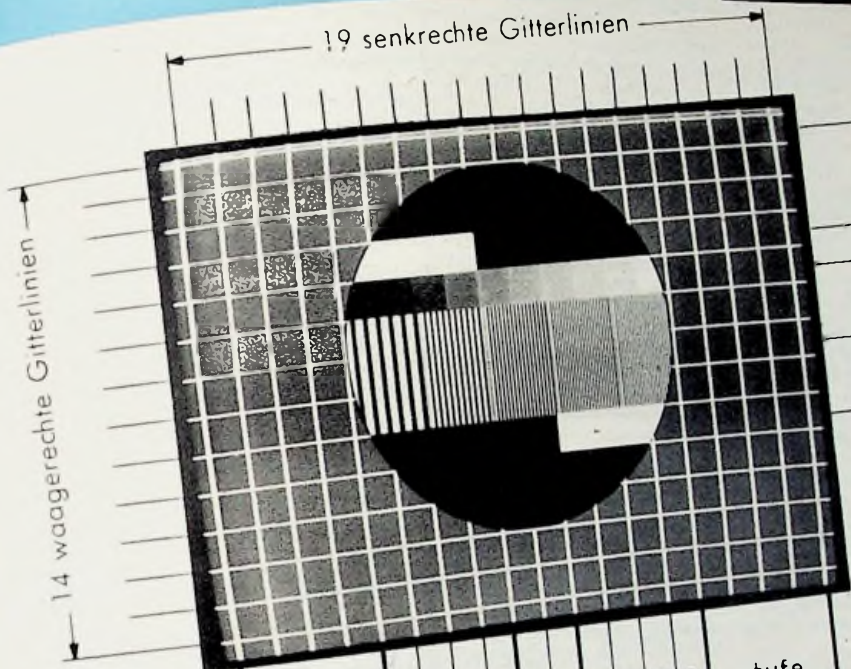


FUNK-TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

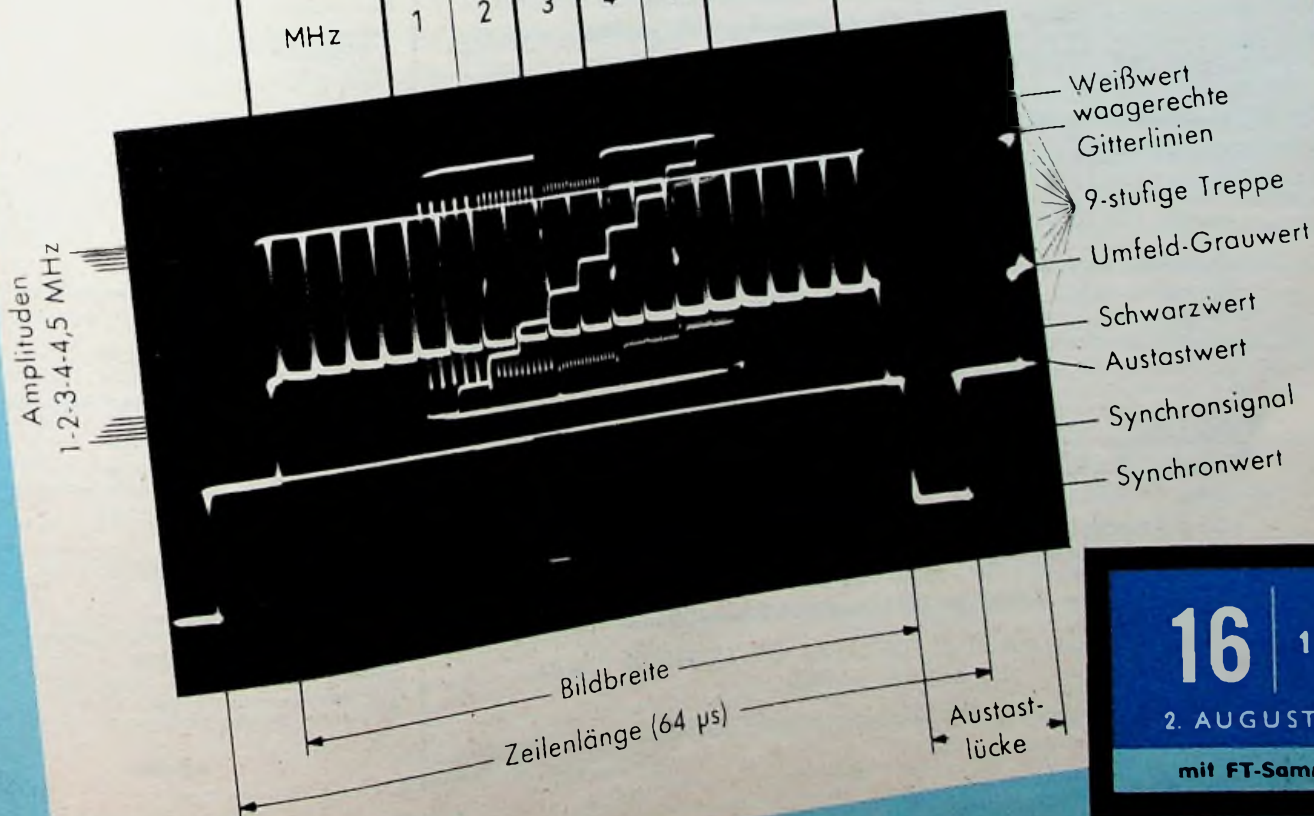
A 3109 D



(gesendetes Bild ohne Maske)

Grau -	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	stufe
MHz	1	2	3	4	4,5						MHz

Pegel für Weißwert,
Schwarzwert,
Austastwert und
Synchronwert nach Norm



16 | 1961

2. AUGUSTHEFT

mit FT-Sammlung



2. AUGUSTHEFT 1961

Stereophonische Experimentalsendungen

Der SFB veranstaltet aus Anlaß der Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1961 eine Reihe von stereophonischen Experimentalsendungen, von denen das öffentliche Konzert am 28. August 1961 im Großen Sendesaal - Haus des Rundfunks, Masurinallee - mit der ersten Deutschen Stereo-Direktübertragung das bedeutendste Ereignis sein wird. Es spielt das Radio-Symphonie-Orchester unter Leitung von Istvan Kertesz Solist ist van Cliburn, der aus diesem Anlaß zum erstmalig in Deutschland ist. Zur Sendung kommen: Richard Strauss „Till Eulenspiegels lustige Streiche“; Peter I. Tschalkowsky „Konzert Nr. 1 b-Moll op 23 für Klavier und Orchester“; Modest Mussorgsky „Bilder einer Ausstellung“ (Instrumentiert von Maurice Ravel). Ferner stehen auf diesem Sonderprogramm:

26. 8. 1961, 20.00 Uhr: Beschwinger Abend mit dem Radio-Orchester Berlin (Leitung Werner Eisbrenner und Kurt Gaebel), dem Ensemble des SFB (Leitung Kurt Kjermeir) und dem Tanzorchester des SFB (Leitung William Greihns und Roland Kovac).

30. 8. 1961, 20.00 Uhr: Stereophonische Produktionen auswärtiger Rundfunksender.

1. 9. 1961, 20.00 Uhr: „Ondine“: eine musikalische Gedicht nach der Erzählung „Undine“ von Friedrich Baron de la Motte Fouqué, Dichtung von Erika Kishida, Musik von

Akira Miyoshi; Radio-Orchester der NHK, musikalische Leitung Tadashi Mori; elektronische Klänge NHK Studio für elektronische Musik; Aufnahme des Japanischen Rundfunks NHK, ausgezeichnet mit dem Prix Italia 1960.

3. 9. 1961, 20.00 Uhr: Aus der Geschichte der Stereophonie: Original-Stereo-Aufnahmen des Berliner Rundfunks aus dem Jahre 1944:

Einzige stereophonische Aufnahme mit Walter Gieseking: Ludwig van Beethoven „Konzert für Klavier und Orchester Nr. 5 Es-Dur op 73“, Großes Berliner Rundfunkorchester, Dirigent Arthur Rother; Anton Bruckner „Finale aus der Symphonie Nr. 8 c-Moll“, Berliner Philharmonisches Orchester, Dirigent Herbert von Karajan.

Die Ausstrahlung der beiden Kanäle erfolgt wieder über die beiden UKW-Sender des SFB (linker Kanal 90,0 MHz, rechter Kanal 93,6 MHz).

Zweijähriger radiotechnischer Lehrgang in Wien

Am 4. Oktober 1961 beginnt in Wien (veranstaltet vom Radiotechnischen Institut des Technologischen Gewerbemuseums) ein viersemestriger Tageslehrgang mit theoretischer und praktischer Sonderausbildung in den Fächern Funktechnik und Elektronik, vorwiegend für Oberschulabsolventen. Nähere Auskünfte: Technologisches Gewerbemuseum, Wien IX, Währinger Str. 59.

Zentral-Verband der Elektro-Handwerke

Bundessachgruppenleiter für das Radio- und Fernsehetechnikerhandwerk im mit neugegründeter Satzung gegründeten Zentral-Verband der Elektro-Handwerke wurde Landesinnungsmeister Hans Rögglin, Hamburg.

Grundig liefert jetzt auch Bauelemente

Die Grundig-Werke haben als neuen Verkaufszweig die Lieferung von Bauelementen und Baugruppen für elektronische Geräte in ihr Programm aufgenommen. Ein kürzlich herausgegebener Sammelprospekt „Bauelemente“ enthält unter anderem Lautsprecher, Transformatoren, Spulensätze, Bandfilter, Kanalwähler und Ablenkeinheiten für Fernsehgeräte sowie gedruckte Schaltungen.

Röhren ohne Getterspiegel

Seit einiger Zeit versieht Valva einzelne Röhrentypen nicht mehr mit dem herkömmlichen Barium-Getter, sondern mit nichtverdampfendem Gettermaterial. Solche Röhren haben naturgemäß am Röhrenkolben keinen Getterspiegel mehr.

Garrard audioson

Die Garrard-Verkaufsgesellschaft mbH, Frankfurt am Main, Zeil 123, hat den Firmennamen in Garrard audioson geändert, um die Verbundenheit zu Hi-Fi und Stereophonie noch deutlicher zum Ausdruck zu bringen.

FT-Kurznachrichten	546
UHF-Erfahrungen	549
Das Messen der Eigenschaften eines Magnetbandes	550
das neueste	
Der neue Frequenzplan für den UHF-Bereich	553
Video-(Bild-)Bandgerät »Optacord 500«	553
Neue Philips-Fernseh-Empfänger »Michelangelo-Serie«	553
Die amerikanische FCC-Stereo-Norm	554
Groß-Gemeinschafts-Antennenanlage für die Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung	555
Magnetverstärker und ihre Dimensionierung	556
Spannungsquellen auf thermoelektrischer Basis	558

FT-SAMMLUNG

Schaltungstechnik	
Halbleiterdioden - Wirkungsweise und Schaltungstechnik (9)	559
Für den KW-Amateur	
Leistungsstarke Sender-Endstufen für 435 und 145 MHz	563
Tiefpaßfilter für KW-Amateursender	568
Für Werkstatt und Labor	
Elektronisches Testbild	568
Transistorisierung in Verstärkerzentralen	569
Antennenrotor mit automatischer Abschaltung	570
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	572
Für den jungen Techniker	
Röhren-Endverstärker für Musikwiedergabe	573

Die FUNK-TECHNIK zeigt

auf der

Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung, Berlin Halle I West, Stand 8

selbstgebaute Geräte aus dem -Labor

Für den KW-Amateur:

Moderner 150-W-Sender »KWS 150«
 Moderner 50-W-Sender »KWS 50«
 14-Kreis-B-Röhren-Doppelsuper
 „Tarodyn III“ mit SSB-Produktidetektor

KW-Amateur-Station „Newcomer“

Amateur-KW-Sender
 „Newcomer IVa“ für 80, 40 und 20 m
 Modulator und Netzteil „Newcomer V“
 KW-Amateur-Doppelsuper „Newcomer VII“ für die 3,5, 29,7-MHz-Bänder

Outputmeter mit Monitor

Für den Phono-Freund

Stereo-Verstärker „Diwelon 7060“

Für Werkstatt und Labor

Service-Oszillagral »SO 3061«
 Universal-Service-Gerät »Subministrer«
 Ein universelles Röhrenvoltmeter
 Transistor-Voltmeter
 Gittervorspannungserde

Die FT-Bastel-Ecke mit Experimentierchassis

Transistor-Einkreisempfänger in Reflexschaltung

Bauanleitungen für alle im FT-Labor entwickelten und gebauten Geräte finden Sie in der FUNK-TECHNIK

Wir würden uns freuen, Sie an unserem Stand begrüßen zu können

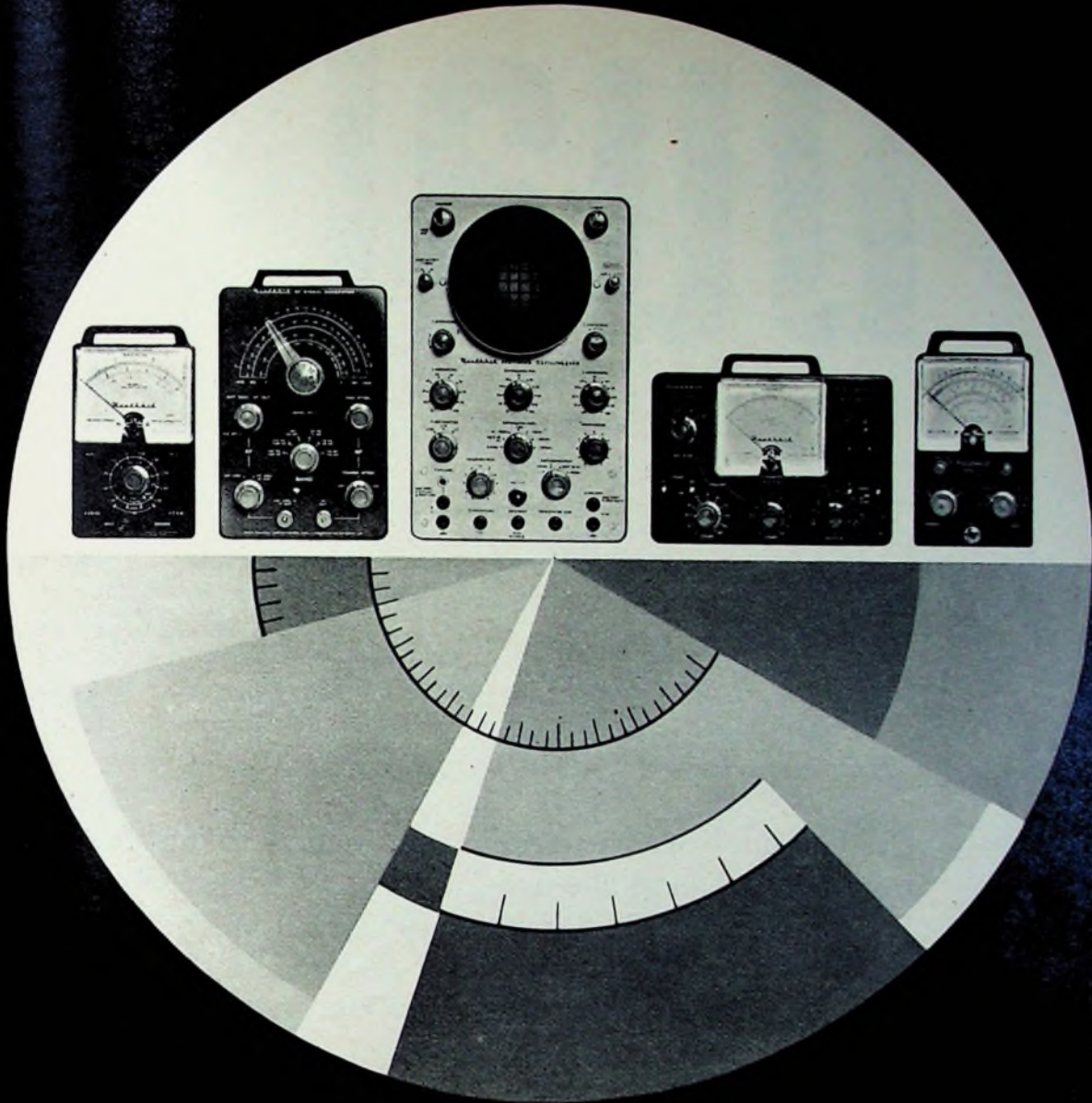
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Unser Titelbild: Die Aufnahme zeigt oben das seit einiger Zeit vom Südwestfunk ausgestrahlte elektronische Testbild und darunter das diesem Testbild entsprechende Zeilenoszillogramm (s. S. 568). Aufnahme: Südwestfunk

Aufnahmen: Verfassers. Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Freyer, Neubauer, Kuch, Schmal, Straube) nach Angaben der Verfassers. Seiten 547, 548, 575 und 576 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31 (Ortskennzahl im Selbstwählerdienst 0311). Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352 fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postfachkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. Die FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. - Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisnerdruck, Berlin





DEUTSCHE FABRIKNIEDERLASSUNG:
DAYSTROM
 G · M · B · H
 Frankfurt/Main
 Niddastr. 49, Tel. 338515, 338525

Ein Meßplatz mit HEATH-GERÄTEN für alle Prüf- und Abgleicharbeiten im Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Service.

Zum Bild v. l. n. r.:

Tonfrequenz-Millivoltmeter Mod. AV-3 · Bausatz DM 239,-; Betriebsfertiges Gerät DM 279,- • **Abgleichgenerator Mod. RF-1** · Bausatz DM 212,-; Betriebsfertiges Gerät DM 275,- • **Breitband-Oszillograf Mod. O-12/S** · Betriebsfertiges Gerät DM 699,- • **RC-Generator Mod. AG-9A** · Bausatz DM 289,-; Betriebsfertiges Gerät DM 339,- • **Universal-Röhrevoltmeter Mod. V-7A/UK** · Bausatz DM 185,-; Betriebsfertiges Gerät DM 249,-

Bitte ausschneiden. An Daystrom GmbH, Frankfurt/Main, Niddastraße 49. Bitte senden Sie mir unverbindlich nähere Informationen.

Name Ort
 Str.-Nr. Abt. MP 1

Dual

Dual ist am Fortschritt der Phonotechnik maßgebend beteiligt. In Klangfülle und Tontreue, in Konstruktion und Form sind Dual-Plattenspieler und -Plattenwechsler Spitzenerzeugnisse. Jahrzehnte technischer Erfahrung und meisterliche Sorgfalt bei der Herstellung bürgen für die sprichwörtliche Dual-Präzision.

Aus guten Gründen hat der Fachhandel so viel Vertrauen zu Dual, der großen Marke für Phonogeräte:

Ein Produktionsprogramm, das allen Kundenwünschen gerecht wird, garantiert gute Umsätze. Dazu bietet Dual einen umfangreichen Service und gibt dem Handel Sicherheit durch seine konsequente Marktpolitik.



Während der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung in Berlin vom 25.8. bis 3.9. präsentiert Dual sein gesamtes Geräteprogramm auf Stand 1204 in Halle 12 »Berlin«. Bitte besuchen Sie uns.

Dual Gebrüder Steidinger, St. Georgen/Schwarzwald



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIFENBACH



UHF-Erfahrungen

Seit dem Start des so heiß umstrittenen zweiten Fernsehprogrammes sind nur wenige Monate vergangen. Fernsehteilnehmer, Industrie und Handel sowie alle einschlägigen Behörden und Institute beobachten die damit zusammenhängenden Fragen mit großem Interesse. Es wäre verkehrt, jetzt schon eine Art Zwischenbilanz ziehen zu wollen, aber aufschlußreich, die bisherigen Erfahrungen zu ventilieren.

Wir müssen es zugeben: Die geschickten Hinweise auf das UHF-Fernsehen, wie sie die Fernsehstudios täglich einblenden — und sei es nur die Gegenüberstellung der beiden Abendprogramme nach der Tagesschau — trug viel zur Popularität des neuen Programmes bei. Im Endeffekt ist das Interesse beim Fernsehteilnehmer gewackt. Dies beweist deutlich die Nachfrage nach der UHF-Ergänzung selbst in Gebieten ohne UHF-Empfangsmöglichkeit.

Und da sind wir schon bei einem recht unangenehmen Punkt angelangt. So repräsentativ sich die Liste der UHF-Fernsehsender der Deutschen Bundespost auch ansehen mag, man kommt kaum über die Tatsache hinweg, daß praktisch zur Zeit nur einige Stadtgebiete mit entsprechend hoher Bevölkerungszahl am zweiten Fernsehprogramm teilnehmen können. In der Fachwelt ist das Ausbauprogramm des zweiten Fernsehensendernetzes in drei Stufen wohlbekannt. Die erste Ausbaustufe strahlt vorwiegend auf mehr lokaler Basis. Im regionalen Bereich hat der Teilnehmer nur die Chance, mit UHF-Superantennen Fernempfang mit den üblichen Einschränkungen — Grieb und Feldstärkeänderungen — zu versuchen, sofern ein starker UHF-Sender in nicht allzu weiter Entfernung arbeitet.

Nach den Erwartungen der Bundespost ist die Empfangsmöglichkeit im Umkreis bis maximal 30 km durchaus gegeben, wenn es sich um UHF-Großsender handelt. Dieser Wert wurde in manchen Fällen übertrafen, wie Empfangsberichte aus verschiedenen Gebieten des Bundesgebietes zeigen. Beispielsweise kann im süddeutschen Raum der Sender Ravensburg nach in einer Entfernung von 60 km gut aufgenommen werden. Die weniger orientierte Tagespresse benutzte auf Grund von Leserzuschriften die Gelegenheit, die „schlechte“ Versorgung der regionalen Zonen zu kritisieren. Es kam zu Stellungnahmen der Bundespost und Hinweisen auf die Baustufen II und III des zweiten Fernsehensendernetzes. Jedenfalls bildete das Thema der UHF-Fernsehversorgung eine Zeitlang das Tagesgespräch. Eine gewisse Abkühlung der erhitzten Gemüter brachte die meistens in Tageszeitungen später veröffentlichte Angabe, daß bis ungefähr Ende 1963 das zweite Sendernetz voraussichtlich ganz ausgebaut sein werde und dann 82 Sender in Betrieb sind. Allerdings kann diese „Totalversorgung“ keineswegs endgültig sein, denn es wird zu diesem Zeitpunkt die Errichtung sogenannter Lückensender für jene Gebiete aktuell, die als Folge der Ausbreitungserscheinungen der UHF-Frequenzen benachteiligt sind. Der nach nicht versorgte Fernsehteilnehmer erinnert sich dabei an die Technik der Fernsehversorgung des ersten Programmes. Vor allem die Zuschauer in den dünn besiedelten Regionalgebieten müssen hier viel Geduld aufbringen.

Wenn man von Ausnahmen absieht, war die Nachfrage nach UHF-Umrüstung in den UHF-versorgten Zonen bisher keineswegs „bedrohlich“. An UHF-Konvertern ist jedoch bereits eine merkbare Verknappung eingetreten.

Eine stärkere Belegung sagt man für den Herbst voraus. Hier wird auch die Berliner Funkausstellung aller Voraussicht nach einen entscheidenden Impuls geben können und zugleich der Auftakt für die eigentliche Fernsehseason sein.

Mit gewissen Neuerungen wird es auch möglich sein, den UHF-Einbau und die Konverter-Ergänzung nach praktischer zu gestalten. Verbesse-

rungsbedürftig sind einige Einbausätze, bei denen die UHF-Abstimmung mit dem Kanalwählerknopf für Band I/III kombiniert ist. Bei nicht allzu vorsichtiger Bedienung verrutscht gelegentlich mit der VHF-Kanalwahl gleichzeitig die UHF-Abstimmung. Der Fernsehteilnehmer muß deshalb dann nach einer VHF-Kanalwahl, die nicht nur durch Betätigung der UHF/VHF-Taste erfolgte, manchmal neu abstimmen, wenn er das zweite Programm empfangen möchte.

Viele Gerätebesitzer in den versorgten Zonen sind übrigens an ihrem eigenen schlechten UHF-Empfang mit schuld. Die Wichtigkeit der Antennenfrage wird nicht selten übersehen. Wenn es sich um die selbst durchgeführte Montage von Antennen handelt, werden die UHF-Antennen oft nicht exakt genug ausgerichtet. Auch gibt es Fälle, in denen die UHF-Antennen bereits zu einem Zeitpunkt montiert wurden, zu dem die UHF-Sender noch keine Testbilder ausstrahlten, die eine gute Antenneneinstellung zuließen. Mit entsprechenden Korrekturen läßt sich hier der UHF-Empfang beträchtlich verbessern. Ungleichmäßigen UHF-Empfang findet man auch des öfteren bei Antennenanlagen mit Flachband-Kabelniederführung. Der Laie will es meistens nicht glauben, daß die aus der VHF-Technik bewährte Flachband-Ableitung bei UHF nicht immer zweckmäßig ist. Zeitweise schlechten Empfang und andere Unstabilitäten vermeidet die Verwendung von Koaxialkabel. Zwar ist dieses wesentlich teurer, aber zugleich eine einwandfreie Lösung der Antennenableitung.

Die Antennenindustrie unternahm im übrigen alles, um dem Fachhandel die Aufstellung erstklassiger UHF-Antennenanlagen zu erleichtern. Wie die technischen Werte der Antennen zeigen, gibt es zu relativ günstigen Preisen auch Spezialantennen für schwierige Empfangsverhältnisse. Besonders hochwertige Ausführungen mit über 20 Elementen erwiesen sich beim Weitempfang außerhalb des 30-km-Umkreises als sehr empfangstüchtig. Bewährt hat sich ferner in Gemeinschaftsanlagen der UHF-Empfang mit Frequenzumsetzern. Die neuen Antennenverstärker haben häufig Raumreserven für Verstärker des zweiten und sogar des dritten Programmes. Die Erfahrung zeigte übrigens, daß die Umsetzung der UHF-Frequenz in eine Frequenz im Band III nicht immer möglich ist, denn benachbarte Fernsehsender dieses Bereichs und Oberwellen starker UKW-Stationen können manchmal stören.

Der auf Grund des Stockholmer Abkommens neu aufgestellte Frequenzplan für den UHF-Bereich (s. S. 553) hat übrigens bereits verschiedenlich Mißstimmungen hervorgerufen. In einigen Gebieten wird es unumgänglich werden, die vorhandenen UHF-Antennen auszuwechseln. In Gemeinschafts-Antennenanlagen dürfte es fast die Regel sein, daß zumindest die Oszillatoren der Umsetzer umgestimmt und meistens wohl auch die Quarze der Oszillatoren ausgewechselt werden müssen. Von den Sendern der Deutschen Bundespost für das zweite Programm werden voraussichtlich 24 Sender eine neue Frequenz erhalten. Frequenzänderungen über mehr als 7 Kanäle sind in dieser Gruppe bei 6 Sendern eingeplant; diese starke Änderung werden die in den Versorgungsgebieten dieser Sender aufgestellten UHF-Antennen wohl kaum mitmachen, sofern es sich nicht um Breitbandantennen handelt. Die Verwendung von bisher vielfach eingebauten Kanalgruppenantennen ist im allgemeinen nur auf einen Bereich von 6...7 Kanälen beschränkt. Selbst wenn die Kanaländerung 6...7 Kanäle nicht übersteigt, kann eine Änderung von 3...4 Kanälen schon in eine andere Kanalgruppe hinübergreifen. Von den jetzigen 13 Lückenfüllsendern mit mehr als 10 kW Leistung für das erste Programm, die im UHF-Bereich arbeiten, sollen nur 3 Sender ihre alte Frequenz behalten. Bei 6 der Lückenfüllsender übersteigen die geplanten Frequenzänderungen ebenfalls 7 Kanäle. Werner W. Diefenbach

Das Messen der Eigenschaften eines Magnetbandes

DK 621.317:681.84.083 84

1. Einleitung

Seitdem das Magnetband als Medium für Schallaufnahme und -wiedergabe in Erscheinung trat, erwies es sich als notwendig, die Eigenschaften dieses Magnetbandes in Meßergebnissen auszudrücken, die zwei wichtige Bedingungen erfüllen:

a) Die Meßergebnisse sollen unter sich vergleichbar sein, und zwar sowohl hinsichtlich der Zeit als auch in bezug auf den Ort; man muß also versuchen, sich weitgehend von der Apparatur, in Verbindung mit der das Band verwendet wird, unabhängig zu machen. Bei einem Magnetband ist das aber ziemlich schwierig, da es zum Beispiel nicht möglich ist, seine Ausgangsspannung zu messen, ohne wenigstens auch den Hörkopf in den Meßvorgang mit einzubeziehen. Die einzigen dem Tonband wirklich innewohnenden Eigenschaften sind diejenigen, die man an Hand einer Magnetisierungskurve ablesen kann, beispielsweise die maximale Remanenz, die Koerzitivkraft, die Ausgangspermeabilität usw. Nun ist es zwar ziemlich einfach, die Magnetisierungskurve durch eine Katenstrahlröhre sichtbar zu machen¹⁾, die Schwierigkeit liegt aber im Zeichnen der Ordinaten; außerdem vermittelt eine solche Messung wenig Einzelheiten über das Verhalten des Magnetbandes im praktischen Gebrauch. Aus diesem Grund will man sich auch auf jene Eigenschaften beschränken, die bei der Benutzung des Tonbandes in Erscheinung treten.

b) Die Meßergebnisse sollen einen möglichst zuverlässigen Eindruck vom Verhalten des Bandes im praktischen Gebrauch vermitteln. Dabei muß man sich also immer vor Augen halten – und das ist sehr wichtig –, daß die Messung nur ein objektiver Ersatz für die subjektive Beurteilung der gemessenen Eigenschaft sein kann. Mit anderen Worten: Falls zum Beispiel eine Rauschmessung zweier Magnetbänder identische Ergebnisse liefert und dennoch jeder Benutzer mit Erfahrung das Band A dem Band B wegen seiner besseren Rauscheigenschaften vorzieht, dann liegt darin ein Beweis, daß die Rauschmessung entweder unvollständig oder falsch war. Schließlich ist das Meßergebnis nur die numerische, vergleichbare und reproduzierbare „Übersetzung“ der subjektiven Beurteilung, und es kommt darauf an, diese Übersetzung so exakt wie nur möglich zu machen und dabei die vollständige Bedeutung des Inhalts zu erhalten.

Nachstehend sind die Eigenschaften des Magnetbandes in zwei große Gruppen eingeteilt, in die elektroakustischen und die mechanischen Eigenschaften.

2. Die elektroakustischen Eigenschaften

2.1 Die Ausgangsspannung U_A bei langen Wellenlängen

Die Ausgangsspannung U_A am Wiedergabekopf als Funktion der Frequenz f für einen konstanten Aufnahmestrom I_{NF} verläuft wie im Bild 1 dargestellt. Die Gerade durch A hat eine Steigung von 6 dB je

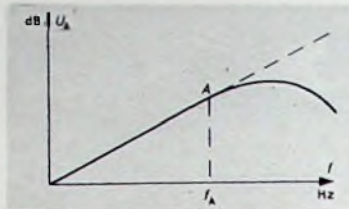


Bild 1 Ausgangsspannung U_A am Wiedergabekopf als Funktion der Frequenz f

Oktave; von der Frequenz f_A an fällt die Ausgangsspannung gegenüber der Gerade bei höheren Frequenzen ab. Ursache dieses Abfalls sind die endliche Luftspalllänge, die Entmagnetisierungsverluste und die Eisenverluste in der magnetischen Kette. In der Praxis wird die Frequenzcharakteristik durch die Wiedergabeentzerrung linearisiert. Um die Unabhängigkeit vom Spannungsabfall bei höheren Frequenzen zu sichern, sei eine Meßfrequenz gewählt, die wesentlich niedriger als f_A ist. Folgende Frequenzen sind in Europa üblich: 1000 Hz bei 76 cm/s und 38 cm/s, 333 Hz bei 19 cm/s und 166 Hz bei 9,5 cm/s. Bei der Benutzung von 1000 Hz für jede Geschwindigkeit besteht die Gefahr, daß man sich bei niedrigen Geschwindigkeiten zu sehr der Größe f_A nähert.

Der Aufnahmestrom I_{NF} wird ausreichend niedrig gewählt, um einen linearen Zusammenhang zwischen I_{NF} und U_A annehmen zu können. Man kann jetzt die Ausgangsspannung U_A im Verhältnis zur Ausgangsspannung eines mit dem gleichen Aufnahmestrom besprochenen Bezugsbandes in dB ausdrücken. Um die Messungen vergleichbar zu machen, sind diese Bezugsbänder nach DIN genormt worden²⁾. Außerdem wird die Messung mit einem Aufnahmestrom durchgeführt, der benötigt wird, um auf dem Leerteil des Bezugsbandes den Bezugspegel zu bekommen. Dieser Aufnahmestrom wird im folgenden mit „Normalaufnahmestrom“ I_{NF0} bezeichnet.

Die Stärke des Vormagnetisierungstromes I_{HF} ist ein Parameter, der diese Messung beeinflusst. Der Zusammenhang U_A-I_{HF} ist im Bild 2a grafisch dargestellt. Im allgemeinen wird bei der Messung der Ausgangsspannung die Größe I_{HF0} eingestellt, die die maximale Ausgangsspannung ergibt. Bei Studiogeräten wird der Vormagnetisierungsstrom oft höher als I_{HF0} eingestellt; gebräuchlich ist die Größe $(\frac{1}{5} I_{HF0})$. In jedem Fall muß die Einstellung

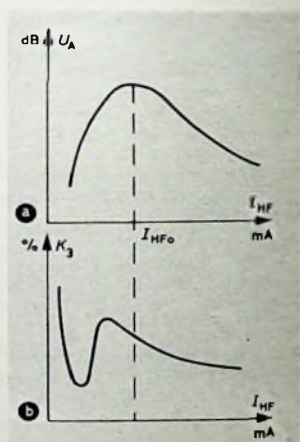


Bild 2. Ausgangsspannung U_A und Klirrfaktor K_3 in Abhängigkeit vom Vormagnetisierungsstrom I_{HF}

des Vormagnetisierungstromes erwähnt werden; da eine Angabe in mA jedoch zwecklos ist, wird oft das Verhältnis $\frac{I_{HF}}{I_{HF0}}$ angegeben. Das beste ist natürlich, von einer vollständigen U_A-I_{HF} -Charakteristik auszugehen.

2.2 Die Ausgangsspannung U_{Ak} bei kurzen Wellenlängen

Bei dieser Messung geht es gerade darum, das Verhalten des Bandes in bezug auf die Ursachen des Spannungsabfalls bei höheren Frequenzen kennenzulernen. Darum wählt man eine Frequenz, deren Größe ausreichend über dem Wert f_A liegt; je nach Bandgeschwindigkeit werden 5000 bis 10 000 Hz zugrunde gelegt. Der Vormagnetisierungsstrom wird auf I_{HF0} eingestellt und drückt U_{Ak} im Verhältnis zur Größe U_A in dB aus. Dieses Meßergebnis führt aber nicht zur Ermittlung des Unterschiedes der Empfindlichkeit des Bandes für hohe und niedrigere Frequenzen, da die Messung durch die Wiedergabeentzerrung beeinflusst wird. Um die Grundlage für den Vergleich der Messungen zu schaffen, ist die Wiedergabeentzerrung für unterschiedliche Bandgeschwindigkeiten inter-

national durch die IEC³⁾ genormt worden. Die umfassendste Vergleichsinformation erhält man natürlich durch die Aufstellung einer vollständigen Frequenzcharakteristik. Wenn man die Frequenzcharakteristik mit einem konstanten Aufnahme-

¹⁾ s. DIN-Blätter (Vornorm) 45 513, Blatt 1-4, vom Juni 1955; für jede Bandgeschwindigkeit gibt es ein unterschiedliches DIN-Bezugsband.

²⁾ Die Erhöhung von I_{HF} wird vorgenommen, um die Verzerrung zu verringern. Eine früher viel angewandte Faustregel für die Einstellung des Vormagnetisierungstromes war, die Größe I_{HF} ab I_{HF0} so weit zu erhöhen, bis sich die Ausgangsspannung um ein oder zwei dB senkte. Falls es sich jedoch um ein Band mit einer sehr flach verlaufenden U_A-I_{HF} -Charakteristik handelt, führt dies zu einem abnorm hohen Vormagnetisierungsstrom. Dieses Verfahren wird deshalb in der Praxis immer weniger benutzt.

³⁾ Die IEC (International Electrotechnical Commission) definiert in ihrer Publikation 94 des Jahres 1957 eine sogenannte „Standard Replay Chain“ als „idealen“ Hörkopf, dessen EMK an einen Verstärker gelegt wird; der Frequenzcharakter des Verstärkers zeigt den gleichen Verlauf wie die Impedanz einer RC-Serienschaltung mit einer Zeitkonstante von 35 ms für eine Bandgeschwindigkeit von 76 cm/s und 38 cm/s, 100 ms für 19 cm/s, 200 ms für 9,5 cm/s. In der Praxis müssen noch Hörkopfverluste in Rechnung gestellt werden. Diese Definition entspricht der DIN-Norm, nach der der Wiedergabekanal so entzerrt werden muß, daß bei der Wiedergabe des Frequenzgangteils des DIN-Bezugsbandes eine flache Frequenzwiedergabe entsteht.

¹⁾ vgl. In diesem Zusammenhang unter anderem: Wetzell, W. W.: Review of the present status of magnetic recording theory. Audio Engineering Nov. 1947

strom I_{NF} und mit der standardisierten Entzerrung mißt, wäre anzunehmen, daß die Messung völlig unabhängig von der in Frage stehenden Apparatur ist. In der Praxis ist das jedoch nicht ganz zutreffend, da die Wiedergabe sehr hoher Frequenzen sehr durch die Luftspatlänge des Hörkopfes beeinflusst wird. Als theoretische Regel gilt hier, daß eine Wellenlänge, die der Luftspatlänge entspricht, nicht mehr wiedergegeben wird. Es empfiehlt sich also immer, die Luftspatlänge anzugeben und nur Messungen zu vergleichen, die mit der gleichen Luftspatlänge durchgeführt worden sind. So mißt man zum Beispiel beim Magnetband „Gevasonor F“ bei 19 cm/s mit einem Aufnahme Strom I_{NF0} und einer Vormagnetisierungseinstellung $\frac{1}{5} I_{HFF0}$ die Werte $U_A = +2$ dB bei 333 Hz und $U_{Ak} = -3$ dB bei 10 000 Hz im Verhältnis zum DIN-Bezugspegel. U_{Ak} beträgt also -5 dB in bezug auf U_A . Die Wiedergabeentzerrung entspricht der IEC-Norm, und die Luftspatlänge des Hörkopfes ist ungefähr 7 μ m.

2.3 Die Distorsion (Verzerrung)

Die Remanenz B_r des Bandes, eine Funktion der momentanen Größe i_{NF} des Aufnahme Stroms, - die sogenannte Übertragungscharakteristik - ist im

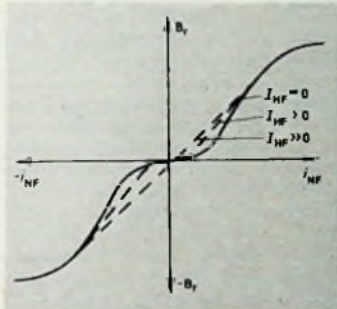


Bild 3. Die Übertragungscharakteristik eines Magnetbandes

Bild 3 für den Fall $I_{HFF} = 0$ und ferner für zwei andere Größen des Vormagnetisierungsstromes dargestellt. Diesen Kurven kann sofort entnommen werden, daß die Verzerrung vom Vormagnetisierungsstrom abhängig ist und daß die harmonische Verzerrung, vom Magnetband selbst verursacht, nur ungerader Ordnung sein kann. Das Bild 2b zeigt ferner die dritte harmonische Verzerrung K_3 als Funktion des Vormagnetisierungsstroms. Die weiteren ungeraden harmonischen Verzerrungen können im Vergleich zu der an dritter Stelle genannten Verzerrung im allgemeinen vernachlässigt werden. Von einer Messung der „totalen harmonischen Verzerrung“ ist abzuraten, da man dann auch die geraden harmonischen Verzerrungen in das Meßergebnis mit einbezieht, deren Ursache jedoch nicht in der Beschaffenheit des Magnetbandes liegt. Die eigentliche Verzerrungsmessung entspricht nicht ganz dem Gebrauch in der Praxis; besser ist es, die Aussteuerbarkeit (Vollaussteuerung) zu messen, das heißt die Ausgangsspannung bei einer vorher bestimmten Verzerrung. Bei der Vollaussteuerung wird für K_3 im allgemeinen 3% für hohe und 5% für niedrige Bandgeschwindigkeiten angenommen. Eine vollständige Information über die Aussteuerbarkeit des Bandes kann man jedoch nur dann bekommen, wenn man die vollständige K_3 - I_{NF} -Kurve entwickelt.

So wird zum Beispiel für „Gevasonor F“ bei 19 cm/s und 333 Hz ein Wert von

$K_3 = 1,8$ % mit $I_{NF} = I_{NF0} = 0,8$ mA gemessen. Erhöht man den Aufnahme Strom bis 1,4 mA, dann wächst die Verzerrung auf 5% an, und man erhält eine Ausgangsspannung von +6 dB im Verhältnis zum Bezugspegel. Die Aussteuerbarkeit beträgt also +6 dB.

2.4 Das Grundrauschen

Das Grundrauschen, das auch mit Nullrauschen bezeichnet wird, ist ein Stör-signal. Man mißt deshalb den Abstand zwischen dem Nutzsignal und dem Rausch-pegel. Da das Grundrauschen eines Magnetbandes nicht von der Aussteuerung abhängig ist, wird das Meßergebnis von der Aussteuerung abhängen. Es muß deshalb immer deutlich angegeben werden, in bezug auf welches Ausgangssignal der Rauschpegel ausgedrückt ist; meistens wird die Bezugsgröße - wie bereits in vorstehenden Abschnitten - U_A sein.

Bei näherer Betrachtung ist sofort einzusehen, daß eine solche Messung kein Maß für den störenden Charakter des Rauschens ist, da keine Rücksicht auf die spektrale Verteilung des Rauschens und auf die Empfindlichkeit des menschlichen Ohres, die je nach der Frequenz des wahrgenommenen Schalls unterschiedlich ausfällt, genommen wurde. Wenn man das Grundrauschen mit einem Filter mißt, dessen Absorptionskurve die Fletchersche Kurve für einen Pegel von 30...60 Phon reproduziert, dann erhält man ein Meßergebnis, das dem „wahrnehmbaren“ Charakter des Rauschens schon besser entspricht. Absichtlich ist „wahrnehmbar“ gesagt, weil man noch die Frage stellen kann, ob hier dem „störenden“ Charakter auch Rechnung getragen wird. Diese Störwirkung ist numerisch aber sehr schwer erfassbar; dabei darf nicht außer acht gelassen werden, daß das Rauschen immer zusammen mit dem Nutzsignal wahrgenommen und hierdurch gleichsam maskiert (getarnt) wird. Wohl scheint das Rauschen um so stärker in Erscheinung zu treten, wenn es mehr hohe Komponenten enthält (sehr störend ist der sogenannte „Hiss“). Auch werden die sehr tiefen Rauschkomponenten (etwa der Brumm) im allgemeinen nicht durch das Magnetband verursacht, so daß man sie eigentlich nicht in die Bandmessung einbeziehen darf.

Eine gute Methode für die Messung des Rauschpegels ist die Anwendung aufeinanderfolgender Oktavfilter; die gefundenen Werte können dann in Form einer gebrochenen Kurve aufgetragen werden. Das ist auch deshalb von Vorteil, weil die Anzeigenadel des Pegelmessers sich wesentlich ruhiger verhalten wird.

2.5 Das Modulationsrauschen

Wenn auf einem Band ein Signal registriert wird, dann tritt zusätzlich zu dem Grundrauschen das sogenannte „Modulationsrauschen“ in Erscheinung, dessen Pegel proportional zur Aussteuerung und zur spektralen Verteilung in Abhängigkeit von der Frequenz des registrierten Signals ist. Darum wird ein Signal mit einer Frequenz $f = 0$ gewählt, also ein Gleichstrom mit einer Intensität, die der effektiven Größe von I_{NF0} entspricht. Der Grundrauschpegel wird gemessen und im Verhältnis zur Ausgangsspannung U_A in dB ausgedrückt. So wird zum Beispiel bei einer entsprechenden Messung von „Gevasonor“-Bändern „F“ ein Grundrauschabstand von -60 dB und ein Modulationsrauschabstand von -46 dB gemessen.

Da das Spektrum des Modulationsrauschens von der Frequenz des registrierten

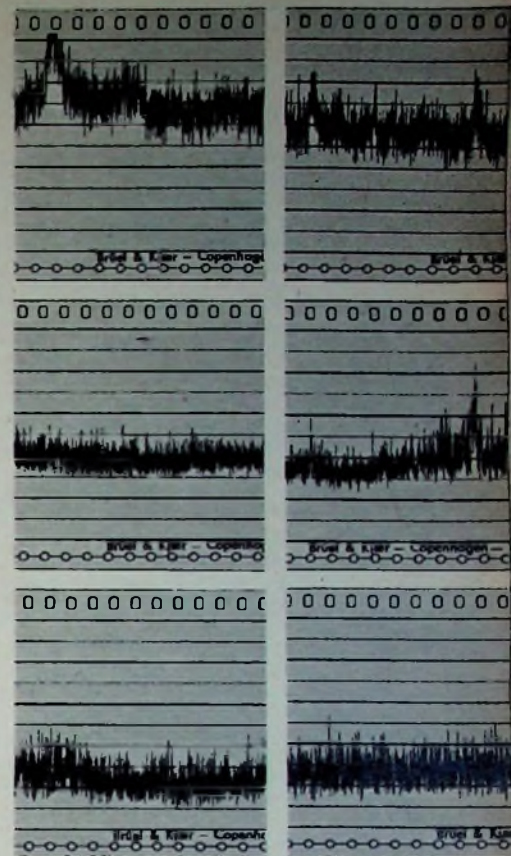


Bild 4. Registerstreifen mit Aufzeichnungen des Modulationsrauschens beim Abspielen verschiedener Magnetbänder; Bandgeschwindigkeit 38 cm/s, Papiergeschwindigkeit 0,3 mm/s, Schreibgeschwindigkeit 200 mm/s, ganze Höhe des Papierstreifens ≈ 25 dB

Signals abhängt, ist es sinnlos, diesen Grundrauschpegel mittels eines Ohrkurvenfilters zu messen.

Je unregelmäßiger ein Rauschen auftritt, um so störender macht es sich bemerkbar. Darum ist es auch wichtig - und dies gilt auch für das Grundrauschen -, sich eine Vorstellung von der Regelmäßigkeit zu machen, sei es durch subjektives Abhören auf erhöhten Pegel oder durch Registrierung der Schwankungen mit einem Pegelschreiber. Bild 4 zeigt Ausschnitte aus Streifen solcher Registrierungen verschiedener Magnetbänder.

2.6 Löschdämpfung

Starke Signale lassen sich schwerer löschen als schwache. Man wird deshalb nach dem Löschen eines voll ausgeteuerten Signals (mit einer Verzerrung von zum Beispiel 5%) die Restspannung mittels eines Bandpaßfilters, dessen Frequenz der des registrierten Signals entspricht, messen.

So liegt bei den meisten üblichen Magnetbändern die Restspannung eines Tones von 333 Hz - ausgeteuert auf 5% Verzerrung und mit einem guten Gerät gelöscht - etwa 80 dB unter dem ursprünglichen Signal.

2.7 Kopierdämpfung (Echoeffekt)

Es sei von einem aufgerollten Magnetband (Oxydschicht innen) ausgegangen und vorausgesetzt, daß auf der Winding A eine kurze Schallaufzeichnung vorhanden ist (Bild 5). Die Kraftlinien treten in die Oxydschichten der Windungen B und C über und beeinflussen die Vektoren klei-

ner sogenannter Weiß-Felder, deren kritische Feldstärke kleiner als jene des Feldes A ist. In den Windungen B und C wird dabei ein remanenter Magnetismus hervorgerufen, und zwar in der Windung B hauptsächlich an der Oberfläche

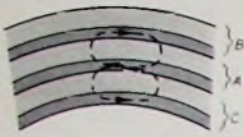


Bild 5. Entstehung des Kopiereffektes

der Oxydschicht, in der Windung C dagegen an der zur Unterlage hin liegenden Seite der Oxydschicht. Bei der Wiedergabe wird die Kopie in B deshalb ein stärkeres Echosignal ergeben, als es bei C der Fall ist. Ist das Band so aufgespult, daß die Oxydschicht innen liegt, dann wird das Vorecho größer sein als das Nachecho; liegt die Oxydschicht außen, dann ist es genau umgekehrt.

Die Kopierdämpfung ist sehr frequenzabhängig; der Kopiereffekt nimmt maximale Werte an bei 1100 Hz und 38 cm/s oder bei 550 Hz und 19 cm/s oder bei 275 Hz und 9,5 cm/s. Nach DIN 45519 wird die Kopierdämpfung mit 1000 Hz bei 38 cm/s voll ausgerechnet gemessen. Nachdem das Band 24 Stunden bei Zimmertemperatur aufbewahrt worden ist, mißt man den größten Echopegel und den das Echo erzeugenden Signalpegel und gibt den Abstand in dB als Kopierdämpfung an (Bild 6).

Das zu prüfende Magnettonband darf nach der Aufnahme nicht zurückgespult werden, da dann zweimal kopiert werden würde, wodurch die Messung nicht reproduzierbar wäre.

Die Kopierdämpfung ist natürlich abhängig von der Banddicke; so findet man bei den „Gevasonor“-Magnetbändern fol-

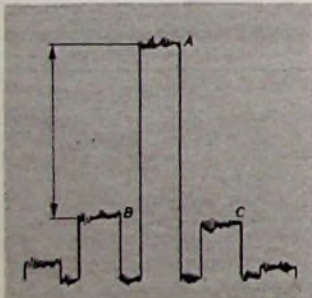


Bild 6. Zur Messung der Kopierdämpfung

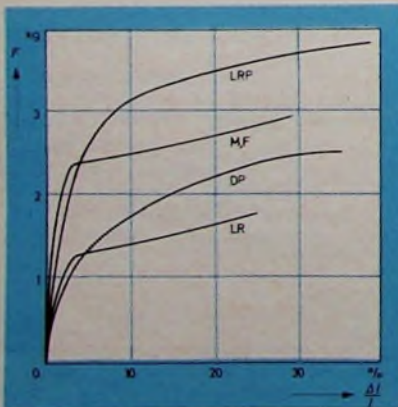


Bild 7. Relative Längenänderung $\Delta l/l$ als Funktion der Zugkraft F (Bänder „M“, „F“, „LR“ = Acetat; Bänder „LRP“, „DP“ = vorgereckter Polyester)



Bild 8. Vollautomatische Meßanlage für die Prüfung von Magnetbändern. Die Bandgeschwindigkeit kann auf 4,75/9,5/19/38/76 cm/s eingestellt werden. Mit dem Papierstreifenreiber (links im Bild) lassen sich die Gleichmäßigkeitskurven (Modulationsrauschen) aufnehmen. Für die Aufnahme der Frequenzcharakteristik kann die Einstellung des Papiervorschubs mit der Frequenzeinstellachse des Tongenerators gekoppelt werden; ebenso ist es möglich, auch für die Aufnahme der U_A - I_{HP} -Kurve den Papiervorschub mit der I_{HP} -Einstellung zu koppeln

gende Werte: „F“ (Studioband) ≈ -60 dB, „M“ (Normalband) ≈ -58 dB, „LR“ oder „LRP“ (Langspielband) ≈ -55 dB, „DP“ (Doppelspielband) ≈ -53 dB.

3. Die mechanischen Eigenschaften

3.1 Die Widerstandseigenschaften

Die Messung der eigentlichen Widerstandseigenschaften des Bandes (zum Beispiel Bruchverstand, elastische Grenzbelastung, Bruchverlängerung usw.) wird im allgemeinen keine Schwierigkeiten verursachen. Sie können mit einem Dynamometer gemessen werden. Die erhaltenen Resultate werden sehr von der Banddicke und von der Beschaffenheit des Schichtträgers abhängig sein. Bild 7 zeigt die Belastungskurve, das heißt die Kurve der relativen Längenänderung $\frac{\Delta l}{l}$ in % als

Funktion der Zugkraft F in kg, gemessen mit einem elektronischen Dynamometer für die verschiedenen Typen der „Gevasonor“-Bänder.

3.2 Die Abriebfestigkeit

Wenn ein Magnetband über einen Hörfopf läuft und mit einer bestimmten Kraft gegen diesen gedrückt wird, dann werden sich sowohl beim Hörfopf als auch beim Band Verschleißerscheinungen bemerkbar machen. Die Abriebfestigkeit des Bandes ist ein umgekehrt proportionales Maß für seine Abnutzungsdauer; die Abriebfestigkeit ist ein direktes Maß für die Fähigkeit des Bandes, den Hörfopf abzuschleifen. Beide Eigenschaften sind für Meßzwecke sehr schwer reproduzierbar.

Zur Messung der Abriebfestigkeit kann man wie folgt vorgehen: Auf den Hörfopf einer Aufsprecheinheit mit Filzdruck wird ein Stückchen feines Schmirgelpapier geklebt. Man läßt während einer bestimmten Zeit ein endloses Magnetband von ungefähr 50 cm Länge durchlaufen. Der Gewichtsverlust kann dann ermittelt werden, indem die Bandschlinge vor und nach dem Versuch genau gewogen wird. Die Gewichtsminde rung stellt die Bandsubstanz dar, die während des Durchlaufens abgerieben wurde. Da die Messung sehr von der gleichmäßigen Verteilung des Banddruckes auf das Schmirgelpapier abhängig ist, kann diese Messung nur rela-

tiv vergleichbare Ergebnisse liefern. Vor dem Wiegen muß die Bandschlinge gründlich gereinigt werden (jedoch nicht mit Lösungsmitteln, da die Möglichkeit besteht, daß diese von dem Magnetband absorbiert werden und bei der Gewichtsbestimmung ein falsches Bild ergeben). Ein schlingenförmiges Standardband von ungefähr 50 cm Länge wird 300...350 mg wiegen. Nach einer Durchlaufzeit von etwa 20 min unter Zugrundelegung des normalen Filzdruckes eines Amateurtombandgerätes wird man einen Gewichtsverlust von 1...7 mg je nach Bandsorte, das heißt von ungefähr 0,3...2 %, feststellen.

Die Abriebfähigkeit kann bestimmt werden, indem man ein Magnetband einer bestimmten Länge über ein Messing- oder Silberplättchen laufen läßt, wobei der Banddruck bekannt sein muß. Nach dem Versuch läßt sich der Gewichtsverlust des Plättchens ermitteln. Bei Verwendung eines Silberplättchens und 1000 m Magnetband stellt man einen Gewichtsverlust fest, der in der Größenordnung einiger Milligramm liegt. Bei dieser Messung kommt es vor allem darauf an, daß sich der Banddruck über die Oberfläche des Metallplättchens sehr gleichmäßig verteilt. Ist das nicht der Fall, dann besteht die Gefahr, daß der sogenannte „Pflugeffekt“ auftritt; in dem Plättchen entsteht eine Furche, die zu falschen Meßergebnissen führt.

4. Zusammenfassung

Die erwähnten Eigenschaften sind gewiß nicht die einzigen, von denen der Wert und die Eignung eines Magnetbandes abhängen. Viele sind aber sehr schwer meßbar; die meisten Messungen haben ferner nur relative Bedeutung, da sie nicht - oder kaum - getrennt von dem verwendeten Gerät durchgeführt werden können. Viel Mühe ist bereits aufgewendet worden, um die Messungen an Magnetbändern auch absolut vergleichbar zu machen, zum Beispiel durch Normung der Meßapparatur und der Meßmethode. Der wichtigste Faktor auf dem Weg, repräsentative Meßergebnisse zu erreichen, ist ein enger Kontakt zwischen dem Meßlaboratorium und dem eigentlichen Benutzer des Magnetbandes. Eine regelmäßige Gegenüberstellung von Meßergebnissen und Erfahrungen des Praktikers bleibt notwendig.

Der neue Frequenzplan für den UHF-Bereich

Das Bundesministerium für das Post- und Fernmeldewesen gab über die Auswirkungen des Stockholmer Rundfunkabkommens nachstehende Verlautbarung heraus:

„Die Prüfung des Stockholmer Rundfunkabkommens 1961 auf die Versorgung mit Ton- und Fernseh-Rundfunk in den Meter- und Dezimeter-Bereichen hat ergeben:

1. Für den Fernseh-Rundfunk in den Bereichen I und III (1 Programm mit Ausnahme der Lückenfüllsender in den Bereichen IV und V) tritt keine Änderung ein.
2. Für den Ton-Rundfunk im Bereich II werden zahlreiche Frequenzänderungen eintreten, die sich jedoch auf die Empfangsanlagen der Rundfunkteilnehmer nicht auswirken. Diese Änderungen werden zu einer Verbesserung und Erweiterung des Ton-Rundfunks im Bundesgebiet führen. Die endgültigen Kanäle

Frequenzen der Fernseh-Rundfunksender in den Bereichen IV/V

Senderstandort	zur Zeit benutzter Kanal	künftig benutzter Kanal (nach dem Stockholmer Wellenplan 1961)
----------------	--------------------------	--

A. In Betrieb befindliche Fernseh-Rundfunksender der Deutschen Bundespost

Aachen	30 (37)	30 (37)
Augsburg	30 (37)	16 (23)
Berlin-West	27 (34)	26 (33)
Bielefeld	28 (35)	26 (33)
Bonn	19 (26)	19 (26)
Bremen	29 (36)	25 (32)
Cuxhaven	18 (25)	17 (24)
Dortmund	22 (29)	18 (25)
Düsseldorf	20 (27)	22 (29)
Eutin	17 (24)	14 (21)
Freiburg (Breisgau)	17 (24)	26 (33)
Fulda	19 (26)	19 (26)
Gr. Feldberg (Taunus)	17 (24)	27 (34)
Hamburg	22 (29)	23 (30)
Hannover	27 (34)	17 (24)
Heidelberg	19 (26)	20 (27)
Hof (Saale)	17 (24)	16 (23)
Kassel	26 (33)	28 (35)
Kiel	28 (35)	28 (35)
Minden	16 (23)	19 (26)
München	27 (34)	28 (35)
Nürnberg	29 (36)	27 (34)
Ravensburg	26 (33)	30 (37)
Regensburg	19 (26)	14 (21)
Rottweil	28 (35)	28 (35)
Stuttgart	16 (23)	19 (26)
Torfhäuser	24 (31)	16 (23)
Uelzen	30 (37)	20 (27)
Würzburg	18 (25)	18 (25)

B. In Betrieb befindliche Lückenfüllsender der Rundfunkanstalten

Aachen (WDR)	16 (23)	17 (24)
Aurich (NDR)	39 (46)	46 (53)
Bremen (RBf)	15 (22)	15 (22)
Bungsberg (NDR)	14 (21)	43 (50)
Dannenberg (NDR)	36 (43)	36 (43)
Eifel (SWF)	16 (23)	51 (58)
Haardt Kopf (SWF)	18 (25)	18 (25)
Hohenpeilberg (BR)	14 (21)	18 (25)
Kleve (WDR)	15 (22)	51 (58)
Lingen (NDR)	17 (24)	34 (41)
Münster (Westf.) (WDR)	18 (25)	25 (32)
Nordhelle (WDR)	14 (21)	33 (40)
Saarburg (SWF)	14 (21)	24 (31)

Zahl in Klammern: Kanalbezeichnung nach internationaler Zählweise

bedürfen noch der Abstimmung mit einigen Nachbarländern. Diese Abstimmung wird noch vor dem Inkrafttreten des Stockholm-Abkommens (1.9.1962) durchgeführt werden. Die Umstellung der Sender, die keine Änderung der Empfangsanlagen bedingt, wird rechtzeitig bekanntgegeben werden.

3. Für den Fernseh-Rundfunk in den Bereichen IV und V (2. Programm) treten Frequenzänderungen ein, die sich auf die Gemeinschafts-Antennenanlagen und auf etwa 1,5% der Fernsehteilnehmer mit Einzelantennen auswirken werden. Der Zeitpunkt der Frequenzumstellungen dieser Fernsehender wird nach einem sorgfältig auszuarbeitenden Zeitplan festgelegt werden, der in erster Linie die Empfangsverhältnisse berücksichtigen wird und jeweils durch die örtliche Presse bekanntgegeben werden wird. Es ist damit zu rechnen, daß die Frequenzumstellung der Fernsehender vom 1.9.1961—28.2.1962 durchgeführt werden kann. Über die für den Teilnehmer vorteilhafteste Art der Antennenanpassungen wird die Deutsche Bundespost im Benehmen mit Industrie und Handwerk die Öffentlichkeit noch unterrichten.

Für die bereits in Betrieb befindlichen Fernsehender der DBP im Bereich IV (2. Programm) und Fernsehender der Rundfunkanstalten im Bereich IV und V (Lückenfüllsender für das 1. Programm) gilt der nebenstehende Frequenzplan. Dabei sind noch die bisherigen Kanalnummern verwendet worden; die Kanalnummern nach internationaler Zählweise sind in Klammern angegeben. Die internationale Zählweise hat keinerlei technische Auswirkungen. Im Empfangsbereich von Sendern, deren Frequenzen um nicht mehr als 7 Kanäle wechseln, ist in der Regel keine Änderung an den Einzelantennen erforderlich."

Video-(Bild-)Bandgerät



»Optacord 500«

Auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung in Berlin wird Loewe Opta ein magnetisches Bildaufzeichnungsgerät vorstellen. Das Video-(Bild-)Bandgerät „Optacord 500“ entspricht abmessungsmäßig (70 x 70 x 100 cm) und in der Einfachheit seiner Bedienung etwa einem Studio-Tonbandgerät. Bei einer Vorschubgeschwindigkeit von nur 19 cm/s erlaubt es eine ununterbrochene Aufnahmezeit bis zu 1 1/4 Stunden auf einem 50,8 mm breitem Band. Der mit 3000 U/min in einer Trommel rotierende Ferrit-Magnetkopf für die Bildaufzeichnung schreibt während einer Umdrehung jeweils ein

Halbbild in einer schräg verlaufenden Spur. Der Ton wird in Bandlaufrichtung aufgezeichnet, und zwar nach einem neuartigen Verfahren in den Lücken zwischen den Bildspuren. Dadurch ist es möglich, auf der gesamten Bandbreite neben der Tonspur noch eine größere Anzahl weiterer Informationen unabhängig voneinander bildsynchron aufzuzeichnen.

Die Elektronik, die unter dem Laufwerk angeordnet ist, konnte gegenüber anderen bekannten Konstruktionen wesentlich vereinfacht werden. Sie enthält einschließlich des Tonteils nur 35 Röhren.

Das 4-Motoren-Laufwerk ist druckstastengesteuert und verfügt über schnellen Vor- und Rücklauf, die in ihrer Geschwindigkeit regelbar sind. Bemerkenswert ist die freitragende Lagerung der Bildtrommel, die das Bandeinlegen wesentlich erleichtert, sowie die Bildwiedergabe bei unbewegtem Tonträger, die die Schnitttechnik erheblich vereinfacht.

Neue Philips-Fernseh-Empfänger



»Michelangelo-Serie«

Auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung in Berlin zeigt die Deutsche Philips GmbH vier neue Fernsehgeräte der „Michelangelo-Serie“. Es sind dies die Empfänger „Michelangelo-Tisch“ (23 TD 320 A), „Michelangelo-Truhe“ (23 CD 321 A), „Michelangelo-Kombinations-Truhe“ (23 RD 321 A) und „Michelangelo-Kombinations-Vitrine“ (23 RD 324 A). Alle vier Typen sind mit der 59-cm-Valvo-Bildröhre ausgestattet und stellen in ihrer Konstruktion und der technischen Schaltungsauslegung eine Weiterentwicklung der „Leonardo“-Fernsehgeräte dar. Mit den bereits bekannten „Leonardo“- und „Bellini“-Geräten und dem neuen „Raffael“ wird durch diese Serie das Verkaufsprogramm 1961/62 abgerundet. Als Hochleistungsempfänger haben die „Michelangelo“-Geräte einen großen Bedienungskomfort.

Kurzdaten: 23 Röhren + 8 Dioden + 1 Si-Gleichrichter, gedruckte Schaltung, Schwenkrahmen mit Drehpunkt auf rechter Gehäusesseite, VHF-Memomatic-Tuner, großer VHF-Kanalschalterknopf mit axial gelagertem Feineinstellknopf, dahinter Einstellknopf mit UHF-Grob/Feintrieb, große Linearskala auf Frontseite, Drucktastenaggregat (Ein/Aus, Klar, Fern, Hi-Fi, UHF, Sprache) und Regler (Lautstärke, Kontrast, Helligkeit, Tonblende) auf Frontseite, VHF-Tuner mit Spangitterröhren PCC 189 und PCF 86 (bei UHF-Empfang Mitverwendung der PCF 86 als zusätzliche ZF-Stufe), dreistufiger ZF-Verstärker, Videoverstärker mit zweistufigem Klarzeichner, getastete Regelung, selektive Störaustastung (noise-inverter), Zeilen- und Bildautomatik (Zeile: Sinusgenerator mit Phasenvergleichsschaltung; Bild: modifizierter Miller-Integrator), Netzspannungsstabilisierung mit ECC 82, Filterscheibe aus Schichtglas mit bräunlicher Tönung, zweistufiger Ton-ZF-Verstärker, eisenlose Ton-Endstufe, in Kombinationsgeräten Rundfunkempfänger mit Stereo-NF-Verstärker (6/10 Kreise, UKML) und Plattenspieler oder -wechsler.

Die amerikanische FCC-Stereo-Norm

DK 621 396.61: 534 76

Die amerikanische Senderüberwachungsbehörde FCC beschloß im April dieses Jahres eine Norm für die technischen Bedingungen der Modulation von FM-Sendern mit stereophonischen Programmen. Dieser Entscheidung gingen lange und sorgfältige Untersuchungen vieler vorgeschlagener Stereophoniesysteme voraus. Aus etwa sechzehn Vorschlägen wurden vom NSRC acht Systeme, die sechs methodisch verschiedenen Gruppen angehören, in die engere Wahl gezogen. Umfangreiche Feldversuche und Tonband-Testaufzeichnungen wurden während des Jahres 1960 mit sechs dieser Verfahren durchgeführt und die Ergebnisse der FCC übergeben. Unter Berücksichtigung einiger eigener Gesichtspunkte entschied sich die FCC für ein Verfahren, das die fast identischen Systeme der General Electric Company und der Zenith Radio Corporation zur Grundlage hat. Einige Angaben über die neue Stereo-Norm enthielt kürzlich das Juniheft der Zeitschrift Audio und das Juliheft der Zeitschrift Electronics World (S. 51-53).

Das GEC- und das Zenith-Verfahren

Beim GEC-Verfahren durchlaufen das L- und R-Signal zuerst eine Preemphasis von 75 μ s, bevor sie in der nachfolgenden Matrixstufe in Summensignal (L + R) und Differenzsignal (L - R) umgewandelt werden. Während das Summensignal, das gleichzeitig dem kompatiblen Anteil entspricht, über eine Verzögerungsleitung zum FM-Modulator des Hauptträgers gelangt, moduliert die Differenzinformation (L - R) einen 38-kHz-Hilfsträger in der Amplitude. Die Verzögerungsleitung im Summenkanal ist wegen des ungleichen Aufbereitungsweges von Summe und Differenz zum Multiplexsignal erforderlich. Im Amplitudenmodulator des Hilfsträgers wird der Träger selbst unterdrückt und zuvor in einer Teilerstufe die subharmonische Schwingung (19 kHz) gebildet. Die beiden Seitenbänder werden zusammen mit dem Pilotton nun auch dem Hauptmodulator zugeführt. Die Amplitude des Pilotträgers ist so gewählt, daß sie am Gesamthub des FM-Trägers nur einen Anteil von 10% hat. Das Multiplexspektrum dieses Systems hat somit ein Modulationsband von 30 Hz bis 15 kHz mit der Summeninformation, bei 19 kHz die Spektrallinie des Pilotträgers sowie ferner links und rechts von Punkt 38 kHz die beiden Seitenbänder des unterdrückten Hilfsträgers mit der Differenzinformation.

Auch das Zenith-Verfahren matriziert die Stereo-Signale L und R zur Summe und Differenz. Hier wird jedoch im Gegensatz zum GEC-System erst anschließend die Preemphasis für beide Kanäle angewandt. Das Summensignal wird über eine Verzögerungsleitung zum FM-Modulator des Hauptträgers geleitet, die Differenz moduliert einen Hilfsträger von 38 kHz in der Amplitude. Der Hilfsträger wird auf 10% bezogen auf den Gesamthub des Hauptträgers, reduziert und zusammen mit seinen Seitenbändern dem FM-Modulator zugeführt. Dieser Systemvorschlag enthält noch die Möglichkeit der Unterbringung eines zweiten Hilfsträgers für SCA-Programm-Modulation (Hintergrundmusik) mit sehr kleinem Hubanteil. Das Multiplexspektrum dieses Systems ist mit Ausnahme des Pilottones und des Hilfsträgers

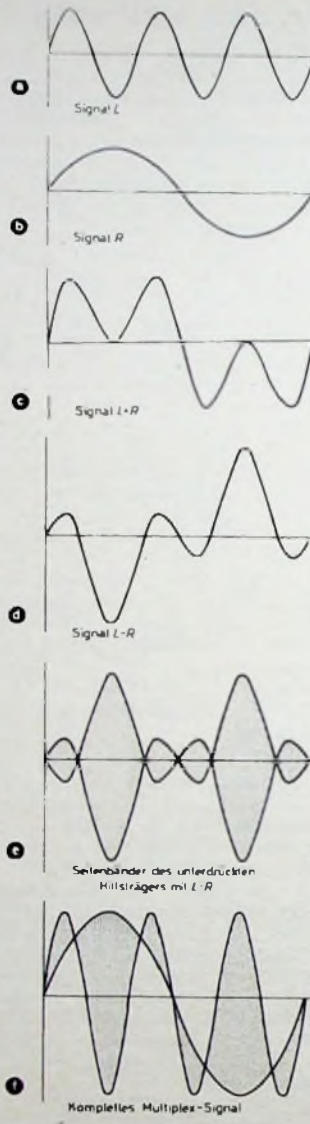


Bild 1. Signale nach der FCC-Norm

identisch mit dem System der GEC. Zwischen den beiden Verfahren bestehen somit nur geringe Unterschiede.

Einzelheiten der FCC-Norm

Die FCC-Stereo-Norm schreibt im einzelnen vor:

- 1) Das Modulationssignal des Hauptkanals ist die Summe der Rechts- und Linksinformation des NF-Stereo-Signals.
- 2) Ein Pilotton von 19 kHz \pm 2 Hz moduliert den Hauptträger zwischen 8 und 10 %.
- 3) Der Hilfsträger ist die zweite Harmonische des Pilottones und durchläuft die Zeitachse mit positiver Neigung zu jedem Zeitpunkt, in dem auch die Pilotschwingung die Zeitachse schneidet.
- 4) Der Hilfsträger ist amplitudenmoduliert und wird bis auf weniger als 1% vom Modulationshub des Hauptträgers unterdrückt, jedoch nicht seine Seitenbänder.
- 5) Das Modulationssignal des Hilfsträgers ist die Differenzinformation aus dem

rechten und linken NF-Signal mit einer Bandbreite von 30 Hz bis 15 kHz und einer Preemphasis von 75 μ s. Das Summensignal (im Falle eines monophonen Betriebes) hat gleiche Bandbreite und Preemphasis.

- 6) Die beiden AM-Seitenbänder des Hilfsträgers können einen maximalen Frequenzhub des Hauptträgers von 45% erzeugen, wenn nur eines der beiden NF-Signale vorhanden ist. Summen- und Differenzinformation können somit maximal eine Aussteuerung des Hauptträgers von 90% erreichen.
- 7) Die Amplitudencharakteristik des Hilfskanals soll mit der des Hauptkanals einschließlich Preemphasis bis auf \pm 0,3 dB übereinstimmen. Die Identität der Phasenkurven darf bis maximal \pm 3° abweichen. Bei Einhaltung dieser Bedingungen wird eine Übersprechdämpfung von 29,7 dB als Mindestwert über den gesamten Bereich von 50 Hz bis 15 000 Hz erreicht.
- 8) Die Anforderungen an den Hilfskanal hinsichtlich des Klirrfaktors sind die gleichen wie für den Hauptkanal und somit für den monophonen Betrieb. Die Werte über das gesamte System gemessen sollen sein: 3,5% zwischen 50 Hz und 100 Hz, 2,5% zwischen 100 Hz und 7500 Hz, 3% zwischen 7500 Hz und 15 kHz.
- 9) Die Übertragung von SCA-Programmen (Hintergrundmusik) über einen zweiten Hilfskanal ist zugelassen, jedoch darf der dafür vorgesehene Hilfsträger den Hauptträger nicht höher als 10% modulieren, wobei die Übersprechdämpfung vom zweiten Hilfskanal in jedem der Stereo-Kanäle im Falle 100%iger Aussteuerung des Hauptträgers größer als 60 dB sein muß.

Zur Erläuterung einiger dieser Punkte sei auf die Bilder 1a-f verwiesen. Erwähnenswert ist, daß durch den Stereo-Betrieb eines Senders nach der FCC-Norm die Verschlechterung des Störabstandes für den monophonen Hörer nur etwa 1 dB ist, also praktisch unbemerkt bleibt.

Signalaufbereitung und empfängersseitige Decodierung

Mit dieser FCC-Normung sind lediglich die technischen Bedingungen für die Art und Qualität des zu übertragenden Signals festgelegt, nicht jedoch die Methoden der Erzeugung, das heißt mit anderen Worten, daß sowohl auf der Senderseite bei der Signalaufbereitung als auch bei der empfängersseitigen Decodierung verschiedene Wege offenstehen. Das wird besonders dann offensichtlich, wenn man sowohl das GEC-System als auch das Zenith-Verfahren

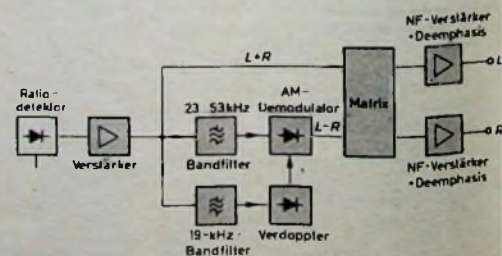


Bild 2. AM-Hilfsträger-Decoder

ren als Zeitmultiplexsystem auffaßt. Es ist mathematisch leicht zu verifizieren, daß diese beiden Systeme mit der Zweiseitenbandversion des PAM-Systems - mit Ausnahme der Hilfsträgerfrequenz und des Pilottones - übereinstimmen.

Für die empfängerseitige Wiedergewinnung der beiden Stereo-Signale seien hier zwei Methoden angegeben, die sich in ihrer Realisierung nur durch die verschiedene Auffassung des Systems - einmal als AM-Hilfsträgerverfahren, zum anderen als Zeitmultiplexsystem - unterscheiden. Im Bild 2 ist das Prinzipschaltbild eines in den USA bereits verfügbaren Stereo-Decoders dargestellt, der nach dem AM-Hilfsträgerverfahren arbeitet. Im Bild 3 ist das Block-

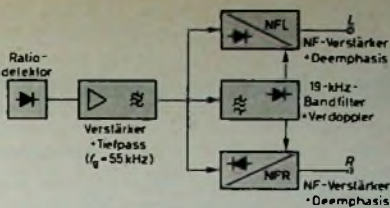


Bild 3. Zeitmultiplex-Decoder

schema eines denkbaren Zeitmultiplex-Decoders wiedergegeben. Die bisher auf dem amerikanischen Markt angebotenen Stereo-Adapter liegen preislich zwischen 90 und 100 Dollar.

G. Janus



Groß-Gemeinschafts-Antennenanlage

für die Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung

Die Gemeinschafts-Antennenanlage zur diesjährigen Funkausstellung in Berlin (25. 8.-3. 9. 1961) ist nicht nur wegen ihres Umfangs besonders bemerkenswert, sondern auch deswegen, weil hier außer den Anlagen für Band III und für LMKU zum erstenmal eine Großanlage zur direkten Verteilung der Frequenzen im Band IV mit handelsüblichem Material, und zwar mit den Einzelteilen des symmetrischen Antennensystems der Deutschen Elektronik GmbH, erstellt wird.

Die gesamte Anlage besteht aus je einem getrennten Verteilernetz für Band IV (Kanal 27), Band III (Kanal 5 und Kanal 11, umgesetzt aus Kanal 7), LMKU

Die getrennten Verteilernetze sind wegen der besonders hohen elektrischen Anforderungen an die Dichtigkeit des Kabelnetzes notwendig (zwei UKW-Sender mit je 10 kW Leistung und der Kanal-7-Fernsehsender mit 50 kW Leistung unmittelbar benachbart). Aus diesem Grund wurden auch ausschließlich symmetrisch abgeschirmte Kabel „KA 33/3“ verwendet, mit denen gerade bei solchen hohen Feldstärken beste Erfahrungen hinsichtlich der Störfestigkeit bestehen. Alle Kabel sind außerdem für sich getrennt in Stahlpanzerrohren verlegt. Die Aufteilung in getrennte Verteilernetze ist aber auch nötig, weil sonst bei einem gemeinsamen Verteilernetz für alle Frequenzen die Aufteilung der einzelnen Bereiche über Filter vor und hinter den zahlreichen Leistungsverstärkern sehr aufwendig und elektrisch unzuverlässig wird und schließlich, weil die Standorte und Wünsche der Teilnehmer sehr unterschiedlich sind.

Für das Band IV wird für jede Halle eine eigene Antenne gleichen Typs verwendet, und zwar die „FW 223 RB/26-30“, eine Yagi-Zwillingsantenne mit 2×23 Elementen. Insgesamt sind 9 Hallen zu versorgen. In jeder Halle sind durchschnittlich 3... 4 Firmen anzuschließen. Um das Verteilernetz in jeder Hinsicht den Wünschen der Firmen anpassen zu können und weil die Anzahl und die Standorte der einzelnen Anschlußdosen noch nicht festliegen, die Installation aber zum Teil von den benutzenden Firmen selbst ausgeführt wird, ist die Planung so getroffen, daß Erweiterungen auf den Ständen jederzeit möglich sind.

Von der Antenne führt jeweils ein Kabel zu den Hallenverstärkern „ST 202/27“, die im Keller der Hallen untergebracht sind. Diese liefern eine unverzerrte Ausgangsspannung von etwa 300 mV an die Haupt-

stammleitung, die mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen ist und in deren Zuge weitere Leistungsverstärker und Sticheleitungsabzweigdosen „SL 101“ zum Anschluß von je einer Sticheleitung liegen. Am Eingang jeder Sticheleitung steht dann eine Spannung von mindestens etwa 5 mV an 120 Ohm. Auf den Ständen selbst muß je nach der Anzahl der Teilnehmer ein besonderer Standverstärker eingeschaltet werden. Das Verteilernetzsystem auf den Ständen kann wahlweise mit symmetrischem oder koaxialem Kabel ausgeführt werden. Hierzu sind die katalogmäßigen Einzelteile, wie Kabel („KA 33/3“ bzw. „KA 233/3“), Antennensteckdosen („SA 31“ bzw. „SA 231“) und Empfängeranschlußkabel („KA 31/31“ bzw. „KA 231/31“), zu verwenden. Im Bedarfsfall ist natürlich mit besonderen Symmetriegliedern von 120 Ohm symmetrisch auf 60 Ohm unsymmetrisch umzusymmetrieren.

Insgesamt liegt die voraussichtliche Teilnehmerzahl für Band-IV-Anschlüsse bei etwa 400. Die Anzahl der einzusetzenden Band-IV-Verstärker, die teilweise als Leistungsverstärker geschaltet sind, ist 32. Die gesamte Kabellänge für dieses System (ohne Standverteilersysteme) ist etwa 2900 m; das entspricht bei einer Dämpfung von etwa 30 dB je 100 m bei 600 MHz einer Gesamtdämpfung von rund 900 dB, die insgesamt in dem Verteilernetz steckt und die von den Verstärkern ausgeglichen werden muß, wobei noch die Entkopplungs- und Belastungsdämpfung in den Sticheleitungsabzweigdosen hinzu kommen und die Standverstärker noch nicht mitgerechnet sind.

Im Band III werden sämtliche Hallen zentral von einer einzigen Stelle aus versorgt. Für den Kanal 5 ist das eine Yagi-Doppelantenne „FW 207 B“ mit 2×7 Elementen auf dem Dach der Ehrenhalle, die über einen Einröhren-Verstärker und etwa 115 m Kabel „KA 33/3“ mit dem Hauptverstärker in der Zentrale im Keller der Ehrenhalle verbunden ist. Für den Kanal 7 ist ein reflexionsfreier Empfang über eine Antenne wegen des geringen Abstandes von der Senderantenne und der damit zusammenhängenden Ausbreitungsverhältnisse nicht möglich. Hier wird dem Sender unmittelbar über einen Richtkoppler eine Spannung von etwa 1 V an 60 Ohm entnommen, auf 120 Ohm symmetrisch unsymmetriert und über ein etwa 600 m langes symmetrisches abgeschirmtes Kabel, in dem zwei Leistungsverstärker für den Kanal 7 eingeschaltet sind, mit der

Zentrale verbunden. Dort wird in einem quartzesteuerten Umsetzer in den Kanal 11 umgesetzt. Hierdurch werden gleichzeitig die sonst erheblichen Schwierigkeiten durch direkte Einstrahlung in die Empfangsgeräte (Vorgeister) beseitigt.

Das Verteilernetz für Band III ist zunächst in drei Hauptstammleitungen aufgeteilt, die jeweils 4... 5 Hallen versorgen. Zwischen den Hallen sind in jeder Hauptstammleitung insgesamt 4... 6 Leistungsverstärker eingeschaltet. In den Hallen selbst sind jeweils 2 Hallenverstärker vorhanden. Für die Verteilersysteme auf den Ständen selbst gilt im Prinzip das gleiche wie für die Band-IV-Anlage.

Die Leistungsverstärker sind Zweiröhren-Kanalverstärker für die Kanäle 5 und 11 mit Filterweichen vor und hinter den Verstärkern. Die 6 Hallenverstärker sind Vierröhren-Breitbandverstärker. Sie bedürfen einer besonders sorgfältigen Einpegelung, um Übersteuerungen und Kreuzmodulationen zu vermeiden. Die Spannung am Eingang jeder Sticheleitung ist mindestens etwa 20 mV an 120 Ohm. Auf den Ständen werden die gleichen Steckdosen und Empfängeranschlußkabel wie für Band IV verwendet.

Insgesamt ist hier die voraussichtliche Teilnehmerzahl etwa 600. Es werden insgesamt 16 Kanalverstärker für Kanal 5 und ebenso viele für Kanal 11 eingesetzt. Die gesamte Kabellänge für dieses System (ohne Standverteilersysteme) ist etwa 3700 m; das entspricht bei einer Dämpfung von 17 dB je 100 m bei 200 MHz einer Gesamtdämpfung von 650 dB, die insgesamt in dem Verteilernetz steckt und die von den Verstärkern einschließlich der Entkopplungs- und Belastungsdämpfung in den Sticheleitungsabzweigdosen ohne die Standverstärker ausgeglichen werden muß.

Die LMK-Anlage bietet außer ihrem Umfang keine Besonderheiten. Sie ist im Gegensatz zu den anderen beiden Anlagen nur fliegend installiert.

K.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Juliheft 1961 unter anderem folgende Beiträge:

Der Einfluß von Anpassung, Selektion und Filterverlusten auf die Rauschzahl der Empfängereingangsstufe

Der Dehnungstransformator als Geberelement zur Wolkraftmessung
Parallelschaltung von Leistungstransistoren bei Impulsbetrieb

Elektronische Verfahren für die Ausführung der mathematischen Operationen Approximation und Transformation

Begriffe und Definitionen in der Informationstheorie

Meßmethoden der Kernphysik III

Elektronische Datenverarbeitung auf der Deutschen Industrie-Messe 1961

Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Periodisches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften

Format DIN A4 · monatlich ein Heft
Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 DM

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

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE

Magnetverstärker und ihre Dimensionierung

DK 621 375 3 001 24

Magnetverstärker sind bereits lange bekannt. Diese Verstärkerart wird aber trotz ihrer vielen Vorteile noch recht selten angewendet. Erst in letzter Zeit haben die ständig steigenden Forderungen nach Automation und Mechanisierung zu einer zunehmenden Bedeutung des Magnetverstärkers geführt. Ziel dieses Beitrages soll es sein, Richtlinien für die Dimensionierung derartiger Verstärker zu geben.

Das allgemeine Arbeitsprinzip magnetischer Verstärker

Im folgenden soll nur die Grundform magnetischer Verstärker behandelt werden, weil sie die Dimensionierungsgrundlage für alle anderen Schaltungen bildet. Magnetische Verstärker bestehen im allgemeinen aus einer oder mehreren Eisendrosseln (und verschiedenen Gleichrichtern), deren Arbeitspunkt von der Steuergröße beeinflusst wird. Die Steuergröße wandelt man in einen Gleichstrom um, der eine zweite Wicklung auf dem Kern durchfließt. Der Gesamtfluß im Eisenkreis setzt sich dann aus dem Steuer-Gleichfluß Φ_{st} und dem Wechselfluß Φ_{\sim} zusammen (Bild 1).

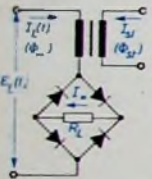


Bild 1 Grundschaltung des Magnetverstärkers

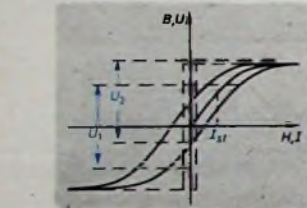


Bild 2 (unten) Übliche Eisen-Hysteresekurve

Zur Erklärung der Vorgänge im Eisenkreis muß die Magnetisierungskurve herangezogen werden (Bild 2). Den Koordinatenachsen B und H lassen sich für jede Kerndimension und für jedes Kernmaterial die elektrischen Werte U und I zuordnen. Für eine Wechselspannung U (in V_{eff}) und die Induktion B (in Gauß) des Eisens gilt die Beziehung

$$U = 4,44 \cdot B \cdot Q \cdot n \cdot f \cdot 10^{-6} \quad [V_{eff}] \quad (1)$$

(Q = Eisenquerschnitt in cm^2 , f = Frequenz in Hz, n = Windungszahl). Ebenso ist

$$H = \frac{I \cdot n}{l_e} \quad (2)$$

(l_e = Länge des Eisenweges in cm). Zwischen U und I besteht jedoch kein linearer Zusammenhang, besonders wenn man den Kern bis in den Bereich der Sättigung aussteuert. Bei sinusförmiger Spannung zeigt der Strom dann die für jeden Transformator charakteristischen Spitzen. Auf dieser Spitzenbildung beruht die Wirkungsweise der magnetischen Verstärker. Die Spannung E_L der Hilfs-Wechselstromquelle darf die Sättigung des Eisens noch nicht hervorrufen (U_1 im Bild 2). Wird die Drossel vormagnetisiert, so wandert der

Arbeitspunkt auf der Neukurve entsprechend der Vormagnetisierung, und dadurch gelangen die Spitzen von U in den Sättigungsbereich (U_2). Da die Drossel dabei keinen differentiellen Widerstand hat, liegt dann die volle Wechselspannung am Lastwiderstand R_L . Je höher I_{st} wird, um so größer werden die Stromspitzen, bis sie nur noch durch R_L begrenzt werden. Dann kann sich der Mittelwert des Stroms nur noch durch Verbreiterung der Stromspitzen erhöhen.

Das Grundprinzip läßt bereits erkennen, daß wegen der notwendigen Hilfsspannung E_L mit der Kreisfrequenz ω die obere Frequenzgrenze des Verstärkers bei $\omega/4\pi$ liegt. Diese Grenze wird aber infolge der mit den Induktivitäten verbundenen Zeitkonstanten meistens nicht einmal erreicht, so daß die Anwendung der Magnetverstärker auf tiefe Frequenzen und vor allem auf Gleichstrom begrenzt bleibt.

Allgemeine Schaltung von Magnetverstärkern

Bei hohen Stromverstärkungen macht sich der durch den Innenwiderstand R_i der Gleichstromquelle fließende Wechselstrom bei der Schaltung nach Bild 1 störend bemerkbar. R_i muß daher für ω sehr groß gemacht werden (zum Beispiel durch eine Drossel, die oft größer ist als der Magnetverstärker), oder man ordnet zwei vormagnetisierte Drosseln so an, daß sich auf der Steuerseite die Grundwelle und die geradzahigen Oberwellen gerade kompensieren. Man kommt so zu den Schaltungen im Bild 3.

Die Parallelschaltung (Bild 3b) erfordert sehr genau übereinstimmende Wicklungen, um störende Ausgleichströme geringzu-

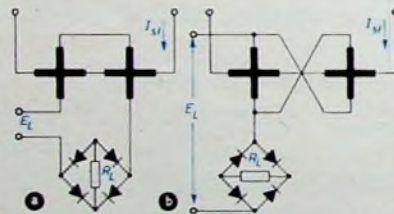


Bild 3. Die beiden Grundschaltungen von Magnetverstärkern mit zwei Eisendrosseln; (a) Serienschaltung, (b) Parallelschaltung der beiden Drosseln

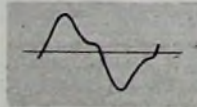


Bild 4. Form des Laststroms bei der Drosselparallelschaltung

halten. Außerdem sind derartige Verstärker meistens sehr niederohmig. Die physikalischen Vorgänge lassen sich leicht übersehen. Wegen der gegenseitigen Parallelschaltung werden beide Kerne vom Steuerstrom I_{st} auch gegenseitig vormagnetisiert, so daß während einer Halbwelle der Laststrom nur von einer Drossel und während der anderen Halbwelle von der anderen geliefert wird. Durch R_L fließt der im Bild 4 dargestellte Laststrom.

Anders liegen die Verhältnisse bei der Reihenschaltung nach Bild 3a. Hier sind auch die Lastwicklungen in Serie geschaltet, und es ist zu unterscheiden, ob die

Gleichstromquelle für den Steuerstrom einen großen oder kleinen Wechselstrom-Innenwiderstand hat. Bei großem Innenwiderstand kann kein Ausgleich irgendwelcher Spannungskomponenten erfolgen. Den Zusammenhang zwischen Strom- und Spannungsverlauf gibt dann also die Magnetisierungskurve an.

Die Arbeitspunkte A und B der beiden Kerne liegen genau symmetrisch zum Nullpunkt (Bild 5). Ihr Abstand vom Nullpunkt wird durch I_{st} bestimmt. Die Aussteuerung

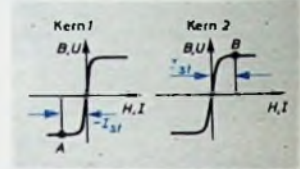


Bild 5. Vormagnetisierung der beiden Eisendrosseln bei der Serienschaltung

der Kennlinie erfolgt durch E_L gleichsinnig. Beim Ansteigen der Spannung (positive Halbwelle) hat zum Beispiel der Kern 2 keinen differentiellen Widerstand. Im Kern 1 kann der Laststrom aber nur bis zur B, U -Achse ansteigen. Einen weiteren Stromanstieg verhindert die Magnetisierung des Kerns. Der Kern 1 begrenzt also den positiven Laststrom. Während der negativen Halbwelle hat Kern 1 keinen differentiellen Widerstand und Kern 2 übernimmt die Strombegrenzung.

Im allgemeinen sind bei Verstärkern geringe Nullströme und strenge Proportionalität zwischen Ausgangs- und Eingangsgröße erwünscht. Das läßt sich aber bei gewöhnlichem Dynamoblech nicht erreichen, weil die Hysteresekurve zu wenig an die Rechteckform angenähert ist. Erst mit den modernen Texturblechen (Nifetex, Deltamax, Orthonol, Mu-Metall u. a.) erhält man niedrigen Ruhestrom und Gleichheit von Wechselfluß Φ_{\sim} (arithmetischer Mittelwert) und Steuerfluß Φ_{st} . Die Stromverstärkung ist

$$K_t = \frac{1}{T} \int_0^T I_{st} dt = \frac{I_{st}}{I_{st}} = \frac{n_{st}}{n_L} \quad (3)$$

(n_L = Windungszahl der Lastwicklung, n_{st} = Windungszahl der Steuerwicklung). Den zeitlichen Verlauf des Laststroms I_L und des gleichgerichteten Laststroms I_{\sim} einer derartigen Schaltung zeigt Bild 6.

Ist der Innenwiderstand der Steuerstromquelle dagegen klein, so können sich die Spannungsanteile der geradzahigen Harmonischen des Laststroms über diesen Widerstand ausgleichen, und es treten Stromspitzen auf, die denen der Parallelschaltung ähnlich sind. Der Ursprung dieser Stromformen ist aber bei beiden Schaltungen grundsätzlich verschieden.

Die für die Serienschaltung streng gültige Gl. (3) erlaubt es, von einer echten Stromwandlereigenschaft zu sprechen. Krämer hat nachgewiesen, daß dies auch für

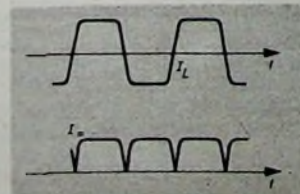


Bild 6. Zeitlicher Verlauf des Laststroms I_L und gleichgerichteter Laststrom I_{\sim} bei der Reihenschaltung

die Parallelschaltung gilt, wenn bestimmte Voraussetzungen gegeben sind. In Gl. (3) tritt dann aber für die Parallelschaltung ein Faktor 2 auf.

$$K_p = \frac{I_m}{I_{st}} = \frac{2 n_{st}}{n_L} \quad (4)$$

Kennlinien der Magnetverstärker

Um magnetische Verstärker zu behandeln, werden die Kennlinien $I_m = f(I_{st})$ und $I_m = f(E_L)$ benötigt. Es ist möglich, diese Kennlinien so zu beeinflussen, daß man auch für verschiedene Ausgangswiderstände eine optimale Dimensionierung erreicht. Gl. (3) stellt einen linearen Zusammenhang zwischen I_m und I_{st} dar, so daß eine Gerade durch den Nullpunkt zu erwarten ist. In der Praxis tritt aber im Nullpunkt eine Abweichung auf, weil sich dort der – sehr niedrige – Magnetisierungsstrom bemerkbar macht. Je schmaler die Hysteresekurve, um so geringer ist die Kurvenkrümmung im Nullpunkt.

Im idealen Kurzschlußfall gilt Gl. (3) über alle oberen Grenzen. Liegt aber ein Außenwiderstand R_L vor, so kann der Strom I_L , den Wert E_L/R_L nicht übersteigen und diesen Wert auch nur erreichen, wenn I_{st} so hoch ist, daß die Magnetisierung nicht mehr von I_L beeinflußt werden kann. I_L strebt also einem Grenzwert zu, der von E_L und R_L abhängt. Da man E_L aber nur so hoch wählen darf, daß die Sättigung ohne Vormagnetisierung noch nicht erreicht wird, wird $I_{L,max}$ hauptsächlich von R_L bestimmt.

Die praktischen Ergebnisse zeigen gute Übereinstimmung mit Gl. (3); die Werte für $I_{L,max}$ liegen etwa 5...10% tiefer als erwartet, weil der Einfluß des Gleichrichters (Innenwiderstand) und ein geringer Einfluß der Stromform bei den vorangegangenen Überlegungen unberücksichtigt bleiben.

Um hohe Leistungsverstärkungen zu erhalten, soll

$$\frac{N_L}{N_{st}} = \frac{I_m^2 \cdot R_L}{I_{st}^2 \cdot R_{st}} = \frac{I_{sp}^2 \cdot R_L \cdot n_{st}^2}{I_{st}^2 \cdot R_{st} \cdot n_L^2} = \left(\frac{n_{st}}{n_L}\right)^2 \frac{R_L}{R_{st}} = K_N \quad (5)$$

möglichst groß sein. Mit den Kerndaten F_{st} = Wickelfläche der Steuerwicklung, κ = Füllfaktor und $l_{m, st}$ = mittlere Windungslänge der Steuerwicklung wird

$$R_{st} = \rho \frac{n_{st}^2 \cdot l_{m, st}}{F_{st} \cdot \kappa} = \frac{l}{P_{st}} n_{st}^2$$

und damit

$$K_N = P_{st} \frac{R_L}{n_L^2} \quad (6)$$

Die Grenzen des Ausdrucks R_L/n_L^2 lassen sich aus dem $I_m - E_L$ -Kennlinienfeld entnehmen.

Wenn die Vormagnetisierung Null ist, behalten sich beide Drosseln wie gewöhnliche Induktivitäten. Dann fließt nur der Magnetisierungsstrom, der ungefähr durch die Breite der Hysteresekurve gegeben ist. Sobald die Spannung die Sättigung erreicht, entstehen Stromspitzen, die zu einem raschen Anstieg des arithmetischen Mittelwertes des Laststroms führen. Einem flachen Stromanstieg schließt sich also ein sehr steiler an.

Bei $I_{st} \neq 0$ und ideal rechteckiger Magnetisierungskennlinie mit völlig waagerechten „Dächern“ müßte der Laststrom schon bei sehr niedrigen Hilfsspannungen E_L sprunghaft auf den Sollwert ansteigen. Da aber wegen nicht zu vermeidender Scherungen der Hysteresekurve auch im Sättigungsgebiet noch ein geringes Anstei-

gen der Induktion auftritt, wird der Stromanstieg nicht unendlich steil.

Wenn die Hilfsspannung ausreicht, um die B-H-Kurven bis an den Knick auszusteuern, dann steigt der Laststrom nur noch um den Betrag des Magnetisierungsstroms, bis die Kennlinie übersteuert wird und der erwähnte steile Stromanstieg eintritt. Bild 7 zeigt ein Meßergebnis für zwei Mu-Metall-Kerne M 30 in Reihenschaltung.

Ein Vergleich mit den Kennlinien von Elektronenröhren ergibt fast völlige Übereinstimmung mit den Kennlinien einer Pentode. Die für Pentoden geltende Berechnung der Anpassung, des Klirrfaktors, des Innenwiderstandes, der Belastungsabhängigkeiten usw. läßt sich daher auch auf magnetische Verstärker anwenden. Unbekannt sind im allgemeinen jedoch die Kennlinien der magnetischen Werkstoffe. Um allgemeingültige Kennlinien für eine bestimmte Kernart zu erhalten, kann man Bild 7 mit n_L normieren.

Die größtmögliche Leistungsverstärkung

Die Forderungen nach großer Leistungsverstärkung und großer Ausgangsleistung widersprechen sich. Aus Gl. (6) ist zu ersehen, daß R_L/n_L^2 möglichst groß sein soll. Im Bild 7 bedeutet das eine sehr flache Arbeitskennlinie A-C; es gilt

$$\cot \alpha = \frac{R_L}{n_L^2} = \frac{E_{L0} - E_L}{n_L^2 \cdot I_{sp}} \quad (7)$$

Da der maximale Strom aber mit I_{sp} gegeben ist, ergibt eine Vergrößerung von R_L eine Abnahme der maximalen Ausgangsleistung $N_{L,max}$. Ähnlich ist es, wenn man n_L verkleinert. Dann verringert sich nämlich I_{sp} bei gleichem Außenwiderstand R_L , da auch E_{L0} niedriger wird, oder der Ruhestrom steigt stark an.

$N_{a,max}$ ist von n_L unabhängig, da im Ansatz für N_a die Windungszahl herausfällt.

$$N_a = i_{sp}^2 \cdot n_L^2 \cdot \frac{R_L}{n_L^2} = I_{sp}^2 \cdot \frac{E_{L0} - E_L}{I_{sp}} = \frac{E_L}{R_L} (E_{L0} - E_L)$$

$$\frac{\partial N_a}{\partial E_L} = \frac{E_{L0}}{R_L} - \frac{2 E_L}{R_L} = 0 \quad (8)$$

$$E_L = \frac{E_{L0}}{2}$$

$$R_L = R_i$$

Beim magnetischen Verstärker kann man mit einer bestimmten Kernart in einem großen Widerstandsbereich Anpassung erreichen, indem n_L variiert wird. Eine Verdopplung von n_L ergibt eine (mögliche) Vervielfachung des Anpassungswiderstandes und damit die unveränderte maximale Ausgangsleistung. Bei n_L -Transformationen unter Einhaltung der Anpassung ändert sich die Leistungsverstärkung nicht (R_L/n_L^2 in Gl. (5) bleibt konstant). Die maximale Gleichstromleistung, die einem Magnetverstärker entnommen werden kann, ist

$$N_{a,max} = \frac{E_{L0}^2}{4 |R_i|} \quad (9)$$

Aus Gl. (9) lassen sich zwei Schlüsse ziehen:

- 1) E_{L0} muß möglichst hoch sein. Da für E_{L0} und B_{max} jedoch Gl. (1) gilt, kann E_{L0} nur erhöht werden durch:
 - a) Vergrößerung des Eisenquerschnittes Q . Dies ist aber nicht erwünscht, da es eine Raum- und Gewichtszunahme zur Folge hat.
 - b) Erhöhung von B_{max} . Man wählt also Rechteckmaterial mit hoher Sättigung (etwa 14 kG).
 - c) Erhöhung von f . Dies ist jedoch meistens nicht möglich.

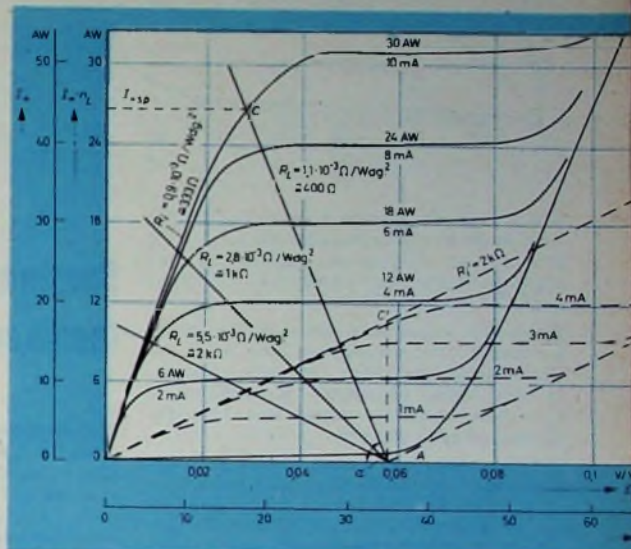


Bild 7 Kennlinien $I_m = f(E_L)$ für die Reihenschaltung: $n_L = 600 \text{ Wdg.}$, $n_{st} = 3000 \text{ Wdg.}$, Parameter $I_{st} = n_{st}$

d) Vergrößerung von n_L . Damit ist eine Verringerung der Stromverstärkung K_T verbunden, wenn man nicht n_{st} proportional vergrößert. Für $K_T \gg 1$ wird die Grenze meistens durch die Isolationsfestigkeit der Steuerwicklung bestimmt, an der in jedem Fall die übersetzte Hilfsspannung E_L auftritt.

2) R_i soll sehr klein sein. In R_i sind der Scheinwiderstand X_{nL} der Luftspule, der Wicklungswiderstand R_{nL} der Lastwicklung und der Durchlaßwiderstand R_i der Gleichrichter enthalten. Bei Verwendung von Ge-Flächengleichrichtern kann aber R_i sehr klein gemacht werden.

Da E_{L0}^2 stärker mit ω ansteigt als R_i , erhöht sich $N_{a,max}$ ebenfalls mit ω . Wenn in R_i die Größe X_{nL} überwiegt, dann steigt $N_{a,max}$ mit ω linear an. Mit n_L läßt sich der Wert von R_i verändern und damit Anpassung erreichen, wobei die Höhe von E_L ebenfalls bestimmt ist.

Praktische Ergebnisse

Abschließend sollen einige Meßergebnisse angegeben werden, die mit handelsüblichen Mu-Metall-Blechen erreicht wurden und die beweisen, daß sich diese Bleche recht gut für magnetische Verstärker eignen. Es wurden nur die genormten M-Schnitte untersucht; die Abweichungen der Kennlinien bei Ringkernen aus dem gleichen Werkstoff sind aber sehr gering. Im Bild 7 ist das $I_m - E_L$ -Kennlinienfeld für zwei Mu-Metall-Kerne M 30 in Reihenschaltung und vier Selengleichrichter für 120 V, 40 mA in Brückenschaltung bei $f = 400 \text{ Hz}$ dargestellt. Hier wurden Selengleichrichter verwendet, weil sie ein sehr gutes thermisches Verhalten zeigen. Sie haben jedoch größere Durchlaßwiderstände als Ge-Flächengleichrichter.

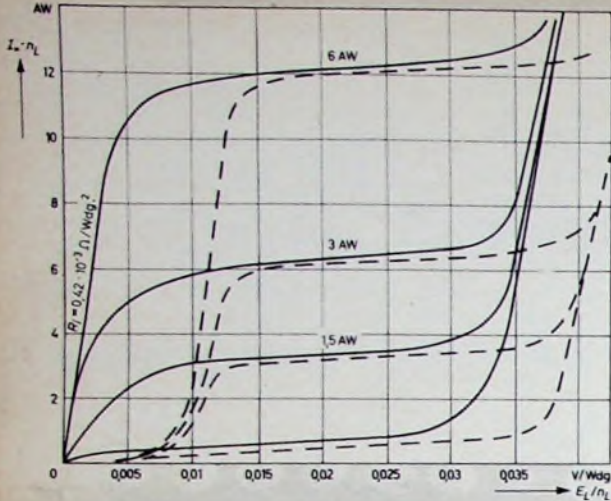


Bild 8. Kennlinien $I_L = f(E_L)$ für die Parallelschaltung; $R_{E1} = 600 \text{ Wdg.}$, $n_{E1} = 3000 \text{ Wdg.}$. Parameter I_{L1} , n_{E1} ; — Brückenschaltung mit Ge-Gleichrichtern, - - - - - Brückenschaltung mit Se-Gleichrichtern

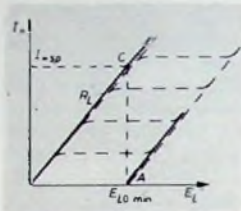


Bild 9. Grobe Konstruktion der Lastkennlinien einschließlich des Lastwiderstandes R_L

Bild 8 zeigt das gleiche Kennlinienfeld für zwei M-30-Kerne in Parallelschaltung nach Bild 3b. Der Einfluß des Innenwiderstandes der Gleichrichter ist deutlich zu erkennen.

Wenn die Anpassung keine Rolle spielt, R_L und K aber vorgegeben sind, kann die Dimensionierung sehr einfach erfolgen. In ein nicht genormtes Kennlinienfeld $I_L = f(E_L)$ wird die aktive Kennlinie für R_L eingetragen (Bild 9).

Mit der vorgeschriebenen Größe K erhält man dann aus Gl (3) oder Gl (4) und dem maximalen Ausgangsstrom das Windungszahlenverhältnis und einen Punkt auf der Kennlinie für R_L (Punkt C), der $E_{L,0 \text{ min}}$, also die untere Grenze von $E_{L,0}$ liefert. Mit diesem Wert und den Kerndaten lassen sich die Lastwindungen nach Gl (1) berechnen und damit auch nach Gl (3) oder Gl (4) die Steuerwindungen. Zweckmäßigerweise wählt man bei dieser Berechnung B_{max} etwas kleiner und dafür E_L etwas höher als $E_{L,0 \text{ min}}$, da man dann eine bessere Linearität bis an die Aussteuerungsgrenzen erreicht. Das sich damit ergebende Kennlinienfeld ist im Bild 9 gestrichelt eingezeichnet. Die angegebene Konstruktion läßt sich aber nur für $R_L > 3R_L$ durchführen, wobei in R_L alle Verlustwiderstände enthalten sein müssen. Im Bild 8 ist ein derartiges gemessenes Kennlinienfeld gestrichelt eingezeichnet. Man erkennt, daß magnetische Verstärker mit kleinen Abmessungen wegen der sehr kleinen Innenwiderstände bei hohen Hilfsspannungen E_L große Gleichstromleistungen abgeben können. Außerdem ist eine überschlägliche Dimensionierung, die für die Praxis meistens ausreicht, auch ohne großen mathematischen Aufwand leicht möglich. Die Stabilität eines magnetischen Gleichstromverstärkers läßt sich mit einem Röhrenverstärker nur mit sehr viel größerem Aufwand erreichen.

Schrifttum

- [1] Geyger, W. A.: Magnetverstärker-Schaltungen. Berlin und Stuttgart 1959, Verlag Technik und Berliner Union.
- [2] Krämer, D.: Ein einfacher Gleichstrommeßwandler mit echten Stromwandlerelgenschaften. Elektrot. Z. Bd. 58 (1937), Nr. 49, S. 1309-1313.
- [3] Krämer, D.: Ein neuer Gleichspannungsmeßwandler zur Messung hoher Gleichspannungen. Elektrot. Z. Bd. 59 (1938) Nr. 48, S. 1295-1298.
- [4] Wasserab, Th.: Zur qualitativen Theorie gleichstromvornagnetisierter Eisen-drosseln. Arch. Elektrot. (1937) Nr. 12, S. 814.

Spannungsquellen auf thermoelektrischer Basis

DK 621 362

Für spezielle Anwendungen, die sich auf Grund neuer Halbleiterelemente, wie der Esaki-Diode (Tunneldiode) und der Punktkühlung bei bestimmten Transistoren, ergeben, erweisen sich herkömmliche Spannungsquellen als unwirtschaftlich. Die Methode des Shuntens einer üblichen Gleichspannungsquelle (aus metallischen Elementen bestehend) mit Hilfe eines Belastungswiderstandes, um den 1...2 Ohm betragenden Innenwiderstand zu reduzieren, bringt nicht nur unerwünschte Leistungsverluste, Wärmeentwicklung und zusätzlichen Raumbedarf, sie verschlechtert auch sehr erheblich den Gesamtwirkungsgrad auf unter 1%.

Es wird daher in Fachkreisen begrüßt, daß es in den USA nunmehr Dr. Hubbard (Airborne Instruments Lab., Dear Park, Long Island, N. Y.) gelungen ist, eine Spezialbatterie (Hubbard-Thermoelectric Power Converter) zu entwickeln, die ihrer besonderen Eigenschaften wegen - zumindest in den obengenannten Spezialfällen - allen anderen Stromversorgungsgeräten überlegen ist.

Bei der Esaki-Diode wird eine Vorspannung von etwa 0,1 V benötigt, wobei aber aus Stabilisierungsgründen eine Spannungsquelle erforderlich ist, die einen bedeutend niedrigeren Innenwiderstand aufweisen muß, als sie der negative Widerstand der Diode darstellt, der in der Größenordnung von 5...50 Ohm liegt. Außerdem muß die Spannung vollkommen welligkeitsfrei sein.

Thermoelektrische Punktkühl-Anordnungen, wie sie beispielsweise zur Kühlung kritischer elektronischer Elemente (Transistoren) eingesetzt werden, benötigen zwar nicht unbedingt eine extrem kleine Quellenimpedanz, aber es kommt doch sehr auf eine gute Impedanzanpassung an, die bei konventionellen Stromquellen nicht gegeben ist, so daß sich mit ihnen sehr schlechte Wirkungsgrade von $\eta = 1\%$ ergeben. Bei einem derart niedrigen η wirkt sich aber der Einfluß der Außentemperatur sehr kritisch aus; die vergeudete Wärme ist sehr groß.

Das neue thermoelektrische Element vermag niedrige Spannungswerte in der Größenordnung von zehntel Volt bei einer Quellenimpedanz von Milliohm zu liefern. Sowohl für die Esaki-Diode als auch für den thermoelektrischen Kühler stellt es die erforderliche Spannung zur Verfügung. Gleichzeitig erhöht die niedrige Quellenimpedanz den Wirkungsgrad und erfüllt die hinsichtlich der Tunneldiode wichtige Forderung nach Welligkeitsfreiheit der Speisespannung in idealer Weise. Das thermoelektrische Element hilft damit, sonst notwendige Filteranordnungen einzusparen, die für Impedanzen von Milliohm wegen der hohen erforderlichen Kapazitätswerte stets problematisch sind.

Der Aufbau des Thermoelectric Power Converters geht aus Bild 1 hervor. Der Converter besteht im wesentlichen aus zwei säulenförmigen Halbleiterelementen (aus einer von Dr. C. J. Hubbard entwickelten Blei-Tellurverbindung), die entweder nach n- oder p-Typ gedoppt sind. Zwischen beiden befindet sich die „heiße Elektrode“, ein normaler 6,3 V-Heizfaden, der in einem Metallring eingebettet ist und von außen mit Wechselstrom beheizt wird. Die beiden Säulen werden oben und unten von zwei „kalten Elektroden“ begrenzt und durch Federdruck zu einer festen, kompakten, hermetisch abgeschlossenen Einheit zusammengepreßt. Die „kalte“ Grenzschicht ist elektrisch aber nicht thermisch von der Säule isoliert; nach oben ist die Elektrode als Spannungsanschluß herausgeführt. Breite Kühlflügel sorgen für entsprechende Kühlung der kalten Elektroden. Das gesamte Element

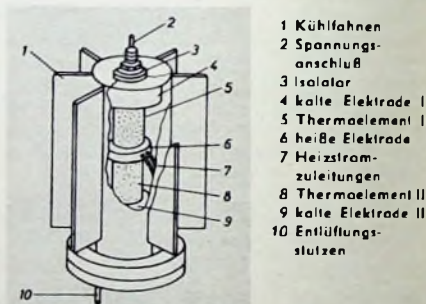


Bild 1. Prinzipaufbau des Thermoelectric Power Converters (thermoelektrisches Element)

einschließlich Flügel ist nicht größer als 8 cm und nicht breiter als 5 cm im Durchmesser. Dank der sorgfältigen Materialauswahl ergibt sich eine relativ hohe Temperaturdifferenz von einigen hundert Grad Celsius. Bemerkenswert ist die niedrige Ausgangsimpedanz von $< 20 \text{ mOhm}$ für jede Ausgangsleistung, wobei Ausgangsspannungen bis zu 240 mV erreicht werden können.

Die Restwelligkeit ist $< 10 \text{ mV}$, der Wirkungsgrad (je nach Impedanzanpassung) 5...7%. Unter normalen Bedingungen ist die Temperatur innerhalb des Gehäuses etwa $+35^\circ \text{C}$, bei voller Belastung kann sie bis auf $+45^\circ \text{C}$ ansteigen.

Die Ausgangsgleichspannung läßt sich in idealer Weise durch einfaches Verändern der Wechselspannung des Heizers von Null bis zum Maximalwert regeln. Zur Heizung genügt ein Miniatur-Heiztransformator.

Die Normalausführung ist für maximal 0,25 V und eine Quellenimpedanz von etwa 20 mOhm ausgelegt. Die kleinen Abmessungen und die angeblich sehr hohe Lebensdauer sind weiter ins Gewicht fallende Vorzüge.

R. Hübner

Leistungstarke Sender-Endstufen für 435 und 145 MHz

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 15, S. 533

2.2 Geradeaus-Verstärker

Die Verdreifacherstufe nach Bild 6 läßt sich gemäß Bild 16 zum Geradeaus-Verstärker umbauen. Der Gitterkreis ist als $\lambda/2$ -Topfkreis ausgebildet. In den Gitteranschluß des 4X150A-Originalsockels schneidet man an Stelle des Zoll-Gewindes ein Gewinde M3,5 und schraubt den Innenleiter 25 (Bild 17) in den Gitteranschluß des Sockels ein. Der komplette Außenleiter 26 (Bild 18), der aus dem Außenleiterrohr 26a mit dem Flansch 26b, der Koppelschleife 27 und den Entlüftungsröhren 35 besteht, wird nach der Montage der Lötöse 19 und Drossel 32 über den Innenleiter geschoben und am Sockel 15 verschraubt. Beim Überschieben ist die Drossel durch die Bohrung des Außenleiters zu fädeln. Nachdem der Abstandshalter 33 über den Innenleiter geschoben wurde, kann man die Gitterableitung anschließen und das entsprechende Entlüftungsröhr 35 einsetzen, das zügig in die Außenleiterbohrung passen soll. Zur Isolation der Drossel 32 und des Widerstandes 34 schiebt man ein Stück Isolierschlauch oder einen Folienwickel in das Röhr 35. Dann kann der Gitterkreis fertig verdrahtet werden.

Die Entlüftungsröhre gestatten den Austritt der vom Anodenkreis durch die Fassung der Röhre zum Gitterkreis strömenden Kühlluft. Macht man die Röhre länger als das Dreifache ihres Innendurchmessers, so verhindern sie einen Durchgriff der HF-Spannung. Auf diese Weise wird eine elektrische Abschirmung bei guter Kühlmöglichkeit erreicht.

Die kapazitive Abstimmung des Gitter- $\lambda/2$ -Kreises kann auf zwei verschiedene Arten erfolgen. Bild 16 zeigt die eine, die Bilder 19, 20 und 21 die andere Lösung. Im Bild 16 ist der an der Abschlußplatte 28 befestigte Trimmer 29 über das Band 39 mit dem Innenleiter verbunden. Das obere Entlüftungsröhr 35 wird erst nach der Verschraubung des Bandes 39 mit dem Innenleiter eingesetzt.

Der $\lambda/2$ -Gitter-Topfkreis kann auch mit einem Kreisplattenkondensator abgestimmt werden (Bild 19). Mit dem einen Ende des Innenleiters 25 wird eine Scheibe 42a vor der Montage von Teil 28a verschraubt. Die Abschlußplatte 28a trägt die auch beim Anoden-Topfkreis verwendete Abstim-

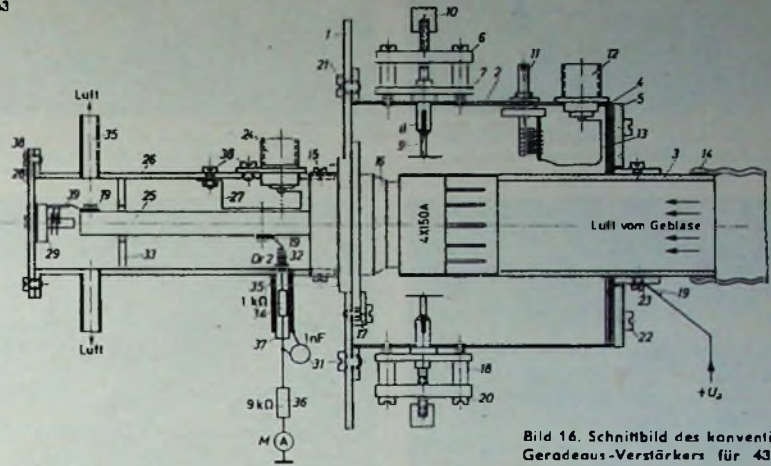


Bild 16. Schnittbild des konventionellen Geradeaus-Verstärkers für 435 MHz

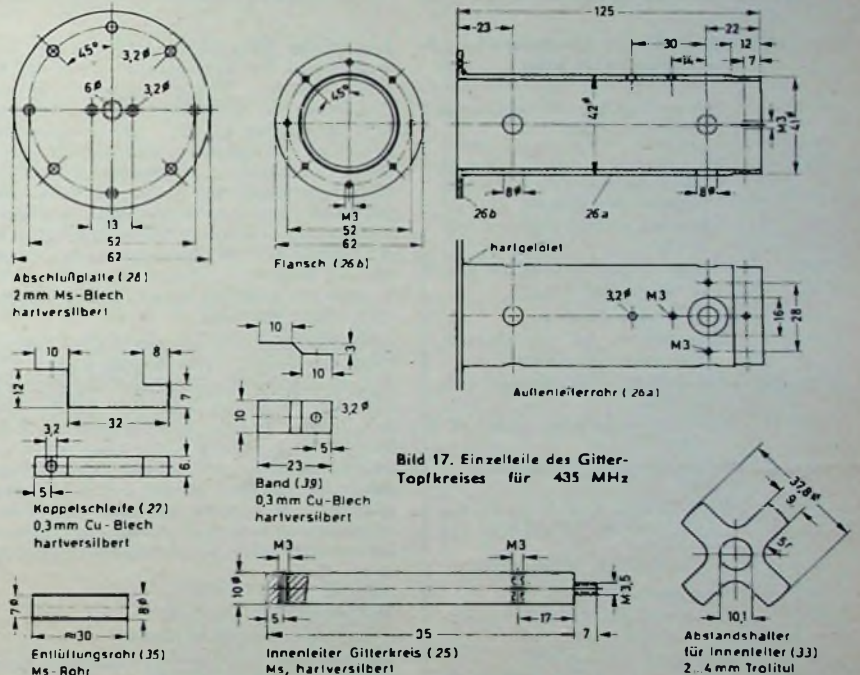


Bild 17. Einzelteile des Gitter-Topfkreises für 435 MHz

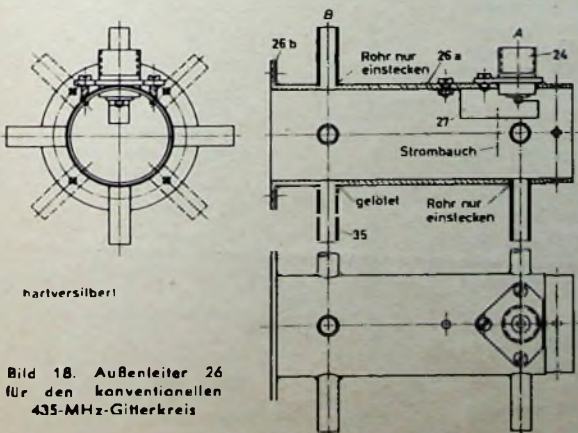


Bild 18. Außenleiter 26 für den konventionellen 435-MHz-Gitterkreis

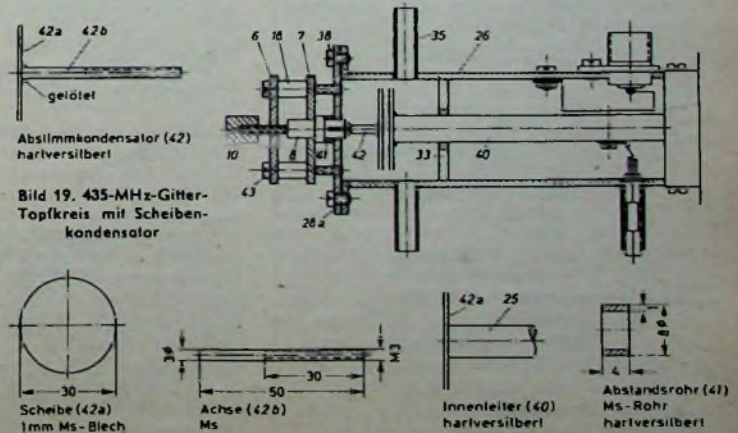


Bild 19. 435-MHz-Gitter-Topfkreis mit Scheibenkondensator

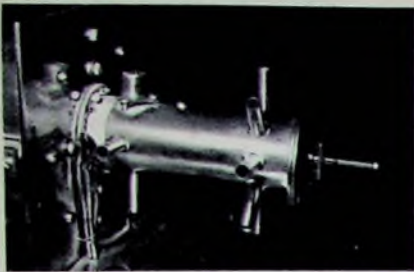


Bild 20 Ansicht des 435-MHz-Gitter-Topfkreises mit Scheibenkondensator-Abstimmung

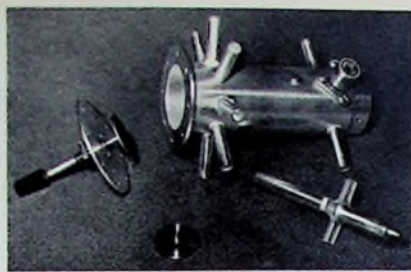


Bild 21 Einzelteile des konventionellen 435-MHz-Gitter-Topfkreises

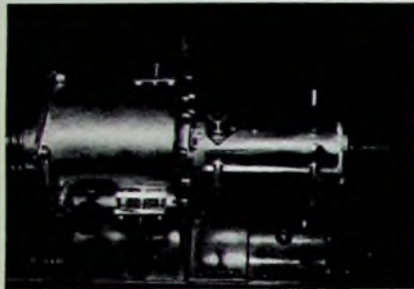


Bild 22a Konventionelle 435-MHz-Topfkreis-Endstufe

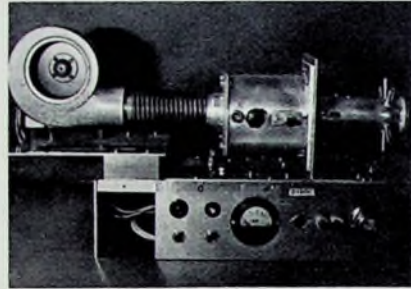


Bild 22b Gesamtansicht der 70-cm-Geradeaus-Endstufe

Tab. III. Stückliste für den konventionellen $\lambda/2$ -Gitter-Topfkreis (435 MHz)

Teil	Anzahl	Bezeichnung, Material, Bearbeitung, Oberfläche, Hersteller
24	1	Koaxialbuchse (s. Teil 12 in Tab. II, jedoch nur eine Ecke des Befestigungsflansches absägen)
25	1	Innenleiter, Ms 10 \times 102 mm, hartversilbert
26	1	Außenleiterrohr, hartversilbert
26a	1	Rohr, Ms-Rohr 42 \times 2 mm
26b	1	Flansch, 2 mm Ms Blech
27	1	Koppelschleife, 0,3 mm Cu Blech, 6 mm breit, hartversilbert
28	1	Abschlußplatte, 2 mm Ms Blech, hartversilbert
29	1	Luftabgleichkondensator „82014/4E“ (Valvo), 3 \cdot 7 pF
31	1	keramischer Scheibenkondensator, 1 nF
32	1	UKW-Drossel, etwa 15 cm 0,4 mm CuL-Draht auf 4-mm-Dorn eng gewickelt
33	1	Abstandshalter, 2 \cdot 4 mm Trolitul
34	1	Widerstand, 1 kOhm, 0,5 W
35	7	Entlüftungrohr, Ms-Rohr 8 \times 0,5 mm, hartversilbert
36	1	Widerstand, 9 kOhm, 3 W
37	1	Isolierschlauch, 7 mm Außendurchmesser, 35 mm lang
38		Schrauben, Muttern
39	1	Band, 0,3 mm Cu-Blech, 10 mm breit, hartversilbert
Zusätzliche Teile für den Gitter-Topfkreis nach Bild 19		
6, 7, 8, 10, 18		s. Tab. II
26a	1	wie Teil 28, jedoch an Stelle der beiden Bohrungen 3,2 ϕ in 13 mm Abstand in der Plattenmitte zwei Gewindebohrungen M 3 in 30 mm Abstand
40	1	Innenleiter; Teil 42a mit Teil 25 zentrisch verschraubt, hartversilbert
41	1	Abstandrohr, Ms-Rohr 8 \times 1 mm, hartversilbert
42	1	Abstimmkondensator, hartversilbert
42a	2	Scheibe, 1 mm Ms-Blech
42b	1	Achse, Ms 3 ϕ \times 50 mm
43	2	Zylinderkopfschraube M 3 \times 25

anordnung. Eine kleine Steigung des Gewindes auf der Kondensator-Achse 42b ist sehr vorteilhaft. Ebenso wie beim Anoden-Topfkreis, ist auch hier durch Beilagen der Einstellbereich des Abstimmkondensators so zu begrenzen, daß der zur Isolation erforderliche Luftabstand der Platten nicht unterschritten wird. Wegen der besseren Abstimm-Möglichkeit ist diese Anordnung besonders zu empfehlen. Alle Einzelteile für die Gitterkreise nach Bild 16 und 19 sind in Tab. III enthalten. Die Bilder 22a und 22b zeigen Ansichten der Geradeaus-Endstufe.

Grundsätzlich läßt sich ein $\lambda/2$ -Gitterkreis auch aus einem etwa 60 mm langen und 5 mm breiten Blechstreifen sowie einem Trimmer aufbauen, dem ein von der Koaxialbuchse kommender Streifen als Koppelschleife genähert wird. Auch die Koppelschleife kann mit einem Trimmer abgestimmt werden. Dieser mit geringstem Aufwand realisierte 435-MHz-Gitterkreis erfordert jedoch eine wesentlich höhere Steuerleistung für die Geradeaus-Endstufe (etwa 25 W).

3. Mechanischer Aufbau (vereinfachte Ausführung)

Für den Aufbau der vereinfachten Endstufen werden nur übliche, jedem Amateur zugängliche Bauelemente verwendet. Teile, die man mit Werkzeugmaschinen, zum Beispiel einer Drehbank, herstellen oder bearbeiten muß, sind nicht erforderlich. Im übrigen wird mit Aluminium-, Kupfer- und Messingblech gebaut. Auf den Einbau teurer Spezialteile wird verzichtet.

3.1 Verdreifacher

Die Schaltungen des Vervielfachers und Geradeaus-Verstärkers entsprechen wieder den Bildern 2 und 3. Auch die schaltungstechnischen Einzelheiten des auf 145 MHz arbeitenden Gitterkreises der Verdreifachstufe bleiben gleich. Sie können aus dem Abschnitt 2.1 entnommen werden.

Bild 23 zeigt die Grundplatte 52. Sie nimmt den Sockel 50 A oder 50 B für die Röhre 4X150A oder 4X150D auf und trägt den Gitter- und Anodenkreis. Die gesamte Anordnung wird wieder auf einem Winkelisenrahmen montiert.

Der teure Spezialsockel für die 4X150A oder 4X150D wird hier durch einen teilweise selbstgefertigten Sockel (Bilder 24 und 25) ersetzt. Im Bild 26 sind neben dem Originalsockel und den Ersatzfassungen noch die von Siemens hergestellten Keramik-Röhrenfassungen „Rel. stv. 149“, „Rel. stv. 40“ und „9 Rel. lp. 18a“ dargestellt, die dem 8poligen Schlüsselsockel nach DIN 41 534 entsprechen. Nur der Originalsockel enthält den Schirmgitter-Klatschkondensator. Für die Ersatzsockel muß er noch besonders angefertigt werden.

Der Ersatzsockel 50 A (Bild 24) besteht aus dem Messingblech-Ring 50a oder einem entsprechenden Rohrstück, das mit dem Flansch 50b zum Ringflansch 50c zusammen gelötet wird. In den Ringflansch klebt man mit vier Trolitulstegen den Keramik-einsatz aus der Röhrenfassung „Rel. stv. 40“ oder den Sockel „9 Rel. lp. 18a“ unter

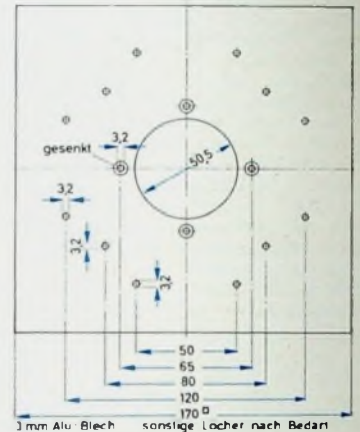
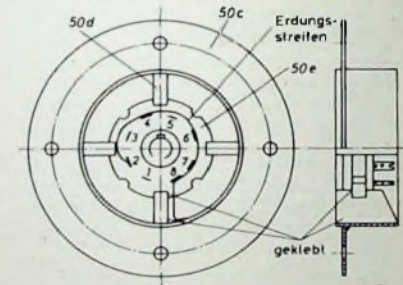


Bild 23 Grundplatte 52 für die vereinfachte Ausführung



Ersatzsockel für die Röhren 4X150A, 4X150D und 4X250B (50A)

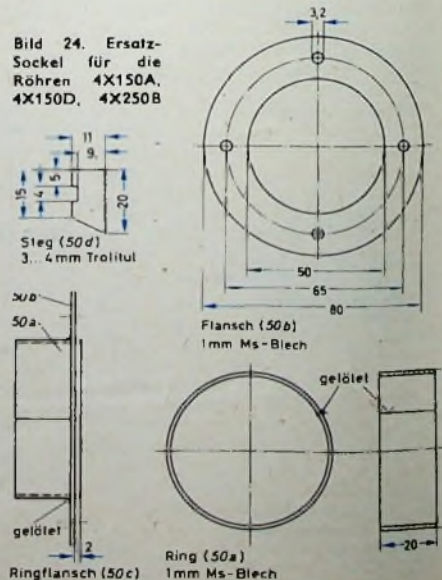




Bild 25 (oben und links). Zweite Ausführung des Ersatzsockels

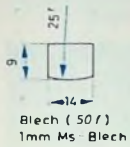
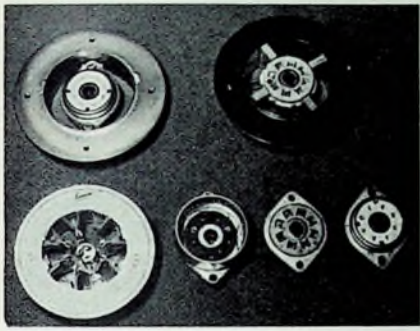


Bild 26 (unten). Original- (links unten) und Ersatzsockel für die Röhren 4X150A, 4X150D und 4X250B sowie Röhrenfassungen „Rel. stv. 40“, „9 Rel. Ip. 18 a“ und „Rel. stv. 149“



Verwendung von „Araldit“ oder „UHU-Plus“-Kleber ist Die Gebrauchsanweisung des Klebers ist genau einzuhalten. Es empfiehlt sich, den geklebten Sockel bei 50... 80° C etwa vier Stunden zu trocknen. Dadurch wird die Festigkeit der Klebestellen erhöht. Die Sockelanschlüsse 2, 4, 6, 7 und 8 werden mit einem Blechstreifen untereinander und mit dem Ringflansch 50c als Masse verbunden. (Hier sei besonders auf den Zwei-Komponenten-Kleber „UHU-Plus“ hingewiesen, der es ermöglicht, nahezu alle Materialkombinationen dauerhaft miteinander zu verbinden. Die Klebmasse auf „Araldit“-Basis ist elektrisch hochwertig. Der Kleber sollte in keiner Amateur-Werkstatt fehlen.)

Nach Bild 25 läßt sich noch ein weiterer Ersatzsockel 50 B herstellen. Die 8polige Röhrenfassung mit Keramikeinsatz „Rel. stv. 149“ wird mit zwei Blechen 50f oder Winkeln im Ringflansch 50c befestigt. Die Sockelanschlüsse 2, 4, 6, 7 und 8 werden

auch hier mit dem Blechflansch des Röhrensockels als Masse verlötet. Der zuletzt beschriebene Sockel 50 B ist besonders wegen der verhältnismäßig preisgünstigen Siemens-Röhrenfassung zu empfehlen. Der Verfasser hat beide Ausführungen aufgebaut und bei 435 MHz mit Erfolg erprobt.

Die Kriech- oder Luftstrecken nach Masse der Schirmgitter-Ringfedern des Originalsockels sind sehr gering. Es wird daher davon abgeraten, die Röhren 4X150A oder 4X150D im Originalsockel an Anode und Schirmgitter über einen Schirmgitter-Vorwiderstand zu modulieren. Bei höheren Modulations-Spitzenspannungen treten Überschläge an den geringen Luftstrecken auf. Der in den Bildern 27 und 28 dargestellte Schirmgitter-Klatschkondensator hat genügend große Luftstrecken, so daß damit gegen eine Anodenmodulation in gewohnter Weise keine Bedenken bestehen. Diese wird allerdings von den Röhrenherstellern nicht empfohlen.

Nach der Montage des Sockels 50 A oder 50 B auf der Grundplatte 52 werden in der im Bild 27 gezeigten Reihenfolge eine Glimmerscheibe 51b, der Federring 51c, eine zweite Glimmerscheibe 51b und zuletzt der Flansch 51a mit Teil 52 verschraubt. Vor dem endgültigen Anziehen der Befestigungsschrauben setzt man die Röhre ein und zentriert damit die Teile des Klatschkondensators. Auf zentrische Lage der Glimmerscheiben ist besonders zu achten.

Sowohl für den Schirmgitter- als auch den Anoden-Klatschkondensator sollte wegen der hohen Dielektrizitätskonstante und der besseren elektrischen und mechanischen Festigkeit nach Möglichkeit Glimmer verwendet werden. Große Glimmerstücke sind allerdings teuer. Man kann nun auch an Stelle von Glimmerscheiben mehrere Lagen Triacetat- oder Teflon-Folie aufeinanderlegen. Glimmer oder Glimmerprodukte, wie „Samica“, „Mikanit“ usw., liefern zum Beispiel unter anderem die Firmen Dielektra, Porz an Rhein, Possehl, Hamburg, und Pfeiffer, Hamburg. In den Mustergeräten wurde an allen Stellen My-Folie von Siemens verwendet.

Der Anoden-Topfkreis wird nach Bild 29 aufgebaut. Er entspricht im wesentlichen den Bildern 6 und 9. Nur für die Abstimmkondensatoren wurde eine einfachere Konstruktion gewählt. Der Außenleiter 53 (Bild 30) ist bei dieser vereinfachten Aus-

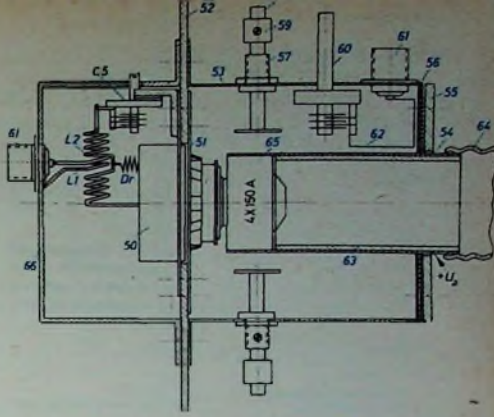


Bild 29. Schnittzeichnung der vereinfachten Verdreifacherstufe von 145 auf 435 MHz (die Teile 60, 61 und 62 wurden wegen der besseren Übersicht in der Schnittebene gezeichnet)

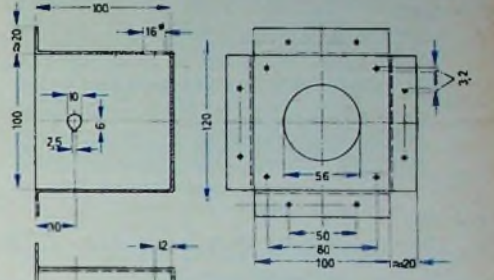


Bild 30. Außenleiter 53 des Anoden-Topfkreis der vereinfachten Stufen

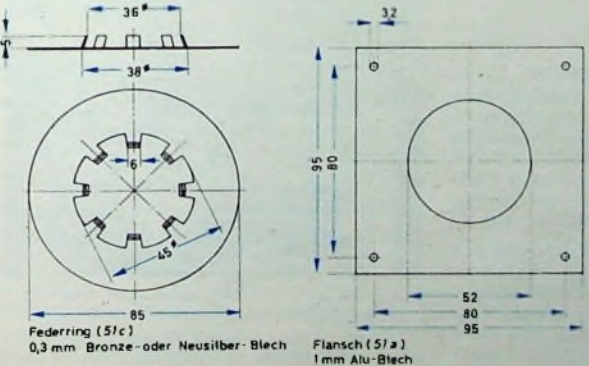
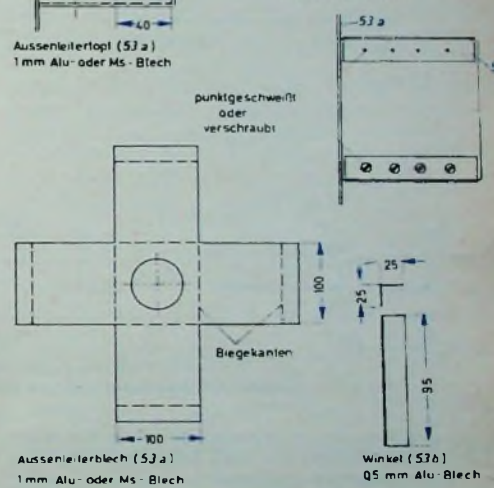


Bild 28. Schirmgitter-Klatschkondensator 51 und Ersatzsockel 50 A (oben) sowie Ersatzsockel 50 B (unten)



führung aus einem kreuzförmig zugeschnittenen Alu- oder Ms-Blech gebogen und an den Kanten verlötet oder mit kleinen Winkeln vernietet, gepunktet oder verschraubt. Die nach innen kommende Seite sollte möglichst glatt (eventuell poliert) sein und keine Kratzer aufweisen. Im Mustergerät wurde ein Alu-Außenleiter eingebaut, dessen Kanten teils innen, teils außen mit Alu-Winkeln durch Punktschweißen „abgedichtet“ waren. Falls dünnes Ms-Blech zur Verfügung steht, lassen sich die Kanten leicht lötten. Der rechteckige Ms-Außenleiter kann außerdem noch hartversilbert werden.

In den Außenleiter werden die Abstimm- und Koppellemente (Bild 31) eingebaut. Zur Frequenzabstimmung des $\lambda/4$ -Anoden-Topfkreis dienen wieder zwei Kreis-scheibenkondensatoren. Bei kleinen Kapazitäten kann man auf eine plane Gegenplatte auf dem Innenleiter verzichten. Die

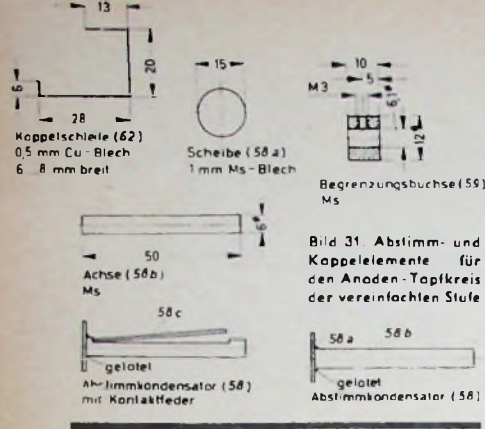


Bild 31. Abstim- und Koppel-elemente für den Anoden-Topfkreis der vereinfachten Stufe

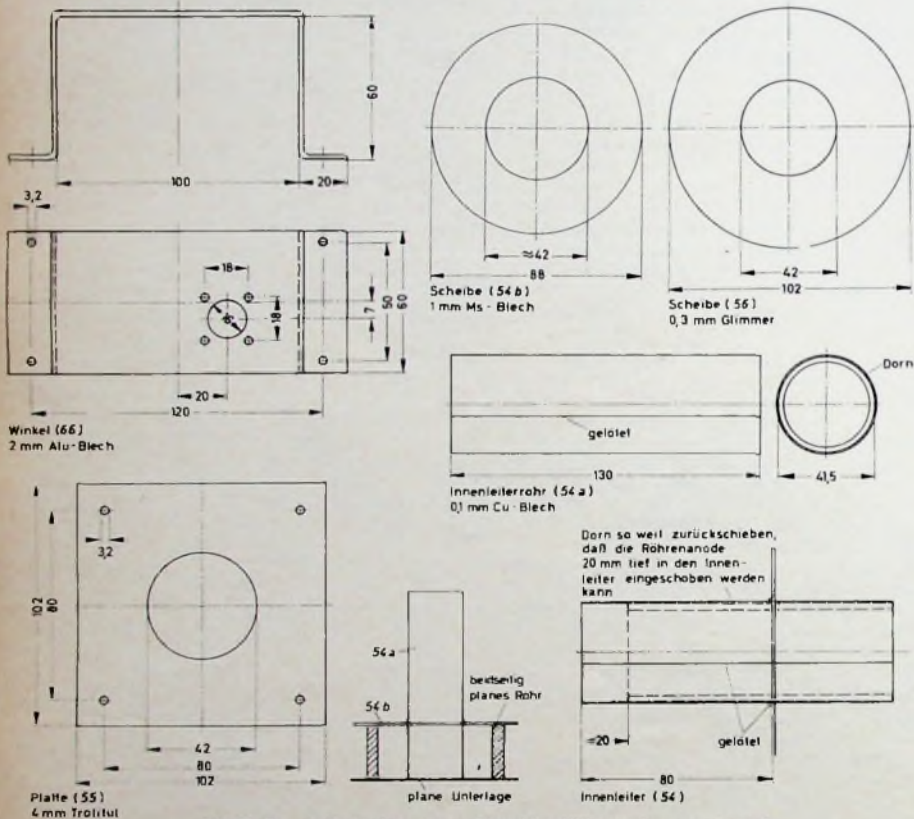


Bild 32. Einzelteile des Innenleiters 54 und Löt-Hilfsvorrichtung sowie Maßskizzen der Trolitulplatte 55, der Glimmerscheibe 56 und des Winkels 66

Abstimmkondensatoren bestehen aus Messingscheiben, die auf 6-mm-Ms-Potentiometerachsen aufgelötet sind. Als Lager werden Gewindebuchsen aus defekten Potentiometern verwendet. Damit die Achsen in den Buchsen besseren Kontakt geben, kann man einen Bronzefederdraht an einer flachgefalten Achsstelle anlöten. Auch andere Konstruktionen, wie zum Beispiel bei Bananensteckern, sind möglich.

Für den Innenleiter 54 (Bild 32) sind verschiedene Konstruktionen möglich. Ist kein geeignetes Rohr vorhanden, so kann man ein Innenleiterrohr aus dünnem, hartem Cu-Blech biegen. Für das Mustergerät wurde das Innenleiterrohr 54a aus 0,1 mm dickem Cu-Blech hergestellt. Die Topf-Abschlußscheibe 54b kann aus Ms- oder Cu-Blech geschnitten werden. Um ein Wasserleitungsrohr mit etwas kleinerem Durchmesser als der Innenleiter wird so lange Papier und Aluminiumfolie gewickelt, bis der Anodendurchmesser der Röhre 4X150A erreicht ist. Auf diesen Dorn kann man dann die Cu-Folie in etwa 2...3 La-

gen aufwickeln und durch eine Naht zu einem Rohr verlöten. Vor der Fertigstellung der Löt-naht schiebt man die Scheibe 54b auf das Rohr 54a und verlötet beide Teile mit Hilfe eines zweiten, beidseitig planen Rohres als Auflage. Der als Löhlfülhilfe hergestellte Rohrdorn bleibt zur Versteifung und Erhaltung der Form in dem Innenleiter. Die mehrlagige Innenleiter-Folie federt in sich und gibt so genügend Kontakt mit dem Radiator der Röhrenanode.

Auch ein passendes dünnwandiges Ms- oder Cu-Rohr kann als Innenleiter verwendet werden. Weicht der Durchmesser von den Werten der Zeichnung ab, dann muß man den Topf entsprechend umrechnen [4]. Steht eine Drehbank zur Ver-



Bild 33. Außenleiter 53 komplett

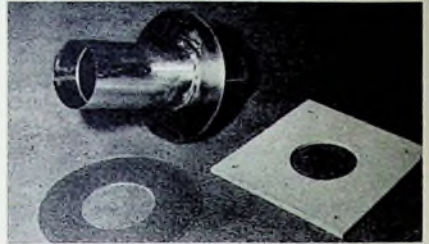


Bild 34. Innenleiter 54 mit Glimmerscheibe 56 und Trolitulplatte 55



Bild 35. Anoden-Topfkreis der vereinfachten Stufe

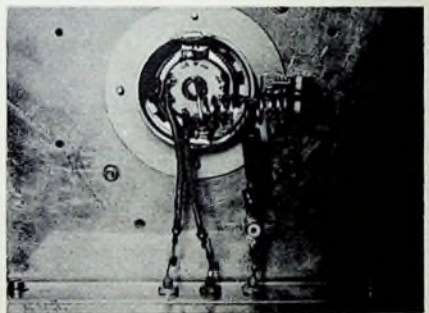


Bild 36. Grundplatte mit 145-MHz-Gitterkreis der vereinfachten Verdreifachstufe

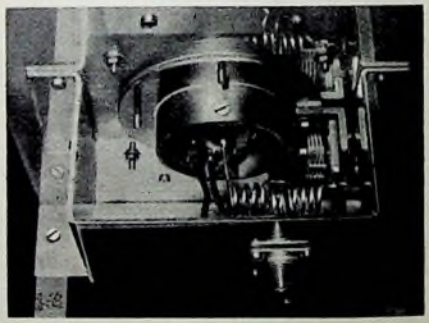


Bild 37. Grundplatte mit dem kompletten Gitterkreis für den Verdreifacher

fügung, so kann auch ein Innenleiter ähnlich Teil 3 in den Bildern 9 und 11 hergestellt werden. Wenn die Innenleitermaße abweichen, sind die Topfboden-Bohrungen sowie die Bohrungen in den Teilen 54b, 55 und 56 so zu ändern, daß genügend Luft- und Kriechstrecken (für die modulierte Anodenspannung) gegen Masse verbleiben.

Zwischen den Außenleiter-Boden und den Innenleiter-Flansch wird die Glimmerscheibe 56 gelegt und der Innenleiter mit der Trolitulplatte 55 im Außenleiter zentriert. Vor dem Zusammenbau des kompletten Anoden-Topfkreises mit der Grundplatte 52 ist die Röhre einzusetzen.

Zur Montage der Koppel- und Abstimm-elemente des Verdreifacher-Gitterkreises enthält Bild 32 noch den Winkel 66. Die Einzelteile des Gitterkreises nach Abschnitt 2.1 sind entsprechend Bild 2, 8, 36 und 37 einzubauen und zu schalten. Die Bilder 33-38 zeigen Einzelheiten des Anoden- und Gitterkreises sowie Ansichten der vereinfachten Verdreifachstufe. Alle Teile des Verdreifachers (ohne die

des Gitterkreises) einschließlich der Grundplatte sind in Tab. IV zusammengestellt.

3.2 Geradeaus-Verstärker
Die vereinfachte Geradeaus-Verstärkerstufe zeigen die Bilder 39, 40 und 41. Der Gitterkreis ist in diesem Falle kein Topfkreis, sondern ein offener $\lambda/2$ -Leitungskreis. Der Innenleiter besteht aus einem Blechstreifen mit der Breite b , der Außenleiter aus zwei Blechstreifen, die im Abstand $D/2$ zum Innenleiter parallellaufen.

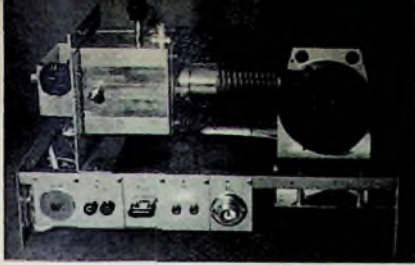


Bild 38 Gesamtsicht der vereinfachten Verdreifacherstufe

Da der Wellenwiderstand eines derartigen Leitungskreises vom Abstand D und der Breite b [5] abhängt, wurde die Breite b des Innenleiters so gewählt, daß sich wie beim konventionellen Geradeaus-Verstärker für den Gitterkreis ein Wellenwiderstand von $Z = 80$ Ohm ergibt

Der Außenleiter 69 (Bild 42) besteht aus einem U-förmigen Alu-Blech, das die Abstim- und Koppellemente (eine Koaxialbuchse 61, den Trimmer 74 und den Abstimmkondensator 68 mit den Buchsen 57 und 59 trägt. Der Innenleiter 67 wird im Außenleiter durch die Abstandsplatte 73 gehalten. An dem Innenleiter ist der Blechstreifen 67b angelötet, der zusammen mit dem Scheibenkondensator 68 die Ab-

Bild 39. Vereinfachter Geradeaus-Verstärker für 435 MHz (die Teile 60, 61 und 62 des Anoden-Topfkreises wurden wegen der besseren Übersicht in der Schnitt-ebene gezeichnet) ▶

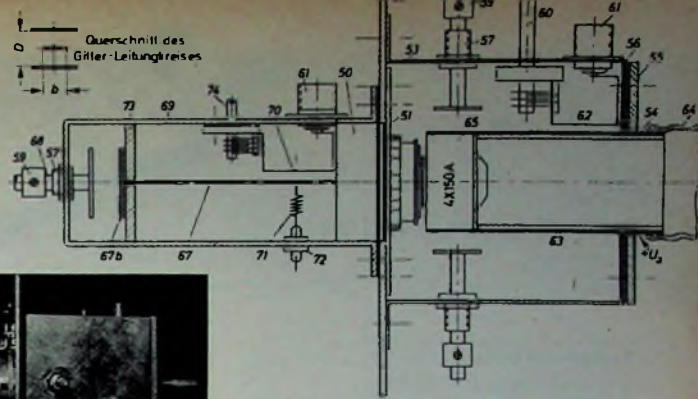
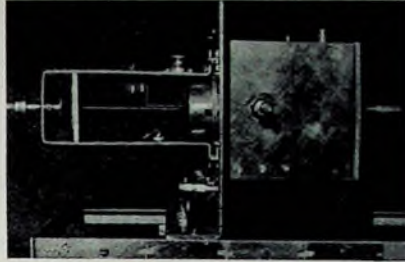


Bild 40 (unten). Gesamtansicht der vereinfachten Geradeaus-Endstufe



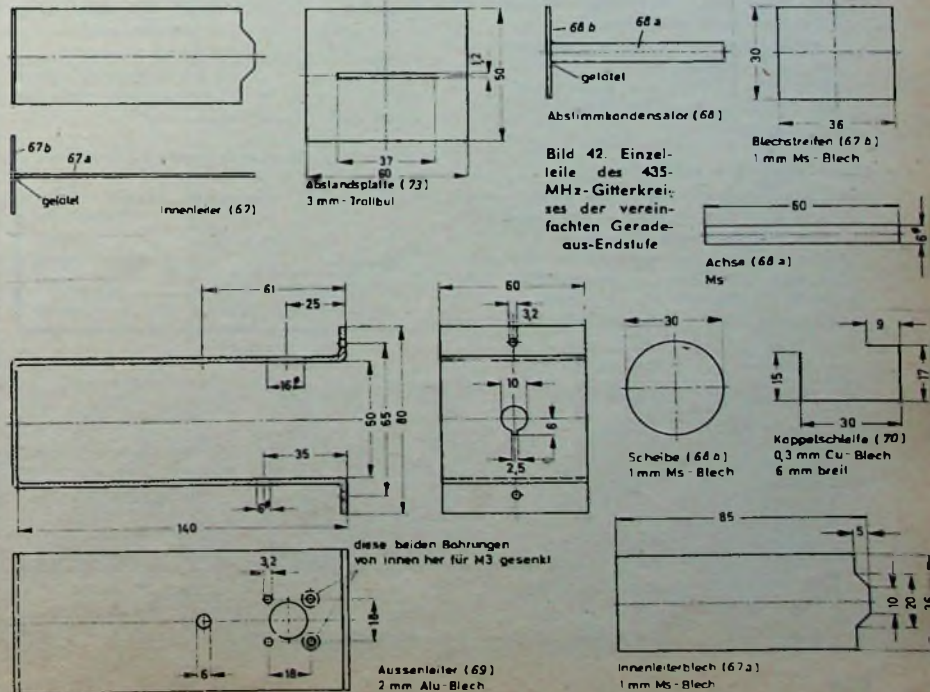
stimmkapazität des $\lambda/2$ -Leitungskreises bildet. Im Strombauch erfolgt die Gitterableitung über die Drossel 71 und den Durchführungskondensator 72. Der Trimmer 74 ist nicht unbedingt erforderlich, jedoch erleichtert er die Anpassung des Steuerkabels. Wird auf den Trimmer verzichtet, so verschraubt man (ähnlich wie im Bild 16) die Koppelschleife direkt mit dem Außenleiter. Die vom Anoden-Topfkreis kommende Gebläse-Kühlluft kann auf den beiden offenen Seiten des Leitungskreises ungehindert austreten.

Die Steuerleistung zur Ansteuerung des Geradeaus-Verstärkers über einen offenen Leitungskreis ist wegen der Energieabstrahlung etwas höher (rund 15 W) als beim geschlossenen Topfkreis der konventionellen Stufe nach Bild 16. Abweichend von der Original-Geradeaus-Endstufe nach Bild 39, können auch andere Leitungskreise [5] oder Topfkreise eingesetzt werden. Wird mit einem Topfkreis gearbeitet, so ist für die Ableitung der Kühlluft zu sorgen. Die Einzelteile des $\lambda/2$ -Gitter-Leitungskreises enthält Tab. V.

(Wird fortgesetzt)

Welteres Schrifttum

[5] ● Meinke, H. H., u. Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenz-technik, Berlin 1956, Springer



Tab. V. Stückliste für den vereinfachten 435-MHz-Gitter-Leitungskreis

Teil	Anzahl	Bezeichnung, Material, Bearbeitung, Oberfläche, Hersteller
66	1	Winkel, 2 mm Alu-Blech
67	1	Innenleiter
67a	1	Innenleiterblech, 1 mm Ms-Blech
67b	1	Blechstreifen, 1 mm Ms-Blech
68	1	Abstimmkondensator
68a	1	Achse, Ms $\varnothing 6 \times 60$ mm
68b	1	Scheibe, 1 mm Ms-Blech
69	1	Außenleiter, 2 mm Alu-Blech
70	1	Koppelschleife, 0,5 mm Cu-Blech, 6 mm breit
71	1	Drossel (s. Teil 32 in Tab. III)
72	1	Durchführungskondensator, 1 nF
73	1	Abstandsplatte, 3 mm Trolitul
74	1	Trimmer, 3 · 14 pF

Tab. IV. Stückliste für den vereinfachten 435-MHz-Anoden-Topfkreis

Teil	Anzahl	Bezeichnung, Material, Bearbeitung, Oberfläche, Hersteller
50	1	Röhrenfassung
50a	1	Ring, 1 mm Ms-Blech
50b	1	Flansch, 1 mm Ms-Blech
50d	4	Ausführung A: Steg, 3 · 4 mm Trolitul
50e	1	Röhrensockel „Rel. stv. 40“ oder „9 Rel. sp. 18a“ (Siemens)
50f	2	Ausführung B: Blech (oder Winkel), 1 mm Ms-Blech
50g	1	Röhrensockel „Rel. stv. 149“ (Siemens)
51	1	Klatschkondensator
51a	1	Flansch, 1 mm Alu-Blech
51b	2	Scheibe, 0,3 mm Glimmer
51c	1	Federring, 0,3 mm Bronze- oder Neusilber-Federblech
52	1	Grundplatte, 3 mm Alu-Blech
53	1	Außenleiter
53a	1	Außenleiterblech, 1 mm Alu- oder Ms-Blech
53b	4	Winkel, 0,5 mm Alu- oder Ms-Blech
54	1	Innenleiter
54a	1	Innenleiterrohr, 0,1 mm Cu-Folie
54b	1	Scheibe, 1 mm Ms-Blech
55	1	Platte, 4 mm Trolitul
56	1	Scheibe, 0,3 mm Glimmer
57	2	Buchse (aus defektem Potentiometer)
58	2	Abstimmkondensator
58a	2	Scheibe, 1 mm Ms-Blech
58b	2	Achse, Ms $\varnothing 6 \times 60$ mm
58c	2	Kontaktfeder, 1 mm Neusilber- oder Bronze-Federdraht
59	2	Begrenzungsbuchse, Ms- oder St-Rohr 12 x 3 mm
60	1	Trimmer Drehkondensator „220A“ (Hopl), 2 · 25 pF; Platten bis auf 2 Stück im Stator und Rotor entfernen
61	1	Koaxialbuchse (Spinner, Hoerberlein); Innenleiter kürzen
62	1	Koppelschleife, 0,5 mm Cu-Blech, 6 mm breit
63	1	Dorn für Innenleiter
64	1	Gummischlauch, etwa 40 mm Innendurchmesser (Fahrradschlauch)
65	1	Röhre 4X150A oder 4X150D

Tiefpaßfilter für Amateursender

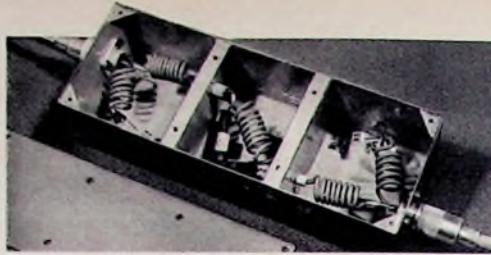


Bild 2. Innenansicht des geöffneten Tiefpaßfilters

Technische Daten

- Wellenwiderstand: 52 Ohm
- Grenzfrequenz f_g : 36 MHz
- Abgleichfrequenzen: $f_1 = 25,5$ MHz,
 $f_2 = 32,5$ MHz
- Dämpfung: bei 44,4 MHz etwa 40 dB,
bei 160 MHz etwa 80 dB

Um bei Amateursendern die Ausstrahlung von Harmonischen über die Antenne zu vermeiden, ist das Zwischenschalten eines Tiefpaßfilters (Bild 1) ratsam. Es hilft beispielsweise, Störungen im VHF-Fernsehbereich zu beseitigen, denn es sperrt alle Frequenzen über 36 MHz. Das Tiefpaßfilter

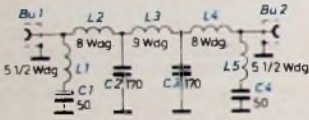


Bild 1. Schaltung des Tiefpaßfilters

ter wird mit niederohmigem Koaxialkabel (Wellenwiderstand 52 Ohm) zwischen Sender und Antennenanpaßgerät geschaltet. Bei der Grenzfrequenz 36 MHz beginnt der Sperrbereich, und bei 44,4 MHz erreicht die Dämpfung etwa 40 dB. Zu höheren Frequenzen hin steigt sie weiter an.

Das Gehäuse (Bilder 2 und 3) besteht aus 0,75 mm dickem verzinktem Eisenblech (Abmessungen 225 x 80 x 65 mm). Die beiden Trennwände, die gleichfalls aus 0,75 mm dickem Eisenblech gefertigt sind und einen Flansch von 10 mm Breite haben, werden in einem Abstand von 72 mm vom äußeren Rand eingelötet. Aus Stabilitätsgründen verwendet man für den Gehäusedeckel 1,5 mm dickes verzinktes Eisenblech. Er wird an Eisenwinkeln von 1,5 mm Dicke und 13 mm Seitenlänge in den Ecken des Gehäuses und an den Flanschen der Trennwände festgeschraubt.

Konstruktive Einzelheiten

Die Spulen L1...L5 werden auf einem Dorn von 11 mm Φ mit 1,5 mm dickem isoliertem Kupferdraht gewickelt. L1 ist an der Koaxialbuchse Bu1 und an einem keramischen Stützisolator, in den eine Telefonbuchse eingeschraubt wurde und den man in der linken unteren Ecke der ersten

Kammer montiert, festgelötet. Von diesem Isolationsstützpunkt führt auch der Glimmerkondensator C1 nach Masse. In die Trennwände sind keramische Durchführungsbuchsen eingesetzt. L4, L5 und C4 sind in der dritten Kammer untergebracht, in der ebenfalls ein keramischer Stützpunkt für C4 und L5 angeordnet ist.

Abgleich

Das Tiefpaßfilter muß richtig abgeglichen werden, bevor man es in der Amateur-Funkanlage einbaut. Dabei bewährte sich folgendes Verfahren:

- 1) Bu1 wird mit einem 10 mm breiten Kupferblechstreifen kurzgeschlossen. Dabei ist zu beachten, daß die Kurzschlußleitung möglichst kurz ist, da man sonst beim Abgleich infolge der Induktivität des Kurzschlußstreifens fehlerhafte Resultate erhält.
- 2) Die Spulen L2 und L4 sind abzulöten. Man koppelt einen Griddipper lose an L1 an und verändert ihre Induktivität durch Zusammenschieben oder Auseinanderziehen der Windungen. Der Serienkreis L1, C1 wird auf Resonanz bei 44,4 MHz abgestimmt. Anschließend gleicht man L5 genauso wie L1 ab. Dabei ist die Buchse Bu2 kurzzuschließen.
- 4) Durch Abgleich von L3 bringt man den Kreis C2, C3, L3 bei $f_1 = 25,5$ MHz auf Resonanz.
- 5) Die Spule L3 und die Kurzschlüsse an den Buchsen Bu1 und Bu2 werden entfernt. Dann lötet man die Spulen L2 und L4 wieder ein und bringt die Kreise C1, L1, L2, C2 sowie C3, L4, L5, C4 durch Abgleich der Induktivität von L2 beziehungsweise L4 bei $f_2 = 32,5$ MHz auf Resonanz. Dann wird die Spule L3 wieder eingebaut, deren Induktivität dabei aber nicht mehr verändert werden darf.
- 6) Zuletzt werden die fertig abgeglichenen Filterzweige mit dem Griddipper überprüft. Bei jeder Spule muß ein Dip bei etwa 36 MHz auftreten.

Einzelteile (über Fachhandel zu beziehen)

- Koaxial-Chassisbuchsen „CD 071“ (Haeberlein)
- Stützisolatoren „300/075“ (RIG)
- Durchführungsbuchsen „311/055“ (RIG)
- Telefonbuchsen „102“ (Zehnder)
- Glimmerkondensatoren (Jahre)

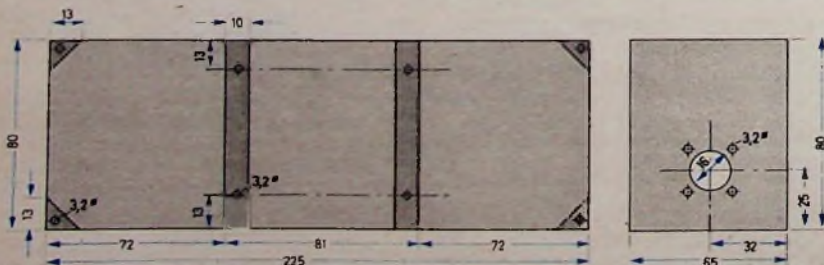


Bild 3. Abmessungen des Filtergehäuses und der Seitenteile

Für Werkstatt und Labor

Elektronisches Testbild

Der Südwestfunk strahlt seit einiger Zeit ein elektronisches Testbild aus (s. Titelbild), mit dessen Hilfe am Fernsehempfänger nachstehend aufgeführte Prüfungen möglich sind.

Auf dem Bildschirm

Größe und Lage lassen sich nach dem Gittermuster einstellen. Beim gesendeten Bild verhält sich Höhe : Breite wie 3 : 4 ($13\frac{1}{2}$: $18\frac{1}{2}$ Quadratkanten). Hat die Bildmaske aber das heute übliche Seitenverhältnis 4 : 5, dann wird ein Ausschnitt von 13 waagerechten und gut 16 senkrechten Gitterlinien empfohlen.

Geometrie. Zu ihrer Einstellung dienen die senkrechten und waagerechten geraden Gitterlinien, die daraus gebildeten Quadrate gleicher Größe und die Kreisfigur. Es empfiehlt sich, nach der Betrachtung im gewohnten Querformat die Geometrie des Schirmbildes auch im Hochformat zu prüfen.

Kontrast und Helligkeit sollen nach der Grautreppe eingestellt werden. Bei guter Gradation sind die zwischen Schwarz und Weiß abgestuften 10 Felder deutlich voneinander zu unterscheiden. Weiß und Schwarz finden sich außerdem in den oberen und unteren Kreisabschnitten.

Schärfe (= Auflösung) läßt sich nach dem Kontrast der Frequenzlinien beurteilen. Mangelnde Schärfe zeigt sich als Abnahme des Kontrastes oder gar als Verschwinden der Linien.

Überschwingen kann im Schwarz/Weiß- oder Weiß/Schwarz-Balken erkannt werden. Vor oder nach der senkrechten Trennungslinie zeigt sich eine Betonung der Kontur (Plastik). Bei starkem Überschwingen werden weitere helle und dunkle senkrechte Linien sichtbar. Größere Bildhelligkeit läßt die Erscheinungen im Schwarzen, geringere Helligkeit im Weißen besser erkennen.

Fahnenziehen wird im Schwarz/Weiß-Balken als Übergreifen des schwarzen Balkens in den weißen sichtbar oder im Weiß/Schwarz-Balken sinngemäß umgekehrt.

HF-Störungen zeigen sich oft besonders deutlich in den Frequenzlinien als meistens schräge unruhige Linien (Mofree).

Reflexionen können in der Umgebung der senkrechten Gitterlinien gedeutet werden: Der Abstand zwischen direktem und reflektiertem Bild, verglichen mit der Streifenbreite der Frequenzlinien, gibt Aufschluß über die Entfernung zwischen reflektierender Fläche (Haus, Berg usw.) und Antenne. 1 MHz: 150 ... 300 m / 2 MHz: 75 ... 150 m / 3 MHz: 50 ... 100 m / 4 MHz: 38 ... 75 m.

Im Zeilenoszillogramm

Einschwingverhalten. Der Schwarz/Weiß-Sprung bei der 11. senkrechten Gitterlinie und der Weiß/Schwarz-Sprung bei der 9. senkrechten Gitterlinie geben Aufschluß über die Einschwingvorgänge (z. B. Überschwingen, Verschleifungen).

Amplitudengang bei höheren Frequenzen zeigt sich als unterschiedliche Spitze/Spitze-Entfernung der Sinusschwingungen 1-2-3-4-5 MHz. Die Spitzen von 1 MHz liegen auf der Höhe der 1. bzw. 8. Treppenstufe. Mit kleiner werdenden Amplituden bei hohen Frequenzen verringert sich die Schärfe des Bildes.

Linearität der Übertragungskennlinie (Gradation). Bei gleicher Stufenhöhe der Grautreppe werden die Grauwerte des Bildes richtig wiedergegeben. Flachere Stufen bedeuten zu kleine Graunterschiede, steilere Stufen zu große Graunterschiede.

Rauschen. Ungewöhnlich dicke und ausgefranste waagerechte Oszillogrammlinien zeigen höherfrequente Störsignale an (Rauschen, HF-Überlagerungen).

Transistorisierung in Verstärkerzentralen

Dort, wo der Transistor Vorteile bringt, wird er in letzter Zeit in verstärktem Maße eingesetzt. Die Umstellung von Elektronenröhren auf Transistoren erfolgt bei der Industrie wohl zögernd, aber stets sinnvoll. Ein gutes Beispiel hierfür ist ein neues Programm an transistorisierten Geräten für Verstärkerzentralen, das jetzt von Telefunken vorgestellt wird.

Es ist üblich, daß die für Verstärkerzentralen notwendigen Geräte in bausteinartiger Form mit gleichen Abmessungen ausgelegt werden. Vergleicht man nun in nebenstehender Tabelle die Abmessungen der bisherigen röhrenbestückten Baugruppen mit den Abmessungen der jetzt mit Transistoren ausgerüsteten Baugruppen, dann tritt sehr deutlich die Verminderung des Raumbedarfs hervor. Die röhrenbestückten Baugruppen hatten gegenüber den neuen Ausführungen ein 2,1...4,6-faches Volumen. Bei den Gewichten sind Verminderungen zwischen 1:1,4...3 festzustellen. Noch krasser ist die Einsparung bei der Leistungsaufnahme, die im Mittel etwa bei 1:14 liegt.

Richtlinie bei der Entwicklung dieser „V 600“-Reihe war, daß die technischen Werte denen der bisher mit Röhren bestückten Baugruppen entsprechen mußten. Die Daten gehen aus der Tabelle hervor. Die Reihe besteht aus sieben, weitgehend in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführten Geräten.

Mikrofon-Vorverstärker „V 610“: Der neue Vorverstärker enthält einen Flachbahnregler, während der röhrenbestückte Vorläufer „V 100“ ein Drehpotentiometer hatte. Die Bedienung ist dadurch jetzt handlicher, und auf umfangreichen Mischpulten ist die Übersicht nun besser. Die fünfstufige Schaltung enthält die Transistoren 3 X OC 603, OC 604 und AC 105. Eine von der Stellung des Schieberegler abhängige Gegenkopplung sorgt dafür, daß besonders große Eingangspegel (bis zu 40 dB über Nennpegel) ohne unzulässige Verzerrungen verarbeitet werden können. Die Ausgangsstufe mit dem Transistor AC 105 ist ebenfalls mit einer reichlich dimensionierten Spannungsgegenkopplung über den Ausgangstransformator und über drei Stufen hinweg so ausgelegt, daß ein geringer Innenwiderstand und ein außerordentlich kleiner Klirrfaktor erreicht wurden.

Mischverstärker „V 611“: Jetzt ebenfalls mit Flachbahnregler; die fünfstufige Schaltung

Aussteuerungsmesser „V 614“: Die anzuzulegende Modulation wird in dem Vorverstärker von 0,5 auf etwa 3,75 V verstärkt, in einer Spannungsverdoppler-Schaltung gleichgerichtet und über eine Diode logarithmiert. Auf dem Anzeigenelement ergibt sich somit eine angenähert logarithmische Skala. Mit Hilfe eines Transistors, der die Logarithmierung erst nach etwa 50 ms wirksam werden läßt, erhält das Meßwerk eine Beschleunigungsspannung, so daß Impulse mit der Amplitude von 100 % und einer Dauer von 80 ms noch zu etwa 90 % angezeigt werden.

Abhörverstärker „V 631“: Die elektrische Schaltung setzt sich aus einem Vorverstärker, einer Treiberstufe und einer Gegenakt-Erststufe, die mit den Leistungstransistoren OD 603 bestückt ist, zusammen. Ein NTC-Widerstand in der gemeinsamen Emitterleitung der Leistungstransistoren hält den Arbeitspunkt auch bei großen Temperaturschwankungen. Mit einer kräftigen Gegenkopplung über alle Stufen hinweg vom Ausgangsrafo ist ein nahezu linearer Frequenzgang von 40...15 000 Hz gewährleistet.

Kommandoverstärker „V 632“: Ebenfalls jetzt mit Flachbahnregler; mit Hilfe eines zusätz-



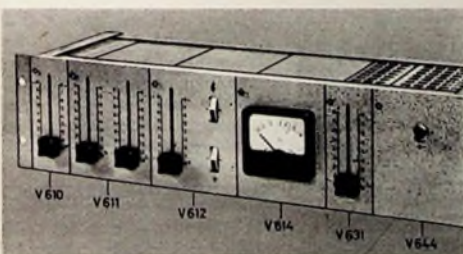
Geräte der „V 600“-Reihe in einem Mischpult

lichen Vorverstärkers und durch verschiedene andere Maßnahmen wurde eine Eingangsempfindlichkeit von 1 mV erreicht.

Netzanschlußgerät „V 644“: Das Gerät ist mit einer Zenerdiode und zwei Transistoren (OC 602 spez., OD 603) bestückt. Da die U_c/I_h -Kennlinien der in Serie zum Verbraucher geschalteten Transistoren „Pentoden-Charakteristik“ haben, konnte die Brummspannung trotz sparsamer Siebmittel sehr klein gehalten werden. Aus einem Netzgerät „V 644“ lassen sich bis zu 15 Vorverstärker beziehungsweise ein Abhör- oder Kommandoverstärker und fünf Vorverstärker speisen. Für Sonderaufgaben steht noch eine Wechselspannung von 6,3 V mit max. 0,3 A zur Verfügung.

Technische Daten der „V 600“-Reihe

Transistorverst.-Typ: (Röhrenverst.-Typ.)	Zulässige Umgebungstemperatur: -20°...+45° C						
	V 610 (V 100)	V 611 (V 101)	V 612 (V 102)	V 614 (V 104)	V 631 (V 204)	V 632 (V 301)	V 644 —
1. Versidikerfunktion	Mikrofonverst.	Mischverst. a) Misch. b) Absp.-G.	Summenverst., m Entzerrer	Tonmesser	4-W Abhörverst.	4-W Kommandoverst.	Netzteil für Transistorverst.
2. Nenneingangsspannung 1 V Ausgangsspannung Quellwld. 200 Ω [mV]	0,5	a) 0,5 b) 320	50	500 für 100% Anzeige	500	1	
3. max. Eingangsspannung Verzerrung wie 6) [mV]	50	a) 50 b) 7000	5000		5000	50	
4. Eingangswiderstand 40...20000 Hz [Ω]	> 200	a) > 200 b) 500000	> 400	> 1500	> 1500	> 200	
5. Verstärkung bei 1 kHz Regler voll auf [dB]	66	a) 66 b) 10	24 (48)				
6. Nennausgangsspannung 200 Ω [V] K ₈₀ ...10000 Hz ≤ 0,5%	1	1	1		4 V an 4 Ω K _{ges} < 3%	4 V an 4 Ω K _{ges} < 10%	12 V ± 10% max 1 A
7. max. Ausgangsspannung K ₈₀ ...10000 Hz ≤ 5% [V]	> 3,5	> 3,5	> 3,5				
8. Ausgangswiderstand [Ω]	< 60	< 60	< 60		< 2	< 4	< 0,8
9. Frequenzgang abweichg. 3 dB	40 u. 20000 Hz	40 u. 20000 Hz	40 Hz 15000 Hz ±15dB ±15dB	30 u. 20000 Hz	40 u. 15000 Hz	150 u. 15000 Hz	
10. Geräuschspannungswert bez. auf Eing. Regler voll auf [µV]	< 1	a) < 1 b) < 600 (100)	< 4		< 20 < (90)	< 0,75	
11. Geräuschspannungswert am Ausgang Regler zu [mV]	< 0,3	< 0,3	< 0,08 < (0,3)		< 0,15 < (0,7)	< 0,6	< 10
12. Abmessungen (Einbau) b x h x l [mm]	47x134x142 (95x202x220)	95x134x162 (95x202x220)	95x134x162 (95x202x220)	95x134x162 (95x202x220)	47x134x162 (95x202x240)	95x134x162 (95x202x240)	95x134x162 (95x202x240)
13. Volumen [Liter]	1 (4,2)	2 (4,2)	2 (4,2)	2 (4,2)	1 (4,6)	1 (4,6)	2 —
14. Gewicht [kg]	1,1 (3,3)	1,4 (3,3)	1,8 (3,3)	1,4 (3,1)	1,3 (3,1)	1,4 (3,1)	2,3 —
15. Leistungsaufnahme bei 12 V- (220 V~) [W]	0,85 (18)	0,85 (18)	0,85 (18)	0,85 (18)	4 W bei Vollausst. Musik (40)	4 W bei Vollausst. Sprache (40)	< 25



Die „V 600“-Reihe in einem Einbaugestell

enthält die Transistoren 4 X OC 603, OC 604 und AC 105. Ein gegenüber dem „V 610“ mehr eingesetzter Transistor OC 603 dient im wesentlichen zur Anpassung an den hochohmigen Quellwiderstand von Plattenspielern, Tonband- und Rundfunkgeräten. Die Gegenkopplungen entsprechen denen des „V 610“.

Summenverstärker „V 612“: Auch hier wurde das Drehpotentiometer des Vorläufers „V 102“ durch einen Flachbahnregler ersetzt. Das Gerät ist mit einem Aktiv-Entzerrer für getrenntes Anheben und Absenken der Höhen und Tiefen ausgerüstet. Die Einstellung des stufenlos regelbaren Frequenzganges erfolgt über zwei Drehpotentiometer. Die hinter dem Entzerrer angeordneten Verstärkerstufen entsprechen in Aufbau und Schaltung dem „V 610“.

Antennenrotor mit automatischer Abschaltung

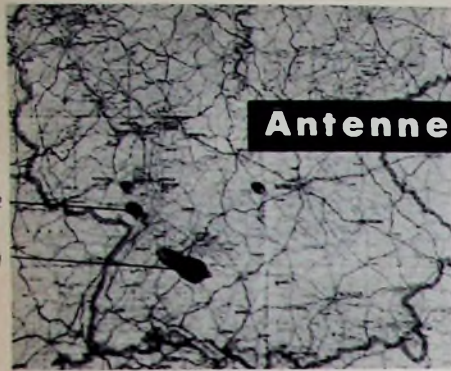


Bild 1. Steuergerät, auf eine Landkarte montiert; 1 Standort mit Richtungswähler, 2 Starttaste

Wegen der zunehmenden Belegung der UKW- und Kurzwellenbänder werden gerichtete Aussendung und Empfang immer mehr angewendet. Auf diese Weise lassen sich oft die verschiedenen Störungen (QRM, richtungsabhängiges QRN, Kraftfahrzeug- und Maschinenstörungen usw.) beseitigen oder wenigstens abschwächen. Dazu braucht man eine in beliebiger Richtung einstellbare drehbare Antenne. Bei einfachen Anlagen wird der Motor, der die Antenne dreht, so lange von Hand eingeschaltet, bis sich die gewünschte Richtung eingestellt hat. Die Drehbewegung läßt sich zum Beispiel an einem in Grad geeichten Instrument anzeigen. Die im folgenden beschriebene Anlage arbeitet automatisch. Man braucht nur die gewünschte Richtung mit einem Richtungswähler einzustellen und eine Starttaste zu drücken. Dann läuft der gesamte Einstellvorgang bis zur Abschaltung des Motors automatisch ab. Dabei kann der Richtungswähler in eine Landkarte so eingelassen werden, daß man lediglich einen Zeiger in die Richtung des gewählten Ortes stellen muß (Bild 1).

Schaltung

Die Prinzipschaltung einer derartigen Anordnung zeigt Bild 2. Dem Mast und der Bedienungsstelle ist je ein Potentiometer

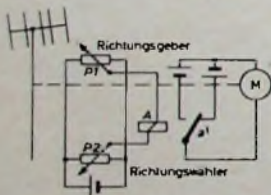


Bild 2. Prinzipschaltung des Antennenrotors

zugeordnet, deren Anfangs- und Endanschlüsse parallelgeschaltet sind, so daß sich eine Brückenschaltung ergibt. Zwischen den beiden Schleifern liegt ein polarisiertes Umschaltrelais mit Mittelstellung. Wird nun mit P 2 eine bestimmte Richtung gewählt, so tritt zwischen den Schleifern von P 1 und P 2 eine Spannung auf, deren Höhe von der Richtungsdivergenz von Wähler und Geber abhängt. Das Relais zieht dann in einer Richtung an und schaltet den Motor ein. Der Motor dreht nun den Mast so, daß die Spannung zwischen den Schleifern von P 1 und P 2 verschwindet und das Relais abfällt.

Diese einfache Ausführung hat aber den Nachteil, daß die Auflösungsgenauigkeit und die Belastbarkeit des Relais nur gering sind. Um nun trotzdem nicht auf die genannten Vorteile verzichten zu müssen, wurde das polarisierte Relais durch einen

polaritätsempfindlichen Gleichstromverstärker ersetzt. Dabei schied eine Gegentaktschaltung wegen des zu großen Aufwandes aus. Es wäre auch möglich, mit Transistoren eine richtungsabhängige Geschwindigkeitsregelung durchzuführen, die einen sehr weichen Einlauf der Antenne sicherstellt. Bei Verzicht auf diese Eigenart wurde eine indirekte Steuerung mit zwei Relais (für Rechts- und Linkslauf) gewählt (Bild 3).

Zur richtungsabhängigen Steuerung des Motors liefert der Verstärker drei Informationen: Linkslauf, Stop und Rechtslauf.

Benutzung eines Kleintransformators für die Stromversorgung ist auch eine Trennung von Motor- und Verstärkergleichrichter empfehlenswert, um Rückwirkungen

Wickeldaten des Transformators und der Spulen

Tr 1: Kern EI 60; $w_1 = 2060$ Wdg. 0,15 mm CuL, $w_2 = 280$ Wdg. 0,4 mm CuL, $w_3 = 150$ Wdg. 0,35 mm CuL
L 1, L 2: Bifilardrossel, 2X50 Wdg. 0,5 mm CuL auf Schalenkern „D 25/16“ (Valvo)

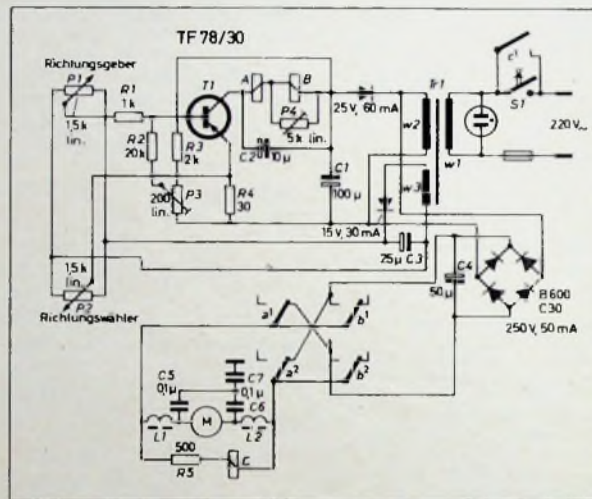


Bild 3. Vollständige Schaltung des Antennenrotors mit automatischem Ablauf des Einstellvorganges

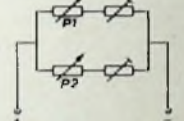


Bild 4. Zusätzliche Trimpotentiometer zum Feinabgleich der Brückenschaltung

Da normale Relais aber nur zwei Betriebslagen haben, nämlich Ruhe- und Arbeitslage, erhält der Transistor T 1 eine zusätzliche Vorspannung, so daß ein Ruhestrom (bei der Brückenspannung Null) von 8 mA fließt. Dabei zieht Relais A an und unterbricht mit a^1 und a^2 den Motorstromkreis. Wird jetzt der Richtungswähler verstellt, so erhöht oder verringert sich je nach der Polarität der Brückenspannung der Kollektorstrom von T 1. Erhöht sich der Kollektorstrom (negative Brückenspannung), so spricht Relais B an, das mit P 4 geschaltet ist, und der Motor erhält über b^1 und b^2 Spannung. Gleichzeitig spricht auch Relais C an und überbrückt mit seinem Kontakt c^1 den Tastschalter S 1 (Starttaste), so daß das Gerät auch nach dem Öffnen von S 1 Netzspannung erhält. Der Motor dreht nun den mit dem Antennenmast gekuppelten Richtungsgeber so lange, bis die Brückenspannung von etwa 0 V erreicht ist. Dann fällt Relais B ab und unterbricht mit b^1 und b^2 den Motorstromkreis. Außerdem fällt auch Relais C ab, dessen Kontakt c^1 die Netzspannung abschaltet. Bei positiver Brückenspannung kann Relais A nach der Betätigung von S 1 nicht ansprechen. Der Motor erhält dann über a^1 und a^2 so lange Spannung, bis Relais A bei der Brückenspannung Null anspricht und den Motorstromkreis unterbricht. Den Betriebszustand zeigt eine Glühlampe auf der Primärseite des Transformators Tr 1 an. Die Spannungsquelle für die Steuerbrücke muß von den übrigen Stromquellen galvanisch getrennt sein. Bei

beim Abschalten des Motors auf den Verstärker zu vermeiden. Für die Relais wurde der Siemens-Typ „65021/74 d TBv 6500/21 700 ... 5900“ verwendet.

Der Motor, eine 24-V-Ausführung (4,5 W) mit Getriebe, treibt über ein Kettenrad den Beam an P 1 und P 2 sind Trimpotentiometer in Drahtausführung, die über Seilräder betätigt werden. Bei Verwendung von 270°-Potentiometern kann dabei auch gleichzeitig eine mechanische Spreizung auf 360° erfolgen. Zum Feinabgleich kann man zusätzliche Trimpotentiometer in die Brückenzweige schalten (Bild 4).

Mechanische Einzelheiten

Da die Potentiometer im Mustergerät nur einen Drehwinkel von knapp 270° hatten, war eine Umsetzung der Drehbewegung auf 360° notwendig. Dabei wurde eine Mastumdrehung (360°) über eine Seilscheibe auf 180° am Potentiometer P 1 umgesetzt. Im Bedienungsgerät erfolgte die Umsetzung der 180°-Drehung des Potentiometers P 2 auf 360° mit einem Zahnradgetriebe. Dabei ist zu beachten, daß Zahnrad- und Seilantrieb gegenläufig wirken. Der Seilantrieb vom Mast zum Potentiometer P 1 muß also gekreuzt werden.

Der Mast wird an zwei Punkten gelagert, und zwar oben an der Dacheinführung in einem Gleitlager und unten auf dem Boden des Dachbodens auf einer Kugel, die in einer Senkung in einer Stahlplatte liegt (Bild 5). Das Mastende trägt eine Endver-

schraubung, die ebenfalls eine Senkung zur Führung der Kugel hat. Die Bilder 6 und 7 zeigen das Steuergerät, das mit vorhandenem Material aufgebaut wurde. Zum Beispiel wurde zur Gleichrichtung der Motorspannung ein Flachgleichrichter B 600 C 30 und als Gleichrichter für den Verstärker ein defekter Leistungstransistor verwendet.

Abgleich

Da der Transistor *T 1* eine Folgeschaltung betreibt, müssen die einzelnen Schaltstellungen genau eingestellt werden. Zunächst gleicht man die Brückenspannung *P 1*, *P 2* mit einem genügend empfindlichen Drehspulinstrument auf Null ab und stellt den

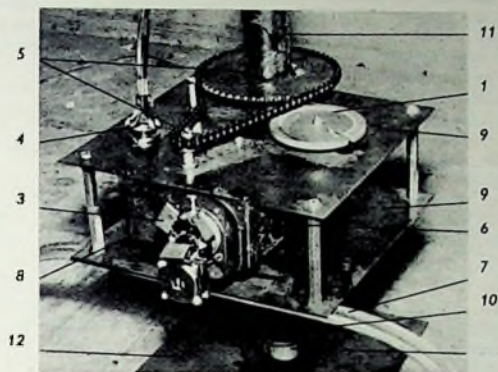


Bild 5. Antriebsaggregat des Antennenmastes; 1 Seilscheibe mit Richtungsgeberpotentiometer, 2 Endverschraubung mit Senkung, 3 Motor mit Entstörung, 4 Steckverbindung für Stromzuführung und Steuerleitung, 5 Kettenräder mit Kette, 6 Sicherung für Motor, 7 Halterung für das Antriebsaggregat, 8 Getriebe am Motor, 9 Montageplatten, 10 Mast, 11 Rohrstützen (wird nach dem Zusammenbau des Getriebes über den Mast geschoben), 12 Grundplatte mit Senkung als Gegenlager

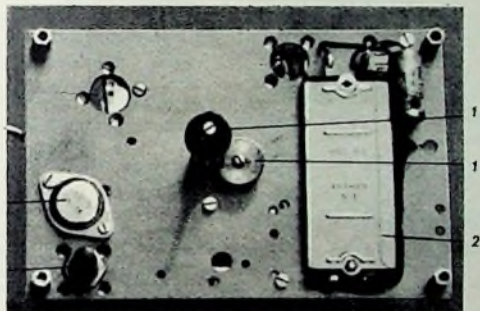


Bild 6. Montageplatte des Steuergerätes; 1 Zahnradgetriebe 1:2, 2 Gleichrichter für den Motor, 3 Starttaste S 1, 4 Gleichrichter für den Verstärker (defekter Transistor)

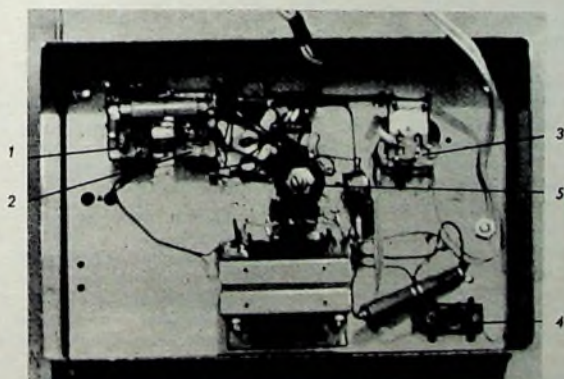
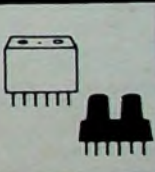
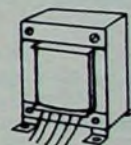


Bild 7. Blick in die Verdrahtung des Steuergerätes; 1 Relais A, 2 Relais B, 3 Relais C, 4 Starttaste S 1, 5 Potentiometer P 3

Kollektorstrom von *T 1* mit *P 3* auf 8 mA ein. Dann wird *P 4* so justiert, daß das Relais *B* gerade abfällt. Verstellt man nun den Richtungswähler *P 2* um kleine Beträge nach rechts oder links, dann muß Relais *A* abfallen oder Relais *B* zusätzlich anziehen. Den Winkel, um den der Schleifer von *P 2* verdreht werden muß, damit *A* abfällt oder *B* anspricht, kann man als Auflösung der Anordnung betrachten. Bei diesem Abgleich soll *S 1* überbrückt sein. Die Drehrichtung des Motors ist so zu wählen, daß *P 1* jeweils in Richtung auf die Brückenspannung Null verstellt wird.

Grundig liefert jetzt auch Bauelemente

Lautsprecher
Ausgangs-
Transformatoren
Netztransformatoren
HF-Filter
UHF-Tuner
VHF-Tuner
Ablenkeinheiten
Gedruckte
Schaltungen



Fordern Sie Prospekte
und Angebote von der
Grundig Verkaufs-GmbH
Fürth/Bay.

GRUNDIG

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Wilhelm Kempff spielt Beethoven

Klaviersonaten Nr. 8 c-Moll op. 13 (Pathétique) und Nr. 14 cis-Moll op. 27 Nr. 2 (Mondschein-Sonate) Wilhelm Kempff, Klavier

Diese beiden Sonaten zählen zu den populärsten Klavierkompositionen Beethovens. Sie sind ebenso Ausdruck seiner Persönlichkeit wie Charakteristikum seiner Tonsprache. In der Wiedergabe durch Wilhelm Kempff erstehen sie auf dieser Platte als wahrhaft meisterhaftes Werk. Neben dem Künstlerum des Interpreten offenbaren sie auch sein vorbildliches Pädagogentum, so daß hier zwei Aufnahmen entstanden sind, die berufen scheinen, der Nachwelt die Auffassung eines der besten Beethoven-Interpreten zu überliefern.

Dem vorbildlichen musikalischen Inhalt entspricht die hohe technische Qualität der Platte. Sie ist rumpelfrei und hat ein kaum hörbares Plattenrauschen, das bei ganz geringer Absenkung der höchsten Frequenzen vollkommen verschwindet. Der Raumhall ist überaus zweckmäßig gewählt worden, so daß die Wiedergabe etwas sehr Unmittelbares erhält. Lobend zu erwähnen ist die Stereo-Technik, die ein in sich geschlossenes räumliches Klangbild bei kleiner Basisbreite ebenso schön vermittelt wie bei einer Basisbreite, die weit über die Abmessungen eines großen Konzertsflügels hinausgeht. Deutsche Grammophon 133227 SLP (Stereo)

R. Strauß, Don Quixote op. 35; Till Eulenspiegel op. 28

Berliner Philharmoniker unter Rudolf Kempe

„Fantastische Variationen über ein Thema ritterlichen Charakters“, so hat Strauß seine sinfonische Dichtung „Don Quixote“ im Untertitel genannt. Mit den Ausdrucksmöglichkeiten des großen Orchesters (62 Streicher, 13 Holzbläser, 14 Blechbläser, Harfe und ein reichbesetztes Schlagzeug mit Pauken, Becken, Großer und Kleiner Trommel, Triangel, Glöckchen, Tamburin und Windmaschine) schildert er musikalisch die Abenteuer des Ritters Don Quixote (Solo-Violoncello), der über der Lektüre von Ritterromanen den Verstand verloren hat, und seines Knaaben Sancho Pansa (Solo-Bratsche). In zehn Variationen läßt er in zum Teil drastischer Form die Abenteuer der beiden fahrenden Ritter Musik werden, beispielsweise in der ersten Variation den Kampf mit den Windmühlen (Triller der Geigen und Staccati der Flöten gegen tiefe Holzbläser und Tuben) oder in der zweiten das Blöken der Hammelherde (gestopfte Blechbläser). Neben solchen grotesken Klangbildern findet man aber auch

zarte Klänge, zum Beispiel das Nocturna voller Seligkeit und Melodie in der fünften Variation, die ein Ruhepunkt in der Serie der Abenteuer ist.

Es ist verständlich, daß für ein solches Werk der Programmmusik die Stereophonie geradezu prädestiniert ist, denn sie erst läßt das komplizierte Bild der Partitur in jener Klarheit bei der Wiedergabe im Heim erklingen, die unumgänglich ist. Dieser Vorteil wird überzeugend, wenn man beste Mono-Aufnahmen mit dieser Stereo-Aufnahme vergleicht.

Die Figur des Till Eulenspiegel war für Strauß von jeher eine seiner liebsten. „Nach alter Schemenweise“ hat er die Streiche dieses Schalksnarren in Rondoform für großes Orchester in Musik gesetzt, und die beiden Themen des Till (ein Horn-Thema und ein keck-verwegenes Thema der Klarinette) begleiten ihn auf all seinen Streichen und bis zum Galgen, wo eine überblasene Klarinette seinen letzten Seufzer mit dem Thema aus dem ersten Takt lustig karikiert.

In beiden Aufnahmen ist es dem Tonmeister ausgezeichnet gelungen, das komplizierte Klanggeschehen unter Einsatz aller Mittel der Stereo-Technik so einzufangen, daß das Anhören dieser technisch sehr sauberen Platte nicht nur ein musikalischer Genuß, sondern eine Freude ist.

Electrola STE 80438 (Stereo)

Beethoven, Symphonie Nr. 7 A-dur op. 92

Gewandhausorchester Leipzig unter Franz Konwitschny

Was anlässlich der Besprechung der Mono-Fassung dieser Aufnahme gesagt wurde (FT 24/1960, S. 873), gilt in erhöhtem Maße für die Stereo-Aufnahme. An der technisch sehr guten Aufnahme besticht die hervorragende Raumakustik, die dem Zuhörer auch bei kleiner Wiedergabelautstärke noch vollen Genuß bietet. Das Orchester klingt überaus durchsichtig und klar, so daß sich dem Zuhörer die optische Vorstellung von der Sitzordnung der Instrumente geradezu aufdrängt. Die Höhen sind bei dieser rauscharmen Platte gut aufgezeichnet, so daß man sich eine leichte Höhenabsenkung ohne Qualitätsverlust erlauben darf und dann eine wirklich rauschfreie Wiedergabe erhält.

Fontana 875017 CY (Stereo)

Bach, Präludium und Fuge D-Dur BWV 532, Präludium und Fuge a-Moll BWV 543

Marcel Dupré an der Orgel von St. Sulpice, Paris

Die Orgel von St. Sulpice mit 5 Manualen, 118 Registern und 6588 Pfeifen, erbaut von Cliquot (1776 bis 1781), umgebaut und erweitert

von Cavallé-Coll (1857—1862), gilt mit Recht als eine der schönsten Orgeln Frankreichs. Wer einmal Gelegenheit hatte, dieses herrliche Orgelwerk — seit 1934 gespielt von Marcel Dupré, einem Schüler des großen Charles-Marie Widor — zu hören, der wird von dieser Mercury-Aufnahme begeistert sein, denn sie läßt den ganzen Klangfarbenreichtum des großen Orgelwerks in bester Stereo-Technik im Heim erstehen. Die vollen Akkorde und die gute Akustik geben eine Vorstellung von der Größe dieser Kirche ebenso wie von der räumlichen Ausdehnung des Orgelwerks mit seinen charakteristischen Zungenstimmen, Mixturen und 16-Fuß-Registern in den Manualen. Die einzelnen Register sind räumlich gut gegeneinander abgesetzt, aber Orgel und Raum verschmelzen bei dieser Aufnahme gerade zu der Einheit, die den rechten Gesamteindruck vermittelt.

Die beiden Bach-Werke sind typische Beispiele für Bachs Virtuositentum, wenn dieser Ausdruck gestattet ist. In meisterhafter Art läßt Dupré beide Werke erstehen, die so recht geeignet sind, die vielseitigen Ausdrucksmöglichkeiten einer von Meisterhand gespielten Meisterorgel zu Gehör zu bringen.

Mercury STRO 60656 (Stereo)

Paul Desmond and Friends

Paul Desmond, Altsaxophon; Percy Heath, Baß; Jim Hall, Gitarre; Connie Kay, Schlagzeug

Für die Freunde des Jazz ist diese Aufnahme ein besonderer Leckerbissen, denn sie nimmt unter der noch relativ kleinen Anzahl von Jazz-Aufnahmen in Stereo eine Sonderstellung ein. Vier Meister ihres Fachs haben sich hier zusammgefunden, und ihre Art und Weise zu phrasieren und zu intonieren ruft immer wieder Bewunderung hervor. Paul Desmond, bekanntgeworden als der Altsaxophonist des Dave-Brubeck-Quartetts, ist eines der größten Talente unserer Tage, und Percy Heath, der Bassist des Modern-Jazz-Quartetts, steht ihm ebenso wenig nach wie Jim Hall und Connie Kay.

Hervorragende Technik zeichnet diese ladelose Aufnahme aus. Weiter Frequenzumfang und praktische Rauschfreiheit waren die notwendigen und hier erfüllten Voraussetzungen, um alle Feinheiten der Anblastechnik ebenso wie die des Schlagzeuges in hervorragender Klarheit und Durchsichtigkeit wiedergeben zu können. Die gute und scharfe Lokalisierung der Instrumente trägt mit dazu bei, Jazz in hoher Vollendung aus nächster Nähe miterleben zu können.

Warner Bros WS 1356 (Stereo)

Mahler, Das Lied von der Erde Maureen Forester, Alt; Richard Lewis, Tenor; Chicagoer Symphonie-Orchester unter Fritz Reiner

Ein Abschied von Jugend, Schönheit und Freundschaft ist Mahlers „Lied von der Erde“, jenes Werk, das er vor der unvollendet gebliebenen 9. Sinfonie beendete, aber nie hörte, denn erst ein halbes Jahr nach seinem Tode erkrankte er im November 1911 zum ersten Male in München unter Bruno Walter.

Die Texte dieses großen Zyklus von sechs Gesängen sind Nachdichtungen chinesischer Lyrik von Hans Bethge. Alle sind von Schwermut und Trauer gezeichnet, mögen sie manchmal auch scheinbar leicht und fröhlich klingen. „Das Trinklied vom Jammer der Erde“ mit seinem dreimaligen „Dunkel ist das Leben, ist der Tod“ eröffnet den Zyklus. Seine Melancholie wird in dem folgenden Gesang der Alt-Stimme („Der Einsame im Herbst“) noch vertieft. Scheinbar leichter sind die drei folgenden Gesänge: „Von der Jugend“, das Lied vom Pavillon aus grünem und aus weißem Parzellan, „Von der Schönheit“ und „Der Trunkene im Frühling“, der da singt: „Was geht mich denn der Frühling an? Laßt mich betrunken sein!“ Ein langes Zwischenspiel leitet zum letzten Gesang — „Der Abschied“ — über. Mit einem immer leiser werdenden „Ewig... ewig“ verklingt die Gesangstimme, und in seltsam anmutenden, nicht aufgelasteten Klängen von Celesta, Harfe und Mandoline geht „Das Lied von der Erde“, das Selbstbekenntnis eines großen Musikers zu Ende.

Die Musik Mahlers ist — der Stimmung der Dichtung entsprechend — lyrisch und wehmütig. Starke Klangfarben, wie in seinen Sinfonien, begegnet man hier nicht. Zarte, duftige Klanggebilde geben diesem Werk die besondere Note, eine Note, die an chinesische Tuschzeichnungen, aber auch an den Tod erinnert.

Ein solches Werk auf Schallplatte aufnehmen zu wollen, scheint problematisch. Verständlich deshalb, wenn man die Aufnahme mit Vorbehalten anhört. Aber schon nach wenigen Minuten sind die Bedenken und Zweifel behoben, und die Wiedergabe nimmt so gefangen, daß man vergißt, „nur“ eine Schallplatte zu hören. Gedanken an glanzvolle Aufführungen dieses Werks Ende der zwanziger Jahre unter Mengelberg in Amsterdam werden wach, und der Rezensent erweist seine Reverenz nicht nur den Künstlern, sondern ebenso den Technikern, denen es gelungen ist, ein solches Werk in so guter Qualität in den feinen Rillen einer Stereo-Schallplatte festzuhalten.

RCA LSC-6087-1/2

Röhren-Endverstärker für Musikwiedergabe

Fortsetzung und Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 15, S. 542

9. Frequenzweichen

9.1 Allgemeine Aufgaben der Frequenzweichen
Frequenzweichen haben die Aufgabe, mehrere in einem Frequenzgemisch vorhandene Frequenzen oder Frequenzbänder voneinander zu trennen. Dabei lassen sich aber die einzelnen Frequenzbänder nicht bei einer scharf definierten Frequenz trennen, wenn für die Weichen nicht ein untragbar großer Aufwand getrieben werden soll. Bei der Trennung zweier Frequenzbänder (beispielsweise von einer tiefsten Frequenz bis 800 Hz und von 800 Hz bis zu einer höchsten Frequenz) verwendet man zweckmäßigerweise einen Tiefpaß und einen Hochpaß. Das Tiefpaßfilter läßt alle Frequenzen bis 800 Hz passieren und unterdrückt die darüber liegenden, während das Hochpaßfilter alle Frequenzen über 800 Hz durchläßt und die unter dieser Frequenz liegenden sperrt¹⁾.

Die einfachste Form eines Tiefpaßfilters zeigt Bild 60; im Bild 61 ist seine Durchlaßkurve dargestellt. Im Längsweig des Filters liegt eine Drossel L und im Querweig ein Kondensator C . Bei

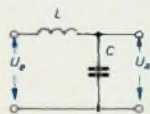


Bild 60. Tiefpaßfilter

Bild 61. Durchlaßkurve des Tiefpaßfilters

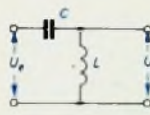
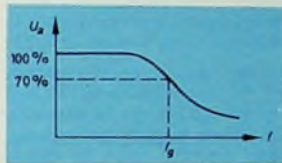
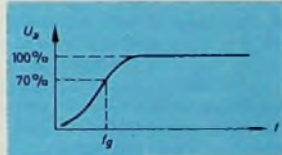


Bild 62. Hochpaßfilter

Bild 63. Durchlaßkurve des Hochpaßfilters



der Grenzfrequenz f_G tritt ein mehr oder weniger „sanfter“ Abfall der Durchlaßkurve auf. Das bedeutet, daß das Filter in der Nähe der Grenzfrequenz nur unvollkommen seine Aufgabe erfüllt, wenn man nicht vielgliedrige Ketten aus Längsdrosseln und Querkondensatoren verwenden will. Die Wirkungsweise des Tiefpaßfilters läßt sich folgendermaßen erklären: Bei tiefen Frequenzen fällt der induktive Widerstand der Längsdrossel nicht ins Gewicht, und der kapazitive Widerstand des Querkondensators ist für diese Frequenzen sehr groß. Dieser Zustand ändert sich aber bei der Grenzfrequenz f_G , bei der der induktive und der kapazitive Widerstand den gleichen Wert haben und am Ausgang des Tiefpaßfilters nur noch rund 70% der Eingangsspannung auftreten.

Die einfachste Form eines Hochpaßfilters und die zugehörige Durchlaßkurve geben die Bilder 62 und 63 wieder. Hier liegt der Kondensator C im Längsweig und die Drossel L im Querweig. Für tiefe Frequenzen stellt der Kondensator einen hohen und die Drossel einen geringen Widerstand dar. Von der Grenzfrequenz an, bei der der kapazitive Widerstand von C gleich dem induktiven von L ist, hat C praktisch keine Wirkung mehr. Die Durchlaßkurve verläuft also etwa spiegelbildlich zu der des Tiefpaßfilters.

9.2 Allgemeine Hinweise zur Dimensionierung von Frequenzweichen für den Tonfrequenzbereich

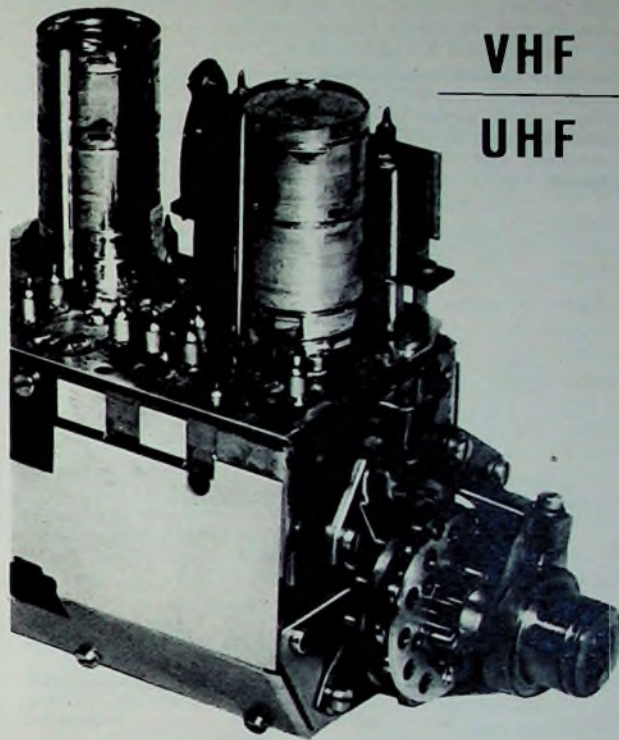
In NF-Verstärkern finden Frequenzweichen zur Versorgung mehrerer Lautsprecher für den Tief-, Mittel- und Hochtonbereich Anwendung. Das Prinzipschema einer einfachen Hochton-Tief- ton-Frequenzweiche zeigt Bild 64. Beim Einkanalverstärker soll die Frequenzweiche das verstärkte Tonfrequenzgemisch auf die verschiedenen Lautsprecher aufteilen und den empfindlichen Hochtonlautsprecher vor Überlastung schützen. Beim Zweikanal- verstärker wird die Frequenzweiche vor die Verstärker ge-

¹⁾ Martini, H.: Elektrische Weichen zur Leistungsaufteilung in NF-Verstärkern. Funk-Techn. Bd 15 (1960) Nr. 4, S. 111-114, u. Nr. 5, S. 143-145

VALVO KANALWÄHLER

VHF

UHF



110561/415

VHF - KANALWÄHLER

VALVO AT 7635/80
mit handgeregelter Feinabstimmung

VALVO AT 7638/80
mit gespeicherter Feinabstimmung

VALVO AT 7639/80
mit gespeicherter Feinabstimmung
und VHF- UHF - Umschaltung

VALVO AT 7641/80
mit handgeregelter Feinabstimmung
und VHF- UHF - Umschaltung

UHF - KANALWÄHLER

VALVO 6322/01
Standardausführung

VALVO 6326/01
mit automatischer Frequenzregelung



schaltet, so daß dem Tieftonverstärker nur tiefe und dem Hochtonverstärker nur hohe Tonfrequenzen zugeführt werden. Hierbei ist darauf zu achten, daß sich die untere Grenze des Hochtonkanals und die obere Grenze des Tieftonkanals nicht überschneiden, da sonst Verzerrungen auftreten.

Weichen in Einkanalverstärkern müssen für die volle Ausgangsleistung des Verstärkers dimensioniert sein, dagegen brauchen Weichen in Mehrkanalverstärkern nur Spannungen zu übertragen, und man kann sie daher sowie aus Gründen der billigen Herstellung aus ohmschen Widerständen und Kondensatoren aufbauen.

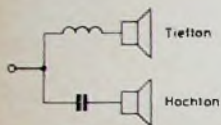


Bild 64. Prinzipschema einer Tiefton-Hochton-Frequenzweiche

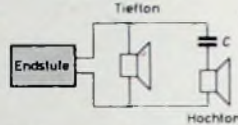


Bild 65. Kondensator als Frequenzweiche

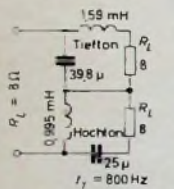


Bild 66. 12-dB-Frequenzweiche mit konstantem Eingangswiderstand

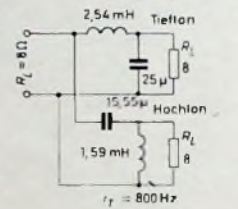


Bild 67. 12-dB-Weiche in Parallelschaltung

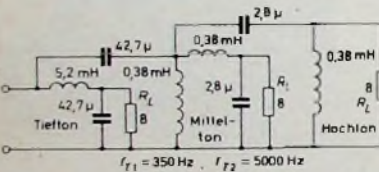


Bild 68. 12-dB-Weiche für drei Wege zum Anschluß je eines Tiefton-, Mittel- und Hochtonlautsprechers

In der Stereo-Technik haben Frequenzweichen zur Leistungsaufteilung besondere Bedeutung. In jedem Stereo-Gerät arbeiten zwei getrennte Verstärker auf zwei Lautsprechergruppen. Da das Ohr Frequenzen unter 300 Hz nicht mehr orten kann, wenn man die dazu gehörenden Einschwingfrequenzen nicht mit überträgt, genügt für beide Stereo-Kanäle ein gemeinsamer Tieftonlautsprecher. Man legt in diesem Fall die Trennfrequenz der Weichen in jedem der beiden Kanäle auf etwa 250 Hz. Die Mittel- und Hochtonfrequenzen werden von den räumlich vom Tieftonlautsprecher getrennt aufgestellten Mittel- und Hochtonlautsprechern abgestrahlt. Auf diese Weise ist auch eine Ortung der Bässe möglich, da deren Einschwingfrequenzen, die wesentlich über der Trennfrequenz von 250 Hz liegen, zu den Lautsprechern für die Mittel- und Hochtonwiedergabe gelangen.

Wegen der unvermeidbaren Verluste in den Filtern ist auch im Durchlaßbereich die Dämpfung nicht Null. Insbesondere verschlechtern die Verluste die Flankensteilheit der Dämpfungskurve. Um die Dämpfung im Durchlaßbereich und die Verschleifung der Flanken zu verringern, müssen in Filteranordnungen möglichst verlustarme Spulen und Kondensatoren verwendet werden.

Im einfachsten Fall, beim Betrieb einer Hochton-Tiefton-Kombination an einer gemeinsamen Endstufe, kann bereits ein Kondensator C (Bild 65) im Hochton-Stromkreis als Frequenzweiche dienen, da er nur die hohen Tonfrequenzen passieren läßt, die tiefen aber sperrt. Man erreicht damit eine bessere Leistungsaufteilung und einen Schutz des Hochtonlautsprechers vor Überlastung. Selbstverständlich kann eine derartige Anordnung nur als Notbehelf angesehen werden. Der Einbau richtig bemessener Frequenzweichen mit Spulen und Kondensatoren bringt nicht nur eine weitgehende Verbesserung des Wirkungsgrades der gesamten Anlage, sondern auch – was besonders in Hi-Fi-Geräten sehr wichtig ist – eine Verbesserung der Wiedergabegüte durch Verkleinerung der nichtlinearen Verzerrungen.

Die Schaltung zweier Zweifwegweichen zum Anschluß je eines Hochton- und Tieftonlautsprechers mit einer Abschwächung im

Sperrbereich von 12 dB/Oktave (1 Oktave = Frequenzverdopplung) zeigen die Bilder 66 und 67. Die in den Schaltungsbeispielen angegebenen Werte gelten für eine Trennfrequenz $f_T = 800$ Hz und einen Schwingspulenwiderstand des Hochton- und des Tieftonlautsprechers von je 8 Ohm. Dementsprechend ist auch der Eingangswiderstand (für den ganzen Frequenzbereich angenähert konstant) 8 Ohm.

Wenn außer je einem Hochton- und Tieftonlautsprecher noch ein Lautsprecher für den mittleren Tonfrequenzbereich angeschlossen werden soll, muß die Frequenzweiche noch einen dritten Übertragungsweg in Form eines Bandpasses enthalten (Bild 68). Auch diese Weiche ist für 12 dB/Oktave Abschwächung dimensioniert. Die Trennfrequenzen sind $f_{T1} = 350$ Hz und $f_{T2} = 5000$ Hz, die Abschlußwiderstände je 8 Ohm.

Wie die Beispiele zeigen, müssen Spulen und Kondensatoren verhältnismäßig hohe Werte haben, die sich aber nur schwer realisieren lassen. Für die größeren Kapazitätswerte ($> 4 \mu F$) werden zweckmäßigerweise bipolare Elektrolytkondensatoren (durch gleichpolige Hintereinanderschaltung zweier normaler Kondensatoren) verwendet. Dabei ist natürlich bei Verwendung gleicher Kapazitätswerte C die resultierende Kapazität $C_{\text{res}} = C/2$.

Für die Spulen sollten möglichst Luftspulen verwendet werden, um die nichtlinearen Verzerrungen niedrig zu halten. Da sich aber bei größeren Induktivitäten, die sich nur als mehrlagige Luftspulen ausführen lassen, zu große Spulenabmessungen ergeben, benutzt man in den meisten Fällen doch Eisendrosseln mit Luftspalt.

Um mit nur einem Ausgangsübertrager auszukommen, ordnet man die Frequenzweiche an der Sekundärseite des Übertragers an, der dann allerdings für das ganze vom Verstärker zu übertragende Frequenzband ausgelegt sein muß. Man kann auch die Frequenzweiche in die Übertrager verlegen und erhält dann eine Schaltung entsprechend Bild 69, bei der jeder der drei Übertrager für das von ihm zu übertragende Frequenzband dimensioniert sein muß. Wegen der für gute Abstrahlung der Bässe erforderlichen größeren Ausgangsleistung des Tieftonkanals, arbeitet die Röhrenschaltung für tiefe Frequenzen als Gegenaktverstärker. Zusätzlich sorgen noch die parallel zur Primärwicklung liegenden zwei $0,1-\mu F$ -Kondensatoren dafür, daß nur die tiefen Frequenzen zum Tieftonlautsprecher gelangen können.

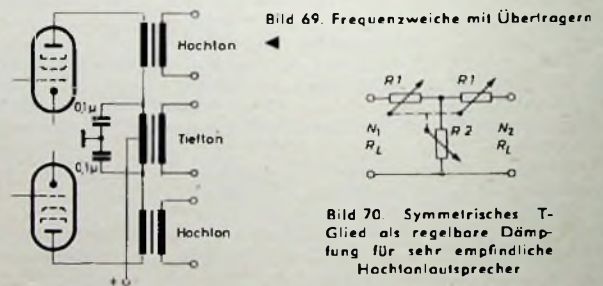


Bild 69. Frequenzweiche mit Übertrager

Bild 70. Symmetrisches T-Glied als regelbares Dämpfungsglied für sehr empfindliche Hochtonlautsprecher

Wenn der Hochtonlautsprecher empfindlicher ist als der Tieftonlautsprecher, schaltet man zweckmäßigerweise vor den Hochtoner ein regelbares Dämpfungsglied, das als symmetrisches T-Glied ausgebildet wird (Bild 70). Mit den Bezeichnungen im Bild 70 gelten für die Berechnung der Längs- und Querverstände R_1 und R_2 , bezogen auf den Lautsprecherwiderstand R_L , die Beziehungen

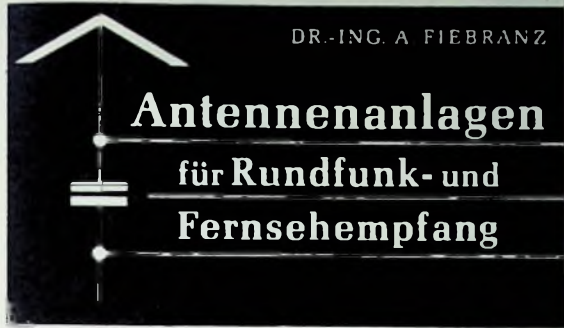
$$R_1 = R_L \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}$$

und

$$R_2 = R_L \frac{2\alpha}{\alpha^2 - 1} \quad (61)$$

Darin bedeutet $\alpha = \sqrt{N_1/N_2}$ den Dämpfungsfaktor des symmetrischen T-Gliedes. Der Vorteil eines derartigen Dämpfungsgliedes ist, daß der Anpassungswiderstand auf der Eingangs- und Ausgangsseite bei der Regelung erhalten bleibt.

Neuerscheinung



Antennenanlagen müssen den örtlich sehr verschiedenen Empfangsbedingungen angepaßt sein. Zur Wahl der richtigen Antenne und zur zweckmäßigen Ausführung von Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang gibt dieses Buch eine genaue Anleitung. Es vermittelt die unerläßliche Kenntnis der Grundlagen und behandelt besonders eingehend die praktische Anwendung von Antennen; auch Gemeinschaftsantennen-Anlagen und Kraftfahrzeugantennen sind umfassend erörtert. Damit ist das Buch ein hervorragender Ratgeber beim Bau der gebräuchlichsten Empfangsantennen.

AUS DEM INHALT:

Drahtlose Übertragung · Grundlagen der Empfangsantennen-Anlagen · Grundsätzliches zur Bemessung von Fernseh-Empfangsantennen · Elektromagnetische Wellen auf Leitungen · Empfangsmöglichkeiten mit verschiedenen Antennenarten · Zubehör von Antennenanlagen · Zweckmäßigkeit und Sicherheit von Antennen und Zubehör · Gemeinschaftsantennen-Anlagen · Autoantennen

235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen
Ganzleinen 22,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde

TESLA

Bestandteile:

- Elektralytische und Wickelkondensatoren
- Widerstände
- Potentiometer
- Störstrom-Kondensatoren
- Bestandteile für die Fernab- und Transistortechnik
- Röhren

Das breite Sortiment von Radiobestandteilen TESLA bildet eine harmonische Kette, die eine veritable Funktion der Kreise in den anspruchsvollsten Apparaten und Einrichtungen gewährleistet

KOVO PRAHA - TSCHESCHOSLOWAKEI
Třída Dukelských hrdinů 47

Alle Erzeugnisse der Marke TESLA können Sie auf der Internationalen Messe in Brno — Tschechoslowakei vom 10. — 24. September 1961 besichtigen.

Mehr Sicherheit durch

WZ-Multilux

die neue, vollautomatische
Nachtlicht-Einzeleuchte

Listen S 188/189

außerdem stellen wir her:

WZ-Nolux Ladeautomaten
für Nachtlichtbatterien sowie
Gleichrichtergeräte für alle
Anwendungsgebiete



Wilhelm Zeh KG · Freiburg i. Br.

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner u. großer Sonderpasten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin-Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3, Tel. 87 33 95 / 96

Ing. Wolfgang Brunner, Kelkheim/Taunus, kauft Röhren aller Art gegen sofortige Kasse bei schnellster Erledigung und bittet um ihr Angebot

Verkäufe

Verkäufe: NF Verstärker, 75 Watt Sprechleistung, Fabr. Geloso. Endröhren 2x807 Gegentakt, Klasse AB 2, 2 mischbare Eingänge mit Höhen- u. Tiefenregelung, 16 Ausgangsimpedanzen von 1,25 ... 500. Preis 260,- DM R. Gall, Fröhldörfli 13, Suhr bei Aarau (Schweiz)

METALL- GEHÄUSE

für
Industrie
und
Baustler



PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA-CLAUSNER-4-6



Formvollendet

Die äußere Gestaltung eines Spitzenmikrophons ist besonders schwierig, weil sich die Form vielen technischen Erfordernissen unterzuordnen hat. – Betrachten Sie einmal das

Studio-Richtmikrofon MD 421

Mustergültig sind hier Eleganz und Technik gepaart. Das Gehäuse ist schnittig und stabil. Wohl ausgewogen liegt es in der Hand. – Darf man ein Richtmikrofon überhaupt beim Einsatz in die Hand nehmen? – Unser MD 421 können Sie ohne Bedenken kräftig anfassen. Dank seiner weit vorgezogenen Einsprache büßt es keinerlei Richtwirkung ein und bleibt klangobjektiv.



Übertragungsbereich 30 – 17 000 Hz. Dabei läßt das Meßprotokoll, das jedem MD 421 beiliegt, nur Abweichungen bis $\pm 2,5$ dB von der Sollkurve zwischen 40 und 16 000 Hz zu. Die Rückwärtsdämpfung hat weitgehend bei allen Frequenzen oberhalb 250 Hz den günstigen Wert von 16 dB.

Fordern Sie bitte den Prospekt MD 421, MD 421 HN, MD 421/2 an.

SENNHEISER
electronic

BISSENDORF/HANNOVER