

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



F-KURZNACHRICHTEN

Die Fernsehdichte

Auf je 100 Rundfunkteilnehmer kamen am 1. November 1961 in der Bundesrepublik Deutschland, einschließlich West-Berlin, 35 Fernsehteilnehmer. In den einzelnen Ausstrahlungsbereichen ist die Fernsehdichte etwas unterschiedlich. Auf je 100 Rundfunkteilnehmer entfielen an Fernseh-Genehmigungen in den Versorgungsbereichen Westdeutscher Rundfunk 47 Norddeutscher Rundfunk 35 Bayerischer Rundfunk 24 Hessischer Rundfunk 33 Südwesrfunk 25 Süddeutscher Rundfunk 26 SFB 34 Saarländischer Rundfunk 37 Radio Bremen 40

Robert Bosch Elektronik GmbH

Die Deutsche Elektronik GmbH, Berlin-Wilmersdorf, sowie das Außenwerk Berlin der Robert Bosch GmbH wurden unter dem Namen Robert Bosch Elektronik GmbH zu einer Firma zusammengefaßt und das Kapital der Robert Bosch Elektronik GmbH, deren alleinige Gesellschafterin die Robert Bosch GmbH, Stuttgart, ist, auf 8 Mill. DM erhöht. Der Geschäftsumfang beider Firmen hatte sich in den letzten Jahren ständig ausgeweitet, so daß die Werkanlagen und die Verwaltungsgebäude beider Firmen auf dem gemeinsamen Gelände dem steigenden Raumbedarf nicht mehr gerecht werden konnten. Die Organisationsänderung und die Kapitalerhöhung sollen dazu dienen, sowohl die Verwaltung zu vereinfachen als auch das Produktionsprogramm auf noch rationellere Fertigung auszurichten.

Transistorsuper von Schaub-Lorenz

Im Fertigungsprogramm von Schaub-Lorenz werden die Transistorgeräte „Amigo“ (L oder M) und „Pony“ (ML) unverändert weitergeführt. Dazu treten die drei neuen Empfänger „Touring T 30 Automatic“, „Touring Weekend T 30“ und „Kolibri“.

„Touring T 30 Automatic“: UKML; 9 Trans + 5 Halbdioden + 4 Stabilisatoren; 8/13 Kreise; 5 Drucktasten; Abstimmautomatik für U-L-Abstimmung bei Auto-

super-Betrieb; H + T; Gegen-takt-Endstufe 1,8 W; perm-dyn. Lautspr.; Ferritantenne für KML; Doppel-Teleskopantenne für UK; Anschlüsse für TA, Magnetton, Ohrhörer und (mit zusätzlicher Autohalterung) Autoantenne und Betrieb an Autobatterie (6 oder 12 V, Plus oder Minus am Chassis); Gehäuse Preßstoff mit Kunstleder (verschiedene Farben); Abmessungen 30 x 20,3 x 10 cm; Gewicht 3 kg.

„Weekend T 30“: UKM (oder UML); 9 Trans + 4 Ge-Dioden; 25 + 1 Stabilisator; 7/10 Kreise; 4 Drucktasten; H + T; Gegen-takt-Endstufe 1 W; perm-dyn. Lautspr.; Ferritantenne für M (ML); 2 Teleskopantennen für UK (U); Anschlüsse für Außenantenne und (nur über Autohalterung) Außenlautsprecher; Preßstoffgehäuse mit Kunstleder (verschiedene Farben); Abmessungen 27 x 17,5 x 8 cm; Gewicht 2,4 kg.

„Kolibri T 30“: UML; 9 Trans + 3 Ge-Dioden + 1 Stabilisator; 8/9 Kreise; Lautstärkeregler; Gegen-takt-Endstufe 200 mW; perm-dyn. Lautsprecher; Ferritantenne für ML; Tragriemen-Wurlfenantenne für U; Anschlüsse für Ohrhörer oder Außenlautsprecher; Preßstoffgehäuse (verschiedene Farben); Abmessungen 15,8 x 9,3 x 4,3 cm; Gewicht 0,55 kg.

EL 3581 R, ein neues Diktiergerät mit Fernschaltung von Philips

Haupmerkmal des neu auf den Markt gekommenen Gerätes ist die Fernschaltung aller wichtigen Funktionen vom Mikrofon aus; es ergibt sich dadurch ein rationeller „Einhandbetrieb“ bei der Bedienung des Gerätes.

Folgende Funktionen werden durch Schalter am Mikrofon gesteuert: schneller Vor- und Rücklauf, Aufnahme, Wiedergabe und Stop. Ein rückstellbares, zweiziffriges Bandzählwerk dient zum Auffinden bestimmter Diktatstellen. Ein Schalter ermöglicht das schnelle Umschalten zur Aufnahme von Telefongesprächen, die zum Beispiel während eines Diktates ankommen.

Durch ein Summersignal wird akustisch das Ende des Ban-

des angezeigt. Die Schnellwechselkassette mit eingelegtem Tonband (Aufnahmedauer 2 x 20 = 40 Minuten) ermöglicht ein sekundenschnelles Einlegen, erspart das Einfädeln des Bandes, verhindert „Bandsalat“ und ist ohne Rückspulen sofort herausnehmbar. Das neu röhrenbestückte Diktiergerät „EL 3581 R“ unterscheidet sich äußerlich nicht von dem auch weiter lieferbaren Drucktastengerät „EL 3581“. Auf Grund gleicher technischer Ausstattungen sind beide Geräte gut miteinander zu kombinieren.

Gassische Deac-Akkumulatoren

In der neuen 12seitigen (DIN A 4) Datenliste Nr. 98 hat die Deac die technischen Daten von neun Knopfzellen-Typen (Nickel-Cadmium-Akkumulatoren) mit Kapazitäten zwischen 20 und 3000 mAh bei Zellengewichten zwischen 1,1 und 135 g zusammengefaßt.

Philips-Fernseh-Quiz

Mit der Ziehung der Hauptgewinne fand das Philips-Fernseh-Quiz am 8. Dezember 1962 seinen Abschluß. Fast 1 Millionen Teilnehmer rätselten an den in allen großen deutschen Illustrierten und in der 3 Millionen Exemplaren aufgelegten Broschüre „Philips-Fernsehen-Premiere“ veröffentlichten Fragen. Die Gewinner der Hauptpreise wurden sofort unterrichtet.

Der Zweck dieses Preisausschreibens - weite Bevölkerungskreise, die noch kein Fernsehgerät besitzen, mit dem Programm der deutschen Fernsehanstalten vertraut zu machen und einen engeren Kontakt zwischen Publikum und örtlichem Fachhandel herzustellen - ist voll erfüllt worden.

Der Rundfunk-Fernseh-Einzelhandel konnte sich gesondert an diesem Preisausschreiben beteiligen (Hauptgewinne Reisen nach Afrika, Indien, Nepal, Ceylon, den USA oder in die europäischen Hauptstädte). Das große Interesse, das der Fachhandel dem Philips-Fernseh-Quiz entgegenbrachte, zeigte besonders die Tatsache, daß sich etwa 8000 Händler, also über 80 % des gesamten Fachhandels, an ihm beteiligten.

AUS DEM INHALT

1. JANUARHEFT 1962

FT-Kurznachrichten	2
Auslandsnachrichten	3
Tendenzen der Röhren- und Halbleiterentwicklung	5
Zur Aufzeichnungstechnik bei Heim-Tonbandgeräten	6
Verzögerungsleitungen	9
Persönliches	11
Geregelte NF-Verstärker	12
FT-Sammlung	
<u>Impulstechnik</u>	
Impulsschaltungen unter der Lupe (3)	13
FT-Bastel-Ecke	
Einstufiger Mikrofonvorverstärker mit hoch- und niederohmigem Eingang	15
Einfache elektronische Blinkschaltung mit Transistoren	15
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	18
VU-Meter zur Aussleuerungskontrolle von Tonbandgeräten	21
Schmaffilmvertonung mit „Magnelophon 96 S“ und „Noris Synchroner TS“	23

Für den KW-Amateur

Moderner leistungsfähiger KW-Sender für die Amateurbänder 80, 40, 20, 15 und 10 m	24
Werksstattwinke	26
Transistorverstärker	27
Aus unserem technischen Skizzenbuch	30
Neue Bücher	30

Unser Titelbild: Transistoren und Elektronenröhren sind die Elemente, die der modernen Elektronik und Nachrichtentechnik das Gepräge geben (s.a. den Leitartikel auf Seite 5). Das Bild zeigt neben verschiedenen Halbleiterbauelementen Elektronenröhren der mannigfältigsten Art von der Verstärker- und Fernsehbildröhre bis zur modernen Mikrowellenröhre und Kathodenstrahl-Oszillografenröhre.

Aufnahme: Telefunken

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfeld, Kuch, Lange, Neubauer, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 4, 16, 17, 31 und 32 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählernetz 0311). Telegrammarchriff: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352 Fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempen/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postscheckkonto: 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 Lesezirkel 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



Die erste offizielle Stereo-Rundfunksendung

nach dem von der FCC für die USA ge-normten Verfahren (Multiplex-System mit zusätzlichem Hintergrund-Musikpro-gramm) führte der Rundfunksender WKFM in Chicago durch. Das Bild zeigt F. Kovas (Präsident der Station WKFM) und E. S. Miller (Geschäftsführer der Sherwood Electronic Laboratories, die die benutze Ausrüstung entwickeln und installieren) im Regieraum beim Beginn der ersten Stereo-Sendung; im Vordergrund der bei den Sendungen verwendete Studio-Stereo-Dynelectric-Tonarm von Shure.



Auslandsnachrichten

Wieder Farbf fernseh-Versuchssendungen in England

► Der Sender Crystal Palace der BBC in London hat seine Farbf fernseh-Versuchssendungen wieder aufgenommen. Sie finden täglich statt und dauern jeweils eine halbe Stunde. Diese Sendungen, die mit 405 Zeilen ausgestrahlt werden, sind jedoch nicht für die Öffentlichkeit bestimmt. Sie stellen also keinesfalls den Beginn des englischen Farbf fernsehen dar. Der BBC-Sender hatte bereits zu einer früheren Zeit Farbf fernseh-Versuchssendungen ausgestrahlt, die vor allem von der Geräteindustrie ausgewertet worden sind.

► Ein Sprecher der englischen Regierung erklärte jetzt erneut, daß man der BBC keine Erlaubnis erteilen würde, reguläre Farbf fernseh-Sendungen mit 405 Zeilen auszustrahlen. Das sei den Gerätekäufern gegenüber „unfair“, die eventuell nach einiger Zeit unbrauchbare Geräte besäßen, weil man sich für eine andere Norm entschlossen habe. Eine Entscheidung über das englische Farbf fernsehen ist bis zum Frühjahr 1962 hinausgeschoben worden. Die englische Regierung will vorher keine Entscheidung über die anzuwendende Farbf fernsehnorm treffen. Es scheint jetzt jedoch so gut wie sicher zu sein, daß man eine 625-Zeilen-Norm wählen wird.

Fernsehempfänger in Frankreich

► Die Entwicklung auf dem Gerätesektor in Frankreich steht zur Zeit im Zeichen der zukünftigen Einführung eines zweiten Fernsehprogramms. Neu-entwicklungen bei den Radio- und Phonogrammgeräten treten dagegen zurück. Einzelheiten über das kommende zweite Programm werden jedoch noch nicht vor Ablauf eines Jahres erwartet. Sicher ist bisher nur, daß das zweite Programm in Frankreich im UHF-Bereich mit 625 Zeilen sowie mit positiver Video-Modulation und AM-Ton gesendet wird. Die Geräte-industrie folgt inzwischen im wesentlichen der Entwicklung in Deutschland. Durchweg alle Geräte können später durch den Einbau eines UHF-Tuners empfangsbereit für das zweite Programm gemacht werden. Nur wenige Gerätetypen enthalten bereits jetzt einen UHF-Tuner.

Mehrnormen-Fernsehgeräte haben in Frankreich infolge der Einführung der 625-Zeilen-Norm (zusätzlich zu der bisherigen 819-Zeilen-Norm) durchweg gute Verkaufschancen und gelten beim Publikum als „sichere Geldanlage“.

Stereo-Rundfunk in USA

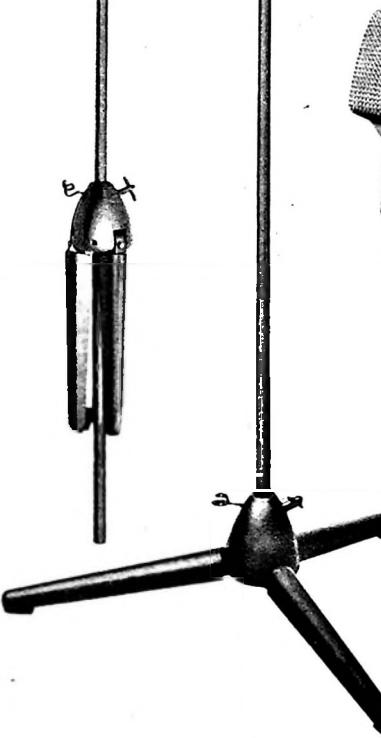
► Der Sender WTFM in Lake Success (New York) sendet jetzt täglich 24 Stunden Stereo-Programme. Er benutzt dazu ein Archiv von 50000 Stereo-Aufnahmen, die in mehrmonatiger Arbeit gesammelt wurden. Im Gegensatz zu manchen anderen amerikanischen UKW-Sendern, die Stereo-Versuche machen, soll WTFM bereits von Anfang an mit Gewinn gearbeitet haben. Die Stereo-Sendungen der Station werden fast ausschließlich durch Werbeaufträge finanziert, die die Hersteller von Stereo-Empfängern geben, darunter auch Grundig-Majestic. Der Sender gehört finanziell zu einer Kette von Filialgeschäften, die Rundfunk-, Fernseh- und Elektrogeräte in New York verkaufen. Die Werbung für den Stereo-Rundfunk kommt also den Besitzern der Gruppe indirekt wieder dadurch zugute, daß die eigenen Läden Stereo-Empfänger verkaufen. Der Sender ist von vornherein als Stereo-Station ausgerüstet worden. Er hat speziell für Stereo-Aufnahmen geeignete Studios mit dem entsprechenden technischen Gerät und nimmt in dieser Hinsicht in USA eine Ausnahmestellung ein. Es ist jedoch zu erwarten, daß noch weitere solcher „Spezialsender“ für Stereo-Rundfunk eingerichtet werden und die gegenwärtige Improvisation auf diesem Gebiet ablösen.

Japanische Transistor

► Japanische Hersteller von Halbleitern versuchen, zunehmend auch in den europäischen Ländern Fuß zu fassen. Ein neues Angebot von Tokyo Shibaura Electric Co. Ltd. für europäische Abnehmer umfaßt 28 Typen. In dem Angebot fallen auch Typen auf, die speziell für Fernsehtuner bestimmt sind (zum Beispiel 2-SA-299 oder 2-SA-230) sowie weitere Typen für die Anwendung in UKW-Geräten.



Die spanische Kapelle Enrique Moreno mit Manolita Martino



**Die ideale Kombination
für Musikkapellen: das**

**DYN. RICHTMIKROFON D12
mit dem bewährten
SCHWINGSTATIV ST 200**

Trittschallgedämpft, auch gegen Quererschütterung
Standsicher durch weitausladende Füße und tiefen
Schwerpunkt

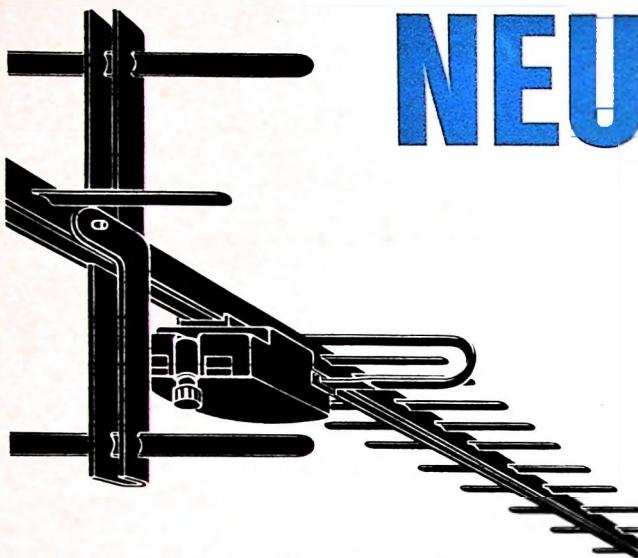
Leicht transportierbar, das Dreibein läßt sich
zusammenlegen



Das ist das Geheimnis der starken Filter-
wirkung des ST 200 gegen vertikale und
horizontale Bodenschwingungen und Stoße.

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH
MÜNCHEN 15 - SONNENSTR. 16 - TEL. 555545 - FERNSCR. 05 23626



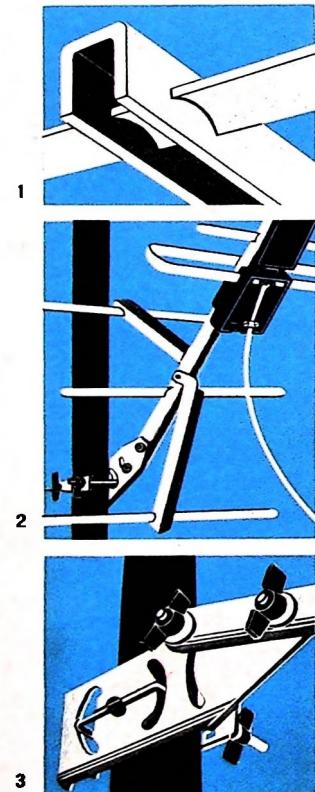


Die ELTRONIK- Fernsehantenne in PROFILAUSFÜHRUNG

Die oben abgebildete 15-Elementen-Band IV+V-Antenne FW 115 R/14-53 (21-60) sowie die Band IV-Breitband-Antenne FW 115 R/14-30 (21-37) werden ab sofort in der neuen Profilausführung geliefert: der Träger ist als U-Profil geförmigt, die Elemente werden in vorgespanzte Lagerschlitze im Träger eingeführt und fest verklemmt (Bild 1). Dadurch: wesentliche Montageerleichterung, da alle Elemente bereits fest vormontiert.

Weitere Vorteile der Konstruktion: die untere Reflektorstütze kann weggeklappt werden (Bild 2). Dadurch bequeme Montagemöglichkeit an der bereits bewährten Antennendose, die die Zusammenschaltung mit einer Antenne des 1. Programmes ermöglicht. Außerdem: neue Mastschelle mit Grob- und Feineinstellung und größtmöglichen Kippwinkel (Bild 3).

Ausführlich unterrichtet Sie unsere Kundenzeitschrift ELTRONIK-REFLEKTOR, kostenlos anzufordern bei unseren Verkaufsbüros in Berlin, Frankfurt/Main, Hamburg, Hannover, Köln, München, Stuttgart oder direkt bei



NEU

25 Jahre Steinlein-Hochkonstant-Netzgeräte

ein neues Jubiläumsprogramm
in verbesselter und erweiterter Ausführung
Frontplatte in 4 Farben eloxiert

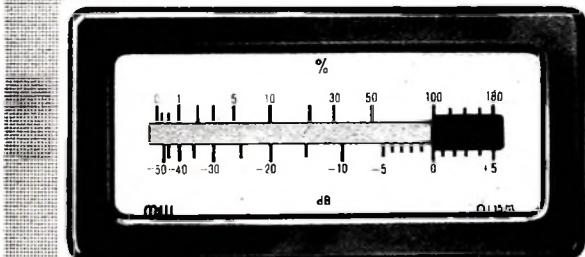
HK 360	60 ... 360 Volt / 0 ... 75 mA, 0,1%	285,- DM
HK 361 kontinuierlich	60 ... 360 Volt / 0 ... 120 mA, 0,1%	350,- DM
HK 362	60 ... 360 Volt / 0 ... 150 mA, 0,1%	350,- DM
HK 430 B	100 ... 400 Volt / 0 ... 250 mA, 0,1%	485,- DM
HK 450 B	100 ... 400 Volt / 0 ... 500 mA, 0,1% Alle Geräte: 0-4,6 V / 5 Amp. u. Gittersp. 0-80 V / 3 mA.	585,- DM
HK 101 B	2 (100 ... 400 V / 0 ... 150 mA) 0,1% 2 (0-4,6-3 V / 3 A) u. 0 ... 150 V / 20 mA	650,- DM
HK 1000 N 4 Instrumente	2 (100 ... 400 V / 0 ... 300 mA) 0,1% 2 (0-4,6-3 V / 3 A) u. 3 Meßspann. 0,1%	1250,- DM
HKO 615	0 ... 400 Volt / 0 ... 150 mA, 0,1% und 100 ... 600 V / 150 mA, 0,1%	850,- DM
HKO 635	0 ... 400 Volt / 0 ... 350 mA, 0,1% und 100 ... 600 V / 0 ... 350 mA, 0,1%	1250,- DM
HKO 3510	0 ... 250 Volt / 0 ... 1 A, 0,1% und 100 ... 350 V / 0 ... 1 A, 0,1%	1450,- DM
HKO 3520 m. Instrumenten	0 ... 250 Volt / 0 ... 2 A, 0,1% Fahr. Puliform und 100 ... 350 V / 0 ... 2 A, 0,1%	2850,- DM

Magnetische Spannungs-Gleichhalter
Spezialgeräte u. Anlagen jeglicher Art
Hochspannungs-, Magnet- u. Transistorarten

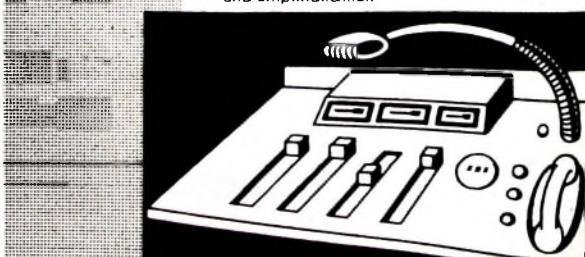
STEINLEIN - REGLER
Karlsruhe, Markgrafenstr. 48-50
Telefon 24728

Lichtzeiger-Instrumente

für elektro-akustische Anlagen
Prüffelder und Betriebskontrollen
Parallaxenfreie Einstellung



Kurze Einstellzeit bis zu 15 Millisekunden
je nach Maßwerk
und Empfindlichkeit



MÜLLER & WEIGERT OHG · NÜRNBERG

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



R. SCHIFFEL, Telefunken, Ulm

Tendenzen der Röhren- und Halbleiterentwicklung

Die Überschrift dieses Aufsatzes könnte auch lauten „Kampf um Frequenz und Empfindlichkeit“ und würde damit die Aufgabenstellung, das Entwicklungsziel für Röhren und Halbleiter deutlicher machen. Gewiß ist diese Aufgabe nicht die einzige für alle Halbleiter- und Röhrengruppen. Aber sie zieht sich doch wie ein roter Faden durch die Mehrzahl der im Vordergrund stehenden Entwicklungsaufgaben. Eng verknüpft mit diesen Arbeitszielen ist nun eine dritte Aufgabe, nämlich die, die abgabbare Leistung zu vergrößern. Nur der vierte Themenkreis Lebensdauer, Zuverlässigkeit scheint auf den ersten Blick nicht organisch mit den erstgenannten Aufgaben verbunden zu sein.

Blenden wir einmal kurz zurück in die Jahre bis etwa 1940. Ein wichtiger Beurteilungsfaktor für Rundfunkgeräte war die Empfindlichkeit. Sie gibt an, welche Antennenspannung an einer festgelegten Antenne für eine Ausgangsleistung von 50 mW erforderlich ist. Dieser Bewertungsmaßstab war völlig ausreichend, bis mit der Verwendung von Frequenzen oberhalb des KW-Bereiches ein anderer Faktor für die Empfangsgüte eines Gerätes geschaffen werden mußte, und zwar die Rauschzahl oder Grenzempfindlichkeit. Zwei Gründe waren dafür maßgebend:

Im UKW- und Dezimeterbereich sind die Antennen an den Empfängereingang fest gekoppelt. Der Antennenwiderstand ist ja ein reiner Wirkwiderstand, und man arbeitet mit Leistungsanpassung. Hinzu kommt, daß mit steigenden Frequenzen das im Empfänger vorhandene Störgeräusch wesentlich durch das Eigenrauschen des Empfängers und nicht durch atmosphärische (Umwelt-) Störungen (zum Beispiel elektrische Maschinen und Apparate) bestimmt ist.

Der Wunsch nun, die Empfangsgüte – also die Rauschzahl – stetig zu verbessern, und die sorgfältige Durcharbeitung der Eingangsschaltungen im Hinblick auf niedriges Rauschen führten zu Entwicklungsarbeiten mit dem überraschenden Ergebnis, daß heute in Großserie gefertigte Röhren ihre Eigenschaften für Eingangsstufen bis zu 1000 MHz bewiesen haben.

Es ist verständlich, daß der Transistor danach trachtet, diese Vorrangstellung der Röhre einzuholen und wenn möglich zu überholen. Von seiner Ausgangsposition (Tonfrequenzbereich) hat er sich in wenigen Jahren über Kurzwelle und UKW-Bereich vorgearbeitet, und heute ist in den Halbleiterlabors eine der wichtigsten Aufgaben, dem Transistor den Bereich bis 1000 MHz zu erschließen.

Man sage damit nicht, daß der Transistor für die unteren Frequenzbereiche alle vom Gerät gestellten Forderungen erfüllt habe. Temperaturrempfindlichkeit, ungünstigere Regel-eigenschaften, das Verhalten gegen Kreuzmodulation zwingen zu höherem Aufwand, zu sorgfältigerer Dimensionierung als bei Röhrenschaltungen. Ob hier die Zukunft dem Konstrukteur Erleichterungen bringen wird, ist noch nicht abzusehen.

Aber auch in anderer Hinsicht dominiert die Frequenz in den Entwicklungsplanungen der Halbleiterlabors, nämlich bei der

Aufgabe, die Schaltfrequenz zu erhöhen. Der Transistor ist ja deshalb für die Anwendung als Schalter gut geeignet, weil seine Restspannung sehr klein ist, also die Verluste in Durchlaßrichtung (Strom mal Restspannung) gering sind. Im Blickpunkt des Interesses steht hier auf dem Rundfunk- und Fernsehgebiet der Zeilen-Endtransistor, da mit seiner Hilfe die im Fernsehgerät verbrauchte Leistung merklich erniedrigt werden könnte. Da aber gleichzeitig noch hohe Schaltleistung, hohe Sperrspannungsfestigkeit und Schaltgeschwindigkeit verlangt werden, ist zumindest für große Fernsehempfänger noch keine Serienlösung greifbar.

Dagegen ist es dem Halbleiter gelungen, in der kommerziellen Technik durch die Tunneldiode einen wesentlichen Schritt in der Schaltgeschwindigkeit, das heißt in der Frequenzgrenze, voranzukommen. Diese Eigenschaft nutzt man zur Konstruktion schnellster Rechnergeräte aus. Daneben wird die Tunneldiode (Esaki-Diode) auch als Mikrowellenoszillator angewendet. Ob sie auch noch in breitem Maß in die Verstärker-technik eingeführt werden kann, unterliegt zur Zeit sorgfältigen Untersuchungen. Dabei sind Aussteuerfähigkeit, Kreuzmodulationsfestigkeit, Entkopplung von Ein- und Ausgang – denn es handelt sich ja um eine Zweipolschaltung – von besonderer Bedeutung.

Das gleiche gilt für den parametrischen Verstärker, für den die Röhren- und Halbleiter-technik die Kapazitätsvariations-Diode und die Pumposzillator-Röhre, falls nicht eine Dioden-vervielfachung angewendet wird, beisteuern muß. So bestehend der Gewinn an Grenzempfindlichkeit ist – zum Beispiel sind bei etwa 600 MHz Rauschzahlen von 1,3 bei einer Bandbreite von etwa 10 MHz gemessen worden –, so sehr ist seine Anwendung durch ähnliche Forderungen wie beim Tunneldioden-Verstärker erschwert.

Die Bedeutung des Ringens um kleinste Rauschzahlen liegt in hoher Reichweite oder bei konstanter Reichweite in kleinerer Sendeleistung, außerdem in hoher Übertragungsbandbreite. Berücksichtigt man noch die Mikrominiaturisierung, so sind die Anstrengungen der Halbleiterphysik, nach hohen Frequenzen an Boden zu gewinnen, verständlich.

Trotzdem ist aber für die kommerzielle Nachrichtentechnik, die heute bei den Richtfunkverbindungen bis zu 10 GHz geht, nach wie vor intensiv an der Weiterentwicklung und Durcharbeitung hierfür geeigneter Röhren zu arbeiten.

Hatten wir bei der Betrachtung der Fernseheingangsschaltungen gesehen, daß die Empfänger-Großserientriode in üblicher Technik (9-Stift-Röhre) nun bis etwa 1000 MHz vorgedrungen ist, so schafft die Triode in Spezialausführung mit scheibenförmigen, induktivitätsarmen Ausführungen, geeignet zum Einbau in konzentrische Leitungen, den Bereich bis 5 GHz. Die darüberliegenden Frequenzen sind den Laufzeitröhren (Wanderfeldröhren und Klystrons) vorbehalten.

Die hier vorliegenden Aufgaben beziehen sich auf Erweiterung des Frequenzbereiches, Erhöhung der Leistung und auf

Entwicklung von Wanderfeldröhren niedriger Rauschzahl. Dazu kommen für die Mischung im Eingang des Empfängers spezielle Mikrowellen-Halbleiterdioden.

Aber noch in anderer Hinsicht ist bei diesen Richtfunkverbindungen die Frequenzgrenze von weittragender Bedeutung. Vor Jahr zu Jahr steigt die Anzahl der Gesprächskanäle und Fernschreibverbindungen, die über eine solche Nachrichtenstrecke geleitet werden. So entstehen immer höhere Forderungen an die in den Trägerfrequenzverstärkern benötigten Breitband-Verstärkerrohren. Das für das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt maßgebliche S/C ist von $0,3 \text{ mA/V} \cdot \text{pF}$ auf etwa $3 \text{ mA/V} \cdot \text{pF}$ gestiegen.

Speziell diese Technik hat nun aber in ganz anderer Hinsicht der Entwicklung der Röhren und Halbleiter neue Impulse gegeben. Sie kamen mit dem Begriff der Lebensdauer. Es ist klar, daß bei der vielkanaligen Inanspruchnahme solcher Strecken, bei der hohen Anzahl von Verstärkerstufen, die ein Gespräch zu durchlaufen hat, die Zuverlässigkeit – die Lebensdauer der Verstärkerelmente – ganz besonders wichtig ist. So ist heute eine garantierte Lebensdauer von 20 000, ja 30 000 Stunden keine Seltenheit. Laufzeitröhren erreichen trotz hoher Katodenbelastung ebenfalls über 10 000 Stunden. Und es ist selbstverständlich, daß man sich auch in der Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik um die gleiche Aufgabe seit langem mit Erfolg bemüht. Bei den Fernseh-Bildröhren zum Beispiel – dem im Fernsehempfänger kostbarsten Einzelteil – sind heute schon die Brennstdenzahlen im Durchschnitt um 50 % höher als zu Beginn des Fernsehens.

Damit wird ein sehr wesentliches Kapitel in der Röhren- und Halbleiterentwicklung angeschnitten, nämlich das der physikalischen und technologischen Grundlagenforschung. Hier liegt eine solche Fülle von Aufgaben vor, daß es schwer ist, auch nur die wichtigsten davon in der kurzen Übersicht aufzuführen, denn die moderne Technik begnügt sich nicht damit, daß ein bestimmter Effekt erreicht wird. Sie verlangt vielmehr äußerste Präzision und Konstanz, kleinste Streuung von Exemplar zu Exemplar. So bringt zum Beispiel die so einfach anmutende Forderung auf hohe Lebensdauer der Röhre eine ganze Serie von Teilaufgaben mit sich: Erzeugen sehr hohen Vakums, Schaffen von Meßverfahren, um solche Vakua exakt messen zu können. Es gehört weiter dazu, durch sorgfältige Meßreihen die günstigste chemische Zusammensetzung des Katodennickels zu ermitteln und diese laufend zu kontrollieren. Daß für die Systemteile in gleicher Weise genaue Materialvorschriften ausgearbeitet werden müssen, ist ebenso selbstverständlich wie die genaueste Beachtung der Arbeitsvorschriften für die Herstellung der Katodenpaste. Man könnte zwar, nachdem gesagt wurde, daß heute die Forderung auf hohe Lebensdauer erfüllbar ist, meinen, daß auf diesem Gebiet keine weiteren Entwicklungsarbeiten nötig sind. Doch man muß bedenken, daß ständig neue Typen in die Reihe der Langlebensdauerröhren einbezogen werden, zum Teil mit höheren Katoden- oder Anodenbelastungen, zum Teil mit sehr gedrängtem Aufbau, so daß jeweils den höheren Ansprüchen des Typs angepaßte Fertigungsvorschriften auszuarbeiten sind.

Bei der Halbleitertechnik arbeitet man technologisch an der Herstellung dünner Schichten, um auf kleine Laufzeiten und damit auf hohe Grenzfrequenzen zu kommen. Daneben laufen Arbeiten zur Stabilisierung der Betriebswerte, Verkleinerung und Konstanz der Restströme in der Lebensdauer, wie zum Beispiel bei dem Si-Planar-Transistor durch Passivierung der Oberfläche. Gleichzeitig werden Fertigungsverfahren gesucht, die eine Automation ermöglichen. Man strebt die maschinelle Fertigung nicht nur aus Gründen der Kosten senkung an, sondern auch deshalb, weil bei den winzigen Abmessungen die Menschenhand nicht genau genug arbeiten kann.

Und schließlich ist es die besondere Aufgabe des Physikers, nach neuen Bauformen, nach neuen Halbleitermaterialien zu suchen. Er muß sorgfältig jede Idee auf ihre Brauchbarkeit prüfen und jeden Vorschlag für Verbesserung der Verfahrenstechnik testen, um so den Weg für den weiteren Ausbau der Halbleitertechnik zu ebnen.

E. CHRISTIAN

Tonbandgeräteentwicklung der Grundig Radio Werke GmbH

Zur Aufzeichnungstechnik

Seit der Einführung der Hochfrequenz-Vormagnetisierung und den induktiven Ringköpfen in die Magnetonteknik werden mit Hilfe besserer Bänder sowie durch Verbesserung des Aufzeichnungsmechanismus laufend höhere Informationsdichten mit Heim-Tonbandgeräten erreicht. Verbesserungen der Magnettänder erbringen auch diesmal die Voraussetzungen, durch die – nach sorgfältiger Analyse des Aufzeichnungsmechanismus in Verbindung mit neuen Kopfkonstruktionen – eine Erweiterung auf kleinere aufzeichnbare Wellenlängen möglich wird.

Nachstehend wird über Untersuchungen bei $4,75 \text{ cm/s}$ Bandgeschwindigkeit berichtet. Mit ausreichender Dynamik zum Betriebsrauschen wird ein Frequenzbereich von $40 \text{ Hz} \dots 13\,000 \text{ Hz}$ aufgezeichnet. Die aufgezeichnete Wellenlänge ist bei der oberen Eckfrequenz rund $3,6 \mu\text{m}$; das entspricht einer Informationsdichte von $2,73 \text{ kHz/cm}$.

1. Dämpfungsfaktoren

Die Theorie der Magnetspeicher geht von einer homogen magnetisierten Schicht aus, da der Hörkopf die Schicht jeweils in der Ebene des Hörkopfspaltes abtastet. Neben den Eigenschaften des Bandes spielen der Abstand Kopf – Band und die Spaltbreite eine wichtige Rolle. Es gilt allgemein, daß alle wellenlängenabhängigen Band- und Kopfdimensionen in ihrer Wirkung konstant bleiben, sobald ihr Verhältnis, bezogen auf die Wellenlänge der Aufzeichnung, konstant bleibt.

Bei Aufnahme ohne Vormagnetisierung wird die Schicht in der Tiefe nach Betrag und Richtung verschieden magnetisiert. Im Gegensatz dazu erfolgt die Festlegung des Signals mit Wechselfeldvormagnetisierung beim Unterschreiten der kritischen Feldstärke, die angenähert der Koerzitivkraft gleichgesetzt werden kann. Das Signalfeld beträgt bei Ringköpfen mit Nickeleisenkern nur etwa ein Zehntel des Vormagnetisierungsfeldes. Für Tonaufzeichnungen wird der Klirrfaktor der mittleren Frequenzen zur Begrenzung der Bandmagnetisierung herangezogen.

In einem Wiedergabekopf mit der Windungszahl w wird im verlustfreien Fall die Spannung

$$U_0 = - w \frac{d\Phi_0}{dt} \quad [V] \quad (1)$$

induziert.

Mit Φ_0 ist der gesamte äußere Bandfluß einer homogen längsmagnetisierten Magnetschicht bei sehr großer Wellenlänge bezeichnet. Eine sinusförmige Aufzeichnung vorausgesetzt, berechnet sich die Spannungsamplitude aus der Flußamplitude als

$$\hat{U}_0 = w \hat{\Phi}_0 \omega \cdot 10^{-4} \quad [V] \quad (2)$$

Der beim Wiedergabevorgang praktisch wirksam werdende äußere Bandfluß $\hat{\Phi}$ unterscheidet sich wegen der auftretenden wellenlängenabhängigen Verluste ganz wesentlich von dem theoretischen Idealfall.

Für den mit Dämpfungsfaktoren behafteten wirksamen Fluß $\hat{\Phi}$ [1] gilt als Näherung

$$\hat{\Phi} = \Phi_0 \cdot e^{-\frac{\lambda_c}{\lambda}} \cdot e^{-\frac{-2\pi s}{\lambda}} + \frac{\sin \pi s/\lambda}{\pi s/\lambda} \cdot \frac{\sin \pi s'/\lambda}{\pi s'/\lambda} \quad (3)$$

Es bedeuten im einzelnen: $D_b = e^{-\frac{\lambda_c}{\lambda}}$ = Bandflußdämpfung,

$D_a = e^{-\frac{-2\pi s}{\lambda}}$ = Abstandsämpfung, $D_s = \frac{\sin \pi s/\lambda}{\pi s/\lambda}$ = Spaltbreiten-

dämpfung, $D_{s'} = \frac{\sin \pi s'/\lambda}{\pi s'/\lambda}$ = Spaltwinkeldämpfung, $\lambda = v/f$ = auf-

gezeichnete Wellenlänge, v = Bandgeschwindigkeit, f = Frequenz, λ_c = charakteristische Wellenlänge, a = Abstand Magnetschicht – Kopfspiegel, s = Spaltbreite des Wiedergabekopfes, $s' = B \cdot \tan \alpha$ = Spaltprojektion auf Bandlängssachse, B = Spurbreite, α = Neigungswinkel zwischen Spalt und Normale zur Bandachse.

Schreibt man den Bandfluß im Dämpfungsmaß, dann addieren sich die zu den einzelnen Wellenlängen beziehungsweise Frequenzen gehörenden Dämpfungsfaktoren in Dezibel.

bei Heim-Tonbandgeräten

DK 681.84.083.8

Im Bild 1 sind Bandflußdämpfung D_B und Abstandsdämpfung D_a über dem hier interessierenden Bereich dargestellt. Parameter ist die charakteristische Wellenlänge λ_c beziehungsweise der Abstand a zwischen Magnetschicht und Kopfspiegel.

Die charakteristische Wellenlänge λ_c ist im Prinzip eine apparative Konstante, die zu einem wesentlichen Teil durch die Eigenschaften des verwendeten Bandes bestimmt wird. Die theoretischen Zusammenhänge zwischen Schichtdicke, Schichtpermeabilität, Spaltbreite und Abstand Magnetschicht - Kopfspiegel sind für den Aufnahmevergäng noch nicht restlos geklärt. Zur Vereinfachung der Problematik werden die Messungen an dem in seinen Eigenschaften bekannten Bandtyp „LGS 26/110 211“ durchgeführt, der in Zukunft als Leerbandteil für DIN-Bezugsbänder 9 und 4,75 vorgesehen ist. Durch Verringerung des Vormagnetisierungsstromes lassen sich, insbesondere mit dicken Magnetschichten, bei hohen Frequenzen höhere Pegel aufzeichnen und wiedergeben. Durch diese Maßnahme wird die dem Kopfspiegel zugewandte partielle Magnetschicht bevorzugt magnetisiert und

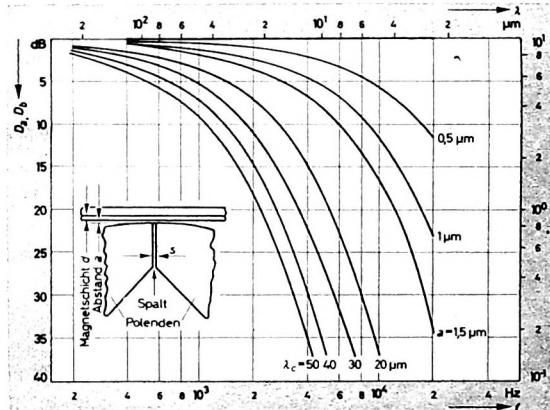


Bild 1. Bandflußdämpfung D_B und Abstandsdämpfung D_a in Abhängigkeit von der Frequenz f beziehungsweise der Wellenlänge λ ; Bandgeschwindigkeit $v = 4,75 \text{ cm/s}$

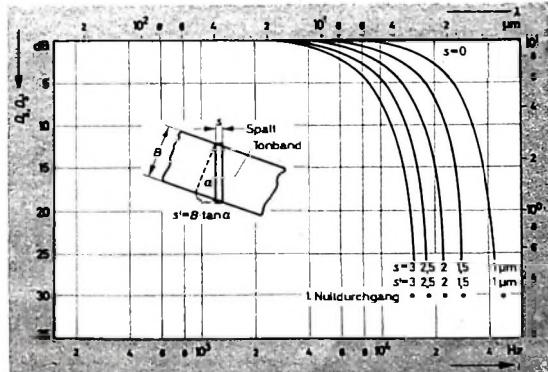


Bild 2. Rechteck-Spaltfunktion $f(a) = \frac{\sin \alpha}{\alpha}; \alpha = \frac{\pi s}{\lambda}; v = 4,75 \text{ cm/s}$

die Bildung von Interferenzen durch Phasenfehler weitgehend ausgeschlossen.

Ein weiterer Weg zur Begünstigung hoher Informationsdichten besteht darin, bei vorgegebener Schichtdicke die Spaltbreite des Sprechkopfes so auszulegen beziehungsweise nach oben zu begrenzen, daß die Schicht bei der angestrebten Grenzwellenlänge mittels geeigneter Wahl des Vormagnetisierungsstromes noch gleichmäßig durchmagnetisiert werden kann.

Auch sind neuerdings Kopfkonstruktionen bekanntgeworden [2, 3], die durch einen steilen Feldabfall höhere Informationsdichten zulassen.

Im Bild 2 sind die Spaltbreitendämpfung D_s und die Spaltwinkel-dämpfung $D_{s'}$ mittels der Rechteck-Spaltfunktion dargestellt. Bilden Aufsprech- und Wiedergabespalt infolge Schieflage den Winkel α , dann wird der Wiedergabespalt wirkungsmäßig um die Projektion der Spurbreite B auf die Längsrichtung des Bandes verbreitert. Parameter ist im Bild 2 die Spaltbreite s beziehungsweise die bei Schieflage auftretende Spaltverbreiterung s' . Nach Einführung der Dämpfungs faktoren drückt sich die in einem Ringkopf induzierte Spannungsamplitude aus durch

$$\hat{U} = u w K e^{-\frac{-\lambda_c}{\lambda}} \cdot e^{-\frac{-2\pi a}{\lambda}} \cdot \frac{\sin \pi s/\lambda}{\pi s/\lambda} \cdot \frac{\sin \pi s'/\lambda}{\pi s'/\lambda} [\text{V}], \quad (4)$$

wobei unter K (M) eine auf definierten Bandfluß bezogene Kopf-flußkonstante zu verstehen ist.

Als Effektivwert erhält man

$$U = 4,44 w K / e^{-\frac{-\lambda_c}{\lambda}} \cdot e^{-\frac{-2\pi a}{\lambda}} \cdot \frac{\sin \pi s/\lambda}{\pi s/\lambda} \cdot \frac{\sin \pi s'/\lambda}{\pi s'/\lambda} [\text{V}_{\text{eff}}] \quad (5)$$

2. Aufzeichnungstechnik

Ausgangspunkt der meßtechnischen Untersuchung bildet ein Viertelspur-Hör/Sprechkopfpaar [3], das insbesondere für hohe Informationsdichten entwickelt wurde. Durch die Schichtung der Lamellen des Sprechkopfes senkrecht zur Laufrichtung des Tonbandes werden Inhomogenitäten entlang der aufzeichnenden Spaltkante vermieden. Der konstruktiv bedingte steile Abfall des Feldes über dem Spalt in Richtung des Bandlaufs begünstigt die Aussteuerbarkeit der Magnetschicht des Tonbandes bei kleinen Wellenlängen; das gleiche gilt für den Wegfall sogenannter Nebenspalte auf der ablaufenden Hälfte des Polspiegels. Der Einfluß der Spaltbreite wurde, wie durch Bild 3 veranschaulicht, analysiert. Außer der Spaltbreite sind alle Spalt- und Kern-dimensionen bei den untersuchten Kopfmustern gleich.

Es liegen folgende Meßbedingungen vor: Die EMK ist einheitlich mit einem Hörkopf von $2,5 \mu\text{m}$ effektiver Spaltbreite ermittelt. Der Arbeitspunkt ist nach dem Grenzwellenlängen-Verfahren festgelegt, über das in einer späteren Arbeit berichtet werden

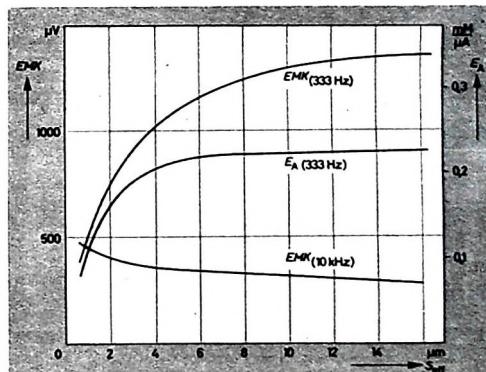


Bild 3. Aufsprechempfindlichkeit in Abhängigkeit von der Sprechspaltbreite S ; Band „LGS 26/110211“, $v = 4,75 \text{ cm/s}$, $f_{\text{HP}} = 75 \text{ kHz}$, Vollaussteuerung definiert durch $K_0 = 5\%$ von $f_{\text{HP}} = 333 \text{ Hz}$

soll. Bei gegebenem Arbeitspunkt ist der Signalstrom so ausgelegt, daß der kubische Klirrfaktor der Frequenz 333 Hz jeweils 5 % ist. Der Signalstrom ist je Musterkopf für 333 Hz und 10 kHz gleich. Aus Bild 3 ist ersichtlich, daß eine Sprechspaltbreite von $10 \mu\text{m}$ einen brauchbaren Kompromiß darstellt.

Bild 4 zeigt einen Bandvergleich der Leerlauf-EMK-Kurven entsprechend Gl. (5), mit einem Viertelspur-Hör/Sprechkopfpaar ermittelt. Bei dieser und den folgenden Messungen wurde eine Sprechspaltbreite von $10 \mu\text{m}$ und eine Hörspalte von $2,5 \mu\text{m}$ beibehalten. Bei den Messungen entsprechend Bild 4 ist der Signalstrom der einzelnen Kurven in üblicher Weise konstant gehalten. Auch hier handelt es sich um Vollpegel-Aufzeichnungen. Jede Kurve wurde individuell mit dem 1-kHz-Arbeitspunkt aufgenommen. Unter dem 1-kHz-Arbeitspunkt ist jener Vormagnetisierungsstrom zu verstehen, bei dem mit konstantem 1-kHz-

Signalstrom ein EMK-Maximum des Wiedergabekopfes erreicht wird.

Bei den hier verglichenen Bändern handelt es sich um einen Prototyp mit vergüteter Oberfläche („LGS 26/110 211“) und um einen solchen ohne vergütete Oberfläche („LGS 52/22 138“). Die Charge „LGS 52/22 138“ ist identisch mit dem Leerbandteil für DIN-Bezugsbänder 19, während „LGS 26/110 211“ als Leerbandteil für DIN-Bezugsbänder 4,75 vorgesehen ist [4]. Alle Messungen

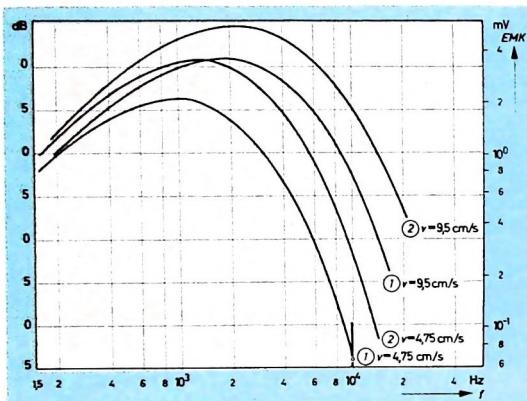


Bild 4. Frequenzkurven bei individuellem 1-kHz-Arbeitspunkt und -Signalstrom: K_3 (333 Hz) = 5%. Kurven ① = „LGS 52/22 138“ (Prototyp alt), Kurven ② = „LGS 26/110 211“ (Prototyp neu)

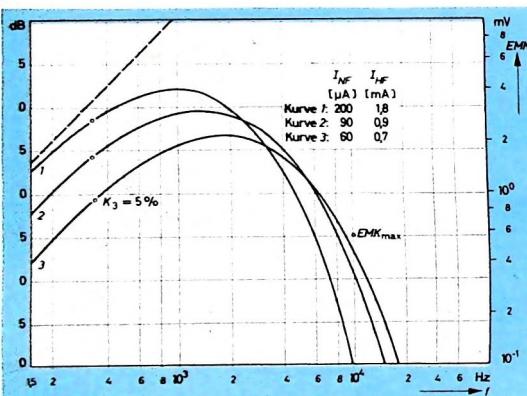


Bild 5. Frequenzkurven von Band „LGS 26/110 211“ bei einheitlicher Vollaussteuerung, definiert durch K_3 (333 Hz) = 5%. $f_{HF} = 75$ kHz, $v = 4,75$ cm/s, Vierfelspur Hör/Sprechkopfpaar

wurden mit fabrikneuen Bändern ausgeführt, ein Umstand, der wichtig genug ist, um festgehalten zu werden, da insbesondere Band ① sich infolge Glättung während der Benutzung noch ändert. Wie der Vergleich zeigt, ist der Gewinn durch Band ① beträchtlich. Er ist, außer auf die gute Oberfläche, auf einem höheren Füllfaktor der Magnetschicht zurückzuführen. Mit Rauhtiefen bis zu 1,5 μm muß die Oberflächenglätte der meisten Bänder jedoch auch heute noch für hohe Informationsdichten als unbefriedigend angesehen werden. Eine weitere Steigerung der Auflösung ist in erster Linie durch Verbesserung des Band-Kopfkontaktes, das heißt durch eine bessere Oberfläche der Bänder, zu erwarten. Der Einfluß von Signalstrom und Vormagnetisierungsstrom auf die Bandflußdämpfung wird im Bild 5 gezeigt. Es handelt sich in allen Fällen um Aufnahmen bei Vollaussteuerung (Vollpegel).

Ein gutes Kriterium zur Bewertung der Höhenempfindlichkeit von Bändern bildet der Meßwert EMK_{max} , das heißt die bei einer bestimmten Grenzwellenlänge dem Maximalfluß entsprechende Größe. Im Bild 5 wurde der Meßwert für 10 kHz ($\lambda_G = 4,75$ μm) fixiert. Der Meßwert EMK_{max} läßt sich bei erhöhtem Signalstrom (ohne HF!) für Wellenlängen unter 5 μm leicht ermitteln. Um einen für hohe Informationsdichten geeigneten Bandtyp zu finden, sind hier nicht näher zu erörternde Untersuchungen mit einer Grenzwellenlänge $\lambda_G = 4,75$ μm vorangegangen.

3. Geräuschabstand

Die Dynamik der Aufzeichnung wird in prinzipieller Weise durch das Bandrauschen beeinflußt. In der Fachterminologie sind zwei Begriffe zur Definition des Bandrauschen üblich: Ruherauschen und Modulationsrauschen. Das signalfreie Band erzeugt bei der Wiedergabe ein Ruherauschen, während bei Vorhandensein von Nutztönen ein zusätzliches Modulationsrauschen auftritt.

Zur Ermittlung des Modulationsrauschen ist nach DIN 45 519 Bl. 2 vorgesehen, dem Sprechkopf zusätzlich zum hochfrequenten Vormagnetisierungsstrom einen Gleichstrom zuzuführen, dessen Höhe gleich dem Effektivwert des für Vollaussteuerung erforderlichen Signalstromes ist. Das Ruherauschen wird bei vorgegebenen Bandeigenschaften durch das Vormagnetisierungsfeld des Sprechkopfes bestimmt; es ist für die Kurven 1, 2 und 3 im Bild 5 praktisch konstant. Andererseits wird aber auch wegen des Verdeckungseffektes ein Modulationsrauschenabstand von 30 dB vom menschlichen Ohr bei der Bandwiedergabe noch nicht als störend wahrgenommen.

Qualitätskriterium für die Dynamik elektroakustischer Übertragungsanlagen im allgemeinen und von Heim-Tonbandgeräten im besonderen ist der Betriebsgeräuscheabstand. Dabei spielt neben dem Frequenzgang der Hörkopf-EMK noch die Aufteilung der Entzerrung eine wesentliche Rolle.

Die Gesamtentzerrung ergibt sich zunächst durch Spiegelung der EMK-Frequenzgangkurve an der Horizontalen. Soll eine Erweiterung des Übertragungsbereiches nicht auf Kosten des Störabstandes erfolgen, dann müssen Kulminationspunkt und Bandflußdämpfung der Eckfrequenz genauestens berücksichtigt werden. Der Betriebsgeräuscheabstand wird zweckmäßigerweise gehörwertrichtig gemessen.

In DIN 45 405 wurde eine entsprechende Bewertungskurve festgelegt, die im Bild 6 wiedergegeben ist. Die Bewertungskurve hat einen ähnlichen Verlauf wie die Ohrkurve bei 30 phon Lautstärke. Ein Meßgerät mit gehörwertrichtigem BewertungsfILTER ist beispielsweise der Geräuschspannungsmesser „Rel 3U33“ von Siemens. Der Hauptbereich der Bewertung liegt zwischen 4000 und 6000 Hz, während 1000 und 9000 Hz gleich stark, nämlich um 8 dB abfallen. Unter den Gesichtspunkten der Ohrkurvenbewertung sind die Frequenzkurven 2 und 3 im Bild 5 gleichzusetzen, während Kurve 1 und die hier nicht dargestellten Kurven zwischen 1 und 2 aus diesem Grunde und wegen der starken Bandflußdämpfung ungeeigneter sind.

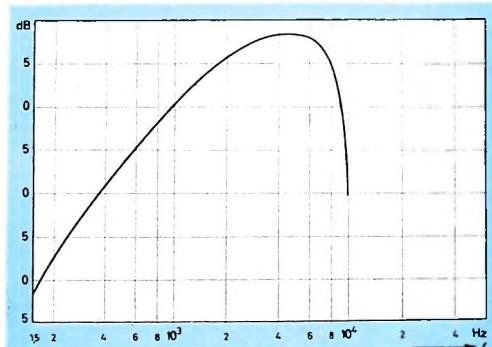


Bild 6. Bewertungskurve für Rauschmessungen

Durch entsprechend hohe Aufnahmebelebung kann der Ohrkurve ebenfalls Rechnung getragen werden. So kann, ausgehend von Kurve 3 (Bild 5), bei 18,5 dB Gesamtentzerrung 13 kHz als Eckfrequenz erreicht werden, wobei zur Sicherung eines Betriebsgeräuscheabstandes größer als 50 dB die Höhenanhebung im wesentlichen aufnahmeseitig vorgenommen wird.

Schrifttum

- [1] • Winkel, F.: Technik der Magnetspeicher. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1960, Springer-Verlag. Abschnitt „Die Theorie der Magnetspeicher“ von Krones, F., S. 410
- [2] Camras, M., u. Sears, R.: Outside-coil magnetic head improves high-frequency recording. Electronics Bd. 34 (1961) Nr. 26, S. 29-31
- [3] Christian, E.: Getrennte Köpfe für Aufnahme und Wiedergabe bei großen Grundig Tonbandgeräten. Grundig Techn. Inform. Bd. 8 (1961) Nr. 7, S. 229-230
- [4] Magnetophonband BASF, Katalog der BASF, Ludwigshafen 1961

Verzögerungsleitungen

DK 621.3.092

Zahlreiche elektronische Geräte enthalten Vierpolschaltungen zur zeitlichen Verzögerung elektrischer Signale. Sie lassen sich nach der Art ihres Aufbaues in zwei Gruppen unterteilen: in Laufzeitketten und Verzögerungsleitungen. Der wesentliche Unterschied zwischen beiden besteht darin, daß Laufzeitketten aus konzentrierten Schaltelementen – Induktivitäten und Kapazitäten – aufgebaut sind, während Verzögerungsleitungen verteilte Elemente aufweisen. Im folgenden werden zunächst die Forderungen, die an Verzögerungsschaltungen zu stellen sind, und das Verhalten von Laufzeitketten behandelt und dann der Aufbau, die Eigenschaften sowie die Anwendung von Verzögerungsleitungen beschrieben.

1. Aufgabe und erforderliche Eigenschaften von Verzögerungsschaltungen

Verzögerungsschaltungen haben die Aufgabe, elektrische Signale zu verzögern, um eine definierte zeitliche Zuordnung zweier oder mehrerer Vorgänge herbeizuführen. Längere Verzögerungszeiten lassen sich mit Relaiskombinationen, RC-Schaltungen und Tonbandgeräten erreichen. Andere Verzögerungsanordnungen nutzen die Laufzeit des Schalls in bestimmten Medien, wie Flüssigkeiten und Metallen, aus. Für sehr kurze Zeiten in der Größenordnung von Mikrosekunden kommen dagegen fast ausschließlich spezielle Leitungen oder leitungsähnliche Schaltungen als Verzögerungselemente in Betracht. Wie bei jen Fernmelde- und Hochfrequenzleitungen sind auch hier die Anpassungsbedingungen zu beachten; neben die Laufzeit tritt als zweite charakteristische Größe von Laufzeitketten und Verzögerungsleitungen der Wellenwiderstand.

Das zu verzögernde Signal ist im allgemeinen ein Impuls, der von dem Verzögerungselement möglichst wenig gedämpft und dessen Form nicht merkbar verzerrt werden soll. Stellt man sich den betrachteten Impuls nach Fourier als eine Summe von Sinusschwingungen unterschiedlicher Frequenz, Amplitude und Phase vor, so heißt das, daß die Verzögerungsschaltung weder die Amplitudenverhältnisse noch die Phasenbeziehungen der Einzelschwingungen zueinander wesentlich verändern darf.

Diesen Bedingungen genügen exakt nur solche Verzögerungselemente, deren Laufzeit, Wellenwiderstand und Dämpfung frequenzunabhängig sind. Die folgenden Abschnitte sollen zeigen, in welchem Maße Laufzeitketten und Verzögerungsleitungen diesem idealen Verhalten entsprechen und welche Maßnahmen angewandt werden können, um die Linearität zu verbessern.

2. Laufzeitketten

Laufzeitketten bestehen aus mehreren hintereinandergeschalteten, gleichartig aufgebauten π - oder T-Gliedern nach Bild 1 oder 2. Für die Frequenzabhängigkeit des Wellenwiderstandes Z , des Phasenmaßes b , der Laufzeit t sowie für die Grenzfrequenz ω_0 der Einzelglieder gilt

T-Glied:

$$Z_T = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (1)$$

$$b_T = 2 \arcsin \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2)$$

$$t_T = \frac{b_T}{\omega} \quad (3)$$

$$\omega_{0T} = \frac{2}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (4)$$

π -Glied:

$$Z_\pi = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (5)$$

$$b_\pi = b_T \quad (6)$$

$$t_\pi = t_T \quad (7)$$

$$\omega_{0\pi} = \omega_{0T} \quad (8)$$

Bild 1. T-Glied

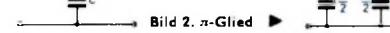


Bild 2. π -Glied

Die Grenzfrequenz ω_0 kennzeichnet die Frequenz $f_0 = \omega_0/2\pi$, bei der das Phasenmaß den Wert π erreicht und der Wellenwiderstand die Extremwerte Null oder Unendlich annimmt. Für Frequenzen $\omega > \omega_0$ ist der Wellenwiderstand komplex und die Phasendrehung unabhängig von der Frequenz, $b = \pi$.

Wie Bild 3 erkennen läßt, ist der Wellenwiderstand von T- und π -Gliedern stark frequenzabhängig, wenn sich ω/ω_0 dem Wert 1 nähert. Das gilt auch für die Laufzeit, die nur dann konstant ist, wenn b linear mit der Frequenz wächst (s. Gl. (3)) und nicht von dem im Bild 3 eingezeichneten idealen Verlauf abweicht.

Damit die auftretenden Verzerrungen das zulässige Maß nicht überschreiten, muß das Verhältnis ω/ω_0 klein sein. Dann ist aber auch die je Glied mögliche Verzögerungszeit entsprechend kurz. Sollen zum Beispiel Impulse mit $f = 100$ kHz übertragen werden und soll für die 10. Oberwelle noch $\omega/\omega_0 = 0,4$ gelten, so erreicht man je Glied nur eine Verzögerungszeit von

$$t = \frac{b}{\omega} = \frac{2 \arcsin(\omega/\omega_0)}{\omega} \approx \frac{2(\omega/\omega_0)}{\omega}$$

$$= \frac{2 \cdot 0,4}{2 \pi \cdot 10^4} = 0,128 \mu s$$

Werden längere Zeiten benötigt, so müssen mehrere Glieder hintereinandergeschaltet werden; es entsteht eine Laufzeitkette. Ihre Güte ist um so größer, je mehr Glieder die Kette aufweist. Geht man diesen Weg konsequent weiter, so gelangt man zu einer unendlichen Anzahl von Gliedern mit unendlich hoher Grenzfrequenz. Induktivität und Kapazität sind dann räumlich nicht mehr voneinander zu trennen, und aus der Laufzeitkette wird eine Verzögerungsleitung.

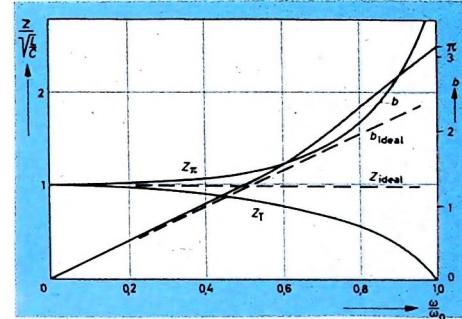


Bild 3. Wellenwiderstand und Phasenmaß von T- und π -Gliedern

3. Verzögerungsleitungen

3.1 Aufbau

Auf einem biegsamen Kunststoffkern, der bei einigen Ausführungen zur Erhöhung der Induktivität Carbynyleisen enthält, ist Kupferlackdraht Windung an Windung aufgesponnen. Er stellt den Innenleiter eines konzentrischen Leitungssystems dar. Den bewickelten Kern umgibt eine Isolierschicht, die als homogene Polyäthylenhülle ausgeführt ist oder aus einer oder mehreren Kunststoff-Folien besteht, die um den bespogenen Kern spiralförmig herumgelegt sind. Auch die Außenleiter der verschiedenen Ausführungsformen von Verzögerungsleitungen weisen unterschiedliche Merkmale auf. Bei einigen Typen findet man Geflechte aus blanken oder isolierten Drähten; bei anderen Konstruktionen liegen die Drähte in Form einer Reuse über der Isolierung. Der Parallel-draht-Außenleiter besteht aus blanken Drähten, unter die – gleichmäßig über den Umfang verteilt – einige Lackdrähte gemischt sind. Diese Maßnahme wirkt sich vorteilhaft auf die Dämpfung aus. Den äußeren Schutz der Leitungen bildet im allgemeinen ein Mantel aus thermoplastischem Kunststoff. Die Bilder 4 und 5 zeigen unterschiedlich aufgebaute Verzögerungsleitungen.



Bild 4. Verzögerungsleitung mit Geflecht-Außenleiter und homogener Isolierung



Bild 5. Verzögerungsleitung mit Parallel-draht-Außenleiter und Folien-Isolierung

Verzögerungsleitungen werden in großen Längen hergestellt. Sie sind biegsam und daher leicht zu montieren. Ein weiterer Vorteil ist, daß die gewünschte Laufzeit bei bekannter spezifischer Verzögerung mit dem Maßstab „abgemessen“ werden kann.

3.2 Elektrische Eigenschaften
Prinzipiell besteht zwischen Verzögerungsleitungen und den üblichen Übertragungsleitungen kein Unterschied. Auch für Ver-

Verzögerungsleitungen gelten daher die Beziehungen der Leitungstheorie für den Wellenwiderstand β , die Dämpfung α und das Phasenmaß β

$$\beta = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{\frac{\cos \delta}{\cos \epsilon}} \times \left(\cos \frac{\epsilon - \delta}{2} - j \sin \frac{\epsilon - \delta}{2} \right) [\text{Ohm}] \quad (9)$$

$$\alpha = \omega \sqrt{L \cdot C} \frac{\sin \frac{\epsilon + \delta}{2}}{\sqrt{\cos \epsilon \cdot \cos \delta}} [\text{N/km}] \quad (10)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L \cdot C} \frac{\cos \frac{\epsilon + \delta}{2}}{\sqrt{\cos \epsilon \cdot \cos \delta}} [\text{Bogengrad/km}] \quad (11)$$

Darin bedeutet L den Induktivitätsbelag [H/km], C den Kapazitätsbelag [F/km], $\tan \epsilon = R/\omega L$ den Verlustfaktor der Induktivität, $\tan \delta = G/\omega C$ den Verlustfaktor der Kapazität, R den Widerstandsbelag [Ohm/km] und G den Ableitungsbelag [S/km].

Bei kleinen Werten ϵ und δ kann man, mit Ausnahme des Bereiches sehr tiefer Frequenzen, in erster Näherung mit den übersichtlicheren Beziehungen

$$Z \approx \sqrt{\frac{L}{C}} [\text{Ohm}] \quad (12)$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2Z} + \frac{G}{2} Z [\text{N/km}] \quad (13)$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{L \cdot C} [\text{Bogengrad/km}] \quad (14)$$

$$t = \frac{\beta}{\omega} \approx \sqrt{L \cdot C} [\text{s/km}] \quad (15)$$

rechnen. Der Vergleich der Näherungsformeln mit Gl. (1) und Gl. (3) zeigt, daß für den Wellenwiderstand und die Laufzeit von Verzögerungsleitungen die gleichen Beziehungen gelten wie für Laufzeiten mit unendlich hoher Grenzfrequenz.

3.2.1 Wellenwiderstand

Verzögerungsleitungen haben wegen ihrer verhältnismäßig großen Induktivität im allgemeinen einen hohen Wellenwiderstand (1000 ... 4000 Ohm bei handelsüblichen Leitungen). Eine bestimmte Gruppe von Verzögerungsleitungen wurde daher bis vor kurzem unter der Bezeichnung „Hochohmkabel“ angeboten. Diese Leitungen können auch zur Verbindung hochohmiger Schaltungsteile eingesetzt werden, ohne daß ihre Verzögerungseigenschaften interessieren.

Nach Gl. (12) lassen sich beliebige Wellenwiderstände erreichen, wenn man das Verhältnis L/C entsprechend wählt. Die Praxis zeigt jedoch, daß die Herstellung von Verzögerungsleitungen mit sehr kleinen Wellenwiderständen bei hoher spezifischer Laufzeit schwierig ist. Die benötigte große Kapazität erfordert eine sehr dünne Isolierschicht, deren Dicke sich nur schwer konstanthalten lässt. Sehr große Wellenwiderstände sind dagegen elektrisch nicht mehr sinnvoll.

Der Wellenwiderstand von Verzögerungsleitungen ist nach Gl. (12), mit Ausnahme des Bereichs sehr tiefer Frequenzen, frequenzunabhängig. Bei Leitungen mit großer Laufzeit kann man jedoch feststellen, daß ihr Wellenwiderstand mit wachsender

Frequenz abnimmt. Diese Erscheinung wird im nächsten Abschnitt näher erläutert. Bild 6 zeigt als Beispiel den Wellenwiderstandsverlauf der Verzögerungsleitung „HH 2500“ (Hackethal).

3.2.2 Laufzeit

Die vergleichsweise kurze Laufzeit der zunächst bekanntgewordenen Verzögerungsleitungen, zum Beispiel „RG 65/U“, erwies sich wegen des damit verbundenen großen Raumbedarfes häufig als nachteilig. So war sehr bald die Tendenz festzustellen, Leitungen mit größerer Laufzeit je Längeneinheit bei gleichem oder kleinerem Außendurchmesser herzustellen. Nach Gl. (12) und Gl. (15) muß dazu – bei unverändertem Wellenwiderstand – neben der Kapazität auch die Induktivität der Leitung vergrößert werden. Mit Rücksicht auf die Dämpfung und die Verarbeitbarkeit sehr dünner Drähte läßt sich jedoch die Innenleiter-Windungszahl nicht beliebig vergrößern. Daher wurde versucht, dem Kern der Leitung Eisenpulver zuzumischen, um seine Permeabilität herauszusetzen. Es gelang, geeignete Eisensorten, Kunststoffmischungen und Fertigungsverfahren zu finden, so daß ein großer Teil der heute erhältlichen Verzögerungsleitungen einen biegsamen magnetisierbaren Kern aufweist. Die spezifische Verzögerungszeit dieser Leitungen beträgt 0,26 ... 3,3 $\mu\text{s}/\text{m}$. Zum besseren Verständnis dieser Zahlen sei hinzugefügt, daß man für eine Laufzeit von 3,3 μs etwa 680 m einer normalen kunststoffisolierten Leitung benötigt.

Ebenso wie der Wellenwiderstand, nimmt auch die Laufzeit hochverzögernder Leitungen mit wachsender Frequenz ab (s. Bild 6). Wegen des gleichartigen Verhaltens von Wellenwiderstand und Laufzeit muß nach Gl. (12) und Gl. (15) die Induktivität mit zunehmender Frequenz kleiner werden. Diese Erscheinung ist darauf zurückzuführen, daß man den Abstand zweier benachbarter Innenleiterwindungen dann nicht mehr als elektrisch kurz ansehen kann. Die Ströme in den einzelnen Windungen weisen eine geringe, mit wachsender Frequenz zunehmende Phasenverschiebung auf. Ihre Felder, die bei tiefen Frequenzen gleichphasig miteinander gekoppelt sind, schwächen sich gegenseitig, so daß die wirksame Induktivität abnimmt. Zum Beispiel ist die Phasendifferenz zwischen zwei benachbarten Windungen einer Leitung mit $t = 3 \mu\text{s}/\text{m}$ und 100 Wdg./cm Kernlänge bei $f = 10 \text{ MHz}$ etwas 1° .

Es ist möglich, diese Erscheinung dadurch auszugleichen, daß über dem Innenleiter leitende Beläge definierter Länge in gleichen Abständen angeordnet werden, die weder mit einem der Leiter noch untereinander galvanisch verbunden sind. Sie haben die Aufgabe, die Induktivität abschnittsweise kapazitiv zu überbrücken. Aus der homogenen Leitung wird so ein Kettenleiter, der bei hohen Frequenzen das Verhalten der Laufzeitkette, das heißt eine ansteigende Laufzeit, zeigt. Bei sorgfältiger Wahl der Abmessungen der Beläge ist es auf diese Weise möglich, die Laufzeitkurve in einem weiten Frequenzbereich zu linearisieren.

Eine weitere Möglichkeit, Wellenwiderstand und Laufzeit bei hohen Frequenzen anzuheben, besteht darin, die Windungskapazität der Innenleiter-Spule zu vergrößern, zum Beispiel durch Bestäuben mit Metallpulvern. Für die resultierende Induktivität gilt annähernd

$$L' = \frac{L}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C_w} \quad (16)$$

(C_w ist die Windungskapazität).

3.2.3 Dämpfung

Im Gegensatz zu normalen Leitungen ist es sehr schwierig, den Dämpfungsverlauf von Verzögerungsleitungen rechnerisch zu erfassen. Zwar gilt angenähert Gl. (13), jedoch setzt sich allein der Widerstandsbelag R aus vier verschiedenen Kompo-

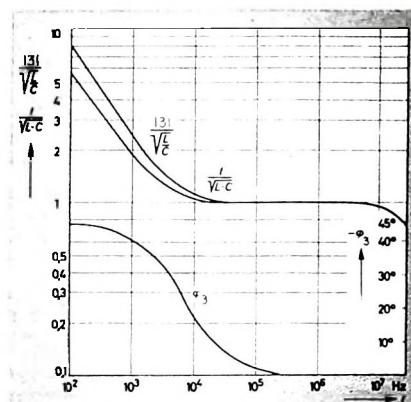


Bild 6. Frequenzgänge des Betrages und der Phase des Wellenwiderstandes sowie der Laufzeit einer Verzögerungsleitung „HH 2500“ ($Z = \sqrt{L/C} = 2900 \text{ Ohm}$, $t = \sqrt{L \cdot C} = 2 \mu\text{s}/\text{m}$)

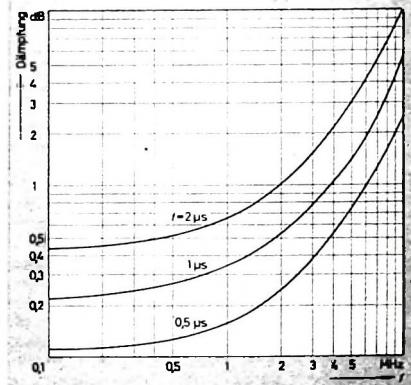


Bild 7. Dämpfungsverlauf einer Verzögerungsleitung „HH 2500“

nenten zusammen. Neben dem Widerstand des Innenleiters beeinflußt vor allem der Verlustfaktor des Drahtlackes die Dämpfung sehr stark, zumal dieser Dämpfungsanteil mit der dritten Potenz der Frequenz zunimmt. Hinzu kommt, daß das Magnetfeld des Innenleiters von Verzögerungsleitungen nicht wie bei normalen Leitungen zirkular, sondern radial gerichtet ist. Das hat zur Folge, daß in einem in Umlaufrichtung leitenden Außenleiter Wirbelströme induziert werden, die die Dämpfung ebenfalls vergrößern. Die Dämpfung erhöht sich außerdem durch Wirbelstromverluste im Kern, sofern dieser Eisen enthält.

Im Bild 7 ist der Dämpfungsverlauf des Typs „HH 2500“ wiedergegeben. Da Verzögerungsleitungen im allgemeinen nicht nach der Länge, sondern nach der Lauf-

zeit ausgewählt werden, hat es sich eingeführt, ihre Dämpfung nicht auf eine Längeneinheit, sondern auf die Zeiteinheit μ s zu beziehen. An Bild 7 fällt auf, daß die Dämpfung nicht, wie eingangs gefordert, frequenzunabhängig ist, sondern mit wachsender Frequenz zunimmt. Um die Abweichung der Dämpfungskurve vom idealen Verlauf zahlenmäßig ausdrücken zu können, wurde der Begriff Bandbreite je μ s, kurz Bandbreite, eingeführt. Sie gibt an, bis zu welcher Frequenz eine Verzögerungsleitung mit einer Laufzeit von 1 μ s betrieben werden kann, ohne daß die Dämpfung um mehr als 3 dB gegenüber dem Wert bei sehr tiefen Frequenzen ansteigt.

Der Einfluß der Wirbelstromverluste im Außenleiter läßt sich herabsetzen, wenn dafür gesorgt wird, daß in Umgangrichtung kein Strom fließen kann. Das wurde zunächst mit Geflechten aus lackierten Drähten erreicht. Eine andere Möglichkeit stellt der Paralleldraht-Außenleiter mit eingestreuten Lackdrähten dar, den alle Verzögerungsleitungen mit magnetisierbarem Kern aufweisen. Er ist ein wirkssamer Schutz gegen übermäßige Wirbelstromverluste.

3.2.4 Gegenseitige Beeinflussung

Da eine vollständige Abschirmung mit Rücksicht auf die Wirbelstrombildung und die damit verbundene Dämpfungserhöhung nicht möglich ist, greift das magnetische Feld der Innenleiter-Spule durch den Außenleiter hindurch und erzeugt ein Störfeld in der Umgebung der Leitung, das auf benachbarte Verzögerungsleitungen einwirken kann. Damit die gegenseitige Beeinflussung in erträglichen Grenzen bleibt, empfiehlt es sich, parallel laufende Leitungen mit einem Mindestabstand von etwa 30 mm zu verlegen. In Fällen, in denen das nicht genügt oder der zur Verfügung stehende Platz nicht ausreicht, haben sich auch zusätzliche Schirme bewährt. Sie dürfen allerdings nicht geschlossen sein, wenn sie nicht einen vergleichsweise großen Durchmesser aufweisen.

4. Anwendung von Verzögerungsleitungen

Verzögerungsleitungen werden für die unterschiedlichsten Zwecke eingesetzt. Man findet sie zum Beispiel in Oszilloscopen, Impulsgeneratoren, elektronischen Rechenmaschinen und Geräten der Kernphysik.

Bei der Aufzeichnung einmaliger Vorgänge mit Oszilloscopen sowie in Trigger-Oszilloscopen wird die Zeitablenkung durch das ankommende Signal ausgelöst. Damit das Signal in der Bildschirmschmelze abgebildet werden kann, ist es notwendig, es im Y-Verstärker so lange zurückzuhalten, bis die Zeitablenkung angelauft ist.



Bild 8. Verzögerungsleitung im Y-Verstärker eines Oszilloscopes

Bild 8 zeigt schematisch die Anwendung einer Verzögerungsleitung in einem Oszilloskop.

Wie Verzögerungsleitungen bei der Impulserzeugung eingesetzt werden können, ist schematisch im Bild 9 dargestellt. Eine

Tab. I. Daten von Verzögerungsleitungen

Typ	Wellenwiderstand $\pm 10\%$ [Ohm]	Verzögerungszeit $\pm 10\%$ [μ s/m]	Länge für 1 μ s Verzögerung [m]	Bandbreite [MHz]	max. zulässige Betriebsspannung [V _m]	Innenleiterdurchmesser CuL [mm]	Außenleiterdurchmesser [mm]	min. zulässiger Krümmungsdurchmesser [mm]
RG-65 A/U	950 ¹⁾	0,138	$\approx 7,25$	≈ 5	6000	0,2	≈ 10	
HH 1500	1500	0,26	$\approx 3,9$	≈ 15	6000	0,3	≈ 10	100
HH 1800	1850	3,6	$\approx 0,29$	≈ 6	500	0,1	$\approx 7,1$	150
HH 2000	2200	0,36	$\approx 2,8$	≈ 15	6000	0,2	≈ 10	100
RG-176/U	2200	2	$\approx 0,5$	≈ 8	700	0,1	≈ 7	150
HH 2500	2900	2	$\approx 0,3$	≈ 6	1000	0,1	$\approx 8,3$	200
HH 4000	3800	3,3						

¹⁾ $\pm 5\%$

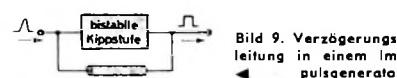


Bild 9. Verzögerungsleitung in einem Impulsgenerator

bistabile Kippschaltung wird von einem zugeführten Impuls gekippt. An der Ausgangsseite entsteht ein Spannungssprung, der über eine Verzögerungsleitung wieder zum Eingang gelangt und die Stufe zurückkippen läßt. Am Ausgang tritt ein Impuls auf, dessen Dauer annähernd der Laufzeit der Verzögerungsleitung entspricht.

Bei allen Anwendungsfällen tritt das Problem der Anpassung der Verzögerungsleitung an eine Schaltung auf. Wie die üblichen Übertragungsleitungen, müssen auch Verzögerungsleitungen mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden, ausgenommen solche Fälle, bei denen Fehlanpassungen bewußt ausgenutzt werden. Sind Verzögerungsleitungen fehl angepaßt, so treten Reflexionen auf, die Signalverzerrungen (falls die Signaldauer größer ist als die doppelte Laufzeit) und zeitlich vom Nutzsignal abgesetzte Störsignale (wenn die Signaldauer kleiner als die doppelte Laufzeit der Verzögerungsleitung ist) zur Folge haben. In vielen Fällen genügt es, die Leitungen mit ohmschen Widerständen von der Größe des Wellenwiderstandes abzuschließen (Bild 10).

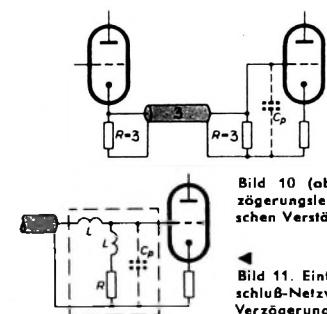


Bild 10 (oben). Verzögerungsleitung zwischen Verstärkerstufen
Bild 11. Einfaches Abschluß-Netzwerk für Verzögerungsleitungen

Bei Leitungen mit größeren Wellenwiderständen ergeben sich jedoch häufig Schwierigkeiten, da die Eingangs- und Streukapazitäten nachfolgender Stufen den Abschluß erheblich verfälschen können. Zum Beispiel stellt eine Kapazität von 5 pF bei 5 MHz einen Nebenschluß von 6,4 kOhm dar. Bei einem Wellenwiderstand von 4 kOhm ist der Betrag des resultierenden Widerstandes nur noch 3,4 kOhm und sein Phasenwinkel bereits 32°. In solchen Fällen sind an Stelle einfacher Widerstände komplexe Abschlußnetzwerke zu empfehlen.

len, die den Einfluß der störenden Parallelkapazität C_p kompensieren (Bild 11). Sie machen es außerdem möglich, den Laufzeitabfall von Verzögerungsleitungen bei hohen Frequenzen auszugleichen.

Einen Eindruck von den Übertragungseigenschaften einer Verzögerungsleitung vermittelt Bild 12, das einen 0,5 μ s breiten Impuls vor und nach dem Durchlaufen einer Verzögerungsleitung „HH 2000“ mit

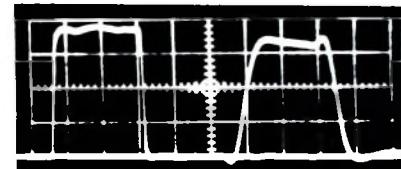


Bild 12. 0,5- μ s-Impuls vor und nach dem Durchlaufen einer Verzögerungsleitung „HH 2000“ mit Laufzeit $t = 10,6 \mu$ s; Impulsdämpfung 1,2 dB

$t = 10,6 \mu$ s zeigt. Die wesentlichen Eigenschaften einiger Verzögerungsleitungen sind in Tab. I zusammengestellt.

PERSÖNLICHES

J. Sindel 60 Jahre

Am 25. Dezember 1961 vollendete Direktor Johannes Sindel, Technischer Geschäftsführer der Pertrix-Union GmbH — ein Unternehmender Quandt-Gruppe —, sein 60. Lebensjahr. Nach seiner technischen Ausbildung in Nürnberg und Wismar war Johannes Sindel zunächst in der Metallindustrie tätig. 1937 kam er zu Pertrix, wo er zunächst die Leitung der Metallwarenfabrik für Taschenlampen-Hülsen, Fahrradbeleuchtungen und Metallteile für die Trockenbatterie-Industrie übernahm. Neben seinen Kenntnissen auf dem Gebiet der Metallfertigung entwickelte er einen besonderen Sinn für rationelle Massenfertigung, was ihn befähigte, bald über den reinen Metallsektor hinaus auch das Spezialgebiet der Herstellung von Trockenbatterien zu übernehmen.

Der nach 1945 erfolgte Aufbau einer vollkommen neuen Fabrik in Ellwangen, heute wieder die größte ihrer Art auf dem europäischen Kontinent, ist auf der technischen Seite das Werk von Johannes Sindel, wie er auch an dem Aufbau zahlreicher Zweigbetriebe im In- und Ausland beteiligt war.

E. Trube 60 Jahre

Am 30. November 1961 wurde Erich Trube, Direktor des Filialbüros Düsseldorf der Deutschen Philips GmbH, 60 Jahre. Er wurde in Kassel geboren, besuchte dort das Wilhelm-Gymnasium und wurde nach Abschluß seiner Lehrzeit Industriekaufmann. Seine berufliche Tätigkeit für ein großes Unternehmen der Elektroindustrie führte ihn von Kassel über Magdeburg nach Leipzig, wo er im August 1946 in das dortige Filialbüro der Deutschen Philips GmbH eintrat. Im Jahre 1949 wurde er nach Köln versetzt und schließlich am 1. Februar 1953 zum Direktor des Filialbüros Düsseldorf ernannt.

Geregelte NF-Verstärker

Die Wiedergabe von Rundfunksendungen kann auch ein Hi-Fi-Verstärker nicht verbessern, wenn das NF-Signal infolge schlechter Empfangsverhältnisse nicht im vollen Frequenzumfang zur Verfügung steht. In Gebirgsgegenden ist der Empfang von UKW wegen der geographischen Lage oft unmöglich, und im Mittel- und Kurzwellenbereich haben Witterungsverhältnisse, Luftfeuchtigkeit und Föneinfluß zahlreiche Störungen zur Folge, die starke Verzerrungen der Höhen und Tiefen bewirken. Bei hochwertigen Empfängern ist es zwar möglich, die Wiedergabe mit Baß- und Höhenregler etwas zu korrigieren, doch die Erfolge sind meistens gering. Die automatische Lautstärkeregelung in Empfängern regelt im allgemeinen nur die Amplitude der Trägerfrequenz, aber nicht die NF-Amplitude.

Die üblichen Baß- und Höhenregler werden teilweise durch frequenzabhängige Netzwerke dargestellt, bei denen oft außerdem eine starke gegenseitige Abhängigkeit der zu regelnden Frequenzgebiete besteht. Wenn die Regelung durch Ändern der RC-Verhältnisse erfolgt, treten Änderungen des Phasenwinkels auf, die störend auf den gehörmäßigen Eindruck wirken können. Bei den meisten Geräten begnügt man sich mit der Anhebung der höchsten und tiefsten zu übertragenden Frequenzbereiche, während im eigentlichen Hörgebiet zwischen 100 und 1000 Hz oft nur geringe Regelmöglichkeiten bestehen (Bild 1). Für Band- und Platten-

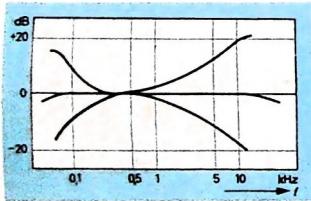


Bild 1. Übliche Tonregelung

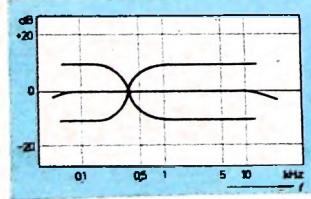


Bild 2. Anzustrebende Regelkurven

wiedergabe genügen diese Maßnahmen jedoch im allgemeinen, da das Eingangssignal konstant ist.

Für den vorliegenden Fall schwieriger Empfangsverhältnisse sollen Möglichkeiten gesucht werden, um die beiden Regelgebiete unterhalb und oberhalb 500 Hz unabhängig aussteuern zu können und um eine möglichst lineare Anhebung beider Gebiete zu erreichen. Der unvermeidbare Abfall und Anstieg soll 3 dB/Oktave nicht überschreiten (Bild 2). Hierbei ist zu be-

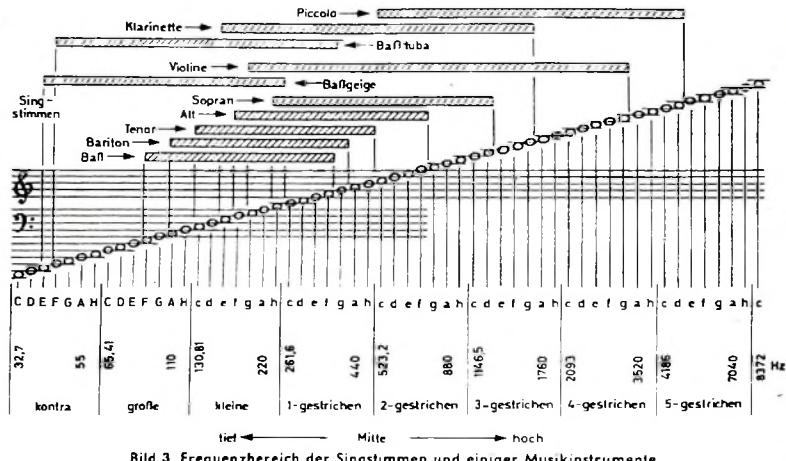


Bild 3. Frequenzbereich der Singstimmen und einiger Musikinstrumente

rücksichtigen, daß gehörmäßig das Gebiet von etwa 200 ... 900 Hz als mittlerer Tonumfang erfaßt wird. Es entspricht etwa zwei Oktaven, vom tiefen a bis a'' (220 bis 880 Hz). In diesem Bereich überschneiden sich Violine und Cello, Sopran und Tenor [2]. Die Mitte bildet der Ton a' mit 440 Hz; hier liegt die Grenze der Empfindung „hoch“ und „tief“ (Bild 3).

Fehlen gehörmäßig die Tiefen, so sollen sie von etwa 50 Hz bis zur Mitte linear angehoben werden können. Das gleiche gilt für die Höhen. Außerdem hängt die Empfindung der Schallausbreitung von der Beschaffenheit eines Raumes ab. Der Hörindruck eines Klages ist aber nicht absolut, sondern von spezifischen Zusammenhängen stark beeinflußt. Zum Beispiel kann man das gesprochene Wort einer Männerstimme so übertragen, daß der Klangumfang der Übertragung nicht mehr dem Original entspricht, trotzdem aber die Verständlichkeit sehr gut bis gut ist. Hierbei ist folgender Versuch interessant: Überträgt man Sprache im tiefen Bereich so, daß 30 ... 50 Hz um rund 15 dB gegenüber etwa 450 Hz angehoben sind, während gleichzeitig die Höhen im gleichen Verhältnis abgeschnitten werden (Kurve 1 im Bild 4), so ist die Sprache zwar noch gut wahrnehmbar, aber nur sehr schlecht verständlich. Verläuft jedoch die Kennlinie von etwa 50 ... 450 Hz annähernd gerade (Kurve 3), so ist die Verständlichkeit trotz ebenfalls fehlender Höhen noch gut. Ähnlich ist es, wenn man die Höhen anhebt und die Tiefen abschneidet (Kurven 2 und 4).

In beiden Beispielen ist die Klangstruktur grundsätzlich verschieden und abweichend vom Original. Für Musikübertragungen sind derartige Frequenzgänge jedoch unbrauchbar. Da man mit dem Gehör nicht einen einzelnen Ton wahrnimmt, sondern der Toneindruck durch das Zusammensingen vieler Töne und ihrer Obertöne entsteht, muß der gesamte Hörbereich übertragen werden können.

Auf dem Übertragungsweg von der Musikzeugung bis zur Wiedergabe sind aber viele Einflüsse wirksam. Schon die In-

tonation bei der Darbietung ist wesentlich für die Gehörempfindung. In der Klangbewegung entfernt sich der wirkliche Klang, der durch Ausgleichsvorgänge ständig umgefäßt wird, akustisch um so mehr vom Notenbild, je besser die Musik klingt [3]. Bei der Wiedergabe von musikalischen Rundfunksendungen muß der Verstärker daher weniger den absoluten Ton, sondern das vollständige Klangbild übertragen.

Da das Klangbild aus dem gehörmäßigen „hoch“ und „tief“ besteht, also aus zwei unterscheidbaren Gebieten, liegt der Gedanke nahe, beide Gebiete auch getrennt zu regeln. Wenn man den obertonfrei ge-

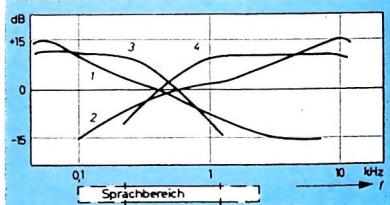


Bild 4. Wahrnehmbarkeit und Verständlichkeit der Sprache: 1, 2: Sprache noch wahrnehmbar, aber schlecht verständlich, 3, 4: Verständlichkeit gut, obwohl das Klangbild nicht dem Original entspricht

dachten Frequenzbereich der Musikinstrumente etwas näher betrachtet und von der „Mitte“ (440 Hz) ausgeht, so findet man den tiefsten Ton von etwa 44 Hz bei der Baßgeige und der Baftuba und den höchsten mit 4700 Hz bei der Piccoloflöte. Der Gesamtumfang ist etwa sieben Oktaven, von denen der Ton a' mit 440 Hz die Mitte bildet. Lediglich das Klavier hat einschließlich seiner Obertöne nach unten und oben etwa $1\frac{1}{2}$ Oktaven mehr.

(Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] • Voorhoeve, N. A. J.: Niederfrequenz-Verstärkertechnik. Hamburg 1952. Philips Techn. Bibliothek
- [2] • Telefunken-Laborbuch, Band 1, S. 164. München 1958, Franzis-Verlag
- [3] • Stephan, R.: Musik. Fischer-Bücherei



BASTEL-ECKE

Einstufiger Mikrofonvorverstärker mit hoch- und niederohmigem Eingang

In der Praxis benötigt man Mikrofonvorverstärker immer dann, wenn die zur Verfügung stehende NF-Spannung nicht ausreicht, um einen Verstärker oder Rundfunkempfänger auszusteuren. Das kann zum Beispiel beim Anschluß eines Mikrofones, Plattenspielers oder einer elektrischen Gitarre der Fall sein. Der im folgenden beschriebene kleine Mikrofonvorverstärker arbeitet mit der Pentode EF 804 und liefert 175fache Verstärkung.

Schaltung

Der hochohmige Eingang Bu_1 ist kapazitiv über den Kondensator C_1 an das Steuergitter von $Rö_1$ gekoppelt (Bild 1). Um auch niederohmige Mikrofone und Gitarren-Tonabnehmer anschließen zu können, führt der Eingang Bu_2 über den

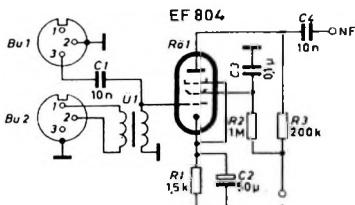


Bild 1. Schaltung des Mikrofonvorverstärkers

Übertrager U_1 mit einer Eingangsimpedanz von 200 Ohm zum Steuergitter von $Rö_1$. Die Sekundärwicklung des Übertragers stellt gleichzeitig den Gitterableitwiderstand der Röhre dar.

Das Katodenaggregat besteht aus dem Widerstand R_1 , der mit dem Kondensator C_2 überbrückt ist. Das Bremsgitter hat Katodenpotential. Das Schirmgitter erhält über den Widerstand R_2 seine positive Spannung und liegt über den Kondensator C_3 wechselspannungsmäßig an Masse. Der Anode der Röhre EF 804 wird die Spannung über den Widerstand R_3 zugeführt. Die Auskopplung der verstärkten Spannung erfolgt über den Kondensator C_4 . Die Betriebsspannungen (Heizung, Anodenspannung) werden dem nachgeschalteten Gerät entnommen.

Aufbau-Einzelheiten

Zum Aufbau wird ein Lochchassis verwendet (Bild 2), das noch Raumreserven für den Aufbau eines kompletten dreistufigen Verstärkers hat. Es eignet sich auch sehr gut zum Experimentieren mit

Einzelteilliste

3polige Normbuchsen	(Preh)
Übertrager	(sennheiser electronic)
"TM 002 Bv 1.10-05", 1:30/200	
Widerstände	(Roederstein)
Kondensatoren	(Wima)
Keramischer Röhrensockel,	
spoilig	(Preh)
Lötösleiste	(Roka)
Röhre EF 804	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente	
nur über den einschlägigen Fachhandel	

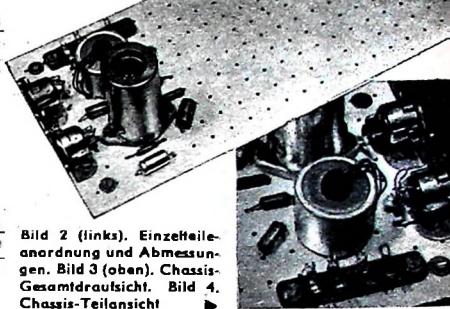
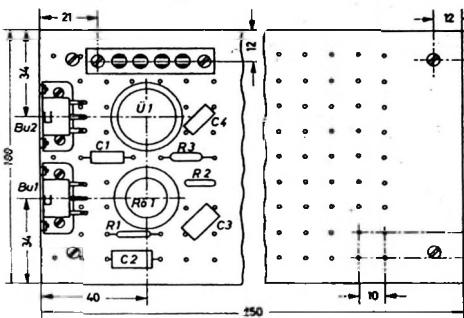


Bild 2 (links). Einzelteileanordnung und Abmessungen. Bild 3 (oben). Chassis-Gesamtansicht. Bild 4. Chassis-Teilansicht

mit 2 mm Durchmesser gebohrt. Die Verdrahtung ist unkritisch. Die benötigten Spannungen werden über eine vierpolige Lötösleiste zugeführt (Bilder 3 und 4). d.

Einfache elektronische Blinkschaltung mit Transistoren

Bewegliche Vorgänge ziehen die Aufmerksamkeit des menschlichen Auges viel mehr als feststehende Signale auf sich. Aus diesem Grunde sollen Warnzeichen nicht konstant leuchten, sondern blinken. Ein einfaches Blinkgerät ohne mechanisch bewegte Teile lädt sich mit Transistoren aufzubauen.

Schaltung

Die Schaltung mit den beiden Transistoren bildet einen asymmetrischen Multivibrator. Der Kollektorkreis des Transistors T_1 enthält den Widerstand R_2 , während im Kollektor des Transistors T_2 die Signallampe L_a angeordnet ist. Läßt T_1 Strom durch, dann ist T_2 gesperrt, und die Lampe erlischt. In diesem Falle lädt sich bei ansteigendem Kollektorstrom von T_1 dann C_3 auf. Die Kondensatoren C_2 und C_1 sind abgeschaltet; daher werden Basis und Kollektor von T_1 stark negativ. Die Basis von T_2 arbeitet in diesem Zeitpunkt

Kondensatoren C_1 , C_2 und C_3 parallelgeschaltet sind.

Bei einer Betriebsspannung von 7,5 V fließt bei leuchtender Lampe ein Strom von etwa 375 mA. Bei nicht leuchtender Lampe ist die Stromentnahme etwa 120 mA. d.

Aufbau mit dem Experimentierchassis

Die Elektrolytkondensatoren C_1 ... C_4 sind zusammen mittels eines einzigen Metallwinkels auf dem Experimentierbrettchen befestigt. Das Potentiometer P_1 und die Signallampe L_a montiert man ebenfalls mit Hilfe von Metallwinkeln. d.

Einzelteilliste

Elektrolytkondensatoren, 500 μ F, 30/35 V	(Siemens)
Widerstände	(Resista)
Lampenfassung	(Jautz)
Signallampe, 7 V/0,3 A	(Philips)
Schlepschalter	(Preh)
Potentiometer, 10 kOhm lin.	(Preh)
Transistoren 2 x OC 604	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

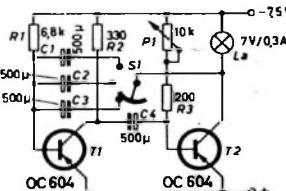


Bild 1. Schaltung der Blinkanlage

im positiven Bereich, und der zweite Transistor ist deshalb gesperrt. Ist C_1 voll aufgeladen, dann sinkt der Ladestrom auf Null. Nun arbeitet T_2 , während T_1 gesperrt ist. In diesem Augenblick leuchtet L_a auf.

Da T_2 seine Basisvorspannung über einen regelbaren Widerstand P_1 erhält, lädt sich mit diesem Potentiometer die Blinkfolgefrequenz ändern. R_3 wurde zum Schutz von P_1 und T_2 eingesetzt. Bei kleinerem Basiswiderstand steigt die Frequenz.

Das Einstellen der Leuchtdauer erfolgt mit Schalter S_1 , einer Schlepschalterausführung, mit der sich weitere Kondensatoren parallel schalten lassen. In der ersten Schalterstellung liegt nur C_3 an, in der zweiten Stellung C_3 und C_2 , während in der dritten Schalterstellung alle drei

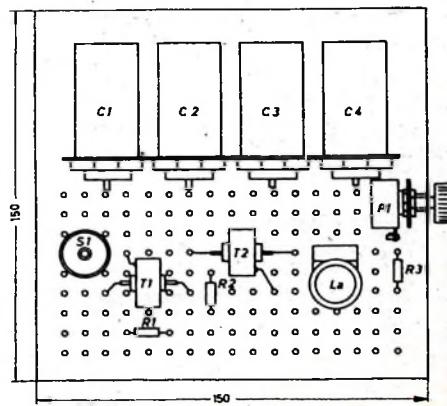
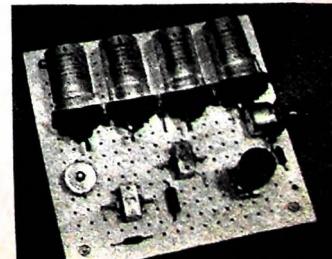
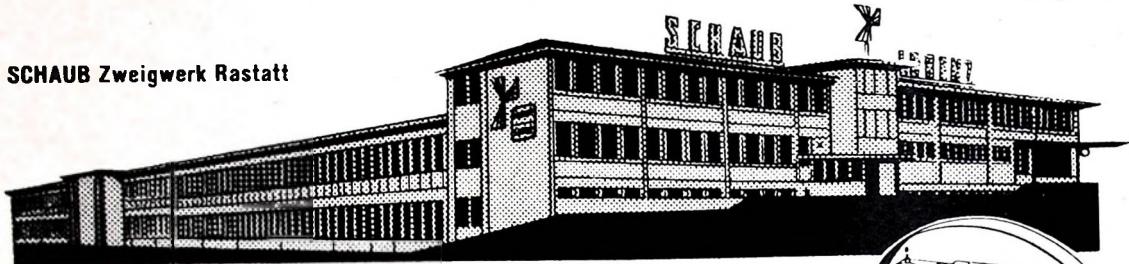


Bild 2. Maßskizze des Experimentierchassis mit Anordnung der Einzelteile

Bild 3. Ansicht des Experimentierchassis



SCHAUB Zweigwerk Rastatt



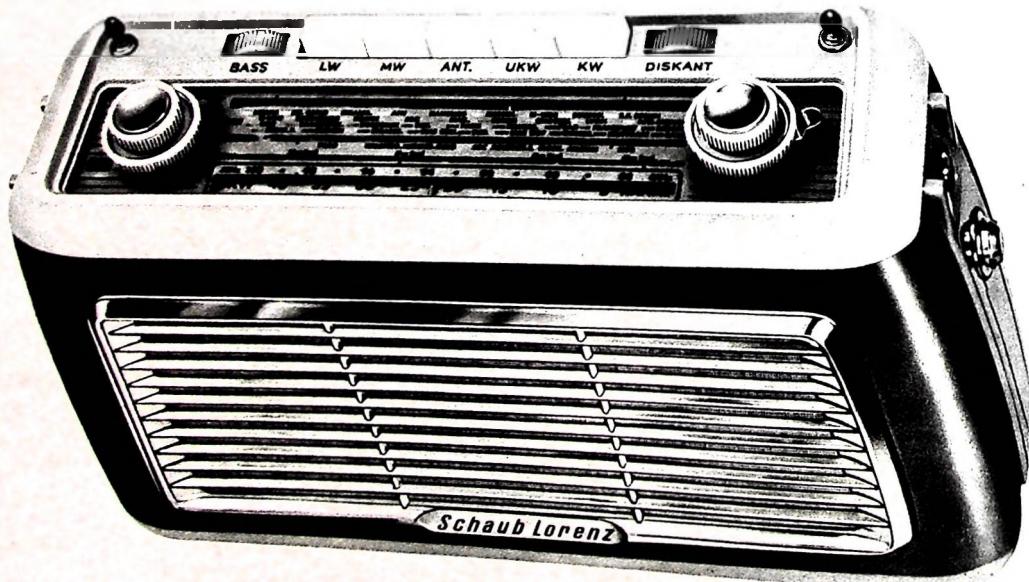
SCHAUB-LORENZ

Transistorsuper 1962



Das attraktivste Programm, das Schaub-Lorenz jemals vorgestellt hat

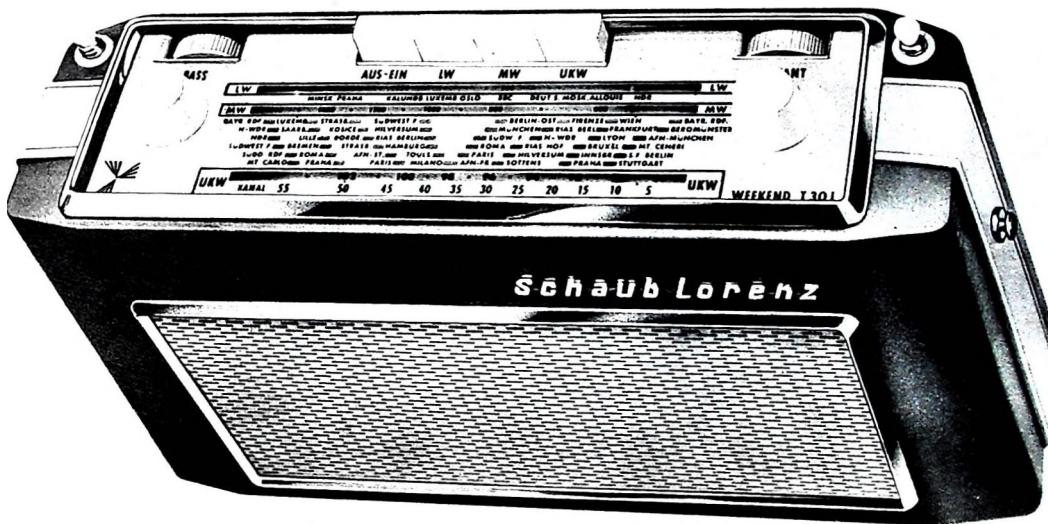
**An der Spitze: TOURING T 30 - der neue
Universalsuper für Auto, Reise und Heim mit
zweigleisiger Präzisions-Abstimmautomatic
und 1,8-Watt-Gegentaktendstufe, der alle
bisherigen TOURING-Rekorde überbietet**



Eine weitere Überraschung:

Jetzt steht Ihr Auto-Reise-Heimsuper-Geschäft auf zwei Beinen!

Schaub-Lorenz hat diese Gerätesparte, die vor allem aufgrund der stetig wachsenden Motorisierung immer mehr an Boden gewinnt, nunmehr in zwei Klassen unterteilt, die den Bedürfnissen der Praxis entsprechend abgestuft sind. Damit haben Sie die Möglichkeit, allen Käuferwünschen gerecht zu werden: neben dem exklusiven Spitzenmodell TOURING T 30 präsentiert sich sozusagen eine Nummer kleiner die Neuentwicklung



WEEKEND T 30

der zierliche Kompakt-Super in Flachbauform für Auto-, Reise- und Heimbetrieb mit UKW-Mittel-Kurz und UKW-Mittel-Lang.

Noch eine Überraschung:

Schaub - Lorenz bringt den neuen Typ des Spitzensupers im Taschenformat -

KOLIBRI T 30 UKW-Mittel-Lang



SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Haydn, Streichquartett C-dur op. 76 Nr. 3 „Kaiserquartett“; Streichquartett D-dur op. 76 Nr. 5 Das Drolc-Quartett

Etwa gleichzeitig mit der Arbeit an dem Oratorium „Die Schöpfung“ entstanden die dem Grafen Erdödy gewidmeten Quartette Opus 76. Sie sprechen wieder die Sprache der Polyphonie und erreichen damit jene Kraft des musikalischen Eindrucks und der Harmonik, die erst die volle Tiefe des Klanges erschließen und in der Variationen als Prinzip gipfeln.

Das Quartett Nr. 3 in C-dur hat später — nicht von Haydn — den Namen „Kaiserquartett“ erhalten, denn in dem Poco Adagio cantabile hat Haydn das österreichische Kaiserlied in meisterhaften Variationen zu musikalischen Höhepunkten geführt. Das Allegro des Kopfsatzes birgt in seinem polyphonen Satzbild eine Fülle von Kontrapunkten und kammermusikalischen Arabesken. Ein kraftvolles Menuett mit einem sanften Trio in a-moll führt zum Finale-Presto mit oft virtuosenhalten Passagen.

Das D-dur-Quartett ist in seiner Grundstimmung lyrisch. Das Allegretto-Allegro (erster Satz) und das Largo in Fis-dur (zweiter Satz) gehören zu den berühmtesten kammermusikalischen Schöpfungen. Nach dem schnellen Menuett des dritten Satzes lässt Haydn dann im abschließenden Presto das Werk mit einem tänzerischen Thema mit ungarischen Stilelementen ausklingen.

Diese Aufnahme zaubert etwas von der Intimität der Kammermusik in das eigene Heim. Technisch ist sie ohne jede Beanstandung. Die feinen Nuancierungen des Bogenstrichs lassen zusammen mit der hier eingefangenen Atmosphäre jenes Fluidum ahnen, das immer wieder verzaubert, wenn man Gelegenheit hat, das Drolc-Quartett in einem guten Kammermusiksaal zu hören.

Columbia STC 80 545 (Stereo)

Dvořák, Konzert für Violoncello und Orchester h-moll op. 104

Mstislav Rostropowitsch, Violoncello; Großes Sinfonie-Orchester des sowjetischen Radios unter Boris Haikin

Die Musikliteratur ist nicht gerade reich an Cello-Konzerten, und so füllte Dvořák mit diesem Konzert vielleicht eine Lücke. Es ist musikalisch von großer Schönheit und gibt dem Solisten reichlich Gelegenheit, sein technisches Können und seine Ausdrucksfähigkeit unter Beweis zu stellen. Das in Amerika entstandene Werk läßt — ähnlich wie die e-moll-Info-

nie — Eindrücke aus der „Neuen Welt“ Musik werden: die unendliche Weite und das Gigantische dieses Erdeite. Aber immer wieder bricht das Heimweh des böhmischen Musikanten durch, und es reiht sich Melodie an Melodie in nicht abreibender Folge.

Im groß angelegten ersten Satz hat der Solist Gelegenheit, das vom Orchester in der Einleitung gebrachte Thema in freier Sonatenform zusammen mit dem vom Horn vorgetragenen Seitenthema zu verarbeiten. Voll volksliedhafter Melodien ist das verträumte Andante in dreiteiliger Liedform. Eine kurze Orchestereinleitung führt dann in den dritten Satz ein, der ganz von schwermütiger Stimmung beherrscht wird. Das vom Solo-Cello vorgetragene Thema wird in Rondoform vielfach abgewandelt — unterbrochen von einem lyrischen Duett zwischen Solo-Cello und Klarinette und von einer weitgeschwungenen Cellokanzlei —, um dann leise im Solo zu verklingen, auf das in den letzten Takt das Orchester einen stürmischen Schlußpunkt setzt.

Diese technisch gute und nur gelegentlich etwas Plattenrauschen zeigende Mono-Aufnahme verdient wegen der nicht nur technisch guten, sondern auch werkgerechten Interpretation durch Rostropowitsch das besondere Interesse der Musikfreunde. Das Orchester unter Haikin, Kapellmeister am Bolschoi-Theater, ist ein einfühlsamer Begleiter von hohem musikalischen Grad.

Decca LXT 2015 (Mono)

Ravel, Bolero; La valse; Pavane

Pittsburgh Symphony Orchestra unter Wilhelm Steinberg

Der am 22. November 1928 in der Pariser Großen Oper als Ballett uraufgeführte „Bolero“ ist die musikalische Vollendung des ostionalen Prinzips par excellence. Während 17 Minuten baut sich eine 18aktige Melodie vom Pianissimo in einem steilen Crescendo zum Fortissimo auf, immer beherrscht von dem im Pianissimo der Trommel beginnenden Rhythmus und immer gleichbleibend in C-dur, das erst gegen Ende gleichsam ekstatisch in E-dur übergeht, um dann plötzlich in sich zusammenzubrechen. Das volksliedhafte Thema spanisch-arabischen Charakters wird in 18 Wiederholungen nicht einmal harmonisch verändert, sondern Ravel läßt nur durch immer wechselnde Instrumentation vor den Augen des Hörers gleichsam ein Klanggemälde subtiler Farbenpracht entstehen, das auf dieser Capitol-Platte in guter Stereo-Technik prächtig zur Wiedergabe kommt.

Das einleitende große Kyrie läßt in der Atmosphäre des weiten Kirchenraumes der Budapester Matthiaskirche, in der dieses Werk aufgenommen wurde, die Stimmen des Chors und des Solistenquartetts in klarer Durchsichtigkeit neben dem Orchester erstehen, die auch in so großen dynamischen Steigerungen wie im Gloria nicht einmal an Sprachverständlichkeit verlieren. Das Gra-

„La valse“ ist im Gegensatz zum „Bolero“ ein großer tragischer Walzer, ein „Choreographisches Gedicht für Orchester“, wie Ravel es im Untertitel genannt hat. Mit dieser „Apotheose des Wiener Walzers“ wollte der Komponist Österreich und der Stadt Wien seine Reverenz erweisen. Wie durch wirbelnde Schleier erscheinen unklar und verschwommen einzelne tanzende Paare, allmählich wird das Bild klarer, und in einer großen Steigerung erklingt dann ein Walzerthema, dessen Rhythmus an den Rosenkavalier-Walzer erinnert.

„Pavane pour une infante défunte“ (Pavane auf den Tod einer Infantin) ist die 1912 geschriebene Orchesterfassung des 1899 entstandenen Klavierwerkes aus Ravel's erster Schaffensperiode. Es ist eine Melodie voll Trauer, in ihrer Aussage durch impressionistische Klangfarbungen wirkungsvoll unterstützt.

Die Interpretation Steinbergs hat in der Technik dieser Stereo-Aufnahme einen gleichwertigen Partner gefunden. Es ist hier insbesondere gelungen, das reichhaltige, von drei Musikern zu spielende Instrumentarium des Schlagzeugs sehr gut einzulangen. Kurz: eine musikalisch und technisch gleichermaßen schöne Aufnahme.

Capitol STK 60 689 (Stereo)

Liszt, Ungarische Krönungsmesse

Irén Szecsödy, Sopran; Magda Tisay, Alt; József Simándi, Tenor; András Farágó, Bass; Chor und Orchester der Krönungskirche, Budapest; Sándor Margitay, Orgel; Dirigent: János Ferencsik

Die zur Krönung Kaiser Franz Josephs I. am 8. Juni 1867 in der Budapester Matthiaskirche komponierte Messe ist eine eindrucksvolle Synthese zwischen rein liturgischen Bedingungen und den Anforderungen einer prunkvollen Zeremonie. Den Vokalstimmen kommt trotz der glanzvollen Instrumentierung des großen Orchesters die Hauptrolle zu. Die Sätze sind durchweg akkordisch, polyphone und fugierte Teile fehlen fast völlig. In ihrer Gesamtheit bilden sie ein ehrfürchtiges und andachtiges Werk.

Das einleitende große Kyrie läßt in der Atmosphäre des weiten Kirchenraumes der Budapester Matthiaskirche, in der dieses Werk aufgenommen wurde, die Stimmen des Chors und des Solistenquartetts in klarer Durchsichtigkeit neben dem Orchester erstehen, die auch in so großen dynamischen Steigerungen wie im Gloria nicht einmal an Sprachverständlichkeit verlieren. Das Gra-

duale, die Vertonung des 116. Psalms, wurde erst 1869 hinzukomponiert. Das durchweg einstimmige Credo lehnt sich eng an den gregorianischen Choral an und klingt im Verein mit der Orgel in Stereo außergewöhnlich schön. Rein instrumental mit Solo-Violine und Orchester nach Art einer Gesangsszene ist das Offertorium. Hier klingen ungarische Themen leise an, ähnlich wie teilweise im Gloria und im Benedictus mit der konzertierenden Phrase der Solo-Violine.

Eine technisch gute Aufnahme mit hohem musikalischen und künstlerischen Gehalt ist hier geschaffen worden. Ein geringes Rauschen läßt sich durch Absenken der Frequenzen oberhalb 6...8 kHz um einige wenige dB praktisch unhörbar machen.

Deutsche Grammophon 138 668 SLPM (Stereo)

Stereo-Sensationen mit Werner Müller

Werner Müller und sein Orchester

Stereophonie einmal ganz anders — das ist der Eindruck, wenn man diese 30-cm-Platte zu Ende gehört hat. Hier soll Stereo nicht allein die Durchsichtigkeit des Klangbildes schaffen und die Orientierung der Schallquelle ermöglichen, sondern hier ist die Stereo-Technik in den Dienst des Arrangements getreten. In zwölf Titeln hört man das Meisterorchester Werner Müller und seine Solisten mit teilweise überraschend neuen Klangfarben, aber daneben tritt jetzt gleichzeitig die Technik der Stereo-Aufnahme mit all ihren Möglichkeiten. Im Berliner Studio der Teldec hat man mit einem Achtkanal-Magnetophon die Primärabnahmen gemacht und daraus die Stereo-Fassung zusammengemischt. Dabei hat man nicht nur weitgehend von Verzerrern und Entzerrern Gebrauch gemacht, sondern insbesondere auch von Stereo-Richtungsmischern, die es erlauben, die von einem bestimmten Mikrofon aufgenommene Instrumentengruppe oder einen Solisten an jede beliebige Stelle des Klangbildes zu setzen oder auch scheinbar wandern oder sprunghaft die Seite wechseln zu lassen. Hohes Lob verdient die Arbeit des Ingenieurs. Er hat nicht nur eine technisch in jeder Hinsicht Hi-Fi-Anforderungen genügende Platte geschaffen, sondern auch richtungweisend gezeigt, welche musikalischen Möglichkeiten sich bieten, wenn man die Stereo-Technik selbst in das Arrangement einbezieht. Eine Aufnahme, die ohne Frage für Tanz- und Unterhaltungsmusik in Stereo für die Zukunft richtungweisend sein wird.

Decca SLK 16 192-P (Stereo)

VU-Meter zur Aussteuerungskontrolle von Tonbandgeräten

Von vielen ernsthaften Tonbandamateuren wird immer wieder darüber geklagt, daß die Aussteuerungskontrolle der Heim-Tonbandgeräte nach Abstimmanzeigeröhren ihren Qualitätsansprüchen nicht genügt. Wir geben deshalb nachstehend diesen Tonbandamateuren einen kurzen Überblick über das sogenannte VU-Meter, das auch in den Studios zur Aussteuerungskontrolle benutzt wird. Die Angaben über zwei einfache, den elektrischen Verhältnissen der Amateuranlagen angepaßte VU-Meter ermöglichen dem Amateur den Selbstbau eines zuverlässig arbeitenden Aussteuerungsinstruments.

1. Einleitung

Die Entwicklung der Heim-Tonbandgeräte hat in den letzten Jahren große Fortschritte gemacht. Die Industrie liefert heute bereits Geräte, die Werte für Frequenzgang, Dynamik, Klirrfaktor und Gleichlauf haben, die man noch vor wenigen Jahren für solche Geräte als nahezu unerreichbar hielte. Mikrofone, Verstärker und Lautsprecher sind um ein Vielfaches besser geworden, und es gibt heute schon Amateuranlagen, deren Qualität außerordentlich gut ist.

Für die Pegel- und Aussteuerungskontrolle stehen bis heute allerdings im allgemeinen nur Abstimmanzeigeröhren (Magisches Auge, Magischer Strich) zur Verfügung, die trotz aller Verbesserungen nur ein sehr grobes Bild von den Pegelverhältnissen geben. Zur besseren Ausnutzung der gegebenen Möglichkeiten wäre in den meisten Fällen ein genauerer Indikator erwünscht. Die bei den deutschen Rundfunkanstalten verwendeten Pegelmesser „U 70“ und „I 47“ scheiden wegen ihres hohen Preises für den Amateur aus. Da nun aber auch in Deutschland VU-Meter mit mechanischem Zeiger (Gossen) und mit Lichtzeiger (Müller & Weigert) erhältlich sind, ist dem Amateur die Möglichkeit gegeben, eine im internationalen Rundfunk-Studiobetrieb allgemein übliche Meßmethode auch für seine Anlage zu verwenden.

2. Anzeigegeräte für VU-Meter

Da die beiden Anzeigegeräte aus deutscher Fertigung unter den Tonbandamateuren noch nicht allgemein bekannt sind, sei hier kurz folgendes darüber gesagt:

Das VU-Meter „Wpx 1“ (Bild 1) der Firma Gossen ist ein Drehspul-Spannungsmesser mit eingebautem Trockengleichrichter und für Schalttafel einbau bestimmt (Flansch 104 × 98 mm). Es enthält eine eingebaute Skalenbeleuchtung mit zwei Soffittenlämpchen (6 V, 3 W). Hinsichtlich Anzeigegenauigkeit entspricht es Klasse 1,5. Es ist für den Frequenzbereich 25 ... 16 000 Hz bestimmt und hat einen Frequenzfehler (bezogen auf 1000 Hz) von ± 0,2 dB zwischen 35 und 10 000 Hz und von ± 0,5 dB zwischen 25 und 16 000 Hz. Der Gesamtwiderstand ist 7500 Ohm; davon entfallen 3600 Ohm auf einen zum Lieferumfang gehörenden Vorwiderstand. Die Doppelskala ist oben von 0 ... 100 mit nach rechts anschließendem rotem Feld und unten von

-20 ... 0 ... +3 vu oder dB geeicht. Vollaus schlag wird bei 1,734 V erreicht. Der Wert 100% = 0 vu = 0 dB liegt bei etwa 70% der Skalenlänge und stellt sich bei 1,228 V ein. Die Einschwingzeit für 99% des Be zugsausschlags ist $0,3 \pm 10\%$.

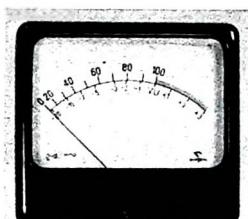


Bild 1: VU-Meter „Wpx 1“ (Gossen)

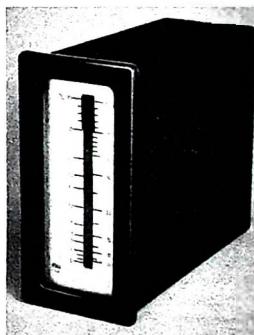


Bild 2: Lichtzeigerinstrument „LGPr“ für VU-Meter (Müller & Weigert)

Tab. I. Spannungswerte für die Skaleneichung des „LGPr“

Skalenwert [vu]	Spannung [V]	Skalenwert [%]	Spannung [V]
- 20	0,123	20	0,246
- 10	0,388	40	0,491
- 7	0,649	60	0,737
- 5	0,891	80	0,982
- 3	0,870	100	1,228
- 2	0,976		
- 1	1,065		
0	1,228		
+ 1	1,378		
+ 2	1,546		
+ 3	1,735		

Bei dem Lichtzeigerinstrument „LGPr“ von Müller & Weigert (Bild 2) handelt es sich ebenfalls um ein Drehspulinstrument, dem ein Dioden-Quartett zur Gleichrichtung der Tonfrequenzspannung vorge schaltet ist. Mit dem Systemwiderstand von 3900 Ohm liegt auch hier ein ohmscher Widerstand von 3600 Ohm in Reihe. Die Einschwingzeit ist $0,3 \pm 10\%$, und die Einstellzeit von 0 auf 100% beträgt 0,2 s. Die mit einer Soffittenlampe (6 V, 18 W) beleuchtete Skala ist ähnlich wie die Skala des „Wpx 1“ geeicht. Die Spannungswerte für verschiedene Skalenwerte (vu und Prozent) sind Tab. I zu entnehmen. Bei der Eichung ist der 3600-Ohm-Widerstand dem Meßwerk vorgeschaltet.

3. Das VU-Meter

Das VU-Meter (gesprochen wi-ju) oder der „Volume Indicator“ ist ein Meßinstrument, das nach Definition der ASA [1] die „dynamische Größe der komplexen hör frequenten elektrischen Wellen, wie sie in Sprache und Musik vorkommen“, mißt. Diese komplexen und nichtperiodischen Vorgänge lassen sich nicht in den herkömmlichen Begriffen Spannung, Strom oder Leistung ausdrücken; deshalb wurde der Ausdruck „Volume“ geprägt. Die Maßeinheit heißt vu und ist ebenso wie dB ein logarithmisches und relatives Maß. Beide Dimensionen sind bei der Angabe des Verhältnisses identisch; also 20 dB = Spannungsverhältnis 1 : 10, 20 vu = Volumen-Verhältnis 1 : 10.

Worin besteht nun der Unterschied zwischen einer Maßangabe in dB und vu?

Selbstverständlich ist auch der Volume Indicator letzten Endes ein Spannungsmesser, aber ein Spannungsmesser mit einer ganz speziellen Bewertung für komplexe Vorgänge. Diese Bewertung hängt vom Ein- und Ausschwingverhalten des VU-Meters ab. Mißt man mit einer Sinus spannung konstanter Amplitude, dann zeigen ein Effektivwertmesser und ein VU-Meter den gleichen Wert, ein idealer Spitzenspannungszeiger 3 dB mehr an. Er setzt man nun die sinusförmige Spannung durch die Spannung eines Frequenzge misches – beispielsweise einer Sprach modulation –, so differieren die Anzeigen aller drei Instrumente, und auch die Differenzen der Anzeigen sind nicht konstant. Daraus ergibt sich, daß man von der Maßeinheit vu nur im Zusammenhang mit einem VU-Meter sprechen sollte, da dessen dynamisches Verhalten und die Kennlinie des in jedem Volume Indicator eingebauten Gleichrichters das Meßergebnis bestimmen.

Die ASA [1] definiert deshalb einen „Standard Volume Indicator“ in allen Einzelheiten. Er besteht aus mindestens zwei Teilen: dem eigentlichen Meßinstrument mit eingebautem Gleichrichter und einem vorgeschalteten festen oder veränderbaren Dämpfungsglied. Die von der ASA festgelegten Daten sind auszugsweise folgende:

a. Dynamisches Verhalten

Beim Einschalten einer sinusförmigen Spannung mit einer Frequenz zwischen 35 und 10 000 Hz müssen 99% des Vollaus schlags bei 0 vu innerhalb $0,3 \pm 10\%$ erreicht werden. Das Überschwingen muß zwischen 1 und 1,5% liegen. Die Rücklauf zeit muß ungefähr gleich der Einschwingzeit sein.

b. Frequenzgang

Der Fehler des Instruments darf zwischen 35 Hz und 10 kHz max. $\pm 0,2$ dB und zwischen 25 Hz und 16 kHz max. $\pm 0,5$ dB sein.

c. Gleichrichterkennlinie

Der Exponent der Gleichrichterkennlinie muß über den ganzen Meßbereich $1,2 \pm 0,2$ sein.

d. Polung

Bei der Messung asymmetrischer Spannungen muß der angezeigte Wert nach

Umpolung des Instruments wieder erreicht werden. Es empfiehlt sich daher die Verwendung eines Vollwelliggleichrichters.

e. Verzerrungen

Beim Anschalten des Instruments an einen Kreis mit ohmschen Widerständen darf sich der Klirrfaktor bei Frequenzen zwischen 25 und 8000 Hz um max. 0,2% erhöhen.

f. Überlastungsfestigkeit

Das Instrument muß, bezogen auf den Nennwert, kurzzeitig eine zehnfache und im Dauerbetrieb eine fünfzehnige Überbelastung ohne Schaden zu erleiden und ohne Veränderung der technischen Daten vertragen können.

Ein VU-Meter hat stets zwei Skalen: Die eine ist in Prozent geeicht, die andere in vu. Eine Skalenanzeige von 100% entspricht 0 vu, und dieser Punkt muß zwischen $\frac{1}{2}$ und $\frac{1}{4}$ der Skala in der rechten Hälfte liegen. Die Ausführung A des VU-Meters nach ASA betont mehr die vu-Skala, die Ausführung B mehr die Prozent-Skala. Bei Bestellungen ist weiter darauf zu achten, ob das VU-Meter auch zum Einbau in magnetische Materialien (z. B. Blech) geeignet ist, da nicht alle VU-Meter in magnetisch leitender Umgebung korrekt anzeigen.

Die ASA hat die Eingangsimpedanz des VU-Meters nicht eindeutig festgelegt, sondern nur Empfehlungen herausgegeben. In der Praxis ist es jedoch üblicherweise so, daß das VU-Meter zum Anschluß an 600-Ohm-Kreise ausgelegt ist und einen Gesamtwiderstand von 7500 Ohm hat, wovon 3600 Ohm auf einen ohmschen Vorwiderstand und 3900 Ohm auf das Instrument selbst entfallen. In dieser Schaltung zeigt das Instrument 0 vu bei einer sinusförmigen Eingangsspannung von 1,228 V = +4 dB. Zwischen Vorwiderstand und Instrument kann ein Dämpfungsglied eingeschaltet werden, das aber weder den Gesamteingangswiderstand noch den Quellwiderstand für das Instrument verändern darf und deshalb als T-Glied ausgebildet sein muß (Bild 3). In amerikanischen

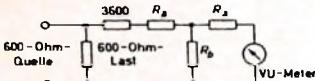


Bild 3. Prinzipschaltung des „Standard Volume Indicator“ (Werte für R_A und R_B s. Tab. II)

Rundfunkmischpulten ist dem VU-Meter meistens ein in Stufen von 2 vu regelbares Dämpfungsglied zugeordnet, dessen Dämpfungsstellung 0 die Bezeichnung +4 vu, dessen Stellung -2 dB die Bezeichnung +6 vu und so weiter trägt. In Tab. II sind die Werte der Dämpfungswiderstände für VU-Pegel bis zu +40 vu angegeben [2]. Im allgemeinen genügt es, statt des exakten Widerstandswertes den nächstgelegenen der internationalen Reihe zu verwenden.

Bei diesen Überlegungen ist zu beachten, daß ein 600-Ohm-Kreis einen resultierenden Gesamtwiderstand von 300 Ohm hat, da Quelle und Last für das VU-Meter parallelgeschaltet sind. Diese 300 Ohm addieren sich zu den 3600 Ohm des Vorwiderstandes, so daß das auf 3900 Ohm ausgelegte T-Glied eingangs- wie ausgangsseitig angepaßt ist. Vom 600-Ohm-Kreis aus gesehen, ist dagegen die Ein-

Tab. II. Widerstandswerte des Dämpfungsgliedes für VU-Meter

Pegel [vu]	Spannung [V]	Dämpfung [dB]	R_A [Ohm]	R_B [Ohm]
+ 4	1,228	0	0	∞
5	1,378	1	224,3	33 800
6	1,540	2	447,1	16 790
7	1,734	3	606,8	11 070
8	1,946	4	882,4	8 177
9	2,183	5	1 093	6 415
10	2,450	6	1 296	5 221
11	2,748	7	1 492	4 353
12	3,084	8	1 679	3 690
13	3,460	9	1 857	3 166
14	3,882	10	2 026	2 741
15	4,356	11	2 185	2 388
16	4,887	12	2 334	2 091
17	5,484	13	2 473	1 838
18	6,153	14	2 603	1 621
19	6,904	15	2 722	1 432
20	7,746	16	2 833	1 268
21	8,692	17	2 935	1 124
22	9,751	18	3 028	997,8
23	10,94	19	3 113	886,4
24	12,28	20	3 191	787,9
25	13,78	21	3 262	700,5
26	15,46	22	3 326	623,3
27	17,34	23	3 384	555,0
28	19,46	24	3 437	494,2
29	21,83	25	3 485	440,0
30	24,50	26	3 528	391,9
31	27,48	27	3 566	349,1
32	30,84	28	3 601	311,0
33	34,60	29	3 633	277,2
34	38,82	30	3 661	246,9
35	43,56	31	3 686	220,0
36	48,87	32	3 709	196,0
37	54,84	33	3 729	174,7
38	61,53	34	3 747	155,7
39	69,04	35	3 764	138,8
40	77,46	36	3 778	123,7

gangsimpedanz des ganzen VU-Meters so groß, daß nur ein Spannungsverlust von 0,4 dB entsteht.

Normalerweise haben die Ausgänge der in der deutschen Studiotechnik verwendeten Geräte weit niedrigere Ausgangsimpedanzen. Das VU-Meter kann hier ohne weiteres direkt verwendet werden, wenn man geringe Fehler hinsichtlich des dynamischen Verhaltens und der Anpassung des T-Gliedes in Kauf nimmt. Schwieriger werden die Verhältnisse bei Verwendung des VU-Meters in Amateuranlagen, da hier im allgemeinen weder eine niedrige Ausgangsimpedanz noch ein hoher Pegel für die Messung zur Verfügung steht. Aus diesem Grunde empfiehlt sich der Bau eines kleinen Meßvorstärkers mit hochohmigem Eingang. Für einen solchen Verstärker seien zwei Schaltungsvorschläge angegeben.

4. Vorverstärker mit einer Doppeltriode

Die erste Schaltung (Bild 4) nach Reed [2] verwendet eine Doppeltriode, deren erstes System als Spannungsverstärker und deren zweites System als Kathodenfolgerstufe arbeitet. Der Eingangspiegel ist mittels R_1 Regelbar. Die Eingangsspannung von etwa 800 Ohm Ausgangswiderstand zusammen mit dem Längswiderstand R_2 von 10 kOhm und dem Querwiderstand R_3 von 6,2 kOhm ergibt sich eine effektive Ausgangsimpedanz von 3900 Ohm, die den sonst notwendigen Vorwiderstand ersetzt. Der Verfasser gibt eine Gesamtverstärkung von rund 28 dB an; für einen Ausschlag von 0 vu genügt also bei voll aufgedrehtem Regler R_1 eine Eingangsspannung von etwa 50 mV.

So einfach und preisgünstig dieser kleine Verstärker auch scheint, so ist er für genaue Pegelmessungen doch wenig brauchbar, da Streuungen und Alterung der Bauelemente und Röhren sowie Spannungsschwankungen des Netzes in die Verstärkung eingehen; die Verstärkung ist nicht definiert.

5. Vorverstärker mit zwei Doppeltrioden

Ein anderes Beispiel zeigt, wie sich mit etwas mehr Aufwand ein stabiler und frequenzlinearer Meßverstärker aufbauen läßt (Bild 5). Dieser Verstärker arbeitet mit zwei Doppeltrioden ECC 801 S, davon das letzte System wiederum als Kathodenfolger. Bei geeigneter Dimensionierung der Schaltung des letzten Röhrensystems hat diese einen tatsächlichen Wechselstromausgangswiderstand von 300 Ohm; das genormte VU-Meter kann also direkt an den Ausgang angeschlossen werden. (Der Widerstand von 5 kOhm ist gegen-

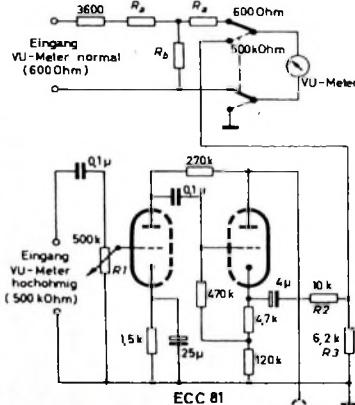


Bild 4. Vorverstärker mit einer Doppeltriode für VU-Meter

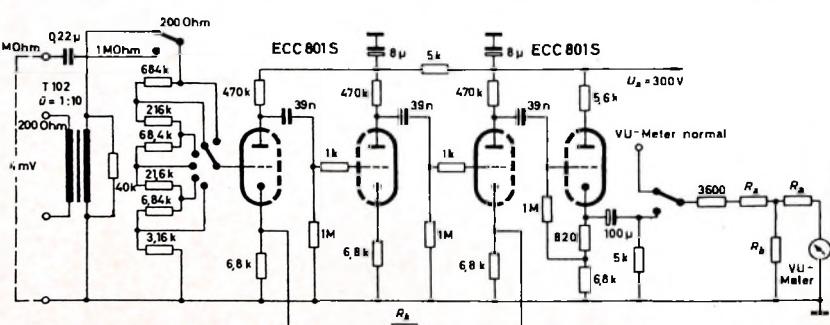


Bild 5. Vorverstärker mit zwei Doppeltrioden für VU-Meter

über der Quelle hochohmig und verändert die tatsächlichen Verhältnisse nicht.) Im Eingang des Verstärkers liegt ein 6stufiger Dämpfungsschalter mit Stufen von 10 zu 10 dB. Über einen Eingangsübertrager 1:10 lassen sich 200-Ohm-Quellen noch bis zu einem Pegel von -66 dB messen. Alle Röhrensysteme sind stromgegengekoppelt; eine vierte Gegenkopplung über R_k zwischen den Kathoden des ersten und dritten Röhrensystems bewirkt gute Stabilität des Verstärkers über längere Zeit.

Der genaue Wert des Widerstandes R_k kann etwas von den Streuungen der Röhrenwerte abhängen. Mit ihm wird die Gesamtverstärkung des Meßverstärkers auf genau 50 dB eingestellt. Beim Versuchsmuster hatte R_k einen Wert von 58,0 kOhm.

6. Eichung des Verstärkers

Der Verstärker nach Bild 5 kann ohne weitere Hilfsmittel recht einfach geeicht werden. Man stellt zu diesem Zweck den Dämpfungsschalter auf -50 dB, so daß die Gesamtverstärkung des Verstärkers I ist. Dann gibt man auf den Eingang eine Wechselspannung, die man beispielsweise über ein Entbrummpotentiometer von 100 Ohm aus der Heizwicklung des Netzttransformators entnehmen kann, und regelt das Potentiometer so, daß ein dem Eingang parallelgeschalteter VU-Meter genau 0 vu anzeigt. Dann schaltet man das VU-Meter an den Ausgang des Verstärkers und regelt R_k so ein, daß sich am Ausgang der gleiche Wert ergibt. Damit ist der Verstärker geeicht. Man kann diese Eichschaltung auch fest einbauen und über Drucktasten einschalten, um die Eichung von Zeit zu Zeit wiederholen zu können.

7. Einsatz des VU-Meters

Ein VU-Meter bietet bei der praktischen Tonaufnahme gewisse Vorteile. Da extrem kurzezeitige Spitzen nicht angezeigt werden, behaupten die Benutzer immer wieder, daß sich ein Magnetband bei Aussteuerung nach dem Volume Indicator viel besser ausnutzen lasse. Erfahrungsgemäß liegt die mittlere Modulation auch höher als bei Aussteuerung nach einem Spitzenspannungsmesser. Andererseits muß aber der Tatsache, daß Spitzen, die das VU-Meter nicht mehr anzeigt, hörbare Verzerrungen hervorrufen können, Rechnung getragen werden. In der amerikanischen Praxis wird daher dem VU-Meter ein "lead" (Vorsprung, Führung) gegeben, das heißt, das Band wird - in vu ausgedrückt - um einen gewissen Betrag untersteuert. Wie groß der Betrag dieses "lead" sein soll, ist noch heute Gegenstand unzähliger Debatten und wurde bedauerlicherweise auch von der ASA nicht festgelegt. Um den Vorteil der besseren mittleren Aussteuerung des Bandes nicht zu verlieren, darf dieser "Vorsprung" nicht zu groß sein; andererseits sollen aber auch Spitzen nicht zu sehr übersteuert werden, damit keine Verzerrungen hörbar werden.

In den meisten Angaben wird ein "lead" zwischen 6 und 10 dB als richtig angesehen. Einige Rundfunkanstalten machen den Betrag des "lead" sogar von der Art der zu übertragenden Modulation abhängig; die meisten Filmbetriebe bevorzugen 8 dB. Nach eigenen Erfahrungen hält der Verfasser einen "lead" von 7 dB für ausreichend und richtig. Eine endgültige Übereinkunft

wird sich vermutlich so bald nicht erreichen lassen, jedoch sind die Auffassungen heute nicht mehr so unterschiedlich wie früher.

Auf die Praxis des Amateurs angewandt, bedeutet das folgendes: Wird ein Tonbandgerät mit Hilfe eines Sinustones von beispielsweise 1000 Hz eingepegt - wobei die Kontrolle nach Bezugsbändern, nach Klirrfaktormessungen oder auch nach dem eingebauten Magischen Auge erfolgen kann -, so ist das parallelgeschaltete VU-Meter um einen gewissen Betrag - vorwiegend 6 dB - zu dämpfen. Diese Dämpfung wird zweckmäßigerverweise durch Änderung des T-Gliedes direkt vor dem Instrument vorgenommen. Um diese Messung einwandfrei durchführen zu können, ist der Verstärker nach Bild 5 um 6 dB übersteuerungsfest dimensioniert. Zum Betrieb ist diese Dämpfung wieder aufzuheben.

Aus dem bereits Gesagten geht hervor, daß ein Tonträger bei Kontrolle mit einem VU-Meter stets untersteuert werden muß, und zwar genau um den Betrag des "lead". Wird eine Anlage mit sinusförmig-

ger Spannung eingepegt, so muß der Punkt der "Vollaussteuerung" um 6 dB höher liegen als der Betriebswert. Zum Einpegen wird also der Verstärker nach Bild 5 um 6 dB übersteuert. Damit nun wieder eine Einpegeleitung nach dem VU-Meter möglich wird, muß dieses um 6 dB vorgedämpft werden. Für die Betriebsüberwachung dagegen wird diese Vor-dämpfung wieder entfernt, das VU-Meter also um 6 dB empfindlicher gemacht. Die Werte für die Dämpfungswiderstände können Tab. II entnommen werden.

Wird das VU-Meter in dieser Art verwendet, so wird der Tonbandamateur in jedem Fall gute Ergebnisse erhalten, da er einen wesentlich exakteren Überblick über die Aussteuerungsverhältnisse des Magnettonbandes hat, als es nach dem Magischen Auge möglich wäre.

Schrifttum

- [1] American Standards Association (ASA): American standard practice for volume measurements of electrical speech and programme waves (29. November 1954)
- [2] Reed, H.: Outboard VU-meter. Electronics Wld. Bd. 65 (1961) Nr. 6, S. 54-55

Schmalfilmvertonung

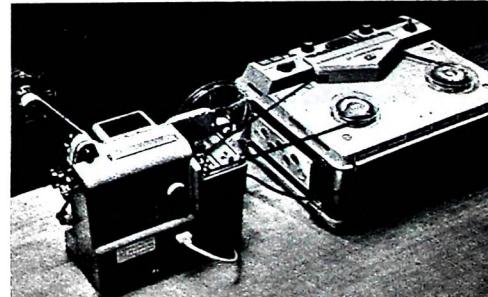
mit „Magnetophon 96 S“ und „Noris Synchrone TS“

Über Methoden der Schmalfilmvertonung mittels Tonkoppler wurde ausführlich in FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 23, S. 820-822, berichtet. Ein automatisch in beiden Laufrichtungen arbeitendes tonbandgesteuertes Vollsynchron-Verfahren hat jetzt Telefunken in Zusammenarbeit mit der Firma E. Planck herausgebracht. Eine Kombination des neuen Tonbandgerätes „Magnetophon 96 S“ und des Projektors „Noris Synchrone TS“ bringt gegenüber früheren Anordnungen einige entscheidende Verbesserungen.

Bei der Vertonung wird der geschnittene Schmalfilm in dem Projektor auf Startmarke eingelegt. Auf das „Magnetophon 96 S“ kommt das ebenfalls mit Startmarke versehene Tonband und wird über den im Projektor eingebauten Syncromat geführt. Wird jetzt nur die Laufaste des Projektors betätigt, dann erfolgt zunächst noch nichts. Alle Bewegungsfunktionen des Projektors (Vorwärts-, Stillstands- und Rückwärtsprojektion) werden nämlich lediglich durch die Laufrichtung des Tonbandes gesteuert. Nur wenn die Aufnahmetaste des Tonbandgerätes gedrückt wird, setzt sich der Projektor synchron mit dem Tonband in Bewegung. Beim Betätigen der Halt- oder der Schnellstopptaste des „Magnetophon 96 S“ bleibt der Projektor ebenfalls stehen und schaltet automatisch auf Einzelbildprojektion um, wobei gleichzeitig das Wärmeschutzfilter eingeschaltet wird.

Der wesentliche Vorteil dieses neuen Systems tritt jedoch zutage, wenn etwa ein Szenenende, bei dem eigentlich genau gehalten werden mußte, um für die folgende Szene eine neue Tonunterteilung einzublenden, versehentlich überfahren wurde. Statt komplizierter Bedienungsgriffe am Projektor und am Tonbandgerät wird jetzt lediglich die nur am „Magnetophon 96 S“ vorhandene zusätzliche Taste „Gemeinsamer Rücklauf“ betätigt, wo-

durch Projektor und Tonbandgerät gleichzeitig synchron rückwärts laufen. Da bei diesem Rückwärtslauf auch projiziert wird und da ferner nach Beendigung des Rücklaufes wieder automatisch auf Einzelprojektion umgeschaltet wird, kann man sich bildgenau an das Ende einer Szene beziehungsweise an den Anfang der neuen Szene herantasten. Nach dem Einkreisen einer bestimmten Stelle des Films zwecks weiterer Vertonung kann man wieder in Stellung Aufnahme übergehen und mittels des geräuschlosen Schnellstops anfahren.



so daß knackfreie Szenenübergänge gewährleistet sind.

Hinzu kommt noch, daß das „Magnetophon 96 S“ als Vierspurgerät mit Stereo-Wiedergabe die Möglichkeit bietet, Musik und Sprache auf zwei völlig getrennten Spuren aufzunehmen und entweder durch Drücken beider Spurwahltasten gemeinsam abzuspielen oder sogar die Sprachspur in die Musikspur unter Benutzung der vollautomatischen Trickblende zu überspielen. Damit dürfte auch durch die Aufteilung des Vertonungsvorganges in eine getrennte Sprach- und Musikaufnahme ein Höchstmaß an Sicherheit vor Vertonungsfehlern erreicht werden.

E. KOCH, RL 1 HM

Moderner leistungsfähiger KW-Sender

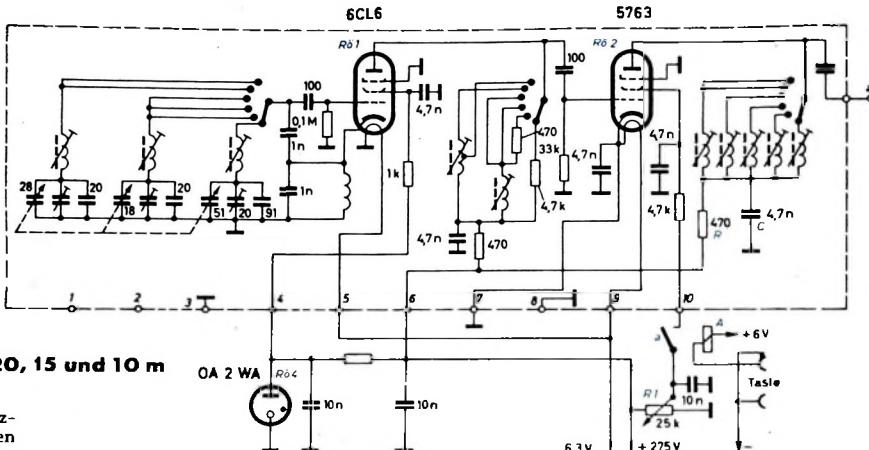
für die Amateurbänder 80, 40, 20, 15 und 10 m

Der im folgenden beschriebene Kurzwellensender zeichnet sich durch einfachen und übersichtlichen Aufbau aus. Er kann weitgehend den speziellen Wünschen und Anforderungen des Amateurs - als Heimstation oder für Mobilbetrieb - hinsichtlich Modulationsart, Sendeleistung und Bedienungskomfort angepaßt werden. Durch Benutzung industriell gefertigter Bausteine dürfte der Nachbau auch dem Anfänger keine Schwierigkeiten bereiten. Das „Herz“ des Gerätes ist der fertig geschaltete und abgeglichene Geloso-VFO „4/104“ mit Treiberstufe. Daher entfallen die mühsame Wickeln der Spulen, der Abgleich und die Temperaturkompensation. Außerdem steht eine für die einzelnen Bänder in Frequenzen geeichte Großsichtskala zur Verfügung. Die Endstufe läßt sich mit verschiedenen Röhren bestücken. Mit dem Modulationsschalter kann man den Sender auf Telegrafie, auf Schirmgitter-, Bremsgitter- und Anoden-Schirmgittermodulation umschalten. Der Amateur hat damit die Möglichkeit, diese Modulationsarten auszuprobieren und die Unterschiede der Gegenstation zu demonstrieren. Wer nur mit einer bestimmten Modulationsart, zum Beispiel im Auto, arbeiten will, kann die Schaltung entsprechend vereinfachen. Drei Meßinstrumente überwachen den Gitter- und Anodenstrom der Endstufe sowie die Senderausgangsspannung. Der eingebaute Detektorempfänger ermöglicht eine Kontrolle des Modulationsgrades und der Modulationsqualität.

Stromversorgungsteil, Modulationsverstärker und Modulationstransformatoren sind in dem Sender nicht mit eingebaut, so daß dafür auch vorhandene Geräte verwendet werden können. Bei Mobilbetrieb wird man Transistor-Spannungswandler und Transistor-Leistungsverstärker benutzen, die zweckmäßigerweise getrennt - wegen des hohen Strombedarfs - in der Nähe der Wagenbatterie relaisgesteuert anzuordnen sind. Ein getrennter Aufbau in besonderen Gehäusen oder Einschüben ist für den Amateur vorteilhafter, da der Stromversorgungs- und der Modulationsteil dann auch noch für andere Sender zur Verfügung stehen. Die erforderlichen Spannungen und Ströme sowie die Modulationswerte für die heute gebräuchlichen Sender-Endröhren sind in den Tabellen I bis IV zusammengestellt.

Schaltung

Im **Geloso**-Steuersender arbeitet der mit der Röhre 5CL6 bestückte Oszillatort in ECO-Schaltung (Bild 1). Er ist umschaltbar und schwingt direkt auf dem 80-, 20- und 10-m-Band. In der anschließenden Treiberstufe mit der Röhre 5763 erfolgt die



Tab. I. Betriebssdaten in Trägerwerten
für BL 12 P 50 LS 50 EL 152 EL 152

	ew	Schirmgitter- modulation	Bremsgitter- modulation	Anoden-Schirm- gittermodulation
Anodenbetriebsspannung U_{BA}	1000	1000	1000	800 V
Schirmgitterspannung U_{GZ}	300 ¹⁾	125 ... 150	250 ¹⁾	250 V ¹⁾
Gittervorspannung $-U_{G1}$	80	80	80	130 V
Gitterwechselspannung U_{G1-}	≈ 100	≈ 100	≈ 100	≈ 160 V _{eff}
Anodenstrom I_A	≈ 120	≈ 60	≈ 60	≈ 120 mA
Schirmgitterstrom I_{GZ}	≈ 10	≈ 7	≈ 20	≈ 15 mA
Gitterstrom I_{G1}	≈ 3	≈ 4	≈ 4	≈ 5 mA
Steuerleistung $P_{st RF}$	≈ 0,5	≈ 0,6	≈ 0,6	≈ 0,8 W
HF-Output P_o	≈ 85	≈ 21	≈ 21	≈ 70 W
Schirmgittervorwiderstand		5	5	5 kOhm
Außenwiderstand	4,75	4,75	4,75	3,1 kOhm
Modulationsleistung				≈ 50 W
Modulationsspannung		≈ 125 ... 160	≈ 160	V
Bremsgittervorspannung $-U_{G3}$			160	V

¹⁾ Am Schirmgitter der Bohre gemessen.

Tab. II. Betriebbedaten in Trägerwerten bei ICAS¹⁾)
für OE 05/40 (6148), OE 05/40 E (6883)

	ew	Schirmgitter- modulation	Anoden-Schirmgitter- modulation
Anodenbetriebsspannung U_{ba}	750	750	600 V
Schirmgitterspannung U_{g1}	150 ^{a)}	100	150 V ^{b)}
Gitterspannung $-U_{g1}$	82	82	87 V
Gitterwechselspannung $U_{g1\sim}$	≈ 79	≈ 79	≈ 107 V _{eff}
Anodenstrom I_a	≈ 120	≈ 60	≈ 112 mA
Schirmgitterstrom I_{g1}	≈ 11	≈ 6	$\approx 7,8$ mA
Gitterstrom I_{g1}	$\approx 3,1$	$\approx 3,1$	$\approx 3,4$ mA
Steuerleistung $P_{st HP}$	$\approx 0,2$	$\approx 0,2$	$\approx 0,4$ W
Schirmgitterwiderstand		5	5 kOhm
Modulationsleistung			≈ 34 W
Modulationsspannung		100	V
HF-Output P_o	≈ 70	≈ 16	≈ 52 W

¹⁾ Intermittierender Betrieb; ²⁾ am Schirmgitter der Röhre gemessen

Vervielfachung auf die Bänder 40 und 15 m. Die vom Treiber gelieferte HF-Spannung reicht zur Ansteuerung der in den Tabellen angegebenen Endröhren voll aus. Durch Verändern der Schirmgitterspannung der Treiberröhre mittels R_1 läßt sich der erforderliche Wert einstellen. Zur Abstimmung des Anodenkreises der Treiberstufe dient C1.

Im Mustergerät wurde in der Endstufe die Röhre RL 12 P 50 verwendet, bei der der Anodenanschluß oben am Glaskolben angebracht ist, so daß eine gute Entkopplung zwischen Gitter- und Anodenkreis

erreicht wird. Verwendet man eine Röhre, bei der der Anodenanschluß am Sockel liegt, so muß man zwischen dem Gitter und dem Anodenanschluß der Fassung ein Abschirmblech anordnen. Die Leitung zum Pi-Filter wird dann durch eine Bohrung im Chassis dicht neben der Anodenlötfahne der Röhrenfassung geführt.

Zur Verhinderung von UKW-Schwingungen liegt am Gitter von Rö 3 der Widerstand R 2 und an der Anode die Drossel Dr 1, die auf den Widerstand R 3 gewickelt ist. Um die Endstufe auf einwandfreies Arbeiten zu überprüfen, setzt man die

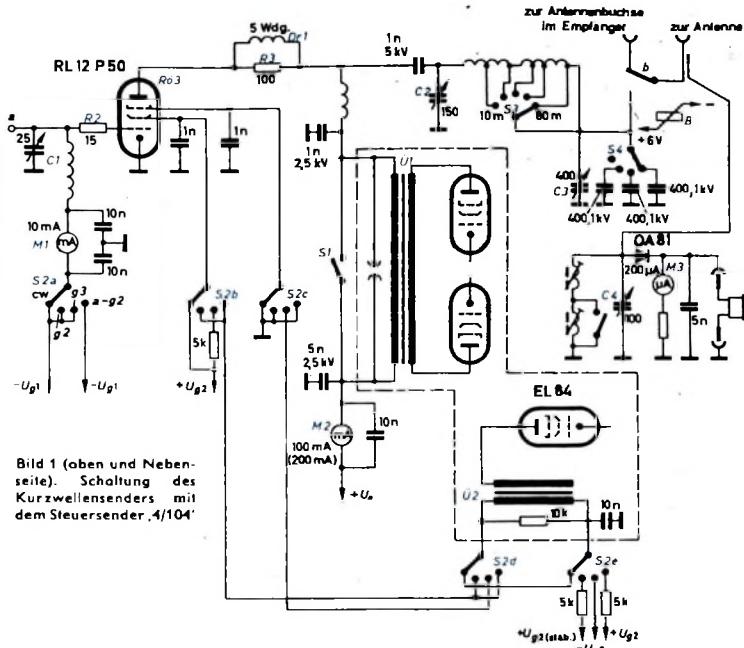


Bild 1 (oben und Nebenseite). Schaltung des Kurzwellensenders mit dem Steuersender, 4/104'

Tab. III. Betriebsdaten in Trägerwerten bei ICAS
für QE 08/50 (807)

	cw	Schirmgittermodulation	Anoden-Schirmgittermodulation
Anodenbetriebsspannung U_{ba}	750	750	600 V
Schirmgitterspannung U_{gs}	250 ¹⁾	125...150	300 V ¹⁾
Gittervorspannung $-U_{g1}$	45	45	85 V
Gitterwechselspannung $U_{g1\sim}$	66	65	107 V _{eff}
Anodenstrom I_a	≈ 100	≈ 50	≈ 100 mA
Schirmgitterstrom I_{gs}	≈ 8	≈ 5	≈ 8 mA
Gitterstrom I_{g1}	≈ 4	≈ 4	≈ 4 mA
Steuerleistung $P_{st HF}$	$\approx 0,3$	$\approx 0,3$	$\approx 0,4$ W
HF-Output P_o	≈ 54	≈ 14	≈ 44 W
Modulationsleistung			≈ 30 W
Modulationsspannung		$\approx 125 \dots 150$	V
Schirmgittervorwiderstand		5	5 kOhm

¹⁾ Am Schirmgitter der Röhre gemessen

Tab. IV. Betriebsdaten in Trägerwerten bei IMS¹⁾
für 2 E 24, 2 E 26

	cw	Schirmgittermodulation	Anoden-Schirmgittermodulation
Anodenbetriebsspannung U_{ba}	650	650	600 V
Schirmgitterspannung U_{gs}	200 ²⁾	100	180 V ¹⁾ (200 V ¹⁾
Gittervorspannung $-U_{g1}$	47	47	45 V
Gitterwechselspannung $U_{g1\sim}$	(49)	(49)	(60 V)
Anodenstrom I_a	≈ 75	≈ 75	≈ 63 V _{eff}
Schirmgitterstrom I_{gs}	(≈ 68)	(≈ 68)	(≈ 60 V _{eff})
Gitterstrom I_{g1}	≈ 84	≈ 36	≈ 60 mA
Steuerleistung $P_{st HF}$	$\approx 12,5$	≈ 7	$\approx 8,5$ mA
HF-Output P_o	(≈ 10)	(≈ 6)	(≈ 10 mA)
Modulationsleistung		≈ 3	$\approx 2,5$ mA
Modulationsspannung		$\approx 0,24$	$\approx 0,17$ W
Schirmgittervorwiderstand	(≈ 36)	($\approx 0,2$)	($\approx 0,15$ W)
		≈ 8	≈ 24 W
			≈ 17 W
			V
			5 kOhm

¹⁾ Intermittierender Mobilbetrieb; ²⁾ am Schirmgitter der Röhre gemessen; ³⁾ eingeklammerte Werte gelten für 2 E 26, übrige Daten wie 2 E 24

Tab. V. Anschlußdaten des Geloso-VFO

Heizung:	6,3 V, 1,4 A
Anodenspannung:	275 V
Anodenstrom einschließlich Stabilisator-Querstrom:	60...75 mA

Vorstufen außer Betrieb und erniedrigt die Gittervorspannung der Endröhre so weit, daß Anodenstrom fließt. Beim Abstimmen (bei 20, 15 und 10 m) der Anodenkreise des Treibers und der Endstufe darf keine Änderung des Anodenstroms von Rö 3 eintreten. Ist das nicht der Fall (dann leuchtet auch eine an die Anode der PA gehaltene Glühlampe auf), muß man die Endröhre neutralisieren. Dazu wird ein Drehkondensator von etwa 10 pF (Plattenabstand 1,5 mm) zwischen den Anoden der Endröhre und den Fußpunkt der Anodenkreisspulen des Treibers geschaltet und der 4,7-nF-Fußpunkt-Kondensator C der Treiberstufe durch einen 500-pF-Kondensator zum Massepunkt der PA ersetzt. Außerdem ist zwischen den 470-Ohm-Siebwiderstand R und den Spulenanschluß eine HF-Drossel zu legen. Den Neutralisationskondensator dreht man dann so weit ein, bis keine Selbsterregung der Endstufe mehr auftritt.

Der Anodendrehkondensator C 2 der Ausgangsstufe muß wegen der bei Anodenmodulation auftretenden hohen Spannungen einen Plattenabstand von 1,5 mm aufweisen. Für den Antennendrehkondensator C 3 würde bei Verwendung niederohmiger Antennen ein Dreifachdrehkondensator aus einem Rundfunkempfänger genügen, bei dem sich durch Parallelschaltung mittels eines addierenden Stufenschalters die erforderlichen Kapazitätswerte ergeben. Da man aber mitunter auch Versuche mit hochohmigen Antennen machen wird, empfiehlt es sich, hier ebenfalls einen Drehkondensator mit größerem Plattenabstand (1 mm) zu wählen und mit einem Schalter die entsprechenden Kapazitäten hinzuzuschalten. Den Aufbau des Pi-Filter-Kreises erleichtert eine industriell hergestellte Spule mit angebautem Hochleistungsschalter, die für größere Sendeleistungen ausgelegt sind. Für Fahrzeugstationen mit niedrigeren Spannungen und Leistungen genügt auch der Pi-Filter-Ausgang (Spule mit Schalter, Anoden- und Antennendrehkondensator) von Geloso.

Antennenanpassung und -umschaltung, Einpfeifen

Der Pi-Filter-Ausgang unterdrückt weitgehend Oberwellen und ermöglicht eine optimale Anpassung an hoch- und niederohmige Antennen. Symmetrische Antennen erfordern einen Balun-Transistor zur Symmetrierung. Bei niederohmiger Speisung eines Dipols (50 ... 75 Ohm) kann der Balun-Transistor entfallen, wenn das Speisekabel wenigstens 20 m lang ist. Der vom Verfasser benutzte hy-gain-Multibanddipol¹⁾ für 80, 20, 15 und 10 m mit 24 m langer 60-Ohm-Koaxialzuführung brachte bei Verwendung eines Baluns, wie eingehende Versuche zeigten, bei den Genenstationen keine Erhöhung der Empfangsfeldstärke, vielmehr trat sogar eine geringe Abschwächung ein.

Die Umschaltung der Antenne auf Sender und Empfänger erfolgt mit dem Antennenrelais B. Im Mustergerät wurde ein noch vorhandenes Vakuum-Relais aus dem

¹⁾ Koch, E.: Eine neuartige Multiband-Antenne. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 19, S. 686

Deutschland-Rundspruch des DARC

Die sogenannten „Rundsprüche“ des DARC werden zu fest vereinbarten Zeiten und auf genau angegebenen Wellenlängen ausgestrahlt und dienen dazu, den OMs wichtige Mitteilungen über ihr Hobby zu vermitteln. Dazu gehören nicht nur Hinweise auf die gerade herrschende Funkwetterlage oder Meldungen über selten erreichbare Stationen, sondern auch allgemein interessierende technische Dinge und Mitteilungen aus dem Clubleben.

Der Deutsche Amateur-Radio-Club e.V. hat sein Rundspruchwesen jetzt neu organisiert und eine eigene Stelle ins Leben gerufen, die die Rundspruchtexte zusammenstellt. Der Deutschland-Rundspruch wird ab 7.1. 1962 an jedem Sonntag zunächst von nachgenannten drei Stationen abgestrahlt:

09 Uhr MEZ DL Ø DL ≈ 3730 kHz in AM
10 Uhr MEZ DL 1 LS ≈ 3750 kHz in SSB
10 Uhr MEZ DL Ø BN ≈ 3720 kHz in AM

An Feiertagen, die auf einen Sonntag fallen, wird kein Rundspruch gesendet.

Die Ausstrahlung über DL 1 LS erfolgt im Einseitenband-Verfahren (= SSB = Single-Side-Band), das sich durch sehr große Übermittlungssicherheit auszeichnet. Daneben wird aber auch die klassische Amplitudenmodulation (AM) nicht vernachlässigt; es ist sogar beabsichtigt, noch eine weitere AM-Rundspruchstation einzurichten.

WERKSTATTWINKE

Polieren und Reinigen von Polystyrol-Gehäusen

Verkratzte Stellen in Empfängergehäusen aus Polystyrol lassen sich mit einem Tuch und einer kleinen Menge Polierpaste (beispielsweise „Antox“-Polierpaste, Steinert & Lüdecke, Hannover) auspolieren. Mit diesem Poliermittel sind auch tiefergehende Kratzer in kurzer Zeit zu beseitigen. Die Stellen unmittelbar neben den Kratzern sollten beim Polieren ebenfalls erfasst werden, damit ein glatter Übergang zu der nicht behandelten Oberfläche entsteht. Es ist darauf zu achten, daß die Polierbewegungen nicht zu schnell erfolgen, da sonst durch die Reibung eine unzulässige Erwärmung des thermoplastischen Materials auftritt. Sind die Kratzer beseitigt, dann wird die Polierpaste abgewischt und das Gehäuse mit einem geeigneten Reinigungsmittel behandelt. Ein solches Reinigungsmittel kann man sich aus drei gleichen Raumteilen ansetzen: 1 Teil „Plexiklar“ (Röhm & Haas, Darmstadt), 1 Teil Wasser, 1 Teil Autopolitur (zum Beispiel Glasurit „Auto-Neuglanz“, „Rex-Politur“ oder „Polifac-Silicon-Politur“). Ein weiches Tuch wird mit diesem Reinigungsmittel angefeuchtet und das verschmutzte Gehäuse damit abgerieben. Nach dem Antrocknen des Reinigungsmittels bildet sich ein grauweißer Belag. Diesen Belag entfernt man mit dem Tuch und reibt die Oberfläche dabei blank. Bei Verwendung der Rex- oder Polifac-Polituren erhöht sich die Kratzfestigkeit der Oberfläche.

(nach „Telefunken-Sprecher“ Nr. 12/61)

Tab. VI. Heizdaten der Röhren

	RL 12 P 50	LS 50	FL 152	EL 152	QE 05/40 6146	QE 05/40 F 6883	QE 06/50 807	2 E 24 ¹⁾	2 E 26
U_t	12,6	12,6	12,6	6,3	6,3	12,6	6,3	6,3	6,3 V

¹⁾ direkt geheizt

Wehrmachtsgerät „FuG X“ benutzt. Es empfiehlt sich jedoch, das in der Stückliste angegebene Haller-HF-Relais zu verwenden, das sich in einem anderen Sender des Verfassers sehr gut bewährt hat. Das Relais hat zwei Umschaltkontakte, die zur Erhöhung der Kontaktbelastbarkeit parallelzuschalten sind. Als Steuerspannung wählt man 6 V, die sich mit einem Selengleichrichter in Brückenschaltung aus der Heizspannung erzeugen lassen (Ladekondensator 500 ... 1000 μ F).

Zum Einpfeifen auf die Frequenz der anzurufenden Station schaltet das Relais A die Schirmgitterspannung von der Treiberöhre Rö 2 ab, wobei aber die Antenne am Empfänger bleibt. Trotzdem gelangt noch genügend HF-Spannung vom Oszillatort zum Empfängereingang.

Liste der Spezialteile

Steuersender „4/104“	(Geloso)
Skala „1646“	(Geloso)
Drehkondensator „210“, 25 pF	(Hopt)
Drehspulinstrument „ED 40“, 0 ... 10 mA	(Neuberger)
Drehspulinstrument „ED 40“, 0 ... 100 mA (0 ... 200 mA)	(Neuberger)
Drehspulinstrument „ED 40“, 0 ... 200 μ A	(Neuberger)
Schalter „E 6“ oder „E 7“, 5 \times 4 beziehungsweise 6 \times 4 Kontakte	(Mayr)
Potentiometer „Beta 4“, 25 kOhm, 4 W	(Preh)
Antennenrelais „51 K/8 V/2xU/H/S“ mit Haube	(Haller)
Drehkondensator „370“, 100 pF	(Hopt)
HF-Drossel „2553“, 2,5 mH	(Bauer)
Schalter „5486“	(Preh)
Schaltbuchse „240a“	(Dr. Mozart)
Skalen „162-11“	(Dr. Mozart)
Drehknöpfe „322.611“, „304-62“, „323.622“, „395.611“, „390.61“, „391.61“	(Dr. Mozart)
Steckerleiste, 16polig	(Tuchel)
Gehäuse „Nr. 4“ mit Chassis	(Leistner)
Diode OA 81	(Valvo)
Stabilisatoröhre OA 2 WA	(Valvo)
Sender-Endröhre nach Tabelle	
Pi-Ausgang für größere Sendeleistung:	
Pi-Filterspule mit Hochleistungsschalter „IIa“	(Bauer)
Pi-Net-HF-Drossel „2550“	(Bauer)
Drehkondensator „370“, 150 pF, 1,5 mm Plattenabstand	(Hopt)
Drehkondensator „370“, 400 pF, 1 mm Plattenabstand	(Hopt)
Stufenschalter, 1 \times 4 Kontakte, addierend	(Mayr)
Pi-Ausgang für kleinere Sendeleistung und Mobilsender:	
Pi-Filter „4/112“	(Geloso)
Pi-Net-HF-Drossel „17.634“	(Geloso)
Neutralisation:	
Drehkondensator „211“, 13 pF, 1,5 mm Plattenabstand	(Hopt)
HF-Drossel „2553“, 2,5 mH	(Bauer)

Die Umschaltung des Senders auf „Empfang“, „Einpfeifen“ und „Senden“ erfolgt mit einem mehrpoligen dreistufigen Kelloggsschalter (im Bild 1 nicht eingezeichnet), den man an geeigneter Stelle in der Station unterbringt und der auch noch die Anodenspannung des Empfängers (beim Senden abgeschaltet) und die Netzspannung des Hochspannungstransformators (bei Empfang abgeschaltet) der jeweiligen Betriebsart entsprechend direkt oder über Relais ein- beziehungsweise ausschaltet. Man kann aber auch auf diesen Bedienungskomfort verzichten und die erforderlichen Umschaltungen mit einem mehrpoligen Drehschalter vornehmen.

Modulationsschaltung

Mit dem Modulationsschalter S 2 erfolgt die Umschaltung der Endstufe und des Modulationstransformators. Für Schirmgitter- und Bremsgittermodulation genügt eine Eintakt-Modulations-Endstufe mit einer normalen Lautsprecherröhre, zum Beispiel EL 84. Bei Verwendung von Tetraden (beispielsweise QQE 05/40) läßt sich natürlich keine Bremsgittermodulation durchführen. Die Anoden-Schirmgittermodulation erfordert eine entsprechende NF-Leistung, die sich nach der verwendeten Sender-Endröhre richtet und den Tabellen entnommen werden kann.

Der Sender wird bei Schirmgitter- und Bremsgittermodulation von einer NF-Endstufe mit EL 84 moduliert, während dann die Leistungs-Endstufe für die Anodenmodulation außer Betrieb ist. Bei Anoden-Schirmgittermodulation erhält die EL 84 keine Anoden- und Schirmgitterspannung. Dann liegt jedoch die Modulationswicklung von U 2 im Schirmgitterkreis von Rö 3, so daß das Schirmgitter mitmoduliert wird. Dadurch kann bei Anoden-Schirmgittermodulation ein einfacher Modulationstransformator mit nur einer Sekundärwicklung ohne Anzapfung benutzt werden. Außerdem erübrigt sich ein Schirmgittervorriderstand oder Spannungsteiler zur Reduzierung der Anodenspannung auf die für das Schirmgitter erforderliche Höhe. Will man jedoch nur mit Anoden-Schirmgittermodulation arbeiten, so kann man die Primärwicklung eines üblichen Lautsprecher-Ausgangsübertragers als Modulationsdrossel verwenden.

Bei Telegrafie, Schirmgitter- und Bremsgittermodulation ist die Modulationswicklung von U 1 kurzschließen, weil sonst unzulässig hohe Spannungsspitzen den Transformator gefährden könnten und außerdem auch Verzerrungen entstehen. Da die handelsüblichen Drehschalter für diesen Zweck keine genügende Überschlagfestigkeit haben, ließ sich dieser Schalter nicht mit dem Modulationsschalter kombinieren. Es wurde daher ein besonderer gekapselter Drehschalter (S 1) eingebaut. Bei cw-Betrieb wird die Schirmgitterspannung der Treiberöhre getastet, indem man die Taste in die Steuerleitung des Relais A schaltet. Das erfolgt automatisch mit einer Schaltbuchse.

(Wird fortgesetzt)

W. TAEGER | Transistorverstärker

1. Kopplungsfragen

Wie beim Röhrenverstärker, reicht auch beim Transistorverstärker im allgemeinen die Verstärkung einer Stufe nicht aus, so daß mehrstufige Anordnungen erforderlich sind. Auch hier kommt entweder die RC- oder die Übertragerkopplung zur Anwendung; in Sonderfällen - zum Beispiel bei der Übertragung sehr niedriger Frequenzen - kann man die Stufen auch galvanisch koppeln. Die optimale Stufenverstärkung wird aber nur dann erreicht, wenn die Eingangs- und Ausgangskreise an den Transistor angepaßt werden. Der meistens hochohmige Transistorausgang muß bei mehrstufigen Verstärkern mit dem niederohmigen Eingang des nächsten Transistors über geeignete Schaltelemente verbunden werden. Eine ideale Anpassung läßt sich hier nur mit einem Übertrager erreichen. Bei der sehr oft angewandten RC-Kopplung, bei der der hochohmige Transistorausgang über einen Koppelkondensator mit dem niederohmigen Eingang der nächsten Stufe verbunden ist, liegt daher stets Fehlanpassung vor, die zu erheblichen Verstärkungsverlusten führt. Wenn man also mit wenigen Transistorstufen eine hohe Gesamtverstärkung erreichen will, muß man die Übertragerkopplung anwenden.

Transistoren werden vorzugsweise in kleinen und handlichen Geräten (Hörhilfen, Taschenempfängern, Funk sprechgeräten usw.) eingesetzt. Hierbei kommt es auf gedrängte Bauweise und geringes Gewicht an. Übertrager fallen aber - besonders wenn noch tiefe Frequenzen gut verstärkt werden sollen - recht schwer aus. Man verzichtet daher in vielen Fällen auf die ideale Anpassungsmöglichkeit, die die Übertragerkopplung bietet, und wendet die billigere, leichtere und einfachere RC-Kopplung an. Dann muß man allerdings den sich aus der Fehlanpassung ergebenden Verstärkungsverlust durch zusätzliche Stufen ausgleichen. Im allge-

meinen ist ein dreistufiger übertragerkoppelter Verstärker einem vierstufigen RC-gekoppelten in bezug auf die Verstärkung gleichwertig.

2. Übertragerkopplung

Bild 1 zeigt die Schaltung eines zweistufigen Transistorverstärkers mit Übertragerkopplung. Die Transistoren sind eingangsseitig an den Generator beziehungsweise die vorhergehende Stufe und ausgangsseitig an den Verbraucher beziehungsweise die Folgestufe angepaßt. Man hat also zwischen Eingangs-, Zwischen- und Ausgangsübertrager zu unterscheiden. Die Übertrager bewirken die für optimale Anpassung erforderlichen Widerstands transformationen. Mit dem Windungszahlenverhältnis $\bar{n} = n_1/n_2$,

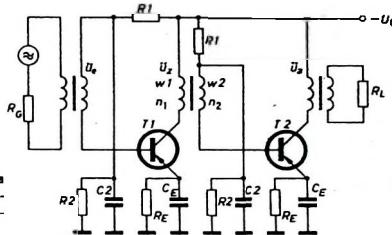


Bild 1. Schaltung eines zweistufigen Transistorverstärkers mit Übertragerkopplung

dem Generatorwiderstand R_G , dem Lastwiderstand R_L und den Wicklungswiderständen r_1 (Primärwicklung) sowie r_2 (Sekundärwicklung) ergibt sich

$$\bar{n} = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_G + r_1}{R_L + r_2}} \quad (1)$$

Soll eine möglichst niedrige untere Grenzfrequenz f_0 erreicht werden, so muß man noch darauf achten, daß die Primärinduktivität L_1 genügend groß gewählt wird. Die Bedingung für L_1 lautet

$$L_1 > \frac{R_G + r_1}{4 \pi \cdot f_0} \quad (2)$$



LOEWE OPTA

Bei einem Eingangsübertrager als Koppelement zwischen dem Generator (beispielsweise einem Mikrofon) und der ersten Transistorstufe stellt der Transistor-Eingangswiderstand h_{11e} (gewöhnlich h_{11e} bei Emitterschaltung) den Lastwiderstand R_L dar. An Stelle von Gl. (1) ist daher zu schreiben

$$u_e = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_G + r_1}{h_{11e} + r_2}}$$

Da im allgemeinen $R_G > r_1$ und $h_{11e} > r_2$ sein wird, ergibt sich damit die Beziehung

$$u_e = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_G}{h_{11e}}} \quad (3)$$

Entsprechend läßt sich auch Gl. (2) vereinfachen

$$L_1 > \frac{R_G}{4\pi f_u} \quad (4)$$

Beim Zwischenübertrager (Koppelement zwischen zwei Transistorstufen) speist wie beim Eingangsübertrager die Sekundärwicklung w_2 den Eingangskreis des Folgetransistors T_2 . Dagegen liegt jetzt am Kollektor der Vorstufe die Primärwicklung w_1 . Durch w_1 fließt der Kollektorstrom von T_1 . Sieht man vom Spannungsabfall am Emitterwiderstand R_E ab, so liegt also fast die gesamte Batteriespannung am Kollektor von T_1 . Der Eingangswiderstand des Folgetransistors T_2 (Übertragerverbelastung) wird mit u^2 in den Primärkreis transformiert und wirkt hier als dynamischer Lastwiderstand. Damit ergibt sich die Möglichkeit, den meistens kleinen Transistor-Eingangswiderstand so in den hochohmigen Kollektorkreis zu transformieren, daß Anpassung besteht. Da nun statt R_G der Ausgangswiderstand $1/h_{22e}$ ($1/h_{22e}$ für Emitterschaltung) einzusetzen ist, ergibt sich für das Übersetzungsverhältnis u_2 des Zwischenübertragers

$$u_2 = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{\sqrt{h_{11e} \cdot h_{22e}}} \quad (5)$$

und für den Mindestwert von L_1

$$L_1 > \frac{1}{4\pi f_u h_{22e}} \quad (6)$$

Unter der Voraussetzung, daß es sich um einen Vorverstärker handelt, bei dem auch die letzte Stufe keine nennenswerte Leistung abzugeben hat, gilt für das Übersetzungsverhältnis u_a des Ausgangsübertragers

$$u_a = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{\sqrt{h_{22e} \cdot R_L}} \quad (7)$$

und für den Mindestwert von L_1 ebenfalls Gl. (6).

3. RC-Kopplung

Eine häufig benutzte Schaltung für einen zweistufigen RC-Vorverstärker zeigt Bild 2. Die Arbeitspunkteinstellung der beiden Stufen erfolgt mit den Basisspannungsteilern R_1 , R_2 . Das eigentliche Koppelglied zwischen den beiden Stufen wird durch

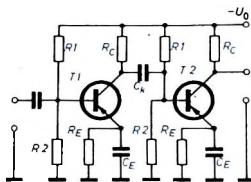


Bild 2 (links). Zweistufiger Transistorverstärker mit RC-Kopplung
Bild 3 (rechts). Ausgangskennlinienfeld eines NF-Transistors

den Kollektorwiderstand R_C von T_1 und den Kondensator C_k gebildet. Die Belastung der ersten Transistorstufe besteht aber nicht allein aus R_C , sondern aus der Parallelschaltung von R_C mit R_1 , R_2 und dem Eingangswiderstand h_{11e} von T_2 . Da aber die Widerstände R_C , R_1 und R_2 groß gegen den Eingangswiderstand h_{11e} sind, kann man mit genügender Genauigkeit für den Lastwiderstand R_L den Wert h_{11e} (im allgemeinen h_{11e}) einsetzen. Im Ausgangskennlinienfeld Bild 3 ist die Widerstandsgerade der wirksamen Belastung $R_L = R_1 \parallel R_2 \parallel R_C \parallel h_{11e} \approx h_{11e}$ eingezeichnet.

Für die Leistungsverstärkung einer RC-gekoppelten Transistorstufe ist anzusetzen

**neu
im
stil
unserer zeit**

Dynamic Breitband-Mikrofon
(Kugelcharakteristik)

Höhengerichtet, Spezial-Körperschalldämpfung,
windunempfindlich, Tiefenresonator, breites
Frequenzband mit geradem Verlauf, daher außerste
Klangobjektivität. Gleich gut geeignet für Musik
und Sprache. Ganzmetallausführung.

Technische Daten:
Frequenzumfang: ca. 40–14 000 Hz.

PEIKER acoustic

BAD HOMBURG V. D. H.



$$v_p = \left(\frac{i_2}{i_1} \right)^2 = \frac{h_{21}^2}{(1 + R_L \cdot h_{22})^2} \approx h_{21}^2, \quad (8)$$

wenn der resultierende Widerstand R_L sehr klein gegen $1/h_{22}$ ist. Da für derartige Verstärkerstufen nur die Emitterschaltung in Betracht kommt, gilt für die Leistungsverstärkung die einfache Beziehung

$$v_p = (h_{21} e)^2 \quad (8a)$$

Die Basisschaltung und auch die Kollektorschaltung bleiben speziellen Anwendungen vorbehalten.

4. Lineare Verzerrungen

Von jedem NF-Verstärker wird verlangt, daß die Verstärkung innerhalb eines möglichst großen Frequenzbereiches nahezu konstant bleibt. Bei der oberen und der unteren Grenzfrequenz nimmt nach Bild 4 die Verstärkung schnell ab. Die obere Grenzfrequenz f_u hängt hauptsächlich von der Grenzfrequenz des verwendeten Transistors (bei der die Diffusionskapazität in Erscheinung tritt) ab. Dagegen ist die untere Grenzfrequenz f_l durch die äußeren Schaltelemente, besonders durch C_k und C_E im Bild 2 gegeben. Beide Kapazitäten stellen frequenzabhängige Glieder dar, deren Scheinwiderstände $1/\omega C$ mit abnehmender

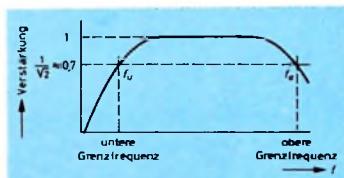


Bild 4. Der Frequenzgang eines Verstärkers

Frequenz ansteigen. Während C_k zur Kopplung zweier aufeinanderfolgender Transistorstufen dient, soll C_E die gegenkoppelnde Wirkung des Emitterwiderstandes R_E aufheben oder wenigstens verkleinern. Der Widerstand R_E , der auch bei Übertragerkopplung (Bild 1) erforderlich ist, bewirkt zusammen mit dem Basisspannungsteiler R_1, R_2 die Arbeitspunktstabilisierung. Wird eine

gewisse Gegenkopplung gewünscht, dann teilt man R_E in zwei Teilstücke auf, von denen man aber nur einen kapazitiv überbrückt.

5. Dimensionierung von Koppel- und Emitterkondensatoren

5.1 Koppelkondensatoren

Im Bild 5 ist ein vereinfachtes Ersatzschema für einen Transistor in Emitterschaltung dargestellt. Man erkennt, daß der Transistor eingeschaltet wie ein Widerstand $h_{11} e$ wirkt und daß auf der Ausgangsseite die Kurzschlußleistung $h_{21} e \cdot i_b$ vorhanden ist. Die Kurzschlußleistung verteilt sich auf den Innenwider-

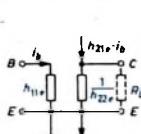


Bild 5. Ersatzschema des Transistor in Emitterschaltung

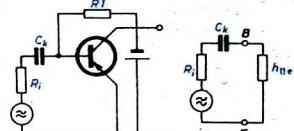


Bild 6. Eingangsschaltung einer Transistorstufe

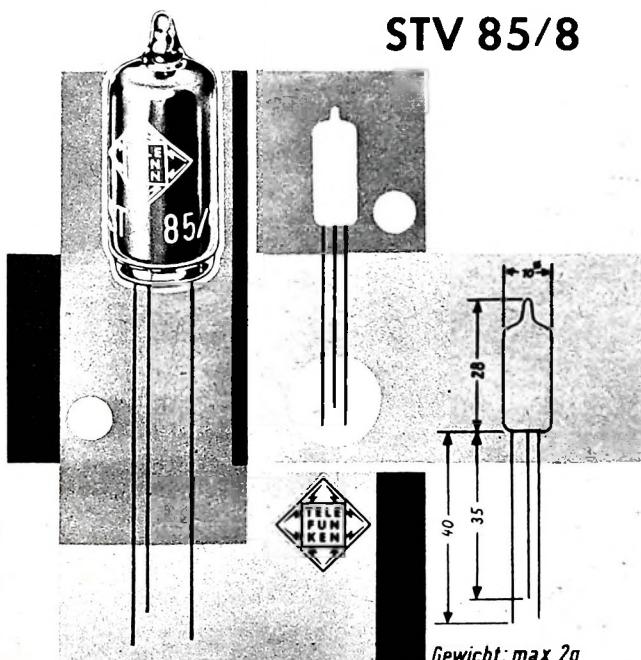
stand $1/h_{22} e$ und den Außenwiderstand R_L . Dabei ist R_L der für Wechselstrom wirksame Lastwiderstand, der meistens aus der Parallelschaltung des Kollektorwiderstandes R_C und des Eingangswiderstandes $h_{11} e$ des Folgetransistors besteht. Es gilt also

$$R_L = \frac{R_C \cdot h_{11} e}{R_C + h_{11} e}$$

In den meisten Fällen ist $R_L \ll 1/h_{22} e$ (ausgangsseitiger Kurzschluß) und $R_L \gg h_{11} e$ (eingangsseitiger Leerlauf). Dann spielt die Spannungsrückwirkung $h_{12} e$ keine Rolle, so daß Eingangs- und Ausgangsseite des Transistors getrennt betrachtet werden können.

Zur Berechnung des Koppelkondensators C_k im Bild 6 kann man das Ersatzschema Bild 7 zugrunde legen. Der Gesamtstrom, der den Transistor steuert und der über Basis (B) und Emitter (E) fließt, wird durch den Koppelkondensator C_k nicht verringert, solange der Scheinwiderstand $1/\omega C_k$ klein gegen den Gesamtwiderstand $1/h_{21} e + h_{11} e$ des Kreises bleibt. Wenn der kapazitive Widerstand gleich dem ohmschen Widerstand des Kreises wird,

STV 85/8



Gewicht: max 2g

STV 85/8, eine Spannungsstabilisatorröhre in Subminiaturausführung.

Besondere Kennzeichen:

- Reinmetallkathode,
- Elektrodenanschlüsse zum Einlöten,
- hohe Lebensdauer,
- hohe Stoß- und Schüttelfestigkeit,
- kleinste Einbaugröße,
- Sprungstellenfrei,
- kleiner Temperaturkoeffizient,
- beliebige Parallelkapazität,
- durch Hilfselektrode keine Zündspitze.

TELEFUNKEN

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM-DONAU

erfolgt ein Abfall des Basisstroms um 3 dB. Diese Frequenz bezeichnet man als untere Grenzfrequenz. Man kann also ansetzen

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot C_k (R_1 + h_{11e})} \quad (9)$$

Im allgemeinen ist der innere Widerstand R_1 des Generators klein gegen h_{11e} , so daß man R_1 in Gl. (9) vernachlässigen kann. Dieser Fall tritt beispielsweise dann ein, wenn man ein dynamisches Mikrofon ohne Übertrager an den Transistoreingang anschließt. Bei einem hochohmigen Tonabnehmer muß aber R_1 berücksichtigt werden.

Ahnliche Verhältnisse liegen bei der Berechnung des Koppelkondensators zwischen zwei Transistorstufen (Bild 8) vor. Hier

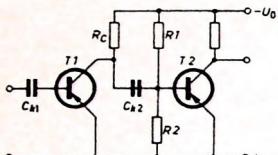


Bild 8.
Zweistufiger Transistorverstärker

ist es in keinem Fall zulässig, zur Bestimmung von f_u aus C_k (oder umgekehrt von C_k aus dem gegebenen Wert für die untere Grenzfrequenz f_u) nach Gl. (9) mit h_{11e} allein zu rechnen. Der exakte Ausdruck für f_u lautet jetzt

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot C_{k2} \left(\frac{R_C}{1 + R_C \cdot h_{22e}} + \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot h_{11e}}{R_1 + R_2 + h_{11e}} \right)} \quad (10)$$

Hierin bedeutet R_C den Kollektorwiderstand des Vortransistors, und R_1 und R_2 sind die Spannungssteilerwiderstände zur Stabilisierung des Arbeitspunktes des Folgetransistors.

(Wird fortgesetzt)

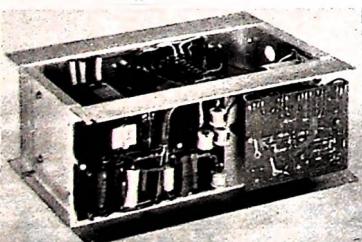
Aus unserem technischen Skizzenbuch

Transistorisierte elektronische Speisege-äte der „Konstanter“-Serie von Gossen

Diese Einbaueinheiten der Konstanter-Serie von Gossen sind volltransistorisierte Netzgeräte für Gleichspannungen mit geringem Innenwiderstand, guter Stabilisierung und hoher Konstanz. Sie werden, meist in Einschübe eingebaut, in industriellen Anlagen aller Art dort eingesetzt, wo eine feste Gleichspannung hoher Konstant für Geräte, Aggregate und Schaltungen benötigt wird. Die Einbaueinheiten werden bei kleineren Stückzahlen als Chassis, bei größeren Stückzahlen auch im Normgehäuse als kompletter Einschub geliefert.

Der Typ „EB I“ hat eine maximale Ausgangsleistung von ≈ 60 W und der Typ „EB II“ von ≈ 120 W. Die Größe der Ausgangsleistung ist zum Teil von der Ausgangsspannung abhängig.

Die abgebaren Festspannungen liegen hierbei serienmäßig zwischen 1 V und 35 V (Toleranz $\pm 1\%$) bei einer Ausgangsimpedanz von ≈ 3 mOhm und einer Stabilisierung größer als 300 : 1. Die Restwelligkeit der Ausgangsspannung ist ≈ 1 mV bei voller Belastung, die Temperaturabhängigkeit $0.5\%/\text{°C}$.



Die Geräte enthalten eine elektronische Kurzschlußsicherung und einen thermischen Überlastungsschutz. Die Kühlung erfolgt durch Gebläsekühlung mit seitlichem Luftaustritt, wodurch sich das Gerät konstruktiv leicht einbauen läßt.

Magnetodynamische Tonköpfe von Philips jetzt mit Platin-Kobalt-Magnet

Für magnetische Tonabnehmersysteme wurde bisher üblicherweise quermagnetisiertes Ferroxdure-Material verwendet. Aus konstruktiven Gründen läßt sich bei modernen hochwertigen magneto-

dynamischen Tonköpfen die Materialmenge, die für den im Interesse eines hohen Wirkungsgrades erforderlichen hohen magnetischen Fluß notwendig ist, nicht unterbringen. Es wurde deshalb ein neuer magnetischer Werkstoff entwickelt, der eine Legierung von Platin und Kobalt ist. Wegen des größeren magnetischen Energiedehnungs ($B \cdot H$)_{max} ergeben die Magnetstäbchen aus Platin-Kobalt bei kleineren mechanischen Abmessungen in Tonabnehmersystemen höhere Ausgangsspannungen als die bisherigen Ferroxdure-Stäbchen. Der Preis ist allerdings etwa zehnmal so hoch wie der von Ferroxdure. Philips ist übrigens die einzige Firma in Europa, die für diesen Zweck Platin-Kobalt-Legierungen herstellt.

„TK 19“ und „TK 23“, zwei neue Grundig-Tonbandkoffer

Mit der Auslieferung der beiden neuen Tonbandkoffer „TK 19“ und „TK 23“ für 9,5 cm/s von Grundig wurde jetzt begonnen.

TK 23: Vierspurgerät, Dynamik mindestens 45 dB, Frequenzumfang 40 ... 14 000 Hz, Drucktastenbedienung, Spulenlänge bis 15 cm, maximale Spieldauer 6 Stunden je Spule (4 x 90 min), dekadisches, dreistelliges Bandlängenzählwerk, automatische Abschaltung am Bandende, Tricktaste, Spurumschalter (für gemeinsame Wiedergabe von 2 Spuren), zwei getrennte Aussteuerungsregler, optische Aussteuerungsanzeige, Mithören über Kleinhörer, zusätzlicher Abhörverstärker „229“ für Aufnahmen nach dem Playback-Verfahren, Bandandrucksystem mit samartigem Kunststoffband, abschaltbarer Ovallautsprecher, in Bedienungsplatte eingefügte Bandklebeschiene.

TK 19: Zweispurgerät, entspricht in der allgemeinen Konstruktion und den technischen Daten weitgehend dem „TK 23“.



Schatullenausführung „TK 19“ („TK 23“) mit dem Tonbandkoffer „TK 19“ („TK 23“)

Beide Geräte werden auch in den Schatullenausführungen „TS 19“ und „TS 23“ in Abmessungen eines mittleren Rundfunkgerätes ($= 53 \times 20 \times 32$ cm) geliefert. Damit schließt sich eine Angebotslücke zwischen transportablen Koffergeräten und Einbauchassis für Musiktruhen.

NEUE BÜCHER

Philips Lehrbriefe, Bd. I. Von G. Büscher. Hamburg 1961, Deutsche Philips GmbH. 403 S. m. etwa 1000 B. u. Tab. 15 x 21 cm. Preis geb. 5.50 DM.

1952 brachte die Deutsche Philips GmbH die erste Auflage dieser Lehrbriefe heraus. In leichtverständlicher Art wird der Leser mit der Materie der Elektrotechnik vertraut gemacht. Die Grundbegriffe der Elektrizität, der Rundfunktechnik, des Schalls und des Lichtes sind im Band I beschrieben; viele Zeichnungsbeispiele, vor allem auch figurale und plastische Darstellungen, erläutern den Text. Die ständig fortschreitende technische Entwicklung auf den beschriebenen Gebieten machte eine umfassende Überarbeitung des bisherigen Stoffes notwendig. Durch die Berücksichtigung neuer Erkenntnisse und eines teilweise anderen Aufbaues entspricht die jetzige, nur im Buchhandel erhältliche Neuauflage daher nicht mehr dem bisherigen Band I.

Der Band II, der insbesondere Rundfunk, Fernsehen, Phono, Magnetton und Meßgeräte behandelt, wird zur Zeit ebenfalls neu bearbeitet und wird voraussichtlich in gleicher Ausführung und zu gleichem Preis im April 1962 lieferbar sein.

Elektronisch Jaarboekje 1962. De Mulderkring N. V., Bussum (Holland)

Auch in diesem Jahr erschien pünktlich zur Jahreswende wieder dieses beliebte Taschenbuch, das neben dem Kalenderium für 1962 auf 120 Textseiten mit zahlreichen Abbildungen eine Fülle von Angaben enthält, die der Rundfunk- und Fernsehtechniker laufend im Labor und in der Werkstatt benötigt. So findet man hier beispielsweise neben einer reichhaltigen Formel- und Tabellenansammlung sowie zahlreichen Schaltungsbeispielen u.a. Unterlagen über RC- und RL-Netzwerke, Berechnung von Transformatoren und Antennen sowie viele nützliche Angaben für den Tonbandamateuer und den Hi-Fi-Freund. Kurz: Ein überaus nützlicher Begleiter und Ratgeber für die tägliche Arbeit im neuen Jahr. -th

Neu... CRAMOLIN-SPRAY®

CRAMOLIN-R zur Reinigung u. Pflege
CRAMOLIN-B zum vorbeugenden Schutz

Kontaktschutzpräparate
R. SCHÄFER & CO · MÜHLACKER

Moyer berichtet:
Die Alarmglocke ist bei veralteten Kassen meist nicht aufgezogen. Diesen gefährlichen Zustand sollten Sie sofort durch eine neue **Moyer** Kasse mit automatischem Glockenaufzug beheben und



Abl. 188

MOGLER KASSENFABRIK HEILBRONN

Verkäufe

Gelegenheit. Ein Posten Wechselstrom-Asynchron-Kondensatormotoren billigst abzugeben 4/20 Watt Georg Pöller, Berlin SW 61 Lindenstraße 42

Tonbandgeräte und Tonbänder liefern wir preisgünstig. Bitte mehrfarbigen Prospekt anfordern Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/F.

Kaufgesuche

Labor-Maßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

Ing. Wolfgang Brunner, Kelkheim/Taunus, Im Herrnwald 25, kauft Röhren aller Art gegen sofortige Kasse bei schnellster Beledigung und bittet um Ihr Angebot

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden u. Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/T

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radiologie und Fernsehtechnik durch Christiani-Pernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbücher mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

KONTAKT:KONTAKT
60 61

das zuverlässige Kontaktreinigungs- und Pflegemittel in der praktischen Spraydose

Jetzt mit Sprührohrchen

KONTAKT-CHEMIE-RASTATT Postfach 52

SONDERANGEBOT AUS ■■■ - BESTÄNDEN I CHRYSTAL-CALIBRATOR

(WAVEMETER CLASS D) Präzisionswellenmesser und Eichgenerator International bekannt und tausendfach bewährt in Labors, bei Funkst. und Amal.

Frequenzbereich 100 Kc—30 Mc; Doppelquarz 100 + 1000 Kc; VFO-Regelbereich 100 Kc; Eichkontrolle des VFO's mittels 100 Kc Quarz + Nullpunktikorrektur; Ablesegenauigkeit in den Grundwellenbereichen besser als 1 Kc. Wählbar: Feste Eichmarken mit 100 oder 1000 Kc Abstand bzw. variable Eichmarken mit 100 Kc Abstand. Schwebung zwischen Fc1, fFc2 am NF-Ausg. d. Cal. abhängbar. Beir. Spg. 6 V—1 A/DC bzw. ohne Änderung 6 V/AC. (Anoden-Spannung d. eingebauten Zerhacker + Selengleichrichter.)

Bestzustand, Versand einwandfrei geprüfter Geräte. Einschl. Transportbehälter Kopfhörer, Ersatz-Zerhacker, Röhre (ECH 35) und Skalenlampe, Bedienungsanleitung + Schaltbild DM 75,— ab Lager (Nachnahme-Versand).

RHEINFUNK - APPARATEBAU - DÜSSELDORF, Fröbelstr. 32, Tel. 69 20 41

IHRE GROSSE CHANCE!

Radio-, Elektronik- und Fernsehfachleute werden immer dringender gesucht. Unsere modernen Fernkurse in Elektronik, Radio- und Fernsehtechnik mit Abschlußzeugnis, Aufgabenkorrektur und Befreiung verhelfen Ihnen zum sicheren Vorwärtskommen im Beruf. Getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene, sowie Radio-Praktikum und Sonderlehrbriefe.

FERNUNTERRICHT FÜR RADIOTECHNIK
Ingenieur Heinz Richter - Güntering/Post Hachendorf - Pilsensee/Obb.

DR.-ING A. FIEBRANZ

Antennenanlagen
für Rundfunk- und
Fernsehempfang

AUS DEM INHALT:

Drahtlose Übertragung · Grundlagen der Empfangsantennen-Anlagen · Grundsätzliches zur Bemessung von Fernseh-Empfangsanennen · 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

Ein Urteil vom vielen

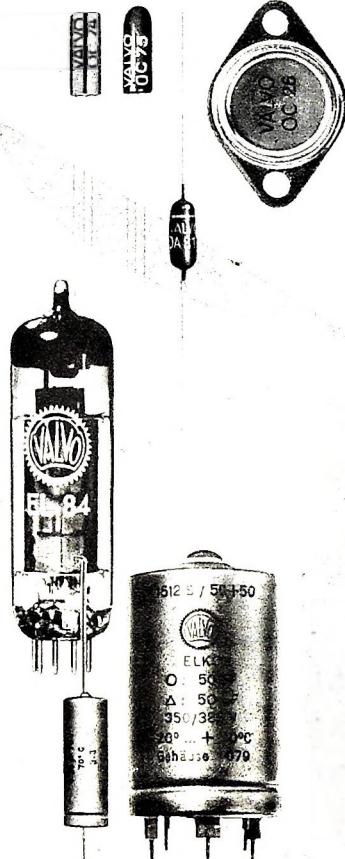
„Das Buch ist auf Antennenanlagen ausgerichtet, die mit industriell gefertigten Antennen und Bauteilen auszuführen sind. In allen Einzelheiten behandelt es die vielfältigen Probleme der Antennenmontage. Für diese Fragen des praktischen Antennenbaus gibt das Buch ausführliche Anleitungen. Der Verfasser hat die vielseitigen Probleme der Empfangsantennen-Technik übersichtlich geordnet und so erklärt, daß sie auch für den Leser mit geringeren technischen Kenntnissen verständlich sind. Der Techniker mit weitgehendem Interesse hingegen findet Berechnungsformeln, soweit sie sich noch in einfacher Form darstellen lassen.“

ZVEI-Mitteilungen, Nr. 9/1961

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag · Spezialprospekt auf Anforderung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH Berlin-Borsigwalde

VALVO liefert Bauelemente für die Elektro- akustik



**Elektronenröhren
Transistoren und Dioden
Kondensatoren
Widerstände
Lautsprecher
Lautsprecherringe aus Ferroxdure
Plattenspieler- und
-wechsler-Chassis**

Valvo GmbH Hamburg 1

