

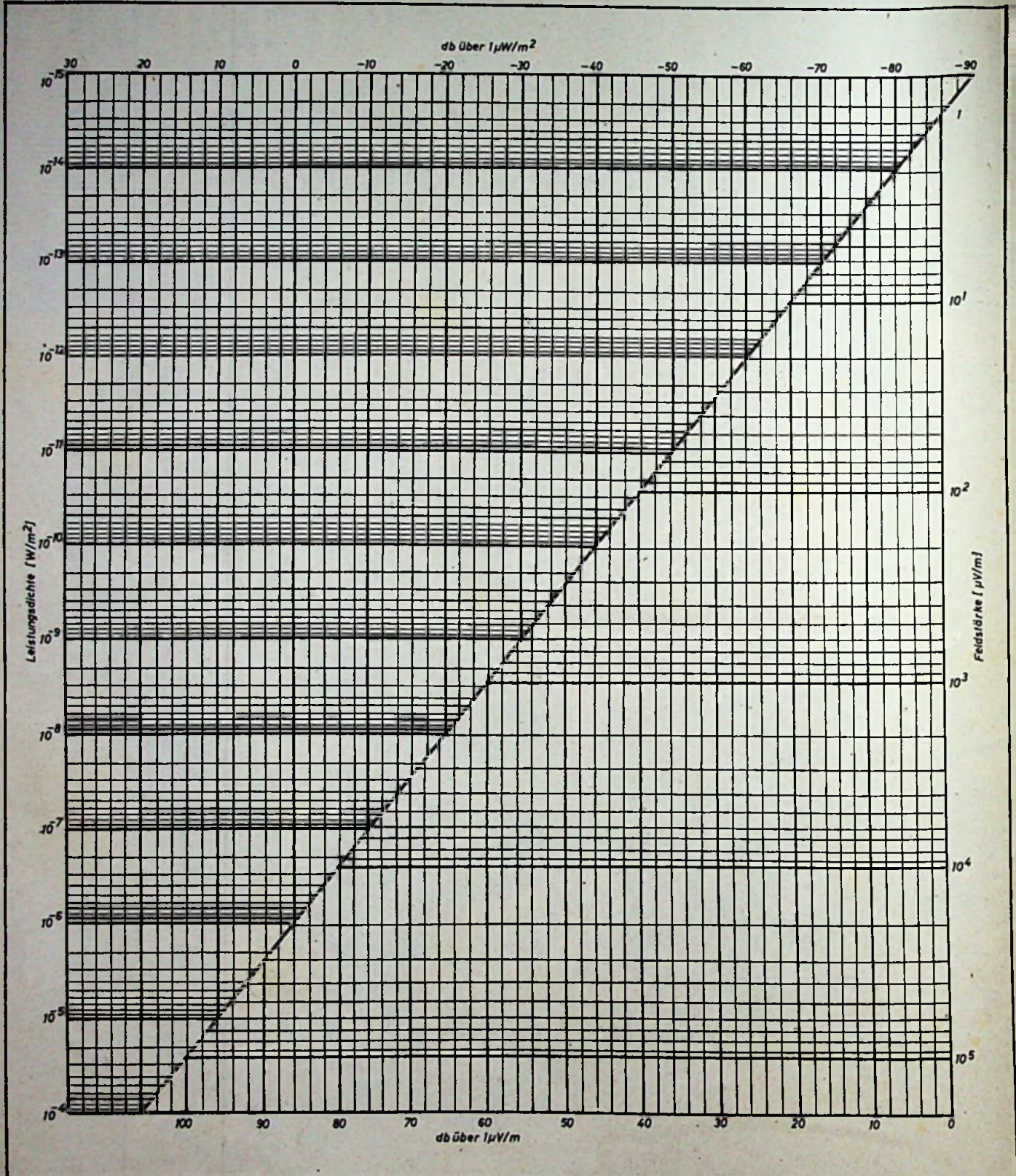
FUNK- TECHNIK

Fernsehen Elektronik



3
1953

Umrechnung Feldstärke – Leistungsdichte



Bei der Ermittlung von Ausbreitungskurven ist es oft zweckmäßiger, den Berechnungsgang mit der Leistungsdichte durchzuführen, anstatt mit der Feldstärke zu rechnen, die in den meisten Ausbreitungskurven angegeben ist. Dem Diagramm liegt die Beziehung

$$N = \frac{E^2}{Z_0}$$

zugrunde, in der E die Feldstärke, N die

Leistungsdichte und Z_0 der Wellenwiderstand des leeren Raumes ist. Die gewünschten Werte lassen sich aus dem Diagramm direkt ablesen. Um einen Wert der oberen Skala in der Größenordnung der unteren Skala aufzufinden, braucht man beide Skalen nur durch eine vertikale Gerade miteinander zu verbinden. Das gleiche gilt für die rechte (Feldstärke) und linke Skala (Leistungsdichte).

Mit Hilfe der Diagonallinie läßt sich ferner eine Umrechnung von Leistungsdichte oder Feldstärke in die entsprechenden Dezibelwerte vornehmen. Beispielsweise entspricht die Feldstärke von $2000 \mu\text{V/m}$ einer Leistungsdichte von etwas mehr als 10^{-8} W/m^2 ; dies sind 66 db über $1 \mu\text{V/m}$ bzw. rd. 20 db unter $1 \mu\text{W/m}^2$.

(Schrifttum: Electronics, Aug. 1951.)



FUNK- TECHNIK

AUS DEM INHALT

Umrechnung Feldstärke — Leistungsdichte	66	25-Watt-Mischpultverstärker mit weitreichender Klanggeheimöglichkeit	83
Wellensorgen von Lang bis Ultrakurz ..	67	SCHALTUNGSWINKE	
So schaltet die Industrie; Nachlese	68	Stufenlos regelbarer Gleichrichter	85
Fernsehempfänger 1953	71	Klangregelschaltung	85
Kurznachrichten	73	Das Bolometer als Meßgerät für Amateurzwecke	86
Ionosphärenforschung; Einführende Übersicht	74	Die Behandlung von Noval- und Miniaturröhren	87
DC 90, eine neue Röhre für Batterieempfänger mit UKW-Bereich	76	Lichtelektrische Konstanthalter für Meßzwecke	88
Vielseitig verwendbares LC-Meßgerät hoher Anzeigegenauigkeit	78	FT-AUFGABEN	
Mikroskop-Zellbasis-Gerät zur Oszillografie netzfrequenter Vorgänge und netzgekoppelter Fernsehimpulse	79	Wie wird ein Lautsprecher richtig angepaßt?	90
Fernseh-Service-Lehrgang ①	81	ZEITSCHRIFTEN UND BÜCHER	91
		FT-BRIEFKASTEN	93
		FT-KARTEI 1953	94

Zu unserem Titelbild: Moderne 50-cm-Bildröhre der Loewe-Opta AG; links im Foto das auseinandergenommene Ablenkjoch

CHEFREDAKTEUR CURT RINT

Wellensorgen von Lang bis Ultrakurz

Es gibt gewisse Leiden, die man kaum noch empfindet, wenn sie erst einmal chronisch geworden sind. So geht es etwa auch mit den katastrophalen Zuständen auf Mittelwellen. Man ist versucht zu sagen: „Wir haben uns daran gewöhnt...“ — und nur noch bei besonderen Anlässen wird ein resignierter Protest laut.

Jeder Rundfunkhörer erfährt es täglich aufs neue, daß von den in Kopenhagen zugewiesenen 136 Kanälen auf Lang- und Mittelwellen kaum noch 50 einigermaßen frei sind. Leider interessieren im allgemeinen nicht die freien, sondern die verheulten und verpöferten Kanäle, unter deren Stördecke häufig genug die gewünschten deutschen Sender liegen. Vor einem halben Jahre glaubten die Techniker, mit der eingebauten Ferritantenne zwar nicht ein Allheilmittel, aber doch eine brauchbare und hilfreiche Waffe gegen das Wellenchaos gefunden zu haben. Inzwischen wurde die Beurteilung nüchterner, und man erkannte die Grenzen dieser Anordnung. Sie liegen zu einem Teil in der Technik begründet, zum anderen in gewissen psychologischen Hemmungen der Rundfunkhörer... weniger vornehm ausgedrückt: Selten ist einmal einer darunter, der diese Antenne richtig zu bedienen versteht.

Wie könnte die Lage auf Mittelwellen auch besser sein? Vor uns liegt eine Frequenzliste, aufgestellt nach den Messungen der Internationalen Überwachungsstelle der U. E. R. in Brüssel, der Meß- und Empfangsstation Tatsfield der BBC und der Senderüberwachung Norderney und Wittsmoor des NWDR. Auf vierzig Seiten sind nicht weniger als 704 Rundfunksender verzeichnet, die von allen drei oder wenigstens von einer der genannten Stellen zwischen 150 und 1602 kHz aufgenommen und gemessen wurden, und die zum europäischen Sendebereich gehören. 655 davon liegen in den 121 unglücklichen Kanälen zwischen 529 und 1602 kHz. Das ergibt eine durchschnittliche Belegung von 5,5 (!) Sender je Kanal. Verstärkt wird der Wirrwarr durch spanische Stationen, von denen keine ihre Frequenz besser als $\pm 2 \dots 3$ kHz einhält.

In welchem Umfange UKW als Ausgleich erhalten muß, und zwar auch als Fernempfangersatz, ist mancher „zuständige Stelle“ offenbar noch nicht ganz bekannt. Es ist hier nicht nötig, über den Unterschied zwischen der Theorie der geradlinigen Ausbreitung der Ultrakurzwellen und den Überreichweiten in der Praxis zu sprechen; er ist inzwischen bekannt genug geworden. Aber es ist schon bemerkenswert, wenn z. B. die Hörer des in Norddeutschland sehr beliebten Senders Radio Bremen (die nach Einbruch der Dunkelheit den albanischen Wellenbesitzer Tirana besser als Bremen hören können, obwohl sie vielleicht nur 30 km vom Bremer Sender entfernt wohnen) grundsätzlich abends auf UKW schalten und Bremen auf 91,3 MHz einstellen. Das funktioniert bei nur 3 kW Senderleistung häufig genug bis 100 km gut. Warum auch nicht? Neueste Empfänger für 300 DM haben heutzutage eine UKW-Empfindlichkeit von 2,5 μ V, wobei der Rauschabstand bei 26 db liegt (gemessen bei einem Hub von 12,5 kHz). Auf Mittelwellen kommt das gleiche Gerät auf 15... 20 μ V und kann sie nicht einmal ausnutzen. Die Sendeleitungen dieser derart betroffenen Stationen müssen, wenn sie die Lage überdenken, zu dem

Schluß kommen: In Kopenhagen gab man uns keine Mittelwelle, in Stockholm jedoch erhielten wir gleich drei Ultrakurzwellen, die — um beim Beispiel Bremen zu bleiben, das in ähnlicher Form auch für süddeutsche Rundfunkanstalten gilt — mit je 25 kW belastbar sind. Die Pläne des Bayerischen Rundfunks, ein zweites UKW-Netz mit 25 Sendern zu errichten, das weitgehend die Mittelwelle übertragen soll, zielen in die gleiche Richtung.

Schon erhebt sich die Frage nach der Tragfähigkeit des UKW-Bandes zwischen 87,5 und 100 MHz, wobei die so stark angewachsene Empfindlichkeit der Empfänger zu berücksichtigen ist. Stockholm erlaubt z. B., einige hundert UKW-Sender mit maximalen Leistungen bis zu 100 kW effektiver Strahlung in Deutschland aufzustellen, ausreichend zum Dreiprogrammbetrieb. Aber damit ist es nicht getan. An der eines Tages vorzunehmenden Erteilung von Lizenzen für private UKW-Sender, im Sprachgebrauch „Kleine Lizenzen“ genannt, kann wohl nicht mehr gezweifelt werden. Schon liegen über einhundert Anträge bei zuständigen und nichtzuständigen Stellen vor. Sicherlich handelt es sich stets nur um kleine Sender (etwa 100 Watt, ausreichend zur Bedeckung einer Großstadt), so daß ihr Einfügen in den Stockholmer Plan möglich sein wird. Wir haben einmal die Lage für Hamburg untersucht und fanden ohne Schwierigkeiten noch Raum für vier Sender kleinerer Leistung. Darüber hinaus dürften bei einigem guten Willen nochmals sechs Sender unterzubringen sein, so daß neben den offiziellen Rundfunksendern noch 10 „Kleine Lizenzen“ arbeiten könnten (wobei wir die Anlagen der Rundfunkanstalten als bestehend ansahen, obwohl — verglichen mit Stockholm — erst $\frac{1}{3}$ in Betrieb sind).

In den beiden Fernsehbandern 41... 68 und 174... 216 MHz (evtl. 174... 223 MHz) werden sich in einigen Jahren, wenn der Ausbau fortgeschritten ist, die Fernsehsender nicht minder drängen. Auch im höherfrequenten Band sind die Reichweiten größer als angenommen wird. Einen Vorgeschmack boten die ersten Januartage. Wir hatten die Wahl, das NWDR-Fernsehprogramm über den Fernsehsender Hamburg (Entfernung 185 km) oder nach Drehen der relativ einfachen Antenne den Sender von Langenberg (210 km) zu empfangen. Nun, zugegeben, die Bilder waren flau, der „Schnee stöberte“ auf der Bildfläche, aber der Ton war oft groß, voll und rauschfrei. Wenn wir an die kümmerlichen UKW-Versuche in den ersten Monaten des Jahres 1949 denken, dann dünkt uns, daß wir auch hinsichtlich Fernsehreichweiten Überraschungen erleben werden. Die Schweden und Dänen, die Holländer und Belgier staunten nicht wenig, als Hamburg und Langenberg auf den Bildschirmen ihrer Empfänger erschienen.

Andererseits tritt das Fernsehen, technisch gesehen, in mancher Hinsicht bereits perfekt in unser Dasein. Man begann sofort mit der für die nächsten Jahre erlaubten Höchstenergie zu senden, und die meisten Empfänger haben eine beachtliche Empfindlichkeit, soweit es die vertrackte Bandbreite und der notwendige höhere Störabstand zulassen. Somit wird eine ähnlich stürmische Entwicklung wie bei UKW nicht zu erwarten sein. kt

NACHLESE Automatische Scharfabstimmung auf UKW • Hohe UKW-Leistung • Ein neues Differentialbandfilter • Leistung und Grenzen der Ferritantenne

Wir besprechen in den bisher veröffentlichten Fortsetzungen¹⁾ dieser Reihe, vom Eingang beginnend, Schaltungsmerkmale der Empfänger des Baujahres 1952/53, die neu, interessant und wichtig für die Zukunft richtungweisend sind. Der Entwicklung entsprechend standen UKW-Eingang mit ZF sowie die Niederfrequenz mit Lautsprechern im Vordergrund. Auf weiter verbesserte Lautsprecher wurde noch in Bd. 8 [1953], H. 1, S. 6 hingewiesen. Diese Teile des modernen kombinierten Empfängers sind in dieser Saison erneut vervollkommen worden, während die AM-Selektion der Geräte mehr oder minder auf ihrem hohen und durchweg befriedigenden Stand verharrte. Ausnahmen bilden nur die ZF-Filter; hier konnten weitere Fortschritte erzielt werden.

Unser abschließender Beitrag soll in bunter Folge noch einige „Rosinen“ aus den Schaltungen picken, die in den letzten Monaten besonders auffielen.

werden, damit das Weglaufen unmerklich bleibt. Wir hörten vom negativen Temperaturbeiwert und der extrem losen Rückkopplung im Oszillator, so daß der Einfluß der thermischen Eingangskapazität auf die Abstimmung klein bleibt.

Blaupunkt ist im „Notturmo“ noch einen Schritt weiter gegangen und hat die z. B. von kommerziellen Kurzwellenempfängern her bekannte „automatische Nachlaufsteuerung“ übernommen. Ältere Leser werden sich außerdem erinnern, daß es kurz vor dem Kriege einige deutsche Spitzenuper gab, die mit einer automatischen Scharfabstimmung für Lang- und Mittelwellen ausgerüstet waren; u. a. sollte damit die Ungenauigkeit der Drucktastenabstimmung (bzw. der motorisch betriebenen Abstimmung) beseitigt werden, die damals aufkam. Der Aufwand war allerdings recht hoch, denn man mußte zusätzlich einen Diskriminator mit Reaktanzröhre („Schubröhre“) einbauen. Es war nicht

der Permanentmagnet *P* und das Ferritstäbchen *F*, das die eigentliche Nachstimmspule *L*₄ trägt, die, wie ersichtlich, parallel zu *L*₂ geschaltet ist. Die Änderung der Induktivität von *L*₄ erfolgt durch Veränderung der Permeabilität des Ferritstäbchens, die wiederum vom resultierenden Fluß des Permanent- und Elektromagneten abhängt. Nachstimm-anordnung und Ratiodektor bilden eine Brücke; sie ist im Gleichgewicht, wenn der Empfänger genau auf die Mittelfrequenz eines UKW-Senders eingestellt ist. Ist dies nicht der Fall, so stellt sich je nach Verstimmungsrichtung ein positiver oder negativer Strom in der Spule *L*₂ ein, der durch Induktivitätsänderung von *L*₄ die Kreisspule *L*₁ im Oszillator entsprechend korrigiert.

Die Regelung wirkt über den Bereich von 250 kHz. Sie wurde so groß gewählt, weil diese Anordnung vor allem auch eine falsche Abstimmung korrigieren soll, die vom Benutzer des Empfängers herührt. Die maximale Frequenzablage durch thermische Einflüsse erreicht selten mehr als 20...50 kHz. Der Verlauf des Nachstimmstromes ist in Abb. 2 dargestellt.

Die Nachsteuereinrichtung kann mit dem Schalter *U* außer Betrieb gesetzt werden. Das ist dann notwendig, wenn ein schwacher UKW-Sender empfangen werden soll, der einer sehr starken UKW-Station, etwa dem Ortssender, frequenzbenachbart ist. Blicke jetzt die Regelanordnung wirksam, so könnte die Abstimmung trotz richtiger Einstellung zum starken Sender überspringen.

Schaltbild Abb. 1 gibt außerdem über die Anordnung der Vierfach-Permeabilitätsabstimmung Auskunft, deren mechanische Ausführung in Abb. 3 zu erkennen ist. Vor- und Anodenkreis der UKW-Vorstufe, Oszillatorkreis der selbstschwingenden Mischtriode *EC 92* und die als Kurzwellenlupe arbeitende Parallelinduktivität *L*₈ zur Kurzwellenkreisspule *L*₉ im AM-Oszillator werden gemeinsam durch verschiebbare Spezialkerne abgestimmt. Hierdurch ergibt sich die bekannte Zusammenfassung von UKW-Abstimmung mit der KW-Lupe, so daß die AM-Abstimmung getrennt bleibt. Das hat den schätzenswerten Vorteil, daß der „Normalhörer“ die UKW-Skala auf dem örtlichen UKW-Sender, die AM-Skala jedoch auf dem Bezirksender stehen lassen kann. Durch Drucktasten-Wellenschaltung hat er dann beide Stationen „auf Tasten“ liegen. Der „Notturmo“ verzichtet auf eine besondere NF-Vorstufe; dafür wird in schon bekannter (und bewährter) Form die UKW-HF-Stufe *EF 80* doppelt ausgenutzt. Man speist die Niederfrequenz in das Gitter der *EF 80* über 100 kOhm ein und nimmt sie verstärkt hinter dem Anodenkreis wieder ab. Von hier aus läuft sie zum Gitter der Endröhre *EL 11*, deren Endstufenschaltung mit allen Klangkorrekturen in der FUNK-TECHNIK Bd. 7 [1952], H. 24, S. 665, Abb. 13, besprochen wurde.

Beispiele hoher UKW-Leistung

Über die UKW-Spitzenempfindlichkeit ist häufig genug geschrieben worden. Heute stehen dem Rundfunkteilnehmer Empfänger zur Verfügung, deren Eingangsempfindlichkeit auf UKW ebenso gut, z. T. noch besser als die von kommerziellen UKW-Spezialanlagen (z. B. Flugsicherungsfunk-sprechgeräte im 110-MHz-Bereich) ist. Natürlich konnte diese Leistung nur nach Bereitstellung der entsprechenden Spezialröhren erreicht werden. Am meisten werden die Typen *EF 42* und *EF 80* im Eingang und z. T. in der Zwischenfrequenz benutzt. Bei 100 MHz haben sie folgende wichtige Daten:

	Eingangswiderstand <i>R</i> ₀	Äquivalenter Rausch-widerstand <i>R</i> _{äq}
<i>EF 42</i>	1100	750 Ohm
<i>EF 80</i>	3000	1100 Ohm

Für die Empfindlichkeit der Eingangsstufe und damit des Gerätes selbst ist *R*/*R*_{äq} maßgebend,²⁾ so daß sich für die *EF 42* bei 100 MHz eine Maßzahl von 1,47 und für die *EF 80* von 2,7 errechnet. Sorgfältige Behandlung der Eingangs- und Anodenkreise in der Vorstufe, richtige Dimensionierung der selbstschwingenden Mischtriode und der ZF-

²⁾ s. auch FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 1, S. 20.

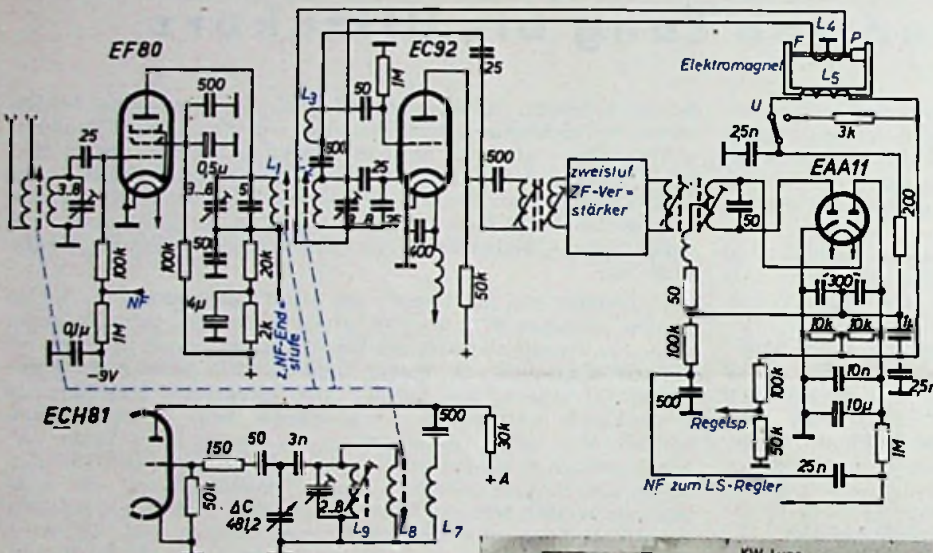


Abb. 1. UKW-Eingang mit Ratiodektor und Nachstimm-anordnung im Blaupunkt-„Notturmo“. Links unten im Schaltbild Kurzwellen-Oszillator. Die UKW-ZF ist nur angedeutet

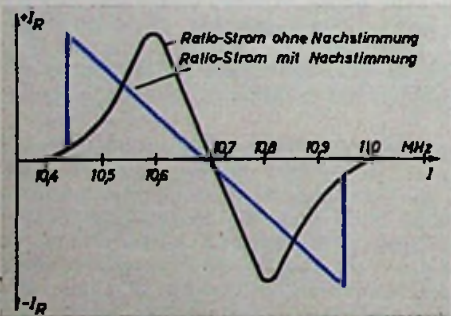


Abb. 2. Verlauf des Nachstimmstromes

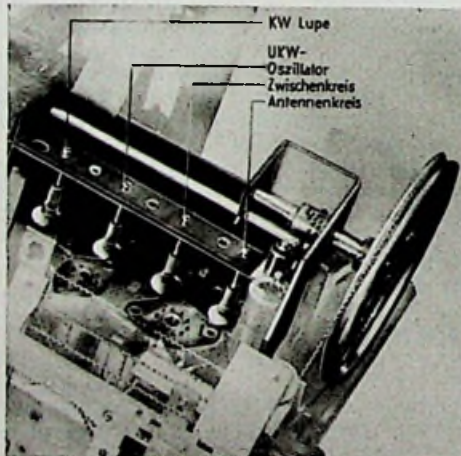


Abb. 3. Vierfach-Permeabilitätsabstimmung

Automatische Scharfabstimmung auf UKW

Abb. 1 gibt einen wesentlichen Teil des Blaupunkt-Spitzen supers „Notturmo“ wieder und erläutert vor allem drei interessante Einzelheiten des Aufbaues: Nachlaufsteuerung des UKW-Oszillators, Vierfach-Permeabilitätsabstimmung für UKW und KW-Lupe und die Doppelausnutzung der UKW-Vorstufe.

Der erste Beitrag dieser Reihe befaßte sich mit dem Problem des „Weglaufens“ der Oszillatorfrequenz im UKW-Teil, hervorgerufen durch Erwärmung der Bauelemente im Oszillatorkreis. Es wurde erläutert, welche Mittel dagegen eingesetzt

einfach, den hohen Hub von ± 9 kHz gleichmäßig über den ganzen Frequenzbereich zu erzeugen. 9 kHz sind an der oberen Grenze der Langwellen (150 kHz) 6%, bei 1500 kHz jedoch nur noch 0,6%. Auf UKW ist es einfacher; nimmt man einen Regelhub von 250 kHz an, so sind das bei 100 MHz, 0,25% und bei 87,5 MHz rd. 0,36%. Außerdem ist der Diskriminator in Form des Ratiodektors sowieso vorhanden, und die Schubröhre kann durch eine billige Induktivität ersetzt werden. In Abb. 1 ist der UKW-Oszillator *EC 92* als Mittelfrequenzoszillator ausgebildet, wobei die Induktivität der Spule *L*₂ geändert wird. Der normal geschaltete Ratiodektor mit *EAA 11* liefert den Steuerstrom, der einem kleinen Elektromagneten zugeführt wird. In seinem magnetischen Kreis liegen

1) FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 20, S. 544; H. 22, S. 602; H. 23, S. 632; H. 24, S. 662.

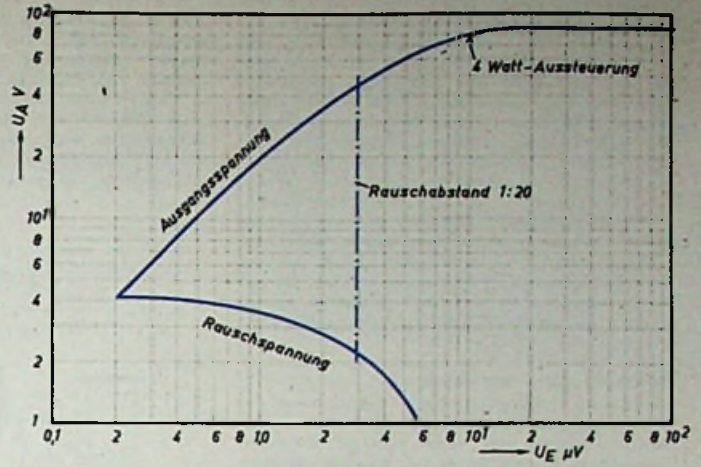
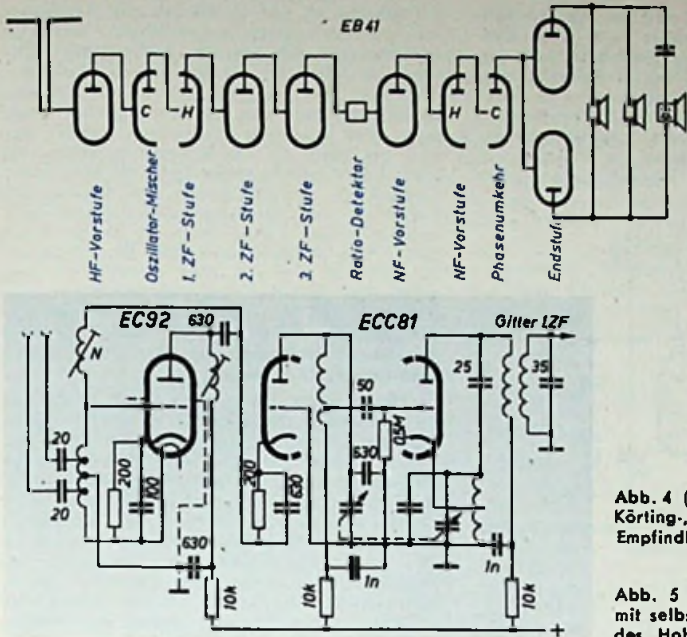


Abb. 4 (oben). Blockschaltbild des Korting-Royal-Selector 53 W^W und Empfindlichkeitskurve des Gerätes

Abb. 5 (links). Cascode-Eingang mit selbstschwingender Mischtriode des Hobaton - UKW - Einbausupers

Stufen sind die Erklärungen für diese hohen Empfindlichkeitswerte von $3 \mu V$ und besser bei vernünftigen Rauschabständen. Als Beispiel für einen modernen, hochgezüchteten UKW-Spitzenempfänger sei das Blockschaltbild und die Empfindlichkeitskurve des Körtlings „Royal-Selector 53 W“ (Abb. 4) veröffentlicht. Bereits bei rd. $3 \mu V$ Eingangsspannung wird ein Rauschabstand von 1:20 erreicht, und vier Watt Ausgangsleistung verlangen nur $10 \mu V$. Die Messung erfolgte bei 89 MHz mit 12,5 kHz Hub und 1000 Hz Modulation, also entsprechend den Werten, die von der Rundfunkindustrie im April vergangenen Jahres empfohlen worden sind (vgl. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 7, S. 171). Leider werden diese Werte noch immer nicht einheitlich von allen Firmen angewendet, so daß es nicht immer möglich ist, die Firmenangaben miteinander zu vergleichen.

Für seinen neuen UKW-Einbausuper, der nachträglich in AM-Empfänger eingefügt werden soll, hat Hobaton die Original-Cascode-Schaltung angewendet. Sie besteht aus zwei Trioden, deren Gesamtverstärkung einer Pentode, deren Rauschen jedoch nur einer Triode entspricht. Abb. 5 zeigt die Schaltung; man verwendet eine EC 92 als erste Triode und das erste System der ECC 81 als zweite Triode. Das zweite System der ECC 81 ist der Mischoszillator, gefolgt von einem zweistufigen ZF-Verstärker und dem Ratiodetektor. Das Werk nennt einen Rauschabstand von $9 kT_0$.

Trennschärfe 1 : 20 000

Im Rahmen dieser Beitragsreihe schrieben wir bereits über die neuen Ferrit-Bandfilter von Saba (vgl. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 22, S. 603); sie sind inzwischen weiterentwickelt und im „Freiburg W II“ zu einer neuartigen Dreikreis-, Vierkreis-Zweikreis-ZF-Filteranordnung zusammengefaßt worden, über die nachfolgend an Hand von Mitteilungen des Saba-Labors berichtet werden soll.

Abb. 8 gibt den AM-Zwischenfrequenzteil im genannten Gerät wieder, wobei einige Vereinfachungen vorgenommen worden sind. Diese Vereinfachungen betreffen die zusätzliche Ausnutzung der 2. ZF-Röhre EAF 42 als Tonabnehmer-Verstärker, die Gewinnung der Regelspannung und den gesamten FM-ZF-Teil. Zwischen der Mischröhre ECH 81 und der ersten ZF-Röhre EF 41 liegt ein neuartiges „Differentialfilter“; es hat die Aufgabe, durch geschickte Zusammensetzung der an einem Mehrfachbandfilter stehenden Spannungen die rein multiplikative Trennschärfe durch Kompensation noch wesentlich zu erhöhen. Dabei werden zwei Kompensationspunkte rechts und links von f_0 erhalten, zwischen denen die Kurve mit außergewöhnlicher Flankensteilheit und relativ breiter Kuppe verläuft. Die Wiedergabequalität ist damit trotz extrem hoher Trennschärfe nur wenig beeinträchtigt. Abb. 6 zeigt den Kurvenverlauf. Die Wirkungsweise kann etwa wie folgt an der Schaltung in Abb. 8 erläutert werden:

An der Impedanz eines Einzelkreises B, dem eine bestimmte, einstellbare Dämpfung durch einen Festwiderstand und dem Regelwiderstand R zugeordnet ist, wird eine Spannung entnommen und einer zweiten entgegengesetzt, die ihrerseits an der Primärimpedanz eines überkoppelten Bandfilters A abgenommen wird. Unter Beachtung des sehr verschiedenen Verlaufes der Spannungen an den beiden Impedanzen ist es notwendig, die Güte der beteiligten Kreise so aufeinander abzustimmen, daß Betrag und Phase der an ihnen stehenden Spannungen jeweils der gleichen Frequenzen übereinstimmen. Die Einstellung der Kompensation erfolgt durch einmaligen Abgleich mit R, d. h. der Durchlaufpunkt der Kurve wird dem Nullpunkt weitgehend angenähert. Ist dies geschehen, so wird die Lage des Kompensationspunktes in Abhängigkeit von der Frequenz Δf nur durch Änderung der Kopplung k und damit von Betrag und auch Phase der Spannung an der Primärimpedanz des „Bandfilterteils“ bestimmt.

Nun liegt es in der Natur einer Kompensations-schaltung, daß die Übertragungsimpedanz im größeren Abstand von f_0 wieder ansteigt. Im „Freiburg W II“ ist dieser Punkt entsprechend der Senderverteilung auf ± 9 kHz gelegt (vgl. Abb. 6). Über 9 kHz hinaus hebt sich die Impedanzkurve wieder an. Dieser Effekt wird jedoch von der Selektion der übrigen Kreise im Gerät abgefangen. Insgesamt ergibt sich eine weit höhere Flankensteilheit der 9-kHz-Kurve als bei einer normalen Filteranordnung mit der gleichen Kreiszahl in der ZF. Darüber sagt die Kurve in Abb. 7 das Wesentliche aus. Hier erkennt man die Überlegenheit der Kurve b (Freiburg W II) gegenüber der üblichen Filterfolge 3-Kreis, 4-Kreis, 2-Kreis.

Es ergibt sich tatsächlich eine Trennschärfe von 1 : 20 000, ein bisher u. W. noch nicht erreichter Wert. Nach Ansicht der Entwicklungsingenieure in Villingen dürfte damit eine gewisse Grenze erreicht sein, obwohl an sich einer weiteren Erhöhung der Trennschärfe nichts im Wege steht. Man erreicht jedoch schon jetzt eine praktisch vollkommene Unterdrückung der Nachbarträger.

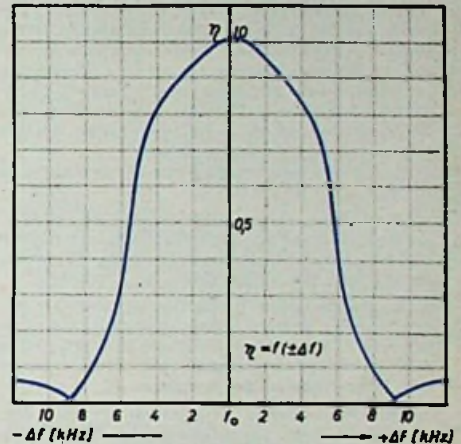


Abb. 6. Kurve des Saba-3-Kreis-Differentialfilters $q = f(\pm \Delta f)$

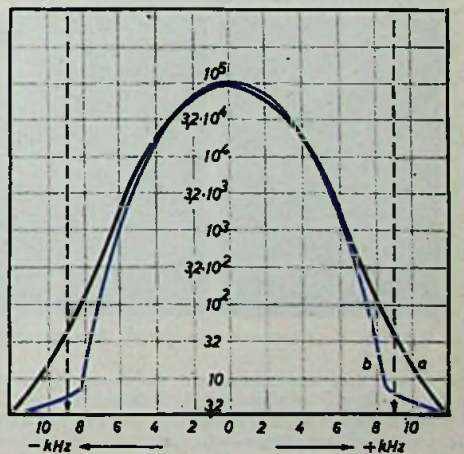


Abb. 7. Durchlaßkurve zweier ZF-Verstärker. a) „Normalbandfilter“; aufeinander folgend: 3-Kreis/4-Kreis/2-Kreis. b) 4-Kreis/2-Kreis-Normalbandfilter multiplikativ mit 3-Kreis-Differentialfilter (b = „Freiburg W II“)

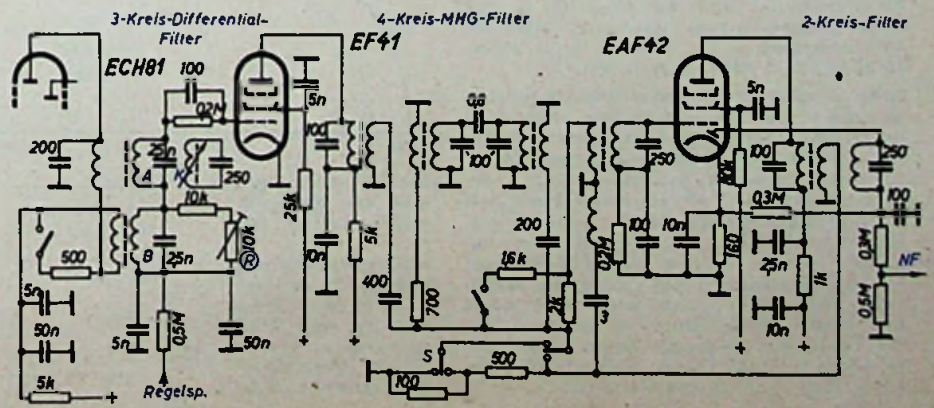


Abb. 8. AM-ZF-Teil des Saba „Freiburg W II“

aber dessenungeachtet treten noch immer die bekannten Kombinationsfrequenzen beispielsweise eines starken, dem gewünschten schwachen Sender frequenzbenachbarten Ortssenders auf, die je nach Höhe der Modulationsfrequenz als stoßartige Impulse u. U. sogar bis zum Träger des gewünschten Senders reichen. Dagegen kann nur noch eine sehr schmale Durchlaßkurve helfen, die unvermeidlich eine Wiedergabeverschlechterung bringt. Diese Erscheinung ist zum Glück nur dort störend, wo zwei benachbarte Sender getrennt werden sollen, deren Feldstärkeunterschiede am Empfangsort sehr hoch sind (Beispiel: Ortssender und sehr schwacher Fernsender), in den übrigen Fällen bringt jedoch das neue Dreikreisfilter zusammen mit der MHG-Schaltung eine wesentliche Verbesserung.

Anschaltung der Ferritantenne

Die höchste Trennschärfe nützt nichts, wenn der zu empfangende Kanal durch Mitbenutzer verheult, verpiffen oder durch sonstige Störungen unbrauchbar ist. Als daher vor wenigen Monaten die ersten Ferrit-Einbautennen für Heimempfänger herauskamen, war die Begeisterung in Fachkreisen groß. Man hoffte, endlich ein Mittel gegen die unerträglichen Empfangsverhältnisse auf den Mittelwellen gefunden zu haben. Inzwischen hat eine etwas nüchterne Beurteilung Platz gegriffen; man lernte, Vorzüge und Schwächen der Ferritantennen kennen und weiß heute, wo die Grenzen ihrer Fähigkeiten liegen. Einige Monate Beschäftigung mit der Ferritantenne zeigten:

- Eine Ferritantenne ohne zusätzliche HF-Verstärkerstufe bringt wenig; die Aufnahmefähigkeit der Spulen auf dem Ferritstab ist nicht viel größer als die von 50 ... 80 cm Draht.
- Liegen in einem Frequenzkanal mehr als nur zwei Sender, so ist die Ferritantenne bis auf Ausnahmefälle nur bedingt brauchbar. Sie bringt dann zwar noch Verbesserungen, aber keine vollständige Unterdrückung der Störungen.
- Eine Ferritantenne ist grundsätzlich eine Zimmerantenne, d. h., sie unterliegt den störenden Einflüssen der Umgebung (Dämpfung, evtl. Störanstreuungen, die man mit einer statischen Abschirmung bekämpft, und vor allem Feldverzerrungen).

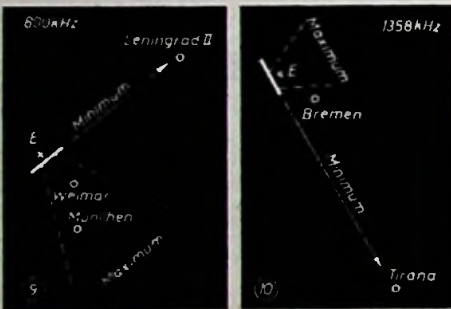


Abb. 9 u. 10. Empfangsbeispiele mit Ferritantenne

Zu a): Diese Erkenntnis wird die Anwendung der Ferritantenne in Zukunft auf größere Empfänger beschränken, denn hier ist der zusätzliche Aufwand mit einer Röhre eher tragbar — oder man wird sie als Zusatzgerät mit HF-Stufe und evtl. eigenem Netzteil verkaufen (Grundig). Vielleicht wird man aber auch eines Tages eine geschickte Schaltung zur Verwendung der UKW-HF-Vorröhre als HF-Vorröhre bei AM-Empfang mit Ferritantenne herausbringen, so daß keine zusätzliche Röhre erforderlich wird. Auf jedem Fall ist eine hohe Zusatzverstärkung unerlässlich (vgl. die Schlußbemerkung in der Bauanleitung in FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 24, S. 875).

Zu b): Wenn die Ferritantenne richtig konstruiert ist und vor allem eine gute statische Abschirmung hat, so kann der unerwünschte Sender bis nahe Null gedämpft werden. Aber das gelingt natürlich nur bei einem Sender, auf den der Stab — bei unverzerrtem Feld — wie ein Finger weist. Zwei oder drei Störsender auszublenden, ist nicht möglich. Leider sind zahlreiche Mittelwellenkanäle mit mehreren Sendern belegt, so daß die Ferritantenne nur eine Milderung bringt, indem der Hauptstörer unterdrückt werden kann. Eine zweite Schwierigkeit besteht darin, daß beim Abspülen des Störers der gewünschte Sender nicht immer in das an sich sehr breite Maximum fällt. Das sei an Hand zweier Beispiele erläutert:

Abb. 9: Die Frequenz 800 kHz ist ein fast hoffnungsloser Fall. Wir können z. B. vom Empfangsort Emden (E) zwar Leningrad gut ausblenden und München in das Maximum bringen — aber Weimar (Erfurt) sitzt genauso im Maximum. Ergebnis: Das von Leningrad erzeugte Interferenzfeld wird unterdrückt, dagegen klingen die Modulationen von Weimar und München weiter unerschön und äußerst störend durcheinander.

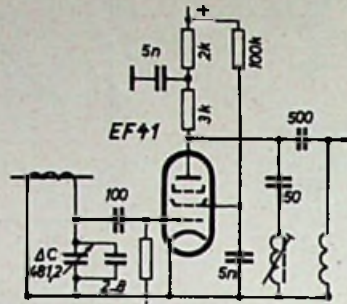


Abb. 11. Anschaltung der Ferritantenne im Blaupunkt „Noiturno“

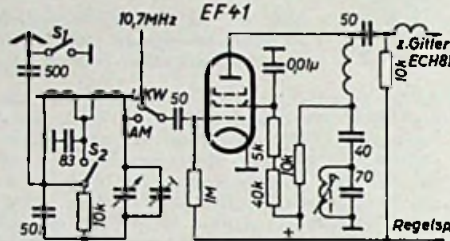


Abb. 12. Anschaltung der Ferritantenne im „Graetz 162“

Abb. 10: In Norddeutschland ist Radio Bremen (1358 kHz) ein beliebter Sender, aber er ist mit Einbruch der Dunkelheit nur noch in unmittelbarer Umgebung der Stadt hörbar, seitdem der Wellenbesitzer Tirana (Albanien) seine Energie auf 50 kW erhöht hat. Abends wird der Träger von Bremen synchron zum Träger von Tirana gesteuert, wobei die Wellenmeßstelle Wittsmoor des NWDR die nötigen Anweisungen gibt, so daß kein Überlagerungsphänomen entsteht. Trotzdem sprechen beide Sender ständig durcheinander. Wird Tirana durch Drehen der Ferritantenne ausgeblendet, so fällt Bremen aus dem Maximum heraus und wird ebenfalls gedämpft.

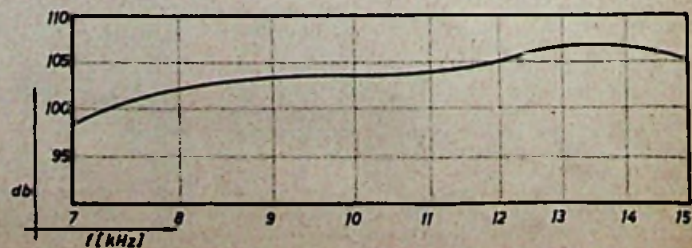
Zu c): Innerhalb großer Wohngebäude sind die elektromagnetischen Felder der Rundfunksender stets stark verzerrt als Folge der vielen Metallteile im Haus. Daher ergibt sich manchmal kein einwandfreies Minimum; man müßte den Stab in allen drei Ebenen des Raumes frei bewegen können. Das ist jedoch konstruktiv nur schwer zu erreichen.

Zusammenfassend darf gesagt werden, daß die Ferritantenne in ihrer heutigen Ausführung kein Allheilmittel ist, aber ein gutes Hilfsmittel darstellt, das sicher in vielen Fällen eine beachtliche Empfangsverbesserung bringt . . . wenn die Antenne richtig und mit vollem technischen Verständnis bedient wird.



Abb. 13. Richtcharakteristik des Kötting-Formant-Systems (s. Text)

Abb. 14. Frequenzgang, gemessen in der Null-Achse in 70 cm Entfernung bei einer Beaufschlagung mit konstant 120 V (Polarisationsgleichspannung 250 V =)



In den Abb. 11 und 12 bringen wir Ausschnitte aus den Eingangsschaltungen zweier Empfänger mit organisch eingebauten Ferritantennen. Im Blaupunkt-„Noiturno“ werden beim Niederdrücken der Taste „MW mit Ferritantenne“ alle Vorkreis-spulen abgetrennt und der Vorkreis-Drehkondensator wird zusammen mit seinem Trimmer parallel zur Spule auf der Stabantenne gelegt. Die Spule bildet die Kreisinduktivität für Mittelwelle. Anodenkreis der HF-Vorstufe und der folgende Gitterkreis der Mischröhre sind unabgestimmt; zwischen beiden Röhren liegt ein Netzwerk aus Spulen und Kondensatoren, das alle Frequenzen zwischen 150 kHz und etwa 18 MHz mit Ausnahme des Bereiches um die Zwischenfrequenz (450 kHz) und zwischen 1650 und rd. 5500 kHz durchläßt. Die EF 41 arbeitet nämlich auf allen Bereichen mit Ausnahme der UKW als gitterseitig abgestimmte HF-Vorstufe.

Im Graetz „162“ sind auf den Ferritstab die beiden Kreis-spulen für Lang- und Mittelwellen untergebracht, so daß Richtempfang auch auf Langwellen möglich ist. S₂ ist auf Mittelwellen geschlossen. Beide Spulen sind ständig eingeschaltet; bei Empfang mit Außenantenne ist S₁ offen, andernfalls wird die Antenne über den geschlossenen Kontakt an Masse gelegt. Im Anodenkreis der EF 41 findet sich wieder das Netzwerk für alle Frequenzen; der zweite Drehkondensator liegt im Oszillatorkreis der ECH 81, deren Heptode als 1. UKW-ZF-Röhre arbeitet, während die EF 41 als 1. fungiert (s. Umschaltung im Gitter).

Lautsprecher

Eine Einzelheiten zu dem in FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 1, S. 7 erwähnten statischen Formant-Lautsprecher von Kötting seien noch nachgetragen.

Das System ist nur für die Wiedergabe der Frequenzen zwischen 7000 und 15 000 Hz bestimmt und ist hier hinreichend linear (Abb. 14); darüber sinkt der Wirkungsgrad, darunter sind die Amplituden im allgemeinen zu groß und führen zu Verzerrungen. Man darf dem Lautsprecher bis 150 V_{eff} zuführen. Die Polarisationsgleichspannung soll mindestens das 1,4fache der Sprechstromspannung sein, d. h. wenigstens 210 V. Eine Erhöhung über 250 Volt hinaus ist zwar gefahrlos, bringt aber auch keine Vorteile. Das Chassis besteht aus Polystyrol 6 und die Membrane aus Styroflex, so daß die Dauerwärmebeständigkeit mit rd. 60° C angegeben wird. Übrigens verhält sich der Lautsprecher wie ein MP-Kondensator; Gelegentliche Durchschläge helfen durch Ausbrennen der leitenden Schicht um die Durchschlagstelle selbst aus. Die Prüfung des Systems nach DIN 45 570 verlief erfolgreich. Außerdem wurden mehrere Formant-Systeme einer erweiterten und wesentlich erschwerter Prüfung unterzogen:

In einer auswerteten Kiste waren auf der Mittelwand neben zahlreichen Formant-Lautsprechern zwei große Tieftonsysteme montiert. Diese hatten die Aufgabe, die statischen Systeme pausenlos mit 50 Hz durchzuschütteln, während die Formant-Lautsprecher mehr als 1000 Stunden hindurch ohne Unterbrechung mit je 6 Watt und 10 500 Hz beaufschlagt wurden. Die Meßwerte waren nach Beendigung noch die gleichen wie zu Beginn des Versuchs.

Bei Feuchtraumversuchen in einer Atmosphäre mit 96 % Luftfeuchtigkeit sank der Isolationswiderstand von einigen hundert Megohm nur auf 1 ... 10 MOhm ab, so daß keine Betriebsstörungen zu erwarten sind. Nach Entfernen aus dem Feuchtraum stieg der Widerstand rasch auf den alten Wert.

Abb. 13 gibt die Richtcharakteristik wieder, gemessen in der Horizontalebene bei 70 cm Abstand und bezogen auf die gleiche Lautstärke in der Null-Achse. Diese im firmeneigenen Meßraum durchgeführten Untersuchungen wurden durch Parallelmessungen im schalltoten Raum der Firma Rohde & Schwarz, München, kontrolliert. Die Richtwirkung ist in einem Winkel von je 45 Grad beiderseits der Null-Achse nahezu aufgehoben.

Fernsehempfänger 1953

Dieser Bericht über die neuen Fernsehempfänger zum Beginn des öffentlichen Fernsehens muß notwendigerweise unvollständig sein. Die Hersteller haben ihre neuen Konstruktionen zu einem guten Teil noch nicht herausgegeben, einige verträsten auf März/April und andere werden mit ihren neuen Modellen erst zur „Großen Deutschen Rundfunk-, Phono- und Fernseh Ausstellung“ Ende August in der Öffentlichkeit erscheinen.

Aber dessenungeachtet liegen eine Fülle interessanter Konstruktionseinzelheiten vor, teilweise eine Frucht der sehr intensiven Weiterentwicklung seit der ersten öffentlichen Vorstellung deutscher Fernsehempfänger nach dem Kriege auf der Industrieausstellung 1951 in Berlin. Einige Details der Geräte fanden bereits einen gewissen Abschluß; wir denken dabei u. a. an den Aufbau der Kippröhre und des ZF-Teils, Einbau eines UKW-Teiles usw.

Der äußere Eindruck

Einige Modelle sind erstaunlich groß geraten. Auf einer übergroßen Frontplatte kann das übliche Bildfenster von 22x29 cm nicht mehr recht wirken; es verschwindet ein wenig, obwohl das im Betrieb selbst nicht mehr sehr auffällt. Im Ausland (mit Ausnahme in Frankreich) baut man das Gehäuse so klein wie möglich um die Bildröhre herum, und die Frontplatte selbst wird lediglich von der Bildröhre beherrscht; darunter findet man verschämt zwei Doppelknöpfe und evtl. einen flachgedrückten Ovallautsprecher. Die Zukunft wird lehren, welche Auffassung die richtige ist.

Blaupunkt denkt mit seinem Modell „V 530“ an die Hausfrau: Wenn sich auf dem Boden der Bildröhre Staub ansetzt, so kann die Sicherheitsglasplatte vor dem Bildfenster hochgeklappt und der Staub entfernt werden.

Empfindlichkeit

Die meisten der neuen Fernsehempfänger, mit Ausnahme der wenigen billigen Einkanalgeräte, haben eine überraschende Empfindlichkeit. Nora nennt für seine Modelle eine notwendige Eingangsspannung für „rauschfreien Empfang“ von nur 150 μ V und 30 μ V für „verrauschten Empfang“. Andere Firmen können mit ähnlichen Werten aufwarten (u. a. Philips, deren Modelle sich in dieser Hinsicht auszeichnen). Es ist daher nicht verwunderlich, daß nach Inbetriebnahme der beiden ersten Fernsehgroßsender Hamburg und Langenberg mit je 100 kW effektiver Strahlungsleistung wirklich erstaunliche Reichweiten gemeldet werden. 150 ... 200 km sind bei einigem Antennenaufwand nicht selten, obwohl dann die Qualität des Bildes kaum recht zufriedenstellen kann und der Empfang stark von den Übertragungsbedingungen abhängt. Hochdruckwetterlage begünstigt den Fernseh-Empfang, und eine Beobachtung der Reichweiten auf dem 3-m-Band läßt sichere Schlüsse auf die Lage im 200-MHz-Bereich zu.

Die hohe Empfindlichkeit legt die Verwendung von Einbautantennen nahe. In einigen Modellen sind diese Antennengebilde, die dank der kurzen Wellenlänge klein sind, drehbar oder kreuzförmig angeordnet, so daß durch einfaches Umschalten eine neue Richtung angepeilt werden kann. Das ist wichtig. Wer jemals im Randgebiet eines Fernsehsenders mit dem Fernsehdiplom in der Hand im Zimmer umherging und dabei den Empfänger beobachtete, wird rasch bemerken, wie schnell und anscheinend regellos Maxima auf Minima folgen und wie stark die Polarisation des Feldes verzerrt ist; vergleichsweise sind die Verhältnisse auf 3 m als übersichtlich zu bezeichnen.

Reflexionen und damit Mehrfachempfang („Geister“) werden jedoch das Vergnügen an Zimmer-

und Einbautantennen rasch trüben. Hier gilt „Probieren geht über Studieren“, ehe die Dachantenne gerichtet wird.

UKW — ja!

Die Aufstellung auf der folgenden Seite beweist, daß sich die meisten Firmen entschlossen haben, ihre Empfänger mit UKW auszurüsten. Anscheinend sind die noch vor einem halben Jahr geäußerten Bedenken verstummt und beinahe ins Gegenteil umgeschlagen: Einige Geräte treiben sogar für UKW einen ganz erheblichen Aufwand, denn nicht immer kann oder will man sich mit dem einfachen Knopf für die 87,5 ... 100 MHz begnügen. Das Intercarrier-Verfahren verlangt grundsätzlich einen Hilfsoszillator. Hier zwei Beispiele:

Wenn man den Kanalwähler des Blaupunkt „V 530“ in die elfte Stellung bringt, ist UKW ein- und der Bildteil einschließlich Bildröhre abgeschaltet. Wie Abb. 4 verdeutlicht, wird dann an Stelle eines der Spulenstreifen für einen Fernsehkanal ein besonderer Spulenstreifen für UKW an die Kontakte 6 ... 13 gelegt, außerdem die richtigen Antennen- und Eingangsskribspulen an die Kontakte 1 ... 5 gebracht und der Gitterkreis der HF-Vorstufe mit einem Widerstand bedämpft. Damit sind HF-Vorstufe samt Misch- und Oszillatorröhre für UKW-Empfang bereit und mit den beiden sonst unbenutzten Drehkondensatoren abstimmbar. System I der ECC 81 arbeitet auf UKW ebenso wie auf Fernsehen als Mischröhre und System II als Oszillatorröhre. Es entsteht eine FM-Zwischenfrequenz von 22,75 MHz, die der ersten ZF-Röhre EF 80_I zugeführt wird. Ihr Anodenwiderstand ist umschaltbar: Kreis I ist auf 22,75 MHz und Kreis II für die Fernseh-Zwischenfrequenzen (rd. 19 ... 26 MHz) abgestimmt. Die nächste Stufe ist ungewöhnlich geschaltet und bestückt. Das Triodensystem der ECH 81 erzeugt, sobald Anodenspannung anliegt, eine feste (2.) Oszillatorfrequenz von 28,25 MHz, die im Heptodensystem mit der FM-ZF von 22,75 MHz gemischt wird, so daß als neue, dritte ZF eine solche von 5,5 MHz gebildet wird. Auf diese Frequenz sind Kreis III im Anodenkreis der ECH 81 und Kreis VI in der nachfolgenden 3. ZF-Stufe mit der Röhre EF 80_{III} abgestimmt. Hinter dieser Röhre wird die FM-ZF von 5,5 MHz abgenommen und zum zwei-stufigen Ton-Zwischenfrequenzverstärker geleitet, der diese Frequenz beim Fernsehempfang von der Anode der Video-Endröhre erhält.

Diese elegante Schaltung ermöglicht UKW-Empfang ohne Röhren-Mehraufwand mit einem Fernsehempfänger, der das Intercarrier-Verfahren benutzt.

Die UKW-Eichung ist auf einer langgestreckten Skala unterhalb der schmalen Lautsprecheröffnung angebracht; sie leuchtet bei Umschaltung auf

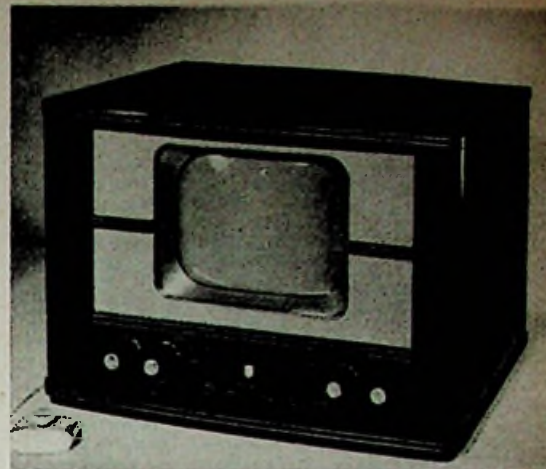


Abb. 1. Philips Tischfernsehempfänger „TD 1419 U“ mit 6 Kanälen und UKW

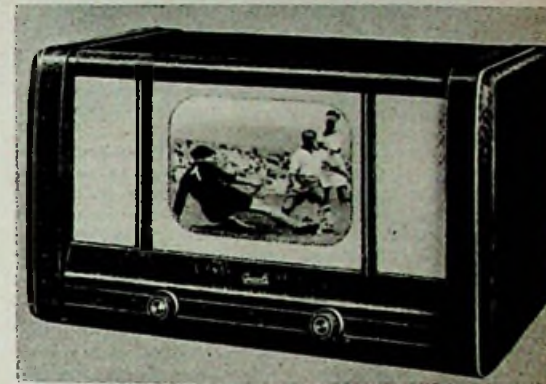


Abb. 2. Das Graetz-Fernsehgerät „FE 5“ für einen Kanal



Abb. 3. Blaupunkt-Fernsehempfänger „V 530“

UKW-Empfang auf. Weil für die UKW-Abstimmung besondere Drehkondensatoren vorgesehen sind, ergibt sich Unabhängigkeit zwischen Fernseh- und UKW-Abstimmung, und die UKW-Abstimmung kann auf dem örtlichen UKW-Sender stehen bleiben.

Im „Imperial FE 53 S“ der Continental-Rundfunk GmbH ist der UKW-Eingang ebenfalls getrennt gehalten und mit den Röhren EF 80, ECC 81 bestückt. Das Standgerät hat unter der Bildröhre

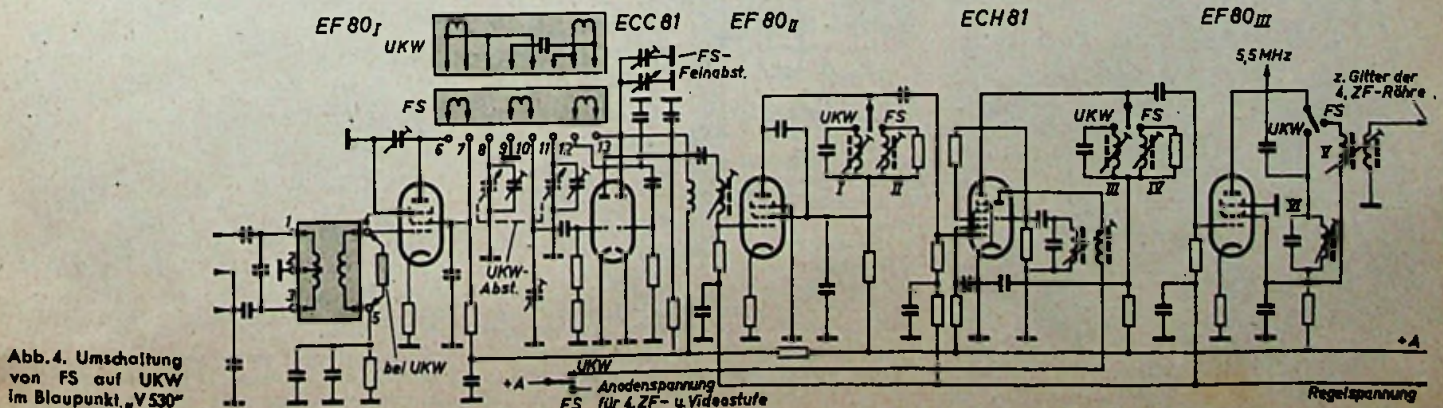


Abb. 4. Umschaltung von FS auf UKW im Blaupunkt „V 530“

zwei Klappen; öffnet man die linke, so findet man dahinter die in MHz geeichte UKW-Skala mit einem Magischen Auge zur genauen Sendereinstellung. Für Fernsehempfang ist die rechte Klappe zu öffnen; auch hier ist ein Magisches Auge zur genauen Einstellung auf den Trägers (vorzusehen, dazu zwei Doppelknöpfe für Kanal- und Feinabstimmung und zur Vertikal- und Horizontalablenkung. Fernseh-Eingang: EF 42, ECC 81. Auch im Falle „UKW“ muß abgewartet werden, wie das Publikum reagiert; viele Fernsehgeräte-käufer haben bereits zu Hause einen kombinierten AM/FM-Empfänger.

W oder GW

Wegen der zurückgegangenen Bedeutung der Gleichstromnetze in Deutschland ist die Frage, ob ein Fernsehempfänger als W- oder GW-Gerät aufgebaut werden soll, nicht mehr ganz so wichtig. Die Modelle für Wechselstrom haben den Vorteil, daß man sie auf alle üblichen Spannungen zwischen 110 und 240 Volt umstellen kann, während die GW-Empfänger nur an der 220-Volt-Steckdose laufen. Eine Umstellung auf die seltene Spannung 110 Volt (aber auch auf 110/125/150 V Wechselstrom) würde Komplikationen bringen, etwa zu geringe Anodenspannung, komplizierte Auftrennung der Heizkreise usw.

Im GW-Empfänger liegen die Röhrenheizungen einschließlich der Bildröhre in Serie, und zwar die NF-Röhren im Tonteil möglichst nahe am Masse-Mittelpunkt. Ein NTC-Widerstand hält gewöhnlich die Spannung konstant. Interessant sind die vielen Entkopplungsblöcke und HF-Drosseln; sie verhindern eine schädliche Verkopplung der Stufen über die Heizfäden.

Bildgröße

Zweifelsohne wird der Fernsehteilnehmer immer zum großen Bild greifen, wenn es seine Brief-tasche erlaubt. Zur Zeit gilt noch als Standard das Bild mit 29x22 cm Kantlänge, erzeugt von der Bildröhre „MW 36—24“ bzw. „Bm 35—R 1“ oder „Bm 35—R 2“. Loewe-Opta wird Standgeräte mit den Röhren „AR 40“ (Bildgröße 35x26 cm) und „AR 50“ (44x33 cm) liefern, Nora die Truhe „Lumen-Luxus 53“ mit der neuen Lorenz-Bildröhre „BS 42—R 3“ (42 cm Diagonale) bzw. mit einer Hytron-Bildröhre von 50 cm Diagonale. Auch die bereits genannte Continental-Truhe „Imperial FE 53 S“ wird eine Bildgröße von 38x27 cm aufweisen.

Daneben liefert Philips seine bekannte Projektionstruhe „TD 2312 A“ (vgl. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 3, S. 60 und Bd. 8 [1953], H. 1, S. 15); bereits in der zweiten Hälfte des vergangenen Dezembers konnten nach einer Werk-mittlung etwa 300 Stück an den Handel abge-setzt werden.

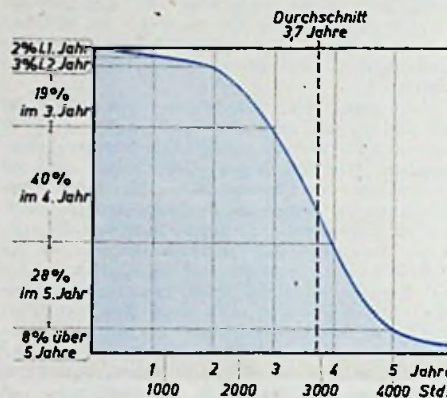
Über die Bildröhre

berichten wir im Heft 2 [1953] allerlei Wissens-wertes. Wenn das Fernsehen nunmehr zur prak-tischen Anwendung kommt und der Fernseh-empfänger aus der Hand des Fachmannes in das Wohnzimmer des Laien wandert, wird „Fernsehen“ noch mehr als bisher auch eine wirtschaftliche An-gelegenheit. Ursachen etwa auftretender Defekte und sonstige Fehler am Empfänger sind dem Be-nutzer letzten Endes gleichgültig; er ist weit mehr daran interessiert, ob die Reparatur teuer wird. Die Bildröhre, als das mit Abstand teuerste Ein-

Kanalauslegung einiger neuer Fernsehempfänger. Die meisten Geräte lassen einen Empfang im Band I und III zu und haben einen zusätzlichen UKW-Teil

Firma und Modell	Band I	UKW (Band II)	Band III
Blaupunkt „V 530 V 5300“	2...1	87...100 MHz	5...11
Continental „Imperial FE 53 S“	1...4	87...100 MHz	5...11
Graetz „F 2“ „F 5“	1...4	—	5...10
	ein fest abgestimmter Kanal		
Loewe-Opta „FE 400/52 S“ „FE 500/53 S“	1...4	1 Kanal ± 2 MHz	5...11
Lorenz „Weltspiegel 52“	—	87,5...100 MHz	5...10
Nora „Lux 52“	1...4	—	5...11
„Bellevue“	1...4	—	5...11
„Lumen 52“	1...4	—	6...11
„Lumen-Luxus 53“	1...4	87,5...100 MHz	5...11
„Tele-Universal“	1...4	87,5...100 MHz	5...11
	dazu Rundfunkteil, Plattenspieler, Bandspielgerät		
Nord Mende „5150“	2 Kanäle nach Wahl	—	5...10
Philips (alle 6 Modelle) oder	1...4	87,5...100 MHz	5...10
Saba „Schauinsland“ (vorläufige Ausführung)	2 Kanäle nach Wahl	—	5...10
Schaub „FE 52“	—	87,5...100 MHz	5...10
TeKaDe „1020“ u. „1030“	—	87,5...100 MHz	5...10
„1040“ oder	1...4	—	5...11
Telefunken „FE 8a“	—	ein fest abgestimmter Kanal	5...11

Abb. 5 (unten). Die „Lebenslinie“ der Bildröhren zeigt eine durchschnittliche Lebensdauer von 3,7 Jahren (nach amerikanisch. Quellen)



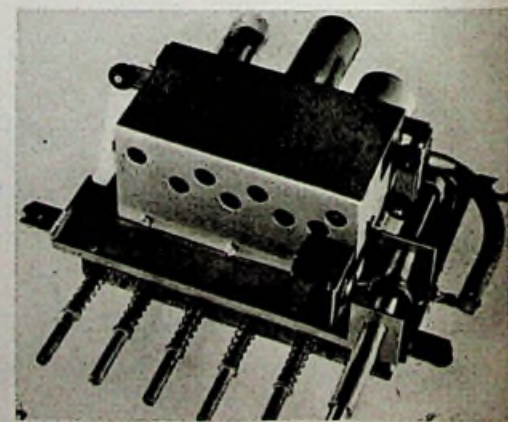
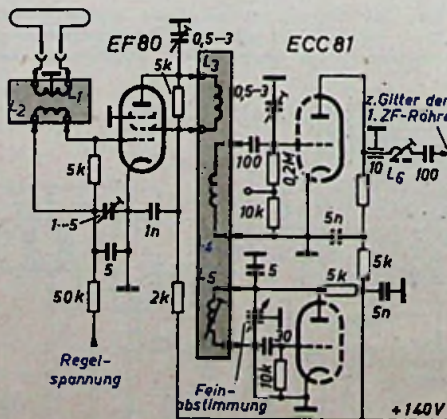
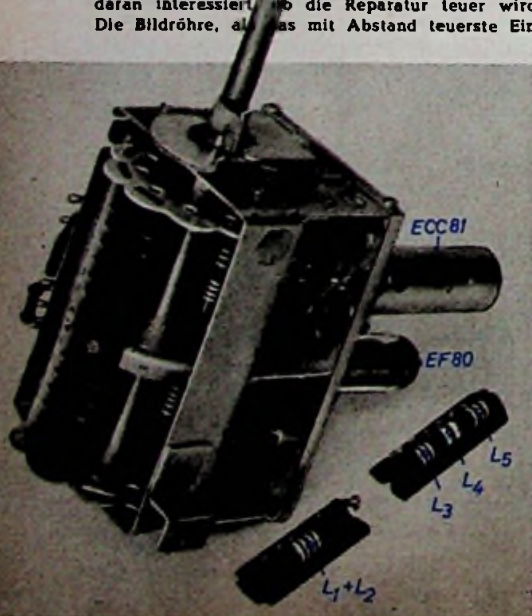
zelteil im Gerät, wird daher besonders kritisch betrachtet. Wie lange lebt sie? Kann sie regeneriert werden, wenn die Bildhelligkeit zu gering geworden bzw. der Heizfaden durchgebrannt oder die Katode erschöpft ist? Wir versuchten, darauf eine Antwort zu geben: „Bildröhren sterben heute an Katodenschöplung — das ist ihr normaler Tod.“ Daher fand der im Heft 1 [1953] der FUNK-TECHNIK auf Seite 9 abgedruckte Beitrag „Verjüngung der Katodenstrahlröhre“ großes Interesse. Zwar sind nicht alle amerikanischen Fachleute absolute Anhänger der „Verjüngung durch Überheizung“, aber man weiß in solchen Fällen niemals genau, ob die negativen Meinungen nicht zum Teil von jenen stammen, die gern neue Röhren verkaufen.

In Deutschland liegen naturgemäß kaum Erfahrungen über die Lebensdauer moderner Bildröhren im praktischen Betrieb vor. Zwar laufen auf den Prüfständen der Röhrenfabriken schon zahlreiche Bildröhren in Dauerversuchen, die Bedingungen des Heimbetriebs sind hierbei jedoch möglichst echt

nachzuahmen, also Bildhelligkeit und Anodenspannung, Ein- und Ausschalten usw. genau zu dosieren. Solange nicht Zahlen aus unserem eigenen Lande vorliegen, muß wohl oder übel der Blick nach dem Ausland gerichtet sein; dort werden all-jährlich Millionen von Bildröhren ausgewechselt, sobald ihre Lebensdauer überschritten ist.

Das Diagramm in Abb. 5 stützt sich auf fremde Angaben und berichtet von einer durchschnittlichen Lebensdauer von 3 Jahren und 8/10 Monaten bei einem Betrieb von 800 Stunden jährlich. Natürlich sind in diesen Daten eine Menge unbekannter Faktoren enthalten, z. B. die Qualität der 1948/49 gelieferten Röhren, Fehler am Gerät, die sich auf die Röhre auswirken (Einbrennen des Katodenstrahls auf dem Schirm durch Ausfall von Kippgeräten, falscher Sitz des Ionenfallen-Magnets usw.).

In Übersee beschäftigt man sich sehr mit der Frage, ob verbrauchte Bildröhren wieder so weit hergestellt werden können (und sollen), daß sie neuwertig sind. Wie berichtet wird, ist das zuerst einmal eine Frage des Glaszustandes. Kolben mit Kratzer auf dem Bildfenster scheiden sofort aus, desgleichen alle Kolben, die Anzeichen von Sprün-gen aufweisen. Beim Öffnen der Kolben bläst die einströmende Luft fast immer den Fluoreszenz-schirm hinweg, verschmutzt ihn aber zumindest, so daß er auf jeden Fall zu erneuern ist. Schließlich muß die Katode ausgewechselt und das ganze System sorg-fältig auf seinen Zustand hin untersucht werden. Rechnet man alle übrigen Arbeiten bis zur Schluß-prüfung, Lagerung und erneuten Prüfung, Ver-packung und Versand hinzu, so dürfte sich eine regenerierte Röhre kaum billiger als eine neue stellen. Fast alles hängt davon ab, ob die Re-generierwerkstatt über alle Hilfsmittel, d. h. über eine Bildröhrenfabrik im kleinen, verfügt und ob ihre Leiter seriöse Männer sind. Es soll auch Werkstätten geben, die die alte Fabrikmarke des bekannten Herstellers auf dem Kolben stehen lassen und damit ihre Pfscharbeit decken.



V. l. n. r.: Abb. 6. Der Abstimmsatz des Lorenz „Weltspiegel 52“, dessen Schaltung Abb. 7 zeigt. Abb. 7. Eingangsschaltung des Lorenz „Weltspiegel 52“. Abb. 8. HF-Misch-Oszillatorteil der TeKaDe-Fernsehempfänger „1020“ und „1030“ mit Kanalauswahl durch Drucktasten

Nach diesen mehr allgemeinen Vorbemerkungen sollen nachstehend einige wichtige Konstruktionsdetails der neuen Fernsehgeräte beschrieben werden, ohne damit das so umfangreiche Gebiet des Fernsehempfangs auch nur annähernd auszuerschöpfen. Die ausgewählten Beispiele müssen deshalb als stellvertretend für viele Varianten der Schaltungstechnik aufgefaßt werden.

Der Eingang

Die Eingänge der neuen Fernsehempfänger weisen noch nicht eine so einheitliche Linie wie manche andere Teile der Geräte auf, wenn auch die EF 80 als HF-Vorstufe mit nachgeschalteter ECC 81 als Misch- und Oszillatorstufe vorherrscht. Einige Firmen benutzen die ECC 81 im Eingang, etwa als Gegentakt-HF-Vorstufe (Graetz, Nord Mende), womit bis zu 20 db Verstärkung erreicht werden können, dank dem großen möglichen L/C-Verhältnis. Weitere brauchbare Schaltungen sind: Cascode, Triode in Gitterbasisschaltung usw.

Die in Stockholm bestätigten Kanäle für Rundfunkzwecke im UKW-Band und die Zuteilung von Frequenzen für deutsche Fernsehsender in beiden Bändern (Band I: 41 ... 68 MHz, Band III: 174 bis 216 MHz mit geplanter Erweiterung bis 223 MHz) veranlassen die Industrie, vorerst Empfänger herauszubringen, die auf alle Kanäle einstellbar sind. Das sind insgesamt 10 Kanäle, dazu der vorgezeichnete 11. Kanal zwischen 216 und 223 MHz. Aber nicht alle Firmen verfahren so. Die Tabelle gibt einen Überblick über die Auslegung der bisher bekanntgewordenen neuen Fernsehempfänger, wobei nochmals zu bemerken ist, daß auch diese Liste weder vollständig noch endgültig sein dürfte.

Es wird interessant zu beobachten sein, ob sich in Zukunft das Einkanalgerät stärker durchsetzen wird; zur Zeit sind die beiden einzigen bekannten Vertreter dieser Klasse einfachere Modelle mit weniger Röhren (TeKaDe und Graetz). Ob sich aus wirtschaftlichen Gründen die verstärkte Fertigung von Einkanalgeräten empfiehlt, ist fraglich. Viele Fernsehteilnehmer im linksrheinischen Gebiet und an guten Empfangspunkten im Ruhrgebiet usw. können zusätzlich zu Köln-Langenberg noch den holländischen Sender Lopik aufnehmen (Kanal 4, Band I). Außerdem ist die Industrie von

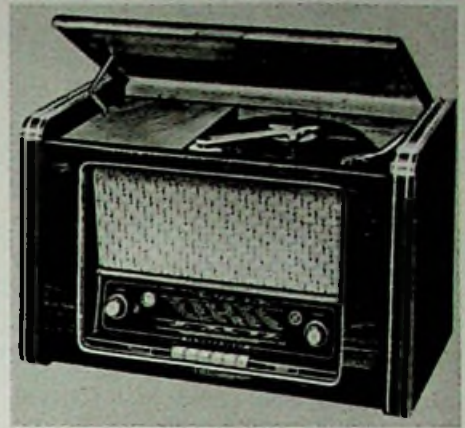
der zusätzlichen Lagerhaltung von HF-Einsätzen nicht entzückt; sie muß sie nicht nur fabrizieren, sondern auch an die Vertretungen verteilen usw. Dann gibt es noch weitere Gründe gegen das Einkanalgerät: Die zur Zeit benutzten Kanäle der deutschen FS-Sender sind keineswegs endgültig, beispielsweise gehören Langenberg und Hamburg in Kanal 9, nicht aber in Kanal 6, in dem sie jetzt arbeiten. Schließlich muß man an die Fernsehteilnehmer denken: Der stolze Besitzer eines teureren Fernsehgerätes freut sich immer, wenn er alle Kanäle einschalten kann, gleichgültig, ob er etwas darin sieht oder nicht; vielleicht vergißt er das Vorhandensein des Kanalschalters schon nach vierzehn Tagen. Der Vergleich mit dem Kurzwellenteil im Rundfunkempfänger ist hier nahe: Der KW-Teil muß vorhanden sein, jedenfalls von einer bestimmten Preisklasse an, aber kaum 2% aller Rundfunkteilnehmer benutzen ihn regelmäßig.

Abb. 7 zeigt die im Lorenz „Weltspiegel“ verwendete Eingangsschaltung mit EF 80 als HF-Vorstufe und ECC 81 als Misch-Oszillatorröhre. Interessant ist die Art der Kanalabstimmung. Wie Abb. 6 erkennen läßt, bildet der im Schaltbild gezeichnete Eingang eine kompakte Einheit, die im englischen Sprachgebiet treffend mit „tuner“ (Abstimmer) bezeichnet wird. Das Herzstück bildet die Abstimmtrommel (Revolver), auf der die einzelnen Spulenteile aufgebracht sind, die auch leicht wieder abgenommen werden können. Antennen- und Vorkreissspule sowie Anodenkreissspule zusammen mit den Gitterkreisspulen der beiden anderen Röhrensysteme sitzen jeweils auf einem Streifen und werden beim Drehen des Kanalschalters in Kontakt gebracht. Der Eingangskreis vor dem Gitter der EF 80 ist zur Erreichung der nötigen Bandbreite mit 5 kOhm bedämpft. Die Feinabstimmung erfolgt mit Hilfe eines Differentialdrehkondensators im Oszillator, und die Einkopplung der Oszillatorfrequenz in die Mischstufe wird induktiv vorgenommen. Sorgfältiger Aufbau und Abschirmung der ECC 81 sichern vor unerwünschter Kopplung.

Eine andere Ausführung eines HF-Misch-Oszillators zeigt Abb. 8 (TeKaDe). Zur Kanalauswahl dienen Drucktasten, die Feinabstimmung ist kapazitiv. (Wird fortgesetzt)

Metz „502“

Metz brachte kürzlich den Fonosuper „502“ mit einem 10fach-Plattenspieler heraus; es ist ein 6-(9-)Kreis-AM/FM-Super mit 5 Bereichsdrucktasten und einer Aus-Taste. Die UKW-Demodulation wird von einem Ratiodektor vorgenommen. Zur FM-

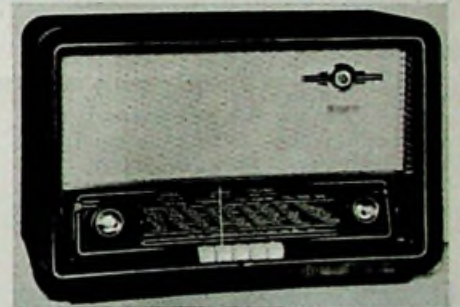


Metz-Fonosuper „502“

Amplitudenbegrenzung dient eine zusätzliche Begrenzerstufe. Eine besonders hohe UKW-Empfindlichkeit und Transparenz sowie die rauscharme UKW-Vorstufe, physiologische Lautstärkeregelung, Klangfarbenanzeige, Schwungradantrieb und der ausgezeichnete permanent-dynamische 4-W-Oval-lautsprecher sind einige der technischen Vorzüge dieses Fonosupers.

Nord Mende „250-9“

Die neuartige Eingangsschaltung mit Ferrit-Übertrager des neuen 6-(9-)Kreis-AM/FM-Supers mit ausgezeichneter UKW-Leistung garantiert eine



Der neue Nord Mende-Drucktastensuper „250-9“

große Rauschfreiheit. Das Gerät hat 5 Drucktasten für die Bereichswahl und ist bestückt mit den Röhren 2X EF 85, ECH 81, EABC 80, EM 34 und EL 41.

Übersee-Empfänger „X 371“

Den neuen Empfänger „X 371“ der General Electric Company stellte vor wenigen Wochen die deutsche Generalvertretung der GEC (Herbert Anger, Frankfurt/Main) vor. Dieser sehr frequenzkonstante Empfänger verwendet weitgehend gedruckte Schaltungen. Zwischen 540 kHz und 22 MHz (250 m ... 13 m) erlaubt das Gerät zwölf Bereiche, und zwar: Rundfunk 185 ... 550 m und 11 Kurzwellenbereiche, davon zwei Übersichtsbander und neun Bänder zwischen 13 und 90 m. Eine große, farbig unterlegte Regenbogenskala vermittelt eine natürliche Bandspreizung und macht das Gerät besonders für den Amateur-Kurzwellenempfang und für Presse- und Nachrichtendienste geeignet. Gehäuse: Mahagoni, 66x38x33 cm. Röhrenbestückung: 6 BC 5, 6 BE 6, 6 C 4, 6 BA 6, 6 AL 5, 6 U 5/6 G 5, 12 AX 7, 6 V 6 GT (2), 5 Y 3 GT. Netzspannung: 85 ... 255 V, 50 ... 60 Hz; Stromaufnahme rund 90 W. 2-W-Lautsprecher, 25 cm Ø.

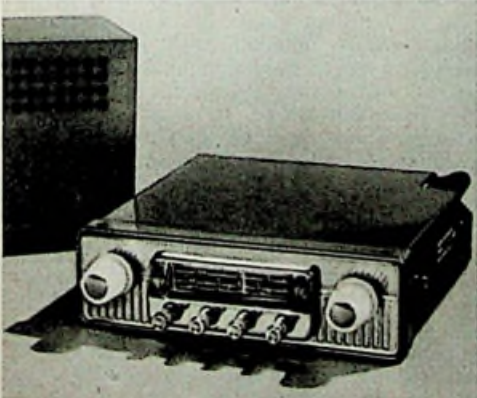
Eingangskapazität der EC 92

Wie Lorenz mitteilt, ist die Eingangskapazität der EC 92 in Katodenbasisschaltung 0,5 pF. In früheren Datenblättern war ein höherer Wert (0,75 pF) angegeben worden.

KURZNACHRICHTEN

Philips-Autoempfänger mit Drucktasten

„ND 524“ und „ND 624“ sind die Typenbezeichnungen der beiden angekündigten Ausführungen eines neuen Drucktasten-Autosupers der Deutschen Philips GmbH. Während die Ausführung „ND 524“ mit einer einfachen Endstufe (EL 41) arbeitet und für mittlere Kraftwagen mit einem oder mit zwei Lautsprechern bestimmt ist, hat die Ausführung „ND 624“ für große Personenzüge, Lastwagen und vor allem für Omnibusse eine Gegentaktendstufe mit Phasenumkehreröhre (EAF 42, 2X EL 41). Eine baukastenartige Zusammensetzung des neuen Autosupers hat sich als besonders zweckmäßig



Empfangsteil des Philips-Autoempfängers mit Drucktasten; hinten: das Stromversorgungsgerät

erwiesen. Der Empfangsteil (7 Kreise; bestückt mit Valvo EF 41, 2X ECH 42, EBC 41) ist nur 17,7x4,5x17 cm groß und wiegt 2,2 kg; er läßt sich bequem im Armaturenbrett einbauen. Der Stromversorgungssteil (umschaltbar für 6 oder für 12 V; Verbrauch = 35 W; Maße = 20,7x13,2x9,3 cm; Gewicht = 2,8 kg) enthält auch die Ton-

endstufen und kann getrennt von dem Empfangsteil an einer beliebigen, vor Wasser geschützten Stelle des Wagens angebracht werden. In den zwei Bereichen des Empfängers (MW und LW) lassen sich in einfacher Weise durch drei Drucktasten drei beliebige Mittelwellensender und durch eine vierte Taste ein Langwellensender fest einstellen, so daß durch Tastendruck jeder der vier Sender sofort empfangen werden kann.

Zu beiden Ausführungen des Autoempfängers sind zusätzlich Kurzwellenvorsatzgeräte lieferbar, die auch nachträglich eingebaut werden können. Das kleine Kurzwellenvorsatzgerät ist für den Empfang von drei Kurzwellenbändern (25, 30 und 50 m) eingerichtet. Das große Vorsatzgerät gestattet den Empfang von 6 gespreizten Kurzwellenbändern (16, 20, 25, 30, 35 und 50 m). Die Band-einstellung erfolgt ebenfalls durch Drucktasten.

Loewe-Opta-Empfänger

Vier Rundfunkgeräte stellt z. Z. Loewe Opta, Berlin, her, und zwar die Typen „Ratscherr“, „Patrizier“, „Patrizier-Studio“ und den vor kurzem neu herausgebrachten Typ „Gildemeister 53“ bzw. „Gildemeister 153“. Die drei erstgenannten Apparate sind bei unverändertem Preis kürzlich wesentlich verbessert worden; sie haben eine Ferritantenne erhalten, und außerdem wurde die UKW-Empfindlichkeit bis an die Rauschgrenze gesteigert, wobei aber eine besondere Schaltungsmaßnahme vorsieht, daß das Rauschen zwischen den Stationen sich nicht unliebsam bemerkbar macht.

Der Großsuper „Patrizier“ enthält eine Gegentakt-Endstufe mit 2X EL 41 und einer Triode EC 92 zur Phasenumkehr. Der neue Empfänger „Gildemeister“ ist ein Tastensuper mit Magischem Auge. Dieser 6-(9-)Kreis- bzw. 6-(8-)Kreis-AM/FM-Superhet ist in einem Edelholzgehäuse eingebaut; beim „Gildemeister 153“ hat der UKW-Teil noch eine besondere UKW-Vorstufe (eine zusätzliche EC 92). Gegenkopplung, Tiefen- und Höhenanhebung, stufenlose Klangregelung usw. ergänzen den technischen Komfort des Empfängers.

Ionosphärenforschung Einführende Übersicht

Die Ionosphärenforschung ist eine relativ junge Wissenschaft, eng verknüpft mit dem stürmischen Emporwachsen der Funktechnik und noch in steter dynamischer Entwicklung begriffen. Ihre Wurzeln liegen in der Wellenoptik und der Atomphysik, der Elektronik und der Hochfrequenztechnik, und sie ist über den Rahmen eines Teilgebiets der Geophysik hinaus unentbehrliches Hilfsmittel des praktischen Funkverkehrs geworden. Gerade 50 Jahre ist es her, daß Kennelly und Heavyside unabhängig voneinander zur Erklärung der tatsächlich beobachteten Feldstärken ferner Sender — die um vieles höher lagen, als man auf Grund der einfachen Ausbreitungstheorie erwartet hatte — die Existenz leitender Schichten in der hohen Atmosphäre voraussetzten, an denen die Wellen zur Erde zurückgeworfen werden sollten. Der experimentelle Nachweis gelang erst 1925 durch Appleton und Barnett, als die Technik weit genug fortgeschritten war, die nötigen Meßgeräte und -verfahren zu liefern. Von da ab rissen die Veröffentlichungen nun nicht mehr ab, und Wissenschaftler aus allen Ländern beteiligten sich an der Erforschung dieser neuentdeckten Schichten, für die sich bald der Name „Ionosphäre“ als Sammelbegriff einbürgerte. Die erste, auch heute noch im Mittelpunkt stehende Aufgabe war die Sammlung eines möglichst umfassenden Beobachtungsmaterials über die Eigenschaften der hohen Atmosphäre. Sorgfältige Ordnung der Ergebnisse, theoretische Deutung und neu angesetzte Experimente haben uns heute in einer Fülle von Einzelergebnissen zu einem ziemlich umfassenden Gesamtbild verholfen, aber wir sind noch keineswegs zu einem völligen Verständnis aller Vorgänge und Zusammenhänge gelangt. Es wäre reiz-

die dort in 100 und mehr Kilometer Höhe unter der Einwirkung der ultravioletten Sonnenstrahlung gebildet werden, haben beträchtliche Lebensdauer und bilden Schichten von vielen Kilometern Mächtigkeit. Daß es dabei zur Ausbildung diskreter Schichten kommt und nicht zu einer einigermaßen gleichmäßigen Ionisation der Gesamtatmosphäre, liegt an einem im einzelnen etwas verwickelten Zusammenspiel zwischen der Absorption der einzelnen wirksamen Spektralbereiche, der atmosphärischen Dichte und dem Zustand der vorhandenen Gase.

Ionisationsdichte. Noch ein zweiter Zusammenhang ergibt sich unmittelbar: Für Frequenzen, die unterhalb der Grenzfrequenz liegen, wird die Bedingung $n = 0$ schon in einem unterhalb des Schichtmaximums liegenden Niveau erreicht; man wird also erwarten können, daß die gemessene Reflexionshöhe bei verschiedenen Frequenzen unterschiedliche Ergebnisse liefert. Der hier betrachtete Fall senkrechter Inzidenz ist für den eigentlichen Funkverkehr etwas weniger wichtig als die überwiegend ausgenutzte Schrägübertragung.

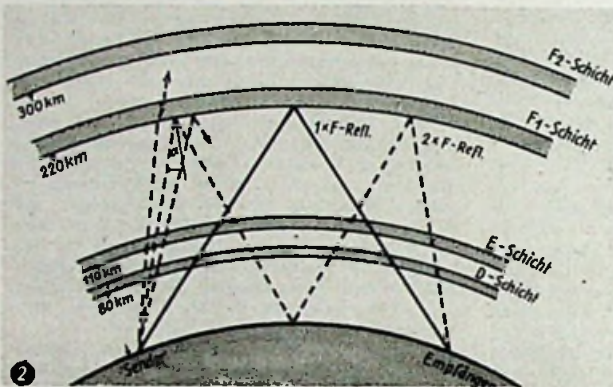


Abb. 2. Fernübertragung durch Zickzackreflexion

Abb. 3. Echobild (schematisch); B Bodenzeichen, I Ionosphärenecho, t Laufzeit

Aus theoretischen Überlegungen heraus ergibt sich der Brechungsindex einer ionisierten Schicht in erster Näherung zu

$$n^2 = 1 - \frac{4 \pi N e^2}{m \omega^2} \quad (1)$$

Hierin ist N die Zahl der in cm^3 vorhandenen Ladungsträger (die „Trägerdichte“) mit der Masse m und der Ladung e . $\omega = 2 \pi f$ ist die Kreisfrequenz, bei der die Messung erfolgt. Der Brechungsindex ist also ≤ 1 und eine von N und f abhängige Größe. Diese Abhängigkeit ist es, die eine praktische Messung möglich macht. Man geht davon aus, daß bei senkrechtem Auftreffen der Welle auf die Schicht eine (Total-)Reflexion normalerweise nur da stattfindet, wo der Brechungsindex zu Null wird. Einsetzen der Bedingung $n = 0$ in die Gleichung (1) liefert

$$N_c = \frac{\pi m}{e^2} \cdot f^2 \quad (2)$$

als die notwendige Trägerdichte, damit für eine bestimmte Frequenz f eine Reflexion bei senkrechter Inzidenz stattfindet. Nun ändert sich in einer ionisierten Schicht die Trägerdichte mit der Höhe über dem Erdboden; sie beginnt mit einem sehr kleinen Wert, erreicht irgendwo ein Maximum und klingt darüber wieder ab. Dementsprechend ist auch der Brechungsindex mit der Höhe veränderlich. Verändert man nun die Meßfrequenz, so findet man einen höchsten Wert f_g , oberhalb dessen keine Reflexion mehr zu erhalten ist; diesem Wert entspricht dann nach Gleichung (2) der Maximalwert der Ionisation in der Schicht. Mißt man also diese „Grenzfrequenz“ — sie wird auch als „kritische Frequenz“ bezeichnet — laufend, so hat man damit ein Maß für die jeweils vorhandene

Es ist durchaus zulässig, dabei mit einer einfachen Strahlbetrachtung zu arbeiten, bei der die Gesetze der geometrischen Optik gelten. Speziell gilt das Brechungsgesetz

$$n_1 \sin \alpha_1 = n_2 \sin \alpha_2 \quad (3)$$

Ein unter einem Winkel α in die ionisierte Schicht eintretender Strahl erfährt also eine Ablenkung, wenn sich n längs seines Weges ändert (Abb. 1). Ob er dabei zur Erde zurückgelenkt wird oder die Schicht durchsetzt, hängt bei gegebener Trägerdichte von der Frequenz (also der wirksamen Brechungsanzahl nach Gl. (1)) ab. Ist der Strahl bereits vor Erreichen des Ionisationsmaximums bis mindestens in die Waagerechte umgelenkt, so kehrt er wieder zur Erde zurück; ist das nicht der Fall, so wird er wegen der in größeren Höhen wieder abnehmenden Ionisation dann von der Erde weggelenkt und die Schicht durchsetzen. Zwischen der höchsten Frequenz, die bei schräger Inzidenz, also Fernübertragung (Abb. 2), noch übertragen wird, und der in Senkrechthinzidenz gemessenen Grenzfrequenz besteht ein sehr einfacher Zusammenhang, der sich aus einer Umformung des Brechungsgesetzes ergibt:

$$f_0 = f_g \frac{1}{\cos \alpha} \quad (4)$$

wobei α der Einfallswinkel des Strahls in der Ionosphäre ist. Man sieht in Abb. 2, daß der Strahl ganz links zu steil auftrifft und daher die Schicht durchdringt. Ist $\alpha = 60^\circ$, so wird bereits die doppelte Grenzfrequenz übertragen, und bei tangentialer Abstrahlung vom Erdboden, also dem flachsten möglichen Winkel, erreicht die höchste Übertragungsfrequenz etwa das 3... 4fache der Grenzfrequenz, je nach der Höhe der reflektierenden Schicht über dem Erdboden.

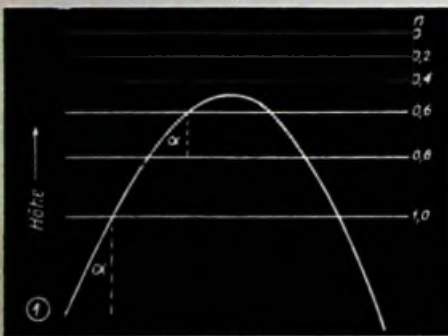


Abb. 1. Brechung in der Ionosphäre

voll, die Stufen dieser Erkenntnis und die parallellaufende technische Entwicklung im einzelnen zu verfolgen; wir werden uns hier jedoch darauf beschränken müssen, den heutigen Stand darzustellen. Leitende, wie Spiegel wirkende Schichten hatten Kennelly und Heavyside gefordert; sie können etwa dadurch entstehen, daß die normalerweise isolierende Luft durch äußere Einflüsse ionisiert wird, so daß freie Ladungsträger vorhanden sind. Am Erdboden ist die Lebensdauer der Ionen nicht groß — sie sind nach Sekundenbruchteilen wieder verschwunden —, aber in der hohen Atmosphäre mit ihrer geringeren Dichte liegen die Verhältnisse anders. Die Ionen,

Es ist nun allerdings nicht möglich, aus einer einzelnen Grenzfrequenzmessung sofort alle für die praktische Anwendung (Frequenzwahl im Fernverkehr usw.) gewünschten Angaben zu machen, denn die Ionisationsverhältnisse sind nicht auf der ganzen Erde gleich, sondern einer Vielzahl von Einflüssen und Schwankungen ausgesetzt. Eben deren Gesetze zu ermitteln, ist eines der Arbeitsgebiete der Ionosphärenforschung.

Die messende Beobachtung erfolgt heute fast ausschließlich durch eine Echolotung nach dem Impulsprinzip, die schon sehr bald nach den ersten Arbeiten auf diesem Gebiet von den Amerikanern Breit und Tuve in Analogie zu dem aus der Schallotung bekannten Verfahren auf die Ionosphärenforschung übertragen wurde. Das Prinzip darf wohl als zur Genüge bekannt vorausgesetzt werden: Der Sender sendet einen kurzen elektrischen Wellenzug (Impuls) aus, der nach Reflexion an der Ionosphäre als Echozeichen wiederaufgenommen wird. Mit einem geeigneten Meßzusatz — meist einer Braunschen Röhre — mißt man die Laufzeit t des Echos und kann, da man die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen kennt ($c = 299\,800\text{ km s}^{-1}$), so den Laufweg ermitteln. Die halbe Strecke ist dann die Entfernung des reflektierenden Objekts, hier also die Schichthöhe

$$h = \frac{t \cdot c}{2} \quad (5)$$

Abb. 3 zeigt schematisch die Anzeige auf dem Registrierrohr eines Lotungsempfängers mit nur einem Ionosphärenecho I, während Abb. 4 eine direkte Schirmbildfotografie ist. Ganz links erscheint das Bodenzeichen (also der vom eigenen Sender ausgehende Impuls), weiter rechts, der Zeitachse entlang, folgen dann die einzelnen Echos, zunächst nach rund 0,6 bzw. 0,9 Millisekunden ein schwaches Echo, dann nach 2 ms ein sehr kräftiges, dem sich nach 4, 6 und 8 ms noch Mehrfachreflexionen anschließen (hierbei wurde der Strahl mehrmals zwischen Erde und Schicht hin- und herreflektiert). Die bequeme und eindeutige Entfernungsmessung ist ein großer Vorzug des Impulsverfahrens gegenüber anderen Methoden. Ein zweiter Vorteil ist die günstige Leistungsausbeute. Macht man die Sendepulse beispielsweise 10^{-4} s lang, so wird bei einer Impulsfolgefrequenz von 50 Hz die Leistungsröhre des Senders in

jeder Sekunde nur $50 \cdot 10^{-4} = 1/200$ s lang belastet; entsprechend ist die im zeitlichen Mittel aufzubringende Leistung bzw. die unterzubringende Anodenverlustleistung der Röhre auch nur $1/200$ der im Impuls vorhandenen Momentanleistung. Anders ausgedrückt: Wenn nicht Spannungsfestigkeit und Katodenergiebiegigkeit meist vorher dem eine Grenze setzen würden, könnte man im als Beispiel gewählten Fall eine Röhre im Impuls mit der 200-fachen Dauerstrichleistung betreiben. Praktisch geht das nur bei speziell für Impulsbetrieb entwickelten Röhren, aber es gelingt immerhin, aus ganz normalen Senderöhren im Impuls das 10...20-fache ihrer normalen Dauerstrichleistung herauszuholen, ohne damit die Lebensdauer über Gebühr zu vermindern. Da für Lotungszwecke nur die Impulsleistung interessiert, gelingt es auf diese Art, recht leistungsstarke Anlagen mit vergleichsweise geringem Aufwand zu bauen. Die Impulslänge bestimmt übrigens bis zu einem gewissen Grade die Auflösungsfähigkeit der Apparatur; man muß sich nämlich vor Augen halten, daß ein Impuls von 10^{-4} s Dauer bereits einem Wellenzug von 30 km räumlicher Ausdehnung entspricht, so daß also die Echos von Objekten, die näher als 15 km aneinanderliegen, bereits ineinanderlaufen würden. Im Gegensatz zur Funkortung, die aus diesem Grunde mit sehr kurzen Impulsen arbeiten muß, kommt man in der Ionosphärenforschung jedoch im allgemeinen mit einer Impulslänge von 10^{-1} ... 10^{-6} aus.

Bei den üblicherweise gebauten Lotungsanlagen stehen Sender und Empfänger unmittelbar zusammen und werden zu meist an einer gemeinsamen Antennenanlage betrieben, um fälschende Einflüsse durch etwaige Antennendiagrammabweichungen usw. zu eliminieren. Der Empfänger wird während des Sendepulses selbsttätig gegen direktes Eindringen der Senderenergie verriegelt, unmittelbar nach Ende des Bodenzeichens wird er dann geöffnet, um für die Echos empfangsbereit zu sein. Die auf der Braunschen Röhre erhaltene Sichtanzeige nach Abb. 4 reicht schon für eine erste Beurteilung der Verhältnisse aus. Eine genaue Auswertung und Aufbewahrung der Meßwerte erfordert aber natürlich ein fotografisches Registrierungsverfahren. Man geht dabei von der in der Sichtanzeige benutzten seitlichen Auslenkung des

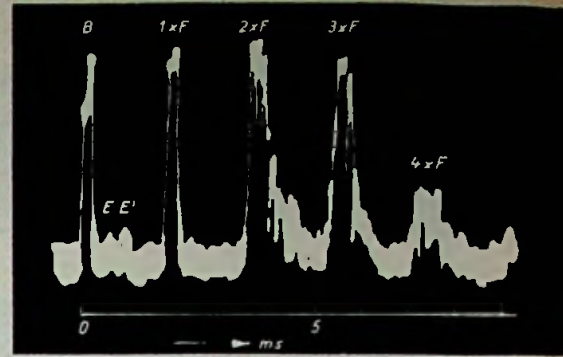


Abb. 4. Schirmbild einer Ionosphärenlotung

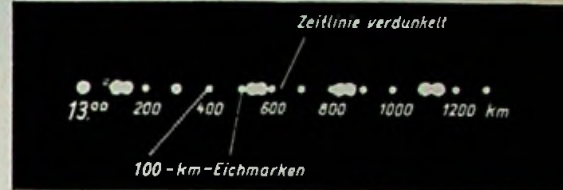


Abb. 5. Schirmbild in Helligkeitsschrift (schematisch). Jede 100-km-Zeitmarke entspricht einem Weg von 200 km (100 km hin und 100 km zurück), also einer Laufzeit von rd. $1/3$ s nach Abb. 4

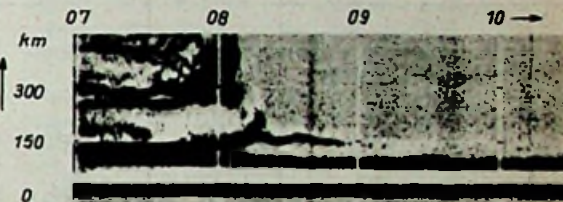
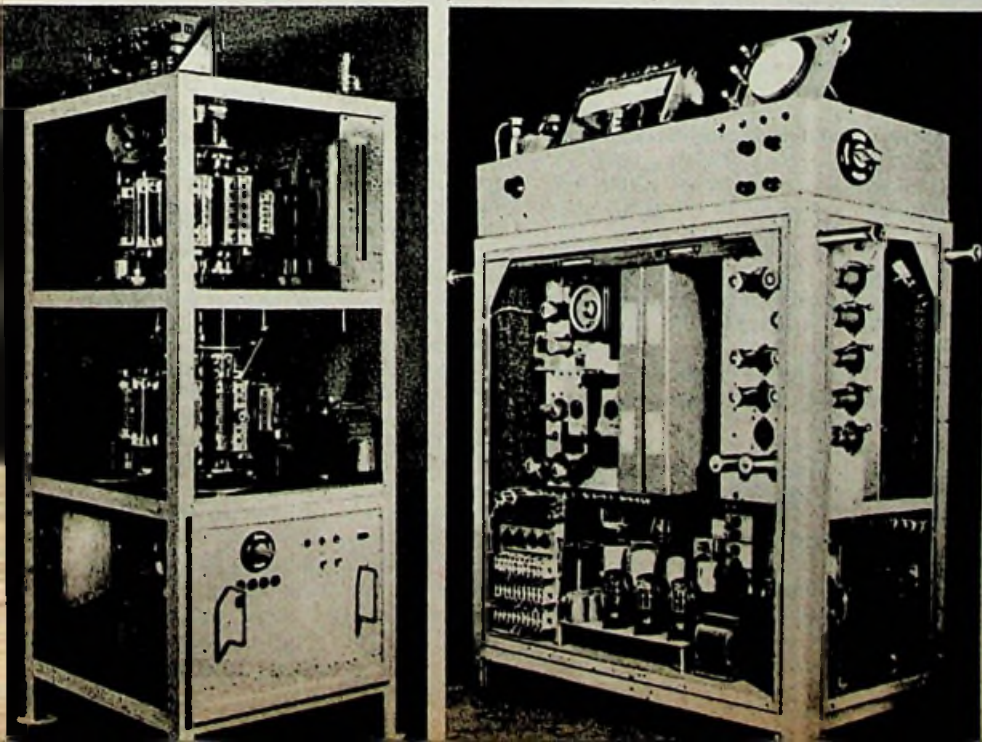


Abb. 6. Echolotaufnahme der Ionosphäre; Meßfrequenz 1,904 MHz; 28.2.52; 07...10 h MEZ

Elektronenstrahls (Amplitudenschicht) auf eine Helligkeitsschrift über, wie sie Abb. 5 schematisch zeigt. Normalerweise ist durch eine entsprechend hohe negative Wehneltvorspannung die Registrierröhre dunkelgesteuert. Nur wenn ein Signal eintrifft, erscheint auf dem Schirm ein heller Punkt an der entsprechenden Stelle der Zeitachse. Dieses Bild wird über eine Optik auf einen bewegten Film projiziert, wo dann jeder helle Punkt eine Spur zieht. Abb. 6 zeigt eine solche Aufnahme, wobei der untere schwarze Balken das Bodenzeichen ist; darüber liegt ein durchgehendes Echo, zu dem in den Morgen- und Abendstunden noch weitere Reflexionen treten. Die weißen senkrechten Balken sind Zeitmarken, die in ihnen sichtbaren feinen schwarzen Striche Eichmarken für je 150 km Höhe. Es sei hier gleich darauf hingewiesen, daß die so gemessenen Höhen etwas zu groß sind, weil die Ausbreitungsgeschwindigkeit (Gruppengeschwindigkeit) der Wellen in der Ionosphäre kleiner als die Lichtgeschwindigkeit ist. Man spricht daher von scheinbaren oder virtuellen Höhen; die Umrechnung auf wahre Höhe wird in der Praxis meist nicht vorgenommen, weil die scheinbaren Höhen als Meßwert ausreichen, jedenfalls in den meisten Fällen. Die Echolotungsanlagen werden je nach Aufgabenstellung auf einer passend gewählten festen Frequenz betrieben (so bei der in Abb. 6 gezeigten Aufnahme) oder als sogenannte Durchlaufanlagen. Im ersten Fall kann man sich eine etwa besonders interessante Frequenz herausuchen und für sie den Verlauf der Ionosphärenschicht über längere Zeiträume verfolgen;

Abb. 7 (links außen). Echolotungsanlage für den Bereich von 1...16 MHz; Sender. Daneben: Empfänger der Echolotungsanlage mit Bildröhre



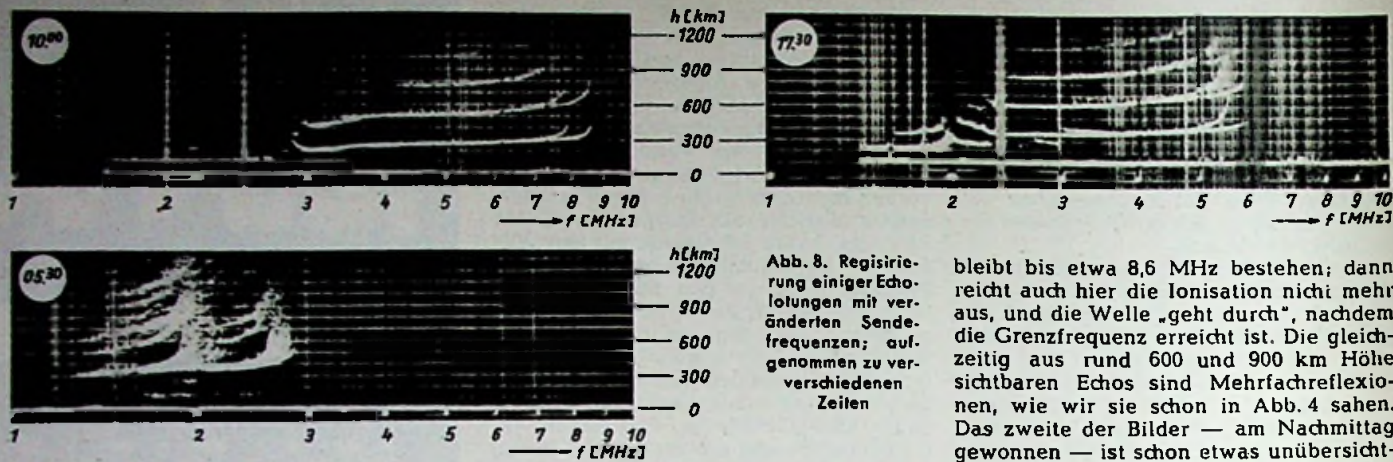


Abb. 8. Registrierung einiger Echolotungen mit veränderten Sendefrequenzen; aufgenommen zu verschiedenen Zeiten

im Fall der Durchlaufanlage hingegen wird während der meist wenige Minuten dauernden Meßperiode die Frequenz kontinuierlich verändert. Damit erhält man einen schnellen Überblick über die Verhältnisse im gesamten interessierenden Frequenzgebiet. Abb. 7 zeigt eine aus einem zwischen 1 und 16 MHz veränderbaren Sender von rund 10 kW Impulsleistung und dem zugehörigen Empfänger bestehende Anlage. Sender und Empfänger stehen im selben Raum und werden durch geeignete Steuermittel völlig im Gleichlauf gehalten. Wahlweise alle 10 oder 30 min nimmt die Anlage selbsttätig einen „Durchlauf“ vor, bei dem der erwähnte Frequenzbereich abgetastet und das Ergebnis aufgezeichnet wird.

Sämtliche Vorgänge sind weitgehend automatisiert, so daß das Gerät nur der üblichen Wartung und Pflege bedarf. Einige typische Aufnahmen, die hiermit gewonnen sind, zeigt Abb. 8. Man sieht auf der ersten der Aufnahmen, daß die Messung bei etwa 1,6 MHz begonnen wurde (Einsetzen der Bodenwelle). Gleichzeitig erscheint ein Echo aus rund 100 km Höhe, das bei wachsender Frequenz bis etwa 2,8 MHz bestehenbleibt, dann wird die Spur undeutlicher, d. h., die Schicht wird sozusagen „durchsichtig“, weil ihre Ionisation nicht mehr ausreicht, und das Echo springt auf eine höhere Schicht über, deren Spur anfangs bei etwa 230 km Höhe, gegen Ende bei 300 km Höhe liegt. Das Echo von dieser höheren Schicht

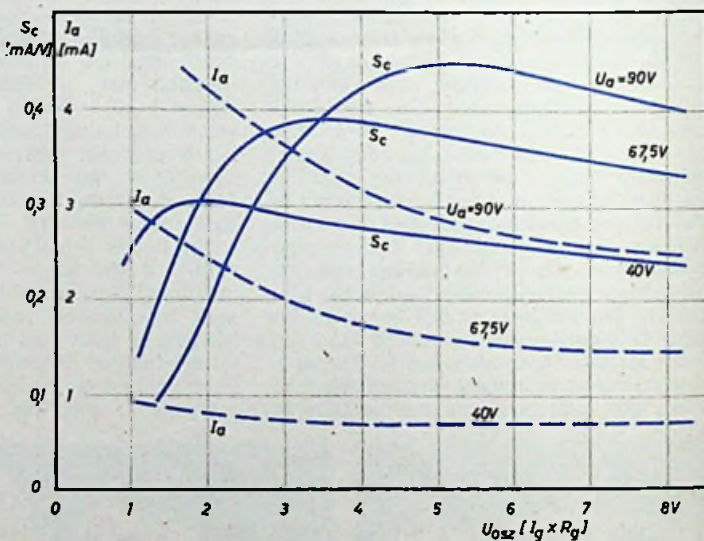
bleibt bis etwa 8,6 MHz bestehen; dann reicht auch hier die Ionisation nicht mehr aus, und die Welle „geht durch“, nachdem die Grenzfrequenz erreicht ist. Die gleichzeitig aus rund 600 und 900 km Höhe sichtbaren Echos sind Mehrfachreflexionen, wie wir sie schon in Abb. 4 sahen. Das zweite der Bilder — am Nachmittag gewonnen — ist schon etwas unübersichtlicher, aber auch dort erkennt man deutlich die beiden Gebiete um 100 bzw. 300 km Höhe, dagegen fehlt in der Nachtaufnahme von 05.30 die tiefe Reflexion ganz. Die sehr verwaschene Spur rührt von einer nordlichtähnlichen Störung der Ionosphäre her. Schon an diesen drei Aufnahmen sieht man, daß die Registrierungen außerordentlich verschieden sein können, und tatsächlich gleichen sich kaum je zwei Aufnahmen völlig. Als erstes Ergebnis gewinnen wir daraus, daß es offenbar zwei Hauptniveaus der Reflexion gibt, einmal bei rund 100 km, zum anderen bei etwa 200 ... 300 km Höhe; ferner, daß die Ionisation in dem tiefer liegenden Gebiet offenbar geringer ist als in der höheren Schicht, weil diese bei niedrigerer Frequenz durchlässig wird. (Wird fortgesetzt)

Dr. D. HOPF **DC 90** eine neue Röhre für Batterieempfänger mit UKW-Bereich

Nachdem der UKW-Bereich für netzbetriebene Empfänger — mit Ausnahme der niedrigsten Preisklasse — eine Selbstverständlichkeit geworden ist, entstand zwangsläufig der Wunsch, durch Bereitstellung geeigneter Röhrentypen die Entwicklung von Batterieempfängern mit UKW-Bereich zu ermöglichen. Die bisherigen sehr guten Erfahrungen mit der Triode (EC 92 oder Triodentriode der ECH 81) in additiver, selbstschwingender Mischschaltung legten es nahe, die Batterieröhrenreihe durch eine für diese Schaltung geeignete Triode zu ergänzen. Die Schaffung einer zusätzlichen steilen Vorstufenpentode erschien dagegen nicht notwendig, da es sich gezeigt hat, daß Oszillatorausstrahlung und Rauschzahl auch ohne Vorstufe ausreichend niedrig gehalten werden können, wenn nicht außergewöhnlich hohe Ansprüche gestellt werden. Außerdem würde eine derartige Röhre die Stromentnahme aus Heiz- und Anodenbatterie so stark vergrößern, daß ein wirtschaftlicher Betrieb in Frage gestellt wäre. Für die Bestückung des Verhältnisdetektors wird man zweckmäßigerweise Germaniumdioden benutzen; es ist aber auch denkbar, daß der Flankenwandler im Batterieempfänger wieder auflebt. Demnach ist die Erweiterung der Batterieröhrenserie um einen Typ, die Mischtriode, die nunmehr mit der DC 90 zur Verfügung steht, ausreichend.

(s. a. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 24, S. 666)

Abb. 1. Mischsteilheit und Anodenstrom der DC 90 in Abhängigkeit von der Oszillatortenspannung und der Anodenspannung bei Verwendung als Mischröhre



Die wesentlichsten technischen Daten sind:
 $U_f = 1,4 \text{ V}$
 $I_f = 50 \text{ mA}$
 $U_a = 90 \quad 67,5 \quad 40 \text{ V}$
 $U_g = -3 \quad -1 \quad -0,5 \text{ V}$
 $I_a = \text{rd. } 3 \quad \text{rd. } 3 \quad \text{rd. } 1,15 \text{ mA}$

Die Mischsteilheit liegt bei 0,3 ... 0,4 mA/V, ihre Abhängigkeit von der Anodenspannung und der Oszillatortenspannung ($I_q \times R_g$) geht aus Abb. 1 hervor, in die auch die Anodenstromwerte eingetragen sind. Die Schaltungstechnik einer Mischstufe mit der DC 90 lehnt sich eng an die von der EC 92 her bekannte an. Abb. 2 zeigt ein Beispiel. Die Antenne wird durch L_1 an die Spule L_2 des auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Schwingungskreises angekoppelt. Über C_1 gelangt die Nutzspannung

zum Symmetriepunkt der Gitterspule L_3 . Mit Hilfe des Trimmers Tr wird die Oszillatortenspannung in diesem Punkt auf den kleinstmöglichen Wert abgeglichen. Der Gitterableitwiderstand ist mit 500 k Ω so groß gewählt, daß der Gitterstrom und das durch ihn verursachte Rauschen möglichst klein werden. Außerdem würde durch einen kleinen Gitterableitwiderstand der auf die Empfangsfrequenz abgestimmte Kreis stärker gedämpft. Der Oszillatorabstimmkreis mit der Spule L_4 ist über C_2 an die Anode angekoppelt, wobei durch C_2 gleichzeitig der Primärkreis des ersten ZF-Bandfilters abgestimmt wird. Die Drossel Dr und der Kondensator C_3 verhindern eine Oszillatorausstrahlung über die Heizleitung. Da die Steilheit der Batterieröhren kleiner als die der Netztöhren ist und bei Kofferempfängern meist ungünstigere

Antennenverhältnisse vorliegen als bei Heimempfängern, ist es wichtig, die Mischschaltung mit der DC 90 so zu dimensionieren, daß die größtmögliche Mischverstärkung erreicht wird. Hierbei spielt besonders die Dämpfung des ersten ZF-Bandfilters durch die Mischtriode eine Rolle. Sie setzt sich zusammen aus einer ZF-Gegenkopplung über den Spannungsteiler, der aus der Gitteranodenkapazität und der gesamten, zwischen Gitter und Katode wirksamen Kapazität gebildet wird, und aus der Dämpfung durch den inneren Widerstand der Röhre. Die ZF-Gegenkopplung wurde in der vorliegenden Schaltung dadurch gering gehalten, daß der Gitterkondensator so groß gewählt wurde, wie es mit Rücksicht auf Überschwinger möglich ist, so daß die am Gitter wirksame Impedanz für die ZF möglichst klein ist. Außerdem wird eine ZF-Spannung an das Triodengitter geführt, die in Gegenphase zu der über C_{ag} an das Gitter gelangenden Spannung liegt. Zu diesem Zweck ist ein Widerstand ($10\text{ k}\Omega$) in Serie zu der Bandfilterspule L_5 geschaltet, so daß am Kondensator C_4 eine ZF-Spannung mit der gewünschten Phasenlage auftritt. Die Wirkungsweise geht aus dem in Abb. 3 gezeigten vereinfachten Schema hervor. Die Größe von C_4 bestimmt den Grad der Entdämpfung des Bandfilterprimärkreises. Sie wurde so gewählt, daß die gesamte, durch die Röhre und die Schaltung verursachte Dämpfung gerade kompensiert ist. Da die ZF-Gegenkopplung durch die Größe von C_1 schon niedrig gehalten wird, liegt der für die erwünschte Entdämpfung notwendige Kapazitätswert von C_4 so hoch, daß man diesen Kondensator, ohne Schwierigkeiten befürchten zu müssen, in Serie mit L_5 schalten kann, so daß die Verwendung eines einseitig geerdeten Drehkondensators möglich ist.

Die Verstärkung von den Antennenklemmen bis zum Steuergitter der ersten ZF-Stufe setzt sich aus der Antennenübersetzung und der Mischverstärkung zusammen. Für den Eingangskreis mit der Spule L_2 kann man im Mittel einen Resonanzwiderstand von $2\text{ k}\Omega$ einsetzen, so daß die Antennenübersetzung, bezogen auf eine $300\text{-}\Omega$ -Antenne,

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{2000}{300}} = 2,6 \quad \text{wird.}$$

Ein durchschnittliches ZF-Bandfilter hat eine Transimpedanz von rd. $15\text{ k}\Omega$, so daß mit $S_c = 0,3\text{ mA/V}$ die Mischverstärkung $4,5$ fach ist. Insgesamt ist demnach die Verstärkung $2,6 \cdot 4,5 \approx 12$ fach. Bei Anpassung auf $60\ \Omega$ verdoppelt sich dieser Wert; er ist ohne Mühe zu erreichen, wie durch Messungen bestätigt wurde, und kann durch Anwendung eines besonders verlustarmen ZF-Filters, bei dem man die Transimpedanz auf rd. $20\text{ k}\Omega$ steigern kann, noch erhöht werden.

Die bei AM-Empfang als Mischröhre benutzte DK 92 wird bei UKW-Empfang zur ZF-Verstärkung herangezogen. Die ZF-Spannung wird dann dem ersten Gitter zugeführt. Wenn man die Vorwiderstände am zweiten und vierten Gitter nicht umschaltet, also die für optimale Mischsteilheit günstigsten Werte benutzt, erhält man eine Steilheit von $0,3\text{ mA/V}$. Die Betriebsdaten sind dann z. B. folgende:

$U_a = 85\text{ V}$	$I_a = 0,65\text{ mA}$
$U_{g2} = 30\text{ V}$	$I_{g2} = 1,65\text{ mA}$
$U_{g4} = 60\text{ V}$	$I_{g4} = 0,14\text{ mA}$
$U_{g3} = 0\text{ V}$	$S = 0,3\text{ mA/V}$

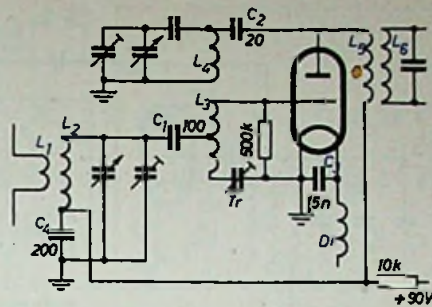


Abb. 2. Beispiel für eine selbstschwingende, additive Mischschaltung mit der DC 90

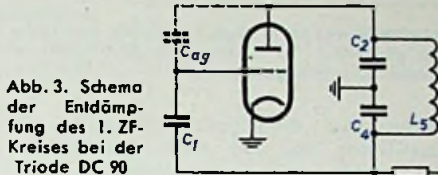


Abb. 3. Schema der Entdämpfung des 1. ZF-Kreises bei der Triode DC 90

Bei $U_b = 85\text{ V}$ sind demnach:

$$R_{g2} = 33\text{ k}\Omega \quad R_{g4} = 150\text{ k}\Omega.$$

Wenn alle Vorwiderstände umgeschaltet werden, so daß der Katodenstrom bis zur zulässigen Grenze erhöht wird, steigt die Steilheit auf $0,45\text{ mA/V}$. Die AM/FM-Umschaltung ist aber dann so umständlich und erfordert so viele Kontakte, daß man sich wohl zweckmäßiger mit der Steilheit von $0,3\text{ mA/V}$ begnügt.

Bei der Abschätzung der im UKW-Bereich zu erwartenden Empfindlichkeit soll die vielfach bei mittleren und großen Batterieempfängern übliche AM-Bestückung DK 92, 2 \times DF 91, DL 94 zugrunde gelegt werden, so daß sich eine AM/FM-Bestückung ergibt, wie das Blockschaltbild der Abb. 4 zeigt.

Die DL 94 benötigt für 50 mW eine Gitterwechselspannung von $1,35\text{ V}_{\text{eff}}$. Am Gitter der DAF 91 (rd. 75 fache Verstärkung) entspricht dies $18\text{ mV}_{\text{eff}}$. Beim Batteriegerät wird man den Verhältnisdetektor vorwiegend auf größte Empfindlichkeit dimensionieren und eine etwas geringere AM-Unterdrückung in Kauf nehmen. Im normalen Heimempfänger liegt der Demodulatorwirkungsgrad des Verhältnisdetektors, bezogen auf einen Frequenzhub von 15 kHz , bei $0,9\%$, d. h., eine ZF-Spannung von 1 V_{eff} am Eingang des Verhältnisdetektors ergibt eine NF-Spannung von 9 mV_{eff} . Im Batterieempfänger wird man den Wirkungsgrad auf etwa $1,2\%$ steigern können, so daß an der Anode der letzten ZF-Röhre $1,5\text{ V}_{\text{eff}}$ benötigt werden. Die Steilheit der DF 91 ist $0,9\text{ mA/V}$, so daß mit einer Eingangsimpedanz des Verhältnisdetektors von $20\text{ k}\Omega$ eine 18 -fache Verstärkung erreicht wird. Die Kopplung zwischen der ersten und zweiten sowie zwischen der zweiten und dritten ZF-Stufe erfolgt über Einzelkreise.

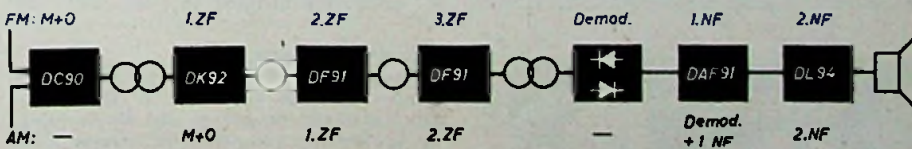


Abb. 4. Blockschaltbild eines AM/FM-Batterieempfängers mit Verhältnisdetektor

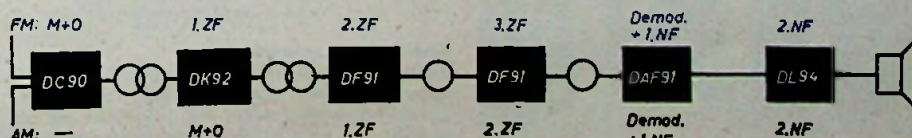


Abb. 5. Blockschaltbild eines AM/FM-Batterieempfängers mit Flankenumwandler

Bei einer Bandbreite von 150 kHz kann die Güte $Q = 70$ erreichen, so daß mit $C = 30\text{ pF}$ ein Resonanzwiderstand von $35\text{ k}\Omega$ auftritt. Die Verstärkung der zweiten ZF-Stufe ist demnach $0,9 \cdot 35 = 31,5$, die der ersten ZF-Stufe $0,3 \cdot 35 = 10,5$. Die gesamte ZF-Verstärkung ergibt sich damit zu $18 \cdot 31,5 \cdot 10,5 \approx 6000$. Für $1,5\text{ V}$ am Eingang des Ratiodetektors ergibt sich mit der weiter oben angegebenen Mischverstärkung an den Antennenklemmen bei $60\text{-}\Omega$ -Anpassung eine Empfindlichkeit von etwa $10\ \mu\text{V}$, bei $300\text{-}\Omega$ -Anpassung ist die Empfindlichkeit $20\ \mu\text{V}$. Wieweit man diese Werte noch verbessern kann, hängt davon ab, welche Verringerung der Bandbreite in Anbetracht der bei Batterieempfängern ohnehin geringeren Wiedergabequalität noch als zulässig betrachtet wird. Es ist denkbar, daß man sich beim Batterieempfänger im UKW-Bereich mit der durch den Flankenumwandler erreichbaren Empfangsqualität begnügt und größeren Wert auf die hierdurch mögliche Empfindlichkeitssteigerung legt. Dann ergibt sich ein Blockschaltbild nach Abb. 5. Die Modulationsumwandlung erfolgt an den Flanken der beiden letzten ZF-Kreise. Wenn man einen Klirrfaktor von 5% bei 75 kHz zuläßt, so liegt er im Mittel wohl für Batterieempfänger ausreichend niedrig. Dann kann die Kreisgüte $Q = 38,5$ sein, und man erhält einen äquivalenten Modulationsgrad von $m = 7\%$ für einen Frequenzhub von 15 kHz . Für eine NF-

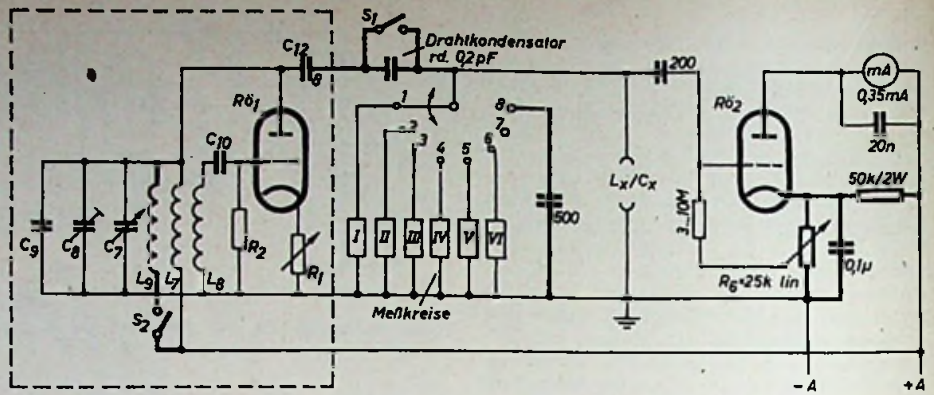
$$\text{Spannung von } 18\text{ mV sind nun } \frac{18}{m} =$$

257 mV ZF-Spannung an der Anode der zweiten DF 91 notwendig. Mit $Q = 38,5$ und $C = 30\text{ pF}$ ist der Resonanzwiderstand eines Kreises $R_{\text{res}} = 19\text{ k}\Omega$. Der günstigste Arbeitspunkt für die Modulationsumwandlung ist der Wendepunkt der Gesamtresonanzkurve der beiden Kreise; er liegt bei 75% der Scheithöhe. Die Verstärkung der beiden DF 91 erhält man zu $S^2 \cdot R_{\text{res}}^2 \cdot 0,75 = 0,9^2 \cdot 19^2 \cdot 0,75 = 220$.

Die Verstärkung der DC 90 ist die gleiche wie weiter oben angegeben; die Verstärkung der DK 92 ist mit einem Bandfilter, das eine Transimpedanz von $20\text{ k}\Omega$ hat, etwa 6 fach, so daß die gesamte ZF-Verstärkung $6 \cdot 220 = 1320$ ist und sich für $60\text{-}\Omega$ -Anpassung eine Empfindlichkeit von $\frac{257000}{1320 \cdot 24} = 8\ \mu\text{V}$, bzw. für $300\text{-}\Omega$ -Anpassung eine Empfindlichkeit von $16\ \mu\text{V}$ an den Antennenklemmen ergibt.

Ein durch die DC 90 erweiterter 5-Röhren-AM-Batterieempfänger erreicht entsprechend den obigen Betrachtungen eine durchaus brauchbare Empfindlichkeit. Dagegen würde die Hinzunahme einer DC 90 zu einem 4-Röhren-Empfänger wegen der dann geringeren ZF-Verstärkung eine UKW-Empfindlichkeit ergeben, die nur niedrigen Ansprüchen genügen könnte.

Vielseitig verwendbares LC-Meßgerät hoher Anzeigegenauigkeit



Schaltbild des LC-Meßgerätes. Der unkritische Netzteil wurde der Einfachheit halber weggelassen. Die gegenüber der Schaltung in Bd. 4 (1949), H. 4, S. 141, getroffenen Ergänzungen bzw. Umänderungen sind dick gezeichnet

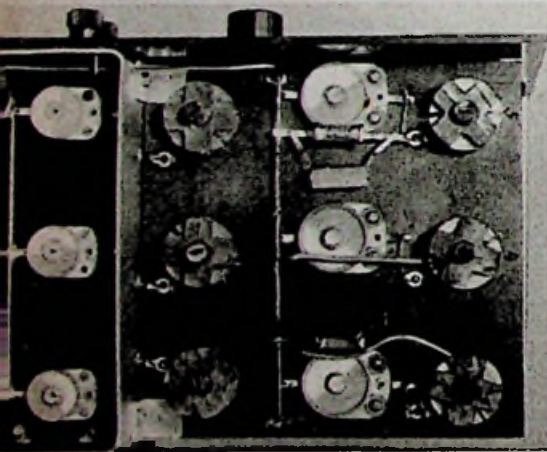
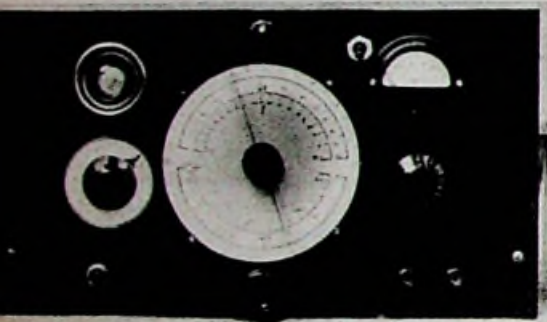
Mit gerade vorhandenen und schnell greifbaren Mitteln wurde ein Meßgerät geschaffen, das nicht nur die Messung von L- und C-Werten gestattet, sondern mit dem außerdem auch der Vorabgleich von ZF-Bandfiltern und anderen Schwingkreisen sowie Gütevergleiche dieser Bauteile untereinander oder an Hand eines Musters möglich sind. In der FUNK-TECHNIK, Bd. 4 [1949], H. 5, S. 140, ist das zugrunde gelegte Resonanzprinzip ausführlich erläutert, so daß hier auf eine eingehende Darstellung der Wirkungsweise, des Abgleichs usw. verzichtet werden kann. Die Schaltung und die

Daten der Schwingkreiselemente des Oszillators und der Meßkreise wurden der genannten Arbeit entnommen. Auf Grund der sehr unterschiedlichen, durch die L-C-Verhältnisse bedingten Resonanzwiderstände der einzelnen Meßkreise genügte eine einzige Kapazität C_{12} für die Ankopplung der Meßkreise nicht. In Serie mit C_{12} (8 pF) wurde deshalb ein kleiner selbstgefertigter Drahtkondensator von rd. 0,2 pF außerhalb der Oszillatorbox eingeschaltet, den man mit S_1 kurzschließen kann. Für kleine C_x und große L_x , d. h. also für Meßkreise mit hohem Resonanzwiderstand, wird S_1 geöffnet, so daß der Oszillator über den Drahtkondensator angekoppelt ist. Für Kreise mit geringerem R_{res} wird S_1 geschlossen; die Ankopplung ist dann fester. Als Indikator der Resonanzspannung erwies sich ein Röhrenvoltmeter in Richtverstärkerschaltung mit Gegenkopplung als nicht sehr zweckdienlich. Die Schaltung des RV ist daher etwas zu ändern, und zwar kann die Gittervorspannung von Rö 2 mit einem mit einer Skala versehenen Potentiometer R_0 so variiert werden, daß Rö 2 wahlweise in B- oder C-Betrieb arbeitet. Als Anzeigeelement dient ein sehr empfindliches Instrument mit 0,35 mA Endausschlag. Dadurch wird erreicht, daß gerade in den interessierenden kleinen C_x -Bereichen bei den dort vorhandenen hohen Kreisgüten nur die obersten Spitzen der Resonanzamplituden angezeigt werden, d. h. die Anzeige ist sehr scharf. „Verbogene“ Mehrfachdrehkos konnten hierdurch mit bestem Erfolg wieder in einwandfreien Gleichlauf gebracht werden. Zum Vorabgleich und Gütevergleich von ZF-Kreisen u. ä. muß sich der Frequenzbereich des Oszillators bis auf rd. 700 kHz erweitern lassen. Zu diesem Zweck ist eine Spule L_3 (Haspelkern 100 Wdg.) vorgesehen, die mit S_2 parallel zu L_7 geschaltet werden kann. Mit ihrer Hilfe ist ein Frequenzbereich von rd. 380 ... 720 kHz zu erfassen. Die Skala von C_7 erhält daher auch eine Eichung in f von 200 ... 400

und von 380 ... 720 kHz. In einer zusätzlichen siebenten Schaltstellung des Meßbereichswahlschalters liegt an den Meßbuchsen kein Schaltmittel, während in einer achten Stellung ein keramischer Kondensator von 500 pF angeschaltet wird. Die siebente Stellung ist für ZF-Filter bestimmt, die achte für MW-Vorkreissspulen. Gütevergleiche gehen nun so vor sich, daß man zunächst ein Muster anschließt, einen bestimmten Ausschlag des Instrumentes einstellt und die Stellung von R_0 registriert. Dann schließt man den Prüfling an und stellt auf den gleichen Ausschlag ein. Ist hierfür eine geringere Gittervorspannung für Rö 2 nötig, so ist der Prüfling schlechter.

Mit dem Bereich 8 können auch die Kernfaktoren von unbekanntem HF-Eisenkern ermittelt werden, wenn man eine Anzahl Windungen auf den Kern bringt (z. B. 100), die Resonanzfrequenz abliest und anschließend über die Berechnung der Induktivität den Kernfaktor feststellt. Bei immer gleichen Windungszahlen läßt sich die Skala von C_7 auch noch direkt in Kernfaktoren eichen.

Der eigentliche Aufbau des Gerätes ist nicht sehr kritisch; ein Beispiel zeigen die Fotos. Der Oszillator ist gut abzuschirmen. Der Netzteil weist keine Besonderheiten auf. Für den Nachbau wird empfohlen, Spulen mit größerem Abgleichbereich zu verwenden, da der Abgleichbereich der Haspelkerne zu gering ist und Änderungen der Windungszahlen nicht ganz zu umgehen sind. Spule L_3 erhält zweckmäßig ein paar Windungen mehr, damit der Oszillator auch beim Einschalten von L_3 noch sicher schwingt. Ratsam ist es, zuerst die C-Bereiche abzugleichen, um mit deren Hilfe anschließend die Kondensatoren für die L-Bereiche auszusuchen. Zum Abgleich selbst ist zu bemerken, daß es sich bei den Meßkreisen mit großen Parallelkapazitäten als günstig erwies, bei eingedrehtem C_7 mit C und bei ausgedrehtem C_7 mit L abzugleichen, also gerade umgekehrt zur üblichen Praxis. Steht ein nicht so empfindliches Instrument zur Verfügung, dann besteht wegen des notwendig größeren C_{12} die Gefahr der Rückwirkung der Meßkreise auf den Oszillator. In solchen Fällen ist für Rö 1 eine Pentode zu verwenden, bei der die Strecke Kathode— G_1 — G_2 als Oszillatortriode dient (Anodenwiderstand für G_2 rd. 30 ... 50 kOhm). Die eigentliche Pentode-Anode führt über eine Drossel (z. B. Görler F 22) direkt an + Anodenspannung und ist zum Oszillatorsystem hin durch das an Nullpotential liegende Bremsgitter genügend entkoppelt. C_{12} ist dann an das heiße Ende der Drossel anzuschließen.



Fotos von oben noch unten:

Frontansicht. Die Hauptskala ist auch in Frequenzen 200 ... 400 und 380 ... 720 kHz geeicht. Links neben der Hauptskala sitzt der Drehknopf von R_0 , über der Hauptskala der Schalter S_2 zur Frequenzbereicherweiterung. Rechts ist über den Meßbuchsen der Meßbereichswahlschalter sichtbar, rechts oben (neben dem Instrument) Schalter S_1

Ansicht der Spulenplatte

Rückansicht. Ganz links: Röhrenvoltmeter, Meßbereichselement, Anzeigeelement und S_1 mit Drahtkondensator; Mitte: Die Senderbox mit abgenommener Haube; über dem Drehko die Spulen mit S_2 (Bereichserweiterung); rechts: Netzteil

MIKROSKOP-ZEITBASIS-GERÄT

zur Oszillografie netzfrequenter Vorgänge und netzverkoppelter Fernsehimpulse

Aufgabenbereich und Lösungsmöglichkeiten

Die zeitliche Auflösung des untersuchten Vorganges mittels der üblichen Zeitspannungsgeräte — der „Zeitbasis“ — in den Oszillografen reicht immer dann nicht mehr aus, wenn in dem Oszillogramm Zustandsänderungen dargestellt werden müssen, die kurz im Verhältnis zur Dauer einer Periode sind.

Bei allen gebräuchlichen Oszillografen ist die maximale Amplitude der Zeitablenkungsspannung meistens so bemessen, daß sie zur Auslenkung des Leuchtflecks über den ganzen Schirm der Elektronenstrahlröhre gerade genügt. Die Zeitablenkfrequenz kann aber andererseits höchstens gleich der Meßfrequenz werden, um noch einen einwandfreien Gleichlaufzwang zu ermöglichen. Die auf diese Weise höchstens erreichbare relative Zeitdehnung eines bestimmten Teils der ganzen Periode ist damit nur durch das Verhältnis des Schirmdurchmessers zum Durchmesser des Leuchtflecks gegeben [1].

Zur näheren Veranschaulichung der geschil- derten Verhältnisse sind in Abb. 1a in der all- gemein üblichen Weise zwei Perioden und in Abb. 1b ist, wie soeben erörtert, eine Periode einer Wechselspannung wiedergegeben. Es handelt sich dabei um die Spannung an einer Last mit stark induktiver Komponente in dem Stromkreise eines Ladegleichrichters mit Queck- silberdampf-Gleichrichterröhre. Die Span- nungskurve entspricht, wie vor allem aus Abb. 1a deutlich hervorgeht, grundsätzlich der Kurve für Einweggleichrichtung. Sie be- ginnt mit einem sehr steilen Anstieg. Auch nach dem Oszillogramm einer Periode in der Abb. 1b könnte man annehmen, daß es sich um einen einfachen Spannungssprung handelt und diese Spitze keinerlei Einzelheiten, Schwingungen oder dergleichen enthält. Voll- kommene Gewißheit hierüber und ein klarer Einblick in derartige Teile eines Vorganges sind jedoch nur durch eine wesentlich stärkere Zeitdehnung zu erreichen.

Hierfür sind unter anderem folgende Mög- lichkeiten bekannt:

1. mehrfach größere Zeitablenkfrequenz;
2. periodische Auslösung relativ kurzer Zeit- ablenkungen im Rhythmus der Grund- frequenz;
3. Vergrößerung der Zeitablenkamplitude auf den mehrfachen Betrag.

1. Mehrfach größere Zeitablenkfrequenz

Auf die Verwendungsmöglichkeit einer Zeit- ablenkfrequenz mit dem Vielfachen der Meß- frequenz zur Steigerung der Zeitdehnung wurde vom Verfasser schon an dieser Stelle einmal hingewiesen [2]. Hierbei mußte je- doch zur Erreichung des Bildstillstandes bei elfacher Zellfrequenz stark übersynchroni- siert werden, wobei natürlich schon grund- sätzlich ein ganz zuverlässiger Bildstand nicht erreicht werden kann. Durch den abnormal starken Gleichlaufzwang tritt ferner eine schrä- ge Beschneidung der rechten Bildkante ein.

An gleicher Stelle wurde jedoch ebenfalls an- gegeben, daß auch auf diese Weise eine gute Synchronisierung einer Zellfrequenz mit dem gewünschten Vielfachen der Meßfrequenz möglich ist. Hierzu müssen durch einen Ver- zerrer und entsprechende Siebmittel von der Meßfrequenz Oberwellen erzeugt und mit

diesen Oberwellen muß die Zeitablenkfre- quenz synchronisiert werden.

Derartige Oszillogramme haben jedoch immer den Nachteil, daß sie alle zeitgedehnten Pha- sen einer Periode in einem Bild enthalten¹⁾. Diese Methode ist deshalb dann zweckmäßig, wenn der Spannungsverlauf im allgemeinen stetig ist und nur an einer oder wenigen kurzen Stellen jene raschen Änderungen auf- weist, die untersucht werden sollen. Sie ist ohne weiteres nicht brauchbar für Spannun- gen, die über die ganze Periode rasche, evtl. auch verschiedenartige Impulse oder der- gleichen enthalten. In solchen Fällen müßte ein undeutbares Gewirr von Linien entstehen.

2. Periodische Auslösung relativ kurzer Zeit- ablenkungen im Rhythmus der Grundfrequenz

Für die Untersuchung der Spannungsform von Impulsen ist bei hochwertigen Oszillo- grafen neuerdings mitunter auch schon eine Schalmöglichkeit für die sogenannte „Trig- gerung“ vorgesehen.

Hierbei steht das Zeitablenkgerät grundsätz- lich in Wartestellung; es wird erst von dem Meßspannungsimpuls selbst zu einer beliebig wählbaren Zeitdehnung, die der Einstellung für die betreffende Ablenkfrequenz entspricht, ausgelöst.

Dabei entsteht — ohne besondere Maß- nahmen — an dem Ruhepunkt des Leucht- flecks (meistens links) ein heller Punkt bzw. ein vertikaler Strich, von dem aus das Oszillo- gramm weniger hell über den Schirm ge- schrieben wird. Der Leuchtdichteunterschied zwischen dem ruhenden Fleck oder Strich und seiner Spur während der Auslenkung ent- spricht dabei dem Unterschied seiner Ein- wirkungszeit auf den Leuchtschirm.

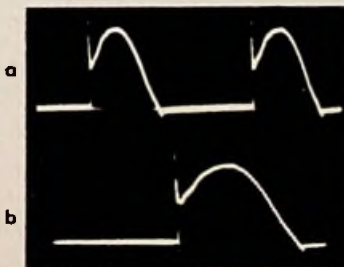


Abb. 1. Oszillogramme einer einweggleich- gerichteten 50-Hz-Wechselspannung an ohmisch-induktiver Last; a) zeitlineare Ablen- kung 25 Hz, b) zeitlineare Ablenkung 50 Hz

Verständlich ist, daß bei diesem Verfahren der Anfang des Impulses nicht vollständig auf- gelöst werden kann, da ja eine gewisse, wenn auch kleine Zeit vergeht, ehe die Zeitablen- kung einsetzt. Möglich wäre es, durch Einfügen eines Laufzeitgliedes zwischen Meßspannung und Verstärker für die Y-Ablenkung die Meß- spannung in dieser Richtung so zu verzögern, daß der Anfang des Impulses erst an die Ab- lenkplatten gelangt, wenn die Zeitablenkung schon arbeitet. Selbstverständlich dürfen diese Laufzeitglieder keinerlei Verformungen der Meßspannung verursachen.

Für die Oszillografie einer Reihe verschieden- artiger Impulse, die sich jedoch rhythmisch

¹⁾ Dieser Nachteil könnte allerdings eventuell dadurch beseitigt werden, daß durch entsprechende Maßnahmen immer nur jene Zeitablenkperiode mit einer geeigneten Rechteckspannung hellgesteuert wird, die den inter- essanten Abschnitt der untersuchten Spannung enthält.

wiederholen (Fernsehen, Funkmeßtechnik usw.), ist es zweckmäßig, eine derartige Schnell-Zeitablenkung in diesem tiefer- frequenten Rhythmus auslösen zu lassen. Da- bei wird natürlich nur ein Ausschnitt aus der ganzen Impulsreihe einer Periode sichtbar. Um diesen Ausschnitt innerhalb dieser Reihe beliebig auswählen zu können, ist es not- wendig, zwischen Auslöseimpuls und Zeit- ablenkgerät eine Phasenregelung vorzu- sehen; sie muß hierzu praktisch eine Ände- rung um 360° innerhalb einer Periode des Impulsrhythmus gestatten.

Derartige Geräte wurden als *Mikroskop-Zeit- basis-Geräte* bekannt und vor allem zur Un- tersuchung der Impulsfolgen in der Fernseh- technik angewendet.

3. Vergrößerung der Zeitablenkamplitude auf den mehrfachen Betrag

Soweit die Zeitablenkspannung über eine Verstärkerstufe erzielt wird, setzt die höchst- zulässige Spannungsaussteuerung der Röh- ren der auf diese Weise möglichen Steige- rung der Zeitdehnung bald eine Grenze. Die Zeitdehnung dürfte so kaum über den fünf- fachen Betrag des Normalen zu steigern sein. Auch hierfür ist zur Wahl des gewünschten Bildausschnittes eine Regelmöglichkeit für die Phase des Gleichlaufzwanges unbedingt er- forderlich. Die Anwendung dieses Prinzips gestattet jedoch — insbesondere bei gewissen Einschränkungen — den Aufbau verhältnis- mäßig einfacher und doch sehr leistungs- fähiger Schaltungen für extrem starke Zeit- dehnung, so daß von ihm in der fol- genden Beschreibung eines derartigen Ge- rätes Gebrauch gemacht wird.

Beschreibung eines einfachen Mikroskop-Zeitbasis-Gerätes

Begrenzt man die Anforderungen an ein der- artiges Gerät bewußt auf die Untersuchung netzfrequenter Vorgänge bzw. auf Vorgänge, die synchron mit der Netzfrequenz verlaufen (wie z. B. die Fernseh-Steuerimpulse von netz- verkoppelten Taktgebern), dann ergibt sich ein sehr einfaches Gerät. Die Netz-Wechsel- spannung, die sich leicht hochtransformieren und in der Phase regeln läßt, kann dabei zur Zeitablenkung dienen.

In Abb. 2 (s. S. 80) ist die einfache Schaltung dieses Gerätes (von nun an kurz mit „MZB 1“ bezeichnet) dargestellt. An einem Autotrans- formator, der direkt an das Netz angeschlos- sen werden kann, liegt die Reihenschaltung einer Kapazität C_1 mit einem Widerstand R_1 . Diese Schaltung, die aus den Beschreibungen gittergesteuerter Stromlor-Schaltungen [3], [4] bekannt sein dürfte, hat die Eigenschaft, daß sich der Vektor der Spannung an den Punk- ten a und b durch Verändern von R_1 um 180° in der Phase drehen läßt, wobei — der beson- dere Vorteil dieser Schaltung — die Amplitude praktisch konstant bleibt.

An diese Spannung wird nun die Primär- wicklung des Transformators T_2 , der die Spannung herauftransformiert, angeschlos- sen. Die hohe Spannung der Sekundärwick- lung dient an den Ablenkplatten zur Zeit- ablenkung. Von dem geeigneten Pol der Sekundärwicklung wird eine Spannung ent- nommen, die über das RC-Glied R_3, C_2 um 90° phasenverschoben und gleichzeitig in der

Amplitude so herabgesetzt wird, daß sie (über den Kondensator C_3 auf die Wehnelttelektrode gebracht) eine Halberiode des Strahlweges aufhellt, die andere Halberiode jedoch unterdrückt. Je höher die Ablenkspannung an den Zeitplatten ist, um so größer wird auch die Zeitdehnung der Spannung an den Meßplatten. Durch Änderung der Phase mit R_1 kann ein gewünschter Ausschnitt aus der

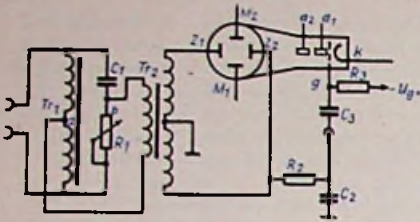


Abb. 2. Prinzipschaltung eines einfachen Mikroskop-Zeitbasis-Gerätes mit Netzfrequenz

gesamten Periode der Impulsfolge o. dgl. beliebig genau auf den Leuchtschirm eingestellt werden. Durch zusätzliche Umpolung der Ablenkspannung ist es so möglich, die Phase um insgesamt 360° zu verändern.

Die Einzelheiten der Schaltung des praktisch aufgebauten Gerätes zeigt Abb. 3a. Als Autotransformator wurde die Primärwicklung des Netztransformators aus dem Philips-Empfänger „D 200“, der für 110 V eine Anzapfung hat, verwendet. (Selbstverständlich kann auch jeder andere geeignete Transformator benutzt werden.)

Der Widerstand zur Phasenänderung müßte als Regelwiderstand einen logarithmischen Verlauf haben und sein Anfang muß für eine ziemlich hohe Strombelastung bemessen sein. Derartige Regler sind aber schwierig zu beschaffen. Die Widerstandsänderung wird deshalb durch Umschaltung von 3 bzw. 4 Gruppen von Festwiderständen durchgeführt. Insbesondere der erste Widerstand in der 1-k Ω -Gruppe muß dabei für eine höhere Leistung (etwa 0,1 A Strom) bemessen sein. Auch der Kondensator C bzw. C' muß den verhältnismäßig hohen Blindstrom, der maximal 0,2 A je Kondensator bei 220 V Spannung sein kann, dauernd vertragen.

Um möglichst nahe an die theoretisch erreichbare Phasenverschiebung von 180° heranzukommen, wurde in Reihe mit den 3 Widerstandsgruppen (entsprechend deren Gesamtwiderstand) noch ein Vorschaltwiderstand von 7,5 k Ω gelegt, der durch den Schalter S_1 kurzgeschlossen werden kann. Schaltet man evtl. auch noch zu dem Kondensator C eine Kapazität C' von ebenfalls 3 μ F mit dem Schalter S_2 parallel (nicht unbedingt notwendig), dann ist bis auf wenige, praktisch kaum feststellbare Grade die Phasenverschiebung von 180° (mit dem Umschalter U , also 360°) zu erreichen.

Zur Herauftransformierung der phasenverschobenen Spannung ist ein Transformator mit möglichst hoher Eingangsimpedanz für 50 Hz und außerdem mit möglichst hohem Übersetzungsverhältnis erwünscht. Diese beiden Forderungen widersprechen sich aber. In unserem Gerät wurden deshalb primärseitig zwei Transformatoren parallel und ihre Sekundärseiten in Reihe geschaltet. Verwendet wurden die Zwischentransformatoren aus dem Philips-Kraftverstärker „KV 25“ mit einem Übersetzungsverhältnis von $1 : 2 \times 2^2$.

Um bei einem Vorgang mit noch unbekanntem Phasenverhältnissen den innerhalb der ganzen Periode interessierenden Teil rasch aufzufinden zu können, erwies es sich als zweckmäßig, die Zeitdehnung zu Beginn der Unter-

suchung herabsetzen zu können. Hierzu dient der doppelpolige Umschalter U_3 , mit dem man die Zeitplatten wahlweise an die höchste Spannung oder in 3 weiteren Stufen jeweils auf die Hälfte der vorangegangenen Spannung schalten kann. Die erste Teilung erfolgt durch Umschalten an die beiden Mittelanzapfungen der Sekundärseiten der beiden Transformatoren. Zur weiteren Herabsetzung dienen zwei ohmsche Spannungsteiler, die einerseits an den Mittelanzapfungen und andererseits an dem Chassis liegen. Dann ergeben sich Spannungsabstufungen, wie sie im Oszillogramm der Abb. 4a zum Ausdruck kommen. Die Effektivwerte der Wechselspannungen in den einzelnen Stufen I...IV waren rd. 80, 160, 320 und 640 V_{eff}.

Da in den Oszillografen für die äußere Zeitablenkspannung meistens nur maximal 500 V_{eff} zugelassen sind, wurden zur Begrenzung der Spannungsscheitel parallel zu den Ausgangsklemmen zwei Glühlampen über zwei Vorwiderstände von 150 k Ω gelegt. Benutzt wurden in der vorliegenden Ausführung die heute nicht mehr erhältlichen Typen „13204X“ mit einer Brennspannung von 130 V und

einem maximalen Querstrom von 5 mA; jede ähnliche moderne Glühlampe, wie etwa die „150A1“, kann aber ebensogut verwendet werden. Die Ausgangsspitzenspannung wird dann auf den zweifachen Wert der Brennspannung dieser Lampen begrenzt, wie die Oszillogramme in Abb. 4b für die Spannungsstufen I...IV näher zeigen. Die zur Aussteuerung des Schirmes der DG 10-6 im Philips-Oszillografen „GM 5663“ (ohne äußere Nachbeschleunigung) ausreichende Spannung ist durch die senkrecht gestrichelten Linien angedeutet worden. Um nur einen Strahlweg zu erhalten, wird der Rücklauf, wie erwähnt, durch eine um 90° gegenüber der Ablenkspannung verschobene Spannung am Gitter der Elektronenstrahlröhre unterdrückt. Die Schaltung hierzu zeigt Abb. 3b. Um wahlweise den Vorgang auch mit dem Rücklauf beobachten zu können und dabei den Hin- und Rücklauf zu unterdrücken, kann diese Hellsteuerspannung nach Wunsch auf die beiden Punkte α und β der höchsten Spannung umgeschaltet werden.

Eine Halberiode der „gekappten“ Spannung wird so aufgehellt (bzw. die andere wird

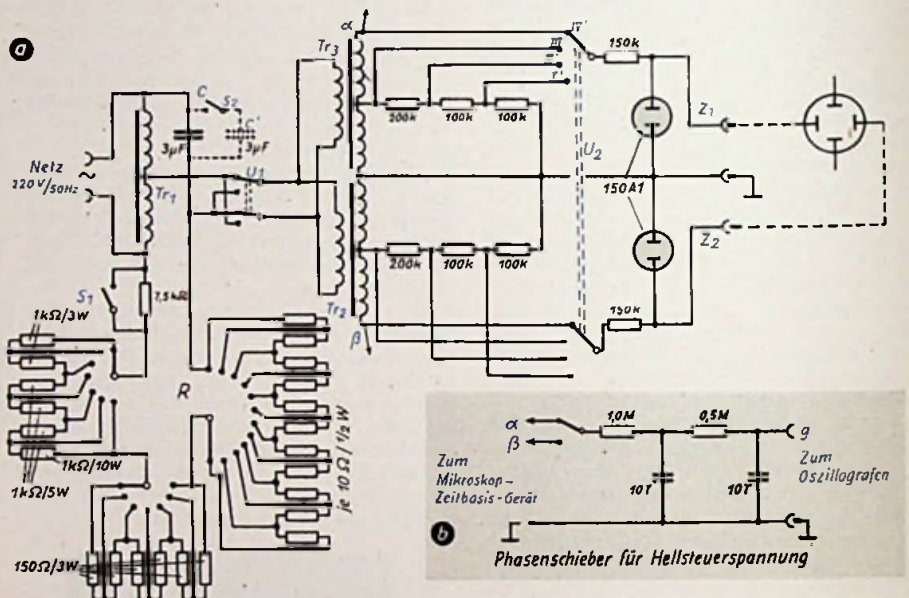


Abb. 3. Schaltung des praktisch ausgeführten Mikroskop-Zeitbasis-Gerätes; a) Erzeugung der Ablenkspannung, b) Phasenschieberschaltung für die Hellsteuerspannung

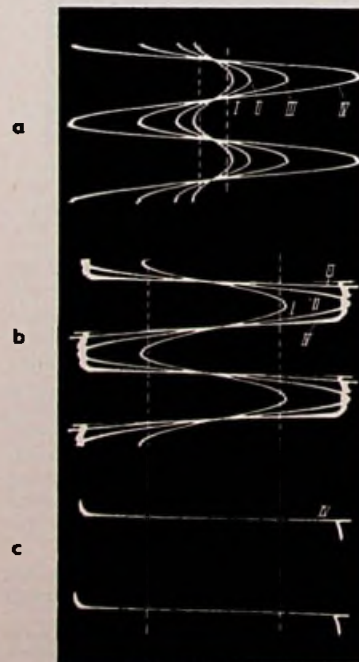


Abb. 4. Oszillogramme der 50 Hz-Zeitablenkspannungen

unterdrückt), wie dies für 2 Perioden der Spannungsstufe IV in dem Oszillogramm der Abb. 4c zu sehen ist.

Selbstverständlich geht die Leuchtdichte des Oszillogramms gegenüber dem normalen Schirmbild zurück. Der Leuchtfleck befindet sich ja nur während eines geringen Bruchteiles der gesamten Periode auf dem Schirm. Deshalb ist es zweckmäßig, hierbei Röhren mit einer Nachbeschleunigung von 1...2 kV zu verwenden (DN 9-5, DN 10-5, DG 10-6 o. ä.). Die eingebaute Nachbeschleunigungsspannung von 400 V des „GM 5653“ genügt für direkte Beobachtung. Auch im „FTO 1“ [5] kann a_3 an $+C_{45}$ angeschlossen werden, so daß auf diese einfache Weise eine Nachbeschleunigungsspannung von 320 V erreicht wird. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] J. Czech, „Elektronenstrahl-Oszillograf; Zeitablenkgerät: Höchste Zeitauflösung“, FUNK-TECHNIK, Bd. 4 [1949], H. 2, S. 43, Abb. 25.
- [2] J. Czech, „Oszillografen-Meßtechnik“, FUNK-TECHNIK, Bd. 5 [1950], H. 16, S. 506, Abb. 7.
- [3] Dr. R. Kretzmann, „Industrielle Elektronik“ (Buch), VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, S. 43...47.
- [4] P. Huggins, „Changing the Phase of a Low Frequency Sinusoid“, Electronic Engineering, Oct. 1952, S. 462...464.
- [5] J. Czech, „FTO 1, Elektronenstrahl-Oszillograf“, FUNK-TECHNIK, Bd. 5 [1950], H. 10, S. 306; H. 11, S. 342; H. 12, S. 374.

*) Ein besonderer Transformator für diesen Zweck könnte eventuell durch Parallelschalten geeigneter Kapazitäten auf 50 Hz abgestimmt werden.



FERNSEH-SERVICE-LEHRGANG

Nach der bisherigen Behandlung der Bildnormen, die für das Verständnis der Vorgänge im Fernsehempfänger unerlässlich ist, sind auch noch einige Hinweise auf die übrigen in der Welt benutzten Fernsehsysteme notwendig. Bei der besonderen geografischen Lage Deutschlands ist in verschiedenen Gegenden Gelegenheit zum Empfang von Fernsehsignalen gegeben, die nicht nach den CCIR-Vorschriften gesendet werden. Der „Gerber-Norm“ haben sich England, Frankreich und die Ostblockländer nicht angeschlossen.

England hat Ende der 30er Jahre als erstes Land den Fernseh Rundfunk offiziell eingeführt und sich damals auf 405 (= 5·3·3·3·3)-Zeilenablastung mit Zeilensprung festgelegt, die nach 1945 beibehalten wurde, um die schon vorhandenen Empfänger nicht unbrauchbar zu machen. Die englischen Sender arbeiten mit Synchronsignalen, die den CCIR-Zeichen

aus (0%), die Bildsignale steuern nach 100% = Weiß. Der Tonsender ist amplitudenmoduliert (CCIR: FM!). Diese erheblichen Systemunterschiede schließen eine Umstellung von Empfängern aus.

Auch die französischen Normen weichen stark ab; das 819 (13·7·3·3)-Zeilenbild verlangt höhere Bandbreite (Abb. 12B), und zwar 13,15 (!) MHz Kanalbreite in Band I und III, bei einem Bild-Tonabstand von 11,15 MHz und 10,5 MHz maximaler Videofrequenz. Außerdem werden die Kanäle mit je zwei Sendergruppen belegt (a und b), bei denen die Lage der Bild- und Tonträger zur Verringerung von Interferenzstörungen vertauscht ist. Auch hier scheint eine Anpassung von Empfängern aussichtslos, obwohl die übrigen Daten den CCIR-Normen ähnlich sind.

Die Fernsehnorm der Ostblockstaaten (OIR) nach Abb. 12C verwendet dagegen weitgehend das 625-Zeilen-System des CCIR; man hat allerdings mehr Breite für die Videofrequenz (6 MHz) und für den Einzelkanal (8 MHz) vorgesehen. Die Kanalverteilung in Band I (nur 3 Kanäle) und Band III (5 Kanäle) weicht darum von dem Schema der Abb. 6 ab. Eine Empfängerumstellung CCIR-OIR ist unter Berücksichtigung des Bild-Tonabstandes von 6,5 (statt 5,5) MHz nicht schwierig.

Im Gegensatz zu allen bisher beschriebenen Fernsehsystemen, die mit 50/2 Vertikalablastungen arbeiten, sind in den Ländern Amerikas 60/2 Bildwechsel genormt. Man hat sich seinerzeit in den USA dazu entschlossen, weil dort die Periodenzahl der Wechselstromnetze 60 Hz (gegenüber vorwiegend 50 Hz in

Europa) ist. Die Angleichung an die Netzfrequenz bringt nämlich Vorteile für Sender und Empfänger in bezug auf Brummempfindlichkeit. Außerdem liegt die Flimmergrenze der Bilder höher — eine Annehmlichkeit bei großen Bildhelligkeiten. Die Zeilenzahl ist demgegenüber nur 525 je Bild (7·5·5·3); in der Sekunde sind dies $525 \cdot 60/2 = 15750$ Zeilen, gegen $625 \cdot 50/2 = 15625$ Hz des CCIR. Die Horizontalfrequenzen unterscheiden sich somit nur um knapp 1%; auch die Differenz der Vertikalwechsel ist nicht erheblich. Das Impulsschema ist bis auf 6 (statt 5) Vertikal- und Ausgleichsimpulse mit dem des CCIR identisch, das Modulationssystem ebenfalls. Darum brauchen amerikanische Fernsehempfänger in bezug auf die Ablenkergeräte für CCIR-Empfang nicht geändert zu werden. Die hoch- und videofrequenten Unterschiede sind schon schwerer zu bewältigen (Abb. 12D): Das Videoband ist 4 (statt 5) MHz breit, der Bild-Tonabstand 4,5 (5,5) MHz bei einem Kanal von 6 (7) MHz. Ferner reicht das USA-Fernsehband I von 54...88 MHz (statt 41...68); die restlichen Kanäle liegen wieder zwischen 174...216 MHz.

Alle Fernsehsender verwenden zur Bildübermittlung Amplitudenmodulation, obwohl ein Arbeiten mit Frequenzmodulation eine geringere Störanfälligkeit auf der Empfangsseite ergeben würde. Ein Vergleich mit dem UKW-FM-Hörrundfunk zeigt auf, weshalb Frequenzmodulation für Fernseh-Rundfunk nicht in Betracht kommt: Der Frequenzhub muß wesentlich größer sein als die höchste Modulationsfrequenz. Dafür ist aber kein Platz in den schon vollbelegten Wellenbändern.

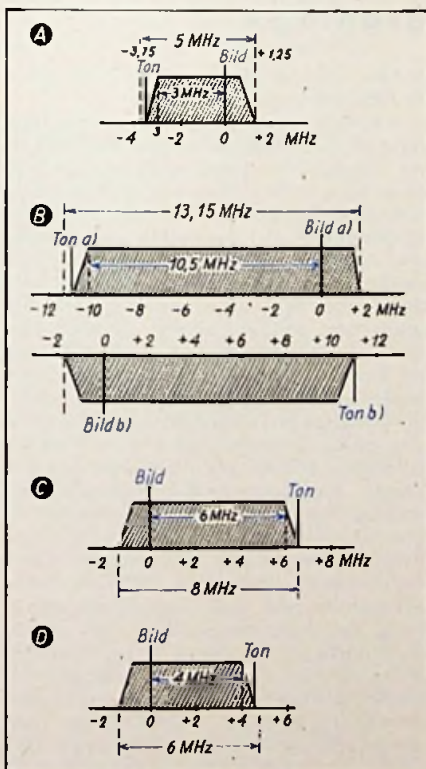


Abb. 12. Vergleich der Fernsehkanalnormen; A=England, B=Frankreich, C=Ostblock (OIR), D=USA

ähnlich sind; ein Fernsehkanal (Abb. 12A) hat aber nur eine Breite von 5 MHz bei einem Bild-Tonabstand von 3,5 MHz. Benutzt wird bisher nur Band I (41...68 MHz); Band III ist für besondere Dienste, wie Schulen usw., vorgesehen. Eine maximale Videofrequenz von 3 MHz wird mit positiver Amplitudenmodulation übertragen; der Schwarzpegel liegt daher, entgegengesetzt zur CCIR-Norm, bei 25%. Die Synchronzeichen lasten den Sender

Grundlagen des Fernsehempfängers

In den Ausführungen über die Sendernormen haben wir bereits eine ganze Reihe von Anforderungen kennengelernt, die ein Fernsehempfänger erfüllen muß. Wir wissen, daß im UKW-Bereich arbeitende Bild-Ton-Sendergruppen aufgenommen werden müssen. Dabei spielt, wie wir sehen werden, die Empfangsantenne eine sehr wichtige Rolle. Durch geeignete Abstimmittel sind das breite Bildsenderband und das schmale Band des Tonsenders voneinander zu trennen und in gesonderten Verstärkerteilen auf ausreichende Spannungswerte zu bringen. Beim FM-Ton kann hier weitgehend die Schaltung des modernen UKW-Empfängers benutzt werden, der nach dem Superhet-(Überlagerungs-)Prinzip arbeitet, also die ankommenden UKW-Frequenzen von z. B. 100 MHz mit einem Hilfssender von 110 MHz im Mischteil auf eine niedrigere Zwischenfrequenz von 10 (= 110 - 100) MHz umwandelt, die sich stabiler verstärken läßt. Da nun bei der CCIR-Norm (vgl. Abb. 5) die Trägerfrequenz eines Bildsenders immer 5,5 MHz niedriger liegt als der zugehörige Tonträger, in obigem

Beispiel somit auf 94,5 MHz zu liegen käme, würde im Tonempfänger-Mischteil gleichzeitig eine weitere Zwischenfrequenz (ZF) mit dem Bildträger von 15,5 (= 110 - 94,5) MHz auftreten. Die Bildmodulation des Senders (mit Videofrequenz) erzeugt dann die Seitenbänder von etwa + 5 bzw. - 1 MHz, so daß damit ein Bild-Zwischenfrequenzband von 10,5...16,5 MHz entsteht. Wir erhalten so, gewissermaßen als „Abfallprodukt“ des Tonmischteils, den Bildkanal ebenfalls in einen Frequenzbereich umgesetzt, in dem das breite Bildband ausreichend verstärkt und die erforderliche Form der Abstimmkurve erzielt werden kann. Allerdings erfordert dies eine größere Anzahl von ZF-Stufen, weil die Bandbreite nur geringe Resonanzwiderstände der ZF-Abstimmkreise erlaubt, jede Stufe daher nur wenig Verstärkung gibt.

Auf diese Weise gelangt man zu einem Gesamtaufbau, wie er in Abb. 13 zu sehen ist. Die oberste Reihe des Schemas zeigt die Elemente des Ton-Empfangsteiles, also UKW-Mischteil, Ton-ZF-Verstärker und FM-Gleichrichter, anschließend Niederfrequenz-

verstärker und Lautsprecher; die Tonmodulation ist durch eine Wellenlinie versinnbildlicht.

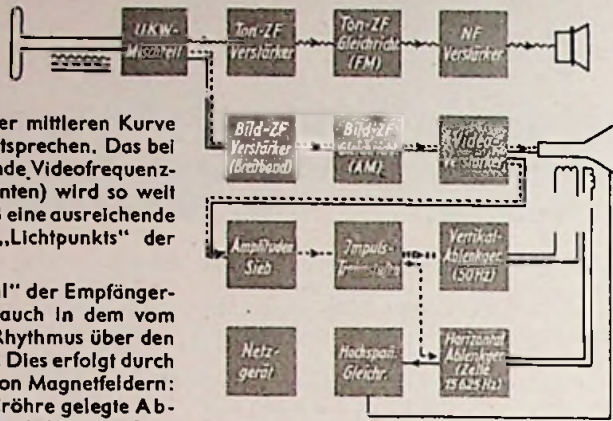
Gleichzeitig liefert der „Mischkopf“ in der beschriebenen Art die Bild-ZF für den breitbandigen Verstärker mit nachfolgendem AM-Gleichrichter (zweite Reihe von oben); die

Betrieb maßgebend gewesen, der für Service-Arbeiten immerhin gewisse Gefahren birgt, wenn nicht durch einen (entfernt aufgestellten!) Trenntrafo für Berührungsschutz gesorgt wird.

Die Anodenstromversorgung der Empfänger-Röhren bereitet (trotz des etwa dreimal höhe-

Auch bei der Heizstromdimensionierung macht sich der Faktor 3 bemerkbar; statt der U-Röhrenserie der Rundfunktechnik mit 100-mA-Fäden müssen 300-mA-Röhren der E-, bzw. der für Fernsehzwecke geschaffenen P-Serie eingesetzt werden, um den Energiebedarf der Heizung von rund 20 in Reihe an das 220-Volt-Netz gelegten Röhren (einschließlich Bildröhre) zu decken. Ein Fernsehempfänger wird mit seinen drei Hauptgruppen Bild-, Ton- und Ablenkteil somit rund den dreifachen Aufwand eines normalen Rundfunkgeräts beanspruchen, wobei der Preisanteil der ziemlich kostspieligen Bildröhre noch nicht berücksichtigt ist.

Abb. 13. Prinzipschema eines Fernsehempfängers



ZF-Durchlaßkurve muß der mittleren Kurve der Abb. 5 (s. H. 1 1953) entsprechen. Das bei der Gleichrichtung anfallende Videofrequenzband 0...5 MHz (Abb. 5 unten) wird so weit verstärkt (auf rd. 20 V), daß eine ausreichende Helligkeitssteuerung des „Lichtpunkts“ der Bildröhre möglich ist.

Der ruhende „Schreibstrahl“ der Empfänger-Bildröhre muß nun aber auch in dem vom Sender vorgeschriebenen Rhythmus über den Bildschirm bewegt werden. Dies erfolgt durch entsprechende Änderung von Magnetfeldern: Zwei um den Hals der Bildröhre gelegte Ablenkspulenpaare, deren Achsen aufeinander senkrecht stehen, werden zu diesem Zweck mit sägezahnförmig verlaufenden Wechselströmen der Horizontalfrequenz 15625 Hz bzw. der Vertikalfrequenz 50 Hz gespeist. Die Erzeugung und Leistungsverstärkung der beiden Frequenzen wird in Ablenkergeräten vorgenommen, deren Synchronisierung oder Frequenzmitnahme von den Taktimpulsen des Senders gesteuert werden soll.

In der Erklärung der Abb. 3 war bereits davon gesprochen worden, daß die Synchronimpulse den Sender nach Hören, der „Bildinhalt“ dagegen den Sender nach tieferen Spannungswerten tastet. Das Amplitudensieb des Empfängers (Abb. 13, dritte Reihe) benutzt diese Tatsache, um mit Hilfe einer entsprechend vorgeschalteten Verstärker-Röhre nur die positiven Synchronsignale (als gestrichelte Linien angedeutet) durchzulassen, während die negativen Bildzeichen (ausgezogene Linien) die Röhre sperren. Die nachfolgenden Impulstrennstufen bewirken eine weitere Aufteilung der „gereinigten“ Synchronimpulse nach Frequenzen (mit Hochpaß- bzw. Tiefpaßfiltern) in die Horizontaltaktzeichen mit 15625 Hz (eng gestrichelte Linie) und die Vertikalimpulse mit 50 Hz (dick punktiert gezeichnet), mit denen die beiden Ablenkergeräte ohne gegenseitige Beeinflussung synchrongesteuert werden können.

Die zur Erreichung einer ausreichenden Bildhelligkeit notwendige hohe Anodenspannung der Bildröhre von rd. 10000 Volt wird in modernen Fernsehempfängern auf elegante Art gewonnen; die an den Horizontalablenkspulen im Augenblick des „Zellen-Rücklaufs“ entstehenden hohen Spannungsspitzen werden hierzu gleichgerichtet.

Die Stromversorgung der Empfänger-Röhren geht in den meisten Geräten nach dem vom Rundfunkempfänger bekannten Allstromprinzip vor sich; der Wegfall eines Netztransformators erleichtert die gesamte Konstruktion des Empfängers. Jeder Transformator erzeugt nicht nur in seinem Eisenkern, sondern auch im Luftptraum seiner Umgebung magnetische Wechselfelder von Netzfrequenz, die beim Fernsehgerät in die Bildröhre hineinstreuen und so zusätzliche ungewollte Ablenkungen des Schreibstrahls, also Bildverzerrungen, hervorrufen können, wenn sie nicht durch einen großen Abstand des Trafos von der Bildröhre und geeignete Trafo-Ausrichtung unschädlich gemacht werden. Es sind daher nicht allein Preis- und Gewichtsgründe für den transformatorlosen

ren Strombedarfs gegenüber einem mittleren Rundfunkgerät) mit den modernen Trockengleichrichtern keine Schwierigkeiten, zumal mit den heute verfügbaren hohen Kapazitäten der Siebkondensatoren von mehreren 100 µF so gute Filterwirkungen erzielt werden, daß die verschiedenen Unterteile des Fernsehgeräts meist gemeinsam von einer „Sammelschienen“-Anodenspannung gespeist werden können.

Nach diesem allgemeinen Überblick über die Vorgänge bei Fernsendedung und -empfang wollen wir uns jetzt mit den Einzelproblemen der gesamten Empfangsanlage auseinandersetzen. Es ist zwar nicht die Aufgabe eines Servicetechnikers, selbständig Fernsehempfänger zu konstruieren; trotzdem muß er aber die Entwicklungsrichtlinien der Empfängertechnik beherrschen, um bei der Vielfalt der auf dem Markt befindlichen Ausführungsformen nicht in Verwirrung zu geraten und nur blindlings an einem fehlerhaften Gerät herumzusuchen. Das systematische Erkennen des „roten Fadens“ in der Schaltung läßt ihn die Fehlerquelle schnell einkreisen und finden. Bei der eigentlichen Reparatur müssen dann, je nach dem vorliegenden Fall, die Forderungen nach Kapazitätsarmut, Isolationsweg, Belastbarkeit usw. erfaßt und berücksichtigt werden. Das kann aber nur geschehen, wenn die Funktionen der Schaltelemente und ihr Zusammenwirken prinzipiell bekannt sind.

Die Empfangsanlage

1 Antennen und Leitungen

Beim Empfang von Fernsehdarbietungen ist die Antennenfrage oft von ausschlaggebender Bedeutung. Genügen beim (schmalbandigen) AM-Rundfunkempfänger vielfach bereits wenige Meter Draht im Zimmer für zufriedenstellende Empfangsleistung im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich mit anderen Worten: Antennen, deren Länge klein ist gegen die aufzunehmende Wellenlänge), so stellt die Aufnahme der Ultrakurzwellen aus verschiedenen Gründen weit höhere Anforderungen.

Die Feldstärke eines Senders am Empfangsort ist durch den Ausdruck: Spannung je Meter Feldunterschied (z. B. 10 Millivolt/m) festgelegt. Man wird daher danach trachten,

„Strahlungswiderstand“ von rund 70 Ohm, der Faldipol an z. B. 300 Ohm. Man könnte sich eine Dipolantenne nun direkt an die Eingangsklemmen des im Zimmer aufgestellten Empfängers anschließen, wie es beim Mittelwellen- und auch teilweise beim UKW-Rundfunk (in Form des eingebauten Gehäusedipols) geschieht. Leider ergibt eine derartige Anordnung beim Fernsehempfänger nur selten eine brauchbare Bildwiedergabe. Wir haben nämlich nicht berücksichtigt, daß die Ultrakurzwellen sich einmal ziemlich geradlinig ausbreiten. Sende- und Empfangsantenne sollten deshalb nach Möglichkeit direkte Sichtverbindung haben. UKW-Wellen erleiden außerdem bei Durchgang durch Gebäude weit höhere Verluste als längere Wellen, vor allem, weil die Gas-, Wasser- und Lichtleitungen in Häusern mit ihren Leitungslängen vielfach im Meterwellenbereich als abgestimmte Strahler wirken, die Energie verzehren oder zurückwerfen. Diese Erscheinungen stören den UKW-Hörrundfunk nicht so sehr, weil eine gewisse Schwächung der Antennenspannung bei großer Empfindlichkeit des relativ schmalbandigen FM-Empfängers nicht auffällt oder nur als verstärktes Rauschen bemerkbar wird; auch Schwankungen durch „Spiegelungen“ an Fahrzeugen, umherlaufenden Personen usw. werden dort durch die Begrenzerwirkung im Gerät ausgeglichen.

Der Fernsehempfänger hat dagegen als Folge seiner viel größeren Bandbreite ein höheres Eigenrauschen, braucht daher weit mehr Antennenspannung, um ungestörte Bilder wiederzugeben, zumal bei der Amplitudenmodulation eine Störbegrenzung schlecht durchzuführen ist. Ferner können in dem empfangenen Fernsehkanal Verfälschungen der Frequenzkurve vorkommen, wenn die erwähnten „parasitären“ Strahler in der Umgebung Eigenresonanzen in diesem Kanal haben. (Wird fortgesetzt)

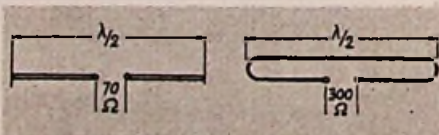


Abb. 14. Dipolantennen

möglichst viele Meter Drahtlänge im hochfrequenten Feld auszuspannen, um dem Empfänger eine hohe Eingangsspannung zuzuführen. In den uns für Fernsehen reservierten Meterwellenbereichen zwischen 7,3 und 1,3 m (41...223 MHz) kommt dabei die Antennenlänge in die Größenordnung der Wellenlänge (λ); es treten Resonanzerscheinungen an den Drähten auf, die in der Praxis (bis auf gewisse Ausnahmen) die gesamte Antennenlänge auf eine halbe Wellenlänge (λ/2) beschränken. Wir gelangen so zu den vom UKW-FM-Rundfunk im 90-MHz-Band bekannten Formen der Dipolantennen (Abb. 14). Beide Ausführungen verhalten sich auf ihrer Resonanzfrequenz wie ohmsche Widerstände; der einfache Dipol liefert die aufgenommene Empfangsenergie an einen

25 - Watt - Mischpultverstärker mit weitreichender Klangregelmöglichkeit

Bei der Entwicklung von Verstärkern ist man in letzter Zeit dazu übergegangen, die erforderlichen Zusatzeinrichtungen mit dem reinen Verstärker zu einer Einheit zu vereinigen. Diese Geräte werden nach einer dieser Zusatzeinrichtungen heute allgemein als Mischpultverstärker bezeichnet.

Neben der Mischeinrichtung haben solche Verstärker zumeist noch eingebaute Mikrofonvorverstärkerstufen sowie eine Regeleinrichtung, die der Anpassung der Klangfarbe an den jeweiligen Verwendungszweck dient. Alle diese Eigenschaften gestatten eine universelle Verwendung des Verstärkers; dieser wird demnach heute nicht allein bei Übertragungen in Sälen oder im Freien benutzt, sondern er wird auch vielfach in Heimanlagen angewandt, bei denen es auf besonders hochwertige Wiedergabe ankommt. Zur Übertragung eines breiten Frequenzbandes, insbesondere der Bässe, ist immer eine entsprechende Leistungsreserve und auch eine weitgehende Regelmöglichkeit der Klangfarbe erforderlich.

Der hier beschriebene Verstärker entspricht den obengenannten Grundsätzen; seine Leistungsabgabe ist maximal 25 W. Für die Verwendung in kleineren Räumen kann aber auch mit einer Sparschal-

voneinander zu regulieren. Die Mischeinrichtung des Verstärkers arbeitet mit zwei Überblendpotentiometern und gestattet damit, fast alle auftretenden Aufgaben auszuführen.

Schaltung

Die Schaltung des Gerätes (Abb. 1) gliedert sich in drei Hauptgruppen auf, und

Mikrofons in die jeweilige Übertragung zuläßt. Im Kanal 1 hat dieser Eingang eine Bezugsempfindlichkeit von 100 mV, während im Kanal 2 der entsprechende Eingang über einen Spannungsteiler auf 1 V Empfindlichkeit herabgesetzt ist.

An den Vorverstärker schließt sich eine aus „Review of Scientific Instruments“ entnommene Entzerrerschaltung an, die

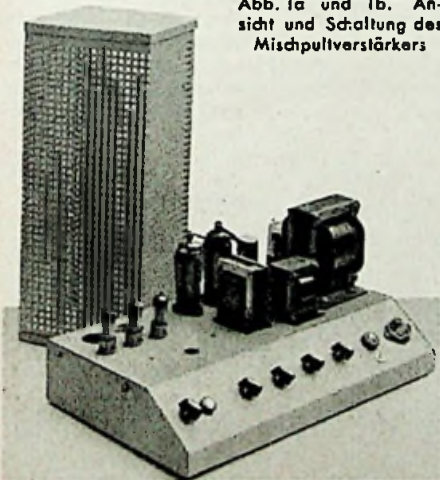
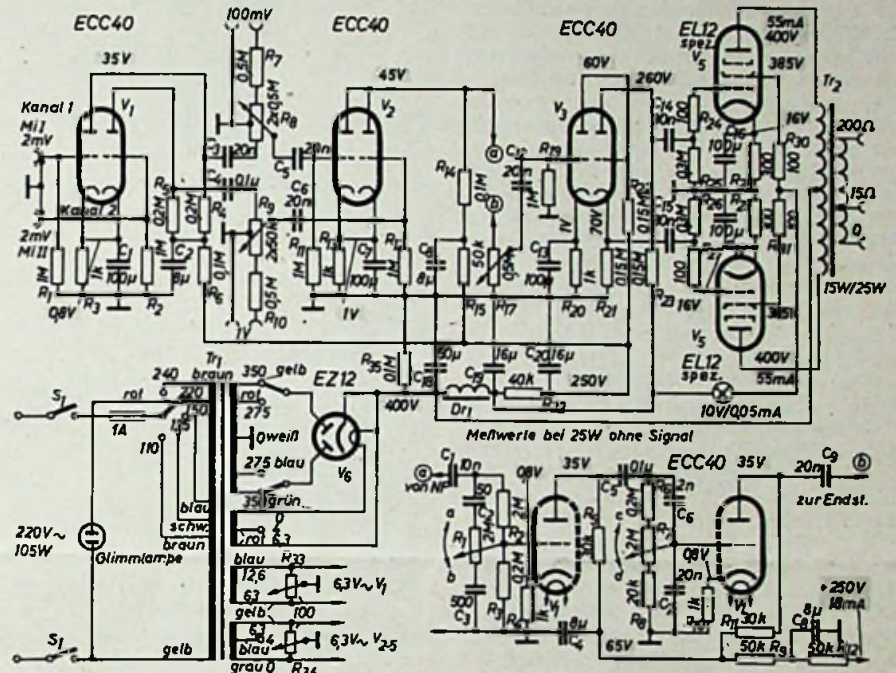


Abb. 1a und 1b. Ansicht und Schaltung des Mischpultverstärkers

ung gearbeitet werden, bei der bei einer Leistungsabgabe von 15 W die Belastung des Verstärkers wesentlich herabgesetzt ist. Um eine weitgehende Klangregulierung zu erreichen, ist in dem Verstärker eine zweistufige Entzerrerschaltung eingebaut, die es ermöglicht, die tiefen und hohen Tonlagen völlig unabhängig

zwar in den Mischvorverstärker, den Entzerrerverstärker und den Endverstärker. Dabei ist es ohne weiteres möglich, für den jeweiligen Verwendungszweck eine dieser Einzelbaugruppen wegzulassen oder getrennt für sich aufzubauen.

Der Mischvorverstärker ist zweistufig ausgeführt und mit zwei Röhren ECC 40 bestückt. Damit ergeben sich zwei Kanäle, die sich am gemeinsamen Außenwiderstand R_{11} der zweiten Röhre wieder vereinigen. Jeder Kanal, der einen für sich getrennten zweistufigen Vorverstärker enthält, hat zwei Eingänge. Die beiden hochempfindlichen Anschlüsse mit 2 mV Empfindlichkeit sind für Mikrofone oder ähnliche Spannungsquellen bestimmt (Mi I und Mi II). Zwei weitere Eingänge, die nach der ersten Stufe eingeschaltet sind, dienen für Tonabnehmer, Rundfunk und ähnliche Anschlüsse. Diese beiden Eingänge sind an je ein Umblendpotentiometer geführt, das ein Einblenden des

ebenfalls eine für sich abgeschlossene Einheit darstellt. Im Gegensatz zu der üblichen Tonblendenanordnung wird der bei jeder Klangkorrektur entstehende Lautstärkeabfall durch eine zusätzliche Verstärkung ausgeglichen. Eine weitere wesentliche Eigenschaft der angewandten Schaltung ist die getrennte und voneinander unabhängige Regelmöglichkeit der Höhen und Tiefen.

Die Entzerrerschaltung besteht aus zwei frequenzabhängigen Spannungsteilern, deren Dämpfung mit einer Verstärker- röhre ECC 40 wieder ausgeglichen wird. Die beiden Triodensysteme sind dabei derart aufgeteilt, daß jeweils hinter einem Dämpfungsglied ein Verstärker- system geschaltet wird. Die Spannungs- verstärkung je Stufe ist etwa zehnfach, so daß sich bei Einstellung der Regelpotentiometer auf geradlinigen Frequenzgang zwischen Eingang und Ausgang der Entzerrerstufe gleiche Spannungen ergeben

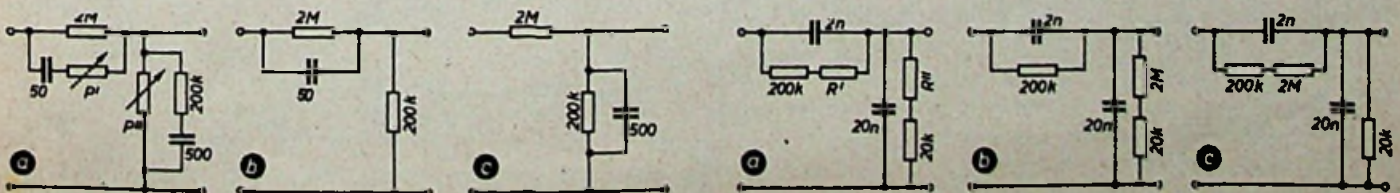


Abb. 2. Die Wirkungsweise des Höhenspannungsteilers; a) vollständige Schaltung; b) Ersatzschaltung für Stellung „mit Höhen“; c) Ersatzschaltung für Stellung „ohne Höhen“. Abb. 3 (rechts). Wirkung des Tiefenspannungsteilers; a) vollständige Schaltung; b) Stellung „mit Tiefen“; c) Stellung „ohne Tiefen“

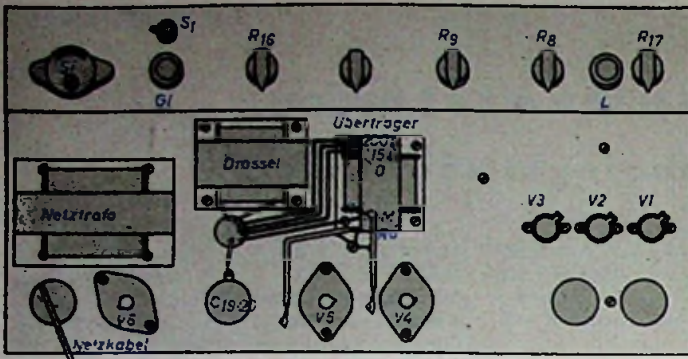


Abb. 3. Montageplan des 25-Watt-Mischpultverstärkers

Der Längskondensator mit 2000 pF und der Querkondensator mit 20 000 pF bilden den Spannungsteiler für die Regulierung der tiefen Frequenzen (Abb. 3) und bewirken eine frequenzunabhängige Spannungsteilung im Verhältnis 10:1. Die gewünschte Frequenzabhängigkeit erreicht man durch Parallelschalten von ohmschen Widerständen zu diesen Kondensatoren. Der Wert dieser Widerstände ist so gewählt, daß sie erst unterhalb einer Frequenz von 1000 Hz wirksam werden.

Abb. 4 (unten). Schaltung der Phasenumkehrstufe des Verstärkers

[Verstärkungsfaktor = 1). Zur besseren Übersicht ist der Spannungsteiler für die Höhenbeeinflussung getrennt herausgezeichnet worden (Abb. 2). Der Spannungsteiler besteht aus einem Längswiderstand (2 MOhm) und einem Querkondensator (200 kOhm), dem jeweils ein frequenzabhängiges Glied parallel geschaltet ist.

Für niedrige Frequenzen bis zu etwa 1000 Hz sind die beiden Kondensatoren mit 50 pF und 500 pF ohne wesentlichen Einfluß. Die Spannung wird entsprechend dem Verhältnis des Querkondensators von 200 kOhm auf ein Zehntel ihres ursprünglichen Wertes herabgesetzt. Erst über 1000 Hz macht sich allmählich der von den Kapazitäten (50 pF und 500 pF) gebildete Nebenschluß bemerkbar.

In der Reglerstellung „mit Höhen“, bei der die durch Potentiometerabgriff gebildeten Teilwiderstände $P' = 0$ und $P'' = 2$ MOhm werden, bewirkt der 50-pF-Kondensator, der dann parallel zu dem Längswiderstand von 2 MOhm liegt, eine Höhenanhebung. In der Reglerstellung „ohne Höhen“ wird $P' = 2$ MOhm und $P'' = 0$. Bei dieser Widerstandsverteilung ist der 50-pF-Kondensator unwirksam, hingegen tritt jetzt der 500-pF-Kondensator parallel zum Querkondensator als kapazitiver Nebenschluß in Erscheinung, so daß die Höhen geschwächt werden.

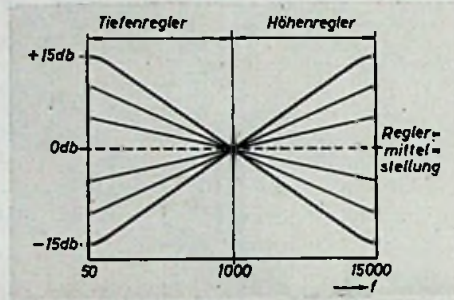
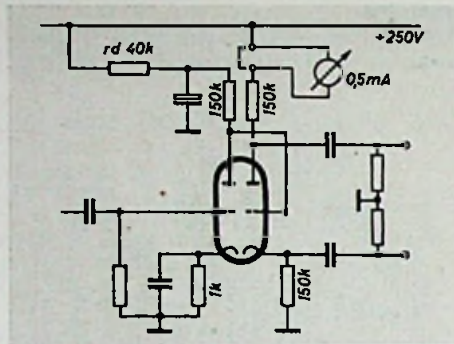
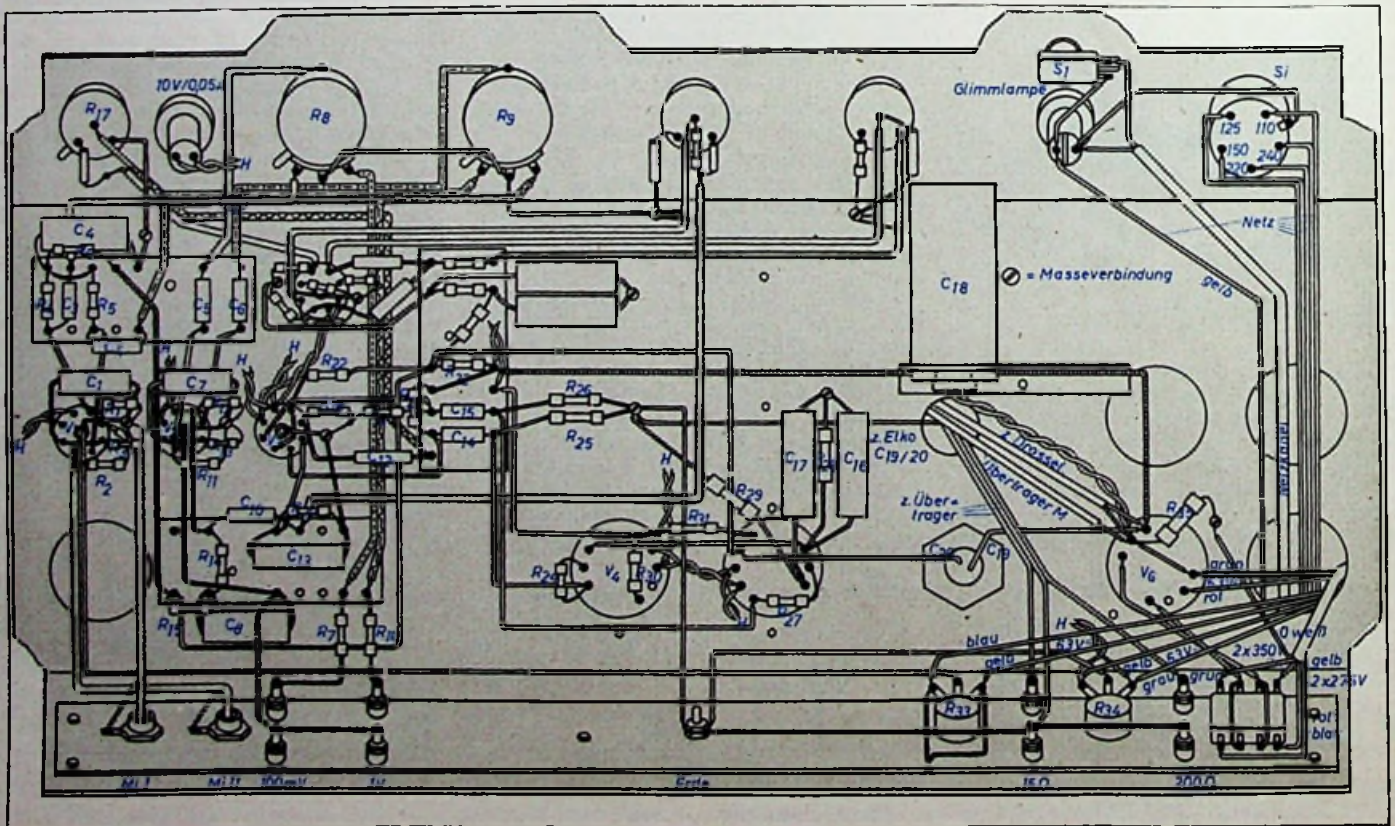


Abb. 5. Möglichkeiten der Frequenzregelung mit der Klangregelstufe

Abb. 6 (unten). Verdrahtungsplan des Mischpultverstärkers mit Klangregelstufe

Steht nun der Reglerabgriff in Stellung „mit Tiefen“, so ist zwar für hohe Frequenzen die ursprüngliche Spannungsteilung von 10:1 noch wirksam. Für tiefe Frequenzen dagegen, bei denen der Scheinwiderstand des Quer- und Längskondensators wesentlich höher liegt, nähert sich das Spannungsteilerverhältnis dem Wert 1:10. Genau trifft dies für eine Frequenz von 0 Hz zu, bei der die Kondensatoren einen unendlich hohen Widerstand haben. Die Spannungsteilung wird dann dem Verhältnis des Längswiderstandes von 200 k Ω zum Querkondensator von 2 M Ω entsprechen. In der Reglerstellung „ohne Tiefen“ gilt zwar für die hohen Frequenzen ebenfalls das Spannungsteilerverhältnis 10:1, für die tiefen Frequenzen haben sich jedoch die Widerstände mit der Reglerstellung geändert. Jetzt wird der Querkondensator gleich 20 k Ω und der Längswiderstand gleich 2,2 MOhm; dies ergibt ein Spannungsverhältnis von rd. 1:100.

Sind die beiden Regler in Mittelstellung, dann erhält man einen annähernd geradlinigen Frequenzgang. Welche Möglichkeiten der Frequenzregelung das Entzerrglied bietet, zeigt Abb. 5; innerhalb des Bereiches der einhüllenden Frequenzkurven kann man jeden beliebigen Frequenzgang einstellen. Im unteren Frequenzbereich bis zu etwa 1000 Hz ist dabei lediglich der Tiefenregler R wirksam, während oberhalb 1000 Hz der Höhenregler



ler P in Tätigkeit tritt. Der maximale Grad der Anhebung bzw. Abschwächung ist bei 50 Hz etwa ± 15 db und bei 15000 Hz etwa ± 12 db. Der etwas geringere Regelbereich in den Höhen ist eine Folge der durch die abgeschirmten Leitungen entstehenden Zusatzkapazitäten. Weiterhin wird er auch durch den Umstand verursacht, daß die Verstärkung des ersten Röhrensystems mit zunehmender Frequenz abnimmt, da zu dessen Außenwiderstand von 30 kOhm praktisch ein Kondensator von 2000 pF parallel liegt. Eine Herabsetzung des Außenwiderstandes von 30 kOhm auf 5 kOhm verschafft hier Abhilfe. Man kann aber auch diesen Abfall der hohen Frequenzen durch Überbrückung eines der Katodenwiderstände mit einem Kondensator von rd. 10 000 pF ausgleichen. Dieser hebt nämlich für hohe Frequenzen die an diesen Widerständen wirksame Gegenkopplung auf.

Von der Klangregelstufe wird die verstärkte Spannung dem Regelpotentiometer R_{17} zugeführt, das zur Regelung der Gesamtlautstärke dient. Im ersten System der nun folgenden Röhre ECC 40 erfolgt eine nochmalige Verstärkung; das zweite System sorgt für die Erzeugung der gegenphasigen Spannungen für die Gegentaktstufe. Die Wirkungsweise der aus Philips-Unterlagen entnommenen Phasenumkehrschaltung ist nachstehend näher beschrieben (s. auch Abb. 4).

Eine Besonderheit dieser Schaltung ist es, daß die Röhre ECC 40 als Katodenverstärker mit einem Katodenwiderstand von 150 kOhm betrieben wird. Dies ist nur deshalb möglich, weil die Doppelröhre ECC 40 eine besonders konstruierte Katode hat; bei Verwendung normaler Röhren wäre wegen der auftretenden hohen Katodenspannung mit Störungen zu rechnen.

Das erste System der ECC 40 ist als normale Verstärkerstufe geschaltet. Die verstärkte Niederfrequenz gelangt von der Anode in direkter Kopplung zum Gitter des zweiten Systems. Der Außenwiderstand des zweiten Systems ist je zur Hälfte auf die Katoden- und Anodenleitung verteilt. Zwischen Masse und Katode sowie zwischen Plus-Anodenspannung und Katode entstehen daher gleichgroße Wechselspannungen. Diese Wechselspannungen sind gegenphasig und können über je einen Kopplungskondensator den beiden Gittern der Gegentaktstufe zugeführt werden. Bei dieser Schaltung ist eine Einstellung der beiden gegenphasigen Wechselspannungen nicht erforderlich, vorausgesetzt, daß die von dem Anodenwechselstrom des zweiten Systems durchflossenen beiden Widerstände gleichgroß sind. Dagegen ist aber eine Einstellung der richtigen Gittervorspannung für das zweite Verstärkersystem notwendig. Diese Gittervorspannung, die etwa 2 Volt sein soll, stellt sich als Spannungsdifferenz der an der Katode herrschenden positiven Spannung und der Anodenspannung des ersten Systems (gleich der Gitterspannung des zweiten Systems) ein. Es muß also an der Katode eine um 2 V höhere Spannung als am Gitter herrschen, wenn die Gittervorspannung ihren richtigen negativen Wert haben soll. Dieser Wert entspricht einem Anodenstrom von 0,5 mA. Zum Einstellen schaltet man zweckmäßig ein Milliampereometer in die Anodenzuleitung ein. Der genaue Wert des Stromes ist durch Verändern der Anodenspannung einzustellen, wozu man den Siebwiderstand R_M entsprechend verändert. Eine andere Möglichkeit wäre beispielsweise

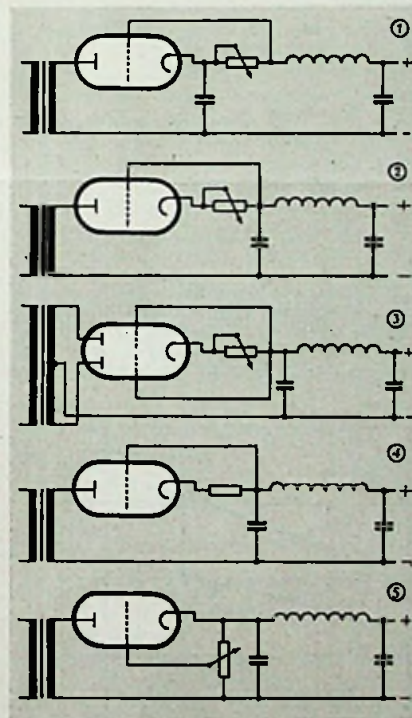
auch die Änderung des Katodenwiderstandes des ersten Systems.

Die Endstufe, die mit zwei in Gegentakt geschalteten Röhren EL 12sp. bestückt ist, arbeitet in A-Betrieb mit einer Anodenspannung von 400 V und gibt damit maximal 25 Watt Endleistung ab. Da, wie anfangs angedeutet, in manchen Fällen eine geringere Leistung völlig genügt, kann die Anodenspannung durch Umschalten am Netztransformator herabgesetzt werden. Bei dieser Sparschaltung erreicht man durch Herabsetzen der Sekundärspannung des Netztrafos von 350 V auf 275 V an der Röhre eine Anodengleichspannung von 320 V. Dabei kann noch eine Leistung von etwa 15 W maximal abgegeben werden.

Schaltungswinke

Stufenlos regelbarer Gleichrichter

Vor einiger Zeit mußte ich einen Gleichrichter herstellen, der sich von etwa 0 ... 220 V regeln lassen sollte. Um dabei die Gleichrichterröhre zu schonen und die Stromaufnahme des Gleichrichters lastabhängig zu machen, versuchte ich es mit einer Regelung der Gleichrichterröhre. Der Gleichstrom wurde in üblicher Weise einem Ladekondensator



und einem Siebglied (bestehend aus der Feldspule eines Lautsprechers und einen Siebkondensator) zugeführt. Durch einen Regelwiderstand vor der Lautsprecherspule entstand ein Spannungsteiler (Abb. 1). Der Spannungsabfall am Regelwiderstand dient hierbei zur Steuerung des Gitters der Gleichrichterröhre; er ist von der Gesamtbelastung und von der Einstellung des Potentiometers abhängig. In der Schaltung nach Abb. 2 wirkt sich die Regelung verzögert aus. Selbst ohne Belastung läßt sich hierbei die Spannung regeln; der über die Kondensatoren fließende geringe Verluststrom erzeugt je nach der Güte der Kondensatoren bereits einen mehr oder weniger großen Spannungsabfall am Potentiometer.

Als Röhre wurde eine LK 4200 benutzt; das Potentiometer hatte 100 kOhm. Mit einer Be-

Aufbau und Verdrahtung

Zum Aufbau des Gerätes wird ein industriemäßig hergestelltes Chassis verwendet, das bereits vorgearbeitet und mit fast allen Bohrungen ausgestattet ist. Das zweiteilige Chassis besteht aus einem reinen Aufbauchassis mit einer Bodenabdeckplatte, auf das zum Schutze der Aufbauten und Röhren eine perforierte Blechhaube aufgesetzt wird. Die Vorderseite des Chassis ist pultförmig abgechrägt und dient zur Aufnahme der Bedienungsgriffe. Die Anschlüsse für Mikrofon, Lautsprecher usw. sind auf einer Pertinaxplatte an der rückwärtigen Schmalseite montiert. Die Montage der Teile wird entsprechend dem Aufbauplan (Abb. 3) ausgeführt.

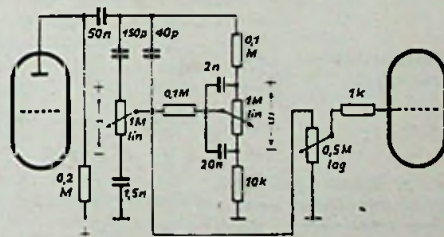
lastung von 10 kOhm konnte die Spannung stufenlos von 2 ... 220 V geregelt werden, ohne Belastung von 10 ... 360 V. Der Gleichrichterrafo nahm bei Vollast 40 W und heruntergeregelt etwa 10 W auf. Eine entsprechende Zweiweggleichrichtung ist nach Abb. 3 durchzuführen.

Bemerkte sei noch, daß eine Anordnung nach Abb. 4 mit genügend hohem Widerstand in der Katodenleitung (grundsätzlich entspricht diese Schaltung der Abb. 2 und 3) selbst bei einem Kurzschluß im Belastungskreis nicht übermäßig gefährdet ist. Der durch den hohen Kurzschlußstrom am Widerstand auftretende große Spannungsabfall regelt die Röhre sofort herunter.

Abb. 5 zeigt eine Schaltung, mit der die Ausgangsspannung unabhängig von der Belastung geregelt werden kann. Wenn das Potentiometer groß genug ist, fließt dabei nur ein geringer zusätzlicher Belastungsstrom.

A. Knappe

Klangregelschaltung



Der von A. Zechendorf erprobte Klangregler ist nach amerikanischen Vorschlägen aufgebaut; er besteht aus einem Netzwerk mit RC-Gliedern, die eine entsprechende Aufteilung des NF-Spektrums bewirken. Zwei Potentiometer dienen zur getrennten Anhebung von Höhen und Tiefen um etwa + 15 db, während die andere Extremstellung der Regler eine Abschwächung von - 10 db ergibt. In der Mittellage der Potentiometer kann dagegen mit etwa gleichmäßigem Frequenzgang gerechnet werden. Auf Grund der relativ hohen Impedanz kann man das Netzwerk unter Umständen auch im Anodenkreis einer Pentode anordnen und somit vielfach in einfacheren Empfängern größeren Aufwand vermeiden. Der Lautstärkenregler kann auch vor der Endröhre angeordnet werden, da es ja vorteilhaft ist, einen solchen Klangregler zur Vermeidung von Brummempfindlichkeit an einer Stelle mit möglichst großem NF-Pegel einzubauen.

C. M.

Das Bolometer als Meßgerät für Amateurzwecke

Eine bekannte, aber wenig beachtete Tatsache ist die Abhängigkeit des Widerstandes eines Leiters von der Temperatur. Man kann dieses Verhalten leicht an einer Metallfadenglühlampe studieren. Zu diesem Zweck schaltet man einen Strom- und einen Spannungsmesser in den Stromkreis einer Glühlampe, deren Betriebsspannung mit Hilfe des Widerstandes R geregelt wird (Abb. 1). In Abb. 4 ist die Stromkurve I

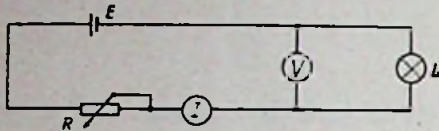


Abb. 1. Meßschaltung zur Feststellung der Temperaturabhängigkeit des Widerstandes einer Metallfadenglühlampe

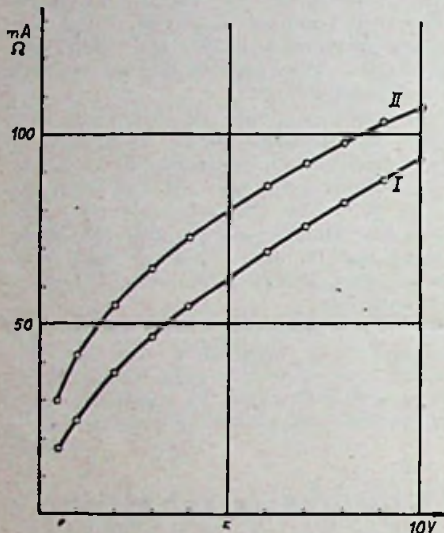
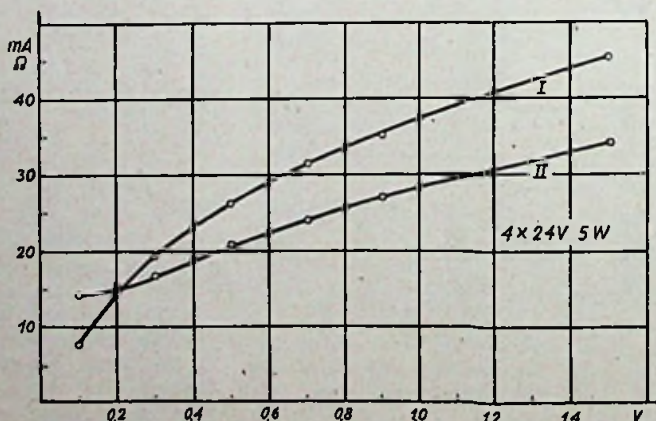


Abb. 4. Strom- und Widerstandskurven einer Auto-Soffitte; I = Strom, II = Widerstand

Abb. 5. Strom- und Widerstandskennlinien eines Vierer-Bolometers aus 24-V-Soffitten in Abhängigkeit von der Spannung; I = Strom, II = Widerstand (s. Tab. 1; 24-V-Soffitten; auf die Kurvendarstellung der Meßwerte der 18-V-Soffitten wurde verzichtet, da diese wenig von den 24-V-Soffitten abweichen)



In Abhängigkeit von der Spannung für eine Auto-Soffitte für 24 V und 5 W wiedergegeben. Aus den einzelnen Strom- und Spannungswerten ist der Widerstand errechnet und in Kurve II aufgetragen worden. Interessant ist dabei, daß die Steigerung des Widerstandes mit wachsender Spannung allmählich abnimmt. So zeigt die Kurve, daß sich bei einer Spannungssteigerung von 0,5 auf 1,5 V der Widerstand um 15 Ohm vermehrt, während bei der Änderung von 8 auf 9 Volt nur eine Vergrößerung des Widerstandes um 3 Ohm gemessen wurde. Dieser

scheinbare Widerspruch zur Theorie, die ein gleichmäßiges Anwachsen des Widerstandes mit der Temperatur fordert [$R = R_0 (1 + \alpha T)$, worin α eine Materialkonstante, R_0 der Widerstand bei 0°C und T die Temperatur ist], erklärt sich daraus, daß für die Erwärmung des Leiters die Leistung maßgeblich ist. Die Leistung folgt aber einem quadratischen Gesetz [$W = U^2/R$], so daß bei gleichem

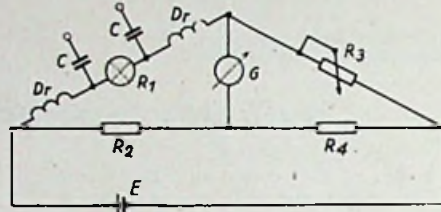


Abb. 2. Verdrosselung der Zuleitungen einer Brückenschaltung für Wechselstrommessungen. R_1 = Glühlampe; R_2, R_3, R_4 = Brückenwiderstände; Dr = Resonanzdrosseln; C = Kondensator zur Abriegelung der Gleichspannung; G = Galvanometer; E = Spannungsquelle

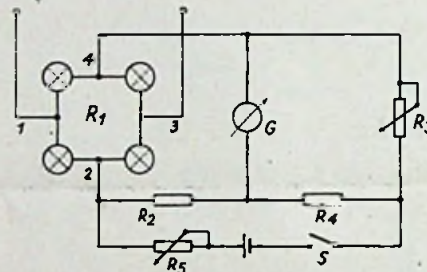


Abb. 3. Glühlampen-Vierer-Bolometer für Messungen bei unbekanntem oder mehreren Frequenzen; R_1 = Vierer-Bolometer (4 Soffitten 18 V, 0,1 A); $R_2 = R_1 = 50 \Omega$; $R_3 = R_4 = 50 \Omega$; E = Spannungsquelle; S = Schalter; G = Galvanometer

genaue Instrumente zur Verfügung stehen. Die Wheatstonesche Brückenschaltung erlaubt jedoch, mit verhältnismäßig geringem Aufwand die Messung auszuführen. Ihr Vorteil liegt vor allem darin, daß zwar ein empfindliches, aber kein übermäßig hochwertiges Instrument benötigt wird. Die erforderlichen Präzisionswiderstände lassen sich auch mit Amateurmitteln bei einiger Geschicklichkeit aus Widerstandsdraht mit bekanntem Widerstandswert je Meter mit genügender Genauigkeit herstellen, so daß sogar absolute Werte zufriedenstellend gemessen werden können. Wie kann man nun die Temperaturabhängigkeit des Widerstandes zur Messung kleiner Ströme und Spannungen ausnutzen? Betrachtet man die in Abb. 4 wieder gegebene Widerstands-Spannungskurve, so findet man bei 0,5 Volt eine Widerstandsänderung von 12,4 Ohm bei einer Spannungsänderung von einem halben Volt, oder von etwa 4 mV je zehntel Ohm. Gelingt es nun, einen unbekanntem Strom dem Heizstrom von 0,5 Volt zu überlagern, so daß sich die durch ihn hervorgerufene Erwärmung des Glühfadens zur Erwärmung durch den Heizstrom addiert, dann ergibt sich eine Widerstandsänderung, die mit der Brückenschaltung festgestellt werden kann. Die gemessene Widerstandsänderung erlaubt die Berechnung des unbekanntem Stromes oder der Spannung auf Grund des Ohmschen Gesetzes. Die Schwierigkeit besteht nur darin, daß die Teile der Brückenschaltung einen Nebenschluß für den zu messenden Strom bilden, wodurch die Messung unbrauchbar wird. Bei Wechselströmen — meistens sind ja für den Amateur nur diese von Interesse — läßt sich diese Schwierigkeit mit einem kleinen Kniff leicht umgehen. Solange es sich um Ströme bestimmter Frequenz handelt, verdrosselt man die Zuleitungen am besten mit Resonanzdrosseln, die ein Abfließen über den parallelliegenden Brückenweig verhindern (Abb. 2). Bei unbekanntem Frequenzen, oder wenn man schnell nacheinander bei verschiedenen Frequenzen messen will, verwendet man zweckmäßig ein Vierer-Bolometer in der in Abb. 3 gegebenen Schaltung. Die vier Glühlampen bilden darin ebenfalls eine Brücke. An Punkt 1 und 3 legt man den zu messenden Wechselstrom und an Punkt 2 und 4 die Meßbrücke. Sind die vier Lampenwiderstände gleich, so ist die von ihnen gebildete Brücke im Gleichgewicht, und die Punkte 2 und 4 sind frei von Wechselspannung. Dadurch kann die Meßbrücke nicht als Nebenschluß für den zu messenden Wechselstrom wirken. Als Bolometer-Widerstände wurden zwei Typen Soffitten ausgewählt und erprobt, und zwar eine Auto-Soffitte für 24 V, 5 W, die also bei der angegebenen Betriebsspannung rund 115 Ohm hat, und eine Beleuchtungs-Soffitte für Rundfunkempfänger für 18 V, 0,1 A mit etwa 180 Ohm im Betriebszustand. Die Lampen wurden aus einer größeren Anzahl ausgewählt, um bei allen gleiche Widerstandswerte zu haben. Nach dem Aufbau des Vierer-Bolometers wurde von beiden Typen die Stromspannungskennlinie aufgenommen und die Widerstandskurve

Vierer-Bolometer aus 24-V-5-W-Soffitten			Vierer-Bolometer aus 18-V-0,1-A-Soffitten		
0,1 V	7,25 mA	13,8 Ohm	0,1 V	5,5 mA	18,1 Ohm
0,2 V	13,6 mA	14,7 Ohm	0,2 V	10,5 mA	19 Ohm
0,3 V	19 mA	15,8 Ohm	0,3 V	14,5 mA	20,6 Ohm
0,4 V	22 mA	18,1 Ohm	0,4 V	17 mA	23,5 Ohm
0,5 V	25,5 mA	19,6 Ohm	0,5 V	20 mA	25,0 Ohm
0,6 V	27 mA	22,2 Ohm	0,6 V	21 mA	28,5 Ohm
0,7 V	30 mA	23,3 Ohm	0,7 V	23 mA	30,4 Ohm
0,8 V	32,5 mA	24,6 Ohm	0,8 V	24,5 mA	32,6 Ohm
0,9 V	34 mA	26,4 Ohm	0,9 V	25,7 mA	33,6 Ohm
1,0 V	36,5 mA	27,4 Ohm	1,0 V	27 mA	37 Ohm
1,5 V	45 mA	33,4 Ohm	1,5 V	32,5 mA	46,3 Ohm

Tab. 1. Strom-, Spannungs- und Widerstandswerte von Vierer-Bolometern bei niedriger Spannung

Multavi	300 Ohm	3 mA	keinen Ausschlag
AEG	100 Ohm	3 mA	keinen Ausschlag
Mavometer	50 Ohm	3 mA	1 Teilstrich
Hartm. & Braun	300 Ohm	$5,4 \cdot 10^{-7}$ A/Skt	10 Teilstriche
Zierrold	2000 Ohm	10 μ A	14 Teilstriche
Siemens & H.		15 μ A/Skt	1 Teilstrich
Hartm. & Braun		0,1 mA/Skt	1 Teilstrich
Gossen	2000 Ohm	20 μ A	3,5 Teilstriche
Flugzeuginstrument mit 300 μ A			Ausschlagen
Endausschlag max. 1 mA			noch bemerkbar

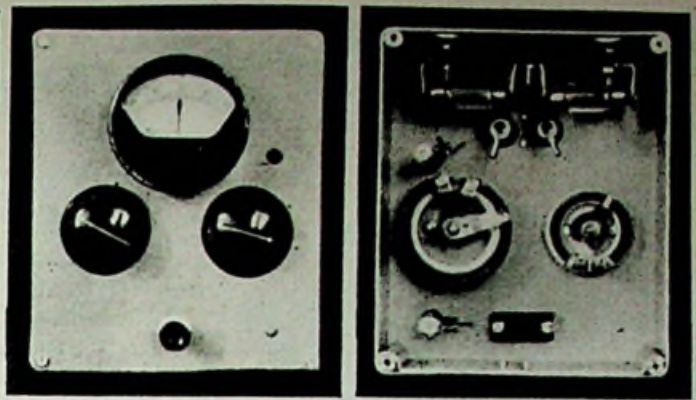


Abb. 6. Vorder- und Rückansicht des endgültigen Aufbaus des Bolometers

Tab. 2. Verschiedene Meßinstrumente in der Bolometerschaltung

Kleine Probleme

Behandlung von Miniatur- und Novalröhren

Beim Verdrähten der Röhrenfassungen und beim Einsetzen und Herausnehmen von Miniatur- und Novalröhren können durch unsachgemäße Behandlung Röhrenschäden auftreten. Die *Elektro-Spezial GmbH* macht u. a. darauf aufmerksam, daß grundsätzlich alle freien Kontakte, und zwar nicht nur die mit i. c. bezeichneten Kontakte, nicht beschaltet werden sollen. Für den Federdruck in den Röhrenfassungen sind bestimmte Toleranzwerte einzuhalten, um eine genügend gute Kontaktgabe zu gewährleisten. Da der Röhrenfuß aber nur eine begrenzte Beanspruchung verträgt, sollen die zulässigen Kräfte beim Einsetzen und Ausziehen der Röhren nicht überschritten werden (Gesamteindrückt Kraft: Noval < 6 kg, Miniatur < 5 kg; Gesamt-Ausziehkraft: Noval = 1 ... 5,5 kg, Miniatur = 0,7 ... 4,5 kg).

Bei Röhrenfassungen mit Kelchfedern muß die Beweglichkeit der lose in den Fassungen sitzenden Kelchfedern unbedingt erhalten bleiben. Es ist deshalb unzulässig, etwa die Erdverbindung von der Anschlußfeder kurz zur Erdungslopfahne zu führen, weil dadurch die Feder starr festgehalten wird. Auf keinen Fall sollte eine Erdverbindung an mehreren Fassungs-federn und Löt-fahnen liegen. Alle Anschlüsse müssen beweglich sein, damit die Federn genügend gut nachgeben können. Eine übertriebene Furcht vor zu großen Zuleitungs-induktivitäten ist selbst bei UKW unbegründet. Für besonders kurze Zuleitungen ist das Anlöten von Folienstreifen zu empfehlen, die aber keineswegs durch zu starkes Verzinnen wieder verstopft werden dürfen.

Zum Schutze der Röhren wird ferner angeraten, bei der Verdrähtung Blindröhren (alte, nicht mehr brauchbare Röhren) einzusetzen; allerdings ist ein öfteres Nachjustieren der Stifte der Blindröhre notwendig.

Beim Einsetzen in ihre Fassungen sollen die Noval- und Miniaturröhren nicht zu schräg gehalten werden; herauszunehmen sind sie immer senkrecht zur Chassissfläche. Ein Anheben der Röhren durch Hebelwirkung mit einem Schraubenzieher od. dgl. ist zu vermeiden; Risse im Glaskolben oder zumindest ein Verbiegen der weichen Stifte der Röhren sind sonst oft die Folge. Mit einem über den Röhrenkolben zu stülpenden, neuartigen Röhrenheber (stabförmiger Gummilheber mit Gummisaugnapf und Gummiball) lassen sich die Röhren auch an schwer zugänglichen Stellen sehr bequem und fachgerecht auswechseln. Insbesondere für Instandsetzungswerkstätten ist dieser Heber wertvoll. Um das Ausrichten verbogener Röhrenstifte zu erleichtern, können jetzt sogenannte Justierfassungen (je eine komplette Justierfassung für Noval- oder für Miniaturröhren) zur Verfügung gestellt werden. Diese Justierfassungen bestehen aus einem Röhrenhalter (vier auf einem Kreis angeordnete, etwas über 20 mm hohe senkrechte Führungsstege) und einer in einer Aussparung dieses Halters sitzenden Lochplatte. Konische Löcher in der Lochplatte führen beim Einsetzen der Röhre in die Justierfassung die Röhrenstifte zwangsläufig in die richtige Lage, so daß sich bei einem Druck auf die Röhre alle Stifte gleichzeitig ausrichten. Bestimmt sind diese Justierfassungen für Röhren mit weichen Stiften (nicht für harte Chromstifte).

berechnet (Tab. 1 u. Abb. 5). Aus beiden Messungen ergab sich, daß der günstigste Arbeitspunkt bei einer Spannung von etwa 0,5 Volt liegt, wenn man auf die größte Empfindlichkeit Wert legt. Die Wahl der übrigen Brückenwiderstände hängt teilweise von der Brückenspannung ab; sie sind so zu wählen, daß eine Erwärmung im Betrieb nicht eintritt. Näheres über die Berechnung enthält die am Schluß angegebene Literatur. Bei 0,5 V Brückenspannung und einem Vierer-Bolometer-Widerstand von etwa 25 Ohm wählt man am besten folgende Werte: $R_2 = R_4 = 2,5$ Ohm; $R_3 = 25$ Ohm. Diese Werte geben die höchste Empfindlichkeit der Meßbrücke. Ohne allzu große Einbuße an Empfindlichkeit kann man aber auch mit Rücksicht auf die Belastung der Batterie höhere Werte einsetzen. In dem ausgeführten Gerät war $R_2 = R_4 = R_1 = 50$ Ohm, wobei zu R_3 für eine Feinregelung ein 1-Ohm-Widerstand in Reihe geschaltet wurde. Zur Wahl des Instrumentes ist nur allgemein zu sagen, daß seine Empfindlichkeit nicht unter 10^{-8} A je Teilstrich liegen sollte, bei einem Instrumentenwiderstand von 100 bis 500 Ohm. Um einen Überblick über die erreichbaren Werte zu erhalten, wurde eine Tonfrequenzspannung von 5 kHz an die Buchsen 1 und 3 gelegt (Abb. 3) und die Brückengleichspannung mit R_5 eingeregelt. Als Anzeigegerät diente ein Galvanometer von Hartmann & Braun, 300 Ohm, $5,4 \cdot 10^{-7}$ A je Skalenteil. Es ergab sich, wie aus den Spannungs-Widerstandskurven zu erwarten war, daß die günstigste Brückenspannung bei etwa 0,5 Volt liegt. Das Vierer-Bolometer hat dann einen Widerstand von 25 Ohm. Eine Tonfrequenzspannung von 40 mV bewirkte noch einen Ausschlag von zwei Skalenteilen. Ein wesentlicher Unterschied zwischen den 24-V-Soffitten und den Soffitten für 18 V konnte nicht festgestellt werden. Abb. 6 zeigt den endgültigen Aufbau des Gerätes. Da die Instrumentenfrage für den Amateur entscheidend ist, wurde eine Reihe verschiedener Instrumente ausprobiert. Die Ergebnisse enthält Tabelle 2. Die Betriebsbedingungen waren dabei: Tonfrequenzspannung 80 mV, 5 kHz; Brückenspannung 0,65 Volt; 24-V-Soffitten. Neben den zweifellos geeignetsten Galvanometern geben aber auch Instrumente wie das Mavometer von Gossen noch brauchbare Ergebnisse, während sich die Vielfachinstrumente für diese

Zwecke nicht eignen. Instrumente mit einer Nullstellung des Zeigers in der Mitte der Skala sind nicht unbedingt erforderlich, da der Ausschlag stets nach einer Seite erfolgt. Das Ergebnis der Messung, die noch einen Betrag von $6,0 \cdot 10^{-8}$ W einwandfrei feststellen ließ, zeigt, daß die ursprüngliche Absicht, ein billiges Outputmeter zu schaffen, bei weitem übertroffen wurde. Bei der Verwendung als Ausgangsleistungsmesser an einem 5-Röhren-Rundfunksuper mit dem Mavometer als Anzeigegerät waren die Ausschläge so groß, daß die Lautstärkeregelung betätigt werden mußte. In diesem Fall kann man auch durch Heraussetzen der Betriebsspannung auf etwa 10 Volt eine Minderung der Empfindlichkeit des Gerätes erreichen. Mit einem tonmodulierten Meßsender sind Arbeiten zu erledigen, wie z. B. Abgleichen, Einregeln des Fadingausgleiches, Trimmen der Verstärkung usw. Darüber hinaus läßt sich das Gerät gut an Stelle eines Thermoinstrumentes als Antennen-

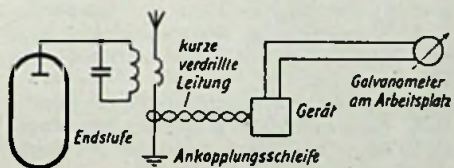


Abb. 7. Ankopplung des Bolometers an die Antenne

stromanzeiger verwenden, wobei als weiterer Vorteil die Möglichkeit der Fernanzeige hinzukommt. Die Heizspannung für die Brücke kann dann einem kleinen Gleichrichter entnommen werden, der aus der Heizspannung des Senders gespeist wird. Die Ankopplung an die Antenne nimmt man mit Hilfe einer Spule von etwa 1 bis 3 Windungen vor, durch welche die Antennenzuleitung gezogen wird, ähnlich wie bei einem Stromwandler (Abb. 7). Das Hauptanwendungsgebiet ergibt sich aber als einfaches Feldstärkenmeßgerät für Nahfeldstärken.

Schrittum

Prof. Dr.-Ing. Otto Zinke, „Hochfrequenzmeßtechnik“, [1947], S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 2. Aufl., S. 27 ff.
Lehrbücher der Fernwerktechnik, Bd. 2, Schwerdtfeger, „Elektrische Meßtechnik I, Gleichstrommeßtechnik“, C. F. Wintersche Verlagsbuchhandlung, Leipzig.

Lichtelektrische Konstanthalter

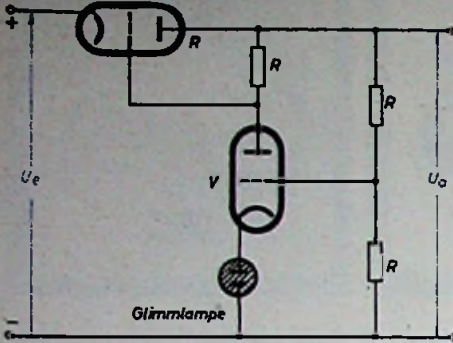


Abb. 1. Grundschaltung elektronischer Konstanthalter

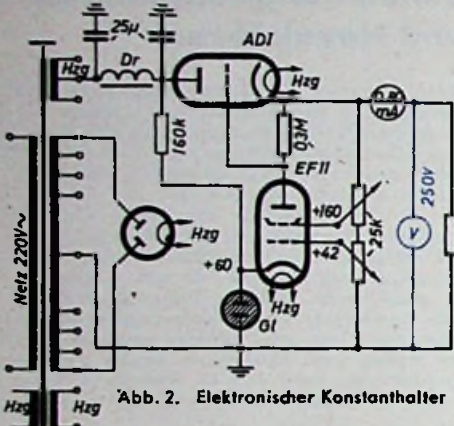


Abb. 2. Elektronischer Konstanthalter

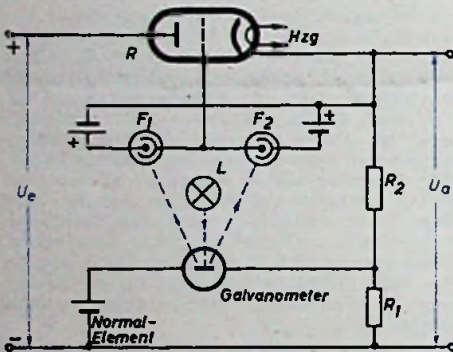


Abb. 3. Grundschaltung des lichtelektrischen Konstanthalter nach L. Merz

Abb. 4 (unten). Konstanter Gleichrichter

In der Meßtechnik werden oft Spannungen und Ströme verlangt, die nur innerhalb sehr kleiner Toleranzen von einem definierten Meßwert abweichen dürfen. Die Verwendung von Batterien oder Akkumulatoren als Meßspannungsquelle ist nicht in jedem Falle zweckmäßig; diese bedürfen ferner einer Wartung.

Der Aufbau von Glimmstabilisatoren ist wohl recht einfach, im praktischen Betrieb ergeben sich jedoch manche Nachteile, und zwar:

1. Mindestens ein Drittel des Verbraucherstromes wird in der Regelstrecke selbst verbraucht.
2. Die Spannungen sind immer ein Vielfaches von 70 Volt.
3. Bei großen Querströmen sind die Stabilisatoren sehr groß und entwickeln viel Wärme.
4. Die Stabilisierung ist nicht völlig lastunabhängig.
5. Es sind Temperaturfehler vorhanden.
6. Die zeitliche Konstanz von Glimmstabilisatoren ist verhältnismäßig schlecht. Erst nach einer ununterbrochenen Betriebszeit von 15 Tagen ist der stabile Zustand erreicht; innerhalb dieses Zeitraumes ändert sich die Spannung noch um 2 %.

Für höhere Ansprüche wurden deshalb Verfahren entwickelt, die eine elektronische Stabilisierung der Spannung vornehmen. Wie alle Konstanthalter bestehen diese elektronischen Geräte aus einem Steuer- und Regelsystem in einer geschlossenen Regelstrecke (Abb. 1 u. Abb. 2).

Die Regelung durch eine Elektronenröhre ist beschränkt durch:

- a) die Kennlinie in der Gitterspannung $U_g = 0$ Volt
- b) den maximalen Katodenstrom I_{kmax}
- c) die maximale Anodenverlustleistung N_a

Diese Abhängigkeit kann man aus der Arbeitskennlinie ablesen. Die Kennlinie nach Abb. 7 zeigt z. B. auch die Grenzen der Regelmöglichkeiten für eine EL 41 in Triodenschaltung als Regelsystem. Als Steuersystem wird eine Röhre mit hohem Innenwiderstand (z. B. EF 42) verwendet.

Nach diesem Stabilisationsverfahren aufgebaute Konstanthalter werden von verschiedenen Firmen hergestellt. Erreichbar ist damit

eine Konstanz von rd. 1 % der Nennspannung, die über längere Zeiträume aber kaum gehalten werden kann. Eine höhere Konstanz ergeben lichtelektrische Verfahren. Die Grundschaltung eines lichtelektrischen Konstanthalter nach L. Merz zeigt Abb. 3.

Lichtelektrische Konstanthalter beruhen auf Änderung des inneren Widerstandes einer Fotozelle mit der Belichtung. Der Spiegel eines Spannbandsystems beleuchtet in der Nulllage beide Zellen gleichmäßig. Steigt die Eingangsspannung, dann vergrößert sich auch der Spannungsabfall an R_1 ; das Galvanometer wird ausgelenkt und leuchtet die Fotozellen ungleichmäßig aus. Die beiden Fotozellen wirken sozusagen wie ein Spannungsteiler, der an das Gitter einer Röhre angeschlossen ist. Die Gittervorspannung ändert sich also mit der Lichtverteilung und steuert den inneren Widerstand einer Röhre. Durch diese Änderung des Röhrenwiderstandes wird die Ausgangsspannung bei allen Schwankungen der Eingangsspannung konstant gehalten.

Die Ausgangsspannung ist durch die Spannung e des Normalelementes und durch das Widerstandsverhältnis R_1/R_2 gegeben:

$$\text{Ausgangsspannung} = e \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \approx 1,018 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Geschwindigkeit und Genauigkeit der Regelung hängen in erster Linie von den Eigenschaften des Regelgalvanometers ab. Günstige Systeme stellt z. B. Hartmann & Braun her.

Da die Regelung so lange erfolgt, bis der Spannungsabfall an R_1 gleich der Spannung des Normalelementes geworden ist, haben Änderungen innerhalb des Regelsystemes keinen Einfluß auf die Konstanz der Ausgangsspannung. Alterungserscheinungen der Röhren, der Fotozellen und des Beleuchtungslämpchens werden vollkommen ausgeregelt. Wegen des hohen Dunkelwiderstandes eignen sich z. B. die Fotowiderstände „FW 5c“ der AEG besonders für den genannten Zweck; ihre Form und Ausführung erleichtern sehr die Verwendung in einem Regelsystem.

Abb. 4 zeigt eine Gleichrichterschaltung für konstante Spannung. Zwei EL 41 dienen in Triodenschaltung als regelbare Gleichrichter.

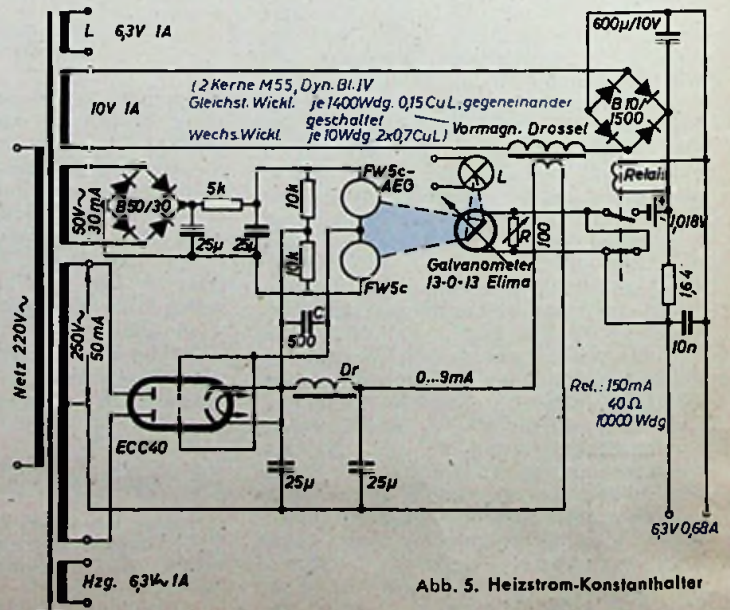
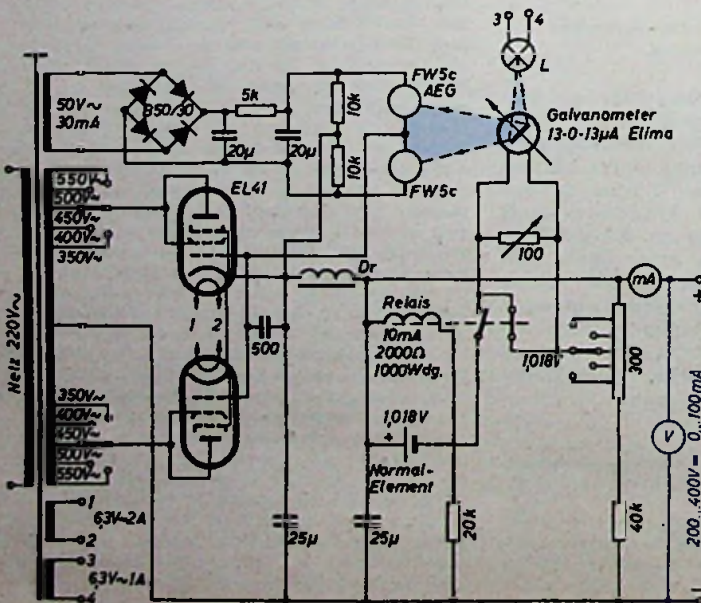


Abb. 5. Heizstrom-Konstanthalter

für MESSZWECKE

Die Anodenspannung ist stufenförmig einstellbar. Für eine Ausgangsspannung von 200 Volt muß eine um 150 Volt höhere Spannung, also 350 Volt, als Anodenspannung an den Anoden der Röhren anliegen (s. a. Kennlinie Abb. 7). Die Spannung kann sich hierbei um 60 Volt und die Last um 100 mA ändern, ohne daß die Spannungskonstanz gefährdet ist. Bei dieser Regelung handelt es sich um ein Nullverfahren, bei dem das Galvanometer eine Brückenschaltung immer wieder auf Null abgleicht. Die auftretenden Fehler müßten theoretisch Null sein; praktisch läßt sich ein solcher Wert aber nicht erreichen. Im wesentlichen hängt die Genauigkeit von dem verwendeten Spiegelgalvanometer und von dem Gesamtaufbau der Brückenschaltung ab.

Eine Genauigkeit von $10^{-2} \dots 10^{-3} \%$ ist aber auch über längere Zeiträume trotz extremster Spannungsänderungen einzuhalten.

Bei der großen Steuersteilheit der verwendeten Fotowiderstände ist nur eine sehr geringe Winkeländerung des Lichtstromes zur vollen Aussteuerung selbst einer sehr starken Spannungsabweichung erforderlich.

Schaltungen, in der die Einstellzeit des Galvanometers kleiner ist als die Zeitkonstante der Störungsamplitude, führen Regelschwingungen aus. Solche Regelschwingungen können durch die Parallelschaltung eines Dämpfungswiderstandes zum Galvanometer und durch einen Kondensator, der zwischen Gitter und Katode der Regelröhre gelegt wird, beseitigt werden.

Eine große Steuersteilheit ist durch einen langen Lichtweg gegeben. Der Lichtweg ist praktisch nur durch die zur Verfügung stehende Lichtmenge beschränkt. Durch einen schmalen, rechteckförmigen Lichtfleck wird die Steuersteilheit auf ein Maximum gebracht.

Für die Änderung der Steuergitterspannung δU_{g1} der Röhre EL 41 bei einer Änderung des Steuergalvanometerstromes um δI_g gilt folgende Beziehung:

$$\delta U_{g1} = \frac{\delta I_g \cdot a}{x} \cdot \frac{E}{2} \text{ [V]}$$

Darin sind: a = Auslenkungsempfindlichkeit des Galvanometers in cm/A beim gegebenen Abstand des Galvanometers zum Fotowiderstand; x = Breite des Lichtflekes in cm, der auf beide Zellen in der Nulllage fällt. Die Gleichung gilt nur, wenn die Verschiebung des Lichtflekes bei beiden Fotowiderständen die gleiche Widerstandsänderung hervorruft.

δU_{g1} ist danach sowohl von der Empfindlichkeit der Zellen als auch von der Lichtintensität des Lichtflekes unabhängig und umgekehrt proportional der Breite des Lichtflekes. Wird die Galvanometerdämpfung so eingestellt, daß gerade keine Schwingungen entstehen, dann ist die größte Empfindlichkeit und Genauigkeit gegeben.

Das in Abb. 4 eingezeichnete Relais schließt die Galvanometerspule kurz, wenn die Anlage außer Betrieb ist. Dabei wird auch die Spannung des Normalelementes abgeschaltet und so eine Entladung vermieden.

Die Abgriffe am 300-Ohm-Widerstand sind so abzugleichen, daß bei der gewünschten Nennspannung am Abgriff ein Spannungsabfall von 1,018 Volt entsteht. Dieser Widerstand muß temperaturunabhängig sein, da sonst die Schwingungen des Widerstandswertes mit in die Konstanz eingehen.

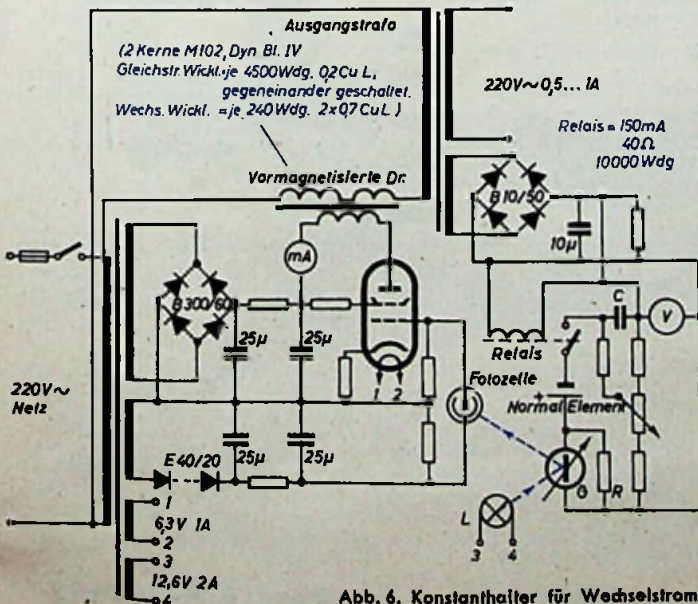


Abb. 6. Konstanthalter für Wechselstrom



C. LORENZ AKTIENGESELLSCHAFT STUTTGART

Lorenz-Miniatur

klein wie eine Nuß
und kerngesund

LORENZ

Die Speisung der Fotowiderstände erfolgt in einer Brückenschaltung; hierdurch wird eine große Steuerbarkeit erreicht.

Muß ein größerer Strom, z. B. für die Röhrenheizung, konstant gehalten werden, dann ist die Anwendung eines anderen Verfahrens notwendig. Abb. 5 zeigt die Konstanzhaltung eines Heizstromes. In dieser Schaltung wird die Impedanz einer Regeldrossel durch eine Gleichstrom-Vormagnetisierung gesteuert. Nach der Gleichrichtung durchfließt der Strom einen Meßwiderstand; der dort entstehende Spannungsabfall ist der Batteriespannung des Normalelementes entgegengeschaltet. Die eventuell entstehenden Spannungsdifferenzen drehen das Spiegelgalvanometer entsprechend der Polarität der Differenzspannung. Da in diesem Fall die Fotowiderstände verschieden stark ausgeleuchtet werden, bekommt auch die ECC 40 eine andere Gittervorspannung. Die Stromänderungen in der Gleichstromwick-

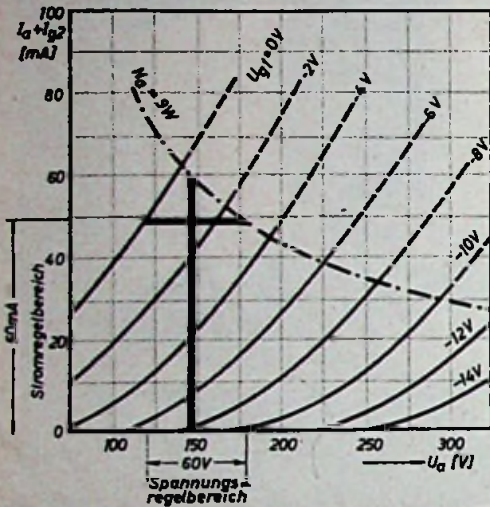


Abb. 7. Kennlinien der EL 41, als Triode geschaltet

lung ändern den Wechselstromwiderstand der Regeldrossel; dadurch wird der Spannungsabfall an der Drossel beeinflußt, und ein neuer Gleichgewichtszustand tritt ein.

Die ECC 40 ist als gesteuerter Gleichrichter geschaltet. Der Aufbau wird hierdurch sehr einfach. Die Regeldrossel ist so auszulegen, daß der mittlere Wechselstromwiderstand gleich dem mittleren Arbeitsstrom der Röhre ist; in dem interessierten Arbeitsbereich ergibt sich dann volle Linearität (s. die beiden letzten Schrifttumshinweise).

Die Regelschwingungen werden durch den Widerstand R und den Kondensator C bedämpft. Der abgegebene Strom ist in dieser Schaltung sehr konstant ($10^{-2}\%$) und könnte mit anderen Mitteln nicht erreicht werden.

Für eine hohe Konstanz einer Wechselspannung ist auch die Schaltung nach Abb. 6 geeignet. Die Regeldrossel verzerrt naturgemäß die Kurvenform des Wechselstromes; ist dies unerwünscht, dann muß eine Entzerrung vorgenommen werden. Die Regelung erfolgt auf den Effektivwert des Wechselstromes. Auch in dieser Schaltung sind die bereits gezeigten Grundsätze sinngemäß angewendet. Die Spannungs Konstanz ist hier ebenfalls $10^{-2}\%$.

Schrifttum

F. Laude: „Elektronisch geregelte Speisegeräte für Meßzwecke“, Elektro-Anzeiger, H. 30 [1952], S. 267/68

A. Schaller: „Lichtelektrische Verstärker“, ATM 193 R. Kretzmann: „Industrielle Elektronik“, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde

W. R. Schulz: „Magnetische Verstärker“, FUNK-TECHNIK, Bd. 3 [1948], H. 23, S. 588

W. Schilling: „Grundlagen der Theorie eines magn. Verstärkers“, ETZ 1950, H. 1 u. 1951, H. 15

FT - AUFGABEN

Zur Wiederholung • Vorbereitung • Prüfung

Dieses Mal...

Wie wird ein Lautsprecher richtig angepaßt?

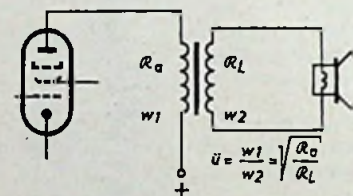
Will man an ein dickes Rohr ein anderes mit einem geringeren Durchmesser anschließen, dann braucht man ein Zwischenstück zur „Anpassung“ (Abb. 17). Soll an eine hohe Spannung ein Verbraucher angeschlossen werden, der nur eine niedrige Spannung verträgt, dann muß man ebenfalls anpassen.



Ein geeignetes Anpassungsglied ist der Transformator. Jede Transformation läßt sich als Anpassung betrachten.

Auch ein Lautsprecher muß die richtige Betriebsspannung bekommen, für die er konstruiert ist; er muß deshalb ebenfalls angepaßt werden. Bei den Lautsprechern ist es allerdings nicht üblich, die Spannungen anzugeben, sondern die Widerstandswerte.

Für jede Endröhre ist der günstigste Außenwiderstand R_a in den Röhrentabellen genannt; es ist der Wert, bei dem eine höchstmögliche Leistung ohne große Verzerrungen abgegeben wird. Das Maß für die Verzerrungen ist der Klirrfaktor. R_a liegt im allgemeinen bei 3,5 bis 7 k Ω . Ein dynamischer Lautsprecher kann aber nicht mit so hohem Wechselstromwiderstand gebaut werden. Meist hat die Schwingspule des Lautsprechers nur einen Widerstand



von 3 bis 15 Ohm bei der mittleren Sprechfrequenz von 1000 Hz. Der Gleichstromwiderstand R ist geringer. Nach einer alten Faustformel ist der Wechselstromwiderstand R_L für 1000 Hz rund 25% größer als der Gleichstromwiderstand der Schwingspule:

$$R_L = 1,25 \cdot R \quad (31)$$

Da man mit einem Übertrager Spannungen und Ströme transformieren kann, so ist es nach dem Ohmschen Gesetz auch möglich, die Widerstands-Übersetzung anzugeben.

Das Spannungsverhältnis eines Übertragers ist (nach Gl. 29)

$$\bar{u} = \frac{U_1}{U_2}$$

Für die Spannungen läßt sich nun nach Gl. 27 setzen:

$$U_1 = \sqrt{N_1 \cdot R_1} \quad \text{und} \quad U_2 = \sqrt{N_2 \cdot R_2}$$

Das Übersetzungsverhältnis ist dann

$$\bar{u} = \frac{\sqrt{N_1 \cdot R_1}}{\sqrt{N_2 \cdot R_2}} = \frac{\sqrt{N_1} \cdot \sqrt{R_1}}{\sqrt{N_2} \cdot \sqrt{R_2}}$$

... das nächste Mal:

Über die Anpassung bei Verstärkeranlagen

Sehen wir von Verlusten ab, dann ist $N_1 = N_2$; die Wurzelausdrücke der Leistungen lassen sich wegstreichen.

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

oder beim Lautsprecher

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} \quad \text{und} \quad \bar{u}^2 = \frac{R_a}{R_L} \quad (32)$$

Mit Hilfe des Ausgangs-Übertragers kann also der niederohmige Lautsprecher an den hochohmigen Wert für die Endröhre angepaßt werden.

Frage 26

Welches Übersetzungsverhältnis muß ein Übertrager haben, der einen Lautsprecher mit 3 Ohm Schwingspulenwiderstand bei 1000 Hz an eine Endröhre EL 41 anpassen soll? (R_a laut Röhrentabelle = 7 k Ω .)

Antwort 26

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \sqrt{\frac{7000}{3}} = \sqrt{2330} = 48,3$$

Frage 27

Welche Sprechwechselspannung liegt primär und sekundär bei der Nennleistung von 4 Watt an diesem Transformator? Wie hoch ist das Spannungsverhältnis?

Antwort 27

$$U_1 = \sqrt{N \cdot R_1} = \sqrt{4 \cdot 7000} = \sqrt{28000} = 167 \text{ V}$$

$$U_2 = \sqrt{N \cdot R_2} = \sqrt{4 \cdot 3} = \sqrt{12} = 3,47 \text{ V}$$

Das Spannungsverhältnis muß ebenso groß sein wie das in Antwort 26 ausgerechnete Übersetzungsverhältnis \bar{u} .

$$\bar{u} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{167}{3,47} = 48,3$$

Frage 28

Welche Sekundärwindungszahl ist erforderlich, um einen Lautsprecher von 3,6 Ohm Gleichstrom-Widerstand an eine UL 41 ($R_a = 3 \text{ k}\Omega$) richtig anzupassen, wenn die Primärwindungszahl 2000 ist?

Antwort 28

Der Wechselstromwiderstand der Schwingspule ist

$$R_L = 1,25 \cdot R = 1,25 \cdot 3,6 = 4,5 \Omega$$

Das Übersetzungsverhältnis ist

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \sqrt{\frac{3000}{4,5}} = \sqrt{667} = 25,8$$

$$\bar{u} = \frac{w_1}{w_2}, \quad w_2 = \frac{w_1}{\bar{u}} = \frac{2000}{25,8} \approx 78 \text{ Windungen}$$

Stereofonische Aufzeichnung und Wiedergabe mit Hilfe von Schallplatten

Echte stereofonische Übertragungen akustischer Darbietungen nach dem Zweikanalverfahren lassen sich naturgemäß auch über Schallplatten durchführen, wenn man beide Kanäle gleichzeitig (aber getrennt) schneidet und die beiden Aufzeichnungen wieder zur gleichen Zeit mit je einem Tonabnehmer abtastet. So einfach die Zweikanalaufzeichnung auf Schallplatten und deren Wiedergabe auch im Prinzip zu sein scheint, ergeben sich doch in der Praxis zahlreiche Schwierigkeiten.

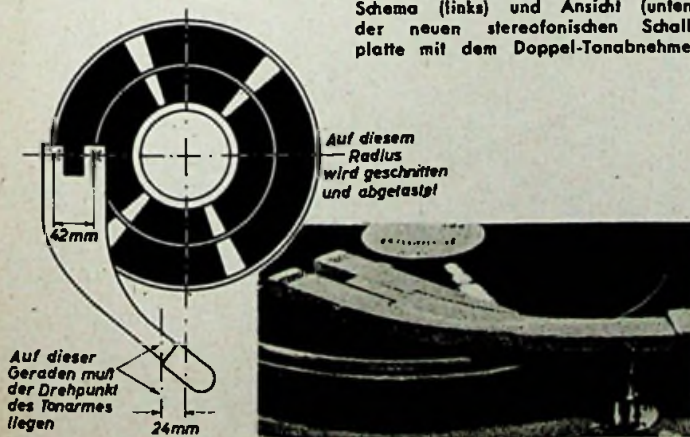
Vor allem muß die Wiedergabe einfach und fehlersicher sein; die dazu erforderliche Abtastvorrichtung einschließlich Verstärker soll so eingerichtet sein, daß sie bequem gegen die übliche Einkanalvorrichtung austauschbar ist und auch die Wiedergabe der normalen Einkanalplatten gestattet. Das Hauptproblem, das bei einer zuverlässigen Abtastung der Zweikanalplatte zu lösen ist, liegt darin, daß die beiden Tonabnehmer zwangsläufig beim Aufsetzen auf die Platte auf zeitlich zusammengehörende Stellen der beiden Aufzeichnungen treffen und daß diese Synchronität während des ganzen Abspielens erhalten bleibt; hierbei werden recht hohe Anforderungen an die Genauigkeit gestellt.

Es sind verschiedene Vorschläge für die Herstellung und das Abspielen von stereofonischen Schallplatten gemacht worden. Beispielsweise kann man die beiden Kanäle auf je einer Seite der Platte schneiden und abtasten. Praktisch scheidet das jedoch daran, daß es nicht gelingt, die für die Plattenherstellung dienenden Matrizen so gegeneinander auszurichten, daß die zeitlich zusammengehörenden Stellen der beiden Plattenseiten mit der erforderlichen Genauigkeit übereinanderliegen oder stets einen gleichen, vorgegebenen Winkelabstand voneinander haben. Beim Abspielen ergeben sich dann Phasenverschiebungen zwischen den beiden Kanälen, die den Raumeindruck stören. Außerdem würde man einen speziellen Plattenspieler für die doppel-seitige Abtastung der Platte benötigen.

Wie wir bereits im Heft 24 (1952), S. 667 angeben und wie u. a. die amerikanische Zeitschrift „Tele-Tech“, November 1952, S. 48 ff., in einem ausführlichen Aufsatz berichtet, sind jetzt andere, sehr erfolgversprechende Wege beschritten worden. Auf einer 30-cm-Langspielplatte werden z. B. beide Kanäle auf der gleichen Plattenseite in Form geschlossener Bänder von rund 40 mm Breite nebeneinander geschnitten, so daß das zu dem einen Kanal gehörende Band konzentrisch innerhalb des anderen Bandes liegt. Schneiden und Abtasten erfolgt mit zwei Stiften, die von einem gemeinsamen Halter mit konstantem gegenseitigen Abstand radial über die Platte geführt werden. Die Abbildungen zeigen die neue Zweikanalschallplatte und den Tonabnehmer mit den zwei Systemen, die einen Abstand von 42 mm haben. Die Spielzeit der Plattenseite ist infolge der Zerteilung nur etwa 12 bis 15 Minuten.

Das neue System hat den Vorzug, daß zum Abspielen jeder vorhandene Plattenspieler nach Einbau des Spezialtonabnehmers verwendet werden kann. Bei der Konstruktion dieses Tonabnehmers waren einige Gesichtspunkte zu beachten, die manches Kopfzerbrechen verursachten. Beide Abtaststifte müssen möglichst genau radial über die Platte geführt werden; wenn die Stifte einen Bogen beschreiben, entsteht eine störende Phasenverschiebung, die den Raumeindruck beeinträchtigt. Durch die Abwinklung des Armes um 27,5° und den seitlichen Abstand seines Drehpunktes von der Plattenmitte um 24 mm wird erreicht, daß die Abwinklungen der Stifte vom Radius zusammen nicht mehr als 0,2 mm tangential zu den Rillen sind. Hierdurch entsteht bei 1000 Hz ein Phasenunterschied zwischen den beiden Kanälen von nicht mehr als einer Wellenlänge. Dieser Unterschied fällt bei der Wiedergabe noch nicht auf und entsteht übrigens auch dann, wenn von den beiden Wiedergabelautsprechern der eine etwa dreißig Zentimeter weiter vom Zuhörer entfernt ist als der andere, was ebenfalls nicht als störend empfunden wird.

Schema (links) und Ansicht (unten) der neuen stereofonischen Schallplatte mit dem Doppel-Tonabnehmer



Auf diesem Radius wird geschnitten und abgetastet

Auf dieser Geraden muß der Drehpunkt des Tonarmes liegen

Damit die beiden Abtaststifte stets mit dem gleichen Druck in den Rillen der Platte gleiten, muß das eine System gegen das andere frei auf- und abschwingen können. Zu diesem Zweck ist die eine Dose gelenkig am Tonarm befestigt; in dem Gelenk ist eine Dämpfung vorgesehen, die „Rattern“ und nichtlineare Verzerrungen unterdrücken soll.

Da es unmöglich ist, den Abstand der zwei Schneidstifte mit dem der beiden Abtaststifte innerhalb einer Toleranz von 0,02 mm gleich und konstant zu machen, müssen etwaige Differenzen zwischen dem Abstand entsprechender Rillen der beiden Kanäle auf der Platte und dem Abstand der beiden Abtaststifte ausgeglichen werden können. Hier ist mit Schwankungen von wenigstens 0,3 mm zu rechnen, da auch die Masse der Matrizen gewissen



FERNSEHGERÄT F 5

Bildgröße: 29 x 22 cm, 625 Zeilen, Empfangsbereich: 1 Kanal (beliebig wählbar) 18 Röhren, 9 Bild- u. 3 Tonkreise, Tonempfang nach Intercarrierprinzip, Allstrom: 220 V, Ausmaße: 447 mm hoch, 725 mm breit, 455 mm tief. Eingebaute Antenne.

GRAETZ K.G. ALTENA (WESTF.)

DIE DREI MIT PEILANTENNE

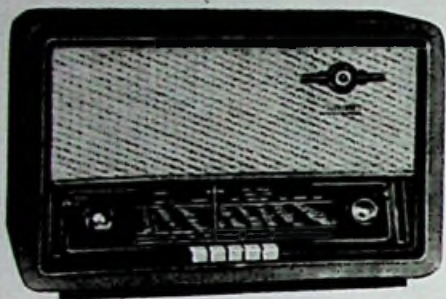
OCEANIC W-A
WELTSUPER 54 A
SG 54 A

BESITZEN ALLE DIE FÜR STORUNGSFREIEN EMPFANG SO WICHTIGE FERRIT-PEIL-ANTENNE mit VORSTUFE

SCHAUB-RADIO

DIESE PEIL-ANTENNE IST EIN PATENT UNSERES HAUSES

Hervorragende UKW-Leistung
Musik in naturgetreuer Schönheit
Größter Bedienungskomfort durch Drucktasten
Edel in der Form



NORDMENDE 250-9

ein Hochleistungs-Super der
NORDMENDE UKW-Meisterklasse

Die neue Zeitschrift

MEDIZINAL-MARKT

Fachblatt für medizinisch-technischen Bedarf

bietet allen Herstellerfirmen elektromedizinisch
angewandter Geräte durch ihre Verbreitung in
Händler- und Ärztekreisen des In- und Auslandes
gute Möglichkeiten für eine erfolgreiche Propa-
gierung zur Absatzsteigerung ihrer Erzeugnisse

Der MEDIZINAL-MARKT
erscheint monatlich einmal · Preis je Heft DM 2,-
Probeheft und Anzeigentarif stehen zur Verfügung

HELIOS-VERLAG GMBH

BERLIN-BORSIGWALDE (Westsektor)

Veränderungen, z. B. durch Temperaturschwankungen, unterliegen. Darum kann die eine Abnehmerdose seitliche Ausweichungen aus ihrer Mittellage um $\pm 0,3$ mm gegen die andere Dose ausführen.

Außerdem läßt sich die eine Dose durch eine Justierschraube etwas in Längsrichtung, also tangential zur Rille, gegen die andere Dose verschieben, um beide möglichst genau auf den gleichen Plattenradius einzustellen und geringe Phasendifferenzen auszugleichen. Für die Justierung wird eine Testplatte geliefert, auf der langsames Uhrenticken stereophonisch aufgezeichnet ist, das sich besonders gut für die Nachprüfung der räumlichen Wirkung eignen soll. Die Justierschraube der einen Dose wird einfach beim Abspielen so lange eingestellt, bis der gewünschte räumliche Eindruck entsteht und die tickende Uhr anscheinend genau in der Mitte des Raumes steht.

Die Ausgangsspannungen der beiden Tondosen werden einem Zweikanalverstärker zugeführt, der — außer in der Gegentaktenstufe — mit Doppeltrioden bestückt ist, wobei je ein System einer Doppeltriode für je einen Kanal benutzt wird. Dadurch ergibt sich ein außerordentlich einfacher Aufbau des Verstärkers. Da das auf der Schallplatte innen liegende Band eine andere Frequenzcharakteristik hat als das äußere Band, ist ein entsprechender Frequenzausgleich in den beiden Verstärkerkanälen vorgesehen. Die Anhebung für das innere Band ist um $50 \mu\text{s}$ größer als die für das äußere Band, die je nach dem Inhalt der Schallplattenaufzeichnung auf $50 \mu\text{s}$ oder $100 \mu\text{s}$ eingestellt werden kann.

Die Stabilisierung von Hochfrequenz-Oszillatoren

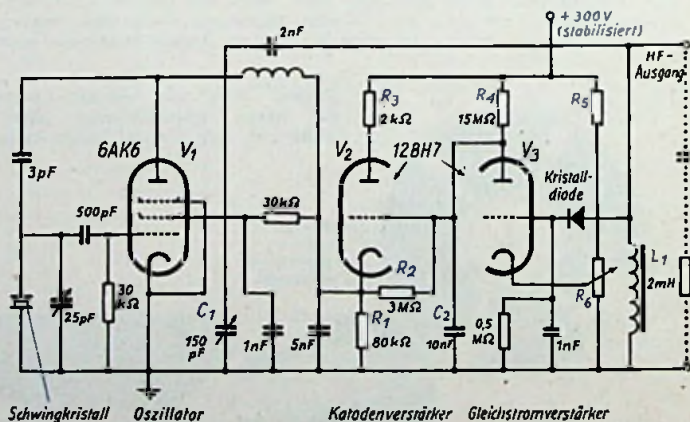
Die Verwendung eines Hochfrequenzgenerators für Meßzwecke setzt voraus, daß die vom Generator abgegebene hochfrequente Spannung in ihrer Amplitude möglichst unabhängig von Schwankungen der Belastung sowie der Betriebsspannungen ist und einen weitgehend konstanten Wert hat. Zahlreiche Schaltungen sind bereits vorgeschlagen worden, die zur Stabilisierung der Oszillatoramplituden dienen und ihren Zweck auch erfüllen. Der hier in der Schaltung wiedergegebene neuartige stabilisierte HF-Oszillator, der in der Zeitschrift „Electronics“, Oktober 1952, Seite 154, beschrieben wird, hat aber den Vorzug besonderer Einfachheit und Billigkeit. Außerdem kann die neue Stabilisierungsschaltung auch bei jedem vorhandenen Oszillator nachträglich vorgesehen werden. Wenn man sich die Wirkungsweise der Stabilisierung erst einmal an Hand des Schaltbildes klargemacht hat, wird man keine Schwierigkeiten haben, sie den jeweiligen Verhältnissen anzupassen.

Für die Stabilisierung ist eine konstante Gleichspannung als Vergleichsspannung erforderlich. Diese Art der Stabilisierung wird auch schon in früheren Schaltungen benutzt; hier kann aber jede beliebige vorhandene Gleichspannungsquelle genommen werden, die nur für eine Belastung von maximal etwa 2 mA geeignet ist.

Die Schaltung arbeitet in der folgenden Weise: Der eigentliche HF-Oszillator V_1 kann in jeder beliebigen Weise geschaltet sein. Die an der Anode von V_1 auftretende HF-Spannung wird einer Kristalldiode zugeführt und gelangt nach der Gleichrichtung zu dem Steuergitter eines Gleichstromverstärkers V_3 .

Die Gitterspannung ist daher der Schwingamplitude von V_1 proportional. Die Triode V_3 bildet mit ihrem Anodenwiderstand R_4 von 15 Megohm einen Spannungsteiler, der an der als Vergleichsspannung dienenden Gleichspannungsquelle mit einer Spannung von rund 300 V liegt. Infolge des hohen Wertes von R_4 verbraucht dieser Spannungsteiler nur einen Strom von höchstens $20 \mu\text{A}$. Er liegt einem zweiten Spannungsteiler R_5-R_6 parallel, wobei R_5 und R_6 so gewählt sind, daß ein Strom von 2 mA durch ihn fließt. Die Katode von V_3 liegt an einem einstellbaren Abgriff von R_6 ; auf diese Weise kann die Ausgangsamplitude des Generators eingestellt werden.

Der Spannungsteiler R_4-V_3 belastet den Spannungsteiler R_5-R_6 praktisch nicht, so daß zwischen Katode und Anode von V_3 eine unabhängig von deren Katodenstrom konstante Gleichspannung liegt.



Schaltbild des amplitudenstabilisierten Oszillators V_1 . Die stabilisierende Regelschaltung V_2-V_3 kann in Verbindung mit jedem vorhandenen Oszillator beliebiger Schaltung angewendet werden

Dem Gleichspannungsverstärker V_3 ist ein Katodenverstärker V_2 nachgeschaltet, dessen Steuergitter galvanisch mit der Anode von V_3 verbunden ist. Steigt die Schwingspannung des Oszillators V_1 etwa aus irgendeinem Grunde an, so wird die Gitterspannung von V_3 positiver und die Spannung an der Anode sinkt ab. Dadurch geht auch das Potential von Gitter und Katode des Katodenverstärkers V_2 herunter, so daß auch die Spannung am Katodenwiderstand R_1 absinkt. Diese Spannung dient aber als Anoden- und Schirmgitterspannung für den Oszillator V_1 und verursacht ein Abnehmen der Schwingspannung, wenn sie kleiner wird. Die Schaltung mit V_3-V_2 versucht so, die Schwingamplitude von V_1 konstant zu halten. Zur Veranschaulichung der Wirksamkeit der neuen Schaltung sei angegeben, daß eine Erhöhung der Belastung des Oszillators auf das Doppelte oder

deren Erniedrigung auf die Hälfte nur eine maximale Amplitudenänderung von 3% ergab. Um den gleichen Betrag erniedrigte sich die Schwingamplitude, wenn man die Heizspannung von V_1 oder deren Spannung zwischen Katode und Anode um 30% herabsetzte. Eine größere Konstanz wird in den seltensten Fällen, nicht einmal im Labor, verlangt werden. —gs

Heinz Richter, „Radiopraxis für alle“ (Normalempfänger und UKW), DIN A 5, 270 Seiten, 88 Abb., DM 12.—, und „UKW-FM“ (Radiotechnik für alle, 2. Teil), DIN A 5, 267 Seiten, 118 Abb., 14 Tafeln; Franckh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart.

Über Heinz Richters Bücher mehr Worte zu verlieren, als lediglich auf die Titel der Neuerscheinungen hinzuweisen, hieße, sich wiederholen, denn die gleichbleibend gute, wenn nicht sich stets steigende Qualität seiner Werke ist hinreichend genug bekannt und geschätzt in den Kreisen, die sich der praktischen Seite der Radiotechnik mit ihrer theoretischen Untermauerung verschrieben haben. Unter diesem Gesichtspunkt kann nur noch dem Verlag das wohlverdiente Lob ausgesprochen werden, Richters Arbeiten abermals eine wohlgefällige Gestalt gegeben zu haben.

P. H. Brans' „VADE-MECUM“, 9. Auflage, etwa DIN A 4, 416 Seiten; Verlag P. H. Brans, Ltd., Antwerpen (Belgien)

Dem Wunsch derer, die an Röhrendaten laufend Bedarf haben, für die wenig geschätzte Sucharbeit mit kleinstem Zeitaufwand auszukommen, wird durch die Neufassung des Vade-Mecum nachgekommen. Die neue Auflage behandelt nur Empfangs- und Senderöhren. Die bisherige Einteilung der Röhren nach Röhrenart wurde hier zugunsten dessen aufgegeben, daß sie lediglich nach Zahl und Alphabet klassifiziert sind. Auf diese Weise erübrigt sich die „Gebrauchsanweisung“, und zum Finden der Daten einer jeden Röhre werden in einem lediglich starken Buch nur noch Sekunden benötigt; — was einmal mehr beweist, daß die Aufgabe einer Tradition am geeigneten Platz Profit für Erzeuger und Verbraucher bedeutet!



BRIEFKASTEN

E. Z., F.

Bitte teilen Sie mir mit, wie ich auf einfachste Art bei amateurmäßigen Tonbandaufnahmen den sogenannten Nachhalleffekt, lerner Effekte wie z. B. den Effekt einer beifallklatschenden Menge und möglichst auch Echoeffekte erhalte.

Für die Erreichung des sogenannten Nachhalleffektes gibt es nur Wege, die dem Tonamateur meist nicht offenstehen. Die einfachste Lösung bietet z. B. die Aufnahme in einem Hall-Raum. Man kann einen Raum mit hartem Material (z. B. Kacheln) auskleiden, in dem die Darbietung über einen Lautsprecher bei passender Lautstärke nochmals „gesprochen“ und durch ein neues Mikrofon wieder aufgenommen wird. Bei genügender Größe des Raumes und geeigneter Lautstärke ergibt sich ein natürlicher Nachhall.

Vielleicht läßt sich ein gekacheltes Badezimmer für diesen Zweck einrichten. Zweckmäßig entfernt man dann alle schallschluckenden Stoffe wie Gardinen, Handtücher, Teppiche usw.

Schallgeräusche der verschiedensten Art sind von der Deutschen Grammophon Gesellschaft mbH auf Schallplatten aufgenommen worden. Wir verweisen auf das Heft 24 (1952) der FUNK-TECHNIK, S. 678, in dem in einem das gleiche Thema berührenden Aufsatz eine Anzahl dieser Platten genannt sind.

Ein Echoeffekt ist am einfachsten mit Hilfe eines zweiten Magnettongerätes zu erzeugen. Benutzen läßt sich hierfür eine geschlossene Bandschleife, deren Größe man so abmißt, daß das aufgesprochene Signal in entsprechendem Abstand wiederholt wird. Durch langsames, gleichmäßiges Zudrehen des Lautstärkereglers nimmt die abnehmende Lautstärke des „Echos“, das man auf das eigentliche Aufnahmeband überspielt, ab.

Zeichnungen vom FT-Labor nach den Angaben der Verfasser: Boumelburg (34), Saudé (18), Ullrich (10)

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde (Westsektor), Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Curt Rint, Berlin-Charlottenburg. Redaktion Karl Tetzner: Emden, Hinter dem Rahmen 5a. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Carl Werner, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. Walter Rob, Innsbruck, Fallmerayerstr. 5. Postscheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 24 93; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74; Stuttgart, PSchA Stuttgart Nr. 227 40. Bestellungen beim Verlag, bei den Postämtern und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz-Nr. 47/4d. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. — Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



KUNDENDIENST

Gutschein siehe unten

FT-Briefkasten: Ratschläge für Aufbau und Bemessung von Einzelteilen sowie Auskünfte über alle Schaltungsfragen, Röhrendaten, Bestückungen von Industriegeräten. Beantwortet wird stets eine Frage. Ausarbeitungen vollständiger Schaltungen und Berechnungen können jedoch nicht durchgeführt werden.

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

Gutschein für eine kostenlose Auskunft FUNK-TECHNIK Nr. 3/1953

SABA

RUNDFUNKEMPFÄNGER

FERNSEH-GERÄTE

HAUSHALT-KÜHLSCHRÄNKE

Schwarzwälder Wertarbeit



PRÄZISIONS-MESSGERÄTE

für Fernmeldetechnik und Elektroakustik

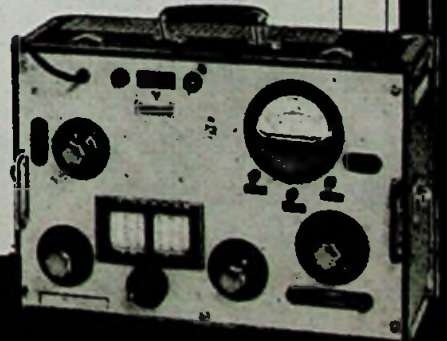
MESSGENERATOR
mit dekadischer FrequenzEinstellung
10 Hz... 111 kHz, Frequenzunsicherheit 0,1%

TIEFTONGENERATOR
0,1 Hz ... 1000 Hz

RÖHRENVOLTMETER
mit linearer oder quadratischer Anzeige
ab 0,1 Millivolt messend, für HF, TF und MF

OKTAV- und TERZSIEBE

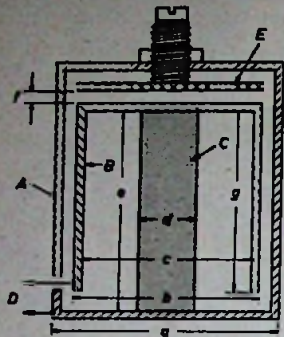
HOCH-, TIEF- u. BANDPÄSSE
auch nach vorgegebenen Daten



WANDEL U. GOLTERMANN

RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE, REUTLINGEN/WURT.

Berechnung von Topfkreisen



- a = Innen \varnothing des äußeren Topfes
 - b = Außen \varnothing des inneren Topfes
 - c = Innen \varnothing des inneren Topfes
 - d = Durchmesser des Mittelstempels
 - e = Länge des Mittelstempels
 - f = Abstand der Kapazitätsscheibe vom inneren Topfboden
 - g = Länge des inneren Topfes
- sämtlich in cm

Selbstinduktion

$$L = 4,62 \cdot e \cdot \log \frac{c}{d} \text{ [nH]}$$

Kapazität

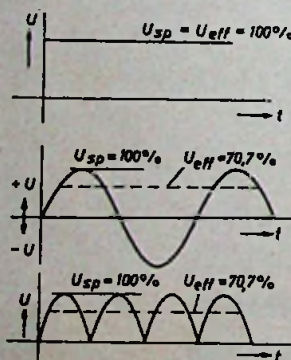
$$c = \left(\frac{0,245 \cdot g}{\log \frac{a}{b}} \right) + \left(\frac{0,0697 \cdot b^2}{f} \right) \text{ [pF]}$$

FT-KARTEI 1953 H.3 Nr.128/2

Bauteile dieser Art dienen als Resonanzelemente vorzugsweise im dm-Bereich. In einem alleseitig geschlossenen Topf A befindet sich ein Mittelstempel C, der einen weiteren kleinen Topf B trägt. Durch Annäherung einer Scheibe E an den Boden des inneren Topfes B kann eine zur Abstimmänderung ausnutzbare Kapazitätsvariation erreicht werden. Elektrische Auskopplung des Schwingkreises an Klemmen D. Keine Abmessung darf $\lambda/20$ überschreiten. Für maximale Güte soll c/d zwischen etwa 8...5 liegen. In der Formel für die Kapazität gibt die erste Klammer die Kapazität zwischen beiden Töpfen und die zweite Klammer die gegebenenfalls veränderbare Bodenkapazität an.

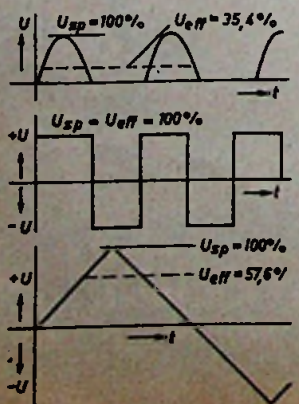
FT-KARTEI 1953 H. 3 Nr. 128/2 (Rückseite)

Effektiv- und Spitzenwerte bei verschiedener Kurvenform



- Gleichspannung**
 $U_{\text{spitze}} = 100\%$; $U_{\text{effektiv}} = 100\%$
 $U_{\text{effektiv}} = U_{\text{spitze}}$
- Sinusförmige Wechselspannung und Sinusspannung nach Zweiweg-Gleichrichtung**
 $U_{\text{sp}} = 100\%$ $U_{\text{eff}} = 70,7\%$
 $U_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{sp}}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{\text{sp}}}{1,41} = U_{\text{sp}} \cdot 0,707$
 $U_{\text{sp}} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = U_{\text{eff}} \cdot 1,41 = \frac{U_{\text{eff}}}{0,707}$

FT-KARTEI 1953 H. 3 Nr. 129/4

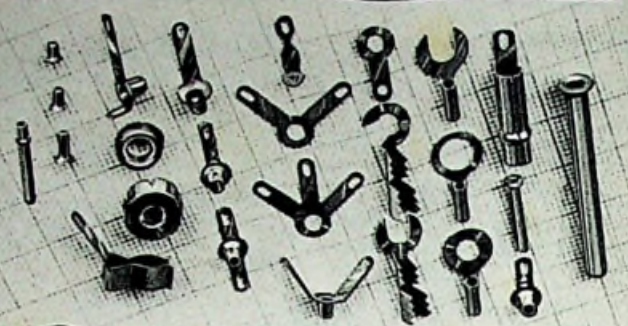


- Sinus-Spannung nach Einweg-Gleichrichtung**
 $U_{\text{sp}} = 100\%$ $U_{\text{eff}} = 35,4\%$
 $U_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{sp}}}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{U_{\text{sp}}}{2,82} = U_{\text{sp}} \cdot 0,354$
 $U_{\text{sp}} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = U_{\text{eff}} \cdot 2,82 = \frac{U_{\text{eff}}}{0,354}$
- Rechteckspannung**
 $U_{\text{sp}} = 100\%$ $U_{\text{eff}} = 100\%$
 $U_{\text{sp}} = U_{\text{eff}}$
- Dreieckspannung**
 $U_{\text{sp}} = 100\%$ $U_{\text{eff}} = 57,6\%$
 $U_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{sp}}}{\sqrt{3}} = \frac{U_{\text{sp}}}{1,73} = U_{\text{sp}} \cdot 0,576$
 $U_{\text{sp}} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{3} = U_{\text{eff}} \cdot 1,73 = \frac{U_{\text{eff}}}{0,576}$

FT-KARTEI 1953 H. 3 Nr. 129/4 (Rückseite)

HAANIA - RADIO - ZUBEHÖR

OESSEN · BUCHSEN · FEDERN · NIETEN · SCHELLEN · USW.



SCHWARZE & SOHN HAN R H L D.



Lembeck-Geräte sind führend in Qualität und Leistung
LEMBECK-RADIO · BRAUNSCHWEIG

FACHZEITSCHRIFTEN
 von hoher Qualität

FUNK-TECHNIK

Radio · Fernsehen · Elektronik

FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

LICHTTECHNIK

Beleuchtung · Elektrogerät · Installation

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Organ des Verbandes der Deutschen Photographischen Industrie e. V.

KINO-TECHNIK

Schmalfilm · Fernsehen · Filmtheater

MEDIZINAL-MARKT

Fachblatt für medizinisch-technischen Bedarf

KAUTSCHUK UND GUMMI

Zeitschrift für die Kautschuk- und Asbestwirtschaft, Wissenschaft und Technik

Probeheft kostenlos

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH · BERLIN · BORSIGWALDE (Westsektor)



Schaltungen und Handbücher

kommerzieller Geräte.
Neue Prospekte frei.

Ferntechnik
Ing. H. LANGE
Berlin N 65 Luderitzstr. 16 Tel. 46 81 16
H. A. WUTTKE
Frankfurt a. M. 1. Schließfach, Tel. 5 25 49

RIM-25-Watt Mischpultverstärker

alle Teile hierzu (ausführl. Baumappte DM 3.-) sow. alle Teile z. Klangregelstufe (Baumappte DM 1,60) lieferbar

Große Auswahl in
Präz.-Magnetton-Bauteilen
Präz.-Magnetophon-Köpfen:
Satz AEG-KL 15
Löschkopf 10,80
Sprechkopf 15,30
Hörkopf in Mu-Becher 32,-
Mu-Deckel 2,45
Formschöne Abdeckung
für alle 3 Köpfe 7,50
sowie alle weiteren AEG-Köpfe
Bessere Aufnahmen durch
QUALITÄTSKÖPFE!

Alles Nähere im
RIM-BASTELJAHRBUCH 1953
2. Auflage

Gegen Voreinsendung von DM 2,- auf
Postcheckkonto München 13 753
kostenlose Zustellung.

RADIO-RIM
Versand-Abteilung
München 15 • Bayerstraße 25b

Kaufgesuche

Röhren-Restposten kauft laufend Röhren-Hacker, Berlin-Neukölln, Silbersteinstr. 15, S- u. U-Bahn Neukölln (2 Min.). Ruf 62 12 12

Oszillographen, Laboratoriums-Meßinstrumente kauft laufend Charlottenburger Motoren, Bln. W 35, Potsdamer Str. 98

Radioröhren Restposten, Kassenkauf Atzertradio, Berlin SW 11, Europahaus

Zu kaufen gesucht:
Frequenzmesser BC 221
komplett mit Eichbuch

DIETRICH DONATH
München 25 • Balerbrunner Straße 35

Kaufe
alte AEG K4- oder Vollmer 001-
LAUFWERKE

Angebote erbeten unter F. O. 6960

Elektronisch stabilisierte Universal-Netzgeräte

Kontinuierlich einstellbare Spannungen von 20 V bis 400 V elektronisch geregelt, höchste Konstanz, unabhängig gegen Netz- u. Belastungsschwankungen. Heizspannungen 4, 6, 3 und 12,6 Volt, Brummspannungen ≤ 15 mV. Fordern Sie bitte Prospekte an. Sonderanfertigungen kurzfristig.



HERRMANN K.G. • PUNKTECHNISCHE WERKSTÄTTEN
BERLIN-WILMERSDORF • HOHENZOLLERN DAMM 174/177

Garantieröhren, original-verpackt

AZ 1	1,75	AL 4	6,10	ECH 11	7,35
AZ 11	1,75	EBL 1	7,20	ECH 4	7,35
				UCL 11	9,50

verpackt mit eig. Garantie
AL 4 4,40 | VCH 11 7,90 | VEL 11 7,90
ECH 11 5,40 | EL 11 6,90 | 904 3,50

Rimlock, originalverpackt
EAF 42 5,60 | EL 41 5,55 | UF 41 5,80
EBC 41 5,40 | UAF 42 5,40 | UL 41 6,-
ECH 42 6,80 | UBC 41 6,- | UY 41 2,50
EF 41 5,- | UCH 42 6,80

Amerikan. Garantieröhren

6 K 7	2,50	16 SQ 7	4,95	35 Z 6	5,25
6 K 8	6,75	25 L 6	8,15	6 F 6	3,25
6 Q 7	5,25	25 Z 6	6,-	6 C 5 G	1,80
6 SA 7	5,75	25 Z 6	5,50	6 H 6	2,-
6 SK 7	4,95	35 L 6	5,95	6 SS 7	3,20
				6 SH 7	2,95

1 S 5 = DAF 91	5,-	3 S 4 = DL 92	4,55
1 T 4 = OF 91	4,50	6 BA 6 = EF 93	4,95
1 R 5 = DK 91	5,40	6 AL 5 = EAA 91	5,20

und Ekos noch billiger

Neue Röhrenpreisliste anfordern!
Sonderangebot in MP-Kondensatoren, Tratos, Selenzellen, Lautpr.-Cassis usw., Meß- und Prüfgeräten.

UKW-Flachkabel, 300 Ω , la Qualität, 50 m-Ring 15,- 100 m-Ring 28,-

RADIO-CONRAD

Radio-Elektro-Großhandlung
Berlin-Neukölln, nur Hermannstr. 19
(am Hermannplatz) • Ruf: 62 22 42
Kaufen laufend Labor-Meßgeräte, Meßsender, Stabie, P 2000 usw.

Verkäufe

Berichtigung!

Gossen-Instrument, 100 Mikro-Amp., R1=2000 Ohm, 100 mm ϕ , Vielseitig verwendbar als Vielfachmeßinstr., Röhrenvoltm. usw. Jedes Stück vorher geprüft nur DM 20,-

Ehem. Fl.-Motor: 24/27 V, 40/115 W, 12/9500 U/min, 3,6/7 A DB.

nur DM 10,-

RADIO-TAUBMANN

Nürnberg • Vordere Sternstraße 11

Sonderangebot!

Lautsprecher
50-13000 Hz, 8500-11000 Gauß,
2 Watt DM 7,70 5 Watt DM 10,45
und 12 Watt DM 24,20

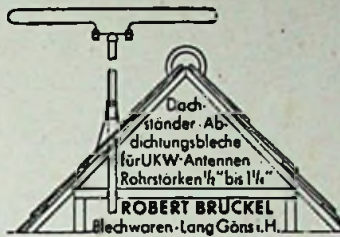
Fluittin - Lötzinn
50 50, DM 8,50 p. kg
Selen-Gleichrichter
ca. 30 verschiedene Typen von
30 bis 600 Milliamp.

Hartpapier
Kl. III, 0,1 bis 1 mm und stärker,
DM 3,- bis 5,- p. kg
Meßinstrumente
spez. Einbau-Instr. bis 100 Amp.



Elektrotechnik • Radio • Akustik
O. BURMEISTER
Hamburg 39 • Forsmannstr. 10 12

Magnetophon, erstklassiges betriebs-
bereites Gerät, günstig abzugeben. Zu-
schriften erbeten unter P. R. 6988



Gleichrichter-Elemente

u. komplette Geräte liefert

H. KUNZ K.G., Gleichrichterbau
Berlin-Charlbg. 4, Giesebrechtstr. 10

Stellenanzeigen

Chiffreanzeigen - Adressierung wie folgt: Chiffre ... FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde, Eichbornsdamm 141 - 167

Westdeutsche Kleinkondensatorenfabrik

sucht jüngeren, strebsamen

Techniker oder Ingenieur

für verantwortliche Tätigkeit in der Fertigung. Organisationstalent, praktische
Veranlagung und möglichst Fertigungserfahrung Voraussetzung.

Außerdem werden **jüngere, gut veranlagte Mechaniker gesucht.**
Ausführl. Bewerbungen mit Lebenslauf und Gehaltsanspr. erbeten unter F. T. 6990

Für Rollkondensatoren-Fertigung

insbesondere mit organischen Folien, sucht führende Bau-
elementefirma der Nachrichtentechnik einen erfahrenen

FACHINGENIEUR u. einen BETRIEBSMEISTER

welche langjährige Spezialerfahrungen in der Entwicklung
und Herstellung von Kleinkondensatoren, hauptsächlich
für die Hochfrequenztechnik, nachweisen können.

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, möglichst Lichtbild, lückenlosen
Zeugnisabschriften, Gehaltsansprüchen und frühestem Eintrittstermin an F. M. 6958

Elektroingenieur (Gaußschule) sucht zum
1. 4. passenden Wirkungskreis, wo er
seine Erfahrungen auf dem HF- u. NF-
Gebiet (u. a. als KW-Amateur, DL) aus-
nutzen kann. Angebote unter F. U. 6991

Rundfunk-Kaufmann, 24 Jahre, ledig,
zweijährige Handelsschule, Rdfk.-Mech.-
Meisterschule, Erfahrung im Ein- und
Verkauf, vertr. mit allen Büroarb., sucht
Anstellung. Angebote unter F. V. 6967

Rundfunkfachmann - Kaufmann

z. Z. selbständig, mit Wagen,
wünscht sich zu verändern. Ge-
sucht wird Stellung als Werk-
statthalter oder Vertriebsleiter
in Handel oder Industrie.
Angebote erbeten unter F. R. 6963

Dipl.-Physiker mit über 10jähriger Prüf-
feld- und Labo.praxis auf dem Gebiet
der Hochfrequenz- und Verstärkertechnik
sowie des Ultraschalls, mit Spezialkennt-
nissen in der Entwicklung kommerzieller
Geräte und in der Züchtung piezo-
elektrischer Kristalle, sucht entsprechende,
verantwortliche Stellung. Angebote er-
beten unter P. S. 6989

Qualität
kann nicht verschenkt werden.
Meine
Sonder-Rabatte
kann ich nur auf Grund größerer
Abschlüsse gewähren. Schauen
Sie also nicht auf wenige Pfennige,
und decken Sie Ihren Bedarf nach
wie vor bei Ihrem
**bewährten
Röhrenlieferanten**

RÖHRENSPEZIALDIENST
ein Begriff
für Qualität, Lieferfähigkeit
und prompteste Bedienung

GERMAR WEISS
Großhandel - Import - Export
FRANKFURT/MAIN
HAFENSTR. 57 - TELEFON 7 36 42

**KAUFE RÖHREN ALLER ART
GEGEN KASSE**

Zum sofortigen Eintritt suchen wir
Hochfrequenztechniker(in)
und Elektrolaboranten(in)
in ausbauf. Position nach Norddeutschl.
Fähigen Kräften werden
gute Aufstiegsmöglichkeiten gegeben.
Bewerbungen mit Lebenslauf, Zeugnis-
abschr., Gehaltsforderung, an F. V. 6992

Technischer Leiter, Ing., Rundfunk- und
Elektro-Meister, mit Lehrberechtigung,
sachl., ruhig, mit der Qualifikation Men-
schen zu führen, Betriebsorganisator mit
geh. Kenntn. d. HF- u. UKW-Technik.
Bisherige Arbeitsgebiete: Kreislergeräte f.
Schiff- und Luftfahrt, Rundfunkgeräte,
Elektrofeingeräte aller Art. Gründliche
Kenntnisse in der Fabr. von Elektrolyt-
Kondensatoren von 1-550 Volt. Amateur,
DL, sucht pass. Wirkungskreis wo Wert
auf eine gute Mitarbeit gelegt wird.
Gef. Angebote unter F. E. 6976

Rundfunk-Mechaniker und Elektro-
installateur (2 x Meisterschüler) sucht
sich zu verändern, Raum Düsseldorf-
Wuppertal-Essen bevorzugt. Angebote
erbeten unter F. B. 6973



VALVO FERNSEHRÖHREN

PY 81

eine Zeilenschalter - Diode für Weitwinkelablenkung

Die PY 81 ist eine Diode in der Noval-Serie, die zur Energie-Rückgewinnung und Verbesserung der Linearität in Horizontal-Ablenk-Endstufen eingesetzt wird. Die nebenstehende Abbildung zeigt eine Ablenkschaltung mit PL 81 und PY 81, in der bekanntlich beim Zeilenrücklauf hohe positive Spannungsspitzen an der Katode der Schalterdiode auftreten.

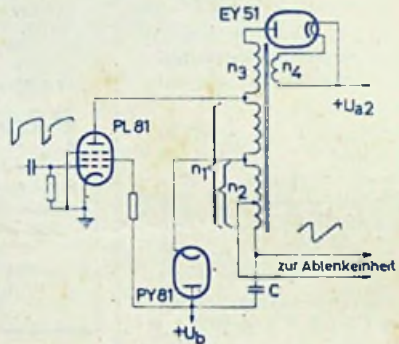
Während diese Spannungsspitzen bei Verwendung von Dioden mit normaler Katodenisolation zu Schaltmaßnahmen zwingen, die den Wirkungsgrad der Energie-Rückgewinnung aus den Ablenkspulen erheblich verschlechtern, kann man bei Einsatz der PY 81 einen Schaltungsaufbau mit sehr geringen Verlusten erreichen, denn bei dieser Röhre ist die Katode oben am Kolben herausgeführt, und zwischen Heizfaden und Katode ist ein spannungsfestes Isolierröhrchen angebracht, so daß zwischen Katode und Anode und zwischen Katode und Heizfaden Spitzenspannungen bis 5,6 kV zugelassen sind. Man kann daher die hohen Spannungsspitzen beim Rücklauf ohne besondere Schutzmaßnahmen an die Katode legen und den Heizfaden der PY 81 direkt in die Heizkette der übrigen Empfänger-röhren einschalten. Der Ausgangstransformator bleibt damit frei von allen zusätzlichen Wicklungen und kann besonders verlustarm und mit kleinsten Abmessungen ausgeführt werden.

Die Katodenisolation erlaubt außerdem eine hohe Zusatzspannung am Ladekondensator C und ermöglicht dadurch einen hohen Wirkungsgrad für die Energie-Nachlieferung über die PL 81 aus dem Stromversorgungsteil. Auf diese Weise kann man auch bei niedriger Speisespannung hohe Ablenkströme erzeugen, z. B. wenn die Stromversorgung des Empfängers ohne Netztransformator direkt aus dem Netz erfolgt.

Auch die Erzeugung der Hochspannung für die Bildröhre wird bei Verwendung der PY 81 verbessert, denn das Isolierröhrchen, das den Heizfaden umgibt, verhindert eine Emission zwischen Faden und Katode, so daß der Zeilenrücklauf ohne zusätzliche Bedämpfung vor sich geht und hohe Spannungsspitzen für die Erzeugung der Bildröhren-Anodenspannung zur Verfügung stehen. Die PY 81 ist somit der geeignete Zeilenschalter für Weitwinkelablenkung bei Bildröhrenspannungen über 10 kV.

In der angegebenen Schaltung kann man die Fassung der PY 81 direkt in das Chassis einsetzen. Nur in Schaltungen, bei denen die hohen Spannungsspitzen an der Anode liegen, muß man die Kontakte 1, 6 und 7 aus der Fassung entfernen und die Fassung isoliert montieren.

Die Katoden-Isolation bewirkt eine Verlängerung der Katoden-Anheizzeit. Das führt aber zu keiner Behinderung im Betrieb oder in der Auslegung der Schaltung, denn die Katodenkonstruktion ist so ausgeführt, daß der Heizfaden wesentlich schneller warm wird, so daß die übrigen Röhren, die zusammen mit der PY 81 in einer Heizkette liegen, beim Einschalten nicht gefährdet werden. Eine Überlastung des Schirmgitters der PL 81 beim Anheizen (solange die Anode durch die PY 81 gesperrt ist) vermeidet man leicht durch einen Serienwiderstand in der Schirmgitterleitung, der nicht größer zu sein braucht als bei Normalbetrieb, denn für die PL 81 ist während der Anheizzeit im Zusammenwirken mit der PY 81 eine erhöhte Schirmgitter-Verlustleistung von 6 W zugelassen.



Heizung: indirekt durch Gleich- oder Wechselstrom; Serienspeisung
 $U_f = 17 \text{ V}$ $I_f = 300 \text{ mA}$

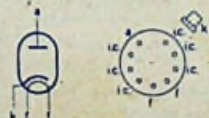
Grenzwerte:

$I_{a \text{ Spitze}}$	= max. 450 mA
I_a	= max. 150 mA
U_{fk} (Katode positiv)	= max. 600 V ₌₌ + max. 220 V _{eff}

Während des Zeilen-Rücklaufs sind folgende Spannungen zugelassen:

$U_{fk \text{ Spitze}}$ (Katode positiv)	= max. 4,5 kV (5,6 kV)
$U_{ek \text{ Spitze}}$ (Katode positiv)	= max. 4,5 kV (5,6 kV)
$U_{af \text{ Spitze}}$ (Anode negativ)	= max. 3 kV (3,8 kV)

Die eingeklammerten Werte bezeichnen die absoluten Grenzwerte.



11 02 53 / 32

ELEKTRO SPEZIAL

G · M · B · H

HAMBURG 1 · MONCKEBERGSTRASSE 7