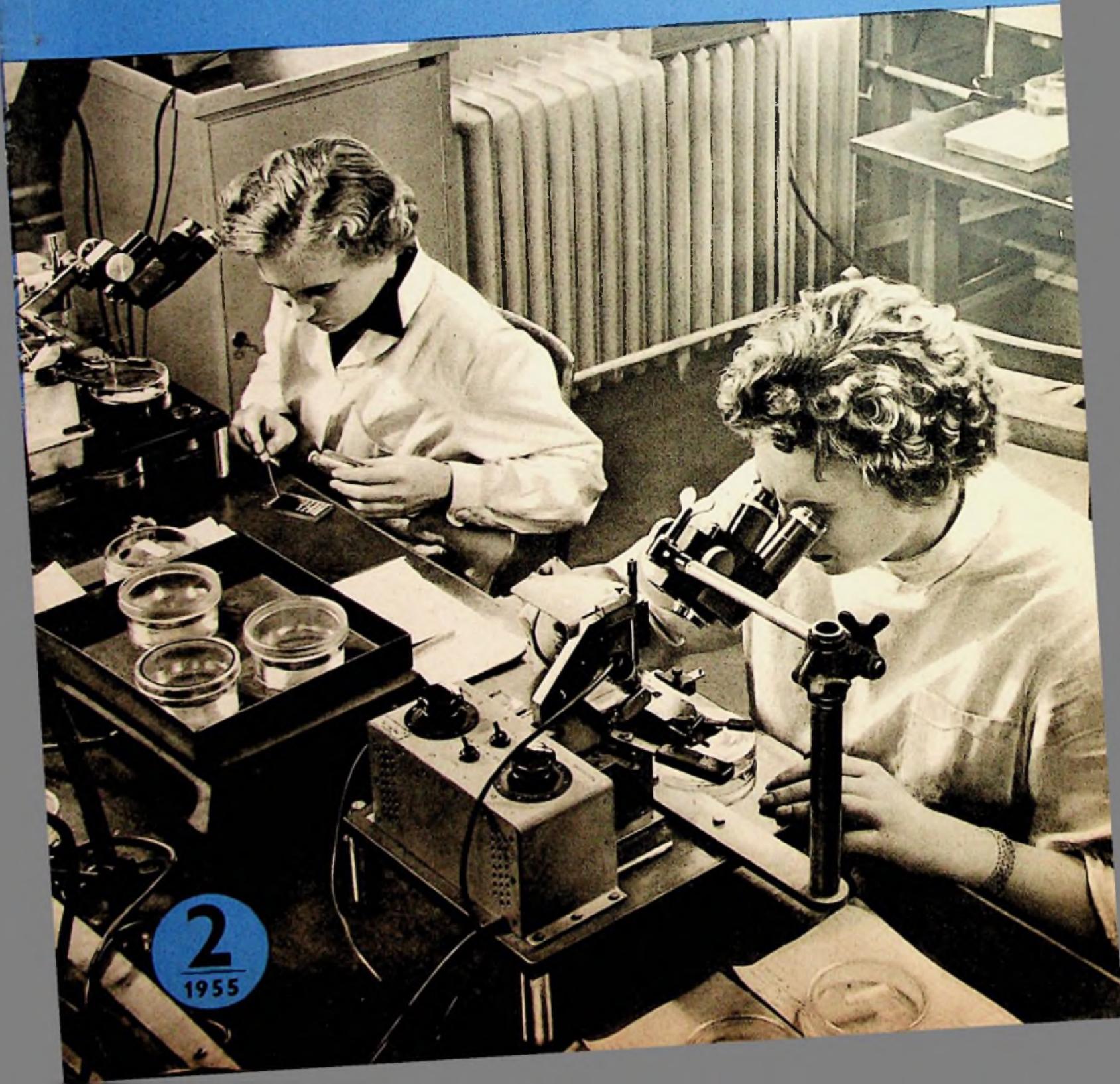


BERLIN

FUNK- TECHNIK

Fernsehen Elektronik



2
1955

Die Kurve Ihres Vertrauens

und hier möchten wir Ihnen zunächst einmal für Ihr Vertrauen danken!

1955 wünschen wir Ihnen alles Gute. Es würde uns freuen, wenn das neue Jahr alle Ihre Erwartungen erfüllt. - Wir selbst werden uns bemühen, unser Teil dazu beizutragen, daß Sie zufrieden sind.



LABOR W
Qualität

seit Jahren schon ein fester Begriff, soll auch in Zukunft unser Programm sein. Unser Wunsch ist, nicht nur Kunden zu haben, sondern wir möchten, daß jeder Labor-W-Kunde zu einem Labor-W-Freund wird.

Unsere Erzeugnisse gehören zu den Spitzenfabrikaten. Wir bemühen uns, mit jedem Gerät, seien es

**MIKROPHONE
UBERTRAGER
VERSTÄRKER
KLEINHÖRER
MESSGERÄTE**

Immer das Beste zu geben.

Hier nur ein paar Beispiele:



MD 21
ein Universal-Mikrofon
hoher Klangtreue
50 bis 15 000 Hz ± 3 dB



TB 32
Wirksam abgeschirmter Eingangübertrager
20 bis 20 000 Hz ± 1 dB

Es steckt schon Wahrheit darin, wenn wir sagen:

Wer die Wahl hat, wählt Labor-W



DR. ING. SENNHEISER · BISSENDORF (HANN)

AUS DEM INHALT

2. JANUARHEFT 1955

Heutiger Stand der UKW-Rundfunk- und Fernsehversorgung	31
Die wichtigsten Meß- und Prüfschalplatten für Phonogeräte	35
Die neuen VDE-Bestimmungen über die Entstörung von Zündfunkenanlagen bei Kraftfahrzeugen	36
Die interessante Schaltung Imperial 519 W-3 D-Stereo	37
Additive Mischschaltungen in den AM-Wellenbereichen neuzeitlicher Rundfunkempfänger	38
FT-Kurznachrichten	40
Ein Zeitblendengerät für einmalige Vorgänge	41
Klirrfaktor-Meßgerät mit Transistor-Verstärker	42
Ausgewählte Schaltungsbeispiele von Rundfunkempfängern: Ein 7-Röhren-6,9-Kreis-Mittelklassensuper	43
Stromversorgungsteile für Aufbau-Röhren-Blitzgerät »BLITZ-FIX II«	46
Allband-Amateur-Superhet	47
Siliziumdiode als 1200-W-Gleichrichter	49
Neuer elektrostatischer Hochtonlautsprecher	50
Unsere Leser berichten Duplex-Lautsprecher-Anordnung	50
Nachmal: Einfacher geht's nimmer	51
Umblendvorrichtung	51
Ein vielseitig verwendbarer Kapazitätsstift	52
Von Sendern und Frequenzen	51
Aus Zeitschriften und Büchern	52

Beilagen:

Schaltungstechnik (14)

Kippgeräte für Oszillografen

Bauelemente

Mikrowellenelemente (Hohlrohrtechnik) (2)

Prüf- und Meßgeräte (2a)

Dreheisen-Meßinstrumente

Prüfen und Messen (2b)

Das Messen mit Dreheisen-Meßinstrumenten

Unser Titelbild: Anlöten von Zuführungsdrähtchen in der Schwingquartzfertigung bei Telefunken, Berlin, auf Schwingquartzscheiben in Lötmaschinen mit automatischer Zentrierung. Die Kontrolle der Zentrierung und des Lötvorganges erfolgt mit Binokularlupen Aufn.: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (7); Zeichnungen vom FT-Labor nach Angaben der Verfasser: Baumelburg (10), Kortus (35), Ullrich (14).
Seiten 55 und 56 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH., Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau. Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau, Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 2025, Postfach 229. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rob. Innsbruck, Schöpfstraße 2. Postcheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz Nr. 47/46. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



Chefredakteur: WILHELM ROTH
 Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

Dipl.-Phys. R. GRESSMANN

Mitteilung aus der Zentraltechnik des NWDR

Heutiger Stand der UKW-Rundfunk- und Fernsehversorgung

In letzter Zeit ist der Ausbau der Sendernetze weiter vorangetrieben worden, und so scheint es zweckmäßig, erneut einen Überblick über die gegenwärtige Situation zu geben und die Entwicklungstendenzen aufzuzeigen.

Zunächst sei ein wichtiges Prinzip wiederholt, das dem Stockholmer Wellenplan zugrunde lag und in einem früheren Übersichtsaufsatz [7] näher begründet und erläutert worden war.

Gleichkanalstörungen und Schutzfeldstärken [1]

Der Planung dienten als Richtwerte für die Abstände von Sendern mit 100 kW Strahlungsleistung, die auf der gleichen Welle arbeiten, Entfernungen von 240 bis 300 km. Diese Abstände gewähren ein Optimum an rationeller Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Kanäle und damit auch ein Optimum an Gesamtversorgung. Dabei wurde ganz bewußt in Kauf genommen, daß der gelegentliche Empfang weit entfernter Sender mit empfindlichen Empfangsgeräten nach Vollausbau des Netzes nicht mehr überall möglich sein wird — oder anders ausgedrückt, daß die Schutzfeldstärken der einzelnen Sender dann zum Teil erheblich höher liegen als die Mindestfeldstärken, die empfindliche Empfänger mit hochaufgebauten Richtempfangsantennen noch verarbeiten können. Hohe Schutzfeldstärken stellen aber nicht nur ein Optimum der Gesamtversorgung sicher, sondern bieten zugleich einen wirksamen Schutz gegen die mannigfaltigen äußeren Störungen (Zündkerzen, elektrische Geräte, atmosphärische Störungen usw.). Zusammenfassend sei also wiederholt, daß der Stockholmer Wellenplan sowohl für den UKW-Rundfunk als auch für das Fernsehen auf dem Prinzip der „Versorgung mit Ortsempfang“ beruht. Auf die sich hieraus ergebenden Probleme kommen wir bei der nun folgenden Schilderung der jetzigen Situation ausführlicher zurück.

UKW-FM-Rundfunk

Es stehen 42 Kanäle zu je 300 kHz Bandbreite im Band II (87,5 ... 100 MHz) zur Verfügung. Die ideale Kanalanordnung zu den vorgesehenen drei Programmen müßte danach etwa folgendes Bild zeigen:

Programm	1.	2.	3.
Kanäle	2 ... 15	16 ... 29	30 ... 43

Leider läßt sich dieses einfache Schema im gegenwärtigen Zeitpunkt noch nicht durchführen. Die wichtigsten Gründe hierfür werden nachfolgend dargestellt.

Oszillatorstörungen

Die ersten Oberwellen der UKW-Oszillatoren fallen nach der Formel

$$2 \times (\text{Band-II-Frequenz} + 10,7 \text{ MHz}) = \text{Band-III-Frequenz}$$

in einen Teil des Fernsehbandes III. Hiervon werden die Fernsehkanäle 8 bis 11 betroffen. Die entstehenden Störungen auf das Fernsehen wären nun allerdings zu vernachlässigen, wenn die in Benutzung befindlichen UKW-Empfänger den Mindestbedingungen bezüglich Störstrahlung genügen würden, wie sie von der Post und den Rundfunkanstalten schon vor Jahren gefordert wurden. Dies trifft leider jedoch nur für den kleinsten Teil der benutzten Empfänger zu. Obwohl eine Reihe von Industriefirmen heute in dieser Hinsicht einwandfreie Empfänger auf den Markt bringt, werden immer noch stark strahlende Empfänger produziert und verkauft.

Will man schwerwiegende Störungen vermeiden, dann muß die UKW-Netzplanung mit der Fernsehnetzplanung koordiniert werden. Eine

solche Koordinierung bedeutet für eine Reihe von Senderstandorten, daß dort in Stockholm festgelegte UKW-Kanäle nicht ohne weiteres benutzt werden können. Es werden Umstellungen, Vertauschungen und andere Maßnahmen notwendig, die das oben erwähnte Schema der Aufteilung des Bandes II in drei Teile für die vorgesehenen drei Programme durchbrechen.

Betont muß werden, daß man durch Verzicht oder Vertauschung von UKW-Frequenzen keineswegs alle Störungen der geschilderten Art vermeiden kann. So treten in einer Reihe von Fällen Störungen bei Fernsehempfängern auf, die außerhalb der Versorgungsgebiete von Fernsehsendern in Betrieb sind. Wegen der sehr niedrigen Nutzfeldstärken, mit denen diese Fernsehempfänger betrieben werden, können hier sogar solche UKW-Empfänger das Fernsehbild stören, die den Störstrahlungsbedingungen genügen, sofern die beiden Empfänger (oder Antennen) sehr nahe beieinander aufgestellt sind. In den an den Grenzen liegenden Gebieten treten darüber hinaus mit dem fortschreitenden Ausbau der UKW-Sendernetze in den Nachbarländern weitere Quellen für Oszillatorstörungen auf, die von deutscher Seite nicht zu beeinflussen sind.

Zusammenfassend muß gesagt werden, daß nur die Benutzung einwandfreier Empfangsgeräte in Zukunft zu zufriedenstellenden Verhältnissen auf diesem Gebiet führen kann. Bei der Durchsetzung dieser immer dringender werdenden Forderung fällt nicht zuletzt dem Fachhandel eine wichtige Aufgabe zu. Die Einhaltung der Störstrahlungsbedingungen sollte mindestens den gleichen Rang in der Qualitätsbewertung eines UKW-Empfängers haben, wie Empfindlichkeit, Selektivität, Klangqualität usw.

Fernempfang

Ein weiteres Problem für die Frequenzplanung des UKW-Sendernetzes bildet der Fernempfang.

Es war eingangs ausgeführt worden, daß der Stockholmer Wellenplan auf dem Prinzip der Versorgung mit Ortsempfang beruht. Der ausgesprochene Fernempfang mit seinen Nachteilen der niedrigen und stark schwankenden Feldstärken wurde nicht vorgesehen. Für den Rundfunkhörer stellt sich daher im allgemeinen die Situation so dar, daß er auf seiner Skala neben dem Ortssender, der mit stets gleichbleibender Qualität empfangen wird, eine Reihe von anderen Sendern findet, teilweise ebenfalls mit Ortsprogramm, teilweise mit fremdem Programm. Ein Teil dieser Sender fällt auch mit gleichbleibender und ausreichender Feldstärke ein, ein anderer Teil ist nur zeitweilig mit genügender Qualität, sonst aber nur mit Rauschen oder gar nicht zu hören.

Man kann demnach drei Fälle des UKW-Empfangs unterscheiden:

- 1) Empfang des Ortssenders,
- 2) Empfang räumlich benachbarter Sender mit
 - a) Ortsprogramm, b) fremdem Programm,
- 3) Empfang weit entfernter Sender.

Nun kommt es jedoch häufig vor, daß die unter 2) und 3) genannten Programme durch Sender im gleichen oder benachbarten Frequenzkanal gestört werden. Der Hörer wird mit Recht verlangen, daß die Wellen so verteilt werden, daß mindestens einige in nicht zu großer Entfernung liegende Sender mit fremdem Programm (Fall 2b) ohne Störungen empfangen werden können.

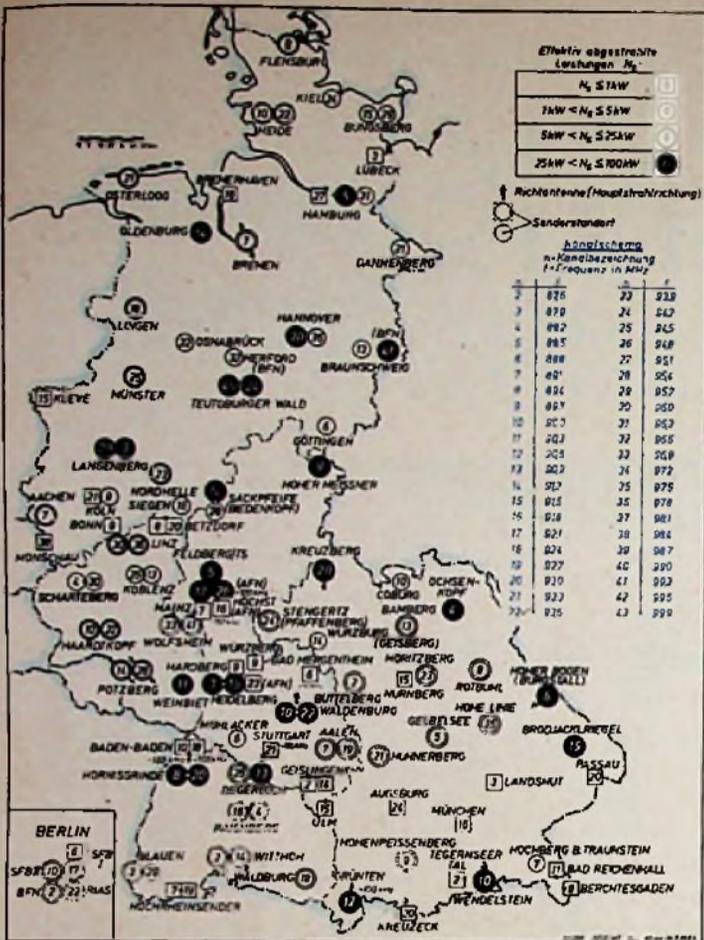
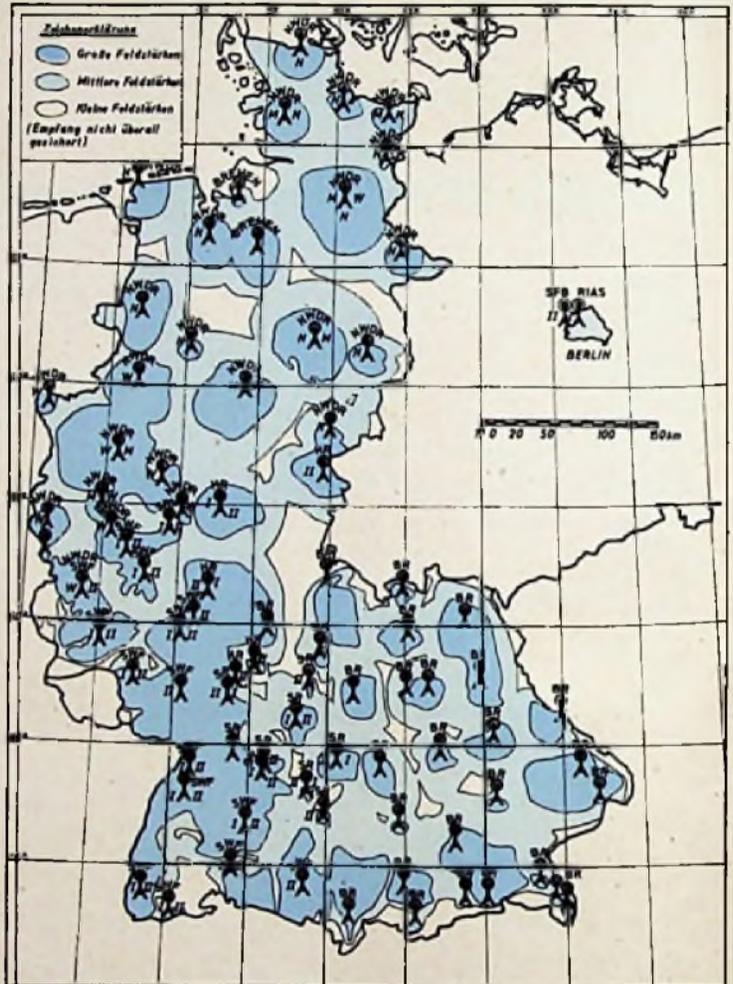


Abb. 1. Frequenzplan für UKW-FM-Tonrundfunk; Stand vom 1.1.55

Abb. 2 (unten). Versorgungskarte für UKW-FM-Tonrundfunk; Stand vom 1.1.55. Die eingetragenen Linien stellen aus Feldstärkemessungen statistisch gemittelte Linien gleicher Feldstärke dar. Da die Meßmethoden der jeweiligen Geländebeschaffenheit angepaßt wurden, sind die den Linien zugeordneten Zahlenwerte nicht immer einheitlich.

sorgte Gebiete sind, sondern daß hier lediglich die Feldstärken niedriger sind als in den dunkel getönten Bereichen, so daß hier die Hörer häufig auf einfache Dachantennen angewiesen sind. In den gebirgigen Teilen befinden sich natürlich noch kleinere Lücken (tief eingeschnittene Täler usw.), die in der vorliegenden Darstellung nicht sichtbar gemacht werden können. Die in die Karte eingezeichneten Linien gleicher Feldstärke sind als Mittelwerte anzusehen. Das bedeutet, daß innerhalb dieser Linien niedrigere, außerhalb höhere Feldstärken als angegeben auftreten können.

Inzwischen laufen bei den Rundfunkanstalten die ersten Vorbereitungen für ein drittes Programm an. Die in den vorigen Abschnit-



Die Berücksichtigung dieser Wünsche, die mit der steigenden Qualität der angebotenen Empfangsgeräte bezüglich Empfindlichkeit und Trennschärfe immer dringender wurden, bedeutet natürlich eine weitere Einschränkung in der freizügigen Benutzung der Stockholmer Kanäle.

Häufig wird die Frage gestellt, ob es notwendig sei, daß das vom Ortssender abgestrahlte Programm auch noch an anderen Stellen auf der Empfängerskala erscheint (Fall 2a). Diese Tatsache folgt unmittelbar aus dem eingangs erläuterten Prinzip der Versorgung mit Ortsempfang. So ist beispielsweise mit einem empfindlichen Empfänger in einigen Teilen der Stadt Köln das UKW-West-Programm des NWDR nicht nur über den Ortssender Köln, sondern unter anderem ebenfalls über den Sender Nordhelle zu empfangen. Der Sender Nordhelle ist für die Versorgung des Sauerlandes erforderlich. Will man also erreichen, daß sowohl das gesamte Stadtgebiet von Köln als auch das gesamte Sauerland mit einfachen Empfangsgeräten und Antennen lückenlos versorgt wird, so muß man die an einigen Stellen entstehende Doppelversorgung wohl oder übel in Kauf nehmen.

Auf den Empfang sehr weit entfernter Sender, die nur bei besonderen Wetterlagen („Überreichweiten“) ausreichende Feldstärken liefern (Fall 3), kann bei der Frequenzplanung keine Rücksicht mehr genommen werden.

Zusammenfassend sei betont, daß im gesamten Gebiet neben dem Ortsempfang nach Möglichkeit der Empfang von benachbarten Sendern mit vom Ortsprogramm verschiedenen Programmen in die Planung einbezogen wird. Diese Möglichkeiten finden ihre Begrenzung in dem Prinzip des Ortsempfangs, das nach wie vor den physikalischen Ausbreitungsgesetzen der ultrakurzen Wellen für die Rundfunkversorgung am besten Rechnung trägt.

Die Betrachtung des gegenwärtigen Ausbaus des Sendernetzes (Abb. 1) zeigt etwa folgen-

Die den Linien zugeordneten Zahlenwerte sind (vom Sender aus gesehen):

für Sender des NWDR und Radio Bremen = 1 mV/m und 0,2 mV/m in 2 m Höhe über dem Boden,

für Sender des Hessischen Rundfunks (HR), des Süddeutschen Rundfunks (SDR) und des Bayerischen Rundfunks (BR): 10 mV/m und 2 mV/m in 10 m Höhe über dem Boden,

für Sender des Südwestfunks (SWF) = 1 mV/m und 0,2 mV/m innerhalb der Ortschaften von über 1000 Einwohnern

des Bild: An einer großen Anzahl von Sendestellen werden bereits zwei Programme ausgestrahlt. Im allgemeinen ist dabei eines dieser Programme mit dem über Mittelwelle ausgestrahlten Programm identisch, während das andere ein selbständiges UKW-Programm darstellt.

Der Ausbau mit zwei Programmen ist, wie man sieht, besonders weit fortgeschritten in den Gebieten des Südwestfunks, des Süddeutschen Rundfunks und des NWDR, wobei die mit Mittelwellen besonders schlecht versorgten Gebiete zunächst bevorzugt werden. Stellt man in Rechnung, daß bereits etwa 60% aller Rundfunkhörer über Empfangsgeräte mit UKW-Tell verfügen, so sieht man, daß mit dem Ausbau des UKW-Sendernetzes zahlreiche Lücken in der Mittelwellenversorgung als geschlossen betrachtet werden können. Ein Blick auf die Versorgungskarte (Abb. 2) zeigt, daß kaum noch mit UKW unversorgte Gebiete vorhanden sind. Bei der Betrachtung dieser Karte muß man berücksichtigen, daß die hell getönten Gebiete nicht etwa unver-

ten beschriebenen Schwierigkeiten, die bei der Frequenzplanung auftreten, bewirken, daß schon mit dem jetzigen Ausbau des UKW-Sendernetzes die Möglichkeiten des Stockholmer Wellenplanes in einigen Gebieten nahezu erschöpft sind.

Versatzbetrieb [2]

Um in allen Versorgungsbereichen drei Programme auszustrahlen, werden zusätzliche technische Maßnahmen notwendig. Versuche — insbesondere im Rundfunktechnischen Institut Nürnberg und bei der Zentraltechnik des NWDR — haben ergeben, daß es möglich ist, zwei räumlich benachbarte Sender auf dem gleichen Kanal zu betreiben, sofern sie das gleiche Programm ausstrahlen. Je nach der Entfernung der beiden Sender werden die beiden Träger um 30 bis 50 kHz versetzt, außerdem muß durch geeignete Maßnahmen für eine gleichphasige Ausstrahlung der Modulationsfrequenzen gesorgt werden. Bei diesem Verfahren treten bis zum Feldstärkeverhältnis 1 : 1 herunter keine hörbaren Ver-

zerrungen im Zwischengebiet zwischen den beiden Sendern auf. Zur Zeit arbeiten nach diesem Verfahren versuchsweise die beiden Sender Harberg und Würzburg des Hessischen Rundfunks und Köln und Bonn des NWDR. Es liegt auf der Hand, daß man mit Hilfe dieses Versatzbetriebes Frequenzen einsparen kann. Allerdings würde eine weitgehende Anwendung des Verfahrens zu einer erheblichen Revision des Stockholmer Wellenplans führen. Dies ist — abgesehen davon, daß eine Reihe von technisch-wissenschaftlichen Fragen in diesem Zusammenhang noch der Klärung bedürfen — zur Zeit nicht möglich. Es war jedoch schon in Stockholm beschlossen worden, im Hinblick auf die damals nicht sehr vollständigen Erfahrungen auf dem UKW-Gebiet eine Revision des Stockholmer Planes für das Jahr 1957 vorzusehen. Daher kann erwartet werden, daß die geschilderten Erfahrungen, Schwierigkeiten und Neuentwicklungen zu gegebener Zeit auch international zur Sprache kommen. Selbstverständlich ist dabei von vornherein ausgeschlossen, daß die heute benutzten Empfangsgeräte in ihrer Nutzbarkeit auch nur im geringsten herabgesetzt werden.

Fernsehen [1, 3]

Auch auf dem Fernsehgebiet ist das Sendernetz in raschem Aufbau begriffen, nachdem durch den Ausbau der Dezimeter- und Kabelverbindungsstrecken durch die Deutsche Bundespost nun auch für Süddeutschland die Möglichkeit geschaffen wurde, eine Reihe von Großsendern in Betrieb zu nehmen. Der Abb. 3 sind die in Mitteleuropa arbeitenden und geplanten Sender zu entnehmen. Man sieht, daß der Ausbau der Sendernetze zum Teil schon sehr weit vorangetrieben werden konnte, z. B. in Westdeutschland und Italien.

Die Abb. 4 zeigt die gegenwärtige und in naher Zukunft zu erwartende Versorgungslage in Westdeutschland. Auch hier ist wieder zu berücksichtigen, daß — besonders in gebirgigem Gelände — die eingezeichneten Grenzen nur rohe Mittelwerte darstellen und daß häufig sowohl außerhalb der gezeichneten Versorgungsgebiete noch einwandfreie Bilder zu empfangen sind, als auch innerhalb

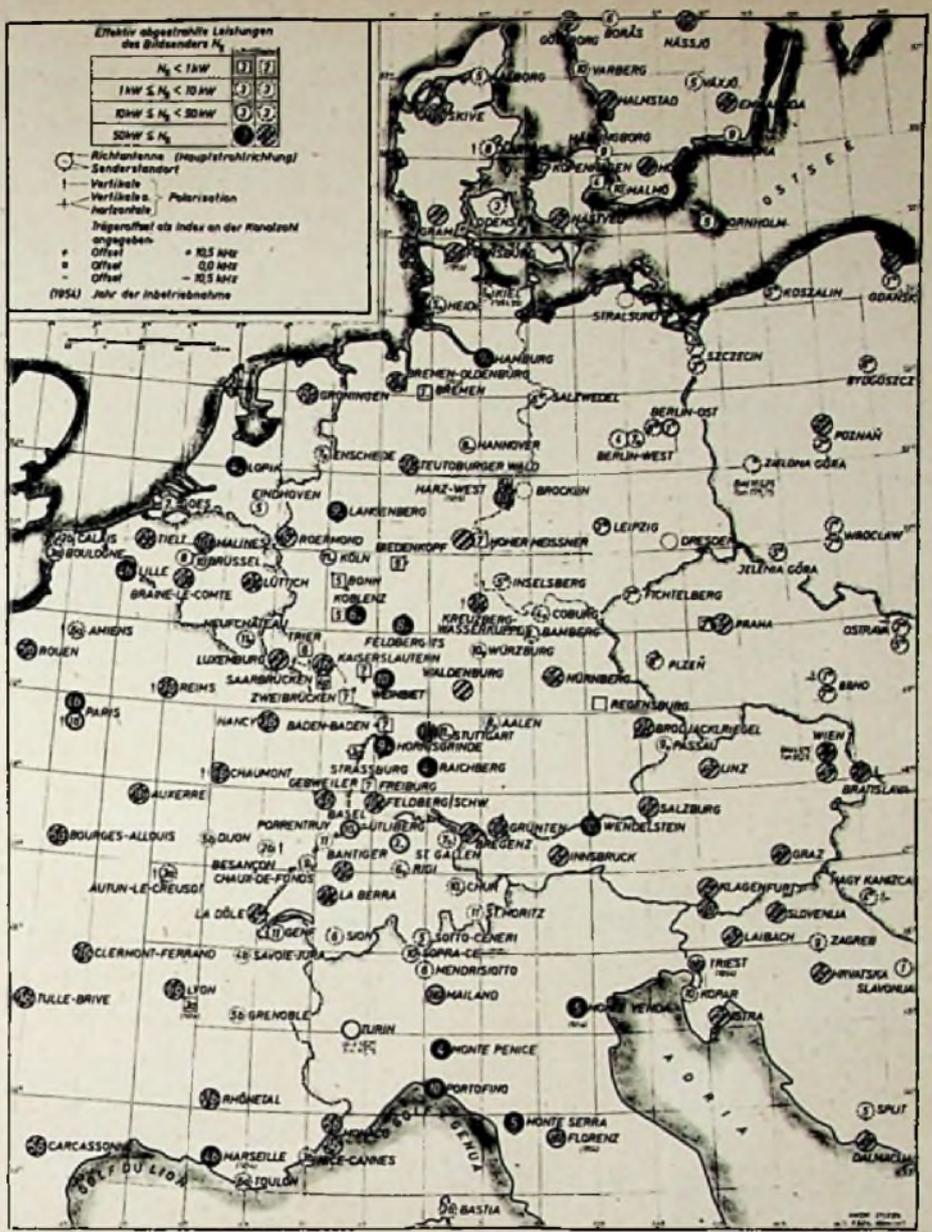
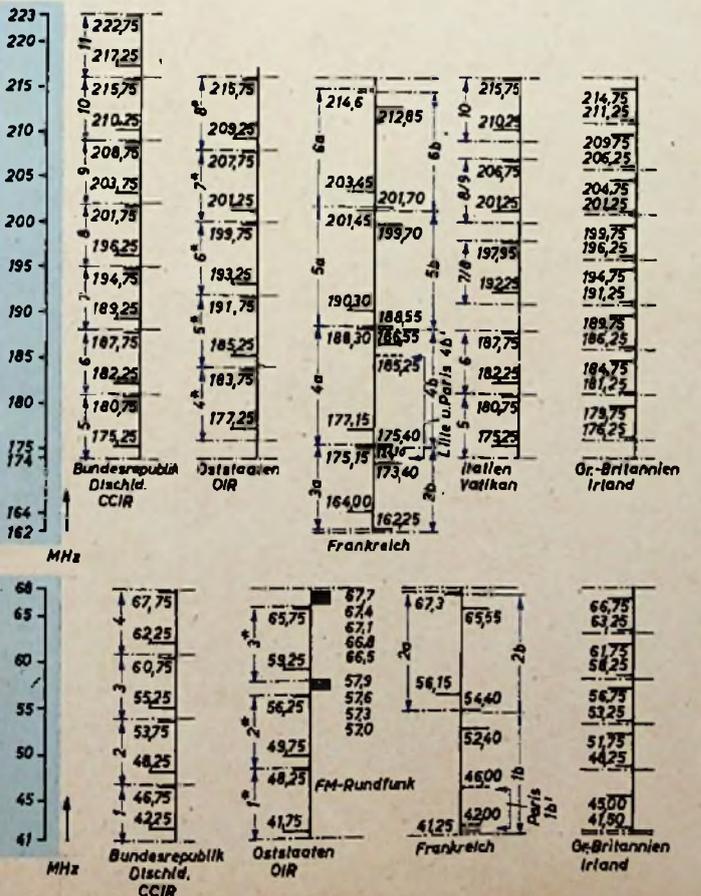


Abb. 3a. Frequenzplan für Fernsehen nach dem Stand vom 1. 1. 1955



dieser Gebiete noch Versorgungslücken auftreten können. Im eingangs erwähnten Aufsatz [7] wurde ausgeführt, daß die zur Verfügung stehenden Bänder I (41...68 MHz) und III (174...223 MHz) zur vollen Bedeckung des westdeutschen Gebietes nicht ausreichen. Einige Gebiete werden auch nach Ausschöpfung aller Möglichkeiten dieser Wellenbänder als unversorgt bezeichnet werden müssen. Das schließt nicht aus, daß in solchen Gebieten gelegentlich Fernempfangsmöglichkeiten bestehen, jedoch sollte der Fernsehteilnehmer in diesem Falle vom verantwortungsbewußten Fachhandel auf die Nachteile des Fernempfangs, wie Feldstärkeschwankungen, Rauschen im Bild, Störanfälligkeit, kostspielige Antennenanlagen usw., hingewiesen werden. Häufig treten hier auch — wie schon bei der Behandlung des UKW-Rundfunks erwähnt — Störungen durch UKW-Oszillatoren auf, und zwar selbst dann, wenn die störenden UKW-Empfänger den Störstrahlungsbedingungen durchaus genügen. Es bestehen indessen noch einige Möglichkeiten, über die im Stockholmer Wellenplan vorgesehenen Sender hinaus kleine Verbesserungen zu erzielen.

Abb. 3b. Bezeichnung der Fernsehkanäle im europäischen Raum

Frequenzumsetzer [4] Vielfach werden große Hoffnungen auf die sogenannten Frequenz- oder Kanalumsetzer gesetzt. Zur Zeit sind elf solcher Sender, deren Entwicklung auf die Arbeiten des

Südwestwärts zurückgeht, in Betrieb. Sie empfangen das Fernsehprogramm von einem Großsender, setzen dieses auf einen anderen Kanal um und strahlen es dann mit etwa 500 W Strahlungsleistung — meist stark gebündelt — wieder ab.

Die Aufstellung von Kleinsendern ist jedoch starken Einschränkungen unterworfen. Im allgemeinen wird die Störwirkung eines solchen Senders kleiner Leistung den Nutzeffekt dieses Senders erheblich überlegen. Oberster Grundsatz für die Einplanung von Frequenzumsetzern ist daher die Forderung, daß diese Sender keine Verkleinerung der Versorgungsgebiete der großen Sender zur Folge haben dürfen. Diese Forderung wird nur dann erfüllbar sein, wenn die Strahlung eines solchen Senders, z. B. durch Höhenzüge, nach außen hin begrenzt ist. Im flachen Land und auf hohen Bergen sind Frequenzumsetzer

haben, zu einer Einigung zu kommen. Es bestand also in diesen Gebieten ein besonders starkes Bedürfnis nach solchen Umsetzern, um wenigstens die größeren Städte, wie Trier, Zweibrücken, Kaiserslautern usw., zu versorgen.

Umlenkverstärker

In gebirgigen Gebieten wird es häufig möglich sein, auf den Höhen das Programm eines Großsenders einwandfrei zu empfangen, während im Tal praktisch keine Feldstärke vorhanden ist. Man kann sich diesen Umstand zunutze machen, indem man die Sendung auf einer geeigneten Höhe empfängt, verstärkt und dann von einer zweiten Antenne in das Tal hinein abstrahlt. Es tritt also hierbei keine Änderung der Frequenz auf. Eine notwendige Bedingung ist dabei, daß Sende- und Empfangsantenne ausreichend

Untersuchung der geographischen Bedingungen gedacht werden.

Allgemein ist zu betonen, daß weder mit Frequenzumsetzern noch mit Umlenkverstärkern die nach dem Stockholmer Wellenplan verbleibenden Lücken geschlossen werden können. Mit Hilfe der Bänder I und III sind nicht mehr als etwa 80% der Gesamtfläche zu versorgen. Um die restlichen Gebiete ebenfalls mit dem Fernsehprogramm versorgen zu können, muß das dem Rundfunk zugewiesene Band IV mit herangezogen werden.

Erschließung des Wellenbandes IV

Inzwischen ist auf diesem Gebiet Entwicklungsarbeit geleistet worden. Im Sommer 1954 fanden unter Beteiligung der empfangerbauenden Industrie am UKW-Sender Teutoburger Wald die ersten Senderversuche im 500-MHz-Bereich statt. Es wurde während einiger Tage das von Langenberg empfangene Fernsehprogramm von Band III auf Band IV umgesetzt und wieder ausgestrahlt. Die Leistung des beim NWDR entwickelten Senders war etwa 10 W [5]. Weitere Versuche mit höheren Leistungen werden wahrscheinlich in diesem Jahr über einen längeren Zeitraum hinweg durchgeführt werden. Die Inbetriebnahme des ersten betriebsmäßigen Senders in Band IV wird jedoch nicht vor zwei bis drei Jahren erfolgen können. Eine Reihe von Schwierigkeiten, die vor allem auch den Empfängerbau betreffen, wie etwa die Frage nach einer geeigneten Zwischenfrequenz, nach den verschiedenen Möglichkeiten für Vorsatzgeräte für Band-III-Empfänger usw. müssen noch überwunden werden. Diese Fragen dürften bei der zukünftigen Frequenzplanung eine wesentliche Rolle spielen [6].

Der voraussichtliche Gang der Entwicklung läßt sich also etwa wie folgt skizzieren:

Zunächst wird das gemäß dem Stockholmer Wellenplan vorgesehene Netz von Großsendern in den Bändern I und III voll ausgebaut werden. Sodann werden die noch vorhandenen Lücken durch Sender im Band IV geschlossen. In den bis dahin versorgten Gebieten ist also sichergestellt, daß alle in Betrieb befindlichen Empfänger auch weiterhin arbeiten können, da eine Umstellung von bestehenden Band-I- und Band-III-Sendern auf Band IV nicht vorgesehen ist.

Die *Arbeitsgemeinschaft der Westdeutschen Rundfunkanstalten* hat sich demnach zunächst die Aufgabe gestellt, allen Bewohnern ihrer Versorgungsgebiete die Möglichkeit zu geben, ein Fernsehprogramm zu empfangen.

Erst wenn diese Aufgabe voll durchgeführt ist, wird man sich Fragen zuwenden, die mit der Einführung eines zweiten Fernsehprogramms und des Farbfernsehens zusammenhängen.

Schrifttum

- [1] Gutzmann, F., Knöpfel, W., Stepp, W.: Planung des Rundfunkernetzes im Ultrakurzwellenbereich für Hörfunk und Fernsehen. FTZ, Bd. 6 (1953), H. 8
- [2] Pilz, G.: Möglichkeiten zur Behebung von UKW-FM-Gleichkanalstörungen. Mitteilungen des Rundfunktechnischen Instituts, 1952, H. 12, S. 54
- [3] Knöpfel, W.: Fernsehversorgung in Band I und III. Techn. Hausmitt. NWDR, Bd. 6 (1954), Nr. 7/8, S. 173
- [4] Kolarz, A.: Erfahrungen mit dem Betrieb von Band-III-Fernsehsumsetzern. Techn. Hausmitt. NWDR, Bd. 6 (1954), Nr. 7/8, S. 176
- [5] Paulson, E.: Fernsehfrequenzumsetzer für Band III/IV. Techn. Hausmitt. NWDR, Bd. 6 (1954), Nr. 7/8, S. 175
- [6] Buchta, K.: Gesichtspunkte zur Aufstellung eines Fernsehsenderplanes für den Bereich IV (470 ... 585 MHz). Frequenz, Bd. 8 (1954), Nr. 5, S. 137
- [7] Gressmann, R.: UKW-Rundfunk- und Fernseh-Versorgung. FUNK-TECHNIK, Bd. 8 (1953), Nr. 16, S. 482 u. Nr. 17, S. 516



Abb. 4. Versorgungskarte für Fernsehen; Stand vom 1.1.55 und der im Jahre 1955 zu erwerbende Ausbau

Die eingetragenen Linien stellen Linien gleicher Versorgungswahrscheinlichkeit dar (45% der Orte in 99% der Zeit), wobei für die Randgebiete die Benutzung von Yagi-Empfangsantennen vorausgesetzt wurde. Im gegenwärtigen Aufbaustadium des Netzes sind die Versorgungsgebiete der einzelnen Sender noch z. T. größer als angegeben; die Linien bezeichnen diese Gebiete bei voll ausgebautem Netz für In- und Ausland.

daher nicht einzusetzen, es sei denn als vorläufiger Ersatz für später geplante große Sender gemäß dem Stockholmer Wellenplan. Sinnvoll bleibt die Anwendung solcher Sender also nur zur Versorgung größerer Städte, die außerhalb der Versorgungsgebiete der im Stockholmer Wellenplan vorgesehenen Sender liegen, oder innerhalb dieser Versorgungsgebiete, wenn an einigen Stellen zwar ausreichende Feldstärken, zugleich aber starke Störungen durch Reflexionen an Berghängen usw. auftreten.

Es ist aus diesem Grunde verständlich, daß die Möglichkeiten für die Einplanung solcher Sender im gebirgigen Südwesten und Westen, wo die obengenannten geographischen Gegebenheiten vorhanden sind, größer sind als in anderen Teilen. Außerdem mußten sowohl Frankreich als auch Deutschland in Stockholm auf einige große Sender an der Grenze verzichten, um trotz der verschiedenen Fernsehnormen dieser beiden Länder, die starke gegenseitige Interferenzstörungen zur Folge

entkoppelt sind, um Rückkopplungen zu vermeiden. Dies kann z. B. durch geschickte Aufstellung der beiden Antennen erfolgen, indem man dafür sorgt, daß zwischen ihnen Bodenerhebungen usw. liegen.

Da im allgemeinen keine scharfen Abgrenzungen zwischen unversorgtem Tal und versorgten Höhenzügen vorliegen und da auch die Strahlung des Umlenkverstärkers nicht scharf begrenzt werden kann, wird es immer Gebiete geben, in denen Feldstärken des Großsenders und des Umlenkverstärkers gleichzeitig auftreten und damit Interferenzstörungen in den Empfängern hervorrufen werden. Man kann diesen Nachteil dadurch verkleinern, daß man die beiden Sender mit verschiedener Polarisation arbeiten läßt.

Auf dieser Basis wurden auf Anregung der Firma Graetz von dieser gemeinsam mit dem NWDR Versuche in der Stadt Altena/Westf. durchgeführt, die zufriedenstellend verliefen. An die weitere Errichtung solcher Umlenkverstärker kann jedoch erst nach sorgfältiger

Die wichtigsten Meß- und Prüfschallplatten für Phonogeräte

Der Phono-Industrie und dem Fachhandel stehen z. Z. eine Anzahl Meß- und Prüfschallplatten zur Verfügung, die es ermöglichen, Geräteeigenschaften meßtechnisch zu erfassen. Die Anwendung dieser Schallplatten setzt die Kenntnis der mit ihnen in Zusammenhang stehenden Meßverfahren voraus. Die hauptsächlich verwendeten Meßschallplatten und die zugehörigen Meßverfahren werden beschrieben.

Meßschallplatten zur Bestimmung von Gleichlaufabweichungen

Mit der Einführung der Langspielplatte M 33 ergab sich zwangsläufig die Notwendigkeit, Gleichlaufmessungen an Geräten der Massenproduktion durchzuführen. Mit dem von der Rundfunk- und Magnettonednik her bekannten Tonhöenschwankungsmesser „J 60“ und einer Meßplatte für Gleichlaufschwankungen kann diese Aufgabe in zufriedenstellender Weise gelöst werden.

Gleichlaufabweichungen werden als Jaulen oder Tremolo wahrgenommen, je nachdem, in welchen Intervallen sie auftreten. Schnelle Gleichlaufänderungen sind subjektiv nicht mehr als Frequenzänderung zu erkennen; sie beeinflussen das Klangbild, indem sie in den höheren Tonlagen eine Rauigkeit hervorrufen. Am bekanntesten sind diejenigen Abweichungen, die von der Plattentellerdrehzahl abgeleitet werden können. Die Störung selbst kann durch Lagerspiel, Unwucht oder Exzentrizität entstehen, sie verursacht beim Abtasten eine Frequenzmodulation.

Die Messung erfolgt in der Weise, daß man die auf der Meßplatte aufgezeichnete Meßfrequenz von 5 kHz abtastet. Hierbei wird die als Trägerfrequenz zu betrachtende Aufzeich-

nutzten Schallplatte muß dann mit Abstand darunter liegen. Diese Bedingung kann für eine Aufnahme-Folie erfüllt werden, bereitet aber für eine gepreßte Schallplatte Schwierigkeiten. Man muß daher bei exakten Messungen unter 5‰ zu anderen Methoden greifen. Ein kürzlich entwickeltes Verfahren ersetzt Schallplatte und Tonabnehmer durch einen vom Plattenteller angetriebenen Generator. Mit diesem ist unter Einhaltung aller Betriebsbedingungen die Messung sehr kleiner Abweichungen möglich.

Zum Vergleich sei erwähnt, daß bei betriebsmäßig eingesetzten Magnetton-Studiosmaschinen Werte von 2‰ noch der Norm entsprechen. Für ein Mengenerzeugnis stellt der Wert von weniger als 5‰ beachtliche Anforderungen an die Fertigungstechnik.

Meßschallplatten für Rumpelmessungen

Die mechanisch bewegten Massen eines Laufwerkes erzeugen selbst bei größter Präzision im Aufbau Erschütterungen, die (auf die Tonarmfundamente übertragen) eine Störspannung an den Klemmen des Abtasters hervorrufen. Der Verlauf dieser Störspannung entspricht einem Frequenzgemisch, in dem alle periodisch bewegten Bauelemente mehr oder weniger stark vertreten sind. Innerhalb eines bestimm-

Die Meßschallplatte enthält außer einer 100-Hz-Aufzeichnung mit der Schnelle 1,4 cm/s Leerrillen. Die Messung geht in der Weise vor sich, daß man nacheinander die auf der Meßschallplatte aufgezeichnete Modulation von 100 Hz und die vorgesehenen Leerrillen abtastet. Das Verhältnis der angezeigten Spannungen ergibt die Rumpelstärke in dB. Kleine Rumpelstärken bedeuten auch hier spielfreie Passungen, hohe Oberflächengüte und große Wuchtgenauigkeiten. Da den Bemühungen der Gerätehersteller in dieser Richtung verhältnismäßig enge Grenzen gesetzt sind, ist ein neuerer Normenvorschlag zu begrüßen, der ein Anheben der Schneidkennlinie im Bereich tiefer Frequenzen vorsieht. Man arbeitet wiedergebeseitig in diesem Bereich dann mit geringerer Verstärkung und gewinnt so ein verbessertes Störspannungsverhältnis.

Gute Plattenspieler liegen heute bei Werten von etwa -30 dB. Innerhalb üblicher Exemplarstreuungen findet man Werte, die die NARTB-Abnahmegrenze von Studiomasschinen erreichen, die bei -35 dB liegt. In der Nähe dieser Grenze muß bei Messungen das Eigenrumpeln der Meßschallplatten berücksichtigt werden. Die Schallplatte wird zu diesem Zweck auf einem rumpelarmen Triebwerk gemessen, das im wesentlichen aus einer großen Schwungmasse besteht. Eliminiert man den Plattenfehler, so ergeben sich für die Rumpelstärke der Geräte je nach Plattengüte Verbesserungen von mehreren dB.

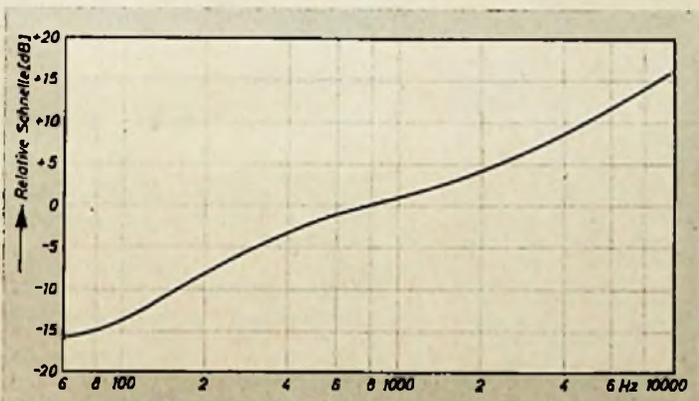


Abb. 1. NARTB-Schneid- und Wiedergabecharakteristik; relative Schnelle in Abhängigkeit von f ; Toleranz ± 2 dB

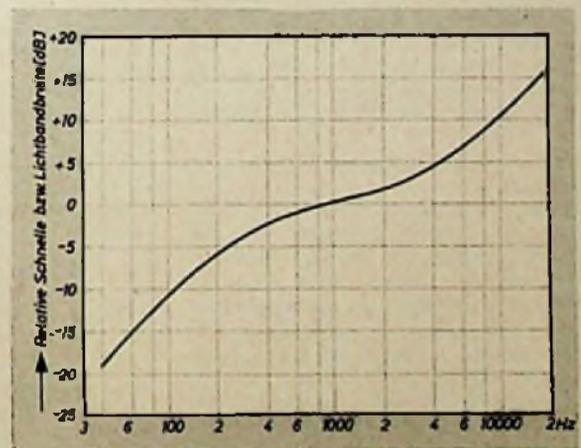


Abb. 2. Frequenzgang bei konstanter Eingangsspannung der zu verwendenden Aufschreibapparatur; Richtwert für die Vollaussteuerung: 0 dB entsprechend 12 cm/s Schnelle bzw. 50 mm Lichtbandbreite

nung der Meßplatte im Rhythmus der auftretenden Drehgeschwindigkeitsänderungen moduliert. Nach eingangsseitiger Verstärkung im Tonhöenschwankungsmesser wird durch eine nachfolgende Begrenzerstufe eine etwa vorhandene AM unterdrückt. Am Ausgang des darauffolgenden Diskriminators liegt ein Röhrenvoltmeter, das die tiefperiodischen Frequenzabweichungen anzeigt. Durch die vorhandene Dämpfung gehen höhere Modulationsfrequenzen nicht in die Anzeige ein; sie können durch ein weiteres Röhrenvoltmeter ermittelt werden, von dem der Spitzenwert aller Modulationsfrequenzen angezeigt wird. Eine Analyse läßt sich mit einem Katodenstrahl-Oszillografen am Ausgang des Diskriminators durchführen.

Gleichlaufschwankungen von 5 ... 10‰ können je nach Art der Darbietung bereits als störend empfunden werden. Als kritisch bekannt sind Klavieraufnahmen mit lang auschwingenden Akkorden. Man hält daher die Abweichungen bei guten Laufwerken unter 5‰. Der Eigenfehler der zur Messung be-

ten Bereiches wird diese Störung als Rumpeln bezeichnet (engl. rumble). Die Meßeinrichtung besteht aus einem Anzeige-Instrument, verbunden mit einem Filter, das nach NARTB¹⁾ folgende Charakteristik hat:

Im Bereich 10 Hz ... 250 Hz linear; bis 500 Hz -3 dB; darüber abfallend mit 12 dB/Oktave; unterhalb 10 Hz abfallend mit 6 dB/Oktave.

Der zur Messung verwendete Tonabnehmer wird nach der in Abb. 1 gezeigten Schneidcharakteristik entzerrt.

1) National Association of Radio and Television Broadcasters

Meßschallplatten zur Bestimmung linearer Verzerrungen von Schallplattenabtastern

Die mechanischen und elektrischen Eigenschaften von Abtastern werden (abgesehen von Sonderfällen) mit Frequenzschallplatten ermittelt. Damit lassen sich die schwierig aufzulösenden mechanischen Vorgänge in der Rille mit in die Messung einbeziehen. Beim Schallplattenverfahren muß aus mechanischen Gründen und Spielzeiterfordernissen die Aufzeichnung linear verzerrt werden. Diese Verzerrung erfolgt nach der in DIN 45 536 festgelegten und in Abb. 2 gezeigten Schneidcharakteristik.

Frequenzschallplatten enthalten die Aufzeichnung reiner Sinusschwingungen, die den ganzen Hörbereich kontinuierlich durchlaufen oder diesen in Stufen unterteilen, wobei die Bereichsübergänge abgestuft oder kontinuierlich sein können. Die lineare Verzerrung ist in diesem Fall zweckgebunden; sie erfolgt bei einigen Meßplatten nach der Norm, bei anderen hält man z. B. zur Vereinfachung der Auswertung den Wert der Schnelle konstant. Allen Frequenzschallplatten liegen Datenblätter bei, die genaue Angaben über Frequenzmarken, Schnelle, Auslenkung usw. enthalten. Ohne diese ist eine Bewertung des Prüflings nicht möglich, da man beim Abtasten die

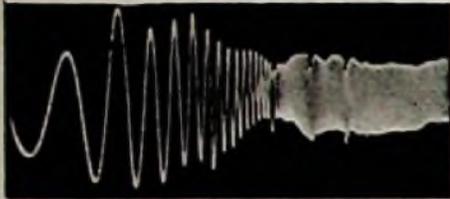


Abb. 3. Oszillografische Aufnahme einer Abtastercharakteristik nach der Sweep-Frequency-Methode

Summenkurve von Schallplatte und Abtaster erhält, aus der man als Differenz die Abtastercharakteristik entnehmen kann.

Die heute hauptsächlich verwendeten Kristallabtaster geben in grober Annäherung eine der Auslenkung proportionale Spannung; ihre Charakteristik liegt invers zur Schneidcharakteristik. Theoretisch ergibt sich dadurch bei der Aufnahme der Abtastercharakteristik mittels einer Frequenzplatte mit Schneidcharakteristik eine annähernd geradlinige Summenkurve. In der Praxis treten jedoch Abweichungen auf. Bei diesen Messungen sind deshalb die Ergebnisse mit den Angaben der Hersteller zu vergleichen.

Die Feststellung störender Resonanzen erfolgt zweckmäßigerweise mit Frequenzplatten gleitender Frequenz bei kontinuierlicher Registrierung, da außer der Lage dieser Resonanzen auch ihre Ausdehnung für Rückschlüsse auf die Ursache von Wichtigkeit ist.

Frequenzschallplatten sind für alle normmäßigen Drehzahlen erhältlich. Die obere Bereichsgrenze liegt bei 20 kHz. Bei Auswertung von Meßergebnissen im Gebiet über 10 kHz müssen die Materialkonstanten des Plattenmaterials unter Umständen berücksichtigt werden.

Meßschallplatten zur Bestimmung nichtlinearer Verzerrungen

Nichtlineare Verzerrungen von Schallplattenabtastern werden nach dem Intermodulationsmeßverfahren bestimmt. Dieses Verfahren zeichnet sich vor anderen durch seine unkomplizierte Handhabung in der Praxis aus. Die Meßplatte enthält die Aufzeichnung der Frequenz 400 Hz, der mit einem Pegelabstand von -12 dB 4000 Hz überlagert sind. Vorhandene Kennlinienkrümmungen des Meßobjektes bewirken eine gegenseitige Modulation dieser beiden Frequenzen. Es entstehen symmetrisch zur Trägerfrequenz 4-kHz-Seitenbänder, deren Verhältnis zur Trägeramplitude den Intermodulationsfaktor darstellt.

Entsprechend getroffenen Festlegungen wird mit dem Intermodulationsfaktor eine Aussage über die Größe der quadratischen und kubischen Verzerrungen gemacht.

Auf der Meßschallplatte ist die Lichtbandbreite der Aufzeichnung abgestuft; man erhält damit den IM-Faktor in Abhängigkeit von der Aussteuerung und vom Abtastradius.

Der Aufwand für diese Messung wird besonders klein, wenn man das vom RTI entwickelte Intermodulationsfaktormeßgerät „J 82“ verwendet. Es genügt dann ein zusätzliches Röhrenvoltmeter. Das IM-Faktormeßgerät „J 82“ enthält im wesentlichen zwei Bandpässe, deren Durchlaß einmal für den Träger plus

Seitenbänder bemessen ist. Im zweiten Fall wird der Träger unterdrückt, so daß am Ausgang desselben die Spannung der Seitenbänder gemessen werden kann. Am Ausgang des ersten Bandpasses erfolgt nach vorangehender Demodulation die Anzeige der Trägeramplitude an einem eingebauten Meßinstrument.

Meßschallplatten zur Bestimmung der Linearität der Aussteuerung

Die vom Abtaster gelieferte Spannung muß (ganz gleich, ob diese der Auslenkung oder der Schnelle proportional ist) ein lineares Verhältnis zur Aussteuerung haben.

Die Meßschallplatte enthält die Aufzeichnung der Frequenzen 80, 500, 1000, 5000 und 10 000 Hz. Bei jeder Frequenz wird die aufgezeichnete Lautstärke in festgelegten Stufen geändert.

Beim Abtasten der Meßschallplatte erhält man mit einem einwandfreien Abtaster die gleiche Abstufung der abgegebenen Spannung.

Meßschallplatten besonderer Art

In den USA hat man für Prüfungen von Abtastersystemen das Sweep-Frequency-Verfahren entwickelt. Bei diesem Verfahren werden die Frequenzen eines Bereiches von 60 Hz bis 10 kHz gleitend im Bruchteil der Zeiteltheit durchlaufen und periodisch wiederholt.

Die neuen VDE-Bestimmungen über die Entstörung von Zündfunkenanlagen bei Kraftfahrzeugen

Mit der Einführung des UKW-Rundfunks und Fernsehens wurde auch die Frage der Entstörung von Hochspannungs-Zündfunkenanlagen bei Kraftfahrzeugen akut. Erst nach langwierigen Verhandlungen ist es gelungen, Entstörungsvorschriften für Hochspannungs-Zündfunkenanlagen bei Otto-Motoren auszuarbeiten; sie sind in den neuen VDE-Vorschriften 0879/54 niedergelegt. Danach müssen ab 1. November 1956 alle neuen Hochspannungs-Zündfunkenanlagen an Otto-Motoren (Kraftfahrzeuge und Aggregate) und bei einer Übergangsfrist bis zum 31. Oktober 1957 alle in Betrieb befindlichen Anlagen „grundentstört“ sein. Die Entstörung betrifft den Frequenzbereich von 10 ... 300 MHz, wobei nach „Grundentstörung“ und „Eigenentstörung“ unterschieden wird. Die neuen VDE-Bestimmungen beziehen sich jedoch lediglich auf die Grundentstörung (Fernfeldentstörung). Mit der Grundentstörung soll die Störfeldstärke so weit herabgesetzt werden, daß die Zündfunkenanlage ortsfeste Funkanlagen (UKW- und Fernsehempfänger) nicht mehr stört. Als ausreichend grundentstört gilt, wenn ein Höchstwert der Störfeldstärke von 500 $\mu\text{V}/\text{m}$, gemessen in 10 m Entfernung bei 3 m Antennenhöhe über dem Erdboden, unabhängig vom Zustand des Motors und dessen Umhüllung, auf keinen Fall überschritten wird. Dieser Wert mag im ersten Moment wohl noch als hoch angesehen werden, doch ist zu berücksichtigen, daß Störungen durch vorbeifahrende Kraftfahrzeuge nur sehr kurzzeitig auftreten und bei neuen Kraftwagen der Wert der Störstrahlung nur etwa zwischen 150 ... 200 μV liegt.

Die Eigenentstörung (Nahfeldentstörung) bleibt dem Besitzer des Fahrzeuges selbst überlassen; grundentstört muß es aber immer sein. Bei der Eigenentstörung wird die Störfeldstärke durch Anwendung weiterer Entstörmittel noch mehr herabgesetzt, so daß selbst im Fahrzeug hochempfindliche Funkempfänger (UKW) betrieben werden können.

Umfangreiche Versuche ergaben Richtlinien zur Durchführung von wirtschaftlich tragbaren Entstörungen. Als grundentstört gilt nach den neuen Bestimmungen, wenn bei den Zündfunkenanlagen Entstörmittel lt. nebenstehender Tabelle eingebaut sind, und zwar bei

1) Motoren mit Zündverteiler, bei denen der Motor von einer Ganzstahlkarosserie umgeben ist: Ausrüstung A mit 2 oder 3 oder 4 oder 5 oder Ausrüstung B oder C mit 1 oder 2 oder 3 oder 4 oder 5

2) Motoren ohne Zündverteiler in Fahrzeugen, bei denen der Motor nicht von einer Ganzstahlkarosserie umgeben ist (z. B. Motorroller, Kraftträder, Mopeds, ortsfeste und bewegliche Aggregate): Ausrüstung B oder C

Legt man die Abtaster Spannung an den Eingang eines Katodenstrahl-Oszillografen und synchronisiert die Kippfrequenz mit dem in der Aufzeichnung enthaltenen Synchronisierimpuls, so erhält man auf dem Schirm der Röhre ein stehendes Bild der Abtastercharakteristik, aus der lineare Verzerrungen direkt ablesbar sind.

Gleichzeitig werden nichtlineare Verzerrungen als Helligkeitsmodulation sichtbar, desgleichen Fremdspannungen. Darüber hinaus gestattet dieses Verfahren die Beurteilung von Einschwingvorgängen. Es ist besonders für Serienmessungen in der Fertigung geeignet und nur deshalb wenig eingeführt, weil solche Meßplatten in Deutschland z. Z. noch nicht lieferbar sind.

Prüfschallplatten für automatische Wechsler

Die vorstehend beschriebene Reihe von Meßschallplatten wird durch eine Anzahl Prüfschallplatten für automatische Wechsler ergänzt. Bei diesen Platten kommt es darauf an, die normale Laufzeit herabzusetzen, um tragbare Prüfzeiten zu erhalten. Man erreicht dies mit einer extrem großen Rillensteilung über den ganzen oder einen Teil der nutzbaren Plattenoberfläche. Weiter verfolgt man die Absicht, mit wenigen Prüfschallplatten möglichst viele Gerätefunktionen zu erfassen. (Schluß auf Seite 54)

Kerzenentstörung

- A. Kerze ohne eingebauten Widerstand mit Entstörstecker von 10 kOhm Nennwert
- B. Kerze ohne eingebauten Widerstand mit geschirmter Entstörkappe von 5 kOhm Nennwert
- C. Kerze mit eingebautem Entstörwiderstand von 5 kOhm Nennwert (Widerstandskerze)

Verteilerentstörung

1. Entstörwiderstand von 10 kOhm Nennwert in der zentralen Verteilerleitung, z. B. Entstörmuffe; Entstörstecker
2. Verteilerscheibe mit in die zentrale Verteilerbuchse eingesetztem Entstörwiderstand von 8 kOhm Nennwert, z. B. eingesetzter Entstörstecker
3. Verteilerläufer mit eingebautem Entstörwiderstand von 5 kOhm Nennwert
4. Verteilerscheibe mit Entstörwiderständen von je 5 kOhm Nennwert in allen Verteilerleitungen, z. B. Entstörmuffen, Entstörstecker
5. Verteilerscheibe mit in allen Buchsen eingebauten oder eingesetzten Entstörwiderständen von 5 kOhm Nennwert, z. B. eingesetzte Entstörstecker

3] Bei allen anderen unter 1) und 2) nicht erfaßten Zündfunkenanlagen in Otto-Motoren (wie z. B. Kraftwagen mit Zündverteiler ohne Ganzstahlkarosserie), für die im voraus keine Ausrüstung angegeben werden kann, gilt die Grundentstörung als ausreichend, wenn die Störfeldstärke einen maximalen Wert von 500 $\mu\text{V}/\text{m}$ (gemessen in 10 m Entfernung bei 3 m Antennenhöhe) unabhängig vom Zustand des Motors und seiner Umhüllung in keinem Falle überschreitet.

Die in der Tabelle angegebenen Werte für die Entstörwiderstände sind Mindestwerte. Die Entstörwirkung ist bei höheren Werten, deren obere Grenze durch den Zündvorgang gegeben ist, günstiger. Die Reihenfolge der Buchstaben und Zahlen in der Tabelle entspricht der wachsenden entstörenden Wirkung der Entstörmittel.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß in einem so grundentstörten Fahrzeug für den Betrieb eines einfachen Autosupers (ohne UKW) vielfach nur noch die Entstörung der Niederspannungsseite (Lichtmaschine, Scheibenwischer, Winker usw.) erforderlich ist.

E. Koch

Imperial 519 W-3 D-Stereo

Mit welchem Ernst sich heute viele Kreise mit der Schallabstrahlung beschäftigen, beweisen außer der sehr guten Aufnahme der neuen Rundfunkempfänger auch viele Veröffentlichungen, Fachvorträge und -tagungen. Alle Gerätehersteller geben sich die erdenklichste Mühe, soweit wie möglich bei Neukonstruktionen aussichtsreiche Anregungen zu berücksichtigen.

Kennzeichen der Empfänger der neuen Saison sind die vielfältigen Maßnahmen zur Verbesserung und zur gleichmäßigeren Abstrahlung des Klanges. Neben Anordnungen mit seitlich angebrachten Zusatzlautsprechern findet man Modelle mit nach oben strahlenden Lautsprechersystemen und mit Zweikanal-Verstärkern. Auf die besonderen Vorteile des Zweikanal-Systems wurde bereits mehrfach in der FUNK-TECHNIK hingewiesen.

Einen technisch interessanten Weg ist die Continental-Rundfunk GmbH., Osterode (Harz), bei dem Empfänger „Imperial 519 W-3 D-Stereo“ gegangen, der mit elektrischer Phasenverschiebung zwischen beiden Kanälen des hochwertigen Zweikanal-Verstärkers arbeitet. Durch diese Maßnahme wird den beiden Lautsprechergruppen im gesamten Frequenzbereich eine Phasenverschiebung erteilt und dem Ohr damit eine Laufzeitdifferenz vorgeläuscht, wie sie beim direkten Anhören einer Musikdarbietung als entscheidender Faktor für das Richtungshören auftritt.

Der NF-Verstärker (Abb. 5) hat im Eingang eine gehörigste Lautstärkeregelung durch das 1,3-MOhm-Potentiometer mit zwei festen Abgriffen, die über RC-Glieder mit dem Fußpunkt des Reglers verbunden sind. Vor dem Lautstärkereglern L liegen zwei veränderbare RC-Glieder für die unabhängige Höhen- (H) und Tiefenregelung (T). Die Endröhre EL 84 des Kanals I wird durch das Triodensystem der EABC 80 angesteuert und speist eine Kombination von zwei Ovallautsprechern. Für die frequenzunabhängige Phasenverschiebung werden die im Aufbau besonders einfachen RC-Kreuzfilter benutzt. Eine zusätzliche Gegentaktwicklung auf dem Ausgangsübertrager spielt als Phasenschieber I eine Hälfte eines RC-Kreuzgletes, und die an seinem Ausgang phasenverschobene Spannung steuert die EF 804 in Phasenumkehrschaltung. Sie arbeitet auf ein Doppel-Kreuzglied-Netzwerk, das als Phasenschieber II eine doppelt so große Phasenverschiebung wie das erste Glied erzeugt. Diese phasenverschobene Spannung steuert die EL 84 des zweiten Kanals aus. Die Phasenverschiebung zwischen beiden Lautsprechergruppen in Abhängigkeit von der Frequenz zeigt Abb. 3. Die Endröhre des Kanals II ist frequenzunabhängig gegengekoppelt. Dadurch wird das Klangbild des Kanals II nur durch das im Kanal I eingestellte Klangbild bestimmt.

Eine weitere interessante schaltungstechnische Einzelheit ist der „Raumtonregler“. Der veränderbare Widerstand R (500 Ohm) im Gegenkopplungszweig erlaubt eine willkürliche Änderung des Gegenkopplungsgrades. Durch die Änderung des Frequenzganges ist es dann möglich, den Frequenzgang des Gesamtgeräts den akustischen Verhältnissen des Wiedergaberaumes anzupassen und unabhängig von der eingestellten Lautstärke zu erhalten. Eine Anpassung des Klangbildes mittels

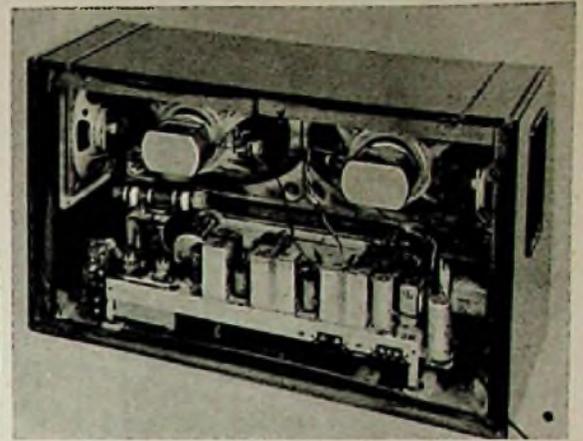
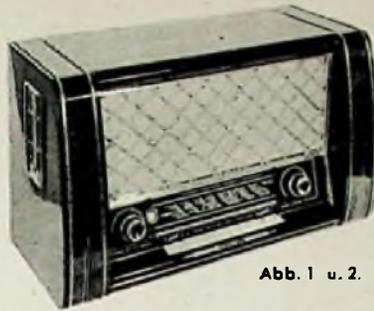


Abb. 1 u. 2. Vorderansicht und Blick in das geöffnete Empfängergehäuse

der getrennten Höhen- und Tiefenregler hat den Nachteil, daß jede Änderung der Lautstärke eine Änderung der Einstellung dieser Regler nach sich ziehen muß (Fletcher-Munson-Kurven). Die Wirkung des Raumtonreglers zeigt Abb. 4. Kurve I stellt die Spannung an den Buchsen des zweiten Lautsprechers für volle Gegenkopplung dar, Kurve II für kleinste Gegenkopplung. Für 70 Hz ergibt sich daraus eine zehnfache Spannungsüberhöhung.

Aus der Gesamtschaltung des Empfängers ist noch die UKW-Trioden-Vorstufe bemerkenswert. Sie ist im Prinzip eine Zwischenbasisschaltung, weist jedoch einige Besonderheiten auf (Abb. 6). Eine Verbesserung erreichte man durch Parallelschalten der beiden Triodensysteme der ECC 85, weil dadurch die Steilheit der Triode praktisch verdoppelt wird. Weiterhin konnte die Anpassung des Vorstufen-Ausganges an den Mischstufen-Eingang durch Benutzung zweier Drehkondensatoren über den gesamten Abstimmbereich konstant und optimal gehalten werden. Der Zwischenkreis ist als π -Filter mit der Induktivität als Längsglied und den beiden Kondensatoren an der Eingangs- und Ausgangsseite als Querglieder geschaltet. Da sich beide Kondensatoren beim Abstimmen gleichmäßig verändern, konnte auch an den Bereichen die Empfindlichkeit verbessert werden. Die Dämpfung des Zwischenkreises durch die Anodendrossel der Vorstufe ist minimal, weil sie etwa in der Mitte der Längsinduktivität des π -Filters angekoppelt ist.

Der Abstimmkreis des Oszillators liegt im Anodenkreis, damit die Einstellelemente sich nicht gegenseitig beeinflussen und Oszillatorfrequenz und -spannung möglichst konstant bleiben.

Die Summe all dieser kleinen Verbesserungen gibt dem Empfänger im UKW-Gebiet eine Empfindlichkeit von unter $1 \mu V$ bei 20 dB Rauschabstand und 12,5 kHz Hub. Daneben steht als vielleicht wichtigster Faktor die gute Klangqualität durch die ausgefeilte Schaltungstechnik.

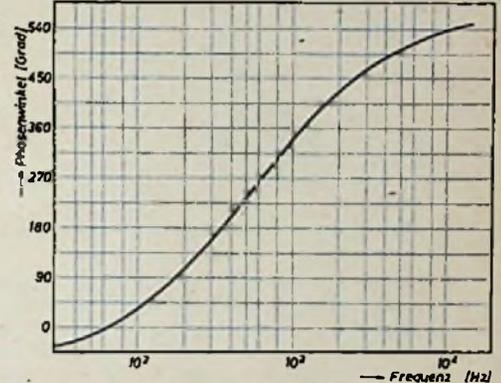


Abb. 3. Phasenverschiebung zwischen Lautsprechergruppe I und II in Abhängigkeit von der Frequenz

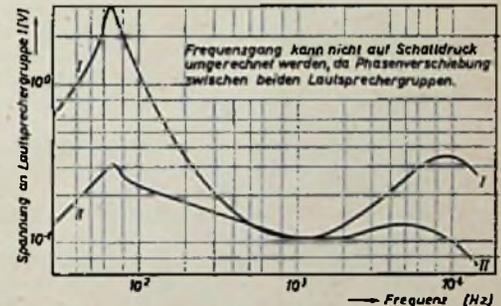


Abb. 4. Frequenzgang des Zweikanalverstärkers. Maß- und Disanzregler voll auf; Lautstärkereglern auf 2. Anzapfung; Raumtonregler: I = volle Gegenkopplung, II = schwache Gegenkopplung

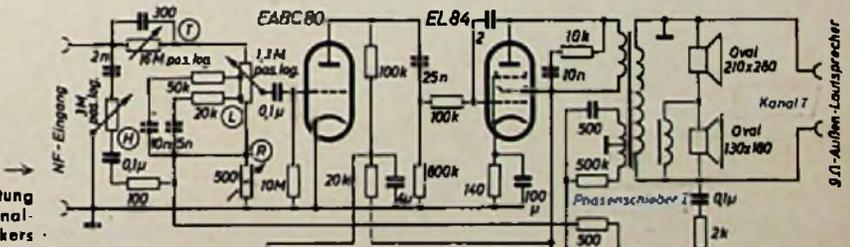


Abb. 5. Schaltung des Zweikanal-NF-Verstärkers

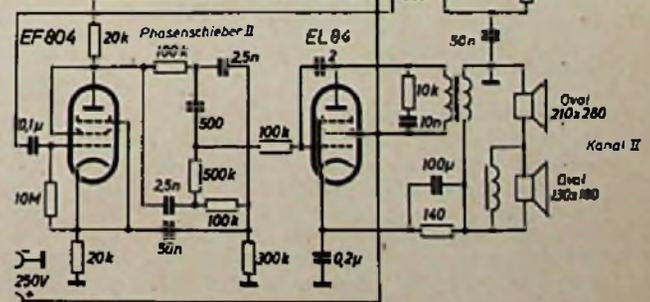
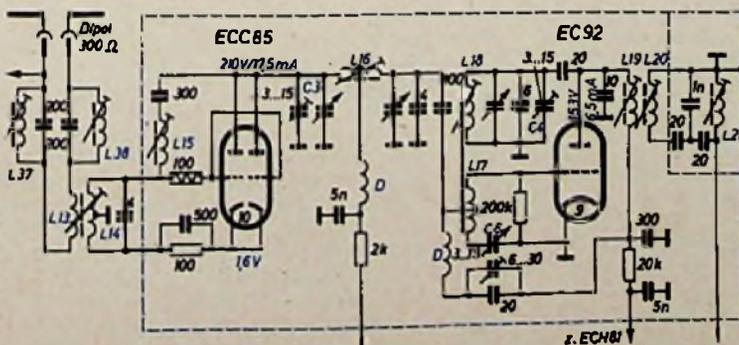


Abb. 6. Schaltung der UKW-Abstimmereinheit im „519 W-3 D-Stereo“

Additive Mischschaltungen in den AM-Wellenbereichen

Die Mischstufe eines Superhets hat die Aufgabe, aus der Empfangsfrequenz und einer in geeigneter Weise hinzugefügten Oszillatorfrequenz eine neue Frequenz, die Zwischenfrequenz, zu bilden. Befinden sich sowohl Empfangs- als auch Oszillatorfrequenz im Gitterkreis eines Röhrensystems (z. B. zugleich am Steuergitter bzw. an Gitter und Katode), so spricht man von „additiver Mischung“. Im Prinzip ist die additive Mischung vergleichbar mit der Gitterspannungs-Modulation eines amplitudenmodulierten Senders, wobei der Modulations-NF-Amplitude im Sender

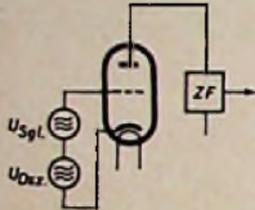


Abb. 1. Prinzipanordnung der additiven Mischstufe

die Oszillatorfrequenz-Amplitude des Superhets entspricht. Diese durchsteuert eine Kennlinie, die für jeden Punkt eine andere Verstärkung für die weitere im Gitterkreis vorhandene Frequenz ergibt. Genau wie beim modulierten Sender entstehen zwei Seitenfrequenzen, die Summen- und Differenzfrequenz. Im Rundfunkgerät wird letztere als ZF ausgesiebt und weiter verstärkt. Dagegen ist die „multiplikative Mischung“, die eine Doppelsteuerröhre voraussetzt, vergleichbar mit der Schirmgitter- oder Bremsgittermodulation einer Senderstufe. Das Wesen einer jeden Mischung ist die Modulation der Empfangsfrequenz mit einer hinzugefügten Oszillatorfrequenz. Nur dadurch, nicht durch Überlagerung, entsteht die für die weitere Verstärkung gewünschte Zwischenfrequenz. In einer Mischstufe sollen keine Kombinations-Frequenzen, die zu Mischmehrdreutigkeiten führen können, entstehen. Ferner wird eine möglichst hohe ZF-Amplitude verlangt. Durch geeignete Röhrenwahl und Schaltdimensionierungen lassen sich mit additiven Mischschaltungen beide Forderungen zugleich gut erfüllen. Die I_a/U_g -Kennlinie soll im Idealfall quadratisch verlaufen, entsprechend einer linearen Stellheits-Kennlinie S/U_g . Der Arbeitspunkt wird gewöhnlich in den unteren Kennlinien-Bereich bzw. unteren Kennlinien-Knick gelegt; dies ist jedoch keine unbedingte Notwendigkeit zur Erreichung einer einwandfreien Mischung. Bei einer kleinen Oszillator-Amplitude kann der Arbeitspunkt auf einer geradlinigen Stellheits-Kurve verlagert werden; dadurch ist bei niedrigeren Frequenzen eine u. U. erwünschte Regelmöglichkeit durch die Schwundautomatik gegeben. Eine quadratische Kennlinie bzw. ein quadratischer Kennlinien-Teil verursacht keine Mischmehrdreutigkeiten.

Die Mischmehrdreutigkeiten

Bei Abweichung des Kennlinienverlaufs vom Idealfall entsteht die Zwischenfrequenz auch aus Oberwellen von Oszillator- und Empfangsfrequenz. Vor etwa 20 Jahren versuchte man eine Verbesserung durch die „multiplikative Mischung“ zu erreichen. Bei dieser ist es möglich — aber nur dann, wenn die I_a/U_g -Kennlinien beider Steuergitter exakt linear verlaufen —, die Mischmehrdreutigkeiten zu unterdrücken.

Die auf diesem Prinzip basierende Röhrenentwicklung (Heptode, Oktode, Triode-Hexode) ging jedoch einen anderen Weg. Das von der Empfangsfrequenz gesteuerte Gitter mußte, um eine Schwundregelung zu ermöglichen, mit einer gekrümmten Kennlinie versehen werden. An dieser entstehen natürlich ebenso wie bei einem ungünstigen Kennlinienverlauf additiver Mischröhren die Oberwellen der Empfangsfrequenz und damit Mischmehrdreutigkeiten.

Das von der Oszillatorfrequenz gesteuerte Gitter wird in der Praxis — um eine genügende Mischstabilität zu gewährleisten — z. T. in nichtlinearen Bereichen betrieben. Dadurch entstehen zusätzlich Oberwellen der Oszillatorfrequenz.

Erhöhte Kreuzmodulationsfestigkeit der additiven Mischung

Bei einer genauen Untersuchung der z. Z. üblichen Röhrentypen ergibt sich, daß die Mischhexode bezüglich Mehrdreutigkeiten der Mischung keine Vorteile gegenüber einer geeigneten mittelstufen Pentode oder Triode bringt. Wie Messungen ergaben, ist die Kreuzmodulation bei gleicher Eingangsspannung bei dem Triodensystem der ECH 81, als additive Mischstufe geschaltet, keinesfalls größer als bei der ECH 81 in normaler, multiplikativer Mischung.

Bei der ECC 82 sind die Verhältnisse noch günstiger. Bei einer bestimmten Einstellung der Oszillatorschwingungsspannung, der zusätzlichen Gittervorspannung und der übrigen Betriebswerte läßt sich bei gleichem Ein-

üblichen multiplikativen Mischstufe (Kurve IV). Sehr günstige Werte, die denen der Kurve II entsprechen, werden auch mit der EF 89 als additive Pentoden-Mischstufe erreicht (III). Alle Messungen wurden unter gleichen Bedingungen durchgeführt und lassen somit einen unmittelbaren Vergleich zu.

Der Vorteil des niedrigen Rauschwertes

In der UKW-Technik hat die additive Triodenmischung auf der ganzen Linie gesiegt und schnell die anfangs noch gebräuchlichen Trioden-Hexoden (ECH 11) verdrängt. Erstens war es die wesentlich höhere Mischstabilität, zweitens der bedeutend niedrigere äquivalente Rauschwert, die den Verlauf dieser Entwicklung bestimmten. Man ist vielfach der Ansicht, beide Vorteile hätten in den längeren Wellenbereichen keine Bedeutung mehr. An Hand einer überschlagsmäßigen Berechnung soll nun dargestellt werden, welche Vorzüge eine additive Mischschaltung durch den geringeren Rauschwert bietet. Mischhexoden haben äquivalente Rauschwertstände von etwa 75 kOhm, während z. B. Trioden-Mischröhren (ECC 82) Rauschwertstände von rd. 7 kOhm und moderne Pentoden-Mischröhren (EF 89) etwa 8 kOhm aufweisen, vergleichbar mit denen moderner Pentoden in HF-Vorstufen. Soll nun das Rauschen der multiplikativen Mischröhre gleich dem Rauschen einer Hochfrequenz-Vorstufe sein, dann muß die Verstärkung der Vorstufe etwa 3,3fach sein, d. h., bei einer Eingangsaufschaukelung von 1:3 steht am Gitter der Mischröhre rund die

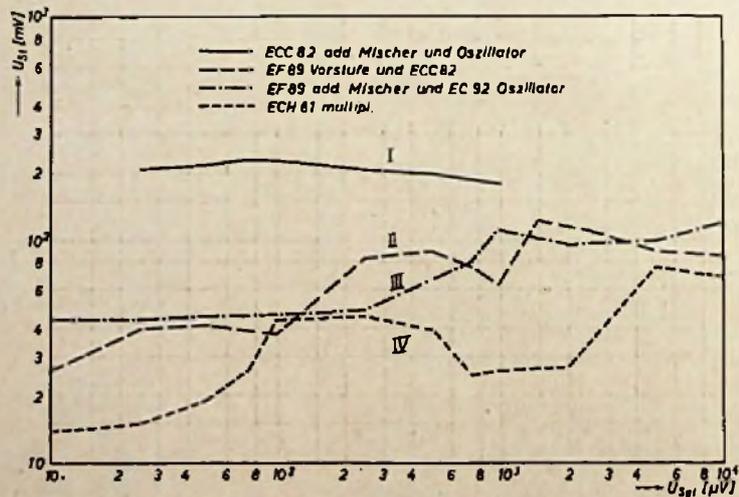


Abb. 2. Die Kreuzmodulationsfestigkeit verschiedener Mischstufen

gangssignal eine um den Faktor 10 verbesserte Kreuzmodulationsfestigkeit der ECC 82 in additiver Mischschaltung gegenüber der ECH 81 in multiplikativer Schaltung erreichen. Es ergeben sich somit weniger Pfeilstellen als bei multiplikativer Mischung. In Abb. 2 sind die Resultate einiger Messungen dargestellt. Am günstigsten liegt die additive Triodenmischstufe mit ECC 82 (ein System als Oszillator) ohne Vorstufe. Über einen weiten Bereich ergibt eine Störspannung von 200 mV erst eine Kreuzmodulation von 1% (Kurve I). Bei Anwendung einer zur Entkopplung und Schwundregelung dienenden Vorröhre EF 89 sind — bedingt durch die Kennlinienkrümmung der Vorröhre — die Werte schon ungünstiger (Kurve II), liegen jedoch immer noch über den Werten einer

zehnfache Antennenspannung. Diese kann natürlich zu Kreuzmodulation führen. Verwendet man dagegen an Stelle der multiplikativen Mischröhre eine additive Mischröhre mit einem Rauschwertstand von 7 kOhm, so kann auf die Verstärkung einer Vorstufe verzichtet werden. Diese braucht lediglich für die Aufgabe der Schwundregelung und Trennstufe bemessen zu werden, und somit ergibt sich eine geringere Kreuzmodulationsgefahr. Als weiteres Beispiel des Vorteils eines niedrigen Rauschwertstandes sei die additive Mischschaltung mit der Pentode EF 89 und Betrieb ohne HF-Vorstufe genannt. Die Eingangskreis-Impedanz ist bei Mittelwelle etwa 100 kOhm. Addiert mit dem Rauschwertstand ergibt sich für die multiplikative Mischstufe ein Gesamt-Rauschwertstand von

früherer Teil der ECH 81 als selbstschwingende Mischstufe

Ein Beispiel, wie mit der Verbundröhre ECH 81 eine additiv arbeitende Mischstufe in Kombination mit einer HF-Vorstufe aufgebaut werden kann, bietet die Schaltung des „4035 W/3 D“ (Abb. 5). Das Heptodensystem ist eingangsseitig normal als HF-Vorstufe geschaltet; auf der Anodenseite liegen als FM-Arbeitswiderstand ein Bandfilterkreis (bei AM kurzgeschlossen) und der AM-Arbeitswiderstand 1 kOhm (bzw. für Kurzwellen eine Drossel) hintereinander.

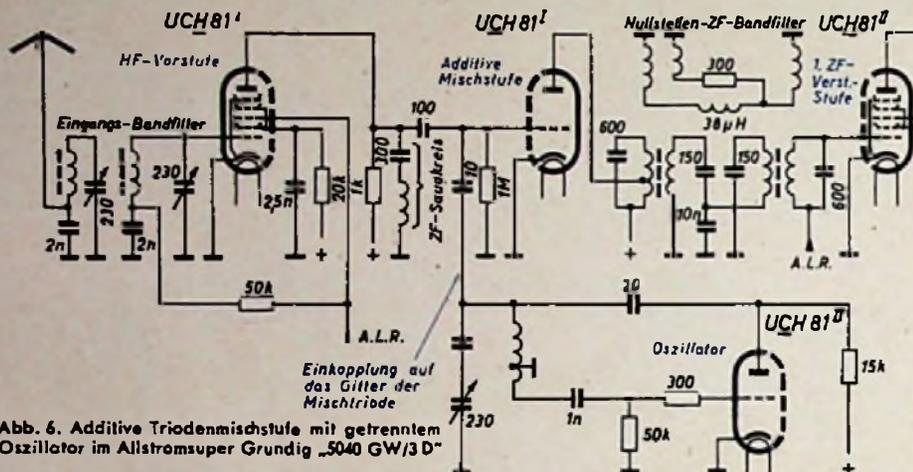


Abb. 6. Additive Triodenmischstufe mit getrenntem Oszillator im Allstromsuper Grundig „5040 GW/3 D“

Das Triodensystem arbeitet, ähnlich den UKW-Mischstufen, als selbstschwingender Mischer. Die HF-Spannung der Anode der Vorstufe wird hierzu für M- und L-Bereich am Fußpunkt der jeweiligen Oszillator-Rückkopplungswicklung eingekoppelt, für den KW-Bereich erfolgt die Addition durch Parallelschaltung der beiden Spannungen am Oszillatortriode. Der 1. ZF-Kreis, MW- und LW-Oszillatorschwingkreispulen sowie KW-Rückkopplung liegen hintereinander an der Anode der Oszillatortriode; zur Erreichung gleicher Induktivitätswerte mit dem in Reihe liegenden ZF-Kreis sind die MW- und LW-Kreispulen entsprechend angezapft.

Additive Triodenmischung unter Verwendung zweier Systeme der UCH 81

Im Allstrom-Superhet „5040 GW/3 D“ (Abb. 6) wird eine Triodenmischschaltung mit getrennter Oszillatortriode benutzt. Mischstufe und doppelt geregelte HF-Vorverstärkerstufe sind in einem Röhrenkolben vereinigt, Oszillatortriode und 1. ZF-Verstärkerstufe in einem zweiten.

Die Einspeisung der Oszillatortriode erfolgt hier über eine 10-pF-Kopplungskapazität zum Gitter der Mischröhre. Auch in diesem ausgesprochenen Hochleistungs-Allstromgerät wird ein Eingangsbandfilter benutzt; der Arbeitswiderstand der Vorröhre ist wiederum 1 kOhm mit parallelliegender ZF-Sperrdrossel. Wegen des niedrigen Innenwiderstandes des Trioden-Mischteils ist das im Anodenkreis liegende ZF-Vierfach-Bandfilter, angezapft. Die Kreiskapazität ist 600 pF.

Die ECC 82 als additive Trioden-Misch- und Oszillatorstufe

Das markante Beispiel einer hochgezüchteten Mischstufe, die alle Vorteile der additiven Triodenmischung konsequent ausschöpft, ist der Eingangsteil der Spitzensuper „4040 W/3 D“, „5040 W/3 D“ und „5050 W/3 D“ (Abb. 7). Als Misch- und Oszillatortriode dient eine ECC 82, deren günstige Eigenschaften in dieser Schaltung bereits eingangs erwähnt wurden.

Die Oszillatortriode wird in die Katode eingespeist und das Empfangssignal dem

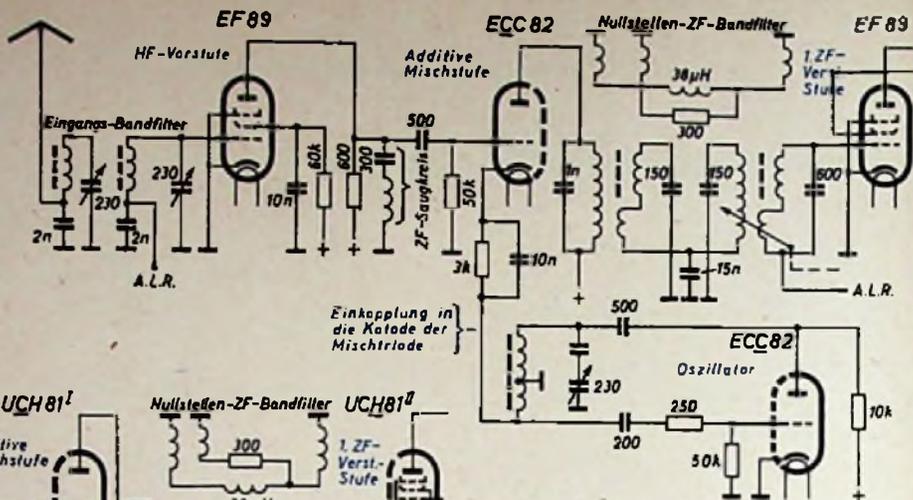


Abb. 7. AM-Eingangsschaltung mit additiver Triodenmischstufe des Großsuperhets „4040 W/3 D“. Im wesentlichen wird diese Schaltung auch in den Geräten „5040 W/3 D“ und „5050 W/3 D“ benutzt

Arbeitspunkteinstellung der Mischröhre. Als HF-Vorröhre kommt die EF 89 zur Anwendung, die auf einen ohmschen Außenwiderstand von 600 Ohm arbeitet und eine Verkopplung des Oszillators auf den Eingangskreis sicher verhindert. Außerdem ist sie in die Schwundautomatik einbezogen. Die Katoden-Einkopplung der Oszillatortriode sorgt für eine konstante Mischspannung, konstante Oszillatortriodebelastung sowie geringste Störausstrahlung auf das Gitter der Eingangsröhre. Die Kreuzmodulationsfestigkeit dieser Schaltung ist gegenüber der von multiplikativen Mischstufen mit Triode-Flexoden wesentlich verbessert worden.

FT - KURZNACHRICHTEN

Fachmesse der Einzelteile-Industrie

Dem Beispiele zahlreicher Länder in Europa und Übersee beabsichtigt u. U. die Fachabteilung Schwachstromtechnische Bauelemente zu folgen und jeweils zu Anfang des Jahres eine Fachmesse zu veranstalten, die mit einer Vortragsreihe verknüpft sein soll. Auf der Fachmesse würde der Fachmann unmittelbar angesprochen, während sich z. B. die Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung vorwiegend an den Endabnehmer wendet. Die Beteiligung an der Deutschen Industriemesse Hannover soll jedoch auch weiterhin beibehalten werden.

Auszeichnung für Dr. A. Grilme

Anlässlich seines 65. Geburtstages wurde dem Generaldirektor des Nordwestdeutschen Rundfunks, Dr. h. c. A. Grilme, das Große Verdienstkreuz mit Stern des Verdienstordens verliehen.

75 Jahre Elektrotechnischer Verein Berlin e. V.

Mit einem Festabend leitete am 14. Januar 1955 der Elektrotechnische Verein Berlin e. V. die Feier seines 75-jährigen Bestehens ein. Der Generalpostmeister Heinrich v. Stephan hatte Ende des Jahres 1879 zu einer Versammlung eingeladen, in der über die Gründung Beschluß gefaßt wurde. Bereits am 27. Januar 1880 erschien das erste Heft der Elektrischen Zeitschrift als Organ des Vereins.

Radiomechanikerlehrgang

In der Berufsausbildungsstätte mit Helm in Ingolstadt beginnt am 4. März 1955 ein neuer sechsmonatiger Speziallehrgang für Radiomechaniker. Es werden, von den Grundkenntnissen angefangen bis zu den modernsten Schaltungen der Rundfunk-, UKW-, Fernseh- und Kraftverstärkertechnik, alle

den Techniker interessierenden Probleme vorgebracht und an praktischen Modellen, die nach eigenen Plänen selbst gefertigt werden, erprobt. Der Lehrplan umfaßt neben dem praktischen Unterricht auch Fachkunde, Schaltungstechnik, Fachrechnen und Fachzeichnen. Für den praktischen Unterricht stehen gut eingerichtete Werkstätten mit den notwendigen Meßgeräten und Maschinen zur Verfügung. Die Aufnahmebedingungen sind bei der Leitung der Berufsausbildungsstätte mit Helm in Ingolstadt/Donau, Münchner Straße 6, zu erfahren.

Fernsehbildröhren-Kolben demnächst aus Aachen

Die Glasfabrik Welschwasser GmbH., eine Tochtergesellschaft der Alldiehl (der auch die Deutsche Philips GmbH angehört), hat ihren Sitz in Aachen und unterhält dort eine Fabrik, die in einem Werk Industrieglas (Glühlampen-Kolben u. a.) und Wirtschaftsglas fertigt. Ein zweites Werk wird im Laufe des Jahres 1955 die Fertigung von Fernsehbildröhren-Kolben aufnehmen.

Schulfunk-Anlage

Die neue Ohm-Oberrealschule in Erlangen erhielt eine der modernsten Schulfunkanlagen. In 28 Räumen wurden die Lautsprecher in die Wand eingebaut. Alle 28 Lautsprecher können zusammen für Gemeinschaftssendungen und Durchsprachen eingeschaltet werden, lassen sich aber auch einzeln von einem Steuerpult im Zimmer des Schulleiters her anwählen und besprechen. Das Pausenzeichen wird als harmonischer Gongton (gesteuert von der Hauptuhr der elektrischen Uhrenanlage) über die Schulfunkanlage durchgegeben. Die von der Siemens & Halske AG. erstellte Anlage ist ferner für die Wiedergabe von Rundfunk, Schallplatten und Tonbändern eingerichtet. Eine Gemeinschafts-Antennenanlage mit UKW-Antennenverstärker gewährleistet einwandfreien Empfang.

Ein Zeitablenkgerät für einmalige Vorgänge

Schluß aus FUNK-TECHNIK, Bd. 10 (1955), Nr. 1, S. 14

Die im Heft 1 beschriebene Schaltung kann auch so aufgebaut werden, daß die Auslösung des Vorlaufes durch das Schließen eines Kontaktes erfolgt. Die Eingangsschaltung ist dann entsprechend Abb. 5 zu ändern. Der Kontakt liegt wieder zwischen Bu 1 und Bu 2. Die Aufladung der Kondensatoren $C_2 \dots C_4$ erfolgt wie vorher über R_2 und R_3 , die Entladung jedoch über den einzufügenden Glitterwiderstand R_0 . Da R_0 ziemlich groß sein muß wegen der Spannungsteilung über R_2 , R_3 und R_0 , ist die Entladezeit jetzt allerdings wesentlich länger geworden. (In Stellung 4 von S_1 etwa 4 s.) Die Schaltung entsprechend Abb. 5 wird man mit Vorteil dann verwenden, wenn zwischen Bu 1 und Bu 2 der

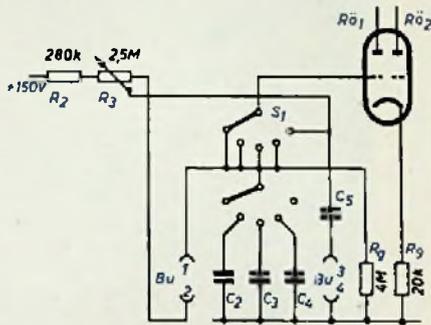


Abb. 5. Auslösung der Zeitablenkung des Kippgeräts mit einem Schließkontakt, z. B. Kamerakontakt

X- oder M-Kontakt eines synchronisierten Kameraverschlusses geschaltet wird.

Die Fotos der Abb. 9, 10 und 11 zeigen den mechanischen Aufbau des Mustergerätes. Die Leitungsverlegung ist nicht kritisch. Sind in der Schaltung von Abb. 2 an einigen Punkten zwei Spannungs- oder Stromwerte eingetragen, dann wurde der erste jeweils bei geschlossenem, der zweite bei geöffnetem Unterbrecherkontakt aufgenommen.

Zur Eichung der Vorlaufzeit wurden auf die Vertikalablenkplatten eines Elektronenstrahl-oszillografen der exponentielle Spannungsanstieg am Gitter von $R_0 1$ und der Hellsteuerimpuls von Bu 9 über geeignete Vorwiderstände gegeben, bei gleichzeitiger Strahlmodulation durch eine bekannte Tonfrequenz. Durch Auszählung der Punkte zwischen t_1 und t_2 an mehreren fotografischen Aufnahmen wurde so ein Zeitmaßstab für die Eichung des Reglers R_3 erhalten. Eine derartige Aufnahme zeigt Abb. 6.

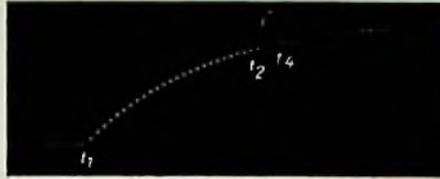


Abb. 6. Oszillogramm zur Vorlauf-Zeiteichung

Beispiele für die praktische Anwendung

In den Oszillogrammen der Abb. 7 wird die Zweckmäßigkeit einer einstellbaren Vorlaufzeit dargestellt. Es wird der Spannungsverlauf an einem Widerstand gezeigt, der über den Arbeitskontakt eines um etwa 0,4 s im Anzug verzögerten Zeitrelais an eine Gleichspannung gelegt wird. Im Zeitpunkt t_0 wird das Relais eingeschaltet und gleichzeitig das Zeitablenkgerät durch Öffnen eines zwischen Bu 1 und 2 geschalteten Kontaktes gestartet. Zunächst geschah dies ohne Vorlaufeinstellung. Durch die langsame Zeitablenkung sind während der Schließzeit des Relais keinerlei Einzelheiten zu erkennen (Abb. 7a).

Durch Auslösung der jetzt wesentlich schnelleren Zeitablenkung nach einer eingestellten Vorlaufzeit von etwa 0,4 s erhält man das Oszillogramm der Abb. 7c, das alle Prellungen des Relaiskontaktes deutlich zeigt.

Die Oszillogramme Abb. 7b und d bringen die Zeitmarken von 50 Hz und 500 Hz, die bei gleichen Ablenkgeschwindigkeiten entsprechend Abb. 7a bzw. 7c aufgenommen wurden.

Für die Aufnahme der Oszillogramme von Abb. 8 wurde ein Netztransformator über den Kontakt eines zwischen Bu 15 und Bu 16 geschalteten Relais an das Wechselstromnetz gelegt. Die Oszillogramme zeigen den Einschaltstrom bei verschiedenen Phasenlagen der

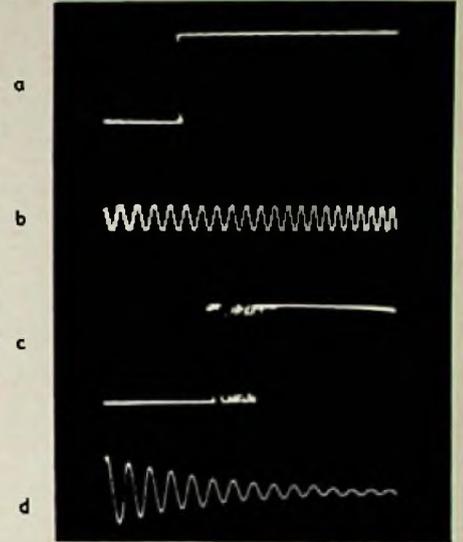


Abb. 7. Oszillogramm eines Zeitrelais-Arbeitskontaktes; a) ohne Vorlauf, b) 50-Hz-Zeitmarke, c) mit 0,4 s Vorlauf, d) 500-Hz-Zeitmarke

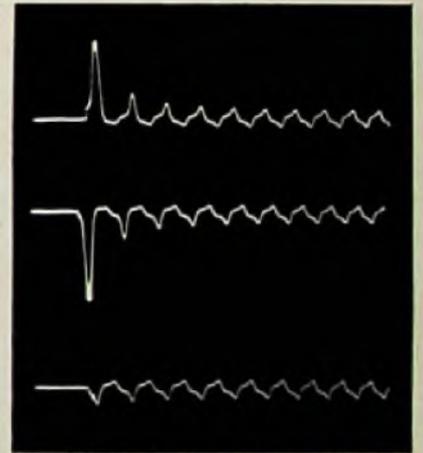


Abb. 8. Einschaltstrom eines Netztransformators bei verschiedenen Phasenlagen der Netzwechselspannung im Augenblick des Einschaltens

← Abb. 9. Ansicht des fertigen Gerätes

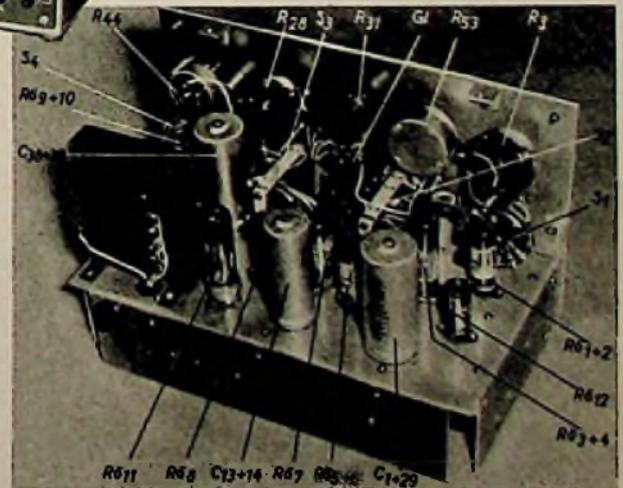
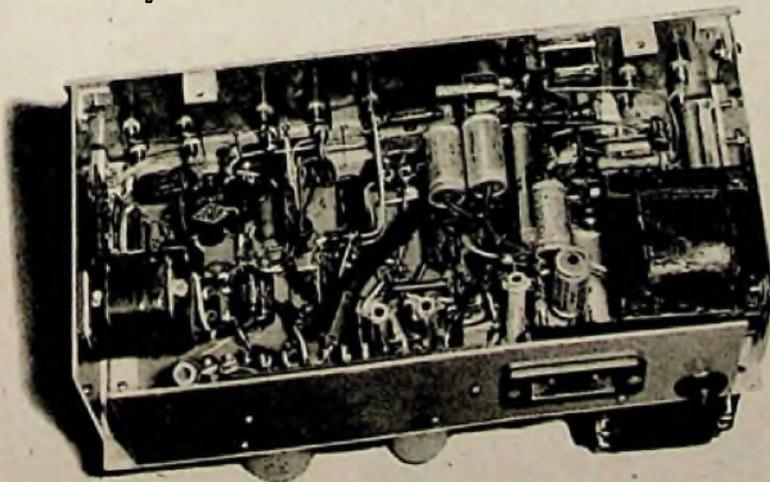
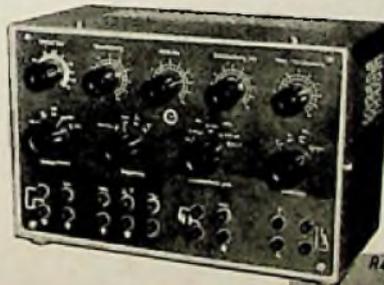


Abb. 10. Chassisansicht von oben. Abb. 11 (links). Ansicht der Verdrahtung

Netzspannung im Einschaltmoment und die dabei auftretenden Stromspitzen.

Mit dem Regler R_{14} des Zeitablenkgerätes kann das Oszillogramm in die gewünschte Horizontallage gebracht werden, damit es bei jedem Auslösen der Zeitablenkung wieder an derselben Stelle erscheint.

Über den Ruhkontakt desselben Relais wurde nun ein Gleichstromkreis mit stark induktiver Belastung (Ausgangstrafo eines NF-Verstärkers) unterbrochen und die Spannung über dem Kontakt oszillografiert. Abb. 12a enthält eine hohe Spannungsspitze von etwa 700 V. Zwischen dem Kontakt entsteht ein Abreißfunken.

Die Parallelschaltung eines ungeeigneten Kondensators bringt, wie Abb. 12b beweist, eine Verschlechterung, da eine oszillierende Schwingung sehr hoher Amplitude entsteht. Erst eine Reihenschaltung von R und C ergibt, entsprechend Oszillogramm 12c, eine Verbesserung. Abb. 12d zeigt die 500-Hz-Eichspannung.

Zur Aufnahme der Abb. 13 wurde schließlich der positive Spannungssprung zwischen $Bu 18$ und Erde bei Vergrößerung von C_{30} auf $4 \mu F$ auf den Eingang eines Niederfrequenzverstärkers gegeben und die Ausgangsspannung an dem mit einem Lautsprecher belasteten Ausgangstrafo beobachtet.

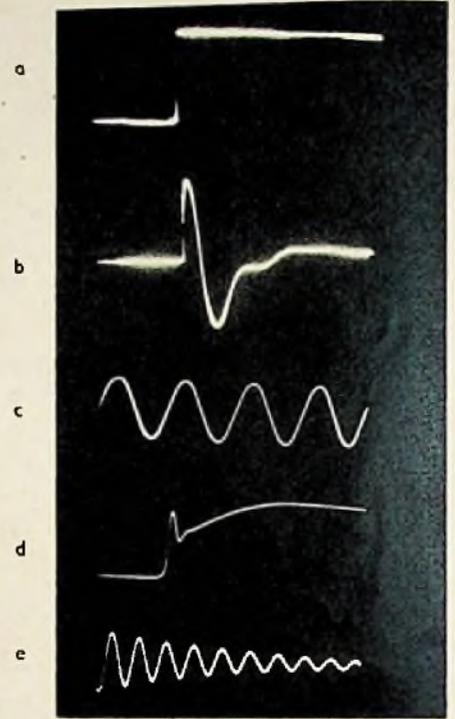
Abb. 13a zeigt den Sprung am Verstärkereingang, Abb. 13b das Signal an der Sekundärseite des Ausgangsrafos. Zur Bestimmung der niedrigen Einschwingfrequenz wurde die 50-Hz-Zeitmarke der Abb. 13c geschrieben.

Durch Vergrößerung der Ablenkgeschwindigkeit konnte in Abb. 13d auch die im Vorgang vorhandene gedämpfte Schwingung von etwa 8000 Hz sichtbar gemacht und darunter eine 5000-Hz-Eichspannung geschrieben werden.



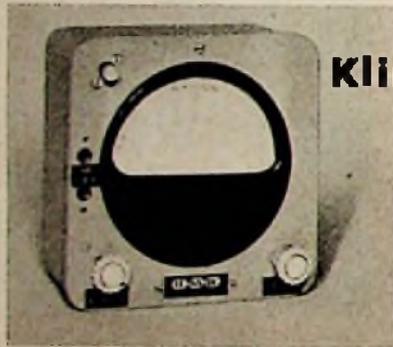
Abb. 12. Spannung an einem Unterbrecherkontakt beim Abschalten einer induktiven Last von einer Gleichspannungsquelle; a) offener Kontakt, b) Kontakt mit C (6800 pF) überbrückt, c) Kontakt mit CR ($6800 \text{ pF} + 27 \text{ k}\Omega$) überbrückt, d) 500-Hz-Zeitmarke

Abb. 13. Prüfung eines NF-Verstärkers durch angelegten Spannungssprung; a) Eingangssignal, b) Ausgangssignal, c) 50-Hz-Zeitmarke für Oszillogramme a und b, d) Ausgangssignal stärker gedehnt, e) 5000-Hz-Zeitmarke für Oszillogramm d



Sämtliche Oszillogramme wurden an einem Philips-Oszillografen „GM 3156“, teilweise unter Verwendung eines Gleichstromverstärkers „GM 4531“ für die Vertikalablenkung, aufgenommen.

Diese wenigen Beispiele mögen zeigen, daß das Zeitablenkgerät bei sinngemäßem Einsatz wohl helfen kann, eine große Reihe von Meßaufgaben an einmaligen Vorgängen schnell und bequem zu lösen.



Klirrfaktor-Meßgerät mit Transistorverstärker

Technische Daten

1. Spannungsmessung

Meßbereiche: 2, 12, 120, 240 V (log. Skala)
Mit aufsteckbarem Vorübertrager kleinster Meßbereich: 0,5 V für Vollauschlag an 600Ω .
Frequenzbereich: 30 Hz ... 16 kHz
Meßunsicherheit: $\leq 3\%$; Eing.-Wid.: $\geq 10 \text{ k}\Omega$

2. Klirrfaktormessung

Grundfrequenz: 800 Hz (auf Wunsch andere Frequenzen); k_2 und k_3 getrennt meßbar

Meßbereiche

- a) 20 % Klirrfaktor für Endauschlag
- b) 10 % Klirrfaktor für Endauschlag
- c) 1 % Klirrfaktor für Endauschlag; 0,06 % noch gut ablesbar; 0,03 % noch feststellbar

Eingangswiderstand: Übertragungseing. $5 \text{ k}\Omega \pm 10\%$; unsymm. Eingang $600 \Omega \pm 10\%$

Meßunsicherheit: $\pm 10\%$ (Grundfrequenz darf max. $\pm 4,5\%$ vom Nennwert abweichen)

Eingangsspannungsbedarf für Meßbereich

- a) 20 % (1 % ablesbar; 0,6 % feststellbar)
5 mV ... 10 V Grundwellenspann. an 600Ω
15 mV ... 20 V Grundwellenspann. an $6 \text{ k}\Omega$
- b) 10 % (0,5 % ablesbar; 0,3 % feststellbar)
10 mV ... 10 V Grundwellenspann. an 600Ω
30 mV ... 20 V Grundwellenspann. an $6 \text{ k}\Omega$
- c) 1 % (0,05 % ablesbar; 0,03 % feststellbar)
100 mV ... 10 V Grundwellenspann. an 600Ω
300 mV ... 20 V Grundwellenspann. an $6 \text{ k}\Omega$

Skalenlänge: 80 mm

Abmessungen: $130 \times 155 \times 100 \text{ mm}$; Gewicht: 1,6 kg

Für die Fertigungskontrolle und die Betriebsüberwachung wurde von TeKoDe ein neues Klirrfaktor-Meßgerät entwickelt, das für eine Grundfrequenz die direkte Ablesung der 2. und 3. Harmonischen gestattet. Es zeichnet sich durch sehr kleine Abmessungen aus und verwendet als Stromquelle eine 3-V-Stabbatterie, die eine ununterbrochene Betriebsdauer von über 500 Stunden gewährleistet. Außer zur Klirrfaktormessung kann das Gerät auch für die Messung von Wechselspannungen zwischen 50 mV und 240 V benutzt werden.

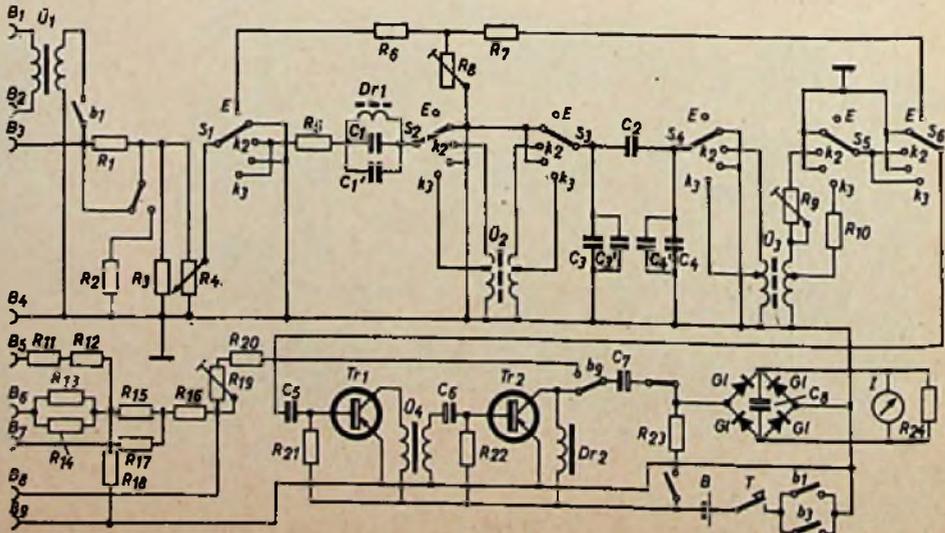
Für die Klirrfaktormessung wird das zu untersuchende Signal über einen $6 \text{ k}\Omega$ -Übertragungseingang oder einen unsymmetrischen 600 Ohm -Eingang dem Gerät zugeführt. Zwischen Eingang und Anzeigeteil können wahlweise drei verschiedene Vierpole für die Grundfrequenz und die 2. und 3. Harmonische gelegt werden.

Wird die konstante Dämpfung mit dem Eichpotentiometer R_4 so eingestellt, daß in Schalterstellung E (Eichung) das Instrument Vollauschlag

zeigt, dann können in den anderen Schalterstellungen die Klirrgrade direkt abgelesen werden. Der frequenzunabhängige Anzeigeteil besteht aus einem Transistorverstärker und einem Ventilvoltmeter. Die Änderung der Betriebsdämpfung des Transistorverstärkers beeinflusst das Meßergebnis nicht, sondern erfordert lediglich eine Korrektur der Eichung. Der Transistorverstärker enthält zwei Transistoren GFT 3 (TeKoDe) in Emitterschaltung, wobei der hohe Ausgangswiderstand des Transistorverstärkers mit dazu benutzt wurde, einen günstigen Skalenverlauf zu erreichen.

Für die Spannungsmessung wird der Transistorverstärker nicht benötigt; die Meßspannung gelangt vielmehr über Vorwiderstände direkt an die Gleichrichterschaltung des Anzeigeelementes.

Zum Einschalten genügt das Drücken des Einschaltknopfes T allein nicht, sondern es müssen auch die Zuleitungen eingesteckt werden (Schaltbuchsen b_1 und b_2). Dadurch werden die Batterien besonders geschont.



Kippgeräte für Oszillografen

①

1. Thyatron-Kippgeräte

Thyatronen oder Gastrioden sind Röhren mit Edelgasfüllung, die eine indirekt geheizte Kathode, ein oder mehrere Gitter und eine Anode enthalten. Das Gitter dient in erster Linie dazu, die Zündspannung festzulegen. Legt man zwischen Anode und Kathode eine Spannung, so „zündet“ das Gas (Glimmentladung). Die erforderliche Spannung muß je nach Füllung zwischen 15 und 40 V sein. Wird das Gitter vor

Kathode, und die Röhre zündet nicht, ist der Potentialunterschied zwischen Gitter und Kathode aber auf -11 V besogen auf das Gitter) gesunken, dann setzt die Glimmentladung ein, denn es liegen zwischen Anode und Kathode etwa 180 V und gemäß Abb. 1 ist das die Zündspannung für etwa -11 V Gittervorspannung. Die Kippimpulsbreite wird also durch das Potential am Gitter bestimmt, die Kippfrequenz durch die Dauer der Aufladung, also durch R und C .

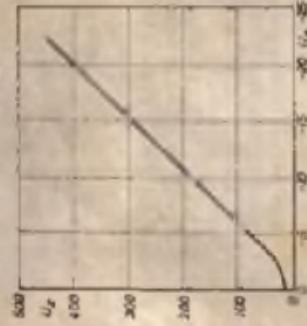


Abb. 1. Zündspannung eines Thyatron in Abhängigkeit von der Gittervorspannung des Thyatron

der Entladung negativ gemacht, dann setzt die Zündung erst bei viel höherer Anodenvorspannung ein (Abb. 1). Nach der Zündung kann die Entladung durch das Gitter (in allgemeinen nicht mehr beeinflusst werden, da es von einer positiven Ionenwolke abgeschirmt wird. Andererseits kann man bei einer bestimmten Anodenvorspannung durch Änderung der Gittervorspannung von negativen Werten (z. B. durch einen positiven Impuls) die Zündung einstellen. Die Entladung wird erst gelöscht, wenn die Spannung zwischen Anode und Kathode unter die statische Brennspannung gesunken ist. Diese Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung wird zur Erzeugung von Kipperschwingungen ausgenutzt.

Kipperschaltungen

Abb. 2a zeigt das Prinzipschaltbild einer der möglichen Anordnungen. Angenommen, am Gitter liege ein Drittel der Betriebsspannung von 300 V, also etwa 100 V; C sei entladen. Nun werde C über R aufgeladen, das Potential der Kathode, rutscht daher von $+U$ an nach „unten“. Zunächst sei das Gitter somit negativ, gegen

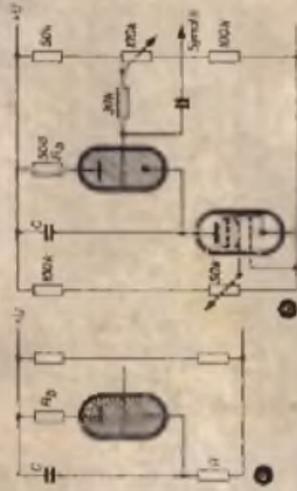


Abb. 2. Erzeugung von Kippspannungen mit Thyatron
a) Aufladung über Widerstand, b) Aufladung über Lade-
röhre (Heurwick) für Thyatron abtät, der Kathode „hoch“

Nach der Zündung wird C über das Thyatron entladen, und zwar so weit, bis die statische Brennspannung unterschritten wird, so daß die Glimmentladung in der Röhre verloscht. In der Schaltung Abb. 2a erfolgt die Aufladung über einen Widerstand. Daher steigt die Spannung nach einer Exponentialfunktion an. Für einen Elektronenstrahl-Oszillografen wird jedoch eine Zeilablentkung benötigt, die linear mit der Zeit verläuft. Die Aufladung von C muß also mit konstantem Strom erfolgen. Man er-

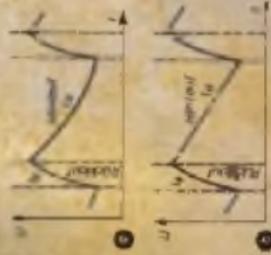


Abb. 3. Verlauf der Kippspannung an der Kathode in den Schaltungen nach Abb. 2a u. b

Mikrowellenelemente (Hohlrohrtechnik) ②

Für die in der Praxis gebräuchlichsten Arbeitswerte mit den einfachsten Schwingungstypen (H_{10} und H_{11} -Schwingungstypen) sind die Grenzen des Arbeitsbereiches — gegeben einseitig durch die Grenzwellenlänge andererseits durch die nachfolgende Harmonische — in Abb. 7 wieder gegeben. In der Praxis hat man sich auf bestimmte Hohlrohrabmessungen für jedes Wellenband festgelegt. Die Dimensionen nach amerikanischen Normen¹⁾ für die genannten Wellenbänder sind in Abb. 7 eingezeichnet.

Bei der Konstruktion von H.R.-Elementen tritt häufig das Problem der Anbringung von irgendwelchen Elementen an den Hohlrohr auf und erfordert daher die Kenntnis der Stromverteilung an den Innenwänden. Für die Hauptschwingungstypen H_{10} (TE_{10}) für rechteckigen und H_{11} (TE_{11}) für runden Querschnitt sind die Strombahnen in der Abb. 8 gezeigt. Sie geben darüber Aufschluß, an welcher Stelle z. B. strahlungsarme Schlitze (für Sender u. a.) oder Kopplungsöffnungen angebracht werden müssen.

III. Fortpflanzungs-, Phasen- und Dämpfungskonstante, Wellenwiderstand

Eine Übertragungsleitung ist generell durch ihre linearen Konstanten charakterisiert. Für das H.R. kann man diese Konstanten durch seine Dimensionen ausdrücken. Die Ausbreitungskonstante einer Leitung je Längeneinheit ist

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (11)$$

Die Dämpfungskonstante α errechnet sich aus dem von der Leitung aufgenommenen Verlustanteil

$$N_{L,0} = dz \quad (12a)$$

$$N = N_0 e^{-\alpha z} \quad (12b)$$

$$\alpha = \frac{N_{L,0}}{z N} \quad (12c)$$



Die Konstante α teilt sich auf in Longs- (Strom-) ¹⁾ nach R.M.A. (Radio Manufacturers Association). Entsprechende deutsche Normen gibt es noch nicht.

Verluste α_1 und im dielektrische Verlust α_2 .

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 = \frac{R'}{2Z_0} + \frac{G'}{2Y_0} \quad (13)$$

worin R' und G' der ohmsche Widerstand bzw.

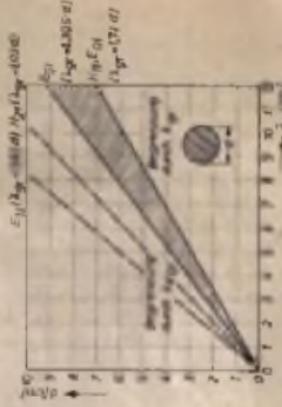
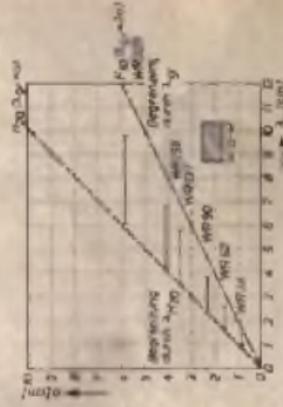


Abb. 7. Arbeitsbereich und Norm-Maße von Hohlrohren

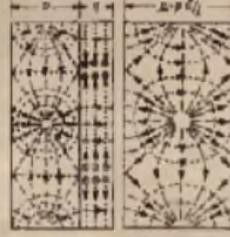


Abb. 8. Stromverteilung auf der Oberfläche von Hohlrohren

Leitwert je Längeneinheit und $Z_0 = \frac{1}{Y_0}$ der Wellenwiderstand des Hohlleiters sind.

Die Dämpfungskonstante des leeren Hohlleiters mit $r = 1$ (Luft) errechnet sich für den H₁₀-Wellentyp eines H.R. mit rechteckigem Querschnitt zu

$$\alpha_{\text{dB}} = \frac{1}{b} \left[\frac{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot H_0}{c} \int_{-b/2}^{b/2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu_0} \left(1 + \frac{\gamma^2 h^2}{a^2} \right)} \right] \quad (14)$$

Ist das H.R. aus Kupfer, so gilt speziell (zahlenmäßig) der Ausdruck

$$\alpha_{\text{dB}} \text{ (dB/m)} = 0,104 \sqrt{\frac{1}{Z_0} \cdot \left(\frac{f}{c}\right)^2} \left[\frac{1}{b} + \frac{1}{2a} \left(\frac{f}{c}\right)^2 \right] \quad (14a)$$

und für den runden Querschnitt für die H₁₀-Welle unter sonst gleichen Bedingungen wie oben

$$\alpha_{\text{dB}} \text{ (dB/m)} = 0,104 \left[0,418 + 0,0358 \left(\frac{f}{c}\right)^2 \right] r \sqrt{Z_0} \sqrt{1 - 0,0058 \left(\frac{f}{c}\right)^2} \quad (14b)$$

Es bedeuten

$$Z_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

$$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ H/m}$$

r = Leitfähigkeit des Materials $\left[\frac{1}{\Omega \text{m}} \right]$

μ = Permittivität des Materials

f = Frequenz [Hz]

r, a, b, Z_0, Z_0' [cm]

Die Phasenkonstante je Längeneinheit für den H- und E-Wellentyp errechnet sich nun

$$\beta = 1 - \frac{2 \pi}{Z_0 \cdot n} \quad (15)$$

Die Größe n in Gl. (15) bezeichnet man als Dehnungsfaktor des H.R.; er ist

$$n = \frac{1}{1 - (\lambda_0 / 2a)^2} \quad (16)$$

Während man den Wellenwiderstand für Übertragungsleitungen mit Rückführungen

(z. B. Koaxialleitungen) durch die verschiedenen Terme der Leitung, wie

1. Übertragene Leistung und Strom
2. Übertragene Leistung und Spannung
3. Spannung und Strom,

definieren kann und alle Definitionen zum gleichen Ergebnis führen, ist dies für Hohlrohre nicht der Fall.

Für diese 3 Fälle unterscheiden sich die „Wellenwiderstände“ durch ihre numerischen Konstanten, die weichen aber nicht allzu sehr voneinander ab. Alle „Wellenwiderstände“ sind proportional zum Feldwellenwiderstand Z_0 . Zur Einführung sollen vorerst die Verhältnisse zwischen zwei parallelen ebenen Platten unendlicher Ausdehnung mit dem Abstand b (y-Richtung) betrachtet werden.

Hierbei ist die Potentialdifferenz U' zwischen den Platten und ein Strom I auf einer Platte (auf der anderen entgegengesetzt) leicht vorstellbar und unsvwacher α' definieren, während diese Definition bei einem abgegrenzten H.R. nicht sinnvoll erscheint.

Der Feldwellenwiderstand Z_0' für alle Wellentypen resultiert aus dem Quotient der elektrischen Feldkomponente E_y und der magnetischen Feldkomponente H_x

$$Z_0' = \frac{E_y}{H_x} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega \quad (17)$$

Diese Komponenten, die im Querschnitt — transversal zur Ausbreitungsrichtung z — auftreten, sind verantwortlich für den Transport der elektromagnetischen Energie. Die mittlere, in einem Querschnitt der „Breite“ a übertragene Leistung errechnet sich aus der übertragene Leistung für ein Flächenelement und dem Querschnitt mit der Breite a (in der x -Richtung), sie ist

$$N = \frac{a \cdot b}{2} \cdot E_x \cdot H_x \quad (18)$$

Die Querschnittsströme bzw. -spannungen sind den magnetischen bzw. elektrischen Feldkomponenten proportional, damit erhält man einen äquivalenten (auf einen Ausschnitt der Breite a bezogenen) „Querschnittswellenwiderstand“

$$Z_0 = \frac{b}{a} \cdot \frac{E_y}{H_x} \quad (19)$$

(Word fortsetzen)

Berichtigung

Bei der Kennzeichnung der Feldlinien im Heft 1, Abb. 3 (ganz unten links), ist beim Umzeichnen leider eine Verwechslung eingetreten. Die ausgezogenen Linien sind E-Linien und die gestrichelten sind H-Linien (entsprechend der richtigen Darstellung in Abb. 8).

Spannungsänderungen am Gitter genügen, um große Änderungen der Zündspannung zu erreichen, sind zur einwandfreien Synchronisation nur wenige Volt am Gitter erforderlich.

In der Schaltung Abb. 4 wird im Gegensatz zum nichtsynchronisierten Zustand mit R_1 die Kippamplitude verändert. Dagegen hat im synchronisierten Zustand die Gittervorspannung keinen Einfluß mehr auf die Amplitude.

Bemessung der Schaltelemente

Ist U die Betriebs-, U_1 die Lösch- und U_2 die Zündspannung, dann gilt für den Hinlauf (Anstiegzeit) der Kippspannung die Beziehung

$$t_a = R \cdot C \cdot \ln \frac{U - U_1}{U - U_2}$$

$$\text{bzw. } t_a = C \cdot (U_2 - U_1)$$

wenn R durch eine Laderöhre ersetzt wird, wobei I der Lade Strom ist. Die Kippfrequenz ist in guter Annäherung $f = 1/t_a$, da die Entladezeit t_e im allgemeinen zu vernachlässigen ist. Die Grobregelung der Kippfrequenz wird durch Umschaltung von C_1 die kontinuierliche Feinregulierung dazwischen mittels Regelung des Lade Stroms vorgenommen. Bei einer bestimmten Größe von C darf der Lade Strom einen festen Wert nicht überschreiten, damit die Spannung am Kondensator nicht schneller ansteigt, als die Abführung der Ionen (Entionisierungszert) erfolgt; sonst reißt die Glimmentladung gar nicht erst ab. Die höchste, normal erreichbare Kippfrequenz liegt bei 70 bis 80 kHz. Den Kippkondensator kann man dabei nicht kleiner als etwa 100 pF machen. Hierbei ist der maximale Lade Strom etwa 1 mA.

Der in den Schaltungen eingezeichnete vor der Anode liegende Widerstand hat den Zweck, den Strom durch die Röhre zu begrenzen. Der Maximalstrom I_{max} wird für die einzelnen Röhrentypen von den Herstellern angegeben. Der Begrenzungswiderstand R_1 berechnet sich dann zu $R_1 = U_1 / I_{max}$, wobei U_1 die höchste vorkommende Kippamplitude ist.

Während des Entladevorganges gelangen positive Ionen zum Gitter und bewirken einen Gitterstrom. Dieser muß ebenfalls begrenzt werden; dazu wird ein Widerstand von etwa 30 kOhm vor das Gitter geschaltet.

Wird in Abb. 4 ein Katodenwiderstand R_k eingebaut, dann stellt der Überbrückungskondensator C_2 etwas gleich oder größer als C sein. Die Zeitkonstante $C_2 \cdot R_k$ soll kleiner als $C \cdot R_1$ sein, soll jedoch nicht kleiner als unbedingt erforderlich sein.

setzt daher gemäß Abb. 2b den Widerstand durch eine Pentode. Diese hebt die Eigenschaft, daß sich der Anodenstrom nicht mehr ändert, wenn die Anodenspannung über einen bestimmten Wert hinaus weiter erhöht wird. Gleichzeitig kann man diesen Strom mittels Änderung der Steuer- oder Schirmgitterspannung regeln, so daß in gewissen Grenzen (etwa 1:10) eine kontinuierliche amplitudenunabhängige Frequenzregelung möglich ist.

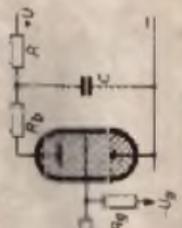


Abb. 4. Weite Kipperschaltung mit Gitterode

Eine weitere Schaltung zeigt Abb. 4. Hier liegt die Kathode an Masse, und es wird eine besondere negative Gittervorspannung $-U_k$ über R_k zugeführt. Der Kondensator C wird über R so weit aufgeladen, bis die durch die negative Vorspannung festgelegte Zündspannung erreicht ist. Nach der Zündung wird C über das Thyatron entladen, bis dassel nach Unterschreiten der Bogenspannung verbleibt, worauf der Ladevorgang von neuem einsetzt. An Stelle von R kann wieder eine Pentode (hochliegende Kathode, evtl. besondere Heizwicklung) zur Erreichung eines konstanten Lade Stroms eingesetzt werden. Frequenz- und Amplitudenregelung erfolgt wie in Abb. 2a. Eine Amplitudenregelung ist dabei — wie auch in Abb. 2 — immer mit einer Frequenzänderung verbunden.

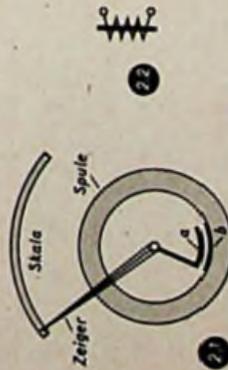
Die Ionen in dem Raum zwischen den Elektroden der Röhre müssen nach der Entladung (Lochung) schnell genug entfernt werden (Entionisierungszert). Erfolgt dies nicht schnell genug, dann zünden manche Gasröhren kurz nach der Entladung aufs neue; die Erzeugung höherer Kippfrequenzen ist dadurch behindert. Diesen Effekt kann man z. T. unwirksam machen, indem man während der Entladezeit oder bereits zum Schluß der Aufladeperiode einen negativen Spannungsschlag an das Gitter legt. Das kann in der Schaltung Abb. 4 durch einen in die Katodenleitung gelegten mit einem Kondensator überbrückten Widerstand erfolgen.

Synchronisation

Mittels positiver, über einen Kondensator zugeführter Impulse aus dem Gitter lassen sich die angegebenen Kipperschaltungen leicht synchronisieren. Teilweise Erniedrigung der Zündspannung durch den Synchronimpuls erfolgt die Zündung bereits, bevor der Ladevorgang abgeschlossen ist). Da entsprechend Abb. 1 schon kleine

Dreheisen-Meßinstrumente

Bei Dreheisen-Meßwerken befinden sich innerhalb einer vom Meßstrom durchflossenen Spule zwei Weicheisenstücke. Das eine Eisenplättchen ist fest mit dem Spulenkörper verbunden, das andere ist an der Achse des drehbar gelagerten Zeigers befestigt (Abb. 2.1). Beide Eisenstücke werden bei Stromfluß in der Spule im gleichen Sinne magnetisch. Da sich gleichnamige Magnete abstoßen, bewegt sich das drehbar befestigte Stückchen von dem gegenüberliegenden weg und bewegt damit den Zeiger über der Skala.



Dreheisen-System (a = bewegliches Weicheisenstück; b = festes Weicheisenstück) und Kennzeichen für Dreheisen-Systeme nach VDE 0410

Die Bewegung erfolgt bei Gleichstrom und auch bei Wechselstrom niedriger Frequenz (bis etwa 100 Hz). Bei Wechselstrom werden beide Eisenstückchen bei jeder neuen Halbwelle im gleichen Sinne ummagnetisiert und stoßen sich daher stets ab.

Die Meßwerke dieser Bauart werden auch als Weicheisen-Meßwerke bezeichnet, da das Eisen einen möglichst geringen Restmagnetismus (Remanenz) aufweisen muß. Abb. 2.2 zeigt das Systemkennzeichen, das auf dem Skalenblatt angebracht wird.

Der grundsätzliche Skalenverlauf der Dreheisen-Meßwerke ist quadratisch, d. h. bei doppeltem Strom wird vierfacher Ausschlag erreicht. Durch geeignete Formgebung der Eisenstücke ist eine weitgehende Anpassung des Skalenverlaufs an bestimmte Forderungen möglich. Am häufigsten findet man Skalen, die in den Anfangswerten stark zusammengedrängt sind, im Mittelbereich wird die Anzeige gedehnt und gegen Ende der Skala wiederum

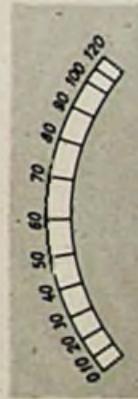
(diesmal etwas weniger) zusammengedrängt (Abb. 2.3).

Dreheisen-Systeme sind gegen Überlastung besonders unempfindlich. Der 50fache Stromwert des Skalen-Endbeitrages wird bei vielen Ausführungen ohne Schaden für 1 Sekunde ausgehalten, und der 15fache Beitrag des Nennwertes kann für eine Dauer von 10 Sekunden durch die Spule fließen. Darin ist diese Bauart allen anderen Meßsystemen überlegen.

Gegen fremde Magnetfelder sind Dreheisen-Systeme empfindlich, da sie selbst nur ein verhältnismäßig schwaches Feld erzeugen. Sie müssen deshalb zur Vermeidung von Meßfehlern durch einen Eisenblechmantel magnetisch abgeschirmt werden.

Der Stromverbrauch der Dreheisen-Meßwerke ist verhältnismäßig hoch. Im allgemeinen kann man mit einem Eigenverbrauch von 0,7...3 VA rechnen. Für die Messung an geringbelastbaren Spannungsquellen ist diese Bauart also nicht geeignet.

Die Zeigerbewegung muß gedämpft werden, da sonst vor endgültiger Erreichung des Anzeigewertes der Zeiger mehrere Male pendelt. Bei den meisten Bauarten wird mit Luftdämpfung gearbeitet. Mit der drehbaren Achse und dem Zeiger ist eine Metallscheibe verbunden, die sich in einem Kästchen bewegt. Zwischen der Scheibe und der Wand ist nur



Skala eines Dreheisen-Meßsystems

ein schmaler Spalt. Bei Bewegung kann die Luft nicht so schnell ausweichen, und die Bewegung des Zeigers wird damit stark gedämpft. Der Luftwiderstand wird um so geringer, je langsamer die Bewegung wird (also gegen Ende des Zeigerweges), so daß der Einstellwert fast schwingungslos erreicht wird. Die Rück-

Messungen mit Dreheisen-Meßinstrumenten

Dreheisen-Meßinstrumente sind hervorragend als billige Universalinstrumente zur Messung von Betriebsspannungen und als Schalttafelinstrumente geeignet. Sie sind nicht geeignet zur Messung bei Stromquellen geringer Belastbarkeit, zur Messung niedriger Ströme unter 100 mA Skalenendwert und niedriger Spannungen unter 6 V Skalenendwert. In der Rundfunk-Reparaturwerkstatt finden deshalb die Dreheisen-Instrumente ihren Platz zur Netzspannungskontrolle in der Prüftafel, als Taschenvoltmeter für orientierende Messungen und unter Umständen als Strommesser zur Überprüfung der Stromaufnahme von Rundfunkgeräten.

Die Polung braucht bei Gleichspannungsmessungen nicht berücksichtigt zu werden, da das Dreheisen-Instrument stets in gleicher Richtung ausschlägt. Aus diesem Grunde ist dieses Meßsystem zur Verwendung bei der Akkumulatoren-Ladung nicht zweckmäßig, da ein Rückstrom nicht gemeldet und eine falsche Polung nicht bemerkt wird.

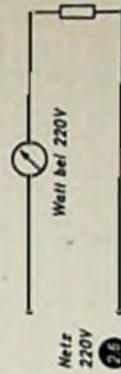
Die Skala gilt mit gleicher Teilung für Gleichstrom und für Wechselstrom, bei Wechselstrom allerdings nur für technische Wechselströme bis zu einer Frequenz von 100 Hz. Tonfrequenz und Hochfrequenz können nicht gemessen werden.

Bei der für Dreheisen-Meßinstrumente üblichen Güteklasse von 1,5 ist der mögliche Fehler $\pm 1,5\%$ vom Skalenendwert. Bei einem Endwert von beispielsweise 100 V kann also bei einer Anzeige von genau 100 V die tatsächliche Spannung zwischen 98,5 und 101,5 V liegen, die Anzeige also um $\pm 1,5$ V, d. h. insgesamt um 3 V, fehlerbehaftet sein. Der gleiche Spannungsbeitrag ist aber auch als Fehler bei jeder anderen Stellung des Zeigers auf der Skala möglich. Bei einem angezeigten Wert von 50 V auf dieser Skala kann also der Wert der tatsächlich anliegenden Spannung zwischen 48,5 und 51,5 V sein; das ist bereits ein Fehler von 3% des angezeigten Wertes. Steht der Zeiger auf 10 V, dann ist die wirkliche Spannung mindestens 8,5 und maximal 11,5 V; der Fehler kann also bereits 15% vom angezeigten Wert sein. Deshalb müßte nach Möglichkeit der Bereich stets so gewählt werden, daß die Messung gegen Ende der Skala erfolgt, min-

destens aber etwa im letzten Drittel. Dies ist durch die getrocknete Bereichswahl im allgemeinen auch bei allen Meßinstrumenten möglich. Beim Dreheisen-Meßsystem kommt aber hinzu, daß die Skala meistens gegen Ende des Bereichs stärker zusammengedrängt ist. Hierbei wird also die Ablesung etwa in der Mitte der Skala am besten sein.

Zur Netzspannungsüberwachung sind die Nennwertinstrumente vorteilhafter. Für 220 V kann beispielsweise der gesamte Spannungsbereich bis etwa 180 V auf einen kleinen Teil des Skalenbogens zusammengedrängt werden. Im allgemeinen dürfen Spannungsschwankungen des Netzes diesen Wert kaum unterschreiten. Der Nennwert 220 V liegt etwa bei $\frac{2}{3}$ des Skalenbogens, und das letzte Drittel umnehmend zusammengedrängt.

Dreheisen-Instrumente werden manchmal für die Netzspannung in Watt geeicht. Das Meßsystem ist als Strommesser geschaltet (Abb. 2.6). Bei rein ohmscher Belastung bestehen keine Bedenken, dies Verfahren zur Orientierung

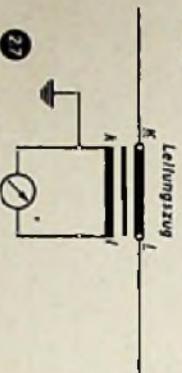


Dreheisen-Instrument als unelechtes Wattmeter

anzuwenden. Gefährliche Irrtümer können aber bei Wechselstrom-Messungen auftreten, da z. B. der Transformator eines Empfängers im Leerlauf einen verhältnismäßig hohen Blindstrom aufweist, der von dem Instrument als Leistung angezeigt wird. Es kann u. a. eine richtige Leistungsaufnahme vorgeläuscht werden, obgleich der Empfänger sekundärseitig im Netzteil eine Unterbrechung hat.

Strommeßbereichs-Erweiterungen durch Nebenwindstände lassen sich beim Dreheisen-Instrument nicht vornehmen. Für die Bereiche, die für die Rundfunkwerkstatt in Betracht kommen, ist eine Umschaltung nicht vorteilhaft. Bei der Messung von hohen Strömen (z. B.

In der Netzüberwachung, in Motorstromkreisen und für den Schottadel-Einbau) kann die Spule des Meßinstrumentes mit einer Anzapfung oder mit mehreren Anzapfungen versehen werden. Bei hohen Wechselströmen arbeitet man zweckmäßigerweise mit Stromwandlern, die für einen Sekundär-Nennstrom von 5 A ausgebildet sind und schon in der Reihe für 600 V Betriebsspannungsoberwert bis 300 A Primär-Nennstrom geliefert werden (Abb. 2.7).



Schaltung eines Stromwandlers

Primärklemmen = K, L; Sekundärklemmen = k, l

Spannungsmessbereichs-Erweiterung durch Vorwiderstände ist bei höheren Spannungen möglich. Die Erweiterung eines vorhandenen Dreh-eisen-Meßwerkes für mehrere Meßbereiche ist im allgemeinen jedoch nicht zu empfehlen. Die Montage-Meßinstrumente in tragbarer Ausführung werden meist für zwei Bereiche geliefert, die für den Installateur geeignet sind (z. B. in 5 A/20 A oder 130 V/260 V oder 5 A/600 V).

Für Präzisionsmessungen sind die Dreh-eisen-Instrumente nicht ohne weiteres geeignet. Der Stromverbrauch eines Spannungsmessers für die Netzspannungen von 130 und 260 V ist beispielsweise 25 mA für Vollauschlag. Dreh-eisen-Strommesser mit Überlast-Skala können vorteilhaft in Motorstromkreisen verwendet werden. Sie vertragen ohne weiteres Anlaufströme bis zum 3fachen Betrag des Skalendwertes.

Für die Erdschlußprüfung in Drehstromnetzen läßt sich ein Dreh-eisen-Meßwerk mit gedehnter Skaleneinleitung im Bereich der Sternspannung gut verwenden. Zum Parallelschalten bei Dunkel-schaltung sind Meßwerke mit weiter Teilung im untersten Bereich der Skala geeignet. Zusammenfassung: In der Rundfunkreparaturtechnik können Dreh-eisen-Meßgeräte vorteilhaft nur zur Überwachung der Netzspannung verwendet werden. Für die eigentlichen Reparaturmessungen sind sie wegen des hohen Eigenverbrauchs ungeeignet. Das einfache Taschenvoltmeter mit Dreh-eisen-Meßwerk ist für Übersichtsmessungen für den Bastler brauchbar. Eine Eichung als Voltmeter ist abzulehnen, da die Messung der Stromaufnahme nicht die Phasenverschiebung berücksichtigt. Für den Schottadeleinbau und für Messungen des Elektroinstallateurs in Licht- und Kraftstromnetzen ist das Dreh-eisen-Meßinstrument vor allem in Sonderausführungen mit gedehnten Skalenbereichen sehr gut geeignet.

In Abb. 2.2. des Teiles 2a ist das Systemkennzeichen für ein Dreh-eisen-Meßgerät dargestellt. Alle diese Sinnbilder für Meßgeräte sind genormt. In den Vorschriften des Verbandes Deutscher Elektrotechniker enthält z. B. die Vorschrift VDE 0410 eine entsprechende Tabelle. VDE 0410 „Regeln für Meßgeräte“ bringen aber noch viel mehr: Wichtig sind für jeden Techniker z. B. die Begriffserklärungen, die Benennungen der Meßgeräte noch Art des Meßwerkes, die Lagezeichen, die für die verschiedenen Klassen vorgeschriebenen Fehlergrenzen, die Deutung der Aufschriften usw. Alle diese Dinge können in unseren Reihen „PRÜF- UND MESSGERÄTE“ und „PRÜFEN UND MESSEN“, die sich mit dem grundsätzlichen Aufbau und den Anwendungen der Meßgeräte befassen, nur nebenher erwähnt werden. Die Durchsicht der genannten Vorschriften dürfte deshalb gerade auch dem jungen Techniker eine wertvolle Hilfe bringen.

Das nächste Mal . . .

Messungen mit Drehspul-Instrumenten

stellung des Zeigers auf den Skalen-Anfangswert übernimmt eine Spiralfeder, die bei Ausleisen gespannt wird.

Drehleisen-Strommesser werden für Meßbereiche von 0,1 A bis 100 A für direkten Anschluß gebaut. Bereiche unter 100 mA sind wegen des hohen Eigenverbrauchs praktisch kaum noch ausnutzbar; schon die Strommesser für Bereiche unter 1 A haben einen Spannungsabfall von mehreren Volt. Eine Standardgröße ist das Drehleisen-Meßwerk für 5 A. Bei Messungen in Wechselstromnetzen arbeitet man bei eingebauten Stromwandlern mit Eichung der Skala für den im Primärkreis fließenden Strom, während tatsächlich im Meßwerk bei Vollauschlag nur ein Strom von 5 A fließt.

Bereichsumschaltung der Drehleisen-Strommesser erfolgt nicht durch Zuschaltung von Nebenwiderständen, sondern entweder durch eine Anzapfung der Wicklung oder durch Abgriffe am Stromwandler. Vorwiegend werden die Meßgeräte jedoch für feste Bereiche gefertigt und auch besonders häufig für Schalttafelbau unter konstanten Betriebsbedingungen verwendet.

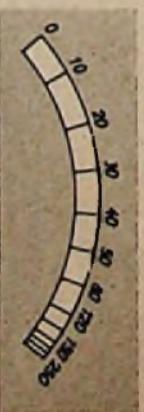
Drehleisen-Spannungsmesser werden bevorzugt auch als Schalttafel-Instrumente gebaut. Ebenso stellt man die einfachen und billigen Taschenvoltmeter (die meist für zwei Bereiche ausgelegt sind) zur schnellen Nachprüfung von Netz- und Batteriespannungen vielfach als Drehleisen-Instrumente her. Bei den Spannungsmessern kann eine Meßbereichserweiterung durch einen Vorschaltwiderstand vorgenommen werden. Der Eigenverbrauch der Spannungsmesser ist noch höher als der der Strommesser. Bei Schalttafel-Instrumenten der Größe 130mm Durchmesser rechnet man mit etwa 4 VA.

Drehleisen-Meßgeräte lassen sich zwar bis zur Güteklasse 0,2 herstellen, werden aber gewöhnlich als robuste Betriebsmeßinstrumente für Güteklasse 1,5 ausgelegt. Die Güteklasse gibt den Fehlerprozentatz an, bezogen auf den Skalen-Endwert.

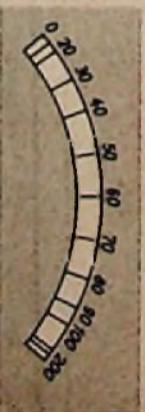
Bei einem Schalttafel-Instrument ist die senkrechte Betriebslage normal. Die meisten Drehleisen-Meßinstrumente sind auch für senkrechten Einbau konstruiert.

Die Möglichkeit, den Skalenverlauf nach Wunsch durch die Formgebung der Drehleisenplättchen zu verändern, hat zur Fertigung besonderer Bauarten geführt.

Nullspannungsmesser erhalten eine Skala (Abb. 2,4), deren Anfangsbereich sehr weit gedehnt ist. Mit zunehmenden Spannungen werden die Abstände der Teilstriche immer enger.



Skala eines Nullspannungsmessers



Oberlast-Skala

Bei der Nennspannungs- oder Nennstrom-Skala ist der Bereich um den Nennwert herum sehr stark gedehnt, während Anfangs- und Endbereiche stark zusammengedrückt erscheinen.

Drehleisen-Meßgeräte mit Oberlast-Skala (Abb. 2,5) erhalten im letzten Viertel des Skalenbogens Raum für den 1,5fachen bis 3fachen Betrag des Nennwertes. Dieser Wert darf allerdings nicht dauernd angezeigt werden. Als Nennwert des Meßinstrumentes gilt der normale Skalen-Endwert.

*

*

*

Das nächste Mal...

Drehspul-Instrumente

Ein 7-Röhren-6/9-Kreis-Mittelklassensuper

WERNER W. DIEFENBACH

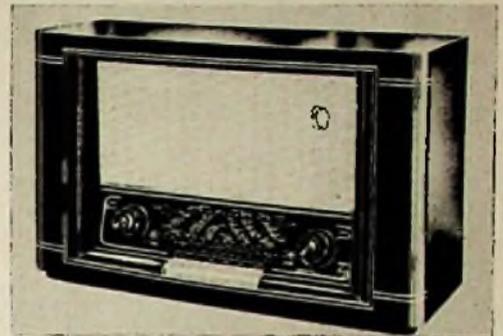
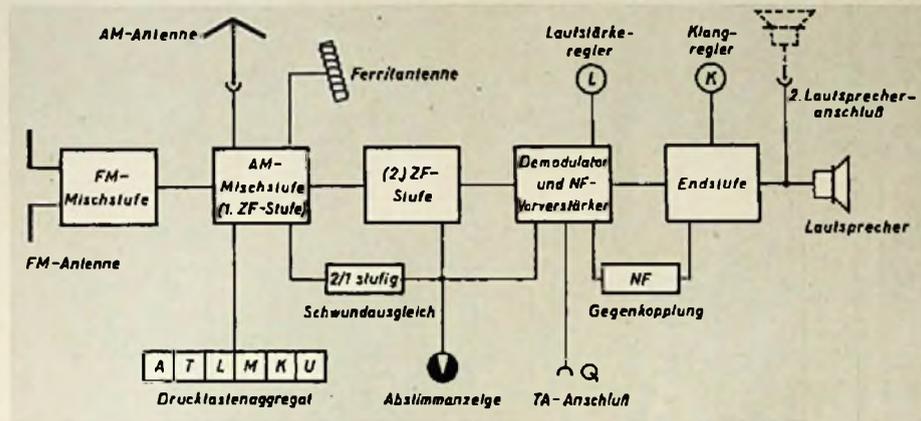


Abb. 1. Ansicht des Philips „Sagitta 333“

Abb. 2 (links). Blockschema des Empfängers

Abb. 3 (unten). Grundsätzliche Röhren- und Kreis-Anordnung bei AM und FM

Die bisherigen Beiträge zur Schaltungstechnik moderner Rundfunkempfänger der gegenwärtigen Saison¹⁾ sollten einen Querschnitt durch die interessantesten schaltungstechnischen Neuerungen bieten. Sie gewähren wohl einen guten Einblick in die moderne Entwicklungsrichtung im Empfängerbau, konnten jedoch aus Raumgründen keine vollständigen Schaltungsanalysen typischer Industriegeräte vermitteln.

Mit der folgenden Veröffentlichung beginnt eine neue Artikelserie, die es sich zur Aufgabe macht, die Schaltung neuzeitlicher AM-FM-Empfänger in allen Einzelheiten zu erläutern. Dabei werden Geräte mit weitgehend standardisiertem Schaltungsaufbau berücksichtigt. Die Angaben dürfen daher in gewissem Sinne als Norm für bestimmte Empfängerklassen betrachtet werden. Der heute behandelte Empfänger, Philips „Sagitta 333“, ist ein typischer Vertreter der preiswerten Mittelklasse mit 7 Röhren, 6/9 Kreisen, der u. a. über 4 Wellenbereiche, 6 Drucktasten, Schwundregelung, Radiodetektor, Gegenkopplung, gehörrichtigen Lautstärkereglern, Klangregler sowie Tonabnehmer- und Zusatzlautsprecher-Anschluß verfügt.

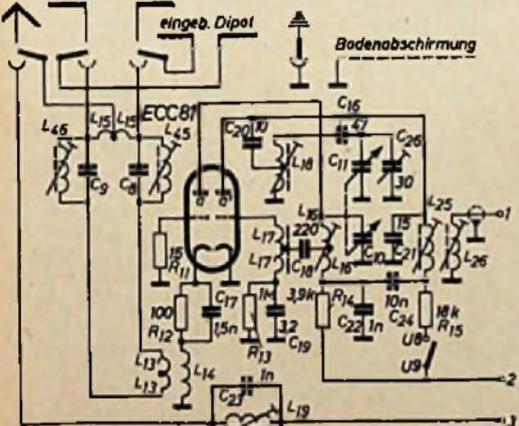
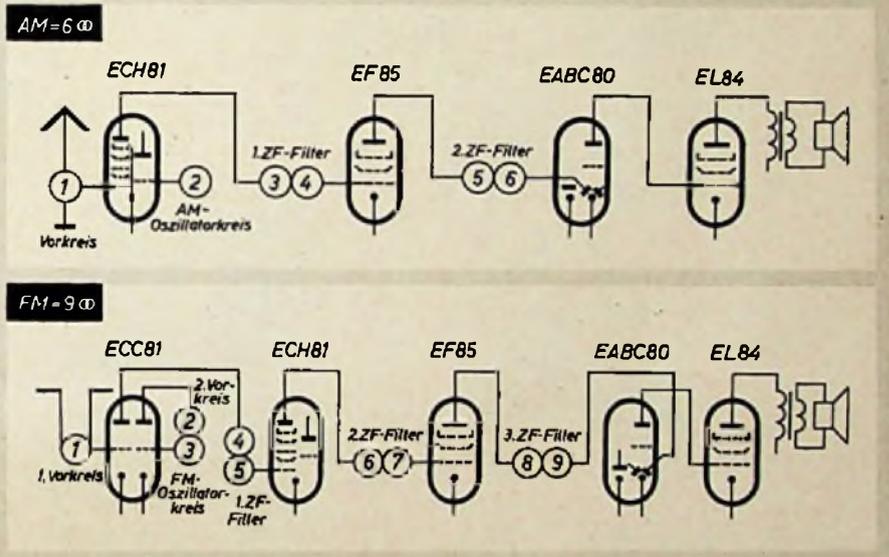


Abb. 4. Schaltung der UKW-Einheit mit der ECC 81

1) ... und was uns technisch auffiel, FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), Nr. 14, S. 378
 UKW-Einheiten — betriebsicher, leistungsfähig und strahlungsarm, FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), Nr. 16, S. 434
 Moderne ZF-Technik und Rauschunterdrückung, FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), Nr. 20, S. 548
 Begrenzung und Demodulation, FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), Nr. 21, S. 586
 Niederfrequenz und Raumklangtechnik, FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), Nr. 22, S. 614

lenbereiche, Die Dipolantenne ist über L 13 induktiv an den Gitterkreis des HF-Verstärkers angekopplert.

UKW-Einheit mit ECC 81

Die UKW-Einheit mit zwei Trioden (z. B. ECC 81) gehört zu den interessantesten Schaltungen der UKW-Technik. Während die erste Triode in Gitterbasisschaltung als HF-Verstärker arbeitet, dient die zweite Triode als additive selbstschwingende Mischröhre mit ZF-Rückkopplung und NF-Gegenkopplung.

Im Antennenkreis befindet sich eine Umschaltvorrichtung für die Wahl der günstigsten Antenne. Mit Hilfe einer Umschaltlasche ist es möglich, entweder mit Hoch- und Dipolantenne oder mit Hoch- oder Dipolantenne zu empfangen. In den beiden UKW-Antennenleitungen liegen Sperrkreise für 10,7 MHz. Die Dipolantenne kann ferner für AM-Empfang mitverwendet werden. In diesem Falle hat der AM-Antennenkreis über die Schaltlasche mit der Mittelanzapfung der Antennen-UKW-Drossel Verbindung. Auch in der AM-Antennenleitung ist vor dem Anschluß 3 ein Sperrkreis (für 460 kHz) angeordnet. Sämtliche Sperrkreise lassen sich durch Induktivitätsänderung abgleichen. An Stelle des Außendipols dient gegebenenfalls ein Gehäuse-dipol als Behelfsantenne für alle Wel-

Wie schon erwähnt, verwendet die HF-Stufe die sogenannte Gitterbasisschaltung. Dementsprechend hat das Steuergitter Masseverbindung (hier über den Entkopplungswiderstand R 11), während der Eingangs-Schwingkreis in der Katodenleitung in Serie zum üblichen Katodenaggregat für die Gittervorspannungserzeugung liegt. Der Schwingkreis verzichtet auf eine besondere Parallelkapazität; diese wird vielmehr durch die Schaltkapazität und eine Spezialwicklung gebildet. L 14 hat Breitbandcharakteristik, kommt also ohne kapazitive oder induktive Abstimmung aus.

Die UKW-Einheit wird mit Hilfe des geerdeten Zweifach-Drehkondensators C 10, C 11 abgestimmt. Der Anodenkreis L 16, C 10 arbeitet auf der Eingangsfrequenz. Im Anodenkreis der Mischröhre befindet sich der aus L 18, C 11, C 16 und C 26 bestehende Oszillator-Schwingkreis. Als Rückkopplungsspule dient L 17, während C 19 für den Brückenabgleich vorgesehen ist. Kondensator C 21 schließt die Oberwellen des Oszillators kurz und bildet zusammen mit C 20 und L 25 den Primärkreis des 10,7-MHz-ZF-Bandfilters. Der UKW-Zwischenkreis C 10, L 16 ist über eine verhältnismäßig große Kapazität (C 18, 220 pF)

mit dem Symmetriepunkt des Oszillators verbunden. Dementsprechend erhält man eine größere HF-Verstärkung und eine geringere ZF-Gegenkopplung. Allerdings entsteht durch den hohen Gitterkapazitätswert eine Oberschwingneigung des Oszillators, die aber durch die NF-Gegenkopplung R 15, C 22 beseitigt wird.

Die zweite Triode der ECC 81 hat die Funktion einer additiven selbstschwingenden Mischröhre. Die Oszillatorschaltung ist in allen Einzelheiten sorgfältig durchdacht. Der obere Teil der Oszillatorspule L 18, vom Anzapfpunkt bis zum heißen Ende, bildet mit dem Abstimmkondensator einen Saugkreis. Die Resonanzfrequenz entspricht annähernd der Oberwelle des Oszillators. Auf diese

15 pF (C 21) bemessen. Dadurch ist eine sehr gute Stabilität bei völlig ausreichender Verstärkung gewährleistet.

AM-Mischstufe

Der AM-Antennenkreis hat zwei verschiedene Antennenkopplungsarten. Bei KW ist die Kopplung induktiv, während bei MW und LW kapazitive Stromkopplung angewandt wird. Der Kopplungskondensator C 66 hat mit 3 nF einen verhältnismäßig hohen Kapazitätswert, denn er muß groß sein gegenüber der Abstimmkapazität C 12 und der Antennenkapazität. Andernfalls ist mit einer Einschränkung des Wellenbereichs und einer Verstärkung durch die Antennenkapazität zu rechnen. Die kapazitive Stromkopplung er-

einen Endstellung wird die Außenantenne durch den Schaltkontakt K 6 angeschaltet. Bei KW ist unabhängig von der Stellung der Ferritantenne die Außenantenne wirksam. Auf AM arbeitet die ECC 81 in der üblichen multiplikativen Mischröhrendialtung. Der Gitterableitwiderstand R 21 und der Gitterkondensator C 34 sind normal bemessen. Recht einfach ist die Bereichumschaltung des Oszillators. Bei LW verzichtet man auf eine besondere Oszillatorspule und legt parallel zur MW-Induktivität Kondensator C 37 und Trimmer C 38. Im KW-Bereich befindet sich die KW-Oszillatorspule L 30 parallel zur MW-Spule. Da die MW-Oszillator-Induktivität auf KW als Boosterspule wirkt, ist die Oszillatorspannung im KW-Bereich sehr konstant.

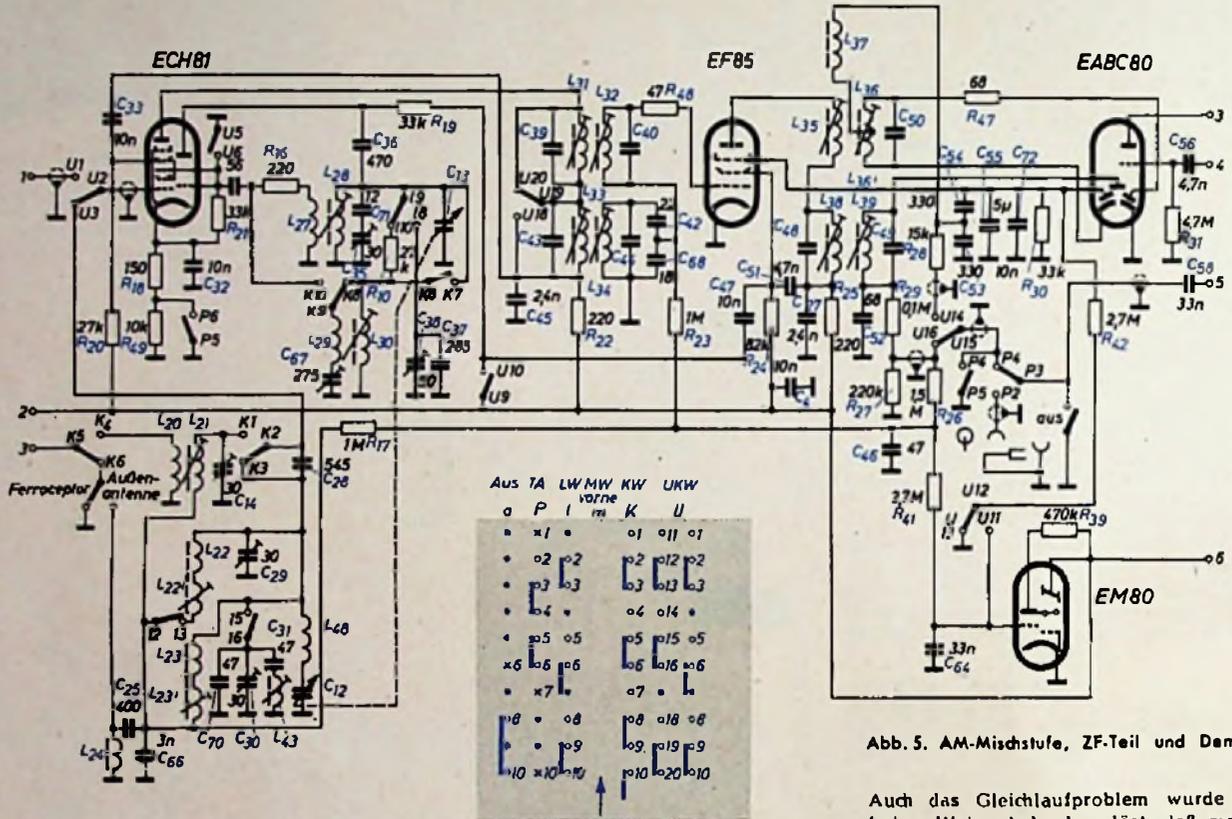


Abb. 5. AM-Mischstufe, ZF-Teil und Demodulator

Auch das Gleichlaufproblem wurde in einfacher Weise dadurch gelöst, daß man einen Drehkondensator mit speziellem Oszillator-Plattenschnitt verwendet und auf die sonst notwendigen Serienschaltungen verzichtet.

ZF-Teil

Durch die UKW-Technik ist die Schaltung des ZF-Teiles, die im normalen AM-Super außerordentlich einfach aufgebaut werden kann, naturgemäß kompliziert worden. Diese Tatsache wird recht deutlich, wenn man sich im Schaltbild des „Sagitta 333“ die für FM-Empfang erforderlichen Bauelemente wegdenkt. Es liegt dann im Anodenkreis der Mischröhre die Primärseite des ersten ZF-Filters, an dessen Sekundärseite die ZF-Regelpentode EF 85 angekoppelt ist. Ein weiteres ZF-Bandfilter ist auf der Anodenseite der EF 85 angeordnet. Regel- und Signalspannung erzeugt eine Diode der EABC 80.

Für FM-Empfang hat ein einstufiger ZF-Verstärker, wie er in den meisten Fällen im AM-Teil die Regel bildet, zu geringe Verstärkung. Man zieht daher für UKW als weitere ZF-Verstärkerröhre das Heptodensystem der ECC 81 heran. Die erforderlichen Umschaltungen erstrecken sich insbesondere auf das Abtrennen des AM-Vorkreises (Kontakte U 2 — U 3 geöffnet), Anschalten des Sekundärkreises des ersten 10,7-MHz-Bandfilters an das Heptoden-Steuergitter der ECC 81 (Kontakte U 2 — U 1 geschlossen), Kurzschließen des AM-Trioden-Oszillators

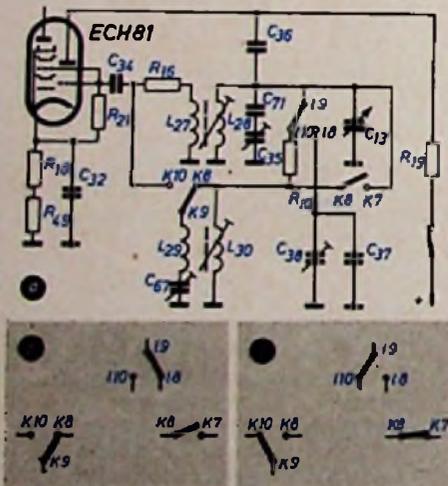


Abb. 6. Drucklastenschema
Abb. 7. Schaltung des AM-Oszillatorkreises; a) bei MW, b) bei LW, c) bei KW

reicht ferner eine hohe Spiegelwellen-Selektion, die auf LW durch eine zusätzliche Spiegelwellensperre (C 31, L 43) noch erhöht wird. Die parallel zu C 66 geschaltete HF-Drossel L 24 vermeidet Brumm-Modulation. Die beiden Vorkreisinduktoren L 22, L 23 für MW und LW sind auf einen Ferroxcube-Antennenstab gewickelt und bilden eine drehbare Ferritstabantenne. Bei MW schaltet man L 22, L 23 parallel. Diese Schaltungsart vermeidet die Nachteile der Serienschaltung, bei der auf MW die LW-Spule kurzgeschlossen werden muß. Die Kurzschluß-Methode würde sich wie eine Verkürzung des Antennenstabes auswirken und die effektive Antennenhöhe verringern. Um die hohe Kreisgüte nicht zu beeinträchtigen, die Ferritantenne als AM-Vorkreis garantiert, führt man die Regelspannung für das Heptodensystem der Mischröhre ECC 81 über den Vorkreis in Serienschaltung zu. Im übrigen ist die Ferritantenne drehbar angeordnet. In der

Weise erreicht man eine besondere Oberwellenarmut des Oszillators, und die unerwünschte Störstrahlung ist außerordentlich gering. Als erstes 10,7-MHz-ZF-Bandfilter wird ein Mikrotyp mit Ferroxcube-Abschirmstiften verwendet. Die Dämpfung durch den Abschirmbecher bleibt sehr niedrig. Man erhält wegen der hohen Kreisgüte eine bessere Verstärkung und kann die Bandfilterkapazität mit

(Kontakte U5—U6 geschlossen) und des ersten AM-ZF-Filters (Kontakte U19—U18 geschlossen).

Gewissermaßen als Norm sind für den ZF-Teil eine Zwischenfrequenz von 10,7 MHz (UKW) und von neuerdings 460 kHz (AM) festgesetzt. Gegenüber der früher allgemein üblichen 468-kHz-Zwischenfrequenz gewährt die neue AM-Zwischenfrequenz höhere Sicherheit gegenüber Eingangsstörungen verschiedener Art. Es hat sich ferner allgemein durchgesetzt, AM- und FM-Bandfilter in Serie zu schalten.

Bei hoher ZF-Verstärkung ist es nicht so einfach, ausreichende Stabilität zu erreichen. Man muß daher häufig zu Neutralisations-schaltungen greifen. Die erforderlichen Maßnahmen sind wenig kostspielig, denn es ge-

des Spannungsabfalles am Vorwiderstand die Schirmgitterspannung zu; sie gleitet also. Dadurch verringern sich die Verzerrungen. Gleichzeitig geht aber auch die Regelwirkung etwas zurück.

Die Störbegrenzung erstreckt sich auf zwei Stufen, den Vorbegrenzer mit der EF 85 und den Radiodetektor mit der EABC 80. Um die Begrenzerwirkung zu erhöhen, wird auch das Bremsgitter der EF 85 geregelt und an die volle Spannung des Radiodetektors geschaltet. Von der Regelspannung aus wird ferner die Abstimmanzeigeröhre EM 80 gesteuert. Um eine einwandfreie Anzeige bei AM und FM zu gewährleisten, schaltet man das Magische Auge mit Hilfe des Schalters U11—U13 entweder auf die Regelspannungsleitung des Radiodetektors oder des AM-Demodulators um.

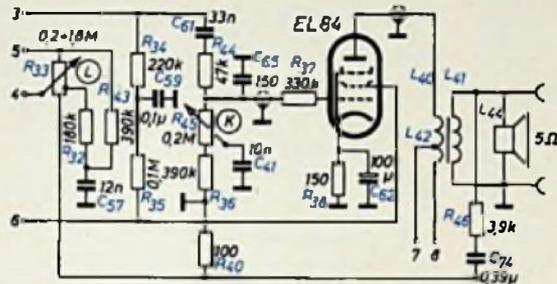
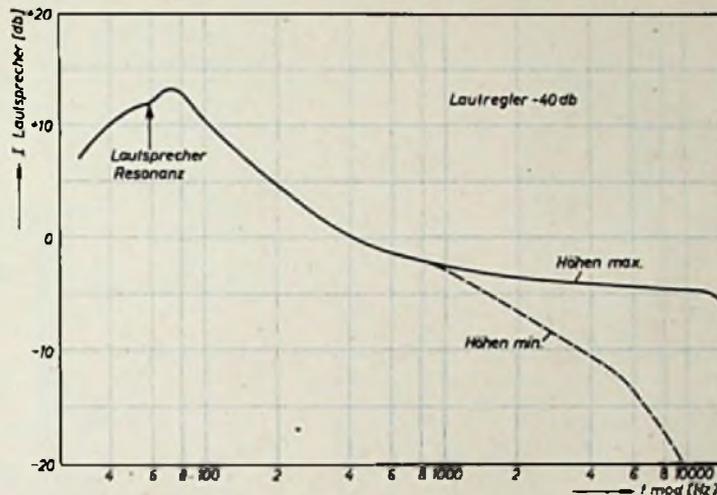


Abb. 8. Schaltung der EL 84-Endstufe

Abb. 9. Frequenzgang des NF-Teiles



nügt, einige Kondensatoren in den Schirmgitterzweigen anzuordnen. Im vorliegenden Falle ist z. B. die EF 85 mit Hilfe des Kondensators C 51 (4,7 nF) neutralisiert worden. Für AM wird diese Neutralisation durch Kondensator C 47 (10 nF) wieder aufgehoben, der das Schirmgitter hochfrequenzmäßig erdet. Zwischen den Kondensatoren C 42 (22 pF) und C 68 (18 pF) wird die Spannung des AM-Filters aufgeteilt. Das Gitter der Pentode EF 85 erhält nur etwa 1/3 der verfügbaren ZF-Spannung. Diese Maßnahme verhindert mit Sicherheit eine Schwingneigung der EF 85, mit der sonst bei der hohen Steilheit dieser Röhre gerechnet werden muß. Bei AM-Betrieb ist im übrigen eine volle Verstärkung nicht erforderlich. Einem ähnlichen Zweck dient der Widerstand R 48. Er soll verhüten, daß sich die EF 85 auf Höchstfrequenzen erregt.

Schwundautomatik und Störbegrenzung

Die Verbundröhre EABC 80 liefert neben der Signalspannung des AM- und FM-Kanales auch die Regelspannung für den Schwundausgleich. Bei AM arbeitet die Schwundautomatik zweistufig und wird nach der Gleichrichtung durch die mittlere Diode der EABC 80 an R 29, R 27 abgegriffen. Das Siebglied R 26, C 46 soll die HF- und NF-Spannung sowie etwaige Regelspannungsstöße zurückhalten, jedoch die dem Schwund entsprechenden Regelspannungsschwankungen

Demodulation

Für AM-Empfang steht zur Regel- und Signalspannungserzeugung die gleiche Diode zur Verfügung, die dementsprechend unverzögert arbeitet. Zur FM-Demodulation dient ein Radiodetektor mit den niederohmigen Dioden der EABC 80 in üblicher Schaltung. C 55 bewirkt die Amplitudenbegrenzung.

NF-Teil

Zunächst wird die NF-Spannung, nachdem sie den Lautstärkereger R 33 passiert hat, im Triodensystem der EABC 80 vorverstärkt. Den Gleichspannungsanteil der Demodulationsspannung hält C 58 zurück. Der Lautstärkereger arbeitet daher absolut rauschfrei. Auch bei kleinen Lautstärken hat das Gerät durch den doppelt wirkenden physio-

Wert von 100 µF. Da ferner die Kopplungsglieder (z. B. C 61) für gute Baßwiedergabe ausreichend groß bemessen sind, zeichnet sich der NF-Teil durch sehr gute Tiefenwiedergabe aus.

Zur Verringerung des Klirrgrades und zur Frequenzkorrektur verläuft von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zum Fußpunkt des Lautstärkeregers ein Gegenkopplungskanal. Der Klangregler R 45 dient im Zusammenwirken mit C 41 zur Höhenbeschneidung. Als Lautsprecher wird ein Philips-Duo-Lautsprecher „9770 M“ verwendet, der in einem sehr weiten Frequenzumfang einwandfrei abstrahlt.

Netzteil mit EZ 80

Der Netztransformator läßt sich auf die üblichen Netzspannungen umschalten. Für die Anodenspannungsgleichrichtung ist die Zweiweggleichrichterröhre EZ 80 vorgesehen, in deren Katodenkreis die HF-Drossel L 10 liegt. Weitere HF-Drosseln befinden sich zusammen-

mit C 15 im Heizkreis der ECC 81. Der Heizfaden der ECH 81 ist durch C 3 entkoppelt. Die hohe Brummfreiheit verdankt der Empfänger der auf der Primärseite des Ausgangstransformators angeordneten Brummkompensation. Im übrigen sind Lade- und Siebkondensatoren mit je 50 µF sehr hoch bemessen. R 1 ist ein Vorwiderstand, der eine weitere Anodenspannungs-Siebung erlaubt.

Abgleich

Für den Abgleich gelten die üblichen Richtlinien. So ist z. B. der Lautstärkereger auf Maximum und die Tonblende auf „hell“ einzustellen. Der Zeiger soll bei ganz eingedrehtem Drehko hinter den Marken am rechten Skaleneinde stehen. Beim Abgleichen der FM-ZF-Kreise ist außer dem Outputmeter an den Buchsen für den zweiten Lautsprecher ein Röhrenvoltmeter parallel zu C 55 anzuschließen. Die Eingangsspannung des Meßsenders ist so zu regeln, daß beim Abgleichen etwa -1,5 V am Röhrenvoltmeter angezeigt werden.

Der Abgleich erfolgt in nachstehender Reihenfolge; die Frequenzangaben in Klammern beziehen sich auf die notwendige Zeigerstellung und auf die Meßsenderfrequenz.

ZF-Kreise AM und ZF-Sperrkreis AM (510 kHz/460 kHz); Abstimmkreise MW (550 kHz/550 kHz; 1630 kHz/1630 kHz); Abstimmkreise KW (5,85 MHz/5,85 MHz; 12,4 MHz/12,4 MHz); Abstimmkreise LW (147 kHz/147 kHz; 260 kHz/260 kHz); Spiegelsperre LW (190 kHz/1126 kHz); ZF-Kreise FM (101 MHz/10,7 MHz FM); ZF-Sperrkreise FM (101 MHz/10,7 MHz FM); Abstimmkreise FM (101 Hz/101 MHz; 86,5 MHz/86,5 MHz; 90 MHz/90 MHz).

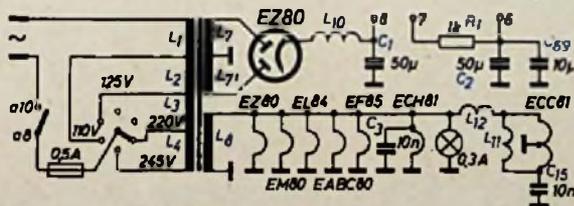


Abb. 10. Netzteil-Schaltung

durchlassen. Während sich bei AM-Empfang die Schwundregelung auf zwei Stufen erstreckt (Misch- und ZF-Röhre), ist sie bei FM einstufig und gelangt über R 42, R 41, R 23 zur ZF-Röhre EF 85.

Die Schirmgitterspannungen der Röhren ECH 81 und EF 85 werden durch einfache Vorwiderstände R 20, R 24 erzeugt. Bei diesem Verfahren nimmt mit dem Herunterregeln der Verstärkung wegen der Abnahme

logischen Lautstärkereger einen ausgewogenen Klang (R 32, R 43, C 57). Vor dem Außenwiderstand R 34 befindet sich ein Anodenspannungssiebglied (R 35, C 59), damit auch bei lauter Baßwiedergabe das Restbrummen auf ein Minimum reduziert werden kann.

Auch der Endverstärker mit der EL 84 ist für hervorragende Klangqualität dimensioniert. So hat der Katodenkondensator C 62 einen

Stromversorgungsteile für Aufbau- Röhren-Blitzgerät »BLITZ-FIX II«

Als Ergänzung zu dem in FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), Nr. 24, S. 686, veröffentlichten Röhrenblitzgerät wurden einige Stromversorgungsteile entwickelt.

Um das Röhrenblitzgerät auch in feuchten Räumen gefahrlos betreiben zu können, empfiehlt sich das Einschalten eines Trenntransformators, wie ihn beispielsweise Abb. 1

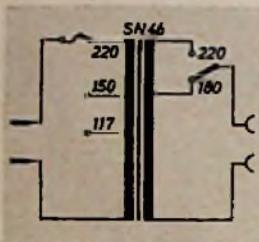


Abb. 1. Schaltung des Trenntransformators

zeigt. Dieser Transformator (der z. B. unter der Bezeichnung „SN 4b“ von der Firma G. Schüler, Berlin, hergestellt wird) kann bequem in einer alten Fototasche untergebracht werden. Außer der völligen galvanischen Abtrennung des Blitzgerätes vom Netz ist es dabei von besonderem Vorteil, daß man auch an Netzen mit niedrigerer Spannung arbeiten kann. Der Transformator hat Windungen für 117 (110 und 125 V), 150 und 220 V. Sekundärseitig ist ein Anzapf bei 180 V herausgeführt, so daß eine Überlastung des Speicherkondensators mit Sicherheit vermieden wird. Die Spitzenspannung ist in diesem Fall niemals höher als 510 V. Das Röhrenblitzgerät kann auch aus Akku-



Abb. 2. Der Trenntransformator kann in einer eleganten Fototasche untergebracht werden. Der Netzspannungswähler ist mit Zelluloid abzudecken

Das Stromversorgungsgerät ermöglicht in Verbindung mit dem Lampenstab Blitzlichtaufnahmen an jeder Stelle. Die kurze Aufladezeit von 8...9 s ist industriellen Ausführungen ebenbürtig. Mit einer Akkuladung können mehr als 150 Blitze verschossen werden.

Die Schaltung konnte sehr einfach gehalten werden und entspricht im wesentlichen der Standardschaltung für Fotoblitzgeräte. Ein eingebauter Trockengleichrichter für 0,2 A erlaubt das Nachladen des Klein-Akkumulators „2 KS 2/A“. Für das Nachladen werden wohl

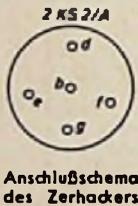
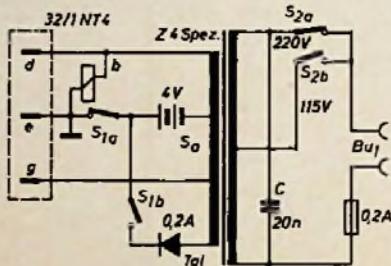


Abb. 3. Schaltung des Batterie-Stromversorgungssteiles, die Schalter S1a und S1b sowie S2a und S2b sind Wechselschalter. Beim Aufladen des Sammlers Sa wird die Netzspannung über die Buchsen Bu 1 zugeführt

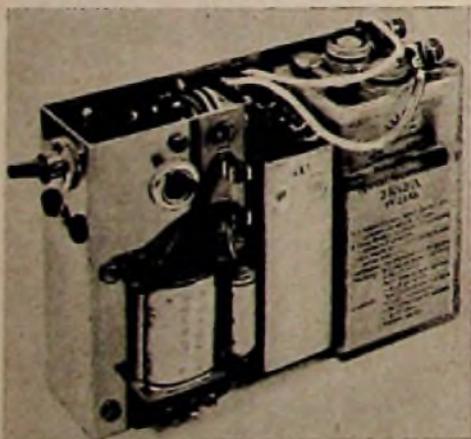
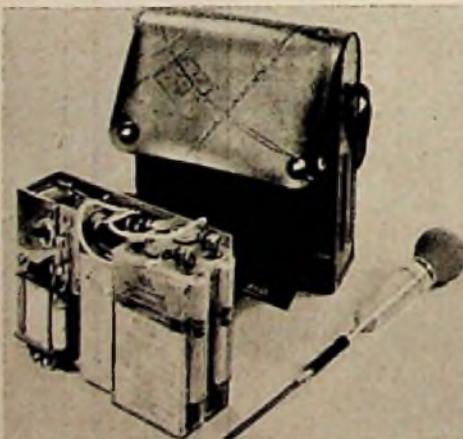


Abb. 4. Anordnung der einzelnen Teile des Batterie-Stromversorgungsgerätes. Abb. 5. Zerhackerteil und Umhängetasche. Die an der Umhängetasche seitlich angebrachten Schlitze gestatten den Blick auf die den Ladezustand des Akkumulators anzeigenden Schwimmer; rechts: Heber für die Akkuwartung



mulatoren gespeist werden. Die ansprechende Lösung eines tragbaren Zerhackerteiles ist in Abb. 5 dargestellt. Akkumulator, Zerhacker und Zerhackertransformator wurden zu einem kleinen flachen Stromversorgungsgerät kombiniert. Sie finden in einer handelsüblichen Bereitschaftstasche bequem Platz, wobei noch genügend Raum für die Unterbringung von weiterem Fotozubehör bleibt.

etwa 14 Stunden benötigt, der Akkumulator wird aber durch den geringen Ladestrom sehr geschont. Der parallel zur Sekundärwicklung des Transformators angeordnete Kondensator bestimmt die Kurvenform des Wechselstromes. Als günstigster Wert wurde für die angegebene Schaltung mit dem Katodenstrahl-Oszillograf etwa 20 bis 25 nF festgestellt.

Die sekundärseitige Umschaltung ist für das Nachladen des Akkumulators an Wechselstromnetzen von 110 (125) und 220 V bestimmt. Für diesen Zweck ist auch eine Netzsicherung eingebaut worden.

Für den praktischen Aufbau nimmt man mit Vorteil ein Aluminiumchassis, das von evtl. Säurenebeln weniger stark als beispielsweise Eisen angegriffen wird. Die Anordnung der einzelnen Teile richtet sich in erster Linie nach der Größe der Umhängetasche. Im Mustergerät war es deshalb z. B. notwendig, den Zerhacker (NSF „32/1 NT 4“) aus dem Originalgehäuse herauszunehmen und in einem kleineren unterzubringen. Der Trockengleichrichter wurde aus vier parallel geschalteten 60-mA-Zellen gebildet, die so einmontiert sind, daß sich ein ungehinderter Luftabzug ergibt. Für die Umschaltung der Netzspannung und die Einschaltung des Stromversorgungssteiles sind einpolige Kippumschalter zweckmäßig. Die Stellung „Aus“ des Schaltersegmentes S1a ist dabei z. B. gleichzeitig die Stellung „Ein“ für den Ladeschalter S1b. Während dieser Schalter oberhalb der Anschlußbuchse nach außen geführt wird, ist der Spannungsumschalter erst nach Öffnen der Umhängetasche zugänglich; man vermeidet so mit Sicherheit Fehlschaltungen beim praktischen Blitzbetrieb.

Beim Aufladen wird die Netzspannung über eine besondere Anschlußbuchse an die Buchsen Bu 1 geführt. Das Gerät arbeitet dann „rückwärts“. Eine Kontrolle des Aufladevorganges ist durch die verschiedenfarbigen Schwimmer des Akkumulators gegeben. Beim Einbau des Chassis hat es sich bewährt, offene Teile gasdicht zu verkleben und mit einer Schicht farblosen Lackes zu überziehen, um das Eindringen von Säurenebeln zu verhindern. Auch ist es zweckmäßig, den Akkumulator in Ölpapier einzuwickeln; die Einfüllöffnungen müssen jedoch gut zugänglich sein.

Die Wartung und Pflege des Stromversorgungsgerätes erstreckt sich vor allem auf den bewährten Klein-Akkumulator, dessen Lebensdauer von der Herstellerfirma (Sonnenschein GmbH.) mit mindestens zwei Jahren angegeben wird. W. Knobloch

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Januarheft folgende Beiträge

- Zwei neue Bildwandlerröhren für wissenschaftliche Zwecke »Valvo 18120« und »Valvo 18130«
- Neue Studio-Technik beim Rundfunk
- Elektronische Thermostaten
- Eine neue HF-Schweißpresse
- Langlebensdauer-Röhren als zuverlässiges Bauelement für Nachrichtentechnik und Industrie
- Automatische Amplitudenregelung im Tonstudio
- Aus Industrie und Technik
- Berichte über Internationale Tagungen • Vorträge • Referate • Zeitschriftenschau • Patentschau

Format DIN A 4 • monatl. ein Heft • Preis 3,— DM
Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag.

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Allband-Amateur-Superhet

Die beiden ZF-Bandfilter (Selektionskurven s. Abb. 7) sind mit einer Einrichtung zur Bandbreitenschaltung ausgerüstet. In Reihe mit der einen Kreisspule ist am „kalten“ Ende eine kleine umschaltbare Koppelspule angeordnet. Diese bewirkt die induktive Kopplung der beiden Kreise. Eine geringe Verstimmung des einen Kreises durch die Zuschaltung der Koppelspule hat den Vorteil, daß die üblicherweise tiefe Einsattelung der Filterkurve bei stark überkritischer Kopplung sehr vermindert wird. Beim ersten Bandfilter *BI 3* erfolgt in Schmalstellung (ohne Koppelspule) die magnetische Kopplung durch die Streuung der 60 mm voneinander angeordneten Haspelkerne.

Wie aus der Darstellung in der Abb. 8 ersichtlich, sind die 455-kHz-Filter mechanisch gleichartig aufgebaut. Eine Pertinaxplatte, an einem Kupferblechbügel montiert, trägt die Spulen und die Entkopplungsglieder, während die Philips-Schalterebene in den Bügel geklemmt ist. Über alles ist ein rechteckiger Alubecher gestülpt.

Das nächste Bandfilter *BI 4* läßt sich zum Quarzfilter umschalten. Aus diesem Grunde dürfen die beiden Kreisspulen zueinander keine Kopplung durch Streuung aufweisen. Hier wurden Topfkernspulen, die ohnehin schon geringe Streuung haben, zusätzlich noch durch kleine Aluminiumtöpfe geschirmt. Das Fehlen der Streukopplung bedingt bei loser Bandfilterkopplung auch die Verwendung der Koppelspule. Diese (hier mit 2 Anzapfungen) ist im Gegensatz zu der in *BI 3* zur Symme-

Schluß aus FUNK-TECHNIK, Bd. 10 (1955), Nr. 1, S. 17

BI 3 Haspelkern (Siemens)	BI 4 Topfkern (Siemens Zub. Sp. 13)	BI 5 Haspelkern (Siemens)
I a-b 86 Wdg. } $10 \times 0,07$ b-c 31 Wdg. } Cu LS	a-b 173 Wdg. } $6 \times 0,07$ Cu LS	a-b 97 Wdg. } $8 \times 0,07$ b-c 49 Wdg. } Cu LS
d-e 2 Wdg. } 0,2 e-f 2 Wdg. } Cu LS	c-d 68 Wdg. } 0,2 Cu LS	d-e 24 Wdg. } 0,2 Cu LS
L a-c 810 μ H	a-b 810 μ H	a-c 910 μ H
II a-b 116 Wdg. } $10 \times 0,07$ Cu LS	a-b 68 Wdg. } $6 \times 0,07$ b-c 105 Wdg. } Cu LS	a-b 48 Wdg. } $10 \times 0,07$ b-c 48 Wdg. } Cu LS
	d-e 2 Wdg. } 0,2 e-f 2 Wdg. } Cu LS	d-e 3 Wdg. } 0,2 Cu LS
	g-h 2 Wdg. } Cu LS	

Tab. III. Wickeldaten der 455-kHz-Bandfilter

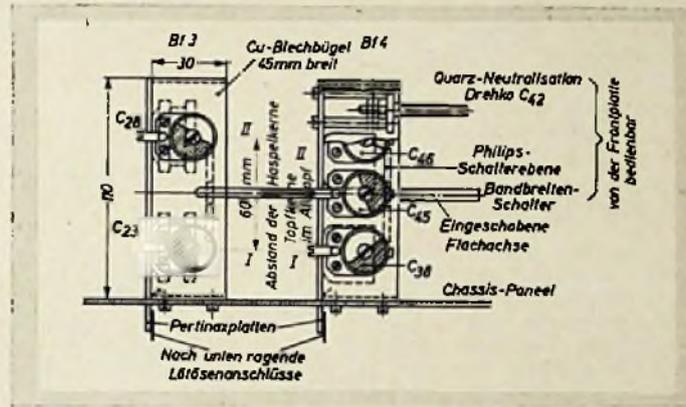


Abb. 8. Aufbau und Daten der Bandfilter

Nähere Angaben über den mechanischen Filteraufbau s. FUNK-TECHNIK, Bd. 6 (1951), Nr. 22, S. 624 (umschaltbares Detektorfilter)

rie 1,5 kHz bezogen auf die Quarzfrequenz) variieren und so dicht neben dem zu empfangenden Sender liegende Störer unterdrücken. Der Quarz stellt im neutralisierten Zustand einen sehr niederohmigen Serienresonanzkreis dar; mit dem hochohmig abgestimmten Sekundärkreis zusammen bildet er einen Spannungsteiler. Außerhalb der Resonanzfrequenz steigt der Wechselstromwiderstand des Quarzes (Güte über 50 000) sofort stark an. Umgekehrt, jedoch mit geringerer Güte ($Q = 170$) liegen die Verhältnisse beim Sekundärkreis. Die kleinste Quarzfilterbandbreite ergibt sich bei richtiger Anpassung der Quarzimpedanz an die des zweiten Kreises, der aus diesem Grunde angezapft ist. Sie ist rund 500 Hz. In der nächsten Schaltstellung ist die Quarzschaltung mit dem vollen Sekundärkreis abgeschlossen und erreicht eine Bandbreite von 1,5 kHz. In den beiden Quarzfilterstellungen ist das *BI 3* durch den gekuppelten Schalter auf schmalste Bandbreite geschaltet.

Der Abgleich dieses Quarzbandfilters erfolgt in folgender Reihenfolge: Bei Bandbreiten-

stellung 1,5 kHz wird Kreis I und dann, bei halb eingedrehtem Neutralisationsdrehkondensator C_{42} , der Kreis II mit Hilfe von C_{40} abgeglichen. In Stellung „4 kHz“ wird der Sekundärkreis durch den zugeschalteten Trimmer C_{45} wieder auf Maximum gebracht, da er durch den abgeschalteten Quarz vom „heißen“ Ende verstimmt sein würde.

Während die eine Diodenstrecke von $R_{\delta 6}$ die verzögerte (bedingt durch Katodenwiderstand) Regelspannung (AVR) liefert, steuert die andere unverzögert die S-Meter-Stufe ($R_{\delta 9}$). Letztere stellt in ihrer Brückenschaltung nichts anderes als einen kompensierten Anodengleichrichter dar. Die Gleichgewichtsbedingung (Nullpunkteinstellung des Instruments) erfolgt durch Arbeitspunktverschiebung mit P_2 auf Anodenstromgleichheit beider Systeme von $R_{\delta 9}$. Die Anzeigeempfindlichkeit wird durch das zum Instrument parallel liegende Potentiometer P_3 eingestellt. Während für S_9 die Antenneneingangsspannung 50 μ V gewählt wurde (s. Abb. 9), soll der Vollausschlag des S-Meters 40 dB darüber liegen, also bei 5 mV am Eingang. In letzter-

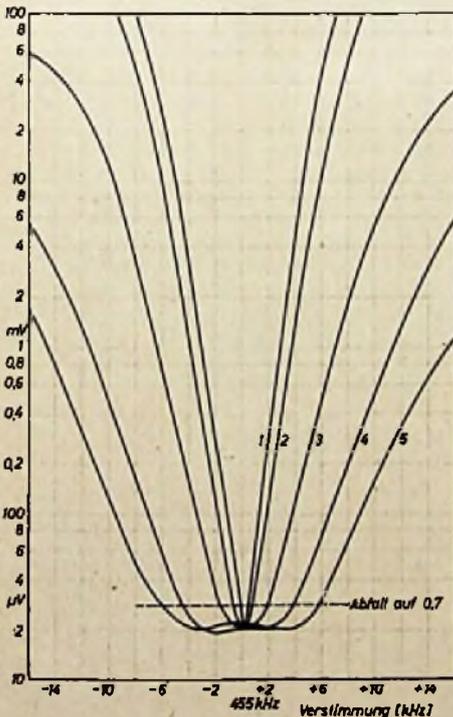


Abb. 7. Selektionskurven des Allband-Amateur-Superhets, gemessen im 80-m-Band bei 3,8 MHz Bandbreite bzw. bei 0,7-fachem Abfall. Kurve 1: Quarzfilter schmal = 500 Hz; Kurve 2: Quarzfilter breit = 1,5 kHz; Kurve 3: schmal 4 kHz; Kurve 4: Mittel = 8 kHz; Kurve 5: breit = 12 kHz

rierung der dort durch sie verursachten Verstimmung jetzt auf der Sekundärspule angeordnet.

Die niederohmige Wicklung der Primärkreisspule hat die Aufgabe, eine möglichst konstante Spannung an den Quarz zu liefern; sie ist kapazitiv symmetriert. Die Quarzhalterkapazität wird mit C_{42} neutralisiert. Man kann dadurch den Antiresonanzpunkt um etwa

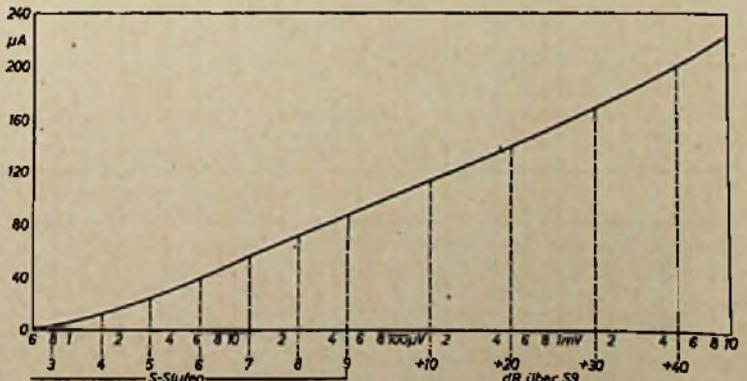


Abb. 9. S-Meter-Eichung; $S_9 = 50 \mu$ V. Vollausschlag einjustiert mit S-Meter-Empfindlichkeitsregler P_3 bei 5 mV an 150-Ohm-Antennen-Abschlußwiderstand

rem Falle ist die von der Diode gelieferte Verschiebespannung -5 V (an R_{33}). R_{33} und C_{24} dienen zur Ausdehnung der Modulation. Der Katodenstrom der S-Meter-Röhre von 9 mA , gleichzeitig über den Katodenwiderstand R_{33} der letzten ZF-Röhre geführt, bewirkt so eine Stabilisierung der Verzögerungsspannung für die automatische Verstärkungsregelung (AVR).

Da die AVR vorwiegend für Telefonieempfang gedacht ist, wurden die Regelzeitkonstantenglieder für etwa $0,1\text{ s}$ dimensioniert (Regelkennlinie s. Abb. 10). Die für Handregelung benötigte negative Vorspannung wird über

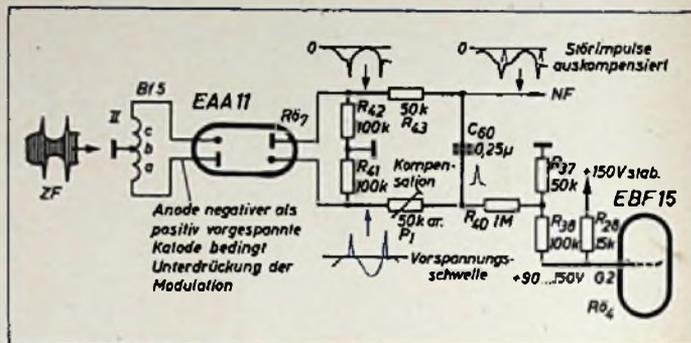
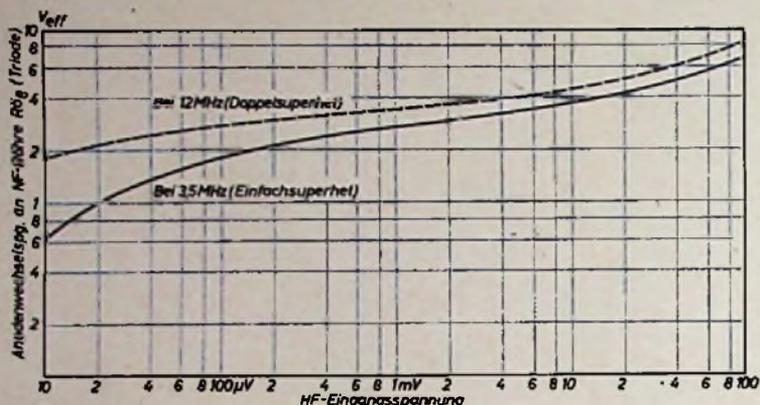


Abb. 11. Wirkungsweise der niederfrequenten Störaustattung

Abb. 10. Regelkennlinie des Empfängers

Spannungsteiler einem in der Minusleitung des Netztes liegenden Vorwiderstand entnommen. Der hier erzeugte Gesamtanfall von -28 V führt zum Nah-Fern-Schalter und reduziert die vom Gleichrichter gelieferte Gesamtgleichspannung um diesen Betrag. Der Regelspannungsteiler R_{33}/R_{34} hinter dem Umschalter ist erforderlich, da die Hexoden (ECH 11) nur die Hälfte der für die Pentoden benötigten Regelspannung erhalten. Über eine besondere Klemme kann vom Amateursender eine negative Sperrspannung zugeführt werden, die über die Regelleitung den Empfänger verriegelt.

Das umschaltbare Detektorfilter B/5 in Verbindung mit der Röhre EAA 11 gestattet die Demodulation von Signalen in $A_1 \dots A_3$ oder Schmalband-FM. Für A_1 und bei loser Kopplung ist die Bandbreite nur $7,8\text{ kHz}$. Die Resonanzkurve dieses Filters dient, bei Einschaltung großer Bandbreiten der vor-

Richtung auftreten. In Abb. 11 ist die Wirkungsweise der niederfrequenten Störaustattung dargestellt. Von der unteren Diodenstrecke ist die Katode so weit positiv vorgespannt, daß die Modulation unterdrückt wird und nur die positiv gerichteten Impulsspitzen passieren können. Die obere, umgekehrt angeschlossene Diode liefert die NF-Spannung mit den negativen Störspitzen. Die beiden Diodenlastwiderstände bilden zusammen mit den Widerständen R_{33} und P_1 eine Brückenschaltung. Bei richtigem Abgleich durch P_1 , d. h. Amplitudengleichheit der positiven und negativen Störimpulse, werden die Störimpulse fortkompensiert. Zweckmäßigerweise erfolgt der Abgleich z. B. bei Empfang der unliebsamen Autozündfunken im 10-m-Band und Betrachtung der NF-Spannung an einem Oszillografen. Bei Überkompensation können auch positive NF-Störspitzen auftreten.

Die positive Diodenvorspannung ist so bemessen, daß bis zu einem Modulationsgrad von 30% die untere Diode sperrt. Hierbei ist allerdings zu berücksichtigen, daß bei Antennenspannungsänderungen von $5 \dots 50\text{ }\mu\text{V}$ die NF bei konstantem Modulationsgrad noch um den Faktor $1,67$ schwanken kann. Um den gleichen Wert muß nun auch die Vorspan-

nung variabel sein. Sie wird vom Schirmgitter der $Rö 4$ abgenommen; bei kleinem Träger, also bei maximalem Schirmgitterstrom der EBF 15, ist sie 90 V und kann bis 150 V ansteigen.

Die Diodenvorspannung ist mithin in gewissen Grenzen trägergesteuert. Bei höheren Modulationsgraden oder größeren Eingangsspannungen überschreitet die positive Halbwelle der gleichgerichteten NF die Vorspannungsschwelle der unteren Diode und bewirkt so eine teilweise NF-Kompensation, die einer Begrenzung der unteren Halbwelle gleichkommt. Bei diesem Gerät wurde dieser Effekt in Kauf genommen, um nicht noch einen zusätzlichen Vorspannungsregler vorsehen zu müssen.

Für die NF-Verstärkung mit nachfolgendem Leitungsübertrager und für den Telegrafieüberlagerer wurde die Kombinationsröhre ECF 12 gewählt. Als Anode für den $455 \pm 5\text{-kHz}$ -Generator dient das Schirmgitter des Pentodenteils von $Rö 8$. Aus Gründen der Rückwirkungsfreiheit wird die Überlagerungsspannung von der elektronengekoppelten Anode abgenommen.

Die Oszillatormspule des 455-kHz -Generators ist ein streuer Topfkern in einem Alutopf; zusätzlich ist die ganze Oszillatorschaltung noch gut abgeschirmt, damit keine HF von hier in den ZF-Verstärker geraten kann und dadurch den S-Meter-Ausschlag verfälscht.

An der Anode des Triodenteils von $Rö 8$ ist ein 9-kHz -Saugkreis (vorzugsweise für Rundfunkempfang) angeschlossen. Dieser wird durch den Bandbreitenschalter bei einer 12-kHz -Bandbreite abgeschaltet.

	Kern	Dynamblech	Schichtung	Wicklung	Draht	Spannung	Strom	L
C 1	M 74	III 0,5 mm	wechselseitig	a-b: 600 Wdg.	0,8 Cu L	2x 110 V	75 mA	
				c-d: 600 Wdg.	0,8 Cu L			
				e-f: 1700 Wdg.	0,16 Cu L	2x 280 V		
				f-g: 1700 Wdg.	0,16 Cu L			
D 1 u. D 2	M 55	IV 0,35 mm	gleichseitig	h-i: 38 Wdg.	0,7 Cu L	6,8 V	0,85 A	144 H
				k-l: 38 Wdg.	1,2 Cu L	6,8 V		
				a-b: 6000 Wdg.	0,1 Cu L	60 mA		
c-d: 1000 Wdg.	0,18 Cu L							

Tab. IV. Wickeldaten der Übertrager und Drosseln (s. Schaltung des Empfängers im Heft 1, S. 16/17)

	Kern	Wicklung	Frequenz	L		
Bf 1	Trolitrohr 8,5 mm \varnothing in 35 mm \varnothing Alutopf HF-Kern 7x1 mm	a-b: 54 Wdg. 20x0,07 Cu LS c-d: 54 Wdg. 20x0,07 Cu LS	2,345 MHz	45 μH	Bandbreite 0,7 Abfall $\pm 12\text{ kHz}$	Kreuzwickelspulen 8 mm breit Spulenabstand 12 mm
Bf 2	Haspelkern (Siemens)	a-b: 140 Wdg. 10x0,07 Cu LS c-c: 48 Wdg. 0,2 Cu LS d: Mittelanzapf	455 kHz	a-b: 820 μH		
L 1	Trolitrohr 8,5 mm \varnothing HF-Kern 7x1 mm	54 Wdg. 20x0,05 Cu LS	2,345 MHz	46 μH		Kreuzwickelspule 5 mm breit
L 2	Trolitrohr 8,5 mm \varnothing HF-Kern 7x1 mm	520 Wdg. 0,1 Cu LS	455 kHz	2,4 mH		Kreuzwickelspule 10 mm breit
L 4	Topfkern (Siemens) Zub. 8p. 13	a-b: 09 Wdg. 10x0,07 Cu LS c-d: 12 Wdg. 0,2 Cu LS	455 kHz	122 μH		

Tab. V. Wickeldaten der HF-Spulen (s. Schaltung im Heft 1, S. 16/17)

angehenden Filter, zur Anhebung der Einsattelung der Durchlaßkurve. Für FM wird die Bandbreite durch Zuschaltung der Koppelspule (mit Rücksicht auf über 15 kHz Geradlinigkeit der Diskriminatorkennlinie) erhöht. Die Schaltung arbeitet als Ratiodektor. Weitere Einzelheiten sind der Beschreibung in FUNK-TECHNIK, Bd. 6 (1951), H. 22, S. 624, zu entnehmen. Gegenüber der dort angegebenen Schaltung wird hier in $A_1 \dots A_3$ -Stellung

Siliziumdiode als 1200-W-Gleichrichter

Eine als Flächengleichrichter ausgebildete Kristalldiode kann um so größere Leistungen verarbeiten, je größer die Grenzfläche zwischen dem p-Bereich und dem n-Bereich des Einkristalls ist. Von der *Westinghouse Electric Corp.* konnte jetzt ein Silizium-Flächengleichrichter neu entwickelt werden, der eine Gleichstromleistung von 1200 W, unter besonderen Bedingungen sogar von bis 1500 W, an einen Verbraucher abgeben kann. Dieser Erfolg gelang nach jetzt vorliegenden An-

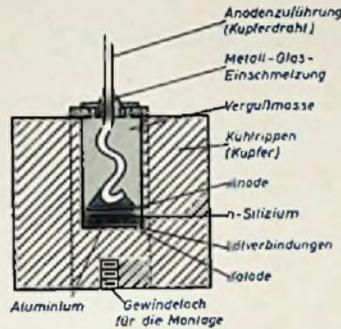


Abb. 2. Aufbau des neuen Gleichrichters

gaben in der Zeitschrift *Electronics*, Bd. 27 (1954), Nr. 12, S. 157—159, durch zwei Maßnahmen, nämlich einmal dadurch, daß die Kontaktfläche zwischen dem p-Bereich und dem n-Bereich auf die ansehnliche Größe von 5 mm², und damit auf einen sehr viel höheren Wert als bei allen bisherigen Silizium- oder Germanium-Flächengleichrichtern, vergrößert wurde, und außerdem durch Anbringung von Kühlrippen an dem Gleichrichterkörper, mit denen die Wärmeabführung sowie die Temperaturbedingungen erheblich verbessert werden konnten.

Die äußere Form dieses bemerkenswerten Leistungsgleichrichters und dessen Größe läßt Abb. 1 erkennen, während Abb. 2 schematisch seinen inneren Aufbau zeigt. Aus den Abbildungen ist sehr schön zu ersehen, in welcher Weise es gelang, die große Kontakt- bzw. Grenzfläche zwischen p-Bereich und n-Bereich im Gleichrichter zu verwirklichen. Diese Grenzfläche liegt hier nicht, wie sonst üblich, innerhalb des Einkristalls, sondern wird von einer Außenfläche des Kristalls gebildet. Das eigentliche gleichrichtende Element ist ein dünner, scheibenförmiger Silizium-Einkristall vom n-Typ, auf dessen eine Fläche ein kleines Aluminiumstück aufgeschweißt oder aufgeschmolzen ist. Das Aluminiumstück stellt das p-Element dar, und seine Kontaktfläche mit dem Siliziumkristall ist die gleichrichtende p-n-Grenzschicht. Dieses Gleichrichterelement ist, mit den Kathoden- und Anodenanschlüssen versehen, in dem Hohlraum eines zylindrischen Kupferblockchens untergebracht und luftdicht mittels einer Vergußmasse eingeschlossen. An der Mantelfläche des zylindrischen Kupferblockchens sind radiale Kühlrippen, ebenfalls aus Kupfer, angebracht. Das Kupfergehäuse dient gleichzeitig als der eine Anschluß des Gleichrichters und ist mit dessen Kathode verbunden, während der andere Anschluß, für die Anode, in Gestalt eines Kupferdrahtes isoliert durch eine Metall-Glas-Einschmelzung aus dem Kupfergehäuse nach oben herausgeführt ist.

In Abb. 3 ist eine typische (statische) Gleichstromkennlinie des neuen Gleichrichters wiedergegeben und der Anschaulichkeit halber einer entsprechenden Kennlinie eines älteren

Silizium-Gleichrichters mit extrem kleiner p-n-Grenzfläche (0,007 mm²) gegenübergestellt. Auffallend sind die relativ ungünstigen Eigenschaften des neuen Siliziumgleichrichters im Sperrbereich. Der Sperrstrom ist gegenüber älteren Gleichrichtern mit kleinster Kontaktfläche bei den kleineren Sperrspannungen recht groß und beträgt bei einer Sperrspannung von 30 V etwa 1 mA (nur 0,05 µA bei dem älteren Gleichrichter mit kleiner Kontaktfläche). Während die Kennlinie des Gleichrichters mit kleiner p-n-Grenzfläche im Sperrbereich einen sehr scharfen, fast rechtwinkligen Knick aufweist (das bedeutet eine scharf ausgeprägte maximale Sperrspannung oder Durchbruchspannung), verläuft die Kennlinie des neuen Gleichrichters im Sperrbereich mit allmählicher Krümmung und ohne scharfen Knick. Für einen hochbelastbaren Leistungsgleichrichter ist dies ganz zweckmäßig, weil kein plötzlicher Durchbruch erfolgt, sondern der Sperrstrom mit wachsender Spannung langsam anwächst, so daß eine rechtzeitige Warnung für den bevorstehenden Durchbruch vorhanden ist.

Trotz der etwas ungünstigeren Verhältnisse im Sperrbereich sind die gleichrichtenden Eigenschaften des neuen Silizium-Gleichrichters sehr zufriedenstellend; sein Widerstand in Durchlaßrichtung und damit der an ihm in Durchlaßrichtung auftretende Spannungsabfall konnten beträchtlich herabgesetzt werden. Die Verschlechterung im Sperrbereich ist durch die Verbesserungen im Durchlaßbereich mehr als ausgeglichen worden, so daß der Gleichrichtungsfaktor mit optimal 5,9 · 10⁶ bei Raumtemperatur mindestens ebenso gut wie bei den Gleichrichtern mit kleinen p-n-Grenzflächen ist. Der niedrige Durchlaßwiderstand

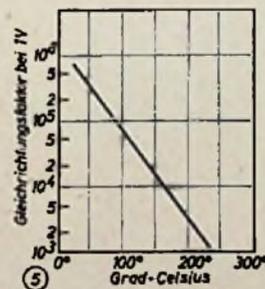
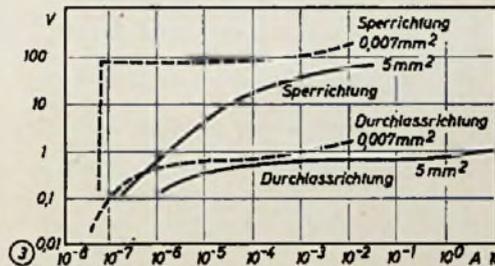


Abb. 3. Statische Gleichstromkennlinien des Silizium-Leistungsgleichrichters (Grenzfläche 5 mm²) und eines üblichen Silizium-Gleichrichters (Grenzfläche 0,007 mm²). Abb. 4. Gleichstromkennlinien des neuen Gleichrichters. Abb. 5. Gleichrichtungsfaktor bei 1 V. Abb. 6. Temperatur und Sperrstrom in Abhängigkeit vom Leistungsverlust im neuen Silizium-Gleichrichter

ist gerade für Leistungsgleichrichter besonders vorteilhaft; er ist für den überwiegenden Teil der bei der Gleichrichtung im Gleichrichterelement auftretenden Wärmeentwicklung maßgebend.

Aus Abb. 4 geht der Einfluß der Temperatur auf die Gleichstromkennlinie des Gleichrichters hervor. Man sieht u. a., daß der Durchlaßwiderstand bei höheren Temperaturen sogar noch abnimmt. Allerdings geht auch der Gleichrichtungsfaktor (Verhältnis von Durchlaßstrom zu Sperrstrom bei gleichem Span-

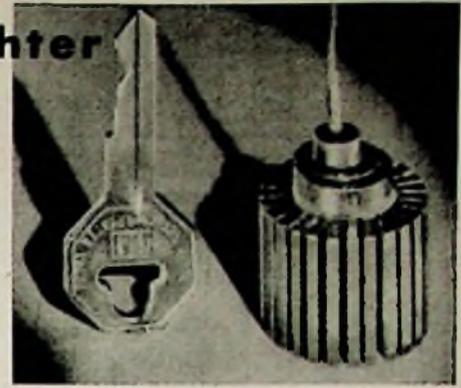


Abb. 1. Ansicht des Silizium-Leistungsgleichrichters

nungsabfall in beiden Richtungen) mit steigender Temperatur zurück. Abb. 5 zeigt diese Temperaturabhängigkeit für ein anderes Muster des neuen Gleichrichters, das bei Raumtemperatur einen Gleichrichtungsfaktor von nur 0,5 · 10⁶ hatte.

Die Versuche mit mehreren Mustern des neuen Gleichrichters ergaben, daß der Gleichrichter bei Einweggleichrichtung (Halbwellen-Einphasen-Gleichrichtung) mit einer maximalen Sperrspannung von 100 V (Amplitude der angelegten Wechselspannung) und mit einem Durchlaßgleichstrom von höchstens 10,2 A_{eff} belastet werden konnte, sofern die Kühlung des Gleichrichterkörpers nur durch die natürliche Konvektionsströmung der Luft an den Kühlrippen erfolgte; das entspricht einer Leistungsabgabe von 510 W.

Eine ganz wesentliche Verbesserung der Leistungsfähigkeit tritt ein, wenn man den Gleichrichterkörper in einem durch ein Gebläse erzeugten Luftstrom kühlt. Es konnte dadurch eine Zunahme der Belastbarkeit bis auf 24 A_{eff} beobachtet werden (Leistungsab-

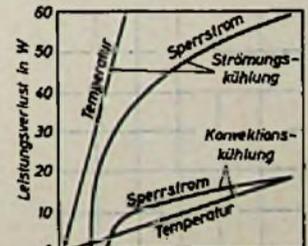
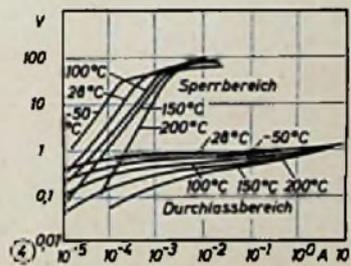


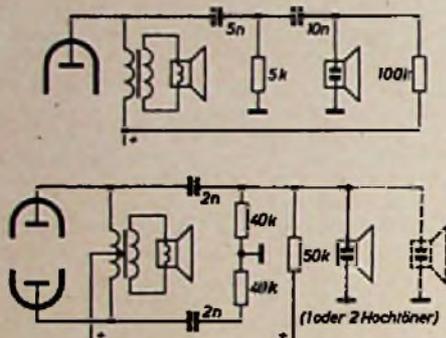
Abb. 6. Temperatur und Sperrstrom in Abhängigkeit vom Leistungsverlust im neuen Silizium-Gleichrichter

gabe etwa 1200 W). Abb. 6 läßt erkennen, in welcher Weise die Temperatur und der Sperrstrom des Gleichrichters von der im Gleichrichter selbst verbrauchten und in Form von Wärme wieder erscheinenden Verlustleistung $I^2 \cdot R$ (I = Durchlaßstrom, R = Durchlaßwiderstand des Gleichrichters) abhängen und wie die Leistungsfähigkeit durch die Gebläsekühlung erhöht wird. Der obenerwähnten Leistungsabgabe von 510 W bei Konvektionskühlung entspricht ein Leistungsverlust im Gleichrichter von etwa 10 W. (Schluß auf S. 54)

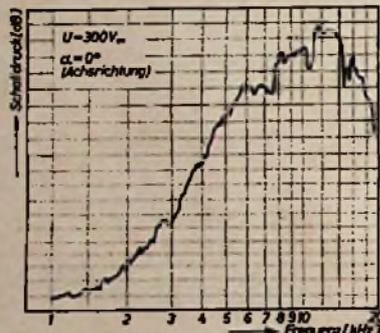
Neuer elektrostatischer Hochtonlautsprecher

Die Rundfunkempfänger mit Raumtonsystem verwenden als Zusatzlautsprecher vorwiegend permanent-dynamische Systeme. Daneben aber wird der elektrostatische Hochtonlautsprecher weiterhin seinen Platz behaupten, zumal durch die neue Raumtontechnik der Lautsprecheraufwand je Gerät gestiegen und damit für weitere Lautsprechersysteme nur wenig Platz übrigbleibt. Berücksichtigt man daneben, daß es möglich gewesen ist, die Abmessungen des Hochtonsystems noch zu verringern und den Preis zu senken, dann müssen dem elektrostatischen Hochtonsystem auch für die weitere Zukunft noch sehr gute Chancen zugestanden werden.

Die C. Lorenz AG. hat unter der Typenbezeichnung „LSH 75“ jetzt einen neuen elektrostatischen Hochtoner herausgebracht, der sich durch besonders kleine Abmessungen auszeichnet. Gegenüber dem schon bekannten System „LSH 100“ ist zwar die wegen der kleineren wirksamen Membranfläche



Anschlußbeispiele für elektrostatische Lautsprecher an Einfach- und Gegentaktendstufen



Frequenzgang des Schalldruckes des „LSH 75“

abgegebene Schalleistung nur etwa 70 % von der des „LSH 100“. Jedoch ist die in Achsrichtung des Systems abgestrahlte Leistung noch um ein geringes größer, weil beim „LSH 75“ die schallverteilenden Fächer fortfallen. Die neue Raumtontechnik erreicht durch ihre Lautsprecheranordnung eine so gleichmäßige Klangverteilung, daß auf die schallstreuenden Zusatzmittel (Fächer) verzichtet werden kann. Die etwas größere abgestrahlte Leistung des „LSH 75“ kommt damit voll zur Geltung.

Die quadratische Form ermöglicht eine Befestigung vor der Membrane des Tieftonlautsprechers, ohne daß dadurch — wie eingehende Versuche ergaben — die Schallabstrahlung des Grundlautsprechers merklich beeinflußt wird.

Die Anschaltung des „LSH 75“ ist sowohl an Eintakt- als auch an Gegentaktstufen auf einfachste Art möglich. Das positive Potential ist dabei an die Lötöse, das negative an das Lochblech zu legen.

Technische Daten

Gesamtabmessungen	75x75x8,5 mm
Durchmesser der Aussparung	etwa 70 mm
Befestigungslochkreis	etwa 89 mm
Kapazität	800 pF
Frequenzbereich (mit Filter)	7000...18 000 Hz
Gleich-Vorspannung	max. 300 V
Tonfrequenz-Wechselspannung	max. 60 V
Prüfspannung	440 V (50 Hz)
Spannungsdurchschläge	selbsthellend
Temperaturfestigkeit	+ 60° C
Gewicht	30 g

Unsere Leser berichten

In zwangloser Folge veröffentlichen wir in dieser Rubrik Zuschriften von allgemeinem Interesse. Es handelt sich dabei vorwiegend um kleine Dinge, um Erfahrungen an der Werkbank, am Prüfplatz oder beim Bau von Meßgeräten, Empfängern, elektronischen Hilfsmitteln oder dergleichen, die dem Praktiker oft wertvolle Hinweise geben. Aber auch manches noch Unvollkommene, wie z. B. der nachstehende problematische Vorschlag einer Duplex-Lautsprecher-Anordnung (besser müßte es wohl Duplex-Empfänger-Anordnung heißen), kann für den Baufreudigen Anregungen bringen.

Das seinerzeitige Referat „Einfacher geht's nimmer“ ließ die Unermüdlichen nicht ruhen. „Und doch geht's noch einfacher“ waren Briefe überschrieben, die auf den Redaktionstisch flatterten. Im zweiten Beitrag wird eine Reihe solcher Vereinfachungen geboten. Man kann doch mit Überschriften nicht vorsichtig genug sein!

Auch der darauf folgende Hinweis auf eine sehr einfache, erprobte Umblendvorrichtung dürfte den Bastler mindestens so interessieren wie den Empfänger-Instandsetzer die kurze Beschreibung eines bewährten Kapazitätsstiftes auf Seite 52.

Duplex-Lautsprecher-Anordnung

Die vorgeschlagene Schaltungsanordnung bezweckt, den üblichen zweiten Lautsprecheranschluß an Rundfunkempfängern so zu gestalten, daß er wahlweise die Darbietungen desselben oder irgendeines anderen, beliebig wählbaren Senders wiedergibt als der eingebaute Lautsprecher. Lautsprecher L1 bringt also beispielsweise die Sendungen von Hamburg und Lautsprecher L2 (in einem anderen Zimmer aufgestellt) die Sendungen von Bremen. Von der Überlegung ausgehend, daß eigentlich ein modernes Rundfunkgerät zwei Empfänger in einem Gehäuse enthält (einen für AM- und den anderen für FM-Empfang), von denen allerdings bei den normalen Ausführungen immer nur der eine unter teilweiser Mitbenutzung des anderen empfangen kann, lassen sich bestimmte Schaltungsanordnungen treffen, mit denen diese beiden Teilempfänger zur gleichen Zeit getrennt betrieben werden können. Bei gleicher Röhrenzahl sind so unter Umständen nur eine zweite niederfrequente Lautstärkeregelung und ein zweiter Lautsprecher-Ausgangsteil zusätzlich nötig. Die im Blockschema angegebene Röhrenzusammenstellung kann beliebig variiert werden. Sie soll nur das gedachte Prinzip aufzeigen, wie überhaupt der Vorschlag als Anregung zur praktischen Weiterführung des Gedankens gedacht ist.

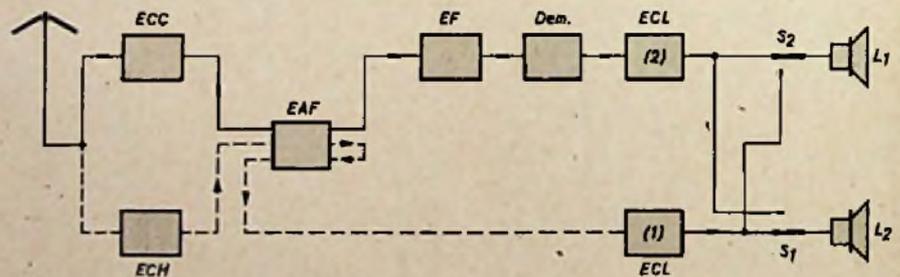
Der gewünschte Effekt ist dadurch zu erreichen, daß man unter teilweise doppelter Ausnutzung der Röhren und Schaltelemente gleichsam zwei Leitungskanäle mit zwei voneinander weit abweichenden Frequenzen schafft. Der eine Kanal leitet z. B. eine Emp-

Ein Merkmal eines solchen Doppelpfängers sind getrennte Abstimmaggregate für Kurz-, Mittel- und Langwellenbereich und für UKW (wie sie neuerdings schon bei vielen Empfängern verwendet werden) und eine niederfrequente Umschaltmöglichkeit mit Hilfe der Schalter S1 und S2.

Von der gemeinsamen Antenne kommt im Beispiel die frequenzmodulierte HF einer UKW-Station über die Röhre ECC mit einer ZF von 10,7 MHz zur ersten ZF-Röhre EAF, weiter über die zweite ZF-Stufe EF zum Demodulator Dem. und von dort über die NF- und Endstufe ECL (2) zu den Anschlußbuchsen für den zweiten zusätzlichen Lautsprecher L2. Entsprechend führt der AM-Kanal über die Röhre EAF und die Diodenstrecken derselben Röhre zur NF- und Endstufe ECL (1). Die Wellenbereichumschaltung von KW, MW und LW kann wie üblich erfolgen.

Durch den Umschalter S2 stehen dabei auch am Zusatzlautsprecher zwei Wahlprogramme zur Verfügung.

Gewiß wird mancher einwenden, daß ein solcher Empfänger Aufbau etwas umständlich ist und — da doch eine zweite Endstufe erforderlich wird — an Stelle des Zusatzlautsprechers im anderen Zimmer ein ganz einfacher Zweitempfänger den gleichen Zweck erfüllt. Zweitempfänger mit UKW-Bereich sind aber auch heute noch nicht ganz billig. Eine dem Vorschlag entsprechende Schaltung ist deshalb doch etwas reizvoll. Manche Debatten unter den Familienmitgliedern wären dann gegenstandslos. Die Eltern könnten z. B.



Blockschaltbild eines Vorschlages für gleichzeitigen AM- und FM-Empfang mit einem Rundfunkempfänger

fängersfrequenz des Mittelwellenbereiches über die übliche Zwischenfrequenz von etwa 470 kHz und die Endstufe ECL (1) zum Lautsprecher L1, während zur gleichen Zeit über den zweiten Leitungskanal eine Empfangsfrequenz des UKW-Bereiches über eine 10,7-MHz-ZF zur Endstufe ECL (2) und weiter zum Lautsprecher L2 gelangt. Ohne gegenseitige Störungen der beiden Kanäle ergibt sich so eine doppelte Ausnutzung des Empfängers, die selbst im Hinblick auf die etwas höheren Herstellungskosten eine gute Wirtschaftlichkeit erwarten läßt.

In Ruhe auf einem AM-Bereich Ihr Sinfoniekonzert hören, während sich die Jugend im entfernten Zimmer über UKW leichte Weisen vorspielen läßt.

Aber auch für bestimmte kommerzielle Anwendungszwecke oder für stereofone Zweikanalsendungen über den örtlichen AM- und UKW-Sender bieten sich ähnliche Anordnungen von selbst an.

Wie bereits betont, soll die Röhrenzusammenstellung des Blockschaltbildes nur ein Beispiel sein. Es wäre u. a. möglich, die ECH als FM-ZF-Stufe mitzuverwenden. H. Marsiske

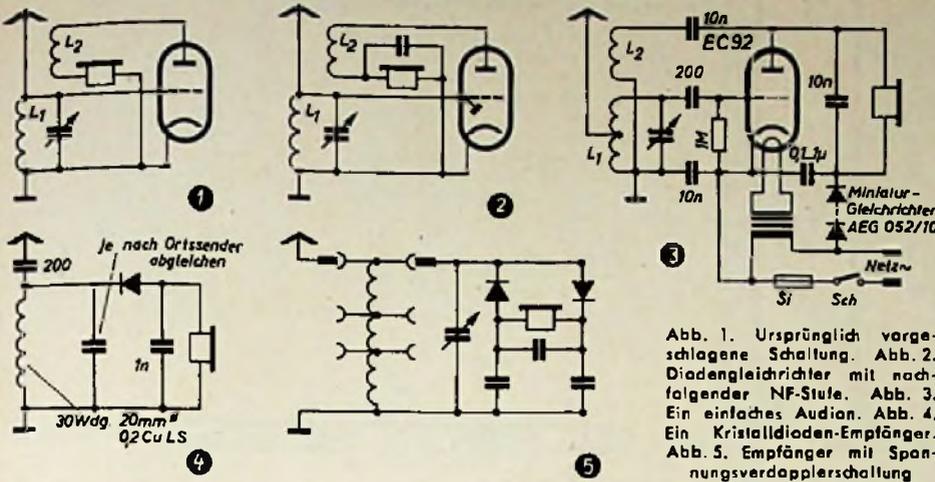


Abb. 1. Ursprünglich vorgeschlagene Schaltung. Abb. 2. Diodengleichrichter mit nachfolgender NF-Stufe. Abb. 3. Ein einfaches Audion. Abb. 4. Ein Kristalldioden-Empfänger. Abb. 5. Empfänger mit Spannungsverdopplerschaltung

Nochmals: Einfacher geht's nimmer

Der Verfasser und einige Angehörige des *FTH (Funktechnischer Hilfsdienst)* haben die über dieses Thema in der *FUNK-TECHNIK* gegebenen Anregungen¹⁾ überprüft.

Die vorgeschlagene Schaltung (in Abb. 1 nochmals gezeigt) stellt einen Dioden-Gleichrichter mit einer nachfolgenden NF-Stufe dar. Man kann als Ersatz die Schaltung nach Abb. 2 zeichnen. Der Trioden-NF-Verstärker arbeitet ohne Anodenspannung, also nur mit dem Emissionsstrom. Die Rückkopplung der Spule 2 ist nicht stark und auch der Verstärkungsgrad ist gering. Den Kopfhörer sollte man mit einem Kondensator überbrücken. Trennschärfe und Fernempfang sollte man von solchen Anordnungen nicht verlangen. Einige Experimente und etwas Fingerspitzengefühl sind notwendig, um die Einheit auf die durch sie zu erzielende maximale Leistung zu bringen. Man kann jedoch nicht sagen, die Leistung sei dem einfachen Kristalldioden-Detektor unterlegen.

Soll die Schaltung verbessert werden, muß das mit mehr Aufwand an Schaltelementen erfolgen. Dieser Aufwand ist aber gering. Man kommt zur Schaltung nach Abb. 3, einem ganz gewöhnlichen Audion. Ein Miniatur-Gleichrichter, fünf Kondensatoren, ein Widerstand sind alles, was man noch braucht. Die Leistung wird erheblich größer und lohnt den Aufwand. Alle diese Schaltelemente lassen sich noch in einer kleinen Schachtel, wie sie für Schreibmaschinen-Farbbänder üblich ist, unterbringen.

Will man die Schaltung vereinfachen, dann geht dies auf Kosten der Leistung. Die von H. Hesse in *FUNK-TECHNIK*, Bd. 9 (1954), Nr. 14, S. 398, angegebene Schaltung ist ein einfacher Detektor mit Kristall-Diode. Die Spule L2 hat anscheinend wenig Bedeutung, es sei denn, man wollte damit die Abstimmung ändern. Dies erfolgt aber mit dem Drehkondensator ausreichend.

Mit einer Miniatur-Kristall-Diode von *Intermetall* (Kugel von 3 mm Φ), zwei Miniatur-Blockkondensatoren und einer Spule baute der Verfasser einen Detektor (Abb. 4), der in einem Gehäuse mit einem Viertel der Größe einer Streichholzschachtel Platz hat. Er wurde an die Kopfhörer-Schnur gehängt. Die Schaltung entspricht dem sogenannten „Berlin-Stecker“ von S & H. Das Gerät dient zum Empfang des Ortssenders und benachbarter Sender. Die Spule wird nach der gewünschten

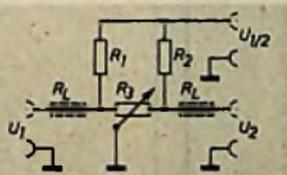
Frequenz bemessen und auf diese abgeglichen. Eine Abstimmung im Betrieb erfolgt nicht mehr.

Einen etwas größeren Aufwand bedingt die Schaltung nach Abb. 5. Sie enthält zwei Dioden in Spannungsverdopplerschaltung. Es braucht dafür allerdings kein abgeglichenes Diodenpaar genommen zu werden. Beim Ortssender ist wohl ein Lautstärke-Gewinn kaum festzustellen. Wer jedoch vom Sender entfernt wohnt (etwa so weit, daß dieser eben noch vernehmbar ist), kann einen erheblichen Gewinn feststellen. Der mit der einfachen Schaltung kaum noch hörbare Sender ist dann noch gut abzuhören. H. Schurig

Umblendvorrichtung

In der Ela-Technik werden zum Umblenden zweier Tonspannungen oft recht kostspielige und komplizierte Regeleinrichtungen verwendet. Die nachstehend beschriebene Schaltung kann diese hochwertigen Regler zwar nicht ersetzen, sie zeigt jedoch, wie der gleiche Effekt mit wesentlich einfacheren Mitteln erreicht werden kann, wenn man auf konstante Ein- und Ausgangswiderstände und geringe Dämpfung verzichtet.

Die beiden Tonspannungen U_1 und U_2 liegen an den Enden eines einfachen, linearen



Schichtpotentiometers R_3 und werden je nach Stellung des an Masse liegenden Schleifers totgeregelt oder freigegeben. Über die beiden Widerstände R_1 und R_2 wird an ihrem Verbindungspunkt die gemischte Tonspannung $U_{1,2}$ abgenommen. Eine einwandfreie Regelung erfolgt, wenn die Voraussetzung $R_1, R_2 \geq R_3$ erfüllt ist. Es empfiehlt sich jedoch, R_1 und R_2 nicht viel größer als R_3 zu wählen, da sonst die Grunddämpfung der Schaltung zu groß wird. Diese ist bei $R_1 = R_2 = R_3$ und kleinen Quellwiderständen etwa 6 dB. Einen bei kapazitiver Ankopplung der Tonspannungen etwa entstehenden Tiefenabfall kann man durch die Längswiderstände R_L unterdrücken. L. Grünau

Sender Wertheim/Main

Zwei neue Kleinsender des Süddeutschen Rundfunks in Wertheim/Main verbessern die Empfangsverhältnisse in der nordöstlichsten Ecke des Sendegebietes. Während ein 100-W-Sender auf der Frequenz 1484 kHz (202 m) das erste Programm überträgt, strahlt ein 50-W-UKW-Sender auf der Frequenz 92,7 MHz (Kanal 19) das zweite Programm des Süddeutschen Rundfunks mit dem badischen Regionalprogramm aus.

UKW-Sender Gerolstein

Vor wenigen Tagen nahm der Südwestfunk als 28. und 29. UKW-Sender die Doppelstation bei Gerolstein/Eifel in Betrieb. Der zunächst 40 m hohe Antennenmast soll im Frühjahr 1955 auf 160 m erhöht werden. Der Sender Gerolstein strahlt auf der Frequenz 88,2 MHz (Kanal 4) das erste Programm des Südwestfunks und zunächst auf der Frequenz 91,8 MHz (Kanal 16), später 96,0 MHz (Kanal 30) das UKW-West-Programm des Nordwestdeutschen Rundfunks aus.

Sender Würzburg auf 577 m

Kürzlich wurde der MW-Sender Würzburg auf die Frequenz 520 kHz (577 m) umgestellt. Die Empfangsbedingungen im Stadt- und Landkreis Würzburg konnten dadurch wesentlich verbessert werden.

Fernsehumsetzer Koblenz stillgesetzt

Mit der Inbetriebnahme seines Fernseh-Großsenders Koblenz hat der Südwestfunk den seit November 1953 für die Stadt Koblenz eingesetzten Fernsehumsetzer zurückgezogen, um eine gegenseitige Störung der beiden, auf benachbarten Kanälen arbeitenden Sender zu unterbinden.

Fernsehsender Wendelstein

Der Fernsehsender Wendelstein arbeitet seit dem 30. Dezember 1954 mit *Offset*-Betrieb im Kanal 10. Die neue Frequenz liegt um 10,5 kHz höher als bisher. Bildträger: 210,2605 MHz; Tonträger: 215,7605 MHz.

UKW-Sender Lingen

Am 5. Januar hat der UKW-Sender Lingen seinen Betrieb auf die Frequenz 88,8 MHz umgestellt.

Luxemburger Fernsehen

Anläßlich des Richtfestes für den neuen, samt Antenne 214 m hohen Fernsehturm von Radio Luxemburg bei Dödelingen teilte der stellvertretende Generaldirektor, Ingenieur Felten, mit, daß der Fernsehdienst von Radio Luxemburg am 23. Januar 1955, dem luxemburgischen Nationalfeiertag, aufgenommen werden wird. Zu einem Viertel sollen die Sendungen aus Originalprogrammen bestehen, die in Luxemburg, Paris und anderen Orten auf Film aufgenommen werden, während der übrige Teil des Programms von fremden Sendern übernommen wird.

Un erfreuliche MW-Bilanz

Von den rund 800 Sendern, die auf 121 MW- und 15 LW-Senderkanäle zusammengedrängt sind, kann man z. Z. in den Abendstunden höchstens 14 Stationen einwandfrei empfangen. Die übrigen Stationen sind mehr oder weniger gestört. Diese Tatsache veranlaßt nunmehr zahlreiche andere europäische Rundfunkländer, UKW-Sendernetze einzuführen.

Radar für Binnenschifffahrt

Kürzlich führte Telefunken auf dem Rhein bei Bonn eine neuartige Radaranlage vor, die für Zwecke der Binnenschifffahrt entwickelt wurde. Diese Anlage zeichnet sich durch gute Nahauflösung aus, damit auch kleine Entfernungen und Einzelheiten bestimmt werden können.

Erfolgreiche Fernsehreklame

Wie die NBC feststellen konnte, entwickelt sich die Fernsehreklame in den USA etwa achtmal rascher als die übrigen Publizitätsmittel. Demnach hat die Fernsehreklame im Jahre 1954 einen Anteil von rund 11 % an der Gesamt-reklame der USA.

1) *FUNK-TECHNIK*, Bd. 8 (1953), Nr. 5, S. 142, und Bd. 9 (1954), Nr. 14, S. 398

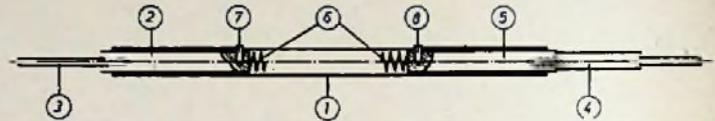
WIMA
Tropydur
KONDENSATOREN

werden nach dem patentierten
Warmtauchverfahren hergestellt.
Die Umhüllung wird mit Hilfe von
Vakuum aufgebracht und ist ohne
Lufteinschlüsse. **WIMA-Tropydur-**
Kondensatoren sind feuchtigkeits-
und wärmebeständig und ein aus-
gezeichnetes Bauelement für Radio-
und Fernsehgeräte.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
UNNA IN WESTFALEN

Ein vielseitig verwendbarer Kapazitätsstift

Die Notwendigkeit, Schwingkreise definiert verstimmen bzw. nachstimmen zu können, ohne dabei die Schaltelemente des Schwingkreises betätigen zu müssen, führte zur Entwicklung eines C-Stiftes, der sich in der Praxis gut bewährt hat. Ein Metallröhrchen von etwa 6...8 mm lichter Welle und 12...18 cm Länge (in Abb. 1 aufgeschnitten gezeichnet) bildet die Elektrode 1, in die von beiden Seiten je eine als Prüfspitze ausgebildete Gegenelektrode 3 und 4 hineingeschoben werden kann. Als Träger 2 und 5 dieser Elektroden, die zur Erreichung unterschiedlicher C-Variationen verschiedene Durchmesser haben, läßt sich z. B. Plexiglas verwenden, das auf Schiebeseitz passend gedreht wird. Das Zurückführen der Spitzen besorgt eine großhubige Druckfeder 6 mit nicht zu großer Rückstellkraft. An den beiden inneren Enden der Elektrodenröhre befinden sich kleine Stifte 7 und 8, die in einem ausgeägten schmalen Schlitz des Metallröhrchens gleiten, den Hub nach außen begrenzen und gleichzeitig nach einer Eichung als Anzeiger für die zu beiden Seiten des Schlitzes auf dem Röhrchen anzubringenden C-Markierungen dienen können.



Aufbauzeichnung des Kapazitätsstiftes

Mit diesem Stift tastet man die „heißen“ Punkte des Prüfobjektes ab und ermittelt durch mehr oder weniger starkes Eindringen der dünnen Prüfelektrode die Größe des Fehlers. Reicht die C-Variation nicht aus, dann dreht man den Stift um und benutzt die andere Seite. Dabei ist bei kleinen C-Änderungen (0,5...5 pF und 1...25 pF) eine leitende Verbindung des Röhrchens mit Masse nicht erforderlich, da die Handkapazität ausreicht. Wird eine größere C-Variation verlangt, z. B. beim Prüfen von Paddings, dann kann man den Stift bedeutend dicker dimensionieren und ihn an der einen Seite mit einer Anschlußbuchse versehen oder auch die Prüfelektrode mit einem Material hoher Dielektrizitätskonstante umgeben. Da zur Prüfung jeweils nur eine Hand erforderlich ist, kann man zwei Kreise (überkritisch gekoppeltes Filter) gleichzeitig nachprüfen. Das Arbeiten in Verbindung mit einem Multivibrator ist zweckmäßig. Dabei lassen sich schnell Gleichlauffehler in Rundfunkempfängern ermitteln und beheben. Noch eleganter ist die Anwendung des C-Stiftes beim Wobbeln; die einzelnen Kreise kann man dann im wahrsten Sinne des Wortes auf dem Schirmbild „verschieben“.

W. Schulz

AUS ZEITSCHRIFTEN UND BÜCHERN

Kompensierter Phasendiskriminator

Die Schaltung eines gegen Störeinflüsse weitgehend unempfindlichen Phasendiskriminators zur Messung von Phasenverschiebungen zeigt die Abb. 1. Der Phasendiskriminator wurde für eine Anlage zur Aufnahme von Antennenstrahlungsdiagrammen entwickelt und arbeitet auch bei verhältnismäßig kleinen Eingangssignalen noch einwandfrei. Zwei gegenphasige Rechteckschwingungen werden als Vergleichssignal auf die Punkte A und B gegeben und steuern — über das 2. Steuergitter des Hexodensystems — im Gegentakt, jeweils die beiden oberen oder die beiden unteren Röhren aus. Das Eingangssignal wird durch die L77 in zwei gleiche gegenphasige Signale aufgespalten, die auf die 1. Steuergitter der X78 gelangen. Jeweils die Röhre, die gleichzeitig vom Eingangs- und vom Vergleichssignal aufgeregt wird,

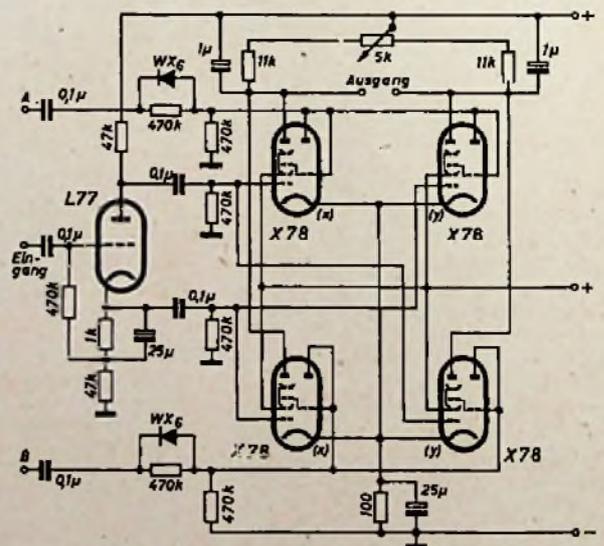


Abb. 1. Schaltung eines störunempfindlichen Phasendiskriminators

führt maximalen Strom. Ist beispielsweise das Eingangssignal mit dem Vergleichssignal A in Phase, so fließt in der gemeinsamen Anodenleitung der beiden rechten Röhren ein größerer Strom als in der Anodenleitung links; an den mit „Ausgang“ bezeichneten Klemmen tritt eine Gleichspannung auf. Ist dagegen das Eingangssignal mit „B“ in Phase — d. h. in Gegenphase zu „A“ —, so fließt in der linken Anodenleitung der größere Strom, und die

Röhrenprüfgeräte

Für das Labor
Für den Ladentisch

Vielfachmessgeräte
Leistungsmesser

NEUBERGER

Ausgangsspannung hat entgegengesetztes Vorzeichen. Bei 90° Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Vergleichssignal ist die Ausgangsspannung Null.

Durch Stabilisierung der Anoden- und Schirmgitterspannung (im Schaltbild nicht mitgezeichnet) wurde Unempfindlichkeit gegen Netzspannungsschwankungen erreicht.

Die Eingangsglieder der als Dioden geschalteten Triflodenysteme der X 78 sind so bemessen, daß in der negativen Halbschwingung des Vergleichssignals am Gitter eine sehr hohe negative Sperrspannung liegt, in der positiven Halbschwingung dagegen (wegen der parallelliegenden Diodenstrecke) ständig Katodenpotential herrscht. Dadurch ist die Ausgangsspannung auch in weiten Grenzen unabhängig von der Amplitude des Vergleichssignals.

Der Diskriminator arbeitet fast linear bis zu Eingangsspannungen von 1,75 V_{eff} und hat eine 34fache Verstärkung, wenn als Verstärkung das Verhältnis von Ausgangs-Gleichspannung zum Effektivwert der Eingangs-Wechselspannung bezeichnet wird.

(R. Caldecott, A Compensated Square Wave Phase Discriminator, Electronic Engng. Bd. 26 [1954], Nr. 319, S. 401, 1 Abb.) Scho.

Differential-Lecksucher für evakuierte Gefäße

Zum Feststellen von Undichtheiten mit Durchtrittsmengen in der Größenordnung von 1 ... 0,1 $\mu l/h$ an evakuierten Gefäßen, z. B. an Metall-Glas-Verbindungen von Kathodenstrahlröhren, werden diese an eine Hochvakuumanlage angeschlossen und die gesamte Gefäßoberfläche mit einem aus einem dünnen Rohr J (Abb. 1) austretenden Flaschengasstrahl (calor gas) langsam abgetastet. Befindet er sich über einer Leckstelle, so werden zwei, durch eine mit flüssiger Luft gekühlte Kühlfalle T_1 getrennte Kalt-Katoden-Ionisationsmanometer G_1, G_2 nach Klemperer durch die Gasbeimischung des abgepumpten Luftstroms zum unterschiedlichen Ansprechen gebracht. Die Wirkungsweise eines solchen Manometers beruht auf der Veränderlichkeit eines

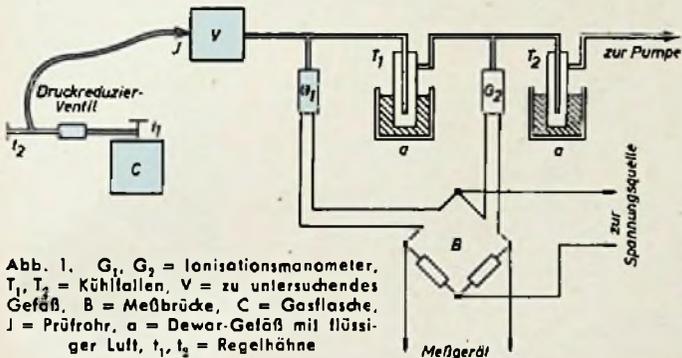


Abb. 1. G_1, G_2 = Ionisationsmanometer, T_1, T_2 = Kühlfallen, V = zu untersuchendes Gefäß, B = Meßbrücke, C = Gasflasche, J = Prüfrohr, a = Dewar-Gefäß mit flüssiger Luft, t_1, t_2 = Regelhähne

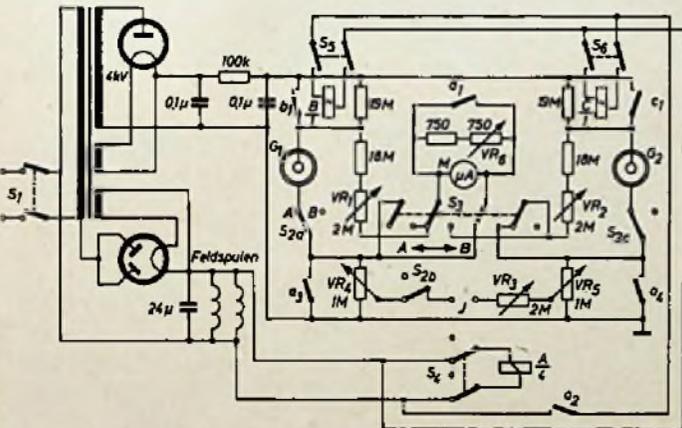
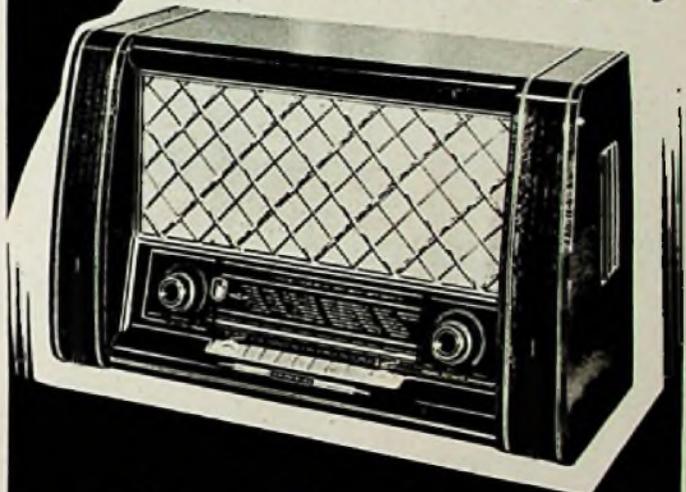


Abb. 2. Schaltschema des Differential-Lecksuchers für Brückenabgleichkontrolle mittels eines bei J einzuschaltenden Galvanometers. G_1, G_2 = Ionisationsmanometer, S_2, S_3 = Schalter, die nach Ausschalten von S_1 für das Ausheizen der Monometerelektroden die Beladung der eine Spannung von 4 kV an G_1 und G_2 legenden Vakuumschalter b, und c_1 auslösen

Gasentladungsstromes, der in dem zu untersuchenden, mehr oder weniger evakuierten Raum zwischen zwei Elektroden übergeht, mit der Ionendichte und damit dem Druck der vorhandenen Gasreste. Das zuerst von dem Luft-Gasgemisch durchflossene Manometer G_1 wird dabei durch drei Faktoren beeinflusst: Der darin herrschende Druck nimmt ab, da das Gas wegen seiner größeren Dichte langsamer durch die Leckstelle dringt; er nimmt ab oder zu, entsprechend der Abpumpgeschwindigkeit der folgenden Kühlfalle T_2 für das Gas, das dort an den Wandungen anfriert und damit aus dem System beseitigt wird; der hindurchgehende Ionenstrom nimmt zu, da die Gasmoleküle größer als Luftmoleküle sind. Die Ionisationsmanometer enthalten eine zylindrische Katode, die eine stabförmige, mit Uranoxyd überzogene Wollramanode umgibt. Damit die Entladung auch bei Drücken unterhalb 10^{-2} Torr vor sich geht, sind die Manometerröhren im Feld (260 Gauss) je eines kräftigen Magneten so angebracht, daß die Kraftlinien des Magneten senkrecht zu denen des elektrischen Feldes stehen, wodurch eine Vergrößerung der für Ionisationsstöße zur Verfügung stehenden Weglänge zwischen

3D-STEREO
STEREO
STEREO

STEREOPHONIE-EFFEKT
durch 2-Kanal-System,
mit zeitlicher Verzögerung



Imperial
SPITZENSUPER

519 W-3D-STEREO

mit 4-fach Klangstrahlergruppe

519 DM



CONTINENTAL-RUNDFUNK-GMBH-OSTERODE (HARZ)

HB

Multavi HC
HOCHOHM-MULTAVI
Universi-Meßinstrument
mit Germanium-Dioden
Sehr hoher Innenwiderstand



Außerdem:
OUTPUTMETER
(Multavi 5 R)
HOCHFREQUENZ-MESSGERÄTE
ELEKTRONISCHE-MESSGERÄTE

HARTMANN & BRAUN AG FRANKFURT/MAIN



**LEIPZIGER
FRÜHJAHRSMESSE 1955**
MIT TECHNISCHER MESSE
27. FEBRUAR - 9. MÄRZ

LEIPZIGER MESSEAMT STFACH 329

Auskunft erteilt die zuständige Industrie- und Handelskammer bzw. Handwerkskammer

den Elektroden erreicht wird. Die Impedanzänderung dieser Klemmer-Röhre bei Druckänderungen ist beträchtlich.

Zur Beseitigung von Gasanschlüssen in den Elektroden der Manometer-Röhren ist eine besondere Aushelzschaltung vorgesehen, die den Durchgang so großer Ströme (10 mA bei 6 kV) durch das Manometer gestattet, daß die Elektroden durch den Elektronenbeschuß zum Glühen gebracht werden.

Die Manometer-Röhren G_1 , G_2 sind über je eine Tetrode an eine Brückenschaltung angeschlossen. Die Tetroden halten die Manometerströme (etwa 10 μ A) konstant. Ihre Katodenströme werden durch je einen Regelwiderstand ins Gleichgewicht gebracht. Dazu dient ein Röhrenvollmeter, das an die Enden der Brücke gelegt wird. Diese Anordnung wird an Hand eines bemessenen Schaltbildes erläutert.

Abb. 2 zeigt eine etwas vereinfachte Brückenschaltung, bei der durch die Regelwiderstände VR_1 und VR_2 ein bei J einzuschaltendes Galvanometer auf Nullanzeige gebracht wird. Die Ionsationsströme, die durch die Manometer G_1 und G_2 fließen, können hierbei durch das Mikroamperemeter M gesondert gemessen werden. Seine Umschaltung von dem einen auf das andere Manometer G_1 , G_2 erfolgt durch den Schalter S_3 . Die zahlreichen Relais dienen dem Wechsel zwischen Aushelzvorgang für die Entladung der Manometer-Elektroden und eigentlichem Meßvorgang.

Akustische Meßtechnik der Gehörprüfung. Von Dr.-Ing. F. J. Meister. 1. Aufl. Karlsruhe 1954. Verlag C. Braun 187 S. m. 110 Abb. Preis geb. 19,80 DM.

Als physikalischer Wegweiser für den Akustiker und den auf dem Grenzgebiet zwischen Physik und Medizin arbeitenden Arzt ist das vorliegende Buch bestimmt, das mit seinem Inhalt mehr bringt als der Titel vermuten läßt. Die akustische Meßtechnik ist nicht nur für die Feststellung von Hörverlusten und für die Auswahl und Anprobe von Hörhilfen von Bedeutung, sondern auch für die Prüfung des Gehörs von Tonmeistern. Die grundlegenden Verfahren werden ausführlich behandelt und dabei erfreulicherweise auch neuere Arbeiten auf diesem umfangreichen Gebiet berücksichtigt. Obwohl auch schon Hörgeräte mit Transistoren erwähnt werden, hätte der Techniker doch gern noch ausführlichere Angaben über die verschiedenen Hörhilfen gesehen. Da aber die Entwicklung gerade auf diesem Gebiet noch sehr im Fluß ist, nimmt man diesen kleinen Nachteil gern in Kauf, zumal die Hauptkapitel ganz ausgezeichnet gelungen sind.

Brans Röhren-Vademecum. Von Dr. J. A. Gljzen. 11. Ausgabe Antwerpen 1954. P. H. Brans Ltd. Vertrieb durch Franckh'sche Verlagsbuchhandlung Stuttgart. 244 S. Preis karton. 19,50 DM.

Mit dem vorliegenden 3. Band ist das große internationale Röhren-Vademecum jetzt abgeschlossen. Es bringt in der traditionell guten und übersichtlichen Aufmachung die technisch wichtigsten Daten von Fernseh- und Spezialröhren. In der Gruppe der Katodenstrahlröhren werden dabei neben Bild- und Oszillografen-Röhren u. a. auch Monoskop- und Kamera-Aufnahmeröhren aufgeführt. Bei den Spezialröhren findet man nicht nur eine sehr vollständige Zusammenstellung von gesteuerten Gleichrichter-Röhren und Röhren für die Mikrowellentechnik, sondern auch ausführliche Angaben über Halbleiterdioden und Transistoren, Gasentladungsröhren, Fotozellen, Geiger-Müller-Zähler usw. Ebenso wie die beiden ersten Bände wird auch dieser dritte Band wieder zahlreiche Freunde finden.

Die wichtigsten Meß- und Prüfschallplatten für Phonogeräte

(Schluß von Seite 35)

Die Prüfplatte für Plattenwechsler zeigt auf einer Seite eine durchgehend große Rillensteigung zur beschleunigten Abwicklung des Wechselvorganges. Auf der zweiten Seite endet der schnelle Vorschub beim Durchmesser 135 mm. Hier beginnen die automatischen Abschalter in Tätigkeit zu treten, und man geht an dieser Stelle in die normale Steigung über, um die elektrischen Rückwirkungen und akustischen Nebenerscheinungen der Ausschalt-einrichtung beobachten zu können.

Für das Aufsetzen und Abheben der Abtaster hat man eine Prüfplatte mit Durchmesseransage geschaffen, die je mm Durchmesser eine Ansage macht. Da die Ansage selbst die Zeit während des Vorschubes von einem mm ausfüllt, ist sehr genau der Aufsetz- und Abhebepunkt festzustellen. Man hat sich nur die Silbe zu merken, bei der eingesetzt oder unterbrochen wird.

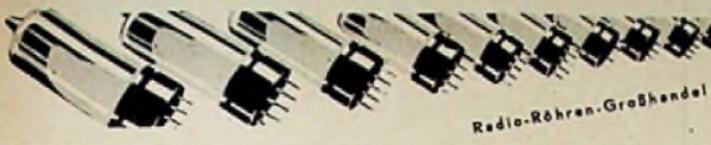
In diese Prüfplatten sind zum Teil kurze, besonders charakteristische Musikausschnitte eingeblendet, aus denen das Ohr des geübten Prüfers auf etwa vorhandene Störungen schließen kann.

Die genannten Meß- und Prüfschallplatten und die zugehörigen Meßverfahren stellen eine Auswahl dar, mit denen die Qualität von Phonogeräten überwacht werden kann. Im Rahmen des Deutschen Normenausschusses wird die Frage der Meßmethoden und Meßschallplatten z. Z. bearbeitet; für die Zukunft ist daher mit einheitlichen Festlegungen in dieser Richtung zu rechnen.

Siliziumdiode als 1200-W-Gleichrichter

(Schluß von Seite 49)

Der Leistungsabgabe von 1200 W bei Strömungskühlung entspricht ein Leistungsverlust von ungefähr 50 W, so daß der Gleichrichter im ersten Falle mit einem Wirkungsgrad von 98%, im zweiten Falle mit einem solchen von 96% arbeitet. Die Daten hinsichtlich Sperrstrom, Durchlaßwiderstand, maximaler Belastbarkeit usw. schwanken von Exemplar zu Exemplar, und es konnten Muster festgestellt werden, die bei einer Spitzen-spannung von 70 V ohne Gefahr mit 1540 W belastet werden durften. Charakteristisch für Silizium-Leistungsgleichrichter scheint es zu sein, daß sie im Gegensatz zu Germanium-Gleichrichtern recht große Sperrströme vertragen können, bevor sie versagen, und nicht plötzlich zusammenbrechen. Bei den Versuchsmustern konnte durch Vergrößerung der Belastung die Temperatur des Gleichrichterkörpers mit den Kühlrippen bis auf 230° C erhöht werden, ohne die Funktion des Gleichrichters zu beeinflussen. F.



Radio-Röhren-Großhandel

H-KAETS
Berlin-Friedenau
Niedstraße 17
Telefon 83 22 20
83 30 42



UKW- und FERNSEHBANDKABEL

Lupolen- und Igelit (PVC)-isoliert, blank, verzinkt, wetterfest

ANTENNENLITZEN

aus Kupfer und Phosphorbranze

STAHL-SKALENSEILE

doppelt verzinkt

ERDUNGSLITZEN

Igelit (PVC)-isoliert

**BERKENHOFF & DREBES AG., Drahtwerke
ASSLARERHÜTTE · Post Asslar, Krs. Wetzlar**

Tüchtige, branchekundige Vertreter für einige Gebiete noch gesucht

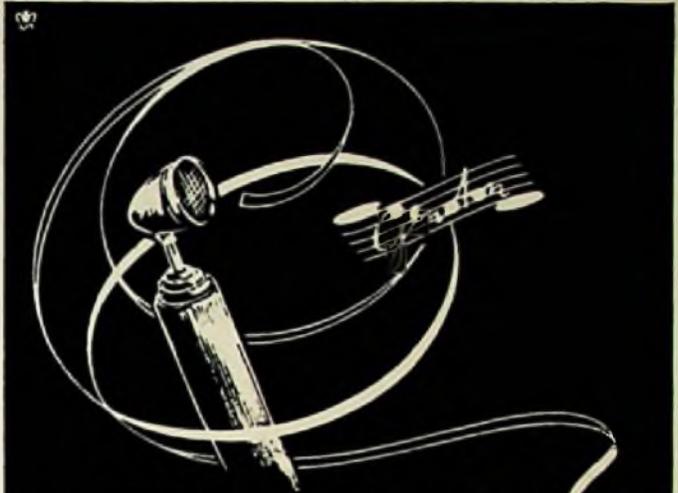


Besser gleich eine

Akorrid-Antenne

Früher oder später erkennen Sie doch die Vorteile des absoluten Korrosionsschutzes

ROBERT KARST BERLIN SW 29



**DER TONTRÄGER FÜR MAGNETISCHE
SCHALLAUFEICHNUNG**

GENOTON TYPE ZS · Das Magnettonband für niedrige Bandgeschwindigkeiten 19 und 9,5 cm/sec

GENOTON TYPE EN · Das Magnettonband für hohe Bandgeschwindigkeiten 76 und 38 cm/sec

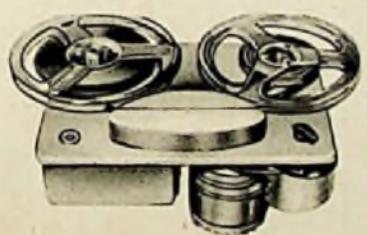
Wir übersenden Ihnen auf Anforderung gern unseren Spezial-Prospekt G9



ANORGANA G.M.B.H. · GENDORF/OBERBAYERN

Einmalige
Gelegenheit:

**TONBANDGERÄT
PAILLARD 54**

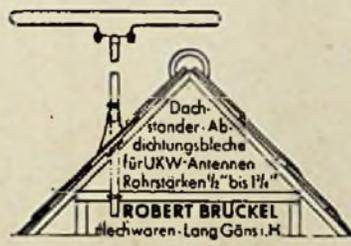


MAGNETOFON-CHASSIS für Wechselstrom 125/220 Volt mit Pabst-Motor, Bandgeschwindigkeit 19 cm/sec, Doppelspur, Spieldauer 2 x 30 Minuten, mit eingebautem Verstärker (Röhren EF 40, EL 42 und EM 80) an jedes Rundfunkgerät anzuschließen... nur **273,-**
Chassis wie vor, jedoch komplett mit hochempfindlichem Kristall-Tischmikrofon und 350 m LGS-Tonband... **327,-**

Preise zuzüglich Versandkosten. Nachnahmeversand solange der Vorrat reicht
TEKA WEIDEN · OBERPFALZ · Bahnhofstraße 571

Elektro- und Rundfunkvertreter,
bei Großhandel bestens eingeführt,
sucht für Postleitzahl 16 nur gute
WERKSVERTRETUNG
Beste Referenzen, Erfolgsnachweise,
eigener PKW vorhanden.
Angebote erbeten unter F. D. 8099

Verkaufe gegen Gebot!
Mehrere komplette 800-Watt-Sender
Ehrenmal, lang m. Orig. Netzgeräten,
Köln E 52 (moll), Ulm E 53b, Main T 9 K 39,
Allwellen-Empfänger SFR 5m-6000 m,
Lo 150 FK 413a Sender.
Kaufe: Lo 6 L 39, T 9 L 39, T 8 PL 39,
KWE „a“, TS 174, TS 175.
Angebote erbeten unter F. B. 8097



Kaufgesuche

Röhren-Angebote stets erwünscht. Großvertrieb Hacker, Berlin-Neukölln, Silbersteinstraße 15, Telefon: 62 12 12

Radioröhren, Meßgeräte (Markenfabrikate), Meßinstrumente, Selengleichrichter und Platten sowie größere Posten Einzelteile kauft barzahlend Arll Radio Versand, Düsseldorf, Friedrichstraße 61a; Berlin-Neukölln, Karl-Marx-Straße 27; Berlin-Charlottenburg, Kaiser-Friedrich-Straße 18

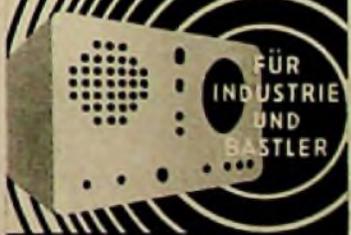
Röhrenempfangen, Meßinstrumente, Kassan-ankauf. Ahertradio, Bln SW 11, Europahaus

Labor-Meßinstrumente- u. Geräte, Charlottenbg. Motoren, Berlin W 35, 24 80 75

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht. Krüger, München 2, Enhuberstr. 4



METALLGEHÄUSE



PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA · CLAUSSTR. 4-6

Könnel, Halle, 12

HOCHFREQUENZ · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK
MESSEN · STEuern
REGELN

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

I. HEFT IM JANUAR 1955

ARBEITSGEBIETE

Elektronische Bauelemente, Neuentwicklungen auf dem Gebiet der Röhren und Halbleiter (Transistoren)
 Analysen von Grundsaltungen zum Aufbau elektronischer Anlagen und Geräte
 Elektronische Steuerung und Regelung
 Elektronische und elektrische Meßtechnik
 Messungen nichtelektrischer Größen
 Elektronische Rechenmaschinen
 Betriebsverhalten elektronischer Anlagen
 Erfahrungen in der Praxis
 Hochfrequenz: Antennen, Gerätetechnik, kommerzielle Funktechnik, Rundfunktechnik, Navigation, Radartechnik
 Fernsehen: Verfahren, Sender, Empfänger, Übertragungstechnik, Studioteknik
 Elektroakustik: Raum- und Bauakustik, Mikrofone, Verstärker, Lautsprecher, Schallspeicherung, Stereophonie

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

die Fachzeitschrift für
 Hersteller und Benutzer von Hochfrequenz-, Fernseh-, Ela-, Fernmelde- und elektronischen Anlagen und Geräten
 Ingenieure und Techniker der Forschungs-, Entwicklungs- und Fertigungsstätten dieser Industriezweige
 Betriebsleiter und Betriebsingenieure der Maschinen- und Werkzeugmaschinen-Industrie, papier-, follen- und stoffverarbeitenden Industrien, der Kautschuk-, Gummi- und Kunststoff-Industrie
 Technische Betriebe der Kommunalverwaltungen
 Ingenieurbüros
 Radio- und Elektro-Werkstätten
 Dozenten und Studierende der Hoch- und Fachschulen

Format DIN A 4 — monatlich 1 Heft — Preis 3,— DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag — Probeheft auf Wunsch

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde 106