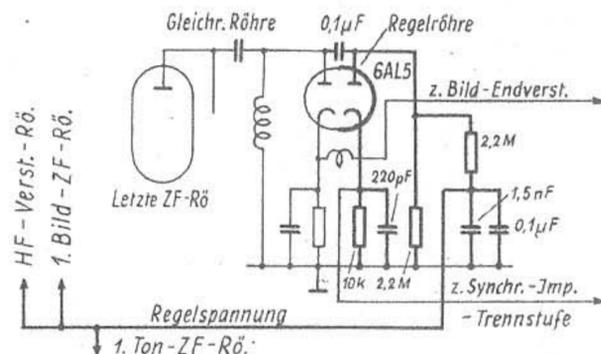


Abb. 3. Schaltbild der Gleichrichterstufe mit selbsttätiger Schwundregelung bei einem Belmont Fernsehempfänger (amerikanische Konstruktion)

schen C_1 und R_1 ausgleichen, bis die Diode wieder leitend wird und dem Kondensator neue Elektronen zuführt. Das bedeutet, daß nur noch die oberen Teile der Signalspannung, d. h. die Synchronisationsimpulse zur Kondensatorladung beitragen. Die zwischen C_1 und R_1 abnehmbare Spannung bildet daher eine negative Regelspannung, die unabhängig von dem schwankenden Zeilensignalmittelwert ist und nur durch die Höhe der Synchronisationsimpulse bestimmt wird. Sie muß natürlich, da sie bei 625 Zeilen und 50 Gesamtbildern je Sekunde mit 15 625 Hz schwankt, geglättet werden, und das geschieht mittels des Filters R_2C_2 .

Die Regelspannung läßt man üblicherweise auf die Gitter der Röhren einiger Zwischenfrequenzstufen wirken, meistens auch auf die Röhre der HF-Vorstufe, um einen Schwundausgleich auch für den Tonkanal sicherzustellen, der dahinter abzweigt. Im übrigen bedarf die Wirkung dieser Anordnung keiner Erläuterung.

Abb. 3 zeigt ein praktisch ausgeführtes Regelschaltbild. Gleichrichter- und Regelröhre sind, wie oft üblich, zu einer Doppelröhre zusammengefaßt. Die Schaltung erfüllt zugleich die Aufgabe der Impulsabtrennung, über die in einem der nächsten Abschnitte noch ausführlicher zu sprechen sein wird. Am Katodenwiderstand erscheinen nämlich wegen der oben geschilderten Wirkung der Regelröhre nur die Impulse der Synchronisationszeichen, die ohne das übrige Signal für die Synchronisierung der strahlführenden Kippgeräte gebraucht werden. Eine etwas abgeänderte Schaltung, die auch den Kontrastregler mit einbezieht, ist in Abb. 4 dargestellt. Hier ist die Anode der Schwundregelröhre an die negative Spannung gelegt, die am Kontrastregelwiderstand für die HF-Stufe abfällt. Die Röhre leitet daher auch dann, wenn keine Signalspannung vorliegt. Der über einen Hochohmwiderstand fließende Anodenstrom erzeugt eine negative Spannung (zur Masse), die durch die negativen Halbperioden der ZF-Schwingung noch vergrößert wird; infolge des

im Diodenkreis liegenden Kondensators C_1 kommen aber nur die Synchronisationsimpulse zur Geltung. Diese zusätzliche negative Spannung, deren Größe von der Signalarstärke abhängt, ist die Regelspannung und addiert sich zur einstellbaren Kontrastregelspannung. Auf diese Weise regelt sich die Verstärkung selbsttätig auf den vorgewählten Kontrastwert.

Abgesehen von der verhältnismäßig einfachen Methode, die Schwundregelspannung unmittelbar aus den Synchronisationsimpulsen mittels einer Diode zu gewinnen, sind auch verschiedene andere Verfahren möglich. Beispielsweise läßt sich dem Endverstärker das gleichgerichtete Bildsignal entnehmen und mit Hilfe der Röhre, welche die Synchronisationszeichen abtrennt, eine ähnliche Wirkung erzielen wie mit einer Diode. Oder die durch eine Diode gewonnene Regelspannung kann zum Steuern einer Röhre benutzt werden, die eine geeignete gleichbleibende Wechselspannung verstärkt und dann gleichrichtet. Eine solche Schaltung zeigt Abb. 5. Der Ausgangsvorgang ist hier die Herstellung einer Regelspannung nach Abb. 2 mittels einer Diode; das hierzu notwendige RC-Glied liegt in der Katodenleitung, so daß die an R_1 entstehende Spannung positiv ist. Dies dient zum Steuern einer Triodediode, an deren Gitter außerdem eine Sägezahnspannung aus dem Zeilenkipprgerät liegt. Diese Wechselspannung mit dem Anteil der positiven Regelspannung wird verstärkt und im Diodenteil gleichgerichtet. Die so erhaltene endgültige Regelspannung ist negativ und wird nach Glättung den Gittern der beiden ersten ZF-Verstärkerröhren und abgeschwächt der HF-Stufe zugeführt. Der

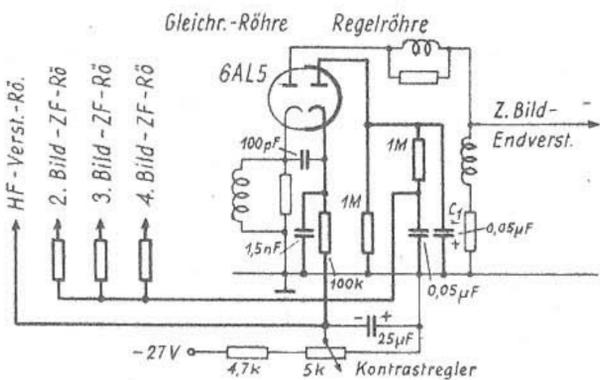


Abb. 4. Schaltbild der Gleichrichterstufe mit selbsttätiger Schwundregelung bei einem Garodfernsehempfänger (amerikanische Konstruktion)

Vorteil dieser verwickelt aufgebauten Schwundregelung ist ihre größere Empfindlichkeit (regelbar durch Potentiometer P).

Kurzzeit-Schwundregelung ohne Störspannungseinfluß

Die oben dargestellte Art der Schwundregelung im Bildteil eines Fernsehempfängers befriedigt nicht voll. Sie genügt nur, wenn die Schwankungen der Empfangsintensität klein sind und verhältnismäßig langsam erfolgen. Filter, welche die Schwankungen der aus den Zeilen- oder horizontalen Synchronisationsimpulsen gewonnenen Regelspannung glätten, müssen naturgemäß eine ziemlich große Zeitkonstante haben, damit die Impulsgruppen der mit Netzfrequenz laufenden Bild- oder vertikalen Synchronisation ausgefiltert werden¹⁾. Das bedeutet, daß der Schwundausgleich einer etwa in $\frac{1}{100}$ s erfolgenden Intensitätsschwankung des Signals nicht nach-

¹⁾ Vgl.: Grundlagen der Fernsehtechnik III. FUNK-TECHNIK Bd. 4 (1949), H. 24, S. 743.

kommen kann. Solche kurzzeitigen Schwankungen treten tatsächlich auf.

Wenn ein Flugzeug in der Nähe einer Empfangsantenne vorbeifliegt, reflektiert an ihm die Strahlung des Senders, und je nach der Lage der Flugrichtung zur Aufnahmerichtung des Dipols kommt es infolge der zu- oder abnehmenden Weglänge der reflektierten Wellen zu einem schnellen Wechsel von Verdopplung und Auslöschung des empfangenen Signals. Diese als Doppler-Effekt bekannte Wirkung kann, wie leicht nachzurechnen ist, bei den heutigen Flugzeuggeschwindigkeiten mit einer Frequenz zwischen 50 und 200 Hz auftreten. Wird sie nicht durch einen geeigneten Kurzzeit-Schwundregler ausgeglichen, so wird das von der Katodenstrahlröhre wiedergegebene Bild unruhig.

Auch grobe Störungen durch elektrische Geräte oder atmosphärische Entladungen machen die oben beschriebene Art der Schwundregelung weitgehend unwirksam. Da starke Störimpulse über den Schwarzpegel in das Gebiet der Synchronisationsimpulse hineinragen (nur bei negativer Modulation), erzeugen sie eine verstärkungsschwächende Regelspannung, ohne daß ein tatsächlicher Verstärkungsanstieg vorliegt. An Orten, wo der Empfang von Natur aus sehr schwach ist, wird so das Signal völlig ausgelöscht.

Einen Ausweg aus diesen unbefriedigenden Verhältnissen brachte ein neues Verfahren der Schwundregelung (in den USA als „keyed automatic gain control“ bekannt), das darauf beruht, daß die Regelspannung zwar auch aus der Höhe der Zeilen-Synchronisationsimpulse, aber nur während ihrer Dauer erzeugt wird. Um das zu erreichen, geht man vom gleichgerichteten Bildsignal im Endverstärker aus, und zwar da, wo es positiv polarisiert ist und den richtigen Gleichspannungsanteil hat (Abb. 6). Das Signal liegt so am Steuergitter einer Pentode, daß dieses nur durch die Synchronisationsimpulse positiv wird. Dazu ist die Katode auf ein Potential von etwa 90 V gebracht, während der Anode das Potential Null zugeordnet ist. Die Röhre kann also nur dann Anodenstrom führen, wenn eine kräftige Anodenspannung angelegt wird. Das Steuergitter ist mittels eines Spannungsteilers einige Volt negativ zur Katode gemacht; sein Potential liegt an der Stelle, wo der Anodenstrom den Wert Null erreicht.

Die Regelpentode erhält nun während der Dauer der Zeilensynchronisationsimpulse eine Anodenspannung von etwa 200 V. Diese Spannung rührt von dem Zeilenkipprtransformator (für magnetische Bildstrahlführung) her. Während der Hingangsperiode des Strahles näm-

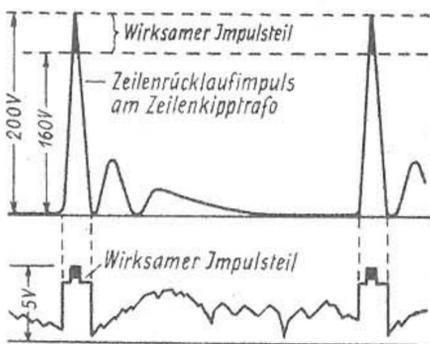


Abb. 7. Rücklaufimpulse am Zeilenkipprtransformator im Vergleich zum gleichgerichteten Bildsignal. Das Bild zeigt die Impulsteile, die an der Anode bzw. am Gitter der Regelröhre wirksam sind

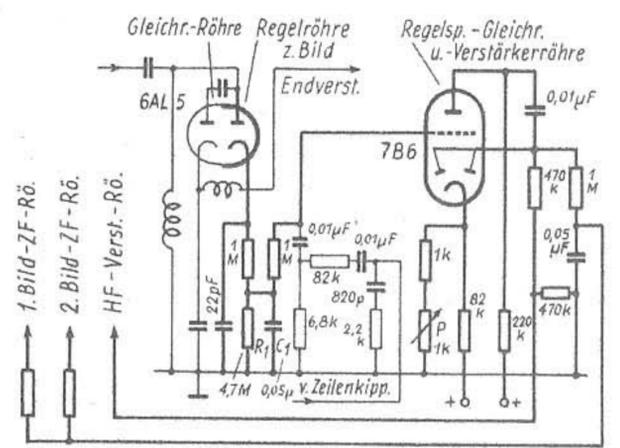


Abb. 5. Schaltbild des selbsttätigen Schwundreglers bei Fernsehempfängern von Philco (amer.)

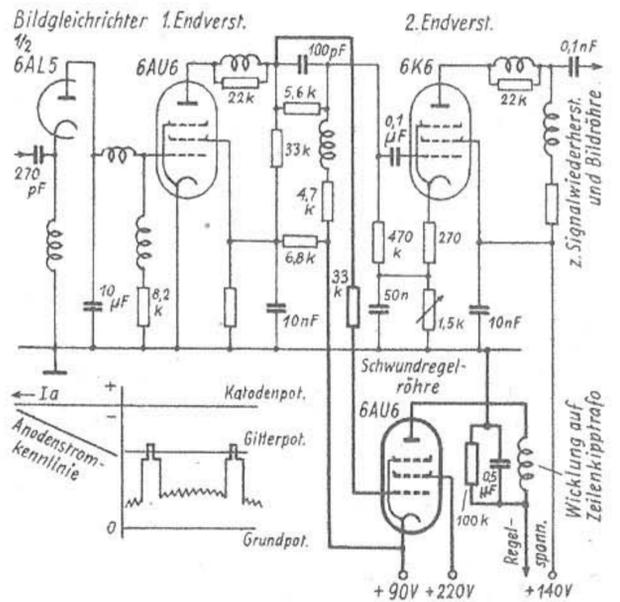


Abb. 6. Schaltbild eines Bildgleichrichters und Endverstärkers mit selbsttätigem Kurzzeit-Schwundregler aus einem Fernsehempfänger RCA-630 (amer.). Links unten: Potentialverhältnisse an den Elektroden der Regelröhre

lich baut sich in dem magnetischen Feld eine große Energie auf, die am Zeilenende entkoppelt wird und zu einem hohen positiven Spannungsimpuls führt (Abbildung 7). Dieser Zeilenrücklaufimpuls hat eine spitz verlaufende Form; da die Röhre erst bei etwa 160 V mit Anodenstrom einsetzt, deckt sich die Impulsbreite an dieser Stelle etwa mit der Breite des Zeilensynchronisationsimpulses. Der Anodenstrom der Regelpentode besteht demnach ebenfalls aus Impulsen und muß geglättet werden; sein mittlerer Betrag ist um so größer, je höher sich die Synchronisationsimpulse über das Gitterpotential hinaus gegen das Katodenpotential hin erstrecken. Mit anderen Worten, der geglättete Anodenstrom schwankt mit der Stärke des empfangenen Bildsignals, ist also unabhängig von der Bildmodulation und läßt eine brauchbare Schwundregelspannung gewinnen. Auf diese Weise gelangen alle Störimpulse, die während der Zeilendauer

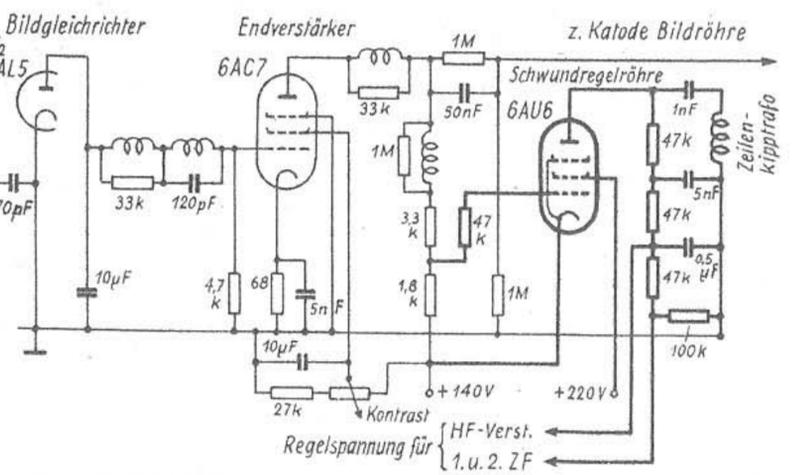


Abb. 8. Schaltbild eines Bildgleichrichters und Endverstärkers mit selbsttätigem Kurzzeit-Schwundregler aus einem Fernsehempfänger Admiral 20 A 1 (amerikanische Konstruktion)

auftreten, nicht zur Wirkung. Nur diejenigen Störungen, die während der Zeilenrücklaufperioden den Schwarzpegel überragen, können die Regelspannung beeinflussen, d. s. etwa 5 v. H. der Gesamtstörungen. Die Anordnung wirkt daher auch als Störbegrenzer.

Wir bitten um umgehende Benachrichtigung, wenn Sie die FUNK-TECHNIK durch Ihr Postamt oder bei Ihrem Buchhändler nicht erhalten, damit wir sofort das Erforderliche veranlassen können.

FUNK-TECHNIK
Berlin - Borsigwalde

Der Anodenstrom der Regelpentode fließt über einen Hochohmwiderstand mit Parallelkondensator an Masse. Dieses glättende RC-Glied, an dem die Regelspannung abfällt, braucht keine sehr große Zeitkonstante zu haben, weil die Bildsynchronisationsimpulse nicht ausgefiltert werden müssen, denn die Regelröhre kann während ihres Erscheinens keinen Strom führen. Die Größe der Zeitkonstante muß lediglich für die Zeilenfrequenz bemessen werden, die rund 300mal so groß wie die Bildfrequenz ist. Daher ist diese Art der Schwundregelung jeder anderen hinsichtlich schnellen Ansprechens weit überlegen. Sie macht zwar den Aufwand einer besonderen Pentode aber sonst nur wenige Schaltmittel erforderlich. Ein weiteres Beispiel für einen störungsunabhängigen Kurzzeit-Schwundregler gibt Abb. 8. Im Grundsätzlichen ist dieses Schaltbild der Schaltung nach Abb. 6 gleichartig. Solche und ähnliche Schaltungen werden bereits bei vielen neuzeitlichen amerikanischen Fernsehempfängern angewandt.

(Wird fortgesetzt)

FT 01 Elektronenstrahl-Oszillograf

(Schluß von Seite 376)

darstellt, wie sie bisher — nach der Kenntnis des Verfassers — in dieser Art in der deutschen Fachliteratur noch nicht beschrieben wurde.

Für die Ausführung des Musters zu einer derartigen Bauanleitung sind wesentlich andere Gesichtspunkte maßgebend als die, welche für die Konstruktion eines Gerätes für die industrielle Fertigung gelten.

Einerseits soll Schaltung und Aufbau einfach und übersichtlich und die Beschreibung so abzufassen sein, daß mit einem Mindestmaß an Hilfsgeräten ein erfolgreicher Nachbau möglich ist.

Andererseits können gerade bei individueller Selbstanfertigung bestimmte zusätzliche Einrichtungen — Anschlüsse, Schalter, Umschaltungen usw. — vorgesehen werden, welche die Anwendungsmöglichkeiten noch vielfältiger gestalten, die aber in der industriellen Fabrikation weggelassen werden müssen, um die Gestehungskosten herabzu-

drücken und das Erzeugnis wettbewerbsfähig zu halten. Auch muß hierbei eine möglichst vielseitige Anwendung ohne Beschränkung auf ein bestimmtes, enges Aufgabengebiet angestrebt werden. Bei individueller Selbstanfertigung können demgegenüber alle jene Eigenschaften besonders herausgebildet werden, die für den gedachten Verwendungszweck besonders günstig sind. Einige Kondensatoren, Widerstände, Buchsen oder Schalter mehr spielen dabei keine Rolle. Von diesem Gesichtspunkt aus beantwortet sich die Frage auch von selbst, ob derartige Bauanleitungen eine Konkurrenz für die industrielle Fertigung bedeuten. Es handelt sich hier um ganz grundsätzlich verschiedene Aufgaben.

Eine derartige Einzelanfertigung ist allerdings nur dann zu vertreten, wenn sie ohne Anrechnung der aufgewandten Zeit, aus reinem Interesse an der Aufgabe geschieht; im anderen Falle ist die

Anschaffung eines Markenfabrikates stets wirtschaftlicher.

Wenn ein Leser unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte den Bau eines solchen Gerätes erfolgreich durchführt, dann erhält er außer der Freude und Befriedigung, die ganz allgemein die Bewältigung einer schwierigen Aufgabe stets bietet, auch noch — gewissermaßen als „Nebenprodukt“ — eine nicht unwesentliche Erkenntnis: Daß jedes Markenfabrikat eines derartigen Gerätes, das mit minimalstem Aufwand Leistungen bietet, die das hier mit Mühe Erreichte bei sauberstem Aufbau sehr wohl übersteigen können, höchste Achtung und Anerkennung verdient.

Electronicus

(Nachtrag: In dem Gesamt-Schaltbild der Abbildung 1 fehlen bei den Röhren R₀₃ und R₀₄ die Anschlußleitungen zu dem dritten Gitter. Diese sind mit den Kathoden der Röhre zu verbinden.)



BRIEFKASTEN

Die Beantwortung von Anfragen erfolgt kostenlos und schriftlich, sofern ein frankierter Umschlag beigelegt ist. Auskünfte von allgemeinem Interesse werden an dieser Stelle veröffentlicht. Wir bitten, Einsendungen für den FT-Briefkasten möglichst kurz zu fassen.

A. Werther, Osnabrück

Wie arbeitet ein RC-Tongenerator? Können Sie mir ein Schaltbild dafür angeben?

Abb. 1 zeigt eine Tongeneratorschaltung mit RC-Gliedern. Zur Erklärung des Schwingvorganges sei angenommen, daß der Generator bereits schwingt. Am Ausgang entsteht dann eine Anodenwechselspannung U_2 , von der durch das Potentiometer P ein Bruchteil U_1 abgegriffen und auf den Eingang zurückgekoppelt wird. Am Eingang liegt

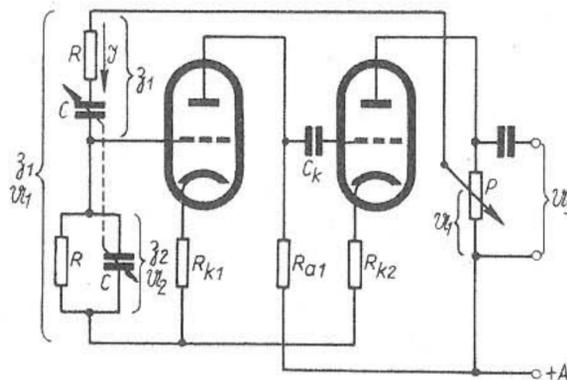


Abb. 1. Prinzipschaltbild eines RC-Generators

eine Reihen- und Parallelschaltung von Widerstand R und Kapazität C (Wienbrücke), die eine phasendrehende und spannungschwächende Wirkung ausübt. Mit den Bezeichnungen in Abb. 1 ist:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2, \quad U_1 = \beta \cdot U_2, \quad U_2 = \beta \cdot U_1$$

$$\beta_1 = \beta_1 + \beta_2, \quad U_1 = \beta_1 \cdot U_2, \quad U_2 = \beta_2 \cdot U_1$$

Nun ist

$$\beta_1 = R + \frac{1}{j\omega C} \cdot \frac{1}{\beta_2} = \frac{1}{R} + j\omega C$$

$$\beta_1 \cdot \frac{1}{\beta_2} = \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right)$$

Weiter ist nach obigen

$$k = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \beta_1} = \frac{1}{1 + \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right)}$$

$$= \frac{1}{\beta + j \left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR} \right)}$$

Diese Gleichung legt die Abschwächung und die Phasendrehung durch das RC-Glied fest.

Soll die Phasenverschiebung zwischen den beiden Spannungsvektoren U_1 und U_2 betragen, dann muß der Ausdruck im Nenner reell werden. Es muß also sein:

$$\omega CR = \frac{1}{\omega CR}; \quad \omega^2 C^2 R^2 = 1, \quad 2\pi f = \omega = \frac{1}{RC}$$

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (R \text{ in } \Omega, C \text{ in } F, f \text{ in } Hz)$$

Wenn diese Frequenzbedingung erfüllt ist, wird der Nenner reell und k hat den Wert $1/3$, d. h. die steuernde Gitterspannung U_2 ist $1/3$ von U_1 und mit ihr in Phase. In jeder Röhrenstufe erfolgt eine Phasendrehung von 180° , die Gesamtphasendrehung ist also $2 \times 180^\circ = 360^\circ$.

Wie nun aus der Frequenzbedingung $\omega = \frac{1}{RC}$ zu ersehen ist, fehlt hier im Gegensatz zum LC-Generator die Wurzel $\left(\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \right)$. Es ge-

lingt somit, mit üblichen Drehkondensatoren 20 ... 500 pF einen weit größeren Frequenzbereich (etwa 1 : 25) zu überstreichen als bei LC-Generatoren (etwa 1 : 5).

In Abb. 2 ist eine praktisch erprobte RC-Generatorschaltung mit zwei Stufen dargestellt. Bei dieser Schaltung wird in der RC-Kombination eine Phasendrehung von 180° vorgenommen, eine weitere Phasendrehung von 180° erfolgt in der Röhre (EBF 11). Die Diodenstrecke dieser Röhre wird zur Amplitudenbegrenzung herangezogen. Die nachgeschaltete Leistungsrohre EL 11 erzeugt eine Ausgangsspannung von 10 V bei einem Klirrfaktor von etwa 3%. Für die Frequenz gilt hier die Formel

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$$

(R in Ohm, C in F, f in Hz oder R in M Ω , C in μF , f in Hz).

Zur stetigen Überstreichung des Bereiches wird ein gewöhnlicher Dreigangdrehkondensator der Rundfunktechnik verwendet.

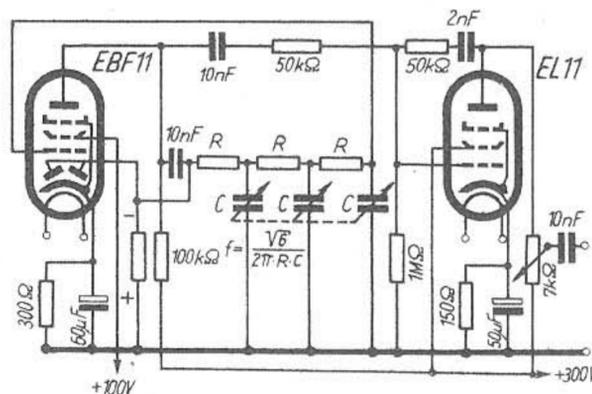


Abb. 2. Zweistufiger RC-Generator mit Amplitudenregelung und Endverstärkerstufe

Zeitschriftendienst

Neue Anschauungen über Röhrenkennlinien

Die grafische Darstellung der Röhrenkennlinien mittels kartesischer Koordinaten ist wegen ihrer Einfachheit so Allgemeingut geworden, daß man sich kaum noch Rechenschaft über ihre Schwächen gibt. Man betrachtet nämlich als konstante Größen solche, die, wie z. B. die Steilheit und der Eigenwiderstand, in Wahrheit veränderlich sind und von den Betriebsbedingungen abhängen. Das führt zu Widersprüchen beim Auswerten der Kurven.

Herr Gaudin, Chefingenieur der Radiotechnik, hat nun in einem Vortrag vor der „Société des Radioélectriciens“ darauf hingewiesen, daß die logarithmische Einteilung das Verhalten der Röhren im Arbeitsbereich besser veranschaulicht. Wenn man z. B. die Kurven von Dioden in logarithmischen Koordinaten aufträgt, unterscheidet man drei bestimmte, fest abgegrenzte Gebiete, die dem Gesetz der Raumladung, der Sättigung und dem Reststrom entsprechen.

Man kann nun keine Zusammenstellung konstanter Parameter finden, die für alle drei Gebiete gilt, um alle Eigenschaften der Dioden zu übertragen. Es läßt sich bestenfalls für jeden Arbeitsbereich das geeignetste Koordinatensystem wählen mit einer beschränkten Anzahl Parameter, die in den Grenzen dieser Zone als konstant gelten können. Noch schlimmer ist es bei Mehr-Elektrodenröhren.

Berichtigung

Die in Heft 9/50, S. 267, veröffentlichten Sockelschaltungen der Philips 18 042 und Telefunken UL 11 sind gegeneinander auszutauschen.

Um die wirklichen Röhreneigenschaften darzustellen, kann man jedoch Größen ins Auge fassen, die in den ehrlich geteilten Zonen wirklich konstant sind. Sie müssen jedoch nicht notwendig die gleichen sein, die wir zu verwenden gewohnt sind.

Auf Vorschlag von Herrn Gaudin müßten sich die Röhrenhersteller über neue Symbole einigen, die folgende Größen betreffen: die Steilheit, die niemals konstant ist, der Verstärkungsfaktor, der sich besonders bei Pentoden ändert, schließlich der Widerstand, den man auf mindestens dreifache Weise verschieden definieren kann (Scheinwiderstand, dynamischer Widerstand und Innenwiderstand). Dies würde aber auch die Anpassung der Impedanz von Belastungskreisen in Verstärkern beeinflussen. Das ist zwar etwas verwickelter, jedoch erzielt das Verfahren richtigere Ergebnisse als das bisher übliche.

Wenn die Röhrenfabrikation sich zur allgemeinen Normierung und Einführung dieser Anregungen entschließen könnten, wäre aus den Röhrenkatalogen eine genaue Darstellung der Röhre in allen ihren Betriebseigenschaften zu finden an Stelle der jetzt üblichen, ungenügenden Näherungswerte.

—No—
(La Radio Professionnelle, Nr. 170)

Der „Kaskoden-Verstärker“

Der „Kaskoden-Verstärker“ (Abb. 1) besteht aus zwei identischen, in Reihe liegenden Trioden, deren Steuergitter miteinander verbunden sind. Der Vorzug dieser Schaltung ist in ihrer sehr hohen Verstärkung μ' zu sehen, die sich aus dem Verstärkungsfaktor μ der einzelnen Triode zu

$$\mu' = \mu^2 + 2 \cdot \mu$$

ergibt. Infolge des hohen inneren Widerstandes dieser Anordnung wurde sie bis jetzt lediglich als Gleichstromverstärker und in Sonderschaltungen für Regelgeräte angewandt.

Mit einer kleinen Abwandlung (Abb. 2) ist die „Kaskoden“-Schaltung auch als Hochfrequenzstufe geeignet. Sie ist vorteilhafter als eine einfache Triodenschaltung, weil sie ohne Neutralisation arbeitet, und auch günstiger als eine Pentode, weil sie trotz höherer Verstärkung weniger rauscht. Die Triode V_2 gibt nämlich fast keine Rauschspannung ab, und das Rauschen von V_1 ist naturgemäß geringer als das Stromverteilungsrauschen einer Pentode. Die Verstärkung dieser Hochfrequenzstufe wird angenähert durch das Produkt aus dem komplexen Anodenwiderstand Z_a und der Steilheit der Triode V_1 dargestellt. Die gleiche Grundschaltung kann übrigens auch für Gleichstromverstärker herangezogen werden und zeichnet sich durch ihre hohe Verstärkung aus. (Wireless World)

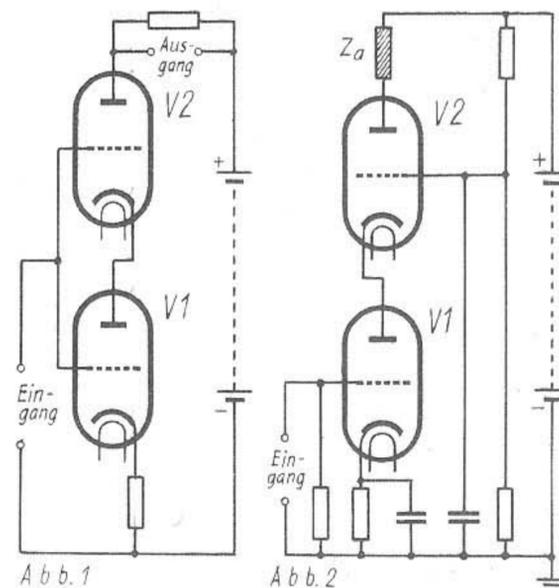
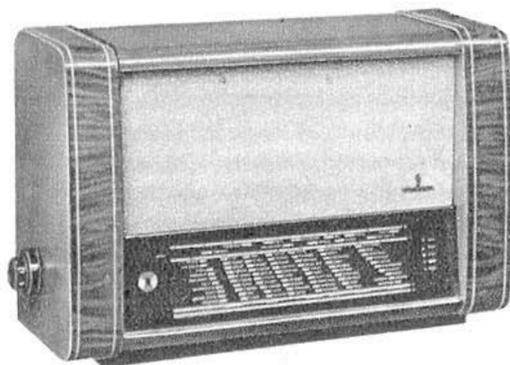


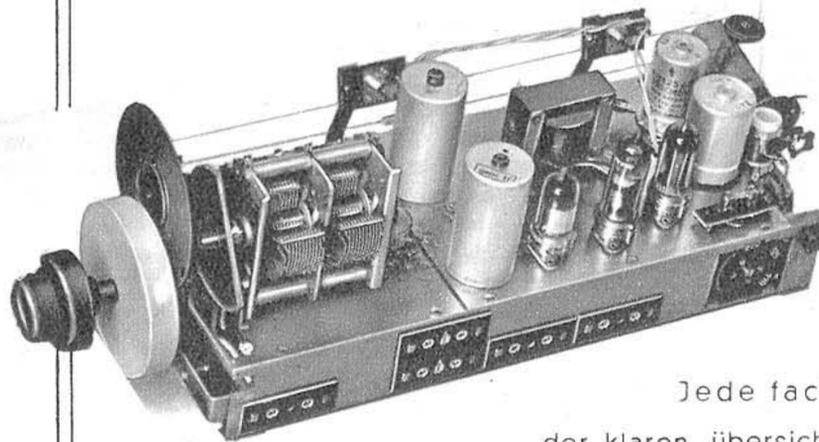
Abb. 1. Die Grundschaltung des „Kaskoden-Verstärkers“
Abb. 2. Abgewandelter „Kaskoden-Verstärker“ als HF-Stufe



FORM · TON
UND
TECHNIK

in harmonischer Abstimmung
schufen den Begriff

»QUALITÄTS-SUPER«



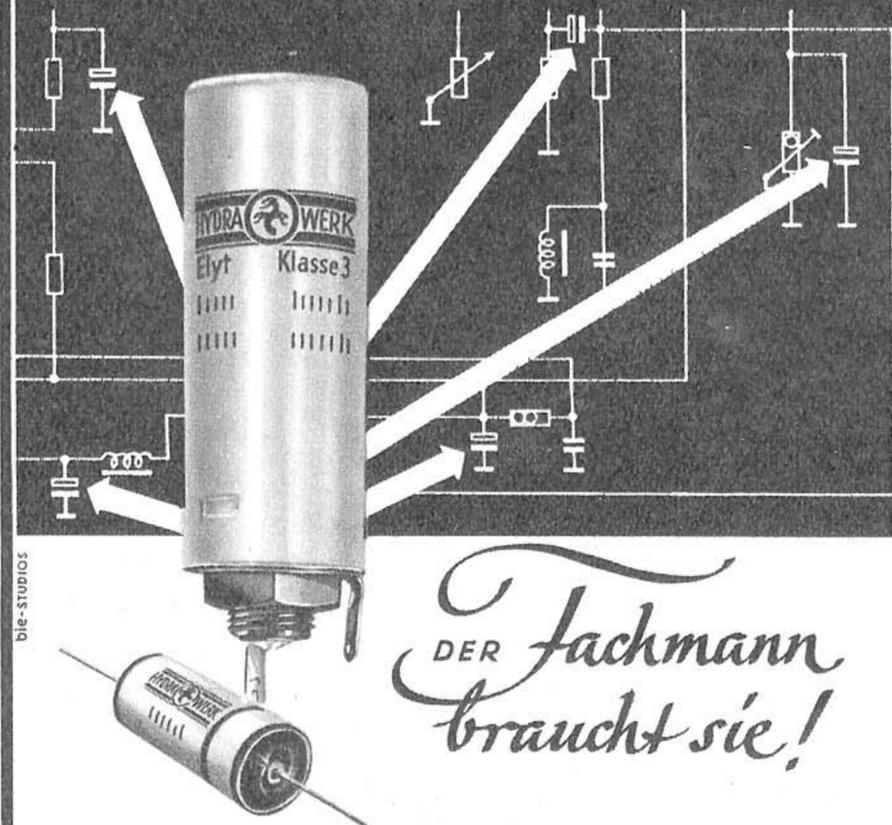
Jede fachmännische Prüfung
der klaren, übersichtlichen Anordnung,
der sauberen, sorgfältigen Verdrahtung
und der gleichbleibend hohen Leistung der Rimlock-Schaltung
bestätigt die Berechtigung des Namens »QUALITÄTS-SUPER«

SIEMENS
RUND
FUNK
GERÄTE

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR RADIOTECHNIK

HYDRA WERK

KONDENSATOREN



HYDRAWERK AKTIENGESELLSCHAFT · BERLIN N 20

Eine neue Methode für den Fernsehgleichwellenbetrieb

Die Ultrakurzwellen richten sich nicht immer bei ihrer Ausbreitung nach ihren Gesetzen. Es gehört sehr oft zu den unangenehmen Überraschungen, daß sich Ultrakurzwellensender überlagern, obgleich sie nicht in der optischen Sichtweite aufgestellt sind. Besonders bei dem Fernsehbetrieb machen sich diese Störungen bemerkbar. Man ist daher in Frankreich bemüht, eine Lösung dieses Problems zu erzielen, indem man versucht, zwei Fernsendeder gleicher Wellenlänge, aber verschiedener Empfangsfeldstärke, im Empfänger auszublenden. Über diese Arbeiten berichtet K. Tetzner im Juniheft der Zeitschrift FUNK UND TON. Der Beitrag des Herrn Dr.-Ing. habil. F. Kirschstein über die gleichzeitige Modelung einer Trägerwelle in Amplitude und Frequenz wird in dem Zusammenhang ebenfalls interessieren. Dr.-Ing. Klein betrachtet in seiner Arbeit „Der Zusammenhang zwischen Kettenleitern und Rundfunksieb-schaltungen“ verschiedene Abzweigschaltungen, die ein gleiches Übertragungsmaß besitzen. Es ergibt sich dabei in einem Sonderfalle die Umwandlung von kurzschluß-abgestimmten blindgekoppelten Rundfunkbandfiltern in Grundfilter. Diese Arbeit dürfte besonders im Hinblick auf verschiedene Rundfunksieb-schaltungen von Interesse sein. Bei der automatischen Bandbreitenregelung wird des öfteren von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, den Innenwiderstand von Elektronenröhren durch Steilheitsänderung zu variieren. Über die verschiedenen Schaltungen berichtet Arthur Klemt in dem Beitrag „Die gegengekoppelte Röhre als steuerbarer Wirkwiderstand“. „Zur Theorie der Kippschwingungen“ heißt die Arbeit von W. Taeger, die im nächsten Heft ihre Fortsetzung finden soll. Ein Beitrag, der besonders die Techniker interessiert, die sich mit Hochfrequenzheizung beschäftigen, ist „Das Auftauen gefrorenen Bodens mit Hochfrequenz“ von Dipl.-Ing. Zehnel. In der Patentschau referiert Dipl.-Ing. Wallach über amerikanische Röhrenpatente. Im Referatenteil sei der Beitrag über die schallbrechenden Linsen aus dem Journ. Acoust. Soc. Am. erwähnt. Die umfangreiche Zeitschriftenauslese ergänzt den vielseitigen Inhalt des Heftes.

Eine neue Germanium-Diode für Dezimeterwellen

In der Ultrakurzwellentechnik hat sich die Kristalldiode als Mischelement wegen des geringeren Eigenrauschens, der kleineren Eingangskapazität, des günstigeren Innenwiderstandes, des Fehlens von Laufzeiteffekten und anderer günstiger Eigenschaften als der Hochvakuumröhre überlegen erwiesen (siehe hierzu FUNK-TECHNIK, 1950, Heft 3, Seite 68). In erster Linie kommen hierfür Silizium- und Germaniumkristall-Dioden in Betracht. Für die höchsten Frequenzen, also für Dezimeter- und Zentimeterwellen, werden im allgemeinen Silizium-Dioden vorgezogen, weil sie hier größere Empfindlichkeit und besseren Wirkungsgrad als Germanium-Dioden haben. Dagegen sind Siliziumkristalle sehr anfällig gegen Überlastung und zu große Spannungen in Sperrichtung und können in dieser Beziehung nicht mit Germaniumkristallen konkurrieren.

Von der „General Electric“ wird neuerdings eine Germaniumkristalldiode (Typenbezeichnung G 7) hergestellt, welche die Überlastungsfähigkeit des Germaniumkristalles und die Empfindlichkeit des Siliziumkristalles für höchste Frequenzen miteinander vereinigt. Der Germaniumkristall wird durch Reduktion von Germaniumdioxid-Pulver höchster Reinheit gewonnen; die Durchführung dieses Reduktionsprozesses erfordert äußerste Sorgfalt, damit Kristalle mit gleichmäßigen Eigenschaften und ohne unerwünschte Verunreinigungen entstehen. Das Germanium verläßt den Reduktionsofen in Form kleiner Blöckchen, von denen die einzelnen 0,5 mm dicken und etwa 1 mm langen und breiten Kristallscheibchen geschnitten werden. Das Scheibchen wird auf einen kleinen Messingstift gelötet, der in das eine Ende eines Kunststoffröhrchens eingekittet wird. Von der anderen Seite wird ein Stift in das Röhrchen eingeschoben, an dem die Kontaktspitze aus einer Platinlegierung befestigt ist. Sobald die Spitze den Kristall berührt, wird ein kurzer und kräftiger Gleichstromimpuls durch Kristall und Kontaktspitze geschickt, der die Platinspitze auf dem Kristall festschweißt; auf diese Weise ist ein sicherer und gleichmäßiger Kontakt, auch bei größerer Beanspruchung, gewährleistet. Die neue Kristalldiode ist etwa 12 mm lang und hat einen Durchmesser von 6 mm; sie ist damit nur rund zwei Drittel so groß wie die bisherigen Kristalldioden.

Die Empfindlichkeit der neuen Germaniumkristall-Diode für Dezimeterwellen wird mit 4... 8 Mikrovolt angegeben, gegenüber einer Siliziumkristall-Diode (1 N 21 A oder 1 N 21 B) von 5 Mikrovolt. Das Eigenrauschen ist mit rund 3 Mikrovolt etwa ebenso groß wie bei Silizium; die höchstzulässige Sperrspannung beträgt 5 Volt. Die Belastbarkeit der Diode ist so groß, daß sie in der Durchlaßrichtung Stromimpulse mit einer Länge von einigen Mikrosekunden und einer Intensität von 500 Milliampere ohne weiteres aushält. Da die Stromspannungskennlinie der Diode in der Nähe des Nullpunktes die stärkste Krümmung aufweist, ist eine besondere Gleichvorspannung, wie sonst bei Germanium-Dioden, überflüssig. Die neue Germaniumkristall-Diode der „General Electric“ wurde vor allem im Hinblick auf den geplanten Fernsehdienst im Dezimeterwellenbereich entwickelt.

(Television Engineering, Januar 1950)

Neue englische Kleinströhen

Ende des vergangenen Jahres brachte die Firma „Mullard“ zwei neue Kleinströhen auf den Markt, die in erster Linie für Schwerhörigen-Geräte bestimmt sind und im Augenblick wohl die kleinsten Elektronenröhren dieser Art überhaupt sein dürften. Rein äußerlich fällt an diesen Röhren auf, daß der Glaskolben nicht mehr rund ist, sondern — ähnlich wie die entsprechenden amerikanischen Röhren — einen flachen Querschnitt hat. Mit 8,3 x 6,1 mm ist dieser Querschnitt aber noch um 25% kleiner als bei den kleinsten amerikanischen Röhren, so daß sich im Aufbau des Verstärkers eine beachtliche Raumersparnis ergibt; die Länge des Glaskolbens beträgt 27 mm. Noch wichtiger als diese Verringerung der äußeren Abmessungen ist aber die Herabsetzung der Heizleistung um rund 40%; durch Ver-



TUCHEL-KONTAKT

FÜR DIE GESAMTE FERNMELDE-NACHRICHTEN U. STUDIO-TECHNIK
KABEL-KUPPLUNGEN · MEHRPOLIGE
KONTAKTLEISTEN · SPEZIAL
VERTEILER - SYSTEME



ALLEINIGER HERSTELLER

KONSTRUKTIONSBURO UND BETRIEB NUR
TELEFON 2389 **HEILBRONN** AM NECKAR

wendung eines außerordentlich dünnen Heizfadens mit hochemittierender Oxydschicht konnte der Heizstrom auf 15 mA herabgedrückt werden. Der eigentliche Wolframfaden ist nur $\frac{1}{1000}$ mm dick, und selbst die Stärke des mit der Oxydschicht versehenen Fadens ist nur ein Drittel eines Menschenhaares. Trotz der Feinheit des Fadens ist es gelungen, diesen mit großer Gleichmäßigkeit in Serienfabrikation herzustellen und zu beschichten.

Um den Faden und das Elektrodensystem nicht zu beschädigen, mußte ein neues Einschmelzverfahren entwickelt werden, bei dem die Hitze von dem Elektrodensystem abgeleitet wird. Durch Verkürzung des Elektrodensystems konnte der Mikrofoneneffekt verringert und die Eigenschwingung des Fadens auf 6000 Hz heraufgesetzt werden. Es werden zwei Röhrentypen, beides Pentoden, hergestellt, ein Spannungsverstärker (DF 66) und eine Endröhre (DL 66). Für einen dreistufigen Verstärker mit zwei DF 66 und einer DL 66, der weniger als 150 Gramm wiegt, ist die aufzuwendende Heizleistung so gering, daß ein kleines Braunstein-Element für zwölf Betriebsstunden, ein Quecksilber-Element sogar für 50 Betriebsstunden ausreicht. Durch Verwendung eines extrem dünnen Drahtes für das Steuergitter konnte der Verstärkungsfaktor der Röhren trotz der verminderten Heizleistung noch etwas verbessert werden. Die Tabelle gibt einige Daten der zwei neuen Kleinst-

röhren wieder.

(Wireless World, Februar 1950)

Tabelle		
	DF 66	DL 66
Heizspannung	0,625 V	1,25 V
Heizstrom	15 mA	15 mA
Anodenspannung ...	22,5 V	22,5 V
Anodenstrom	0,05 mA	0,3 mA
Steilheit	0,1 mA/V	0,35 mA/V
Ausgangsleistung ...	—	2,5 mW
Klirrfaktor		10 %

Die Untersuchung von Wolken

Ein von der „General Electric“ ausgearbeitetes Verfahren gestattet die Messung und Registrierung der Dichte, Höhe und Mächtigkeit von Wolken auf verhältnismäßig einfache Weise. Die Meßeinrichtung, die von einem Wetterballon in das zu untersuchende Wolkenfeld getragen wird, besteht aus einem Stück Schnur, das mit einer gesättigten Salzlösung getränkt ist. Die getränkte Schnur hat die Eigenschaft, daß ihr elektrischer Widerstand um so kleiner wird, je geringer der Wassergehalt der Atmosphäre ist, in welcher die Schnur sich gerade befindet. Ein kleiner mitgeführter Sender sendet alle halbe Sekunde einen Hochfrequenzimpuls, zur Beobachtungsstation auf der Erde, dessen Intensität durch den Widerstand der Schnur bestimmt wird. Aus den auf der Bodenstation registrierten Hochfrequenzimpulsen kann man so auf den Wassergehalt der Wolken schließen, die der Ballon durchfliegt. Die ebenfalls von der „General Electric“ konstruierte Antennenanlage der Bodenstation ermöglicht gleichzeitig die genaue Feststellung und laufende Registrierung der jeweiligen Höhe und Richtung des Ballons in bezug auf die Bodenstation. Auf diese Weise kann man aus den Registrierungen die untere und die obere Grenze der Wolke und den Wassergehalt in der Wolke selbst ablesen.

(Electronics, Februar 1950.)



KUNDENDIENST

GUTSCHEIN für eine kostenlose Auskunft

HEFT
12
1950

FT-Informationen: Mitteilungen der FUNK-TECHNIK für die deutsche Radiowirtschaft. Lieferung erfolgt auf Bestellung kostenlos an unsere Abonnenten, soweit sie Mitglieder der zuständigen Fachverbände sind. Bezugschein im Anzeigenteil.

FT-Briefkasten: Ratschläge für Aufbau und Bemessung von Einzelteilen sowie Auskünfte über alle Schaltungsfragen, Röhrendaten, Bestückungen von Industriegeräten.

FT-Labor: Prüfung und Erprobung von Apparaten und Einzelteilen. Einsendungen bitten wir jedoch erst nach vorheriger Anfrage vorzunehmen.

Juristische Beratung: Auskünfte über wirtschaftliche, steuerliche und juristische Fragen.

Patentrechtliche Betreuung: Fragen über Hinterlegungsmöglichkeiten, Patentanmeldungen, Urheberschutz und sonstige patentrechtliche Angelegenheiten.

Auskünfte werden grundsätzlich kostenlos und schriftlich erteilt. Es wird gebeten, den Gutschein des letzten Heftes und einen frankierten Umschlag beizulegen. Auskünfte von allgemeinem Interesse werden in der FUNK-TECHNIK veröffentlicht.

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Chefredakteur: Curt Rint. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Dr. Wilhelm Herrmann. Telefon: 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Postscheckkonten: PSchA Berlin West Kto.-Nr. 24 93, Berlin Ost Kto.-Nr. 154 10, PSchA Frankfurt/Main Kto.-Nr. 254 74. Westdeutsche Redaktion: Karl Tetzner, Frankfurt, Main, Alte Gasse 14/16, Telefon: 5 23 39. Bestellungen beim Verlag, bei den Postämtern und den Buch- und Zeitschriftenhandlungen in allen Zonen. Der Nachdruck einzelner Beiträge ist nur mit vorheriger Genehmigung des Verlages gestattet. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz Nr. 47/4d. Druck: Druckhaus Tempelhof.

Dual PLATTENWECHSLER



*50 Minuten
Schallplattenspiel
ohne Wartung
zuverlässig, einfachste Handhabung
Einknopfbedienung*

DUAL-Plattenspieler und Phono-Chassis

DUAL-Phono-Motore

für Aufnahme und Wiedergabe

Achten Sie auf DUAL — einen Plattenspieler hat man lange!

Gebrüder Steidinger • St. Georgen • Schwarzwald

HERMANN SPANGENBERG

Neon-Leuchtröhrenanlagen FÜR LICHTREKLAME UND MODERNE BELEUCHTUNG

Erweiterter Sonderdruck aus LICHT-TECHNIK

30 Seiten mit 14 Abbildungen und 3 Tabellen

Preis: Dpf.-W 75 zuzügl. Dpf.-W 10 Porto

(umgerechnet zum Tageskurs auch in DM-Ost lieferbar)

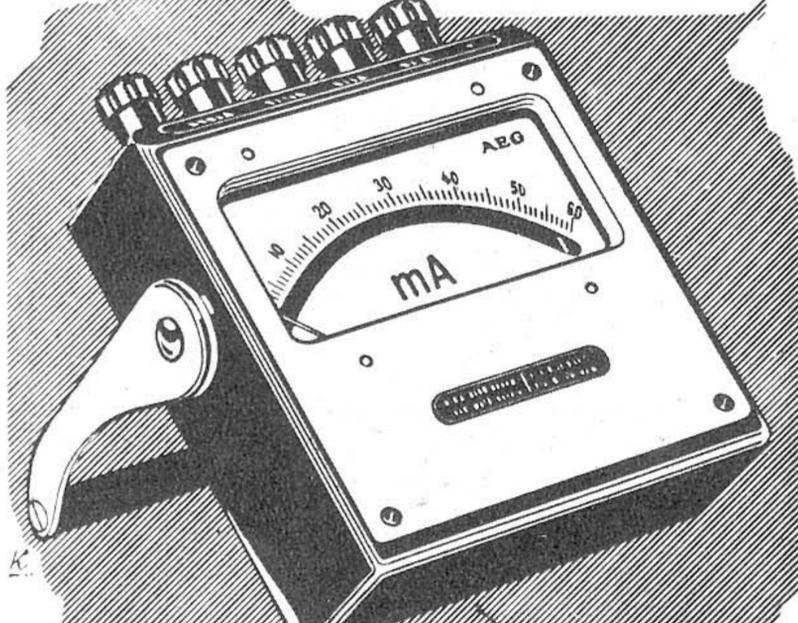
Diese Broschüre macht den Elektrofachmann mit dem zukunftsreichen Arbeitsgebiet des Hochspannungs-Röhrenlichtes und den hierfür erforderlichen Kenntnissen bestens vertraut. Sie bringt u. a. Hauptbestandteile der Leuchtröhrenanlage, Montage der Buchstaben und Neonröhren, Einregulierung der Stromstärke, Einbautransformatoren, Stromverbrauch der Anlage, Anschluß an Gleichstrom, Bemessung der Leistung des Umformers, Fehler in Leuchtröhrenanlagen u. deren Beseitigung, Vorsichtsmaßregeln.

Bei Bestellungen bitten wir um gleichzeitige Überweisung des Betrages auf unser Postscheckkonto Berlin-West 373 24 (Ostbezieher: Berlin NW 35000) oder um Übersendung im Briefumschlag.

LICHT-TECHNIK • Berlin-Borsigwalde

AEG

MESSWESEN



Tragbare Präzisions-Meßgeräte
mit Drehspul-Meßwerk
Form K - Klasse 0,5
für Prüffeld und Laboratorium

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS - GESELLSCHAFT
5058



liefert: zu günstigsten Bedingungen
SÄMTL. RUNDUNKRÖHREN
Senderröhren, Kraftverstärkerrohren, Hochvolt-Gleichrichter, kommerzielle Röhren, Spezialröhren, Knopfröhren, Kathodenstrahlröhren, Stabilisatoren, Glimmspannungsteiler, Eisenwasserstoffwiderstände, Eisen-Urdox-Widerstände, Therapieröhren, Tonlampen, Projektionslampen

sucht laufend:
Röhren aus Gelegenheitsposten, insbes. US-Röhren

ING.-BÜRO GERMAR WEISS
Frankfurt a. Main, Hafestraße 57
Tel. 73642, Telegrammadr. Röhrenweiss

Röhrensonderangebot

Keine Oströhren, 6 Monate Garantie

AF 7	netto	DM 5,50
AL 5		DM 12,—
EBF 11		DM 7,—
ECH 11		DM 8,—
EF 11		DM 6,—
EF 12		DM 6,—
EZ 12		DM 3,50
KC 1 (Stift)		DM 1,25
KL 1 (Stift)		DM 2,50
RENS 1264		DM 4,50
UBL 21		DM 10,50
UCH 21		DM 10,—
UM 4		DM 7,—
UY 11		DM 2,50
VC 1		DM 5,75
LS 50		DM 4,—
NF 2		DM 3,40
U 2410 P		DM —,70

Alle Röhren fabriken, bei kommerziellen Röhren nur Übernahmegarantie. Versand per Nachnahme.
Radio-Röhren-Großhandel
H. Kaets
Bln.-Friedenau, Sohrgendorfer Str. 8, Tel. 24 22 20

Mehr Erfolg durch Wissen und Leistung!

Werden Sie Radiofachmann durch **FERNUNTERRICHT** nach altbewährter Methode!
Getrennte radiotechnische Lehrgänge für Anfänger und Fortgeschrittene, ferner Sonderlehrbriefe über UKW-FM, Wellenplanumstellung und technisches Rechnen
Sorgfältige Korrektur der Aufgaben und Betreuung

Prospekte kostenlos · Beginn jederzeit
Unterrichtsunternehmen f. Radio-technik und verwandte Gebiete
Staatlich lizenziert!

ING. HEINZ RICHTER
Güntering
Post Hechendorf/Pilsensee, Oberbayern

Bekannt und beim Fachhandel eingeführte **Berliner Fabrik** mit großer Verkaufsorganisation übernimmt Generalvertretung für

Marken-Radio-Apparate

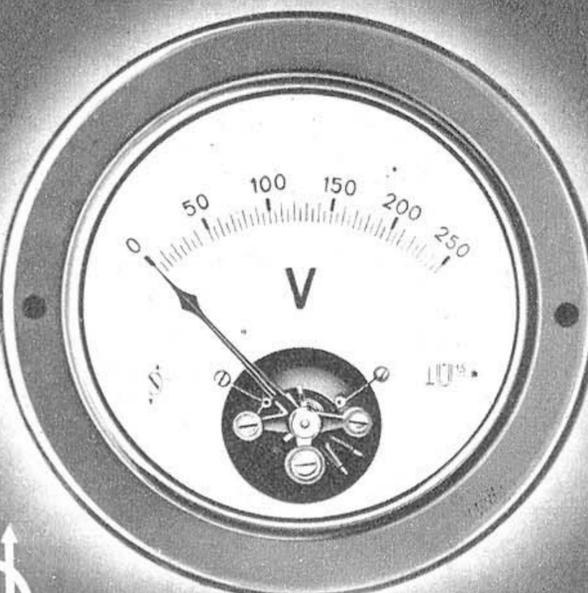
leistungsfähiger Industriefirmen für Bereich Berlin und Westzone
Angebote unter (B) F. Z. 6651

Ausbildung zum Techniker

d. Fernlehrgänge f. Masch.-Bau, Bauwesen, **Elektro-, Rundfunktechnik**, Heizung, Gas, Installation. Vorbereit. z. Meisterprüf. u. Fachschulbesuch. Progr. E frei

Fern-Technikum, (16) Melsungen

NEUBERGER



Meßinstrumente
Vielfach-Meßgeräte
Röhrenprüfgeräte
Elektrizitäts-Zähler
Einphasen-Wechselstrom-Zähler / Drehstromzähler
Elektrische Kondensatoren
Statische Kondensatoren / Elektrolyt-Kondensatoren
Elektro-Trockenschränke

JOSEF NEUBERGER · MÜNCHEN J 25
FABRIK ELEKTRISCHER MESSINSTRUMENTE

Verkaufsbüro Berlin: Berlin-Südende, Rottweiler Str. 7a · Tel. 75 41 46

Ein unentbehrliches Nachschlagewerk für Theorie und Praxis

HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

Herausgeber Curt Rint, Chefredakteur der FUNK-TECHNIK
Din A 5 · 800 Seiten · 646 Abbildungen und Tafeln

Das Handbuch ist bestimmt für Ingenieure und technische Physiker, für Techniker und Rundfunkmechaniker, für Studenten der Technischen Hochschulen und Schüler technischer Lehranstalten, für ernsthafte Radiobastler und Kurzwellenamateure.

Ihnen allen wird mit diesem Handbuch ein Nachschlagewerk für Beruf und Studium in die Hand gegeben. Es enthält nicht nur reichhaltiges Zahlen-, Tabellen- und Formelmateriale, sondern bringt die Grundlagen des Wissens um das Fachgebiet der Hochfrequenz- und Elektrotechnik in einer Form, die es dem Leser ermöglicht, die aus dem Handbuch gewonnene Erkenntnis unmittelbar in der Praxis zu verwerten, sei es in der Rundfunk-, Fernmelde- oder Starkstromtechnik oder in den verschiedenen Nebengebieten, wie Tonfilm, Elektroakustik, Isolierstoffe und Lichttechnik.

In Ganzleinen gebunden Preis DM-W 20,—

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK G.M.B.H.

BESTELLSCHEIN

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK G.M.B.H.
Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167

Ich / Wir bestelle ... hiermit ... Exemplar ...

HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER
zum Preise von DM-W 20,— bei portofreier Zusendung. Der Betrag wird ohne Mehrkosten durch Nachnahme erhoben.

Datum Name u. Anschrift

SCHAUB-Topas

DER 6-KREIS-5-RÖHREN-SUPER
MIT MAGISCHEM AUGE UND DEM
APARTEN GEHAUSE FÜR DM 295.-



G. SCHAUB · APPARATEBAU · G. M. B. H. · PFORZHEIM

BRAUN RADIO



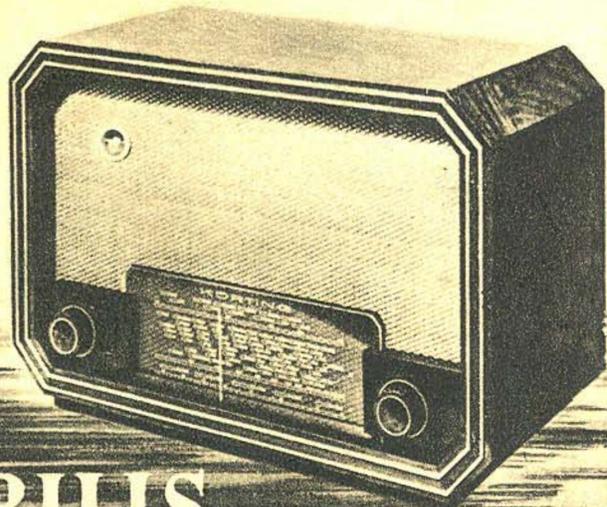
Sircolo 50

HEIM-UND REISE-
EMPFÄNGER

für Netz- und Batterie-Betrieb
für alle Stromarten und
Spannungen DM 239.- o/B

MAX BRAUN FRANKFURT/MAIN

Harmonie in Klang und Form



NOBILIS

DM 289.-

MODELL 6430 GW

Der Leistungssuper mit dem Höring-Klang!

6 Kreise - 5 Röhren mit 7 Funktionen - Allstrom

Zukunftssicher: Wird durch Aufstecken des Höring-UKW-Super-

Einsatzes zum FM/AM-Universalempfänger -

Einsteckskala nach dem neuen Wellenplan

Stilvolles Edelholzgehäuse mit Metallzierleisten.

KÖRTING-RADIO-WERKE · OSWALD RITTER
NIEDERNFELS POST MARQUARTSTEIN · OBB.



Neuheit!

Verkürzte Montage- und Reparaturzeiten
durch **Kreff** Schnellbefestigung D. R. P. ang.



1 Druck... genügt



W. KREFFT A.-G. · GEVELSBERG/WESTF.