



5 1962 +

1. MARZHEFT

mit Elektronik-Ingenieur
mit FT-Sammlung



1. MÄRZHEFT 1962

Jahrestagung der Fernseh-Technischen-Gesellschaft

Auf Beschluß des Vorstandes findet die 10. Jahrestagung der Fernseh-Technischen-Gesellschaft e. V. vom 17. 9. 21. 9. 1962 in Würzburg statt.

Private Tonbandaufnahmen und Urheberrecht

Bei der Beratung des Regierungsgesetzentwurfes über ein neues Urheberrecht hat sich am 2. 2. 1962 der Bundesrat einstimmig für eine völlige Gebührenfreiheit von Tonbandaufnahmen zu privaten Zwecken ausgesprochen. Nach Ansicht der Landesvertreter läßt sich der im Urheberrechtsgesetzentwurf vorgesehene Vergütungsanspruch in der Praxis nicht durchsetzen. Ob sich der Bundesrat den Auffassungen des Bundesrates anschließen wird, ist noch nicht abzusehen.

Rundfunkempfänger für das Blaupunkt-Werkmuseum

Blaupunkt sucht für sein Werkmuseum folgende Veteranen: „B W 740“, „7 W 740 D“, „B W 79“ und „7 W 79 D“. Es handelt sich bei diesen Geräten um Blaupunkt-Rundfunkgeräte, die in den Jahren 1939/40 hergestellt wurden. Besitzer dieser Geräte werden gebeten, sich mit der Werbeabteilung der Blaupunkt-Werke, Hildesheim, Römerring 11a, in Verbindung zu setzen.

Richtfest bei der Apparate-Fabrik Berlin der Deutschen Philips GmbH

Am 9. Februar 1962 wurde auf den Erweiterungsbau der Philips-Apparate-Fabrik in Berlin-Mariendorf der Richtkranz gesetzt. Bei den

Erweiterungen handelt es sich um die Vergrößerung der Fertigungshallen um insgesamt 2100 m² Grundfläche und um einen Kopfbau an den Hallenenden mit einer Grundfläche von 900 m². Der umbaute Raum ist bei der Fertigungshallen-Erweiterung 12 750 m³ und beim Kopfbau 7429 m³. Mit diesen Erweiterungsbauten ist nunmehr der in der ursprünglichen Planung vorgesehene Ausbau der Berliner Philips-Fabrik erreicht.

Die Erweiterung der Fertigungshallen dient nicht der Vergrößerung der Produktionskapazität, sondern ist für die Aufnahme derjenigen Produktionszweige vorgesehen, die heute noch in der vor zwei Jahren errichteten Lagerhalle untergebracht sind.

Nach Fertigstellung der jetzt gerichteten Bauvorhaben hat die Berliner Philips-Apparate-Fabrik, deren alleinige Leitung nach dem Ausscheiden von Direktor M. Scheerbarth am Jahresanfang 1962 nunmehr in den Händen von Dipl.-Ing. H. Donn liegt, insgesamt rund 15 000 m² Nutzfläche und beschäftigt etwa 1350 Mitarbeiter. Produziert werden Tonbandgeräte, Plattenspieler und Haushaltskleingeräte.

Telefunken-Servicetasche für Tonbandgeräte

Die Servicetasche zur Reparatur von Telefunken-Tonbandgeräten wurde neu ausgelegt. Sie enthält die wichtigsten mechanischen Spezialwerkzeuge. Bei der Neuausstattung wurde sie nun auch den Geräten der 90er Baureihe angepaßt.

Über 6 Millionen Fernsehteilnehmer

Den höchsten Teilnehmerzuwachs seit Beginn des deutschen Fernsehens konnte die Bundespost im Januar 1962 registrieren. Mit 211 580 Neuanmeldungen wurde der bisherige Rekordzuwachs – Januar 1960 mit 202 194 neuen Teilnehmern – noch übertroffen. Nach Ansicht der Fernsehgeräteindustrie spiegelt sich hierin auch das ausgezeichnete Weihnachtsgeschäft wider; erfahrungsgemäß melden viele Teilnehmer ihr Gerät erst einen Monat nach dem Kauf bei der Bundespost an.

Gleichzeitig fiel in den Monaten Januar 1962 die Anmeldung des sechsmillionsten Fernsehteilnehmers, die nur 11 Monate nach der fünf-millionsten erfolgte.

Etwa 1700 Fernsehsender in Europa

Ende 1961 wurden in Europa 1681 Fernsehsender gezählt. Davon entfielen auf 23 westeuropäische Länder 1231 Sender und auf 9 osteuropäische Länder 450 Sender.

Über 37 Millionen Fernsehteilnehmer in Europa

37 136 966 war Ende 1961 die Teilnehmerzahl am Fernsehen in Europa (Stichtag nicht einheitlich). Davon waren es ≈ 27,7 Mill. im westeuropäischen und ≈ 9,4 Mill. im osteuropäischen Raum. An der Spitze lag Großbritannien mit über 11 Mill. Teilnehmern; es folgten UdSSR (≈ 6 Mill.), Westdeutschland (knapp 6 Mill.), Italien (≈ 2,6 Mill.), Frankreich (≈ 2,5 Mill.). Der Teilnehmerzuwachs im Jahr 1961 betrug in Westeuropa ≈ 4,1 Mill. und in Osteuropa ≈ 3,1 Mill.

Personliches

Veränderungen bei der SEL. Dr. Gerhard Hässler ist aus dem Vorstand der Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, ausgeschieden und zum Vizepräsidenten und Technischen Direktor der ITT-Europe Inc., Brüssel, ernannt worden.

Dr.-Ing. habil. Martin Kluge, der bis September 1960 dem Vorstand der SEL angehörte, kehrte nach Beendigung seiner Aufbauarbeit bei der ITT-Europe am 1. 2. 1962 in den Vorstand der SEL zurück, um die zentrale technische Leitung des Unternehmens zu übernehmen.

Dipl.-Ing. Herbert Kretzschmar hat die Leitung des Informatik-Werkes der SEL übernommen und wurde zum Generalbevollmächtigten ernannt, nachdem Dr. Schöttle auf eigenen Wunsch aus der Leitung des Werkes ausgeschieden ist.

FT-Kurznachrichten	130
Amateurfunk im Dienst der Wissenschaft	135
Neue Geräte · Neue Bauelemente	136
Der kapazitive Geber und seine Anwendung in der Feinmeßtechnik	137
Farbfernseh-Bildwiedergabe mit der „Bananen“-Röhre	140
Grenzwellenlängen-Aufzeichnungsverfahren bei Heim-Tonbandgeräten ..	141

FT-SAMMLUNG

Anwendungen von Halbleiter-Bauelementen	
Steuerungs- und Regelungsschaltungen mit Halbleitern	143

ELEKTRONIK-INGENIEUR

Die Anwendung von Anodendrosseln in der Verstärker- und Impulstechnik	145
Licht als Nachrichtenträger	147
Auslandsnachrichten	148
Für den KW-Amateur	
QRP-Station für mobilen Betrieb	149
Diagramme zur Bestimmung von Lautsprechergehäusen	150

FT-Bastel-Ecke

Transistorisierte Wechselsprechanlage	151
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	152
Von Sendern und Frequenzen	153
Transistorverstärker	154

FT-Zeitschriftendienst

Automatische Magnetband-Stopp-einrichtung	158
---	-----

Unser Titelbild: Bizarren Blütenkelchen gleichen die Antennen an dem schlanken Betonurm dieser Relais- und Abzweigstelle eines Breitband-Rundfunknetzes. Über eine einzige Antenne lassen sich 8000 Fernsprechanäle und ein Fernsehprogrammkanal führen.

Aufnahme: Siemens & Halske AG

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfeld, Kuch, Neubauer, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 131–134, 159 und 160 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO · FOTO · KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–147. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184332 lachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Dielenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefredakteur: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf. berechnet. Auslandspreis 11. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. – Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin



LOEWE OPTA

Überall mit
Optacord 412



DM 398,-

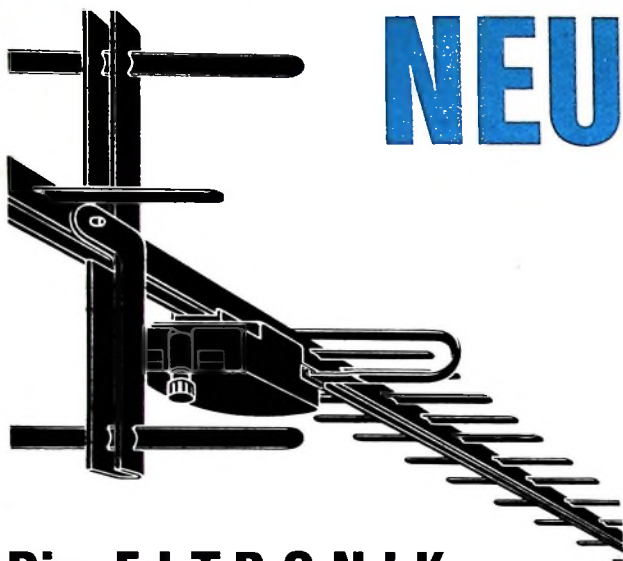
unverb. Endverbr. Preis

Das perfekte volltransistorisierte Tonbandgerät für Batterie und Netzbetrieb sowie Autobatterie 6 und 12 Volt. Ideal für Heim, Reise und Camping. Spieldauer bis 2 x 60 min · Bandgeschwindigkeit 9.5 cm/s · Drucktastensteuerung · Gegentaktendstufe

Hinweis: Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessen-Vertretungen, wie z. B. GEMA, Schallplattenhersteller, Verleger usw. gestattet.

LOEWE OPTA

Berlin - West · Kronach / Bayern · Düsseldorf

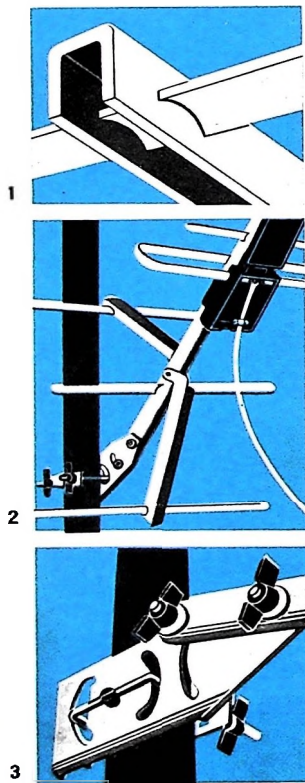


Die ELTRONIK- Fernsehantenne in PROFILAUSFÜHRUNG

Die oben abgebildete 15-Elemente-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 geformt, die Elemente werden in vorge-stanzte Lagerschlitze im Träger eingeführt und fest verklemt (Bild 1). Dadurch: wesentliche Montageerleichterung, da alle Elemente bereits fest vormontiert.

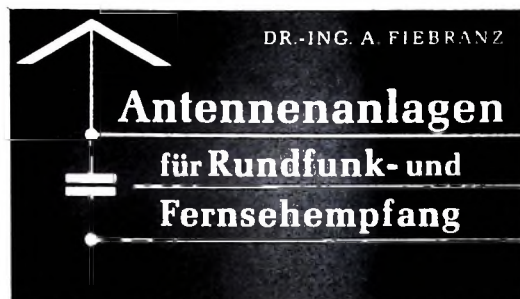
Weitere Vorteile der Konstruktion: die untere Reflektorstütze kann weggeklappt werden (Bild 2). Dadurch bequeme Montagemöglichkeit an der bereits bewährten Antennendose, die die Zusammenschaltung mit einer Antenne des 1. Programmes ermöglicht. Außerdem: neue Mastschelle mit Grob- und Feineinstellung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



ROBERT BOSCH ELEKTRONIK GMBH · Berlin-Wilmersdorf

Eine wertvolle Arbeitsunterlage für den Antennenbauer



AUS DEM INHALT:

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

Urteile aus der Fachwelt

„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

„... Das Buch wird damit zu einem handfesten Informationswerk für den praktischen Antennenbauer.“

Funkschau

„... machen das Buch zu einem abgerundeten Kompendium, das vor allem dem Praktiker alles Notwendige und Wissenswerte darbietet. Aber auch der Labormann und der Theoretiker, der sich über den neuesten Stand informieren will, findet hier eine zusammenfassende Darstellung mit allen für ihn interessanten Berechnungsgrundlagen.“

Elektro-Welt · Elektro-Handel

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

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

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde



Mit Fritz Walter nach Chile

Ein SABA-
Fernseh-Foto-Wettbewerb
mit Preisen im Werte von

DM 50.000.-

Eine glänzende Chance: Sie können kostenlos mit Fritz Walter nach Chile reisen. In 14 Tagen lernen Sie ein interessantes Land und viele Leute kennen. Und zusammen mit Fritz Walter erleben Sie das Sportereignis des Jahres: die Fußball-Weltmeisterschaft. Von der ersten Stunde Ihrer Reise bis zur Heimkehr werden Sie Gast der SABA-Werke sein. Was ist zu tun?

Die Aufgabe:

Gesucht wird das beste Fernseh-Bildschirm-Foto von den Europa-Meisterschaften 1962 im Eiskunstlauf und Eistanz oder einer anderen Sportveranstaltung nach Ihrer Wahl, die vom Fernsehen in der Zeit vom 26. Februar bis 31. März 1962 übertragen wird.

Preise und Prämiiierung:

Um die Besitzer eines Fernsehgerätes mit Zeilenbild nicht zu benachteiligen, werden die eingesandten Bildschirm-Fotos nach Motiv und Qualität in zwei Gruppen prämiert:

- Gruppe A: Fotos von einem Fernsehbild mit Zeilen**
Gruppe B: Fotos von einem Zeilenfreien Fernsehbild.

Die Prämiiierung erfolgt durch eine Jury, der u. a. angehören: Robert E. Lembke, München; Kurt Dobbraz, Chefredakteur, Stuttgart; Fritz Walter, Ehrenspielführer der Deutschen Fußball-Nationalmannschaft. Folgende Preise wurden ausgesetzt:

- 1. Preis in jeder Gruppe:**
1 Flugreise mit Fritz Walter zu den Fußballweltmeisterschaften nach Chile einschließlich 14tägigem freien Aufenthalt.

- 2. bis 50. Preis in jeder Gruppe:**
49 SABA-Rundfunkgeräte

Bedingungen:

Teilnahmeberechtigt am Wettbewerb ist jeder, sofern er das 16. Lebensjahr vollendet hat. Ausgenommen sind Berufsphotographen und Mitarbeiter der SABA-Werke sowie deren Angehörige. Jeder Teilnehmer kann bis zu zwei Aufnahmen einsenden. Die Fotos müssen direkt vom Bildschirm eines Fernsehgerätes aufgenommen sein, Marke des Gerätes und Bildschirmgröße haben keinen Einfluß auf die Prämiiierung. Die Fotos (Format 13 x 18 cm, Hochglanz) sind auf der Rückseite mit folgenden Angaben zu versehen:

Angabe der Gruppe (A oder B)
Name und Vorname
Alter
Beruf
Wohnort und Straße

Die Einsendungen sind zu richten an die
**SABA-Werke, Villingen,
Postfach 400**

Der Einsender erklärt sich bereit, das Eigentum und alle sonstigen Rechte an den eingesandten Fotos auf Wunsch auf die Firma SABA zu übertragen. Prämiiierung und Gewinnverteilung sind rechtlich nicht anfechtbar. Mit der Einsendung der Fotos unterwirft sich der Teilnehmer diesen Bedingungen.

Einsendeschluß: 8. April 1962.
(Datum des Poststempels) Die Gewinner werden bis 16. April 1962 benachrichtigt.



Unser Tip für Ihre Fotos:
Je nach Bildschirmgröße
und Bildhelligkeit
Abstand 80 cm bis 1,00 m;
Belichtung für 23° DIN Film:
ca. 1/25 sec. bei
Blende 2,8 bis 5,6.

SABA

Eine
Freundin
für
Dur+Moll



...im
neuen
Kleid

Fortschritt für alle



Philips Reise- empfänger

Das ist interessant für Sie: nach den Erfahrungen der letzten Saison bevorzugt der Kunde bei Reiseempfängern Gehäuse mit einem attraktiven, modernen, gepolsterten Überzug in Feinleder-Struktur. Dieses starke Verkaufsargument haben Sie nun für das ganze Programm der „Freundin für Dur und Moll“, denn alle Philips Reiseempfänger tragen jetzt dieses ansprechende Kleid.

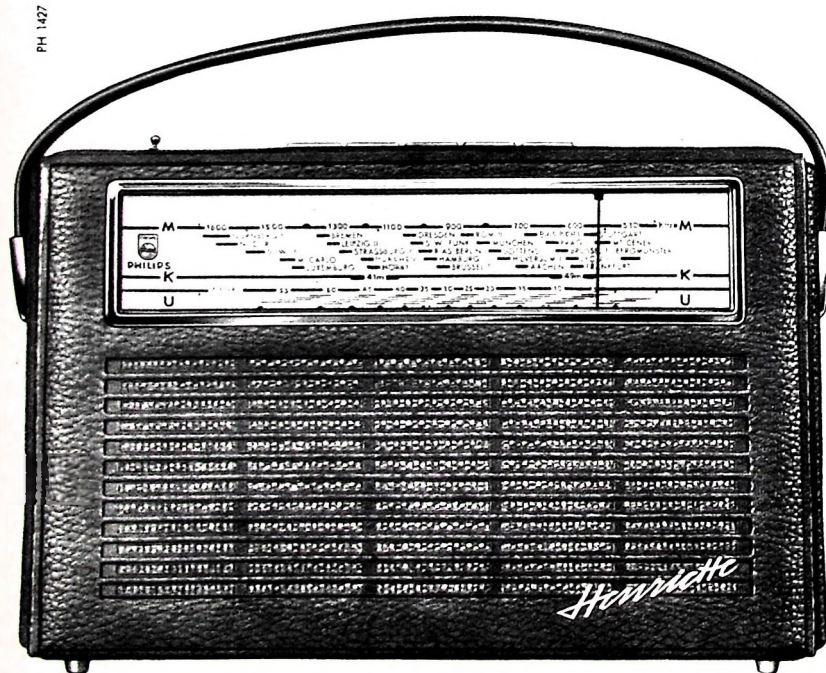
Natürlich sind ebenso die hohe Empfangsleistung, die Trennschärfe und der naturgetreue Klang gute Eigenschaften, die immer wieder überzeugen:

ein wertvolles Gerät – **Philips Qualität** – ein ausgezeichnete Umsatzträger für Sie!

...nimm doch

PHILIPS

DEUTSCHE PHILIPS GMBH HAMBURG 1.



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
KW-AMATEUR
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

**FUNK-
TECHNIK**

E. BROCKMANN, DJ 1 SB, Referat für Amateur-Funk-Beobachtungen (AFB) im DARC

Amateurfunk im Dienst der Wissenschaft

Funkamateure entdeckten die Brauchbarkeit der kurzen Wellen für den weltweiten Funkverkehr. Diese Tatsache führte zu dem Schluß, daß die sich auf geradem Wege fortpflanzenden kurzen Funkwellen irgendwo in der Hochatmosphäre unseres Erdballes auf reflektierende Schichten auftreffen müßten, die einen Empfang des zurückgeworfenen Funkstrahles auf der Erdoberfläche in sehr großen Entfernungen vom Sender ermöglichen. Die Wissenschaft fand bald, daß die Erde von mehreren Schichten umgeben ist und daß die sich an die Stratosphäre anschließenden Ionosphärenschichten besondere Bedeutung für den Funkverkehr haben. Man erkannte Reflexions- und Dämpfungseigenschaften und entdeckte sporadisch auftretende ionisierte Wolkengebilde, an denen Reflexionen von kurzen und ultrakurzen Wellen mit hervorragenden Feldstärken auftreten. Es zeigte sich ferner, daß polares Nordlicht unter gewissen Umständen telegrafischen Funkverkehr bis in die UKW-Frequenzen durch Reflexionen (Aurora-Reflexionen) zuläßt. Zusammenhänge zwischen Vorgängen auf der Sonne und dem Verhalten der Ionosphäre und des Erdmagnetismus wurden festgestellt. In Zeiten eines Sonnenflecken-Maximums erhöht sich beispielsweise die Leitfähigkeit der Ionosphäre derartig, daß Frequenzen bis 30 MHz und darüber für den Überseefunkverkehr brauchbar sind, während in Zeiten eines Sonnenflecken-Minimums der Überseefrequenzbereich stark eingeeengt ist. Bei starken Sonneneruptionen — besonders in Nähe des Zentral-Meridians der Sonne — wurden unter gewissen Umständen wenige Minuten später sogenannte Mägel-Dellinger-Effekte beobachtet, die für kürzere oder längere Zeit — bis zu 3 oder 4 Stunden — die Funkwellen völlig absorbieren und den Funkverkehr zum Erliegen bringen. Man registrierte weiter nach solchen Sonneneruptionen eine Turbulenz der Ionosphäre und des Erdmagnetismus etwa 24...36 Stunden später, die den gesamten Überseefunkverkehr empfindlich stören oder gar unmöglich machen. Um Ursachen und Wirkungen solcher geophysikalischen Phänomene systematisch auf die Spur zu kommen und weitere Erkenntnisse zu sammeln, wurde das weltumspannende Forschungsvorhaben, das unter den Bezeichnungen „Internationales Geophysikalisches Jahr“ (IGY) und „Internationale Geophysikalische Cooperation“ (IGC) in die Geschichte der Wissenschaft einging, in das Leben gerufen.

Bei der Vorbereitung des Forschungsvorhabens tauchte auch erstmals der Gedanke auf, die ihrer Einstellung nach experimentier- und beobachtungsfreudigen Funkamateure zur Mitarbeit an diesen Aufgaben zu ermuntern. Die ideale Verteilung der Standorte der Amateurstationen über große Flächen hinweg ließ die Überlegung, daß den Amateuren nur relativ einfache Geräte für Messungen und Beobachtungen zur Verfügung stehen würden, in den Hintergrund treten.

Das Fehlerfortpflanzungsgesetz spielt in der Geophysik eine große Rolle. Hiernach nimmt der mittlere Fehler einer Beobachtungsreihe proportional $1/\sqrt{n}$ ab, wenn n die Zahl der unabhängigen Beobachtungen ist. Demnach können 100 Amateure mit ihren Geräten die Genauigkeit erreichen, die ein wissenschaftlicher Beobachter mit seinem um den Faktor 10 genaueren Gerät erhält. Weiterhin lassen sich Vorgänge in der hohen Atmosphäre wegen ihrer räumlichen Ausdehnung nur mit Hilfe von synoptischen, das heißt gleichzeitig an vielen Punkten angestellten Beobachtungen festhalten. Hierzu ist jedoch ein Forschungsinstitut schon rein aus finanziellen und personellen Gründen nicht in der Lage. So fiel also den Funkamateuren eine echte Aufgabe zu.

Professor Dr. W. Dieminger, DL 6 DS, und Dr. G. Lange-Hesse, DJ 2 BC, vom Max-Planck-Institut für Aeronomie in Lindau am Harz, formulierten die den Funkamateuren zunächst gestellten Aufgaben-

gebiete, denen sich im Laufe der Zeit weitere, so vor allen Dingen die der Beobachtung von Satelliten-Funksignalen, zugesellten. Der DARC schuf das DARC-Auswerte-Center für AFB, das später in das DARC-Referat für AFB umgewandelt wurde, als Zentralstelle. Diese Stelle wurde wiederum dem internationalen Ursprungsdiensystem angeschlossen, so daß Tag für Tag die Meßwerte der geophysikalischen Beobachtungsstationen der ganzen Welt sofort zur Verfügung standen und auch heute noch stehen. Mit diesen Unterlagen wurde ein täglicher, zur Zeit wöchentlicher, Informationsdienst aufgebaut, der allen an Beobachtungen beteiligten Amateuren das notwendige Rüstzeug für ihre Arbeit und Hinweise für Beobachtungsschwerpunkte gibt. Ein zusätzlich aufgezogener Aurora-Warndienst macht auch heute noch auf bevorstehende Ionosphärenstörungen und Möglichkeiten von Aurora-Reflexionen aufmerksam.

Pünktlich mit dem Beginn des IGY am 1. Juli 1957 nahmen die Funkamateure die Beobachtungstätigkeit auf. Frau M. Klein, DL 6 YL, aus Osnabrück hatte eine Meßgruppe für Absorptionsmessungen im 80- und 40-m-Band auf die Beine gestellt, die unter ihrer Leitung in zweieinhalb-jähriger Tätigkeit über 1 Million Meßwerte erarbeiten konnte. Die wissenschaftliche Auswertung dieser Meßreihen wird zur Zeit durchgeführt und scheint recht wertvolle Ergebnisse zu liefern.

Eine nicht minder große Beobachtergruppe widmete sich den Aurora-Beobachtungen in den UKW-Bereichen. Einige zehntausend Einzelbeobachtungen führten zu neuen wissenschaftlichen Erkenntnissen, die nur auf Grund dieser Beobachtungen durch Funkamateure gewonnen werden konnten. Dr. Lange-Hesse, DJ 2 BC, referierte hierüber verschiedentlich auf Tagungen und in Fachzeitschriften.

Eine große Anzahl von Funkamateuren lieferte brauchbare Beobachtungsergebnisse vom sichtbaren polaren Nordlicht, worüber unter anderem in den Abhandlungen der Akademie der Wissenschaften in Göttingen (Heft 7) berichtet wurde.

Weit mehr als 100 000 Einzelbeobachtungen über Ausbreitungserscheinungen wurden bis heute dem Referat für AFB übermittelt. Diese geben wertvolle Aufschlüsse über die Ausbreitungswege, über Reflexionen an der sporadischen E-Schicht (Es-Schicht), die unter anderem Kurzsprungübertragungen (short-skip) bis in die hohen UKW-Frequenzen ermöglichen, über Echos und Rückübertragungen (back-scatter) und dergleichen. Der Erforschung der Es-Schicht dient auch der von Funkamateuren des Geophysikalischen Observatoriums in Collm bei Oschatz (Sachsen) aufgebaute Sender DM 3 IGY auf 28,0 MHz, der ununterbrochen Tag und Nacht arbeitet und von Funkamateuren beobachtet wird.

So haben auch Funkamateure in verschiedenen Ländern UKW-Sender für Dauerbetrieb oder Stundenbetrieb zur Aufspürung der verschiedenen Übertragungswege (Troposphäre, Es-Schicht, Aurora usw.) in Betrieb genommen. Im 2-m-Band strahlen zur Zeit OZ 7 IGY und DM 0 VHF, im 70-cm-Band DL 0 SZ in München. Die polnischen Funkamateure planen den Aufbau ähnlicher Sendeanlagen.

Einen breiten Raum in der Beobachtungstätigkeit nahmen die Berichte über Empfang von Satelliten-Funksignalen auf KW- und UKW-Frequenzen ein. Diese Ergebnisse wurden den interessierten Stellen bereits international verschlüsselt weitergeleitet.

Alle beim Referat für AFB eingegangenen Berichte wurden nach einer gewissen Vorauswertung in Sammelberichten zusammengefaßt und den wissenschaftlichen Instituten direkt oder im internationalen Verteilersystem zur Verfügung gestellt. Dieses System hat man bis zum heutigen

Tage beibehalten, zumal die Funkamateure nach dem offiziellen Abschluß des IGY-IGC aufgefordert wurden, auch im Rahmen der weiter bestehenden internationalen Zusammenarbeit mitzuwirken. Die Aufgabengebiete sind erhalten geblieben, wobei Aurora-Beobachtungen — auch in den KW-Bereichen 21 und 28 MHz — eine ganz besondere Rolle spielen.

Daß die Beobachtungsergebnisse der Funkamateure auf wissenschaftliche Anerkennung stoßen, beweisen nicht nur die wiederholten Dankungen des Max-Planck-Instituts für Aeronomie in Lindau am Harz, sondern auch die vieler anderer Institute, wie zum Beispiel des Observatoriums für Ionosphärenforschung in Kühlungsborn, des Geophysikalischen Observatoriums Collm, des Instituts für Erdmagnetismus, Ionosphäre und Funkwellenausbreitung in Moskau und des Instituts für Radiotechnik und Elektronik in Prag.

Im Zeitalter der Raumfahrt blieb es den amerikanischen Funkamateuren vorbehalten, einen eigenen Satelliten zu entwickeln. Die Verwirklichung des bereits im Heft 3/1962 besprochenen Projektes „Oscar“ löste Begeisterung und Bewunderung aus. Mit diesem Projekt sollen die Funkamateure der ganzen Welt näher an exakte wissenschaftliche Beobachtungen herangeführt und das Interesse der Jugend an diesen Aufgaben

geweckt werden. „Oscar I“ hatte eine ganz bestimmte Aufgabe zu erfüllen. Die Beteiligung an der Beobachtung des lachenden Satelliten — seine Funksignale trugen die Kennung „hi“, womit in der Funksprache ein Lachen ausgedrückt wird — war außerordentlich groß. Nach sind nicht alle Beobachtungsberichte eingetroffen, so daß eine Gesamtübersicht noch nicht vorliegt. Jedenfalls ließ die Oscar-Association in Sunnyvale/Calif. verlauten, daß die Zahl der ernsthaften Beobachter unter den Funkamateuren zu einer „statistischen Armee“ angewachsen ist.

Die internationale Zusammenarbeit ist im ständigen Wachsen begriffen. Laufend berichten dem Referat für AFB im DARC Funkamateure aus allen Teilen Deutschlands, aus Holland, der Schweiz, Schweden, Polen der CSR und Österreich. Engerer Kontakt wurde in der letzten Zeit auch mit den USA hergestellt.

Nicht unerwähnt soll bleiben, daß diese wahrhaft völkerverbindende und ernsthafte Tätigkeit der Funkamateure kaum ohne die Mitarbeit vieler die entsprechenden Informationen verbreitenden Stationen möglich wäre, wobei den seit Jahren Tag für Tag unermüdet an der Station von DL 0 HH in Hamburg-Lohbrügge mitarbeitenden Funkamateuren E. Groth, DL 1 BF, und H. Rühnen, DL 1 RX, ganz besonders Dank zu sagen ist.

Neue Geräte · Neue Bauelemente

Reiseempfänger 1962, Zwischenübersicht

In Fortsetzung der im Heft 4, S. 126, veröffentlichten Zusammenfassung der Lieferprogramme von 6 Firmen (Akkord-Radio, Loewe Opta, Nordmende, Philips, Schaub-Lorenz, Teletunken) folgen nachstehend Kurzdaten der Empfänger von weiteren Herstellern. Die neuen Geräte sind in der nachstehenden Aufstellung wieder mit einem Kreuz bezeichnet.

	Bereiche	Bestückung Trans. Diod.	Abmessungen [cm]	Gewicht [kg]	Preis [DM]
Blaupunkt					
Capri ¹⁾	ML	7+2	3	9,3 x 3,9 x 18	0,75 315,—
Nixe ²⁾	KML	9	1	27,3 x 19,8 x 8,6	2,15 219,—
x Lido	UML	8	3	23,8 x 15,6 x 7,5	1,4 229,—
x Derby ³⁾	UKML	10	3	27,3 x 19,8 x 8,6	2,25 299,—
x Derby US ^{2,3)}	U2KM	10	3	27,3 x 19,8 x 8,6	2,25 299,—
Graetz					
Grazia	UM	9	3	16,1 x 9,7 x 4,5	0,55 198,—
x Page ³⁾	UML	9	4	26,5 x 17,3 x 7,1	2 255,—
x Joker ²⁾	UKML	9	3	29,4 x 18,9 x 9,2	3 318,—
Imperial					
Transistor FX 401	UM	11	3	11,7 x 21,9 x 4,6	

¹⁾ Exportausführung; ²⁾ Autohalterung lieferbar; ³⁾ mit zusätzlicher Endstufenkassette für Autobetrieb (Abmessungen 18,3 x 6,6/8,2 x 16,8 cm; Gewicht 1,5 kg);
*) unverbindlicher Richtpreis

Fernseh-Wählautomat für UHF

Die Firma Dr. Mozar hat im Fertigungsprogramm den Menlor-Fernseh-Wählautomat aufgenommen. Mittels einer „Ein“-Taste lassen sich auf einer Scheibe beliebige der 40 UHF-Kanäle „einstellen“. Eine Feineinstellung (40:1) gewährleistet Einstellung auf optimale Bild- und Tonschärfe. Eine gewünschte Löschung der „eingestellten“ Sender erfolgt mit einer „Aus“-Taste.

„RK 36“, ein Heim-Tonbandgerät mit Transistoren

Die Deutsche Philips GmbH stellt jetzt ein Vierspür-Stereo-Magnetongerät für Netzbetrieb erstmalig in ausschließlicher Transistorbestückung vor. Die kleinen Transistoren und gedruckte Schaltungstechnik ermöglichen eine sehr kompakte Bauweise; in Abmessungen und Gewicht ist dieses Vollstereo-Tonbandgerät daher mit monauralen Standardgeräten vergleichbar. Unempfindlichkeit gegen Erschütterungen und sofortige Betriebsbereitschaft sind weitere Vorteile gegenüber röhrenbestückten Geräten.

Das „RK 36“ enthält keinen Netztransformator; die Gleichstromversorgung erfolgt über einen Trockengleichrichter in Graetzschaltung, dem die Wechselspannung von einer Sekundärwicklung des Antriebsmotors zugeführt wird. Das Gerät hat zwei gleichzeitig aufgebaute Verstärker mit je sechs Transistoren (AC 107 oder OC 58, OC 44, 2 x OC 74, 2-OC 74). Der HF-Generator arbeitet mit einem Transistor (OC 79). Die Gleichrichtung der NF-Spannung für das Anzeigeinstrument erfolgt über zwei Ge-Dioden (OA 70).

Einige weitere Daten: Vierspur; 4,75 und 9,5 cm/s; max. 15-cm-Spulen; max. 12 Stunden Spielzeit; 60...10000 Hz (4,75 cm/s) beziehungsweise 60...15000 Hz (9,5 cm/s); Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe; Mono-Aufnahme und -Wiedergabe; Duo- und Multiplay; Störabstand > -40 dB; Gleichlaufgenauigkeit besser 0,3%; Eingangsempfindlichkeit 0,6 mV/5 kOhm (Mikrofon), 130 mV/1 MOhm (Phono), 2,5 mV/20 kOhm (Rundfunk); Ausgangsspannung für Diodenanschluß

1,5 V; Ausgangsimpedanz für Zusatzlautsprecher links und rechts 5 Ohm; Ausgangsimpedanz für Kopfhörer 2 x 2000 Ohm; Zeigerinstrument für Aussteuerungskontrolle; vierziffriges Bandlängenzählwerk; Netzspannung 110/127/220/245 V ~; Leistungsaufnahme 35 W; Abmessungen 40 x 32 x 17 cm; Gewicht 9,3 kg; Richtpreis 599,— DM

Zwei neue Valvo-Röhren für Fernsehempfänger

PCF 802

Triode — Pentode mit getrennten Katoden — Pentode zur Verwendung als Sinusoszillator und Impulsformer
Triode zur Verwendung als Reaktanzröhre

Heizung

indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom, Serienspeisung¹⁾
 I_f 300 mA $U_f \approx 9$ V

Kapazitäten

Pentode Triode
 $C_{11} \approx 5,2$ pF $C_{11} \approx 2,5$ pF
 $C_{a/g1} \approx 80$ mpF $C_{a/g} \approx 1,5$ pF
 $C_{g1/f} < 100$ mpF $C_{g1/f} < 100$ mpF

Kenndaten

	Pentode	Triode
U_a	100	200 V
U_{g2}	100	V
U_{g1}	—1	—2 V
I_a	6	3,5 mA
I_{g2}	1,7	mA
S	$\approx 5,5$	$\approx 3,5$ mA/V
H_{FEg1}	47	
$I_a (U_{g1} = 0$ V)	12,5	mA
$I_{g2} (U_{g1} = 0$ V)	3,5	mA
$(U_a = 500$ V)		
$-U_{g1} (U_{g2} = 200$ V)	<16	V
$(I_a = 10$ mA)		
$-U_{g1} (I_{g1} = +0,3$ mA)	$\leq 1,3$	V
μ	≈ 70	
r_a	20	kΩ
$I_a (I_{g1} = 10$ mA)	10	mA
$-U_{g1} (I_{g1} = +0,3$ mA)	$\leq 1,3$	V

Grenzdaten (Maximalwerte)

	Pentode	Triode
U_a	550	550 V
U_a	250	250 V
N_a	1,2	1,4 W
U_{g2}	550	V
U_{g1}	250	V
N_{g2}	0,8	W
I_k	15	10 mA
I_{k1}	50	mA ²⁾
$R_{g1} (U_{g1}$ durch R_k)	1	MΩ
$R_{g1} (U_{g1}$ fest)	0,56	MΩ
$R_k (U_{g1}$ fest)	3	MΩ
U_{1k}	100 100 ²⁾	V
R_{1k}	20	20 kΩ

PC 97

Steile Triode für Vorstufen in neutralisierter Katodenbasisschaltung von Fernseh-Kanalwählern im VHF-Bereich
Geringe Rückwirkungskapazität C_{ag} durch neuartige Abschirmung

Heizung

indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom, Serienspeisung¹⁾
 I_f 300 mA $U_f \approx 4,5$ V

Kapazitäten

(mit äußerer Abschirmung)
 $C_{a/k}$ 480 mpF²⁾
 $C_{g/k1-f-v}$ 5 pF
 $C_{a/k-f-v}$ 4,3 pF

Kenndaten (s mit k verbunden)

U_a	135	V
U_k	—1,0	—3,1 —5,0 V
I_a	11	mA
S	13	0,65 0,13 mA/V
μ	65	
r_a	5	kΩ

Grenzdaten (Maximalwerte)

U_a	550 V
U_a	200 V
N_a	2,2 W
I_a	20 mA
$-U_{g1}$	50 V
$R_k (U_{g1}$ fest)	1 MΩ
U_{1k}	100 V
R_{1k}	20 kΩ

Betriebsdaten

U_b	200	200	200 V
R_b	5,6	5,6	6,8 kΩ
R_k	82	0	0 Ω
R_g	1,0	0,56	MΩ
R_{g1}	∞	∞	22 MΩ
I_a	12	13	14 mA
S	14	15,5	16 mA/V
$U_{g1} (S/100)$	—7,5	—7,3	—12,5 V
$U_{g1} (S/20)$	—4,4	—4,2	—9,2 V

¹⁾ normierte Anheizzeit

²⁾ Tastverhältnis $V_T = \max 0,3$, Impulsdauer max 30 µs

³⁾ Zur Vermeidung von Brummstörungen soll die Wechselspannungskomponente von U_k möglichst klein sein und darf einen Effektivwert von 65 V nicht überschreiten

⁴⁾ äußere Abschirmung geerdet

Der kapazitive Geber und seine Anwendung in der Feinmeßtechnik

DK 621.317.39

Allgemeines

Die elektrische Messung nichtelektrischer Größen ist eine Voraussetzung für die meisten Aufgaben der Fernwirk-, Regelungs- und Automatisierungstechnik. Elektrische Meßwertgeber oder -aufnehmer, mit denen sich mechanisch-physikalische in elektrische Größen umwandeln lassen, sind zum Beispiel der Potentiometergeber, der Kohleldruckgeber, der Streifengeber, der Quarzgeber, der Kristallgeber, der Saitengeber, der induktive Geber, der magnetoelastische Geber und der kapazitive Geber. Im folgenden sollen die Wirkungsweise und die Anwendung des kapazitiven Gebers beschrieben werden.

Als Meßwertwandler steht der Plattenkondensator im Vordergrund, aber auch der Zylinderkondensator läßt sich als kapazitiver Geber einsetzen. Die Kapazität C des ungeschichteten Plattenkondensators ergibt sich zu

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a} = \frac{\epsilon_0 \cdot F}{\frac{a}{\epsilon}}$$

und für den Zylinderkondensator gilt

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{2 \pi \cdot l}{\ln \frac{r_a}{r_i}}$$

Darin bedeutet ϵ_0 die Dielektrizitätskonstante des Vakuums, ϵ die relative Dielektrizitätskonstante, F die Plattenfläche, a den Plattenabstand, l die Zylinderlänge, r_a den Radius des Außenzylinders und r_i den Radius des Innenzylinders.

Befinden sich zwischen den beiden Platten oder Zylindern mehrere Dielektrika, so entsteht der sogenannte geschichtete Kondensator. Den prinzipiellen Aufbau des - gegenüber dem Zylinderkondensator - wichtigeren geschichteten Plattenkonden-

d) durch Änderung der wirksamen Dielektrizitätskonstante ϵ infolge Schichtung parallel zur Plattenebene,

e) durch temperaturabhängige Änderung der wirksamen Dielektrizitätskonstante ϵ .

Meßmethoden auf der Grundlage von Flächenänderungen sind zwar möglich, jedoch lassen sich Abstandsänderungen leichter verwirklichen, so daß diesen meistens der Vorzug gegeben wird.

Meßwertaufnahme durch F -Änderung

Wenn auch die meisten nichtelektrischen Größen, die sich auf eine Kraft- oder Wegmessung zurückführen lassen, bei kapazitiver Messung durch Abstandsänderung (a -Änderung) bestimmt werden, so gibt es doch auch Aufgaben, die eine F -Änderung erfordern. Kapazitive Geber mit derartigen Wandlern können Weg- und/oder Winkelaufnehmer sein. Da die Fläche im Zähler der Kapazitätsgleichung steht, ist eine weitgehend lineare Abhängigkeit gesichert. Sind C_1 und C_2 die Kapazitäten vor und nach Änderung der wirksamen Fläche, so ergeben sich folgende Beziehungen:

$$C_1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a}; \quad C_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F - \Delta F}{a}$$

$$\Delta C = C_1 - C_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a} - \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F - \Delta F}{a}$$

$$= \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon}{a} (F - F + \Delta F) = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \Delta F}{a}$$

Da die relative Kapazitätsänderung gegenüber der absoluten oft von größerem Interesse ist, ergibt sich

$$\frac{\Delta C}{C_1} = \frac{\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \Delta F}{a}}{\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot F}{a}} = \frac{\Delta F}{F}$$

Wird die bezogene Flächenänderung $\frac{\Delta F}{F} = \lambda$ als Steuerungsgrad definiert, so gilt für die relative C -Änderung

$$\frac{\Delta C}{C_1} = \lambda \quad (1)$$

Die lineare Abhängigkeit der Kondensatorkapazität von der Fläche ist von großer Bedeutung. Die F -Steuerung wurde daher beim Kondensatorgeber auch zuerst ausgenutzt. Der seit den Anfängen der Hochfrequenztechnik bis heute verwendete Drehkondensator ist ein C -Geber mit F -Steuerung. Die bis auf kleine Feldverzerrungen an den Plattenrändern gesetzmäßige Linearität ermöglicht jeden geforderten Kapazitätsverlauf.

Aber auch die Meßtechnik nutzt die Vorteile des geometrisch-linearen steuerbaren C -Wandlers. Der sogenannte Kolbenweg- und Kurbelwinkelübertrager für Leistungsmessungen an Kolbenkraftmaschinen arbeitet mit F -Steuerung. Das Gesamtgerät besteht aus dem eigentlichen kapazitiven Geber und einem HF-Meßgerät. Der Geber wird mit der Kurbelwelle des zu untersuchenden Motors ge-

kuppelt und moduliert bei jeder Umdrehung eine HF-Spannung, die je nach der eingelegten Kurvenscheibe dem Kurbelwinkel oder dem Kolbenweg proportional ist. Die frequenzmodulierte Hochfrequenzspannung wird verstärkt, gleichgerichtet, gesiebt und dann nach weiterer Verstärkung einem Elektronenstrahl-Oszillografen zugeführt. Das Gerät gestattet auch die Übertragung der Drehzahl Null, das heißt die Darstellung der statischen Weg- oder Winkelstellung.

Je nach Art und Größe des Gebers kann der kapazitive Wandler mit Flächensteuerung ein Element der Fein- oder Betriebsmeßtechnik sein. Im Falle der Feinmeßtechnik muß die Abhängigkeit der Dielektrizitätskonstante der Luft von der Feuchte berücksichtigt werden, wenn die gewählte Meßschaltung auf Absolutwerte anspricht. In einer Brückenschaltung mit kompensierbaren Absolutwerten besteht diese Bedingung nicht, da das relative Kapazitätssignal vom ϵ -Einfluß unabhängig ist. Hinsichtlich der zu wählenden Schaltungsempfindlichkeit sind von Fall zu Fall entsprechende Forderungen und Randbedingungen aufzustellen. Es ist beispielsweise auch möglich, den Wandler in eine Flüssigkeit, zum Beispiel Öl, zu setzen.

Meßwertaufnahme durch a -Änderung

Verschiedene mechanisch-physikalische Größen, zum Beispiel Abstand, Drehwinkel, Dehnung, Druck, Kraft, Beschleunigung, Drehmoment, Schwingungen, Temperaturen usw., lassen sich meßtechnisch auf eine Längenänderungsbestimmung zurückführen. Wird die zu messende Größe, beispielsweise ein Flüssigkeitsdruck, auf ein elastisch verformbares Glied übertragen, so kann die meistens lineare Längenänderung oder Durchbiegung den Plattenabstand des Meßkondensators steuern. Bild 2 zeigt das Prinzip eines Meßwertgebers mit positiver oder negativer a -Än-

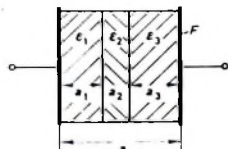


Bild 1. Geschichteter Plattenkondensator

sators zeigt Bild 1. Die Kapazität des geschichteten Plattenkondensators ist

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot F}{k} = \frac{\epsilon_0 \cdot F}{\frac{a_1}{\epsilon_1} + \frac{a_2}{\epsilon_2} + \frac{a_3}{\epsilon_3} + \dots}$$

$$k = \frac{a_1}{\epsilon_1} + \frac{a_2}{\epsilon_2} + \frac{a_3}{\epsilon_3} + \dots$$

Als Meßwertgeber läßt sich der Kondensator auf verschiedene Weise anwenden:

- durch Änderung der wirksamen Plattenfläche F ,
- durch Änderung des Plattenabstandes a ,
- durch Änderung der wirksamen Dielektrizitätskonstante ϵ infolge ganzer oder teilweiser Füllung senkrecht zur Platten-ebene oder Zylinderachse,



Bild 2. Prinzip des Meßkondensators mit Abstandsänderung

derung. Sind C_1 und C_2 die Kapazitätswerte ohne und mit wirksamer Meßgröße, so läßt sich für den Fall $a \rightarrow \Delta a$ (Kapazitätsvergrößerung) folgende Gesetzmäßigkeit ableiten:

$$C_1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a}; \quad C_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a - \Delta a}$$

$$\Delta C = C_2 - C_1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a - \Delta a} - \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a}$$

$$= \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot F \left(\frac{1}{a - \Delta a} - \frac{1}{a} \right)$$

$$\frac{\Delta C}{C_1} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot F \left(\frac{1}{a - \Delta a} - \frac{1}{a} \right)}{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a}}$$

$$\frac{\Delta C}{C_1} = \frac{a}{a - \Delta a} - 1 = \frac{\Delta a}{a - \Delta a}$$

Setzt man die relative Abstandsänderung $\frac{\Delta a}{a} = \lambda$, so ergibt sich die auf C_1 bezogene Kapazitätsänderung zu

$$\frac{\Delta C}{C_1} = \frac{\lambda}{1 - \lambda} = \frac{1}{\frac{1}{\lambda} - 1} \quad (2)$$

Für $a + \Delta a$ (Kapazitätsverkleinerung) erhält man

$$C_1 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a}; \quad C_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a + \Delta a}$$

$$\Delta C = C_1 - C_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot F \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{a + \Delta a} \right)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta C}{C_1} &= \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot F \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{a + \Delta a} \right)}{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{F}{a}} \\ &= 1 - \frac{a}{a + \Delta a} = \frac{\Delta a}{a + \Delta a} = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \end{aligned} \quad (3)$$

Im Bild 3 sind die Gleichungen (2) und (3) als Funktionen von λ dargestellt.

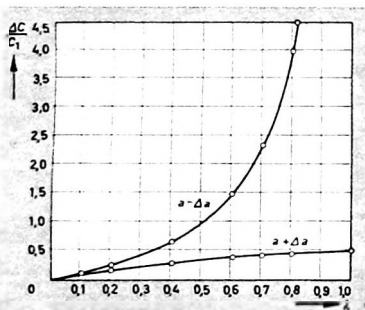


Bild 3. Bezogene C-Änderungen bei a-Steuerung als Funktion von λ für $\epsilon = \text{const}$

Mit dem Parameter $a - \Delta a$ strebt die Funktion bei steilem Kurvenverlauf und $\lambda \rightarrow 1$ dem Grenzwert ∞ zu, während sich für $a + \Delta a$ die Funktion bei $\lambda \rightarrow \infty$ dem Grenzwert 1 nähert. Bei a -Änderungen bis etwa 5% haben beide Kurven praktisch linearen Verlauf und etwa gleiche C-Änderung. Daher – und das gilt für die meisten Anwendungen – ist es gleich, ob a

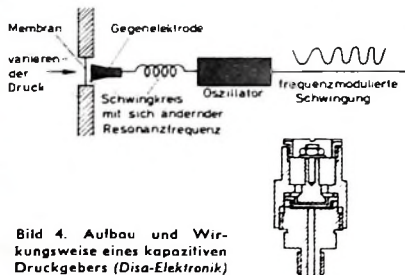


Bild 4. Aufbau und Wirkungsweise eines kapazitiven Druckgebers (Disa-Elektronik)

durch die Meßgröße vergrößert oder verkleinert wird. Bis etwa $\lambda = 0,2$ ist es zweckmäßig, a zu verkleinern, um große Kapazitätsänderungen zu erhalten, während bei größerem λ wegen der meistens notwendigen Linearität Δa zu a addiert wird.

Der bekannteste kapazitive Geber mit a -Steuerung ist das Kondensatormikrofon. Bild 4 zeigt den Aufbau und die Wirkungsweise eines kapazitiven Druckgebers, bei dem der Druck eine Membran durchbiegt und so den Plattenabstand des eingebauten Meßkondensators ändert.

Meßwertaufnahme durch ganze oder teilweise Füllung senkrecht zur Plattenebene
Wegen des großen Unterschiedes der Dielektrizitätskonstanten von zum Beispiel Luft und Wasser kann man auf der Basis der ϵ -Bestimmung Feuchtigkeitsmessungen durchführen. Ferner läßt sich auf diese Weise auch die Vereisung des Wassers ermitteln, da die Dielektrizitätskonstante des Eises sehr viel kleiner als die des Wassers ist. Die großen Dielektrizitätskonstanten der Fette ermöglichen auch Fettgehaltbestimmungen. Am bekanntesten ist jedoch die Flüssigkeitsstandanzeige, deren Prinzip bei Füllung senkrecht zur Plattenebene Bild 5 zeigt. Dabei handelt es sich

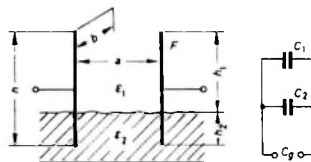


Bild 5. Meßkondensator mit Füllung senkrecht zur Plattenebene

um zwei parallelgeschaltete Kondensatoren, für deren Gesamtkapazität C_g

$$C_g = C_1 + C_2 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_1 \cdot \frac{b \cdot h_1}{a} + \epsilon_0 \cdot \epsilon_2 \cdot \frac{b \cdot h_2}{a}$$

gilt. C_1 hat die Dielektrizitätskonstante der Luft $\epsilon_1 = \epsilon_{Lu} = 1$. Daher kann man $\epsilon_2 = \epsilon$ setzen. Ferner ist $h_1 + h_2 = h$, das heißt $h_1 = h - h_2$, und damit wird

$$\begin{aligned} C_g &= \frac{\epsilon_0 \cdot b}{a} (h - h_2 + \epsilon \cdot h_2) = \frac{\epsilon_0 \cdot b \cdot h}{a} + \\ &+ \frac{\epsilon_0 \cdot b}{a} (\epsilon \cdot h_2 - h_2) = C_{Lu} + \Delta C \end{aligned}$$

$$\Delta C = \frac{\epsilon_0 \cdot b}{a} (\epsilon \cdot h_2 - h_2)$$

Definiert man das Verhältnis $\frac{h_2}{h} = \lambda$ als Füllgrad, so ergibt sich

$$\Delta C = \frac{\epsilon_0 \cdot b \cdot h}{a} \left(\frac{\epsilon \cdot h_2}{h} - \frac{h_2}{h} \right) = C_{Lu} (\epsilon \cdot \lambda - \lambda)$$

$$\frac{\Delta C}{C_{Lu}} = \epsilon \cdot \lambda - \lambda = \lambda (\epsilon - 1) \quad (4)$$

Die auf die Kapazität C_{Lu} bezogene Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C_{Lu}}$ ist also eine lineare Funktion der beiden Veränderlichen λ und ϵ .

Im Bild 6 ist $\frac{\Delta C}{C_{Lu}}$ als Funktion von λ und

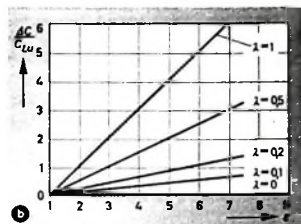
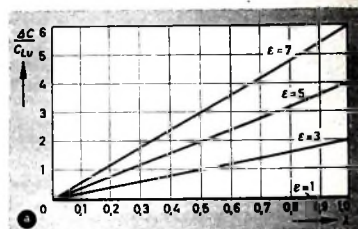


Bild 6. Bezogene C-Änderung als Funktion von λ (a) und ϵ (b) bei Füllung senkrecht zur Plattenebene

ϵ dargestellt. Die Abhängigkeit von λ (Bild 6a) läßt erkennen, daß bei einem Füllmaterial mit $\epsilon = 1$ keine C-Änderung auftritt, während bei Medien mit konstantem $\epsilon > 1$ die C-Änderung linear vom Füllgrad abhängt. Auf dieser Gesetzmäßigkeit basiert zum Beispiel die Flüssigkeitsstandanzeige. Das gilt jedoch nur für Flüssigkeiten mit gleichbleibender Dielektrizitätskonstante, eine Bedingung, die sehr oft übersehen wird. Bild 7 zeigt das Prinzip der Flüssigkeitsstandanzeige. Hierfür können auch Zylinderkondensatoren verwendet werden. Da die Meßwertaufnahme praktisch trägheitslos erfolgt, lassen sich auch dynamische Größen erfassen.

Die bezogene C-Änderung als Funktion von ϵ (Bild 6b) muß den Wert Null haben, wenn $\lambda = 0$ ist, das heißt, wenn sich kein Medium zwischen den Platten befindet. Wird für $\lambda > 0$ der Füllgrad als konstanter Parameter angenommen, so ist $\frac{\Delta C}{C_{Lu}}$ eine lineare Funktion von ϵ . Auf dieser Grundlage lassen sich Materialunter-



Bild 7. Prinzip der Flüssigkeitsstandanzeige bei Medien mit konstanter Dielektrizitätskonstante

suchungen, Materialvergleiche, Feuchtigkeitsbestimmungen usw. durchführen. Ferner kann man auch Mischungsverhältnisse von Flüssigkeiten und Dämpfen mit unterschiedlicher Dielektrizitätskonstante feststellen. Entscheidend für diese Messungen ist der konstante Füllgrad mit meistens $\lambda = 1$.

Meßwertaufnahme durch Schichtung parallel zur Plattenebene

Die bereits erwähnte ϵ -Abhängigkeit der Flüssigkeitsstandanzeige schränkt die Anwendung dieses an sich vorteilhaften kapazitiven Meßverfahrens ein. Entweder müssen bei ϵ -Änderungen Meßfehler in Kauf genommen werden, oder die Messung kommt grundsätzlich nur bei Medien mit konstantem ϵ in Frage. Um eine von ϵ

weitgehend unabhängige Flüssigkeitsstandanzeige zu erhalten, muß die Meßanordnung geändert werden. An die Stelle der Füllung senkrecht zur Plattenebene tritt eine Füllung parallel zur Plattenebene

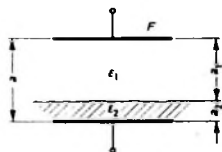


Bild 8. Meßkondensator mit Füllung parallel zur Kondensatorplattenebene

ebene (Bild 8). Der kapazitive Aufnehmer wirkt dann als geschichteter Kondensator nach Bild 1.

Bei $\epsilon_1 = \epsilon_{Lu} = 1$ und $a_1 + a_2 = a$ wird

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot F}{\frac{a_1}{\epsilon_1} + \frac{a_2}{\epsilon_2}} = \frac{\epsilon_0 \cdot F}{a - a_2 + \frac{a_2}{\epsilon}}$$

Da man $\frac{a_2}{a} = \lambda$ wieder als Füllgrad definieren kann, ergeben sich mit $\epsilon_2 = \epsilon$ folgende Zusammenhänge:

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot F}{a} = \frac{C_{Lu}}{1 - \lambda + \frac{\lambda}{\epsilon}} = C_{Lu} + \Delta C$$

$$\frac{C_{Lu} + \Delta C}{C_{Lu}} = 1 + \frac{\Delta C}{C_{Lu}} = \frac{1}{1 - \lambda + \frac{\lambda}{\epsilon}}$$

$$\frac{\Delta C}{C_{Lu}} = \frac{1}{1 - \lambda + \frac{\lambda}{\epsilon}} - 1 = \frac{1 - 1 + \lambda - \frac{\lambda}{\epsilon}}{1 - \lambda + \frac{\lambda}{\epsilon}} = \frac{\lambda - \frac{\lambda}{\epsilon}}{1 - \lambda + \frac{\lambda}{\epsilon}}$$

$$\frac{\Delta C}{C_{Lu}} = \frac{1 - \frac{1}{\epsilon}}{1 - \lambda + \frac{\lambda}{\epsilon}} = \frac{\epsilon - 1}{\lambda - \epsilon + 1} = \frac{\epsilon - 1}{\epsilon \left(\frac{1}{\lambda} - 1 \right) + 1} \quad (5)$$

Wird Gl. (5) grafisch dargestellt (Bild 9), so ergeben sich sehr interessante Feststellungen. Auch hier kommt nur eine C-Änderung für $\lambda > 0$ und $\epsilon > 1$ zustande. Wegen der Schichtung kann man die C-Änderung bei konstantem ϵ und kleinen Füllgraden als linear betrachten (Bild 9a). Der Einfluß von ϵ ist jedoch nichtlinear und wird mit größer werdendem ϵ kleiner. Bild 9b zeigt, daß bei kleinem Füllgrad λ die C-Änderung im Bereich größerer Dielektrizitätskonstanten praktisch unabhängig von ϵ ist. Der größte ϵ -Einfluß tritt im Bereich $\epsilon = 1 \dots 2$ auf. Wird Gl. (5) nach ϵ differenziert, so geht der Differentialquotient

$$\frac{d \frac{\Delta C}{C_{Lu}}}{d \epsilon} = \frac{\frac{\epsilon - \epsilon + 1 - (\epsilon - 1) \left(\frac{1}{\lambda} - 1 \right)}{\left(\frac{\epsilon - \epsilon + 1}{\lambda} + 1 \right)^2}}{1 - \left(\frac{\epsilon - \epsilon + 1}{\lambda} + 1 \right)^2}$$

mit $\epsilon \rightarrow \infty$ gegen Null. Daher eignet sich dieses Meßverfahren besonders zur Flüssigkeitsstandanzeige, denn für die meisten Flüssigkeiten gilt $\epsilon > 1$. Mit sehr guter

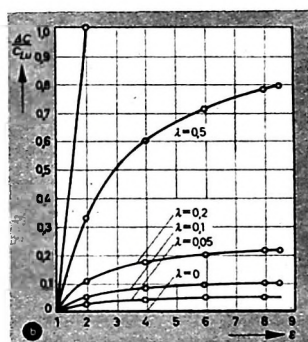
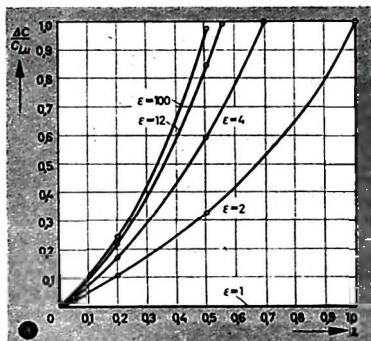


Bild 9. Bezogene C-Änderung als Funktion von λ (a) und ϵ (b) bei Füllung parallel zur Plattenebene



Bild 10. Prinzip der Flüssigkeitsstandanzeige für kleine Niveauunterschiede bei konstanter oder veränderlicher Dielektrizitätskonstante der Flüssigkeit

Genauigkeit lassen sich kleine Niveauunterschiede messen (Bild 10), auch wenn ϵ stark schwankt.

Mit der Schichtwirkung kann man aber nicht nur Flüssigkeitshöhen, sondern auch Dicken, Querschnitte und Längen von dielektrisch wirkenden Materialien bestimmen. Die von der Industrie angebotene Schichtlehre erlaubt die Messung der Dicke von Schichten aus nichtmagnetischen Werkstoffen. Das Meßobjekt muß dabei auf eine Eisenunterlage gelegt werden. Als Geber wird der Meßkopf nach Bild 11 verwendet. Wegen des erheblichen Ge-

Bild 11. Meßkopf zur Bestimmung nichtmagnetischer Schichtdicken



wichtes dieses Meßkopfes lassen sich jedoch nur verhältnismäßig harte Schichten, zum Beispiel nichtmagnetische Bleche, Glas, Hartpapier, Lacküberzüge, galvanische Überzüge usw., untersuchen.

Die Dicke von weichen und leicht formbaren Stoffen, wie Gummi, Leder, Papier, Textilien usw., läßt sich mit kapazitiven Gebern sehr gut bestimmen. Um zum Beispiel die Ungleichmäßigkeit eines Gummibandes oszillografisch aufzuzeichnen oder die Banddicke durch eine Istwertbestimmung bei der Herstellung auf einen bestimmten Sollwert zu bringen, muß das Band durch einen Meßkondensator laufen. Die Elektroden „tasten“ (bei vorzugebendem Füllgrad) das Band durch Schichtwirkung ab. Eine punktförmige Abtastung ist dabei jedoch nur theoretisch möglich. Praktisch wird wegen der Elektrodenbreite ein Mittelwert gebildet, dem sich eine mittlere Ungleichmäßigkeit überlagert. Die Feldlinienabstastung durch das elektrische Kondensatorfeld konnte sich besonders bei der Prüfung und Messung von Textilien durchsetzen. Während man beispielsweise noch vor dem zweiten Weltkrieg in Spinnereien, Wollkammereien usw. Zwirne, Garne und Vorgarne bei der Ungleichmäßigkeitsprüfung mechanisch abtastete oder durch ein mit Quecksilber gefülltes Glasrohr zog, gleitet heute der Faden zwischen den Platten eines Meßkondensators hindurch.

Da die Meßempfindlichkeit $\frac{\Delta C}{C_{Lu}}$ mit kleinerem Füllgrad ebenfalls kleiner wird und bei zu großem Füllgrad der ϵ -Einfluß (infolge Materialfeuchtigkeit) die Messung erheblich fälschen könnte, erhalten kapazi-

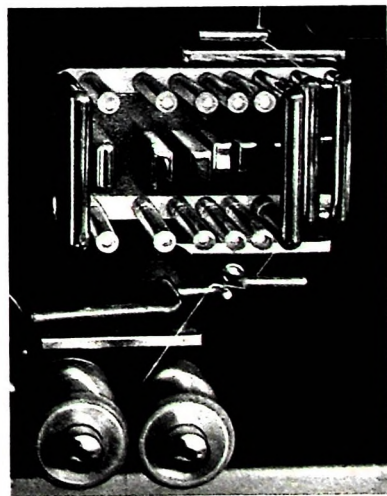


Bild 12. Meßkondensator mit acht Meßschlitzen (Zellweger)

zitive Aufnehmer für derartige Meßgeräte mehrere Meßschlitze. Bild 12 zeigt als Beispiel einen Meßkondensator mit acht Meßschlitzen. Der erste Schlitz ist dabei für verhältnismäßig dicke Vorgarne bestimmt, während der achte feinste Fäden aufnehmen und abtasten kann. Wegen der endlichen Elektrodenbreite werden aber Querschnittsschwankungen, die innerhalb der Elektrodenbreite (zum Beispiel 8 mm) auftreten, nicht mehr absolut angezeigt oder registriert. Beim Registrieren läßt sich durch Vergrößern oder Verkleinern der Durchlaufgeschwindigkeit die „Zeitachse“ mehr oder weniger strecken und damit das Oszillogramm mehr oder weniger auflösen. Entscheidend ist jedoch dabei die Grenzfrequenz des Schreibsystems, also beispielsweise der Meßschleife oder des zur Verwendung kommenden Flüssigkeitsstrahlschreibers. Die Anwendungsmöglichkeiten der kapazitiven Abtastung von dielektrischen Materialien, wie Fasern, Bändern, Platten, Scheiben, Stäben und Röhren, sind heute noch nicht erschöpft. Die Meß-, Fernwirk-, Regelungs- und Automatisierungstechnik werden sich in den nächsten Jahren wohl noch oft dieser eleganten Meßwertaufnahme bedienen.

Meßwertaufnahme durch temperaturabhängige ϵ -Änderung

Wird ein kapazitiver Geber mit einem temperaturabhängigen Dielektrikum ausgerüstet, so ändert sich bei Temperaturänderungen auch die Kapazität. Die meß- und steuerungstechnische Nutzanwendung temperaturabhängiger ϵ -Änderungen besteht darin, kapazitive Geber mit geeignetem dielektrischen Material auszurüsten, um sie dann an Stelle von bisher verwendeten Bimetallschaltern, Thermoelementen oder Heißleitern einzusetzen. Bei geeigneter Schaltung und entsprechender Geberdichte ist es auf diese Weise zum Beispiel bei Feuerwarnanlagen möglich, von einer sogenannten punkt- oder linienhaften Warnanlage zu einer flächen- oder volumenhaften zu gelangen. Bei unzulässiger Temperaturerhöhung überlagert sich dem fließenden Ruhestrom ein durch Scheinwiderstands-erniedrigung bewirkter Arbeitsstrom, der sich meß- und steuerungstechnisch nutzen läßt. Eine fast ideale Brandwarnleitung könnte zum Beispiel ein UKW-Breitbandkabel mit stetig verteiltem temperaturabhängigen Dielektrikum sein. Derartige „Feuerdrähte“, aber auf ohmscher Basis, werden im Ausland schon seit einigen Jahren für Meß-, Steuer- und Brandwarnanlagen verwendet. Da ϵ nur im Zähler der Kapazitätsgleichungen auftritt, gilt

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta \epsilon}{\epsilon}$$

Die gleiche Gesetzmäßigkeit, die für $\epsilon = f(\theta)$ zugrunde liegt, gilt also auch für $\frac{\Delta C}{C} = f(\theta)$. Bei einer Messung wird meistens ein linearer Zusammenhang interessieren, während beispielsweise im Steuerstromkreis einer Brandwarnanlage nichtlineares Verhalten zu fordern wäre.

Meßmethoden und Meßschaltungen für kapazitive Geber

Die von nichtelektrischen Größen bei kapazitiven Gebern bewirkten C-Änderungen liegen, je nach Art der zu messenden

Größe und des verwendeten Aufnehmers, zwischen 10^{-5} und $10^0\%$. Sieht man von den wenigen Ausnahmen ab, bei denen

$$\frac{\Delta C}{C} > 1 \text{ ist, so läuft fast jede Messung}$$

mit kapazitiven Gebern auf eine Messung kleiner und kleinster Kapazitätsänderungen hinaus. Die Hauptmeßmethoden zur Bestimmung kleinster Kapazitätsänderungen sind:

- a) das Mischungsverfahren (auch ZF-, Schwebungs- oder Überlagerungsverfahren genannt),
- b) das Resonanzverfahren,
- c) das Brückenverfahren,
- d) das Spannungsteilverfahren und
- e) die Sperrkreisbrücke.

Bei verhältnismäßig großem Nutzsignal kann der Messung grundsätzlich jede geeignete Schaltung zugrunde gelegt werden. Für nicht zu kleine Geberwerte im Bereich zwischen 10^{-5} und 10^{-3} eignen sich die Methoden c) bis e). Von besonderem Interesse sind jedoch die beiden zuerst genannten Verfahren, da sie Empfindlichkeiten von $\frac{\Delta C}{C} = 10^{-6}$ haben. Beim ZF-

oder Mischungsverfahren sind zwei auf der gleichen Frequenz (10...25 MHz) schwingende Oszillatoren vorhanden, von denen ein Oszillator durch die am oder im Meßkondensator wirksame mechanische Größe frequenzmoduliert wird. Durch

Mischung und Modulationsumwandlung ergibt sich ein NF-Signal, das die als Strom- oder Spannungswert meßbare Größe enthält. Mit einem Abgleichkondensator am nichtmodulierten Oszillator lassen sich die Zeiger-Nullage und der Mittelwert einstellen.

Beim Resonanzverfahren ist ein Oszillator mit einem Schwingkreis gekoppelt, dessen Eigenfrequenz von der Kapazität des Meßkondensators abhängt. An einer Flanke des Schwingkreises erfolgt die Modulationsumwandlung. Beide Meßmethoden haben Vor- und Nachteile. Moderne Meßgeräte für kleinste Kapazitätsänderungen bevorzugen das Mischungsverfahren, da hierbei nach Beherrschung des Mitzeheffektes Empfindlichkeit, Stabilität und Linearität in einem optimalen Verhältnis zueinander stehen. Die Verbindung zum Meßkondensator muß möglichst kurz sein, da ihre Kapazität das relative Nutzsignal verkleinert.

Schrifttum

- [1] Kautsch, R.: Transistorschaltung für elektrische Dehnungs-, Längenänderungs- und Schichtdickenmessung. Messen, Steuern, Regeln Bd. 4 (1961) Nr. 3, S. 135-139
- [2] Locher, H.: Die Messung der Ungleichmäßigkeit des Substanzquerschnittes von Bändern, Vorgarnen und Garnen mit Hilfe des Hochfrequenz-Kondensatorfeldes. Textil-Rdsch. Bd. 8 (1953) Nr. 2, S. 70-80
- [3] Druckschriften der Graviner Manufacturing Co.

Farbfernseh-Bildwiedergabe mit der „Bananen“-Röhre

Die heute im Farbfernsehen benutzte Maskenröhre liefert zwar gute farbige Bilder, ist aber in der Herstellung sehr kompliziert und deshalb teuer. Außerdem ist die Schwarzweiß-Wiedergabe nicht zufriedenstellend. Nun wird aus England eine neue Entwicklung bekannt, die „Bananen“-Röhre. Diese Röhre erzeugt selbständig keine Bilder, sondern bedarf einer zusätzlichen Anordnung, bestehend aus einem System rotierender Zylinderlinsen und einem ortsfesten hyperbolischen Oberflächenspiegel.

Die „Bananen“-Röhre verzichtet auf eine Vertikalablenkung. Infolgedessen schreibt die Röhre selbst kein erkennbares farbiges Fernsehbild. Sie hat keinen Leuchtschirm, sondern nur vier parallele, benachbarte Leuchtstoffstreifen, und zwar je einen blauen, grünen, roten und weißen Streifen. Diese Leuchtstoffstreifen befinden sich auf geraden Mantellinien im Innern eines Glaszylinders, der allein die Röhre bildet. Der Glaszylinder hat etwa 50 mm Durchmesser, die Streifen sind etwa je 2 mm breit und 400 mm lang.

Während der Elektronenstrahl, der in der „Bananen“-Röhre in einem Einstrahlsystem entsteht, durch eine Ablenkspule, die nur in Zeilenrichtung wirkt, axial vom Anfang der Streifen zu deren Ende geführt wird und dabei sinusförmig zwischen den drei Farbstreifen pendelt, erfolgt die Vertikalablenkung außerhalb der Röhre über ein mechanisch-optisches System (Bild 1). Unmittelbar um den zylindrischen Glaskolben der „Bananen“-Röhre herum rotiert eine schwarze Trommel mit drei eingesetzten zylinderförmigen Glaslinsen, die ebenfalls etwa 400 mm lang sind. Wenn ein Lichtstrahl von einem bestimmten Punkt eines Leuchtstoffstreifens auf eine Glaszylinderlinse trifft und diese zylindrischen Linsensysteme um die Röhrenachse rotieren, dann erfolgt der Lichtaustritt so, daß bei Umlenkung über einen feststehenden, in einer Richtung hyperbolisch gekrümmten Oberflächenspiegel dem Betrachter ein virtuelles Bild vollkommen rechteckiger Form erscheint.

Die Trommel rotiert in speziell für die „Bananen“-Röhre entwickelten Kunststoff-Rollenlagern mit $n = 1000$ U/min. Die Geräuschdämpfung ist dabei ein schwieriges Problem.

Als farbsortierende Einrichtung wird die sinusförmige Strahlwobbelung über die drei farbigen Leuchtstoffstreifen benutzt. Bei der Wiedergabe von Schwarz-

weiß-Bildern erfolgt nur eine Ablenkung des Elektronenstrahls längs des weißen Leuchtstoffstreifens, jedoch ohne Wobbelung.

Die Leuchtstoffstreifen sind auf einer Metallfläche mit rippenförmigen Fortsetzungen angeordnet. Es handelt sich hierbei um Wärme-Abstrahlungsrippen, die wegen der hohen Strahlenergie und der dadurch auf-

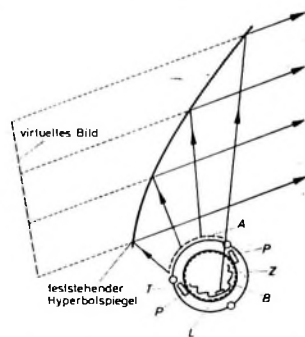


Bild 1. Prinzip der Bilderzeugung mit der „Bananen“-Röhre. A Bewegung der zeilenförmigen „Bilder“; B „Bananen“-Röhre; L Leuchtstoffstreifen Blau, Grün, Rot, Weiß; P Polschuhe eines Dauermagneten zur Fokussierung; T rotierende Trommel mit schwarzer Oberfläche und axial angeordneten Zylinderlinsen aus Glas; Z leitende, durchsichtige Zinnoxidschicht

tretenden Schirmladung notwendig sind. Die Röhre arbeitet mit einer Spannung von 25 kV bei 3 mA Strahlstrom. Gleichzeitig sollen die Rippen als Lichtabschirmung nach hinten dienen; sie geben einen Lichtaustrittswinkel von etwa 120° frei.

Schrifttum

- Neidhardt, P.: Farbfernseh-Bildwiedergabe mit der „Bananen“-Röhre. Elektron. Rdsch. Bd. 16 (1962) Nr. 2, S. 61-64

Grenzwellenlängen-Aufzeichnungsverfahren bei Heim-Tonbandgeräten

DK 681.84.083.8

Die Aufzeichnungstechnik von Heim-Tonbandgeräten war in den letzten Jahren durch eine ständige Steigerung der Informationsdichte gekennzeichnet. Dabei waren es vor allem wirtschaftliche Gründe, die zur Aufzeichnung mit immer kleineren Bandgeschwindigkeiten geführt haben. Neben grundsätzlichen physikalischen Voraussetzungen, die zur Aufzeichnung kleiner Wellenlängen notwendig sind, kommt unter den Betriebsdaten besonders dem Vormagnetisierungsstrom (Arbeitspunkt) und der Signalstromamplitude (Aussteuerung) große Bedeutung zu.

1. Konventioneller Arbeitspunkt

Als Fortsetzung von Untersuchungen über den Aufzeichnungsmechanismus bei Heim-Tonbandgeräten [1] wird im folgenden über Möglichkeiten einer Steigerung der Informationsdichte durch geeignete Wahl der Betriebsdaten berichtet. Als Versuchsbedingungen waren gegeben: Bandgeschwindigkeit $v = 4,75$ cm/s, Bandtyp „LGS 26/110211“, Vormagnetisierungsfrequenz 75 kHz. Es wurde ein Viertelspur-Hör-Sprechkopffpaar (Spurbreite 1 mm) mit 10 μ m Sprechspaltbreite und 2,5 μ m Hörspaltbreite benutzt. Dabei handelte es sich um Magnetköpfe vom Ringtyp, die besonders für die Bandgeschwindigkeit 4,75 cm/s dimensioniert waren. Setzt man voraus, daß die gegebenen Versuchsbedingungen den allgemeinen theoretischen Überlegungen über den Aufsprechvorgang mit einem Ringkopf entsprechen, dann sind nur noch der Arbeitspunkt und die Aussteuerung zu überprüfen und der Aufgabenstellung anzupassen.

Als Arbeitspunkt bezeichnet man den für die maximale Empfindlichkeit des Bandes erforderlichen Vormagnetisierungsbedarf des Sprechkopfes. Er hängt daher eng mit dem Begriff der Bandempfindlichkeit $E_B = \varphi(I_{HF})/I_{NF} = \text{const}$ zusammen. Durch eine Messung wird derjenige Vormagnetisierungsstrom I_{HF} des Sprechkopfes ermittelt, mit dem sich bei konstanter Signalstromamplitude und -frequenz über Band ein EMK-Maximum im Wiedergabekopf ergibt.

Der Arbeitspunkt hängt von der aufzeichnenden Wellenlänge λ der Signalfrequenz f ab. Die konventionelle Arbeitspunktbestimmung geht jedoch nicht von der Wellenlänge aus, sondern bezieht sich auf die Frequenz des Übertragungsbereiches, die dem Gipfelpunkt der EMK-Frequenzkurve entspricht. Nach DIN 45 512 ist die Messung mit 1 kHz durchzuführen. Der dabei ermittelte Vormagnetisierungsstrom kann bei 5 kHz überprüft und zum Ausgleich von Band- und Wellenlängenunterschieden mit dem Faktor 1,25 korrigiert werden, da der im Arbeitspunkt erforderliche Vormagnetisierungsstrom bei kleineren Wellenlängen des Signals sinkt. Bei der Arbeitspunktmessung soll der Signalstrom mit einem ausreichenden Sicherheitsabstand unter dem zur Vollaussteuerung des Bandes erforderlichen Wert liegen.

Bild 1 zeigt die Empfindlichkeitskurven für vier verschiedene Wellenlängen. Da-

bei ist die im Wiedergabekopf induzierte Spannung als Funktion des Vormagnetisierungsstroms in willkürlichen Einheiten dargestellt. Da der Signalstrom bei den vier Kurven den gleichen Wert hat, geben diese Kurven bereits erste Anhaltspunkte für den zu erwartenden Frequenzgang bei niedriger Aussteuerung des Bandes. Mit anderen Bandtypen wird man natürlich andere Empfindlichkeitskurven erhalten. Durch Normung der Bänder werden jedoch bei gleichen Betriebsdaten gleiche

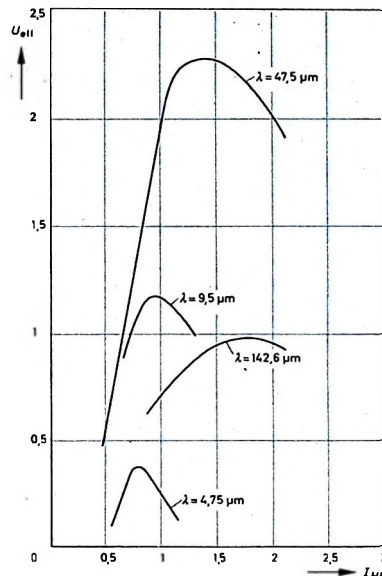


Bild 1. Empfindlichkeitskurven für vier verschiedene Wellenlängen ($\lambda_{HF} = 0,63$ mm, $I_{NF} = \text{const}$)

elektroakustische Bänderigenschaften angestrebt, denn nur dann lassen sich Bänder verschiedener Herkunft auf demselben Gerät ohne Qualitätseinbußen verwenden.

Aus Bild 1 ist ersichtlich, daß die Empfindlichkeitsmaxima mit kleiner werdender Wellenlänge sich als spitzere Kuppen ausbilden. Die Auswirkungen von Arbeitspunktabweichungen nehmen daher bei kleineren Wellenlängen zu [2]. Die Differentialkurven von Bild 1 geben keine Hinweise für einen Arbeitspunkt, der dem gesamten Übertragungsbereich in optimaler Weise gerecht werden könnte; der konventionelle Arbeitspunkt stellt wegen der starken Bandflußdämpfung für kleine Wellenlängen, zum Beispiel $\lambda = 4,75$ μ m, keine günstige Lösung dar. Zwar kommt es aus Gründen der Dynamik darauf an, einen hohen remanenten Bandfluß für die kleinste Wellenlänge zu erreichen, jedoch würde ein auf deren Empfindlichkeitsmaximum gelegter Arbeitspunkt starke Pegelverluste im mittleren Wellenlängenbereich zur Folge haben. Außerdem wäre wegen der mit verringertem Vormagnetisierungsstrom zunehmenden nichtlinearen Verzerrungen (beson-

ders bei großen Wellenlängen) eine Reduzierung des Signalstroms erforderlich. Daher liegt es nahe, eine Unterteilung des Frequenzbereiches und eine Zuordnung der Teilbereiche zu verschiedenen Arbeitsspalten und Arbeitspunkten anzustreben.

Diese Überlegungen führten, wie man der Patentliteratur entnehmen kann, zur Entwicklung zahlreicher Mehrspaltenanordnungen. Es wurde beispielsweise vorgeschlagen, die Spalte, bezogen auf die Bandlaufrichtung, sowohl hintereinander als auch nebeneinander anzuordnen. Vor- und Nachteile derartiger Anordnungen sollen hier nicht diskutiert werden, es sei nur darauf hingewiesen, daß solche Anordnungen sich aus verschiedenen Gründen bei Heim-Tonbandgeräten bisher nicht durchsetzen konnten.

Das durch Bild 1 dargestellte Ergebnis läßt einen wichtigen, wenn auch negativen Schluß zu: Der konventionelle Arbeitspunkt bildet keine hinreichende Voraussetzung zur Festlegung der elektroakustischen Eigenschaften eines Heim-Tonbandgerätes, das für hohe Informationsdichten ausgelegt werden soll. Aus den Kurven für maximale Empfindlichkeit läßt sich vor allem nicht die mit kleiner werdender Wellenlänge sich ändernde Wechselwirkung zwischen Signalstromamplitude und Vormagnetisierungsstrom erkennen. Zur Klärung der Zusammenhänge werden im Abschnitt 3 die bei großen Wellenlängen üblichen dynamischen Kennlinien [3] für den hier interessierenden Übertragungsbereich, insbesondere auch für Wellenlängen $\lambda \leq 5$ μ m, ermittelt, aus denen sich weitere Hinweise für die Arbeitspunktfestlegung ergeben.

2. Vollaussteuerung des Bandes

Der Bandfluß dient als rein physikalische Größe zur Bewertung der Aussteuerbarkeit eines Bandes. Die Festlegung bezüglich der Aussteuerbarkeit bezieht sich dabei auf eine Wellenlänge, die noch keinen merklichen Abfall des äußeren Bandflusses ergibt. Eine ausreichend große Wellenlänge ist beispielsweise $\lambda = 142,6$ μ m, die auch nach DIN 45 513, Blatt 5, im Entwurf für das DIN-Bezugsband 4,75 vorgesehen ist. Die Vollaussteuerung wird durch einen kubischen Klirrfaktor der Aufzeichnung von $k_2 = 5\%$ definiert, der den Qualitätsanforderungen bei Heim-Tonbandgeräten entspricht.

Für die folgenden Überlegungen ist es wichtig, auf einen Umstand besonders hinzuweisen: Der Bandfluß bei Vollaussteuerung entspricht nicht der Sättigung des Bandes. Hier soll jedoch der äußere Bandfluß bei Sättigung des Bandes in Abhängigkeit von der Wellenlänge als Qualitätskriterium für Bänder in die Betrachtung mit einbezogen werden. Da etwaige Verzerrungen der Aufzeichnung bei den höchsten Frequenzen des Übertragungsbereiches die Qualität nicht entscheidend beeinflussen, läßt sich durch eine spezialisierte Festlegung der Betriebsdaten ein optimaler äußerer Bandfluß für den Hörfrequenzbereich erreichen, ohne die mitt-

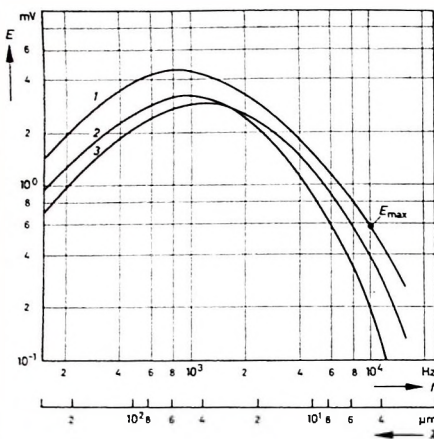


Bild 2. EMK-Kurven: 1 EMK-Maximumkurve bei Bandsättigung; 2 konventioneller 1-kHz-Arbeitspunkt bei Vollaussteuerung ($k_{3,333 \text{ Hz}} = 5\%$); 3 Grenzwellenlängen-Arbeitspunkt ($4,75 \mu\text{m}$, $k_{3,333 \text{ Hz}} = 5\%$)

leren und tiefen Frequenzen erheblich zu benachteiligen.

Im Bild 2 sind die Meßergebnisse dargestellt. Die EMK-Maximumkurve 1 entspricht dem äußeren sich über den Wiedergabekopf schließenden Bandfluß bei Aussteuerung des Bandes bis zur Sättigung. Verzerrungen sind hierbei nicht berücksichtigt. Zur Beurteilung der Höhengewinn des Bandes wird der Maximalwert der Sättigungskurve bei der angestrebten kleinsten Grenzwellenlänge λ_G herangezogen (Meßwert E_{max}). Für die Grenzwellenlänge gilt

$$\lambda_G = \frac{v}{f_G}$$

Darin bedeutet v die Bandgeschwindigkeit und f_G die Grenzfrequenz. Die vorliegenden Untersuchungen beziehen sich im besonderen auf die Grenzwellenlänge $\lambda_G = 4,75 \mu\text{m}$.

Im Gegensatz zur Kurve 1 sind die beiden weiteren Kurven im Bild 2 bei Vollaussteuerung des Bandes ($k_3 = 5\%$, $f = 333 \text{ Hz}$) aufgenommen. Der Vergleich einer Aufnahme im 1-kHz-Arbeitspunkt (Kurve 2, $\lambda = 47,5 \mu\text{m}$) mit einer nach dem Abschnitt 3 besprochenen Grenzwellenlängen-Verfahren (Kurve 3) zeigt den möglichen Höhengewinn durch spezifizierte Betriebsdaten des Sprechkopfes. Die dargestellte Hörfopf-EMK ist ein Maß für den äußeren Bandfluß.

3. Grenzwellenlängen-Aufzeichnungsverfahren

Durch die spezifizierte Festlegung des Arbeitspunktes und der Aussteuerung soll auch unter den extremen Bedingungen, wie sie bei der Aufzeichnung von hohen Informationsdichten auftreten, ein Optimum an elektroakustischen Eigenschaften erreicht und außerdem ein linearer Zusammenhang zwischen remanenter Bandinduktion und Signalstromamplitude sichergestellt werden. Die wichtigste physikalische Größe des Aufzeichnungsmechanismus ist die aufgezeichnete Wellenlänge. Im Bereich hoher Informationsdichten treten neue Wechselwirkungen infolge veränderter physikalischer Randbedingungen auf:

1) Die aufgezeichnete Wellenlänge wird gleich oder kleiner als die Schichtdicke,

2) die aufgezeichnete Wellenlänge unterschreitet die Sprechspaltbreite,

3) die aufgezeichnete Wellenlänge hat die gleiche Größenordnung wie der Abstand Magnetschicht – Kopfspiegel.

Diese gegenüber der quasistationären Aufzeichnung großer Wellenlängen veränderten Voraussetzungen verursachen eine wellenlängenabhängige Abstandsämpfung.

Eine Verbesserung der Aufzeichnung kleiner Wellenlängen ergibt sich durch Verbesserung der Oberflächenglätte der Bänder und durch Verringerung der Schichtdicke bei gleichbleibendem Oxydgehalt. Das bei den Untersuchungen verwendete Band „LGS 26/110211“ kann man in dieser Beziehung als repräsentativ für den derzeitigen Stand der Technik ansehen. Wegen der niedrigen Aufsprechempfindlichkeit bei größeren Wellenlängen [1] wurde auf die Verwendung eines extrem kleinen Sprechspaltes verzichtet.

Die dynamischen Kennlinien liefern eine unmittelbare Aussage über Dynamik und Verzerrung der Aufzeichnung bei großen Wellenlängen. Die Hörfopfspannung wird dabei als Funktion der Signalstromamplitude als Kennlinie

$$U_{\text{HK}} = \varphi(I_{\text{NF}})_{I_{\text{HF}} = \text{const}} \quad \text{mit der Steilheit} \\ S = \left(\frac{U_{\text{HK}}}{I_{\text{NF}}} \right)_{I_{\text{HF}} = \text{const}} \quad \text{dargestellt.}$$

Bild 3 zeigt die Kennlinien für drei typische Wellenlängen des hier interessierenden Übertragungsbereiches: $\lambda = 142,6 \mu\text{m}$ ($f = 333 \text{ Hz}$); $\lambda = 47,5 \mu\text{m}$ ($f = 1 \text{ kHz}$) und $\lambda = 4,75 \mu\text{m}$ ($f = 10 \text{ kHz}$). Für

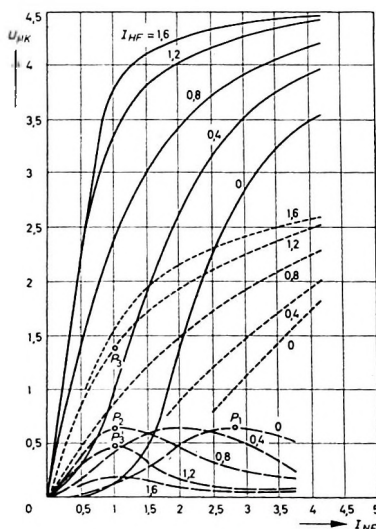


Bild 3. Dynamische Aussteuerungskennlinien für die NF-Wellenlängen und fünf verschiedene Vormagnetisierungsströme (..... = $142,6 \mu\text{m}$, $f = 333 \text{ Hz}$; — = $47,5 \mu\text{m}$, $f = 1 \text{ kHz}$; — — — = $4,75 \mu\text{m}$, $f = 10 \text{ kHz}$)

jede Wellenlänge wurden fünf Kennlinien bei verschiedenen konstanten Werten des Vormagnetisierungsstroms ermittelt.

Die Kennlinien für die Wellenlänge $\lambda = 4,75 \mu\text{m}$ haben infolge der wellenlängenabhängigen Abstandsämpfung eine neuartige Charakteristik. Während die Kennlinien der großen Wellenlängen bei Sättigung der Magnetschicht praktisch horizontal verlaufen, tritt bei $\lambda = 4,75 \mu\text{m}$ mit

zunehmender Signalstromamplitude ein Spannungsmaximum mit anschließendem Abfall auf. Mit kleiner werdender Wellenlänge konzentriert sich der äußere Fluß immer stärker auf die Oberfläche der Schicht. Obwohl die Magnetisierungsrichtung der Schichtoberfläche hauptsächlich durch eine Querkomponente des Spaltfeldes bestimmt wird [4], konnte der gleiche Kennlinienverlauf für $\lambda = 4,75 \mu\text{m}$ auch bei Verwendung eines Sprechkopfes mit $2 \mu\text{m}$ Spaltbreite beobachtet werden. Die Dämpfung des äußeren Bandflusses bei kleinen Wellenlängen ist auf eine inhomogene Magnetisierung der wirksamen Teilschicht zurückzuführen, die Phaseninterferenzen bei der Abtastung zur Folge hat.

Zur Festlegung der Betriebsdaten des Sprechkopfes und zur Beurteilung der Höhengewinnlichkeit von Bändern wurde folgendes Meßverfahren entwickelt:

1) Über die Hörfopfspannung U_{HK} wird der bei vorgegebener Grenzwellenlänge λ_G mögliche optimale äußere Bandfluß ermittelt (Meßpunkt P_1 im Bild 3 und E_{max} im Bild 2).

2) Durch Änderung des Vormagnetisierungsstroms und der Signalstromamplitude wird der Meßpunkt P_2 aufgesucht und die zugehörige Signalstromamplitude als Vollaussteuerung des Bandes festgelegt.

3) Durch Erhöhung der HF-Vormagnetisierung wird der Vormagnetisierungsstrom ermittelt, bei dem sich für $f = 333 \text{ Hz}$ der kubische Klirrfaktor $k_3 = 5\%$ ergibt. Der Meßpunkt P_3 liefert die zugehörige Hörfopfspannung für 333 Hz ($\lambda = 142,6 \mu\text{m}$), P_3' die für 10 kHz ($\lambda_G = 4,75 \mu\text{m}$). Der zu P_2 und P_3' gehörige Vormagnetisierungsstrom wird als Arbeitspunkt festgelegt.

Das Grenzwellenlängen-Aufzeichnungsverfahren ergibt bei gleichmäßiger Ausnutzung der Speichermöglichkeit des Bandes eine verbesserte Höhengewinnlichkeit und damit einen verbesserten Betriebsgeräuschabstand. Es ist für Grenzwellenlängen $\lambda_G \leq 5 \mu\text{m}$ grundsätzlich anwendbar und begünstigt eine nach der Amplitudenstatistik der natürlichen Klänge von Musikstücken mögliche stärkere Verlagerung der Entzerrung auf die Aufnahmezeit. Bei verringerter Gesamtentzerrung erhält man insbesondere einen Bandflußgewinn in dem für den Geräuschabstand entscheidenden Frequenzbereich zwischen 2 und 8 kHz. Außerdem wurden mit dieser Technik gute Erfahrungen bei der Untersuchung der Einflüsse verschiedener magnetischer Parameter auf die elektroakustischen Eigenschaften der Tonbänder gemacht.

Schrifttum

- [1] Christian, E.: Zur Aufzeichnungstechnik bei Heim-Tonbandgeräten. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 1, S. 6-8
 - [2] Mc Knight, J. G.: The effect of bias amplitude on output at very short wavelengths. J. Audio Engng. Soc. (1961) Nr. 2, S. 98-102
 - [3] Winckel, F.: Technik der Magnet-speicher. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1960, Springer-Verlag
 - [4] Nottebohm, H.: Das Feld des Sprechkopfes von Magnettongeräten. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) Nr. 11, S. 306-307
- Nottebohm, H.: Eigenschaften des Sprechkopf-Feldes von Magnettongeräten. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) Nr. 12, S. 335-337

Die Anwendung von Anodendrosseln in der Verstärker- und Impulstechnik

ELEKTRONIK-
INGENIEUR

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 4, S. 114

DK 621.375.018.756:621.375.121

2.4.1 Obere Grenzfrequenz des L-kompensierten Verstärkers

Die Bedingung für die Berechnung der oberen Grenzfrequenz lautet

$$\frac{|\Re(\xi^*)|}{|\Re(0)|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (43)$$

Aus Gl. (40) erhält man unter Beachtung von Gl. (43) für f_o^*/f_o den Ausdruck

$$\left(\frac{f_o^*}{f_o}\right)^2 = \frac{2(1+\delta)^2}{1 - 2\alpha(\alpha+1) - \alpha^2 \cdot \delta(\delta+4) + \sqrt{[1 - 2\alpha(\alpha+1) - \alpha^2 \cdot \delta(\delta+4)]^2 + 4\alpha^2(\delta+1)^2}} \quad (44)$$

f_o^* ist die obere Grenzfrequenz der L-kompensierten Stufe für $\delta > 0$.

2.4.1.1 $\alpha = 0, \delta > 0$

Hier handelt es sich um die obere Grenzfrequenz einer nichtkompensierten Verstärkerstufe, in der R_t^* nicht gegen R vernachlässigt werden kann. Aus Gl. (44) ergibt sich für $\alpha = 0$

$$f_o^* = (1+\delta) f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \left(1 + \frac{R}{R_t^*}\right),$$

$$f_o^* = \frac{1}{2\pi \cdot C} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_t} + \frac{1}{R_g}\right) \quad (45)$$

Ist $R_t^* \gg R$, so folgt aus Gl. (45)

$$f_o^* = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = f_o$$

Die obere Grenzfrequenz der nichtkompensierten Verstärkerstufe ist für $\delta > 0$ durch die parasitäre Kapazität C und die Parallelschaltung der Widerstände R , R_t und R_g bestimmt.

2.4.1.2 $\alpha = 1/4, \delta = 0$

Hierbei handelt es sich um die obere Grenzfrequenz einer kritisch kompensierten Verstärkerstufe. Aus Gl. (44) folgt

$$f_o^* = \sqrt{2} f_o = 1,414 f_o \quad (46)$$

Die obere Grenzfrequenz f_o^* der kritisch kompensierten Verstärkerstufe ($\alpha = 1/4, \delta = 0$) ist gleich der $\sqrt{2}$ -fachen oberen Grenzfrequenz f_o der nichtkompensierten Verstärkerstufe.

2.4.2 Flachster Verlauf der relativen Verstärkung

Der Parameter α soll in Abhängigkeit vom Parameter δ so berechnet werden, daß die Verstärkung den flachsten Verlauf hat. Wählt man in Gl. (40) $\alpha \cdot \xi^2 \ll 1$ und vernachlässigt das Glied $\alpha^2 \cdot \xi^4$, so bleibt

$$\frac{|\Re(\xi)|}{R} = \sqrt{\frac{1 + \alpha^2 \cdot \xi^2}{(1+\delta)^2 \left[1 + \frac{(\alpha^2 \cdot \delta^2 + 1 - 2\alpha) \xi^2}{(1+\delta)^2}\right]}} \quad (47)$$

Stimmen die Koeffizienten von ξ^2 im Zähler und Nenner überein, dann sind in Gl. (47) Zähler und Nenner gleich, und für den durch $\alpha \cdot \xi^2 \ll 1$ festgelegten Frequenzbereich bleiben $|\Re(\xi)|$ und die Verstärkung in einem verhältnismäßig breiten Frequenzbereich konstant. Die Bedingung für die Gleichheit der Koeffizienten von ξ^2 in Gl. (47) lautet

$$\alpha^2(1+2\delta) + 2\alpha - 1 = 0 \quad (48)$$

Nach Auflösung dieser quadratischen Gleichung erhält man

$$\alpha = \frac{\sqrt{2(1+\delta)} - 1}{1 + 2\delta} \quad (49)$$

als Bedingung für den flachsten Verstärkungsgang.

Prüft man Gl. (49) an dem Spezialfall $\delta = 0$, so ergibt sich

$$\alpha = \sqrt{2} - 1 = 0,414 \quad (50)$$

Die relative Verstärkung für $\delta = 0$ und $\alpha = 0,414$ ist im Bild 12 (s. Nr. 4/1962, S. 114) dargestellt. Man erkennt, daß für $\alpha = 0,414$ die Verstärkung den flachsten Verlauf hat.

2.4.3 $|\Re(\xi = 1 + \delta; \alpha)| = |\Re(\xi = 0; \alpha = 0)|$ für $\alpha = \alpha(\delta)$

Bei der oberen Grenzfrequenz $f_o^* = (1+\delta) f_o$ (das heißt $\xi = 1 + \delta$) der nichtkompensierten Verstärkerstufe soll die relative Verstärkung der L-kompensierten Verstärkerstufe mit der relativen Verstärkung der nichtkompensierten Verstärkerstufe bei niedriger Frequenz ($\alpha = 0$) verglichen werden. Dabei soll für einen bestimmten Parameterwert $\alpha = \alpha(\delta)$ folgende Bedingung erfüllt sein:

$$\frac{|\Re(\xi = 1 + \delta; \alpha)|}{|\Re(\xi = 0; \alpha = 0)|} = 1 \quad (51)$$

Setzt man Gl. (40) in Gl. (51) ein, so folgt nach einer kurzen Rechnung für α die Bedingungsgleichung

$$\alpha^2 \cdot \delta^2 - 2\alpha + 1 = 0 \quad (52)$$

mit der Lösung

$$\alpha = \frac{1}{1 + \sqrt{1 - \delta^2}} \quad (53)$$

Für diesen α -Wert ist die Bedingung Gl. (51) erfüllt. Dabei ist zu bemerken, daß Gl. (53) nur für $\delta \leq 1$ eine reelle Lösung hat.

Bild 12 enthält auch die relative Verstärkung $\frac{|\Re(\xi)|}{R}$ für $\delta = 0$.

Man sieht, daß für $\xi = 1$ (das heißt $\delta = 0$) Gl. (51) für $\alpha = 0,5$ erfüllt ist. Das folgt auch unmittelbar aus Gl. (53). In Tab. I sind das pro-

Tab. I. Überspringen, Verkürzung der Anstiegszeit und Erhöhung der oberen Grenzfrequenz für einige Spezialfälle

α	χ [%]	ϱ	f_o^*/f_o	Charakteristik
0,25	0	1,43	1,414	kritische Dämpfung
0,34	1,0	1,70	1,61	konstante Verzögerung
0,414	3,8	1,90	1,72	flachster Verstärkungsgang
0,5	6,5	2,0	1,80	$\frac{ \Re(\xi = 1; \alpha) }{ \Re(\xi = 0; \alpha = 0) } = 1$ für $\delta = 0$

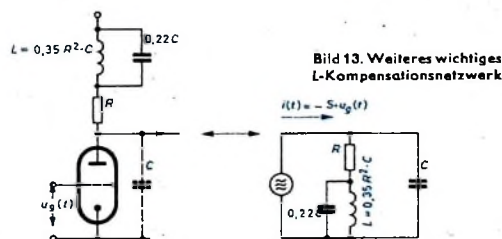


Bild 13. Weiteres wichtiges L-Kompensationsnetzwerk

zentuale Überspringen χ , die Verkürzung der Anstiegszeit ϱ und die Erhöhung f_o^*/f_o der oberen Grenzfrequenz für die in den Abschnitten 2.4.1 bis 2.4.3 behandelten Spezialfälle für $\delta = 0$ zusammengestellt [1]. Ein weniger häufig angewandtes L-Kompensationsnetzwerk und das

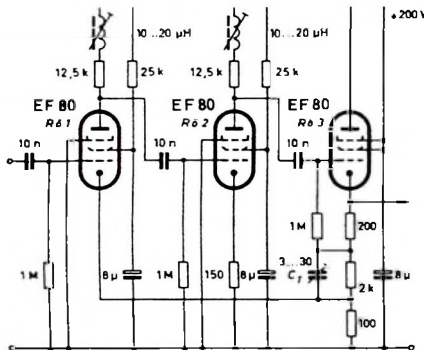
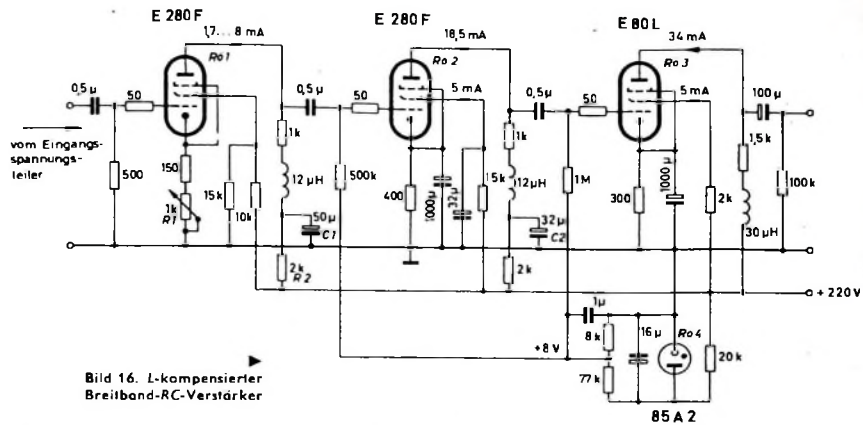
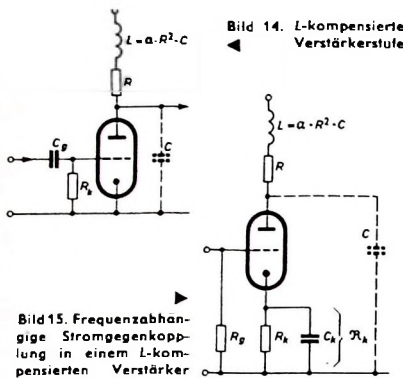


Bild 17. Prinzip des L-kompensierten A1-Breitbandverstärkers

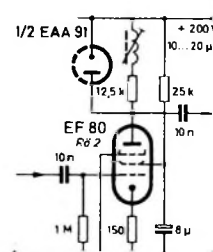


Bild 18. Änderung der zweiten Stufe des A1-Verstärkers nach Fairstein

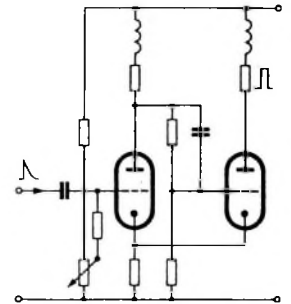


Bild 19. L-kompensierter Schmitt-Trigger

dazugehörige Strom-Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen zeigt Bild 13. Dabei ist $R_i^* \gg R$ angenommen. Mit der angegebenen Dimensionierung erreicht man eine Verkürzung der Anstiegszeit von $\varrho = 1,7$ bei einem prozentualen Überspringen von $\chi = 1\%$ [1].

3. Anwendung der L-Kompensation

Die L-Kompensation findet wegen des geringen Aufwandes und der merklichen Erhöhung der oberen Grenzfrequenz bei gleichzeitig verkürzter Anstiegs- und Verzögerungszeit breite Anwendung in der Verstärker- und Impulstechnik. Es erhebt sich nun die Frage, wie groß man α und damit L für die verschiedenen Verstärkertypen maximal wählen darf. In Impulsverstärkern ($R_i^* \gg R$) soll $\alpha = \sqrt{2} - 1 = 0,414$ nicht überschritten werden [3]. Für wachsendes α steigt nach Tab. 1 beziehungsweise Bild 10 das prozentuale Überspringen χ schneller an als die Verkürzung der Anstiegszeit.

Bei Oszillografenverstärkern soll wegen der erforderlichen formtreuen Impulsübertragung α zwischen 0,3 und 0,36 liegen. Meistens wählt man $\alpha = 0,34$. In diesem Fall bleibt die Verzögerungszeit in einem ziemlich großen Frequenzbereich konstant [3]. Soll kein Überspringen auftreten, dann ist $\alpha = 0,25$ zu wählen.

3.1 Einige Beispiele L-kompensierter RC-Verstärker

Die einfachste L-kompensierte Verstärkerstufe zeigt Bild 14. Mit frequenzabhängigen Gegenkopplungen läßt sich die obere Grenzfrequenz L-kompensierter Verstärker weiter erhöhen. Besonders einfach ist die frequenzabhängige Stromgegenkopplung (Bild 15). In dieser Schaltung wird mit steigender Frequenz die Impedanz R_k und damit auch die Stromgegenkopplung kleiner. Mit abnehmender Stromgegenkopplung steigt die Verstärkung, wodurch sich auch die obere Grenzfrequenz erhöht.

Bild 16 zeigt eine L-kompensierte Breitband-RC-Verstärkerschaltung unter Verwendung der Langlebensdaueröhren E 280 F und E 80 F [4]. Die erste Verstärkerstufe weist zusätzlich zur L-Kompensation eine Strom- und Schirmgittergegenkopplung auf. Durch Änderung des Katodenwiderstandes R_1 der ersten Stufe wird die Verstärkung geändert. Die HF-Eigenschaften der zweiten Stufe sind durch L-Kompensation verbessert. Die Ausgangsstufe Ro 3 hat L-Kompensation und Schirmgittergegenkopplung.

Durch Einbau von Anodendrosseln in die erste und zweite Stufe des von Elmore und Sands [5] angegebenen A1-Verstärkers entstand der im Bild 17 dargestellte Breitband-RC-Verstärker. Er besteht aus zwei L-kompensierten Katodenbasistufen und einer Anodenbasis-Ausgangsstufe. Ro 2 ist frequenzunabhängig stromgegenggekoppelt. Eine frequenzabhängige Gegenkopplung führt von einem Teilwiderstand des Katodenwiderstandes von Ro 3 zur Katode von Ro 1. Eventuelles Überspringen eines Rechteck-Testimpulses kann leicht durch entsprechende Einstellung des Trimmers C_T verhindert werden.

Für hohe Ausgangsspannungen ist die von Fairstein [6] angegebene Abänderung des A1-Verstärkers besonders vorteilhaft (Bild 18). Dabei liegt parallel zum L-Kompensationsnetzwerk von Ro 2 eine Diode, die bei hohen Ausgangsspannungen das Überspringen der Ausgangsspannung über die Betriebsspannung U_b verhindert. Ist die Ausgangsspannung U_a niedriger als U_b , so ist die Diode gesperrt und ihr innerer Widerstand groß gegenüber dem Arbeitswiderstand. Der innere Widerstand der Diode kann in diesem Fall vernachlässigt werden. Bei $U_a > U_b$ führt die Diode dagegen Strom, und der Anodenkreis wird so stark bedämpft, daß praktisch kein Überspringen über U_b auftritt.

3.2 Anwendung der L-Kompensation in der Impulstechnik

In der Impulstechnik wird die L-Kompensation überall dort angewandt, wo mit geringem Aufwand eine Verkürzung der Anstiegs- und Verzögerungszeit erreicht werden soll. Von den vielen Anwendungsmöglichkeiten der L-Kompensation sei hier nur der L-kompensierte Schmitt-Trigger erwähnt, dessen Umschaltzeit sich durch L-Kompensation in den beiden Anodenkreisen verkürzen läßt (Bild 19).

Th.

Weiteres Schrifttum

- [1] ● Serly, S.: Electron-tube circuits. New York 1958, McGraw-Hill
- [2] ● Czech, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Berlin 1959, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
- [3] Guber, W.: Spezial-Verstärkeröhren für die industrielle mobile und apparative Technik. Elektronik Bd. 8 (1959) Nr. 6, S. 173–178
- [4] ● Elmore, W. C., u. Sands, M.: Electronics. New York 1949, McGraw-Hill
- [5] Fairstein, E.: Improving the linearity of pulse amplifiers. Rev. Sci. Instr. Bd. 25 (1954) Nr. 11, S. 1134–1135
- [6] Bedford, A. V., u. Fredendall, G. L.: Transient response of multistage video-frequency amplifiers. Proc. IRE Bd. 27 (1939) S. 277

Licht als Nachrichtenträger

DK 535-2:621.39

Der steigende Nachrichtenaustausch erfordert immer mehr Fernsprechanäle und immer breitere Übertragungsbänder. Daher bemüht man sich um die Erschließung immer kürzerer Wellenlängen, denn je höher die Frequenz, um so mehr Kanäle lassen sich in einem Band unterbringen. Als Extremum würde das Licht als Trägerwelle eine ideale Lösung des Problems der bisherigen Kanalknappheit ermöglichen und sehr hohe Kanalanzahlen erreichen lassen. Nachrichteningenieur der USA haben errechnet, daß die Nachrichtendichte im Jahre 1970 auf etwa 20 000 Sprechkanäle angewachsen sein wird. Unter Zugrundelegung von $5 \cdot 10^4$ bit/s für hochwertige Puls-Code-Modulation (PCM) ergibt sich dafür eine Kanalkapazität von 10^8 bit/s je Weitverkehrs-telefonkanal, während man mit den heutigen Mikrowellensystemen höchstens 10^5 bit/s erreichen kann. Im Bereich des sichtbaren Lichtes ($4 \cdot 10^{14}$... $7,5 \cdot 10^{14}$ GHz) ließen sich einige hunderttausend Millionen Sprechkanäle oder mehr als 50 Millionen Fernsehkanäle unterbringen. Eine erste verwendbare Lösung bietet sich hier mit dem „Laser-Prinzip“ an.

Was ist ein Laser?

Die Fortschritte auf dem Gebiete der Halbleiterforschung führten zu einer Reihe wichtiger Entdeckungen, die unter anderem auch für die Nachrichtentechnik von großer Bedeutung werden können. Eine davon ist der molekulare Mikrowellenverstärker, der sogenannte Maser. Eine Spezialform ist der von Bell entwickelte optische Maser, der sogenannte Laser (Light amplification by stimulated emission of radiation = Lichtverstärkung durch induzierte Emission von Strahlung). Maser und Laser sind elektronische Verstärker, die den Energiezustand von Atomen oder Molekülen ausnutzen, wobei sie sich nur durch die Wellenlänge unterscheiden. Ihre besonderen Vorteile liegen darin, daß sie sich für sehr hohe Frequenzen eignen, sehr rauschfrei sind und in einem weiten Temperaturbereich unverändert gut arbeiten, was speziell für Raumfahrtprojekte wichtig ist. Sie lassen sich aber nicht nur als Verstärker, sondern auch als Oszillatoren einsetzen, wobei sie vollkommen oberwellenfrei nur eine einzige Frequenz erzeugen.

Der erste von Schawlow und Townes 1958 vorgeschlagene, von den Bell Lab. und den Hughes Research Lab. entwickelte optische Maser war der Rubin-Laser, dessen Wirkungsweise im folgenden kurz erläutert werden soll. Es gibt auch noch andere Laser-Arten, die aber alle im wesentlichen nach dem gleichen Prinzip arbeiten.

Das Prinzip des Rubin-Lasers

Der Rubin-Laser stellt den ersten Versuch dar, kohärentes Licht¹⁾ zu erzeugen und als Nachrichtenträger zu verwenden. Das

¹⁾ Kohärentes Licht sind zusammenhängende Lichtwellen gleicher Wellenlänge, die zueinander in einer bestimmten zeitlich unabhängigen Phasenbeziehung stehen.

Licht eines Lasers ist mindestens 10⁶ mal kohärenter als das von irgendeiner anderen Lichtquelle erzeugte. Es hat aber außerdem den Vorteil, nur minimale Energieverluste durch Streuung zu erleiden, da man den Strahl bis auf weniger als $\frac{1}{4}$ ° bündeln und auf sehr kleine Empfangsantennen ausrichten kann. Infolge der hohen Kohärenz ist auch der Rauschanteil minimal. Theoretisch könnte ein Laserstrahl in 150 000 km Entfernung einen Wirkungsbereich von weniger als 1,5 km Durchmesser erreichen (ein Mikrowellensender würde unter gleichen Voraussetzungen einen Streubereich von 15 000 km haben.)

Bild 1 zeigt das Prinzip des Rubin-Lasers. In einem allseitig verspiegelten, mit Chromatomen gedopten synthetischen Rubinkristall wird durch äußere Anregung ein Lichtstrahl erzeugt, der den Rubin

Nur das Licht, das entlang der Achse zwischen den beiden parallelen Spiegeln hin- und herpendelt, wird verstärkt. Licht, das andere Richtungen einschlägt, verläßt sehr bald den Hohlraum und geht verloren. Einer der Spiegel ist halbdurchlässig, so daß das parallele kohärente Licht als scharfgebündelte, verstärkte Welle austreten kann.

In den Bildern 2 und 3 ist dieser Vorgang näher erklärt. Die Chromatome absorbieren das grüne Pumplicht 1 (Bild 2a) und werden dadurch in einen Zustand höheren Energieniveaus versetzt (c im Bild 3). Die erregten Atome (schraffiert dargestellt) emittieren spontan ein Lichtquant der Frequenz Rot und fallen dabei auf das Zwischenniveau b (Bild 3) zurück. Dieses Phänomen ist auch die Ursache für das Fluoreszieren des Rubins. Fällt nun das von einem anderen Atom emittierte

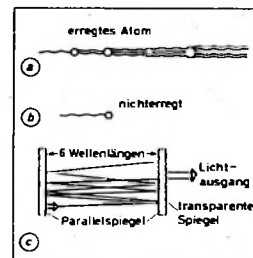


Bild 1. a) Induzierte Strahlungsemission eines Atoms im erregten Energiezustand; die induzierte Welle wird proportional der Anzahl der erregten Atome verstärkt. b) Eine Lichtwelle, die auf ein nicht-erregtes Atom fällt, wird lediglich absorbiert. c) Fabry-Perot-Spiegelhohlraum des Lasers zur Erzeugung von Mehrfachreflexionen

in Richtung der Kristallachse scharf gebündelt verläßt. Den Rubin bringt man dabei im allgemeinen in einem schwingungsfähigen Hohlraum unter. Sind genügend Chromatome durch eine äußere Strahlungsquelle in den Erregungszustand versetzt, so daß die induzierte Lichtemission die Verluste des optischen Hohlraums übersteigt, so entsteht in diesem eine stehende Welle. Die durch induzierte Emission verursachte dauernde Phasenverstärkung führt zu einer Intensitätsverstärkung der Lichtwelle (a), während das nichterregte Atom (b) Licht absorbiert und die Gesamtausgangsleistung reduziert. Die Anregung erfolgt durch eine äußere Energiequelle. Der Vorgang wird analog wie beim Maser mit „Pumpen“ bezeichnet.

Die Versuchsschaltung von Schawlow und Townes im sogenannten optischen Fabry-Perot-Hohlraum ist im Bild 1c dargestellt.

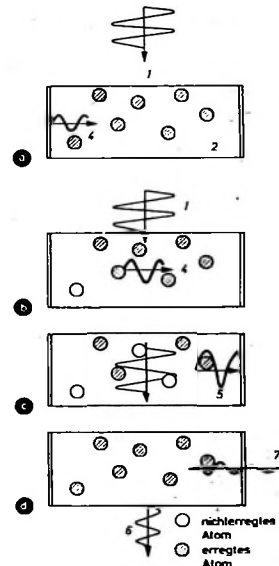


Bild 2. Prinzip des optischen Masers: 1) helles Grünlicht, 2) Rubin, 3) versilberte Oberfläche, 4) Rotlichtwelle, 5) verstärkte Rotlichtwelle, 6) austretendes restliches Grünlicht, 7) Ausgang Rotlicht



Bild 3. Energieniveau-Diagramm mit den drei verschiedenen Energiezuständen a, b, c. Unter Einwirkung einer äußeren Pumpfrequenz f_{ac} wird das Atom aus dem nichterregten Zustand a in den erregten c angehoben; beim Zurückfallen nach b wird dann Rotlicht emittiert

Rotlicht auf ein Chromatom, das bereits ein Lichtquant emittiert hat, so gibt dieses seine noch vorhandene Energie in Form verstärkter Rotstrahlung ab, die in Phase mit dem induzierten Rotlicht ist. Auf diese Weise entsteht eine Verstärkung (Bild 2b). Die Atome, die ihre Energie abgegeben haben (weiße Kreise), fallen auf das niedrigste Energieniveau (a im Bild 3) zurück und müssen erst wieder durch das Pumplicht erregt werden (Bild 2c). Durch mehrmalige Reflexion zwischen den beiden Spiegeln wird eine höhere Verstärkung erreicht (Bild 2d). Das aus dem Transparenzspiegel austretende Rotlicht stellt dann die nutzbare Ausgangsleistung dar.

Diese relativ einfache Ausführung hat aber den Nachteil, daß das grüne Pumplicht sehr lichtstark sein muß, um eine Anregung zu bewirken. Das läßt sich nur impulsmäßig (zum Beispiel durch Blitz-

licht) erreichen. Daher ist eine kontinuierliche Nachrichtenübermittlung noch nicht möglich.

Weitere Laser-Entwicklungen

Amerikanische Firmen, besonders Bell, Hughes und IBM, sind eifrig bemüht, noch wirksamere Laser zu finden, mit denen sich auch ein kontinuierlicher Lichtstrahl erzeugen läßt. Man untersuchte daher Kristalle aus verschiedenen seltenen Erden und Transuranen. So gelang es Dr. Sorokin und Dr. Stevenson beispielsweise, mit einem Uran-III-Kristall bei 2,5 μm im infraroten Wellenbereich und mit einem Samarium-Kristall bei 0,708 μm bei Anregung mit einer Xenonlampe einen sehr scharf gebündelten kontinuierlichen Lichtstrahl mit nur $1/100$ der für Rubin-Laser nötigen Pumpleistung zu erzeugen. In beiden Fällen sind die Kristalle in Kalziumfluoride eingelagert, in denen sie etwa 0,01% der Kalziumionen ersetzen.

Javan und Benett jr. gelang vor kurzem ein Experiment mit einem von ihnen entwickelten sogenannten Gas-Laser, einer Gasentladungsröhre mit einer Mischung aus Helium- und Neongas (Bild 4), durch die ein elektrischer Strom fließt. Diese Anordnung hat den Vorteil,

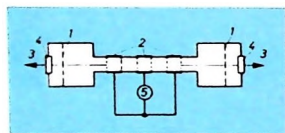


Bild 4. Prinzip des Bell-Gas-Lasers: 1 durchlässige reflektierende Endplatten (im Abstand von 1 m), 2 Elektroden, 3 austretender Lichtstrahl, 4 Fenster, 5 HF-Generator. Die das Gasgemisch enthaltende Glasröhre des Gas-Lasers hat $\approx 1,5$ cm Durchmesser

daß die Energie der inneren Entladung ausreicht, um die Heliumatome (ähnlich den Chromatomen beim Rubin) auf eine hohe Energieebene zu heben (äußere Pumpquellen sind also hierbei nicht erforderlich). Infolge Kollision mit den Neonatomen strahlen die Heliumatome ihre Energie in Form von Infrarotlicht ab. Auch hier kommt die Lichtverstärkung durch mehrmalige Reflexion zwischen den beiden reflektierenden, durchlässigen Endplatten 1 zustande. Da die Atome ihre Energie in verschiedenen Energieebenen abstrahlen können, lassen sich (theoretisch) 30 verschiedene Frequenzen im Bereich 0,9 ... 1,7 μm erzeugen.

Modulation

So erfolgreich und vielversprechend Versuche mit unmoduliertem Licht bisher verliefen, so schwierig ist es jedoch, den Lichtstrahl zu modulieren, da bisher noch keine genügend breitbandigen Detektoren und Modulationssysteme zur Verfügung stehen, die eine Trägerfrequenz von $500 \cdot 10^6$ MHz verarbeiten können; die heutigen Photovervielfacher mit Bandbreiten von einigen hundert Megahertz genügen nicht. Daher werden jetzt spezielle breitbandige Travelling Wave-Systeme, Photoemissionsdetektoren und auch Halbleiter-Photodioden entwickelt.

Man versucht auch, mit dem Gas-Laser amplitudenmoduliertes Licht durch Modulation der Pumpleistung für die Gasentladung zu erhalten. Auch die Anwen-

dung eines elektrischen Feldes zur Modulation durch Ausnutzung des Stark-Effektes²⁾ kann ein gutes Resultat ergeben. Nach anderen Vorschlägen soll die natürliche Frequenz des Hohlraums mittels eines piezoelektrischen Kristalls und eines in seiner Lage veränderbaren Spiegels moduliert werden. Kamirow benutzte in einem Experiment transparente Kristalle aus Kaliumdiwasserstoffphosphat in einem Hohlraumresonator mit der Frequenz 9,25 GHz, um die Geschwindigkeit der Vorwärtswelle des Hohlraums an die des Laser-Lichtes anzupassen. Dabei ergab sich polarisiertes modulierte Licht, das aber noch auf das enge Band von 60 MHz beschränkt blieb. Als Empfänger wurde eine Kerrzelle verwendet. Bereits bei der ersten Konstruktion konnte damit ein einwandfreies Telefongespräch über mehrere Kilometer Entfernung geführt werden.

Praktische Anwendungen und Zukunftsaussichten

Schon die ersten Versuche mit dem Laser brachten die Erkenntnis, daß eine Möglichkeit bietet, mit Trägerfrequenzen im infraroten Teil des Wellenspektrums zu arbeiten. Interessante Anwendungsmöglichkeiten eröffnen sich auch für Laser-Navigationssysteme zur Erforschung des Weltraums, zum Beispiel als Leitstrahlung einer Rakete bis zum Bestimmungsort bei gleichzeitiger Übermittlung von Nachrichten.

Eine weitere Anwendung ist das von Hughes Aircraft entwickelte optische Laser-Radar „Colidar“ (Coherent light detecting and ranging), bei dem ein Rubin-Laser verwendet wird, der einen stark gebündelten Lichtstrahl von nur etwa 1° Streuung erzeugt, den auf der Empfangsseite ein Teleskop mit rotempfindlicher Fernsehkamera aufnimmt (Reichweite 3 km). Ebenso wie beim üblichen Radar benutzt man auch hier die Verzögerungszeit zwischen Signal und Echo zur Entfernungsbestimmung. Die Richtwirkung ist aber dabei bedeutend stärker. Durch optische Filter am Empfänger kann man störendes Sonnenlicht eliminieren, so daß Radarmessungen auch am Tage möglich sind.

Schrifttum

- [1] Dacey, C. G.: Light a new communication medium. Control Engng. Bd. 8 (1961) Nr. 9, S. 147-149
- [2] Scovil, D., Feher, G., u. Seidel, H.: Crystal maser. Phys. Rev. Bd. 105 (1957) S. 762-763
- [3] Malthaner, W. A.: A new concept in telephone communication. Bell Lab. Rec. Bd. 39 (1961) Nr. 2, S. 43-47
- [4] Stitches, M. L., Woodbury, E. J., u. Morse, J. H.: Optical ranging system uses Laser transmitter. Electronics Bd. 34 (1961) Nr. 16, S. 51-53
- [5] Kamirow, P.: Microwave modulation of the electro optic effect in KH_2PO_4 . Phys. Rev. Letters Bd. 6 (1961) Nr. 10, S. 528-530
- [6] Javan, A., Benett, R., u. Herriot, Dr.: Population inversion and continuous optical maser oscillation in a gas discharge containing a He Ne mixture. Phys. Rev. Letters Bd. 6 (1961) Nr. 3, S. 112-114

²⁾ Ein elektrisches Feld führt zur Aufspaltung der Terme (Energiezustandszahl eines Elementes) und damit der Spektrallinien.

Nur noch UHF-Fernsehen in den USA?

Nunmehr hat sich auch ein wissenschaftlicher Berater der Regierung dafür ausgesprochen, daß das gesamte Unterhaltungs-Fernsehen in den UHF-Bereich verlegt wird. Die Washingtoner Regierung ist der Meinung, daß durch 70 verfügbare UHF-Kanäle noch viel mehr Sender in Betrieb genommen werden können, als sich in den 12 amerikanischen VHF-Kanälen placieren lassen.

Für eine Umstellung des amerikanischen Fernsehens auf UHF wird jedoch ein umfangreiches Forschungs- und Entwicklungsprogramm für notwendig gehalten (Kosten 50 ... 70 Mill. Dollar). Grundlage eines „modernen“ UHF-Fernsehens soll von vornherein das Farbfernsehen sein.

Moderne Fernsehen in den USA heißt nach Ansicht der Regierungsfachleute: höhere Bildauflösung, größere Zuverlässigkeit der Geräte und weniger kostspielige Farbfemsempfänger, als zur Zeit erhältlich sind.

Zeilenfreies Fernsehen auch in den USA

Eine Vorrichtung, mit deren Hilfe die Zeilenstruktur des Fernsehbildes bei der Wiedergabe zum Verschwinden gebracht werden kann, ist von der Electronic Tube Division der Westinghouse Electric Corp. (Emira, NY, USA) entwickelt worden. Es handelt sich grundsätzlich um ein Wobbelverfahren. Westinghouse benötigt dazu jedoch eine Bildröhre mit speziellem Elektrodensystem. Offenbar ist in der Röhre ein zusätzliches zweigeteiltes Gitter angebracht, an das die Wobbelspannung gelegt wird. Außerdem ist ein Wobbeloszillator erforderlich, der zwischen Bildröhre und Sockel gesteckt wird. Dieses Verfahren ist gegenüber den in Deutschland bekanntgewordenen verhältnismäßig kompliziert. Es hat jedoch für Bildröhrenfabrikanten den Vorteil, daß Käufer für die eigene Marke gewonnen werden können, wenn sie anlässlich eines Bildröhrenwechsels in einem alten Gerät „zeilenfreies“ Fernsehen wünschen.

Streit um FS-Netzantenne

Eine amerikanische Behörde wirft der Jerrold Electronics Corp. vor, irreführende Angaben in der Werbung für eine neue „Netzantenne für Fernsehempfänger“ gemacht zu haben. Das Verfahren ist noch nicht abgeschlossen. Die Vorrichtung hat die Bezeichnung „TV Receptor“. Nach Angaben des Herstellers soll die Vorrichtung besser als bisher bekannte Zimmerantennen wirken und bessere oder gleich gute Ergebnisse wie Dachantennen bringen. Alle diese Angaben hält die Behörde für falsch. Sie stellt ferner fest, daß der „TV Receptor“ überhaupt keine Antenne im Sinn des Wortes ist, nicht gerichtet, nicht abgestimmt werden kann und das Lichtnetz nicht als Ersatzantenne heranzieht.

Peltier-Elemente zum Kühlen und Wärmen aus Japan

Die japanische Firma Sanyo Electric Co. Ltd. (18, 2-chome, Hondori, Kellhan, Moriguchi-shi, Osaka, Japan) hat die Serienfertigung elektronischer Kühlelemente aufgenommen, die sich den Peltier-Effekt zunutze machen und bereits mit Erfolg in japanischen „Kühlschrank-Portables“ eingesetzt werden. Ein Sanyo-Kühlelement besteht aus zehn gekoppelten Peltier-Zellen. Je nach Typ nimmt ein Element 25, 21, 16 oder 12 A Strom auf. Als Beispiel seien folgende Daten des Kühlelements „STM-1025“ angeführt: Abmessungen 37x43x10,5 mm, Gewicht 65 g, zusammengesetzt aus zehn einzelnen Peltier-Zellen „STE-25“, Strom 25 A, Spannung 1 V, Aluminiumplättchen für die Wärmeleitung, statische Druckfestigkeit 20 kg/cm², Durchschlagfestigkeit zwischen stromführender Leitung und Kapsel 50 V, Wärmefestigkeit 80°C.

QRP-Station für mobilen Betrieb

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1961) Nr. 4, S. 118

9. Aufbau

Für den Aufbau wurde 0,8 mm dickes Weißblech verwendet, das sich sehr gut löten läßt (wegen der verhältnismäßig schlechten Wärmeleitfähigkeit des Eisens auch mit einem kleineren Kolben). Außerdem hat eine Konstruktion aus Weißblech ein gutes Aussehen.

Sendereinstellung zwei getrennte Zeiger übereinander, wodurch – gleiche Spreizung der Bänder vorausgesetzt – eine schnelle Einstellung des Senderoszillators auf die Empfangsfrequenz möglich ist. Auf eine kleine, aber recht nützliche Verbesserung sei noch hingewiesen. Über die Plexiglas-Skalenabdeckung wurde – gleich-

quenzeigenschaften haben und nur wenig zu Vibrationen neigen. Zwischen den einzelnen Senderstufen sind Abschirmwände angebracht, die einlötbare Glasdurchführungen tragen, die einen sehr stabilen Haltepunkt für die Gitterdrossel der folgenden Stufe bilden. Die Spulen von Treiber- und Endstufe wurden ebenfalls steckbar ausgeführt.

Auch die Gleichspannungswandler und der Modulator sind als steckbare Einheiten aufgebaut. Sie werden von der Rückseite in das Gehäuse eingeschoben, die elektrische Verbindung erfolgt über Vielfachstecker. Die Leistungstransistoren sind an den Rückseiten dieser Einschübe montiert, die gleichzeitig die Rückwand des Gerätes bilden und als Kühlfläche für die Transistoren dienen (Bild 10). Um die Wärmeabgabe durch Strahlung noch zu erhöhen, wurden die Rückseiten der Einschübe mit schwarzem Schultafellack gestrichen.

Der Wickelkörper für die Antennenverlängerungsspule L 12 besteht aus Plexiglasrohr von 40 mm Durchmesser und 135 mm Länge. Zum Anschluß der Antennenstäbe an das obere und untere Ende

Bild 6. Blick in die Verdrahtung, Oszillator-Abdeckung abgenommen

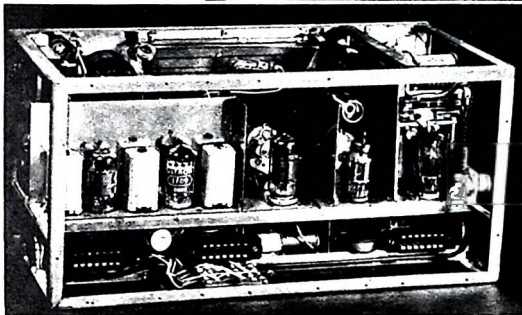
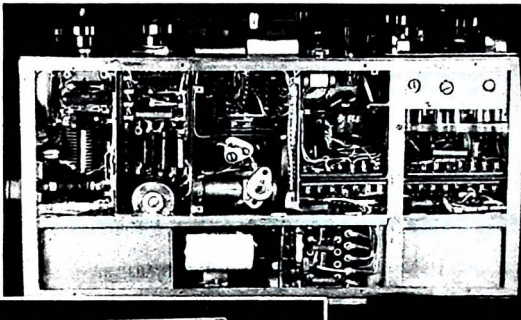


Bild 7. Rückansicht des Gerätes ohne Einschübe

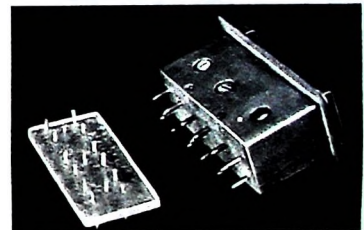


Bild 8. Kompletter HF-Spulenkasten (rechts) und gegossene, aber noch unbearbeitete Spulenplatte (links)

Zunächst werden aus etwa 16 mm breiten Weißblechstreifen Winkel gebogen und daraus ein Gestell zusammengelötet, das die äußeren Begrenzungen des Gerätes bildet und in das man später die einzelnen Teilchassis einbaut (Bilder 6 und 7). Um im HF-Teil des Empfängers Platz zu sparen und eine günstige Leitungsführung zu erreichen, sind die HF-Kreise mit Steckspulen ausgeführt. Die Grundplatten für die Spulen, die gleichzeitig die Steckerstifte tragen, sind aus HF-Gießharz gegossen (Bild 8). Dazu setzt man auf das zuerst angefertigte, mit Buchsen versehene Gegenstück aus Plexiglas eine Pappform und steckt dann die Steckerstifte durch den Boden der Pappform in die Buchsen. Anschließend wird die – vorher mit Wachs getränkte – Form mit Gießharz gefüllt. Auf diese Weise erhält man sehr genau passende Steckverbindungen.

Die Kreisspulen mit den zugehörigen Serien- und Parallelkondensatoren sind in einer Messingbox mit Zwischenwänden untergebracht, die durch eine Öffnung in der Frontplatte eingesteckt wird (Bild 9). Der Dreifachdrehkondensator wurde in Ermangelung einer genügend kleinen handelsüblichen Ausführung aus drei Hopt-Lufttrimmern selbst hergestellt. Der Antrieb erfolgt über eine spielfreie Zahnradübersetzung, die auch die Seilscheibe für den Antrieb des Zeigers betätigt. Auf der Linearskala laufen für Empfänger- und

zeitig als deutliche Trennlinie zwischen Sender- und Empfängerskala – ein schmaler Streifen aus weißem, mattiertem Resopal geklebt. Auf diesem Streifen lassen sich mit einem weichen Bleistift Markierungen anbringen, die es ermöglichen, eine bestimmte Stelle der Skala wiederzufinden, ohne daß man sich die genauen Zahlenwerte der Frequenzeinstellung merken muß. Die Markierungen kann man später mit einem Radiergummi wieder leicht entfernen.

Besondere Sorgfalt ist auch dem VFO zu widmen. So wurden beispielsweise viele Lötstützpunkte verwendet. Die HF-„Verdrahtung“ besteht aus etwa 3 mm breiten Kupferblechstreifen, die gute Hochfre-

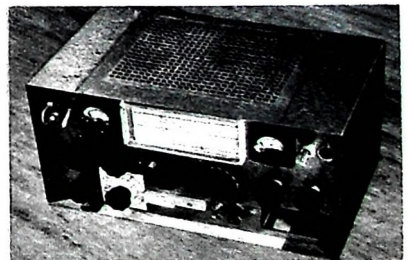


Bild 9. Gesamtansicht des Gerätes ohne Spulenkasten und ohne Mikrolon

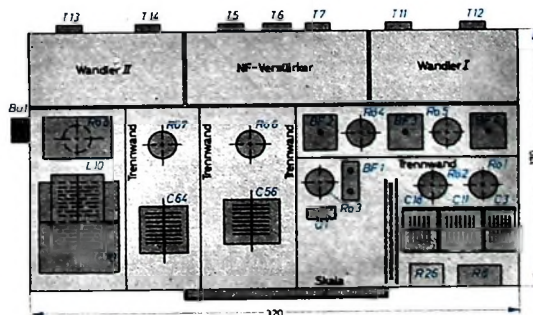


Bild 10. Anordnung der Einzelteile auf dem Chassis

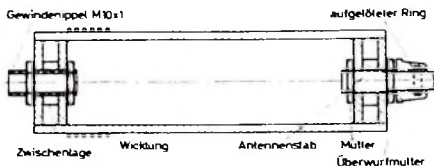


Bild 11. Antennenverlängerungsspule L 12

der Spule werden mit „Plexigum 758“ (Röhm und Haas, Darmstadt) je zwei Plexiglasscheiben in die Rohrenden eingekittet, die einen Gewindennippel M 10 x 1 tragen. In die Bohrung des Nippels wird der Antennenstab gesteckt und mit der dazugehörigen Überwurfmutter festgezogen (Bild 11). Um die Verbindungsstelle vor Feuchtigkeit zu schützen und gleichzeitig ein besseres Aussehen zu erhalten, wird über die Überwurfmutter eine

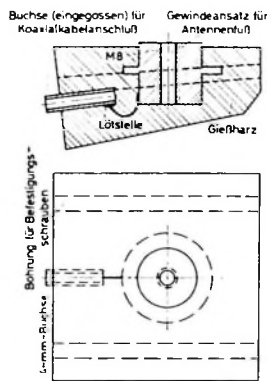


Bild 12. Konsole zur Befestigung des Federfußes der Antenne

Gummihaube gezogen, wie man sie zum Beispiel an der Verbindungsstelle Verteiler - Zündkabel oder an der Zündspule im Auto verwendet.

Die Konsole zur Befestigung des Federfußes der Antenne wird ebenfalls aus Gießharz hergestellt (Bild 12). Dabei werden ein Gewindenteil für die Befestigung des unteren Antennenendes und eine Steckbuchse für den Anschluß der Kabelseele mit eingegossen. Der große Vorteil bei der Verwendung von Gießharz ist neben ausreichender Isolationsfähigkeit und mechanischer Festigkeit die Möglichkeit, sich allen Karosserieformen und durch Einfärben der Masse sogar der Farbe des Wagens anpassen zu können. Zum Schutz gegen Feuchtigkeit und Beschädigungen läßt sich auch die Fußpunktspule L 11 in die Antennenhalterung einfügen.

Hi-Fi-Technik

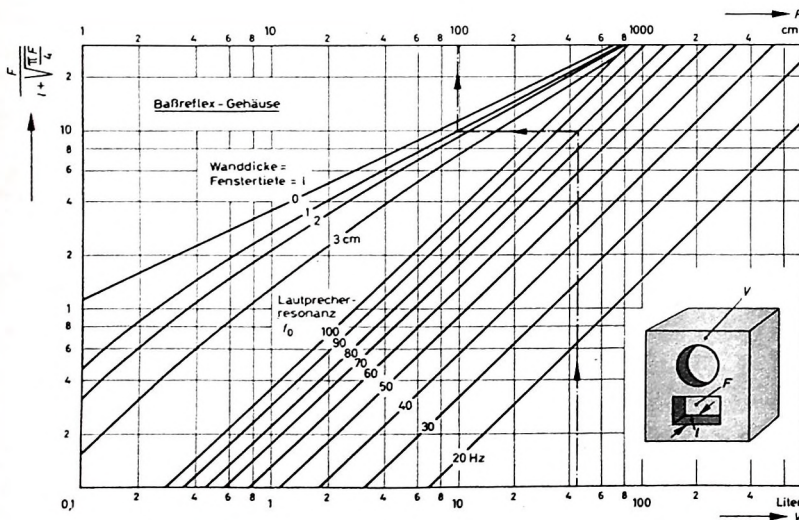
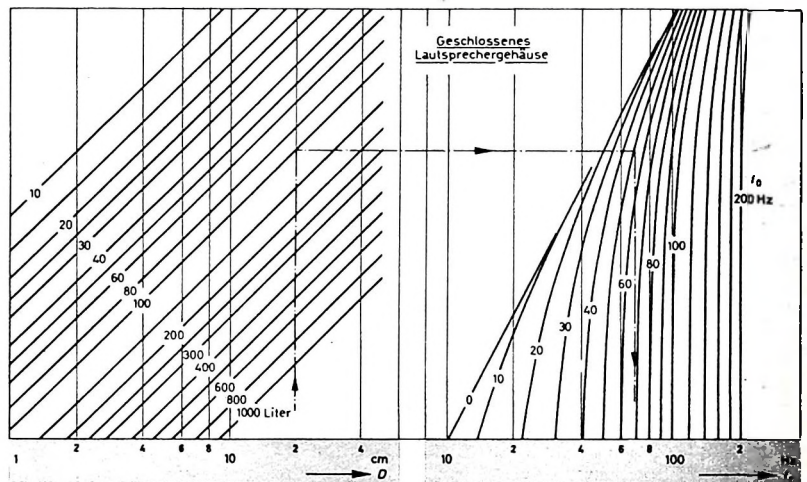
Diagramme zur Bestimmung von Lautsprechergehäusen

Für eine hochwertige Wiedergabeanlage ist nicht nur der Lautsprecher an sich, sondern auch der zweckmäßige Einbau des Systems wichtig.

Die wiedergegebenen Diagramme stützen sich auf Unterlagen der Firma Lorenz, von der Rundlautsprecher mit Durchmessern von 4,5 bis 30 cm und Ovallautsprecher von 3,6 x 10,2 cm bis 18 x 26 cm hergestellt werden.

Resonanz eines Lautsprechers in einem geschlossenen Kasten

Bei dem Einbau von Lautsprechern in ein allseitig geschlossenes Gehäuse mit dem Volumen V erhöht sich die Resonanzfrequenz f_r gegenüber der in freier Luft gemessenen Resonanzfrequenz f_0 des Lautsprechersystems. Man muß das Volumen des geschlossenen Gehäuses deshalb möglichst groß halten, um die Resonanzfrequenz nicht zu sehr zu erhöhen. Das nebenstehende Diagramm erlaubt die Bestimmung der erhöhten Resonanzfrequenz f_r eines Lautsprechers (ausgehend vom Durchmesser D der Schallöffnung), der in einem geschlossenen Kasten mit dem Volumen V untergebracht ist.



Eingezeichnetes Beispiel

$D = 20$ cm, $f_0 = 50$ Hz, $V = 100$ Ltr. Es ergibt sich daraus eine erhöhte Resonanzfrequenz f_r von 68 Hz.

Für eine gewünschte maximale Resonanzfrequenz f_r läßt sich auf dem entgegengesetzten Weg auch das Volumen V des benötigten Gehäuses bestimmen.

Öffnungsfläche des Fensters eines Baßreflexgehäuses

Um zu gewährleisten, daß die Resonanzfrequenz eines Baßreflexgehäuses etwa der Resonanzfrequenz f_0 des einzubauenden Lautsprechersystems entspricht, muß bei einem Gehäuse mit dem vorgegebenen Volumen V die erforderliche Fläche F eines Fensters mit der Tiefe l genügend groß sein. Eine zu kleine Fensterfläche ergibt ausgeprägte höhere Harmonischen; in diesem Fall ist dann das Volumen V zu vergrößern.

In dem linken Diagramm ist als Beispiel die Ermittlung der Fensterfläche F eingezeichnet.

Eingezeichnetes Beispiel

$f_0 = 80$ Hz, $V = 45$ Ltr., $l = 1$ cm.

Der gestrichelten Linie folgend erhält man eine Fensterfläche F von 97 cm².

Transistorisierte Wechselsprechanlage

Die transistorisierte Wechselsprechanlage hat gegenüber der netzbetriebenen Anlage wesentliche Vorteile. Da eine 4,5-V-Flachbatterie die gesamte Betriebsspannung für das Gerät liefert, ist die Anlage völlig unabhängig vom Lichtnetz. Außerdem benötigt man als Verbindung zwischen den Sprechstellen nur zwei Leitungen. Die niederohmige Auslegung der Ein- und Ausgänge des Transistorverstärkers verhindert Brummeinstreuungen auf die Leitungen.

Eingangsstufe in Basisschaltung

Die erste Verstärkerstufe arbeitet in Basisschaltung mit dem Transistor T_1 (Bild 1). Im Emittierkreis liegt die Primärwicklung des Übertragers U_1 , der eine Primär-impedanz von 4 kOhm und eine Sekundär-impedanz von rund 4,5 Ohm hat. Der Kollektor von T_1 erhält die negative Spannung über den 25-kOhm-Widerstand R_1 . Die Basisvorspannung erzeugt der Spannungsteiler R_2, R_3 . Der 100- μ F-Elektrolytkondensator C_2 legt die Basis NF-mäßig an Masse. Die in T_1 verstärkte Niederfrequenz wird über den Elektrolytkondensator C_3 ausgekoppelt. Da dieser Kondensator nur eine Kapazität von 6 μ F hat, werden die tieferen Frequenzen benachteiligt, und dadurch erhöht sich die Sprachverständlichkeit.

Zweite Verstärkerstufe

Zwischen den Transistoren T_1 und T_2 liegt das Potentiometer P_1 für die Lautstärkeregelung. Die beiden Kopplungskondensatoren C_3 und C_4 vor und hinter dem Potentiometer sorgen für einen gleichspannungsfreien Anschluß. Der Transistor T_2 wird in der für Niederfrequenzverstärker üblichen Emitterschaltung betrieben. Im Emittierkreis liegt eine RC-Kombination mit dem Widerstand R_5 (1,5 kOhm) und dem Elektrolytkondensator C_5 (30 μ F). Der Kollektorstrom von T_2 stellt man mit dem Regelwiderstand R_4 so ein, daß ein Kollektorstrom von 1 mA fließt.

Treiberstufe und Gegentakt-Endstufe

Den Arbeitspunkt des Treibertransistors T_3 bestimmt der Spannungsteiler R_7, R_8 . Auch diese Stufe hat ein Emittieraggregat (R_9, C_7). Als Außenwiderstand wirkt die Primärwicklung des Treibertransformators U_2 .

Die Gegentakt-Endstufe arbeitet mit zwei Transistoren OC 604 spez., die in dieser Schaltung eine für gute Zimmerlautstärke ausreichende NF-Leistung (etwa 350 mW) liefern. Die Basen der beiden Endstufentransistoren T_4 und T_5 liegen an den äußeren Wicklungsenden der Sekundärwicklung des Treiberübertragers U_2 . Der Kollektorstrom der beiden Transistoren (je 2,3 mA) wird mit dem Regelwiderstand R_{11} eingestellt. Die Sekundärimpedanz von U_3 ist 4,5 Ohm. Der Widerstand R_{12} (39 kOhm) und der ungepolte Elektrolytkondensator C_8 zwischen dem Eingangsübertrager U_1 und dem Ausgangsübertrager U_3 bewirken eine Gegenkopplung, die den Klirrfaktor des Verstärkers erheblich verringert.

Bei der Hauptstelle, in der der Verstärker steht, und bei der Nebenstelle wird je ein Lautsprechersystem montiert. Mit dem zweipoligen Umschalter S_2 kann man die Lautsprecher entweder an den Ausgang oder an den Eingang des Verstärkers schalten. Die Anpassung stimmt immer, denn die entsprechenden Wicklungen des Ausgangs- und des Eingangsübertragers haben eine Impedanz von 4,5 Ohm. Schaltet man den Lautsprecher der Hauptstelle an den Ausgang des Verstärkers, also an U_3 , dann wirkt der Lautsprecher der Nebenstelle als Mikrofon. Wird der Schalter S_2 umgelegt, dann kann die Hauptstelle sprechen, und die Nebenstelle hört.

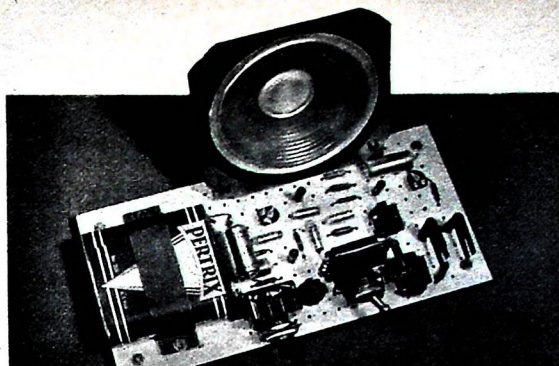


Bild 2. Chassisansicht der Anlagenhauptstelle

Wenn bei abgeschalteter Hauptstelle die Nebenstelle mit der Hauptstelle sprechen möchte, dann muß die Taste S_3 der Nebenstelle betätigt werden. Dadurch wird im Lautsprecher der Hauptstelle ein lauter Brummtön hörbar. Jetzt kann man die Anlage von der Hauptstelle aus mit dem Schalter S_1 einschalten. Während des Gesprächs ist nur in der Hauptstelle der Richtungsumschalter S_2 entsprechend zu betätigen.

Aufbau der Hauptstelle

Alle Bauteile der Hauptstelle sind auf einem 2 mm dicken Pertinaxbrettchen mit den Abmessungen 200 x 95 mm untergebracht. Auf der linken Chassisseite ist die Flachbatterie mit einem Winkel befestigt. Der Lautsprecher hat an einer Längsseite des Chassis genügend Platz (Bilder 2 und 3). Die einzelnen Verstärkerstufen werden in der Reihenfolge des Schaltungsverlaufes auf dem Experimentierchassis aufgebaut. Den genauen Lageplan aller Einzelteile zeigt Bild 3. d.

Einzelteilliste

Flachbatterie „201“, 4,5 V	(Pertrix)
Widerstände	(Dralowid)
Einstellregler, Miniaturausführung	(Dralowid)
Rollpotentiometer, 10 kOhm log.	(Dralowid)
Netzschalter „100“	(Marquardt)
Umschalter „133“, zweipolig	(Marquardt)
Kondensatoren	(Wima)
Lautsprecher „FM 105/19 trop“	(Wigo)
Übertrager „TS 602 Bv. 3. 1-153“ (U 1), „TM 001 Bv. 2. 1-41“ (U 2), „TMB 101 Bv. 3. 2-17“ (U 3)	(Sennheiser electronic)
Transistoren 3 x OC 604, 2 x OC 604 spez.	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

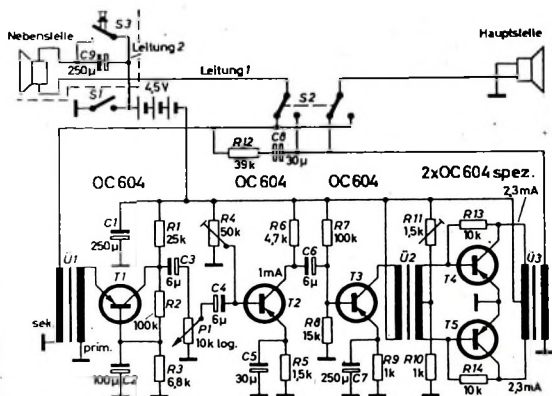


Bild 1. Schaltung der transistorisierten Wechselsprechanlage

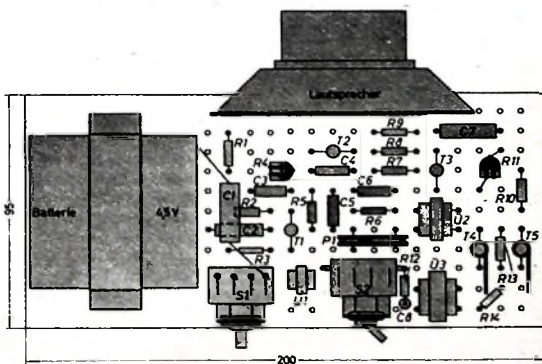


Bild 3. Aufbau der Hauptstelle



SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Beethoven, Klaviersonaten

Nr. 28 A-dur op. 101,
Nr. 24 Fis-dur op. 78,
Nr. 30 E-dur op. 109
und Nr. 19 g-moll op. 49 Nr. 1
Andor Foldes, Klavier

Zu den großen Klaviersonaten Beethovens gehören die in A-dur und E-dur. Beiden gemeinsam ist ein gewisser freier Aufbau. In der A-dur-Sonate insbesondere ähnelt man schon Vorklänge Schumannscher Romantik, während die E-dur-Sonate den Stil der letzten Streichquartette erkennen läßt. Die zweisätzigen Sonaten in Fis-dur und g-moll nähern sich der Wiener Sonatine, sind aber beide auch meisterhafte Miniaturen Beethovenscher Klaviermusik.

Die Interpretation dieser Klavierwerke durch Foldes hat in ihrer Ausdruckskraft und hervorragenden Anschlagtechnik etwas Berauschendes. Die Technik dieser Stereo-Aufnahme steht der Interpretation nicht nach und läßt einen räumlichen Klavierklang entstehen, der wieder einmal mehr beweist, daß Stereo auch bei Klavieraufnahmen sinnvoll ist und eine Bereicherung des musikalischen Erlebens erreichen kann. Die Platte ist — für Klaviermusik sehr wichtig — frei von jedem Rumpeln, das den sauberen Klavierklang beeinflussen könnte. Ein ganz leichtes Plattenrauschen läßt sich, wenn überhaupt notwendig, leicht mit dem Höhenregler herabregeln, ohne daß dadurch die Brillanz des Klavierklangs leidet.

Deutsche Grammophon 138 643 SLPM (Stereo)

Leontyne Price

Opernarien von Verdi und Puccini
Orchester des Opernhauses Rom
unter Oliviero de Fabritiis und Arturo Basile

Als eines der Stimmenphänomene unserer Zeit hat man gelegentlich den Sopran der dunkelhäutigen Leontyne Price bezeichnet, die 1960 ihren ersten Vertrag mit der Metropolitan Opera unterschrieb und im selben Jahr auch an der Mailänder Scala debütierte. Ihre Lieblingsrolle war die Aida, daneben aber sang sie die großen Gestalten der italienischen Oper ebenso wie die weiblichen Rollen in Mozarts „Don Giovanni“. Die ungemein wandlungsfähige Stimme reicht von der höchsten Dramatik bis zum zartesten Liebesempfinden und besticht immer wieder durch das von ihr ausgehende persönliche Fluidum.

Die vorliegende Aufnahme vermittelt einen überzeugenden Eindruck von der Ausdrucksfähigkeit, deren die Künstlerin fähig ist, wirkungsvoll unterstützt durch die saubere Aufnahmetechnik und die

hohe technische Qualität der Platte. Die Arie „Als Sieger kehre heim“ aus dem ersten Akt der „Aida“ ist von guter szenischer Wirkung. Der Zusammenklang mit dem Orchester ist brillant und vermittelt die Atmosphäre der Bühne. Für die „Nil-Arie“ aus dem dritten Akt gilt das gleiche: Die Stimme steht klar im Raum und harmonisiert auf das Trefflichste mit dem Orchester. — Die beiden sehr gegensätzlichen Arien der Leonore aus dem ersten und vierten Akt des „Troubadour“ („Es glänzte schon das Sterneneuer“ und „In deines Kerkers tiefe Nacht“) sind nach Meinung des Rezensenten fast noch besser und ausdrucksvoller als die „Aida“-Arien. In den Arien der Butterfly paaren sich die Ausdrucksmöglichkeiten der Belcanto-Stimme („Eines Tages sehen wir“) mit denen des hochdramatischen Soprans im Tod der Butterfly ebenso wie in der sehr zarten und schüchternen Arie der Liu aus dem ersten Akt von „Turandot“ und der Arie „Du, von Eis umgürtet“ aus dem dritten Akt. Eine beinahe kindlich naive Stimme lernt man in der Arie der Magda aus Puccinis wenig bekannter Oper „Die Schwalbe“ kennen. Die Arie der Tosca aus dem zweiten Akt rundet den Eindruck von einer wunderbaren Stimme, von ihrem Genre und von ihren künstlerischen Fähigkeiten.

RCA LSC 2506-B (Stereo)

Brahms, Quintett h-moll op. 115 für Klarinette, 2 Violinen, Viola und Violoncello

Mozart, Quartett A-dur KV 298 für Flöte, Violine, Viola und Violoncello

Heinrich Geuser, Klarinette; Aurèle Nicolet, Flöte; das Drolac-Quartett

Nicht umsonst gehört das Klarinettenquintett in h-moll zu den auch heute noch am häufigsten zu hörenden Kammermusikwerken. Einmal ist es ein Höhepunkt im Schaffen vom Johannes Brahms, zum anderen ein Werk, dessen musikalische Aussage von den Gedanken und Gefühlen eines erfüllten Lebens beherrscht wird. Es singt von den Höhen und Tiefen menschlichen Lebens und menschlicher Gedanken. Die Klarinette mit ihren edlen Tönen vereinigt sich mit dem Quartett der Streicher zu filigrantenartigen Kantilenen. Wie schön ist beispielsweise das Adagio des zweiten Satzes mit den sordinierten Streichern und der Melodie des Blasinstrumentes, das in kühnen Läufen ungarische Melodien anklingen läßt. An das Motiv des Andantino im dritten Satz schließt sich im Presto non assai, ma con sentimento wieder ein ungarisch gefärbtes Thema

an. Mit einem reich gegliederten Variationsatz klingt das Werk aus.

Mozarts Flötenquartett ist im Gegensatz zu diesem Klarinettenquintett ein liebenswürdiges Divertimento voll jugendlicher Sorglosigkeit mit feinfühleriger Führung der Flöte, das Ganze überstrahlt von jener stillen, besinnlichen Beschaulichkeit, die wir an vielen Werken Mozarts so schätzen.

Diese Stereo-Platte enthält Kammermusik voller Atmosphäre. Trotz aller Individualität der ausführenden Musiker ist jedes der beiden Werke eine Wiedergabe aus einem Guß. Die praktisch rauschfreie Aufnahme bringt alle Feinheiten des Bogenstriches und der Anblastechnik vorzüglich zur Geltung, und insbesondere der Ton der Blasinstrumente ist oftmals von faszinierender Schönheit.

Columbia STC 8449 (Stereo)

Liszt, Totentanz

Rachmaninow, Klavierkonzert Nr. 1 fis-moll op. 1

Byron Janis, Klavier; Chicagoer Symphonie-Orchester unter Fritz Reiner

Der „Totentanz“ soll nach Ansicht zeitgenössischer Kritiker durch Holbeins Holzschnittserie angeregt worden sein. Wahrscheinlicher ist aber, daß die „Symphonie fantastique“ von Berlioz, mit dem Liszt befreundet war, die Quelle ist, aus der er geschöpft hat, denn das „Dies irae“ aus dem letzten Satz der Berlioz-Sinfonie ist auch im Totentanz das Thema, das in einer Reihe von glanzvollen Variationen verarbeitet wird. Byron Janis spielt diese anspruchsvolle Komposition mit bravouröser Technik.

Rachmaninows fis-moll-Klavierkonzert steht im Schatten seines berühmteren 2. Klavierkonzerts in c-moll. Es ist aber nicht weniger als dieses ein Werk voll musikalischer Feinheiten, das dem Solisten reiche Möglichkeiten bietet, sein Virtuositentum zu zeigen. Die oft schwerwiegenden Moll-Klänge werden immer wieder unterbrochen von brillanten Passagen des Klaviers. Schon die wuchtige Einleitung läßt einen hervorragenden Klavierklang lebendig werden. Im Andante erklingt dann ein langes Solo mit überquellenden musikalischen Ideen. Die virtuellen Läufe im Allegro vivace geben dem Solisten in überreichem Maße Gelegenheit, sein Können unter Beweis zu stellen.

Die Technik dieser Schallaufnahme wird ihrem hohen musikalischen Inhalt gerecht. Ein Vergleich mit der Partitur zeigt, wie gut auch die letzten Feinheiten der Kompositionen hier festgehalten worden

sind. Hervorragend, wie die saubere und stark differenzierte Anschlagtechnik des Solisten zur Geltung kommt. Wie leicht und duftig stehen aber auch einzelne Becken- oder Triangelschläge hinten im Orchester. Eine der gelungensten Klavieraufnahmen der letzten Zeit.

RCA LSC-2541-B (Stereo)

Bruckner, Sinfonie Nr. 9 d-moll

Columbia Symphony Orchestra unter Bruno Walter

Die Arbeit an seiner neunten Sinfonie war für Bruckner ein Wettlauf mit dem Tode. Während der Arbeit am Finale nahm der Tod ihm die Feder aus der Hand. Das Werk blieb unvollendet. Aber auch mit ihren drei Sätzen ist diese Sinfonie, deren Titelblatt den Vermerk „Dem lieben Gott gewidmet“ trägt, ein „Abschied vom Leben“, wie man ihn sich musikalisch schöner kaum denken kann. Der Anfang des ersten Satzes hat etwas von dem aus dem Nichts aufsteigenden Mysteriösen, wie wir es ähnlich in der Einleitung zum „Rheingold“ mit dem Orgelpunkt auf Es finden. Aus diesem Urnebel lösen sich die drei breit angelegten Themengruppen, durch Generalpausen voneinander getrennt.

Das sehr stark besetzte Blech (8 Hörner, davon das dritte und vierte Paar mit 2 Tenor-Tuben beziehungsweise 2 Baß-Tuben alternierend, 3 Trompeten, 3 Posaunen und 1 Kontrabaß-Tuba) kommt in dieser Stereo-Aufnahme hervorragend räumlich aufgelöst zur Geltung, so daß trotz der starken Polyphonie des Satzes jede Gefahr des räumlichen „Verschmierens“ vermieden wird. Eine gute Raumakustik unterstützt wirkungsvoll die Stereophonie. Eigentümlich wilde Pizzicati und der Wechsel zwischen Dur und Moll sind Kennzeichen des Scherzo überschriebenen zweiten Satzes, und doch ist dieser Satz kein Scherzo im üblichen Sinne, sondern vielmehr ein Satz voller Dämonie. Der Schwanengesang Bruckners im Adagio ist mit seinem Hauptthema, das alle zwölf Töne der chromatischen Skala umfaßt, mit der kühnen Melodik und dem wehevollen Gesang der Wagner-Tuben ein Satz voll religiöser Stimmung und letzter Verklärung.

Die Deutung dieses gewaltigen sinfonischen Werkes durch Bruno Walter ist meisterhaft. Schon von der Interpretation her liegt diese Aufnahme weit über dem Durchschnitt. Sie rundet sich mit der vorzüglichen Stereo-Technik zu einem Meisterwerk der Schallplattenaufnahme.

Philips 835 561 AY (Stereo)

Von Sendern und Frequenzen

► Der Fernsehsender Brojackkriegel im Bayerischen Wald, der im Dezember 1960 mit verminderter Strahlungsleistung in Betrieb gegangen ist, strahlt seit 10. 1. 1962 mit der vorgesehenen vollen Leistung. Diese beträgt in Hauptstrahlrichtung Südwest 100 kW für das Bild und 10 kW für den Ton (10:1). Nach den Richtungen Nordwest über Ost bis Süd konnte — mit Rücksicht auf die Versorgungsgebiete von Gleich- und Nachbarkanalssendern — die abgestrahlte Leistung nicht erhöht werden.

► Die Strahlungsleistung des UHF-Senders Bremen-Stadt, der von Radio Bremen im Kanal 15 (22) im Leher Feld betrieben wird, ist von bisher 10 kW auf 50 kW verstärkt worden. Damit sind für das Stadtgebiet Bremen bessere Empfangsbedingungen für das erste Fernsehprogramm im UHF-Bereich gegeben.

Der NDR-Sender Bremen-Oldenburg im Kanal 2 wird oft durch Überreichweiten anderer Fernsehsender erheblich gestört. Sobald im UHF-Bereich auf Kanal 48 (55) die Anlagen installiert sind, kann jedoch auch von diesem Sender das erste Fernsehprogramm empfangen werden.

Für die Fernsehteilnehmer in Bremen ergibt sich jetzt die Möglichkeit, beide Fernsehprogramme ausschließlich im UHF-Bereich zu sehen. Bremen ist damit die erste Stadt in der Bundesrepublik, in der dies der Fall ist.

► Ende Dezember 1961 nahm beim Bayerischen Rundfunk der 10/2-kW-Fernsehsender für das Band V (Kanal 48, nach neuer Rechnung Kanal 53) mit Standort Hoher Bogen den Sendebetrieb auf. Dieser von der SEL gelieferte Sender ist der Prototyp einer Reihe von Fernsehsendern mit ZF-Modulation im Bild-senderfeld und Tetraden-Leistungsverstärker.

► Der UHF-Sender Kleve, der das erste Fernsehprogramm zur Zeit auf dem Kanal 15 (22) ausstrahlt, muß im Frühjahr 1962 auf den UHF-Kanal 51 (58) umgestellt werden. Diese Änderung des Sendekanals entspricht dem neuen Frequenzplan. Da der neue Sendekanal 51 (58) im oberen Teil des Frequenzbereiches V liegt, war die Beschaffung eines neuen UHF-Senders für Kleve erforderlich.

Der neue UHF-Sender Kleve wird etwa Mitte März dieses Jahres in Betrieb genommen. Für den Empfang des Kanals 51 sind leider neue Empfangsantennen erforderlich, sofern nicht in letzter Zeit Antennenausführungen zur Verwendung kamen, die besonders breitbandig sind und die Frequenzbereiche IV und V gemeinsam umfassen.

Um dem Fachhandel genügend Zeit für das Auswechseln der Antennen zur Verfügung zu stellen, wird der bisherige UHF-Sender Kleve (Kanal 15) — parallel zu der neuen Sendeanlage (Kanal 51) — von Mitte März an weitere zwei Monate in Betrieb bleiben.

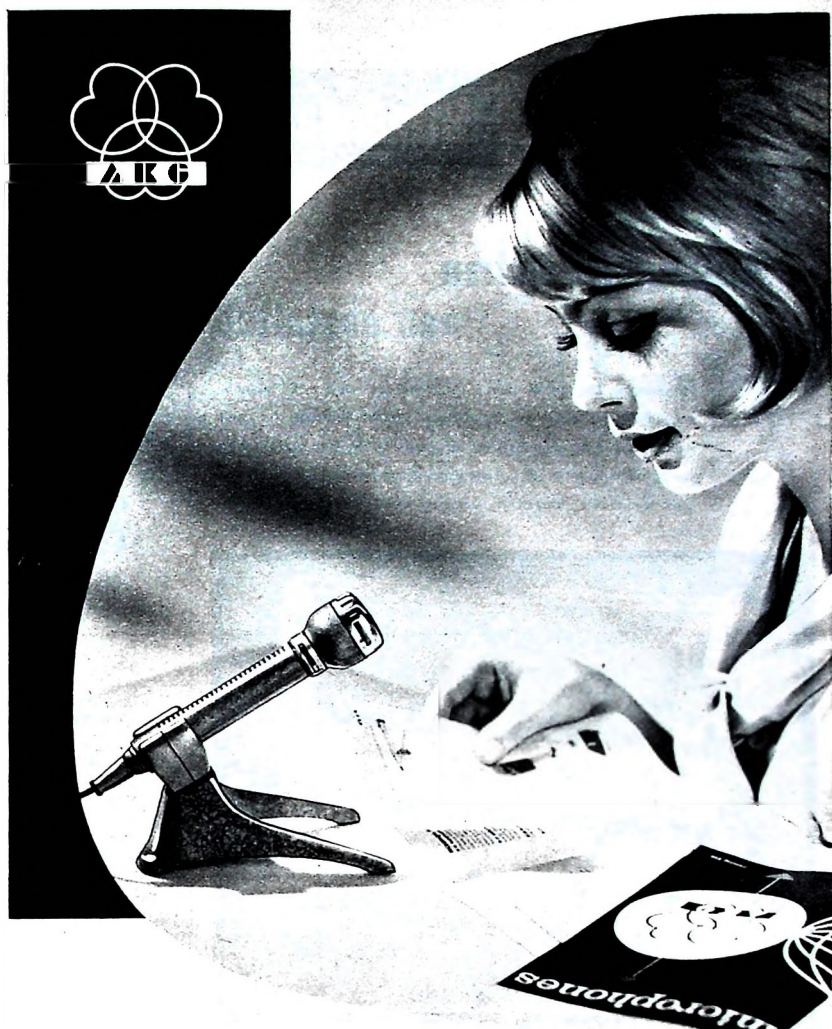
Vorbereitungen für Übertragungen der Fußballweltmeisterschaft 1962

Die Fußballweltmeisterschaft wird im Juni 1962 in Chile ausgetragen. Die Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten hat den Südwestfunk mit der Durchführung der Hörrundfunk- und Fernsehübertragung beauftragt. Die übrigen europäischen Länder beteiligen sich im Rahmen der UER an den Veranstaltungen.

Die deutschen Rundfunkhörer werden im Hörrundfunk die Spiele der deutschen Fußballmannschaft im vollen Umlange direkt als Sendung hören können. Zu diesem Zweck ist ein eigener Kurzwellensender vorgesehen, der in Santiago aufgestellt wird. In Zusammenarbeit mit der Firma Transradio de Chile wurden bereits alle Vorbereitungen für die Aufstellung des Senders und der Rhombus-Richtstrahlantenne für Europa getroffen.

Für den Empfang dieser Kurzwellenübertragung stellt die Bundespost ihre modernen Übersee-Empfangsanlagen in Norddeutschland zur Verfügung. Da aber Kurzwellenübertragungen von atmosphärischen Bedingungen abhängig sind, wird der Empfang kaum die Qualität erreichen, die der Hörer sonst gewohnt ist.

Eine direkte Fernsehübertragung ist aus technischen Gründen noch nicht möglich. Die Spiele werden gefilmt und die fertigen Filme einschließlich Ton auf dem schnellsten Wege per Flugzeug nach Europa gebracht; sie können dann etwa zwei Tage nach dem Spiel den Fernsehteilnehmern in Europa gezeigt werden. Das Endspiel wird gleichzeitig über alle Eurovisions-Fernsehsender verbreitet.



Für Tonbandaufnahmen:

D 19 B, das **preiswerte** dynamische Breitband-Richtmikrofon der Amateur-Spitzenklasse.

Zum Abhören:

K 50, der moderne dynamische Kleinhörer höchster Qualität (Frequenzbereich: 30-20.000 Hz).

Ein bekannter Fachschriftsteller nennt ihn „Geisterhörer“, weil die Wiedergabe von Stereoaufnahmen unwahrscheinlich natürlich klingt.

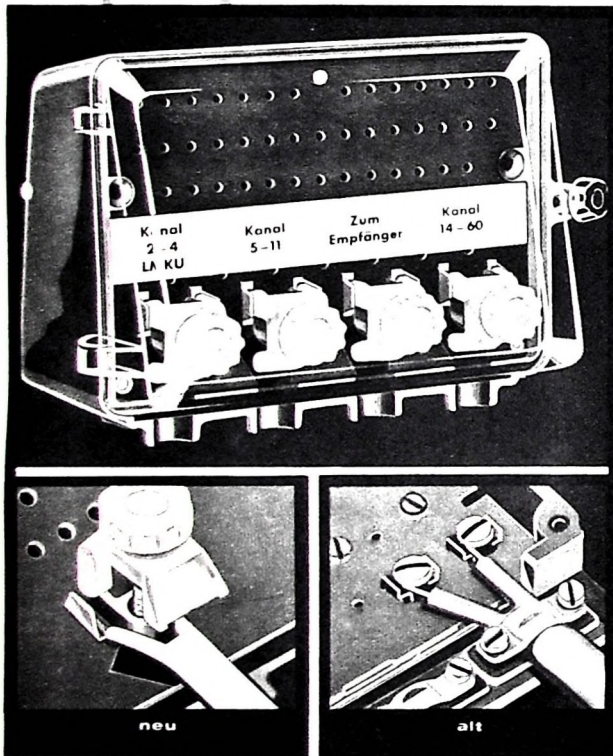
AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH

MÜNCHEN 15 · SONNENSTRASSE 16 · TELEFON 55 55 45 · FERNSCHREIBER 05 23 62 6

Hirschmann

Antennenweichen neu gestaltet

Hirschmann-Antennenweichen für Rundfunk- und alle Fernseh-bereiche sind mit einer neuartigen Anschlußklemme (In- und Auslandspatente angemeldet) ausgerüstet, die den elektrischen Anschluß und die mechanische Zugentlastung mit einer Schraube statt bisher vier bewältigt. Dazu ist kein Schraubenzieher not-



wendig und die einzelnen Montage-
teile können nicht verloren
gehen. Eine Gummidichtung macht das witterungsbeständige
Gehäuse wasserdicht. Die Weiche hat beste elektrische Eigen-
schaften und geringe Durchgangsdämpfung. Sie kann wahlweise
am Mast oder an der Wand befestigt werden. Bitte fordern
Sie unsere Druckschrift DS 225 an: sie
informiert Sie über alle wissenswerten
Einzelheiten und über die vielen Mög-
lichkeiten, die Sie zum Zusammenschalten
verschiedener Fernsehbereiche haben.



Richard Hirschmann Radiotechnisches Werk Eßlingen am Neckar

Für den jungen Techniker

W. TAEGER Transistorverstärker

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 4, S. 125

11. Phasenumkehrstufen

Transistor-Gegentaktschaltungen erfordern ebenso wie die entsprechenden Röhrenschaltungen zwei gleich hohe, aber entgegengesetzte Steuerspannungen. Diese lassen sich entweder mit Gegentakübertragern oder zusätzlichen Phasenumkehrstufen erzeugen. Bei Kombinationen von pnp- und npn-Transistoren in der Endstufe (hierfür gibt es in der Röhrentechnik kein Analogon) kann die Phasenumkehr ganz entfallen.

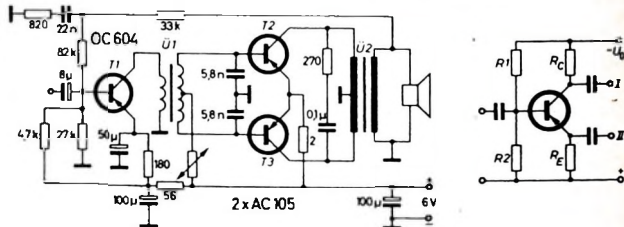


Bild 32 (links): Schaltung der Treiber- und Gegentak-Endstufe des „Bajazzo 3091“. Bild 33 (rechts): Schaltung einer Phasenumkehrstufe

Im Bild 32 ist die Schaltung der Treiber- und Gegentak-Endstufe des Telefunken-Reise- und Autoempfängers „Bajazzo 3091“ dargestellt. Der Kollektorwechselstrom des Treibertransistors T1 wird im Gegentak-Eingangübertrager U1 in zwei gleich hohe, aber entgegengesetzte Teilströme aufgeteilt, die die Basen der beiden Gegentaktransistoren T2 und T3 steuern. Diese Art der Erzeugung der Steuerspannungen für eine Gegentak-Endstufe wendet man in allen handelsüblichen Reise- und Autoempfängern an.

Bei der bisher nur selten benutzten Transistor-Phasenumkehrstufe muß der Schaltungsdimensionierung besondere Beachtung geschenkt werden, da im Gegensatz zur Röhren-Gegentak-Endstufe die Steuerung einer Transistor-Gegentak-Endstufe eine erhebliche Leistung erfordert. Während bei einer Röhren-Katodenspannung Anoden- und Katodenwiderstand gleich groß gemacht werden, um an beiden Widerständen gleich hohe, aber gegenphasige Spannungen abnehmen zu können, weichen bei der entsprechenden Transistorschaltung die Werte für Kollektor- und Emittterwiderstand voneinander ab. Damit die Gegentak-Endstufe einwandfrei arbeitet, müssen die Kennzahlen der beiden Gegentaktransistoren weitgehend übereinstimmen und die Transistoren symmetrisch gesteuert werden. Bezeichnet man im Bild 33 die Spannungsverstärkung von der Basis bis zum Kollektor mit $-v_{bc}$ und die von der Basis zum Emittter mit v_{be} , so muß zunächst

$$-v_{bc} = v_{be} \quad (32)$$

sein. Für die Einzelverstärkungen gilt

$$-v_{bc} = -\frac{h_{21b} \cdot R_C}{h_{11b} + R_E} \quad (33)$$

und

$$v_{be} = \frac{R_E}{h_{11b} + R_E} \quad (34)$$

Durch Gleichsetzen ergibt sich

$$-h_{21b} \cdot R_C = R_E \quad (35)$$

oder, da es hier nur auf die Absolutwerte ankommt,

$$R_E = |h_{21b}| \cdot R_C$$

Im Gegensatz zur entsprechenden Röhrenschaltung sind Kollektor- und Emittterwiderstand nicht gleich groß, sondern unterscheiden sich um den Faktor h_{21b} (der allerdings nicht sehr verschieden von 1 ist). Ist beispielsweise $h_{21b} = -0,95$, $h_{11b} = 40 \text{ Ohm}$ und wird $|v_{bc}| = |v_{be}| = 0,9$ verlangt, so folgt aus Gl. (34)

und aus Gl. (35)

Die tatsächlichen Widerstandswerte erhöhen sich noch um gewisse Beträge, da in R_E und R_C auch die Belastungen durch die nachfolgenden Gegentaktransistoren enthalten sind. Nimmt man beispielsweise jeden der beiden Eingangswiderstände mit 1000 Ohm an, so wird $R'_E = 612$ Ohm und $R'_C = 562$ Ohm.

12. Gegentakt-Verstärker

Bild 32 zeigte bereits die Schaltung des NF-Teils eines handelsüblichen Transistor-Reiseempfängers mit Treiberstufe und Gegentakt-B-Endstufe. Sollen größere Ausgangsleistungen wirtschaftlich erreicht werden, so kommen meistens Gegentakt-B-Endstufen (gelegentlich aber auch Kunstschaltungen, wie Brückenanordnungen mit zwei oder vier Transistoren in der Endstufe) zur Anwendung. Jeder der beiden Transistoren der Gegentakt-Endstufe verstärkt nur eine Halbwelle des von der Treiberstufe gelieferten Signals; im Ausgangsübertrager werden die beiden Halbwellen wieder zu der vollen Schwingung zusammengesetzt. Der Arbeitspunkt wird aus wirtschaftlichen Gründen so gewählt, daß ohne Eingangssignal ein möglichst niedriger Strom fließt, der den Kollektorreststrom der beiden Transistoren nur wenig übersteigen soll. Für den Wirkungsgrad einer Gegentakt-B-Endstufe liefert eine Faustformel

wobei m der Modulationsgrad ist, für den man im Mittel $m = 0,6 \dots 0,7$ einsetzen kann. Daher ergibt sich bei einer optimal dimensionierten Gegentakt-B-Endstufe ein Wirkungsgrad von etwa 50 %.

In manchen Fällen kann es zweckmäßig sein, an Stelle der üblichen Emitterschaltung die Basisschaltung (Bild 34) anzu-

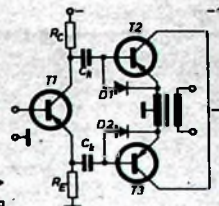
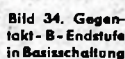


Bild 35. Gegentakt-B-Endstufe in Kollektorschaltung

wenden. Der Vorteil dieser Schaltungsart ist der kleine Eingangswiderstand der Gegentakts-Endstufe. Als Treiber wird ein Transistor mit hohem Innenwiderstand verwendet (Stromsteuerung), so daß sich nur geringe Verzerrungen ergeben.

Soll die Gegentakt-B-Endstufe den Treiber nur geringfügig belasten, so wendet man für die beiden Endstufentransistoren die Kollektorschaltung an, da diese Schaltungsart von allen anderen Schaltungen, den höchsten Eingangswiderstand aufweist (Bild 35). Nachteilig ist allerdings, daß die Kollektorschaltung hohe Steuerspannungen erfordert. Die Schaltung Bild 35 enthält statt des Gegentakt-Eingangübertragers eine Phasenumkehrstufe. Das ist wegen des großen Eingangswiderstandes der in Kollektorschaltung arbeitenden Endstufe sehr zweckmäßig. Man muß dann allerdings zwischen Emittor und Basis jedes Endstufentransistors eine Diode schalten, die verhindert, daß sich der zugehörige Koppelkondensator C_k auflädt.

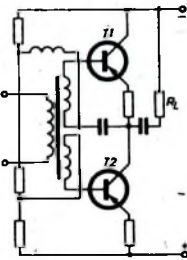
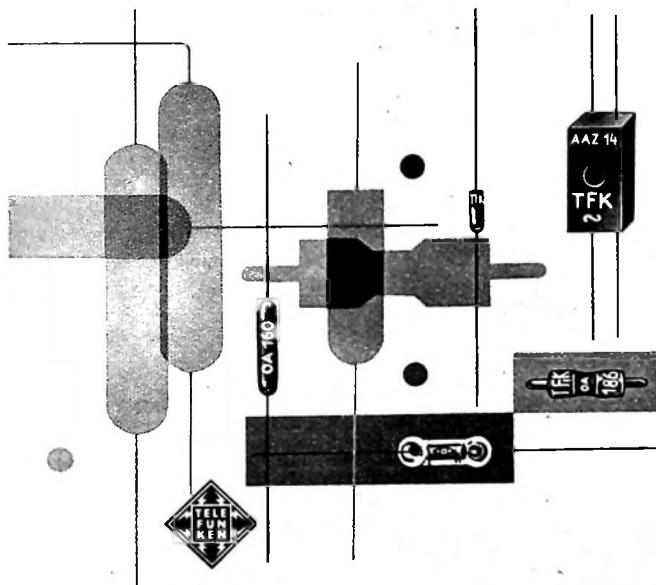


Bild 36. Eisenlose Endstufe (Gegentakt-Endstufe in Serienschaltung)

Reihe geschaltet sind. Bild 36 zeigt eine Transistor-Endstufe ohne Ausgangsübertrager, bei der die beiden Transistoren ebenfalls gleichstrommäßig in Reihe liegen. Voraussetzung für diese



TELEFUNKEN

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften über unsere Erzeugnisse mit genauen technischen Daten.

Germanium-Dioden

- | | |
|-----------------|--|
| OA 150 | Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom |
| OA 154 Q | Diodenortsteil für Ringmodulatoren und Gleichrichter in Graetz-Schaltung |
| OA 159 | Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Regelspannungserzeuger in Fernsehgeräten |
| OA 160 | Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Demodulator in Fernsehgeräten |
| OA 161 | Spezialdiode für hohe Sperrspannung mit großem Sperrwiderstand |
| OA 172 | Diodenpaar mit kleiner dynamischer Kapazität für Diskriminierer und Rotladedetektor-schaltungen |
| OA 174 | Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom |
| OA 180 | Golderdioden mit besonders kleinem Durchlaßwiderstand, Schaltidiode |
| OA 182 | Golderdioden mit kleinem Durchlaß- und großem Sperrwiderstand |
| OA 182 B | Dioden-Quartett in Brückenschaltung für Gleichrichter |
| OA 186 | Diode für Einsatz in elektronischen Rechenschaltkreisen |
| AAZ 10 | Germanium-Spitzendiode in Kleinleistungsführung für die Verwendung in Rechenschaltkreisen |
| AAZ 14 | Dioden-Quartett im Gleichstromgehäuse für die Verwendung als Ringmodulator mit guter Trägerunterdrückung (> 6 N) |

156

13. Stereo-Verstärker mit Transistoren

Die stereophone Wiedergabe von Schallplatten und Tonbändern mit üblichen Rundfunkgeräten erfordert für den zweiten Kanal einen Zusatzverstärker. Voraussetzung ist dabei stets, daß die Frequenzgänge der Verstärker für die beiden Kanäle übereinstimmen.

Die Schaltung Bild 39¹⁾ für einen sogenannten Hybridverstärker mit Transistoren in den Vorstufen und einer leistungsfähigen Endröhre in der Endstufe hat den Vorzug, daß der gesamte Verstärker räumlich klein ist und die Leistungsaufnahme gering bleibt. In die Endstufe ist zur Verringerung der nichtlinearen Verzerrungen eine frequenzabhängige Gegenkopplung eingebaut (C_1, R_1).

Der Vorverstärker enthält zwei Transistoren, von denen T_1 als Impedanzwandler zur Anpassung des hochohmigen Kristalltonabnehmers an den niedrigen Eingangswiderstand von T_2 dient. Der Verstärkungsfaktor des in Kollektorschaltung arbeitenden Transistors T_1 ist etwa 1. Wegen der kräftigen Gegenkopplung in der Endstufe werden am Gitter von R_6 etwa 6,5 V benötigt, die der Transistor T_2 abgeben muß. In einem weiteren Gegenkopplungsweig zwischen dem Verstärker Ausgang und dem Emitter von T_2 liegt das Klangregelnetzwerk.

Wegen des geringen Aufwandes für einen derartigen Verstärker kann man auch zwei gleiche Einheiten auf einem Chassis unterbringen und erhält damit einen unabhängigen Stereo-Phonoverstärker sehr kleiner Bauart. In diesem Falle ist es zweckmäßig, Lautstärke- und Klangregler als Tandemregler auszuführen.

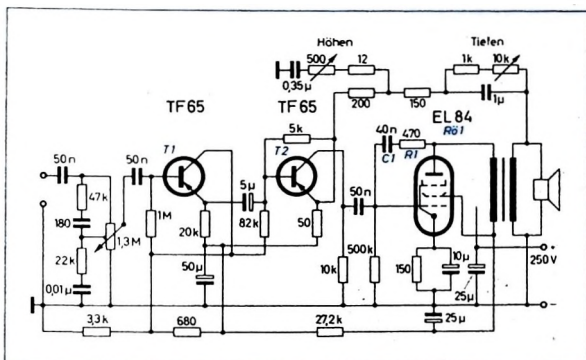


Bild 39. Stereo-Zusatzverstärker

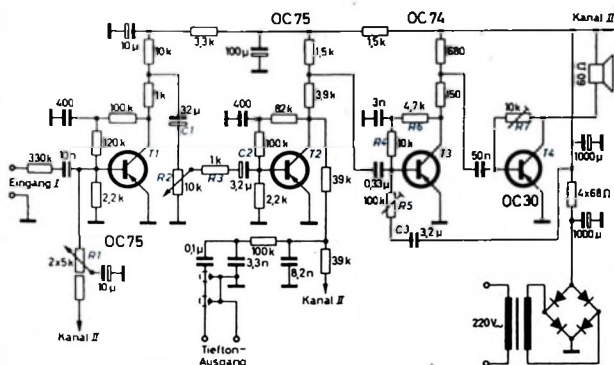


Bild 40. Stereo-Transistorverstärker (ein Kanal)

Die Schaltung eines Kanals eines Stereo-Transistorverstärkers zeigt Bild 40. Hierbei wird ein anderes Prinzip angewandt: Ein vorhandener Verstärker (zum Beispiel ein Rundfunkgerät) überträgt die gemeinsamen Bässe (bis etwa 300 Hz), während für die Mittelagen und Höhen zwei getrennte Kanäle vorhanden sind. Daher arbeitet der Lautstärkeregler des Rundfunkgerätes dann als Tiefenregler. Die Lautstärkeregelung erfolgt mit einem Tandemregler im Zusatzgerät.

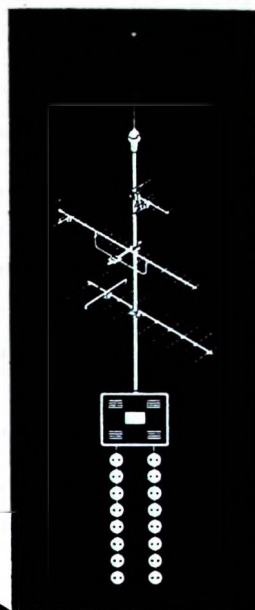
1) Eichholz, H.: Stereo-Zusatzverstärker mit Transistor-Vorstufen. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 7, S. 211



Richtungskoppler



**Ringgabel-
schaltung**



Technische und wirtschaftliche Vorteile

durch neuartige Schaltprinzipien

Mit der Einführung des Richtungskopplers bei Antennensteckdosen wird z. B. beim Fernsehempfang im Band IV/V schon bei 4 Teilnehmern **eine Verstärkerstufe mit ihren Stromkosten eingespart.**

Universalweichen mit Richtungskoppler ermöglichen das wirtschaftliche Zusammenfassen mehrerer kleiner Anlagen zur Band-IV/V-Nachrüstung **mit einem gemeinsamen Frequenzumsetzer.** Antennenweichen mit Ringgabelschaltung und Universalweichen mit Richtungskoppler verhindern gegenseitige Störungen **bei Belegung von Nachbarkanälen.**

Fordern Sie bitte ausführliche Druckschriften bei unseren Geschäftsstellen an.

Jeder der beiden Verstärkerkanäle enthält vier Transistoren. Die Endstufe jedes Kanals ist mit einem OC 30 (T 4) bestückt, der zur Arbeitspunktstabilisierung nach dem Prinzip der halben Speisespannung betrieben wird⁵⁾. Man erreicht mit dieser einfachen Maßnahme, daß bei Verschiebung des Arbeitspunktes die Kollektorverlustleistung immer sinkt, eine Aufheizung des Transistors also nie erfolgen kann. Der Arbeitswiderstand wird durch die Schwingspule des Lautsprechers gebildet, die eine Impedanz von 60 Ohm haben muß. Zwischen Basis und Kollektor von T 4 ist eine Gleichstromgegenkopplung angeordnet (R 7), die ebenfalls als Arbeitspunktstabilisierung wirkt. Infolge der beiden Stabilisierungsmaßnahmen tritt bei normalen Transistoren auch bei den höchsten vorkommenden Umgebungstemperaturen nur ein geringer Rückgang der maximalen Stromverstärkung ein. Gleichzeitig hat R 7 eine Wechselstromgegenkopplung zur Folge, die die Stromverstärkung etwa um den Faktor 2 vermindert. Um den gleichen Wert nehmen aber auch die Verzerrungen der Endstufe ab.

Die Schaltung ohne Ausgangsübertrager hat jedoch den Nachteil, daß infolge der Verkleinerung des Ausgangswiderstandes ein erhöhter Brummstrom aus dem Netzteil wegen der Reihenschaltung von Lautsprecher und Transistor-Ausgangswiderstand entsteht. Zur Unterdrückung des Brumms ist daher eine Brummkompensation zwischen der Basis von T 3 und dem Lautsprecher angeordnet (C 3, R 5).

Der Kollektorruhestrom des Treibertransistors T 3 ist so zu wählen, daß die Stabilisierung durch R 4, R 6 auch bei der höchsten zulässigen Umgebungstemperatur noch den notwendigen Aussteuerbereich sicherstellt. Die zweite Stufe (T 2) des zweistufigen Vorverstärkers arbeitet gleichzeitig als Trennstufe. In Reihe mit dem Koppelkondensator C 2 liegt hier der 1-kOhm-Widerstand R 3, der auch bei weit zurückgedrehtem Lautstärkeregler R 2 einen Mindest-Quellwiderstand gewährleistet. Der Kondensator C 1 trennt den Lautstärkeregler gleichstrommäßig von der Vorstufe, um Kratzgeräusche beim Regeln der Lautstärke zu verhindern. Unterschiedliche Verstärkungen in beiden Kanälen lassen sich mit dem Balanceregler R 1 ausgleichen.

⁵⁾ Temperaturstabilisierung in Transistorschaltungen nach dem Prinzip der halben Speisespannung. Funk-Techn. Bd. 15 (1960) Nr. 15, S. 541-543

Automatische Magnetband-Stoppeinrichtung

Bei Tonschnittarbeiten mit Film oder Tonband wird viel Zeit durch automatisches Stoppen des Bandes an besonders markierten Stellen gespart. BBC, London, hat jetzt ein optisches Verfahren eingeführt, das früheren in bezug auf Funktionssicherheit und Störuneempfindlichkeit überlegen ist. Am Tonband wird eine Markierung in Form eines Streifens Klebeband angebracht. Dieses selbsthaftende Klebeband („390/VR“, 1/4“, der Minnesota Mining & Man. Co.) ist auf der Außenseite aluminisiert; auch unter Druck „kriecht“ es nicht, so daß ein Zusammenkleben zweier Tonbandlagen und eine damit unvermeidbare Beschädigung des Tonbandes nicht eintreten kann.

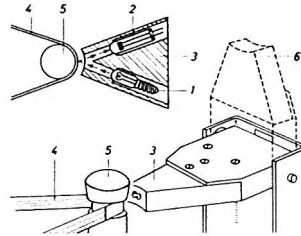


Bild 1. Abtaster der photoelektrischen automatischen Stoppeinrichtung

Der verwendete Abtaster ist im Bild 1 dargestellt. Das Licht der Lilliput-Lampe 1 fällt auf das Tonband 4. Die aluminisierte Oberfläche des Markierungsstreifens reflektiert den Lichtstrahl zum Photowiderstand 2, dessen Ausgangsstrom den Stoppschalter betätigt. Lampe und Photowiderstand sind in Aussparungen untergebracht, die im geeigneten Winkel in den massiven Abtasterblock 3 gebohrt wurden. Streulicht von den übrigen Teilen des Tonbandes beeinträchtigt die Arbeitsweise nicht. Die Anordnung liefert einwandfreie Ergebnisse, wenn der Abstand zwischen Tonband und Abtaster stets genau eingehalten wird. Diese Bedingung wird am besten durch Wahl einer Reflexionsstelle erfüllt, an der das Tonband fest anliegt (beispielsweise an der Führungsrolle 5).

Der Abtaster kann in die Stellung 6 hochgeklappt werden, um das Einlegen des Bandes zu erleichtern. Ein Mikroschalter trennt ihn dabei elektrisch ab, so daß keine Auslösung durch Raum- oder Streulicht möglich ist.

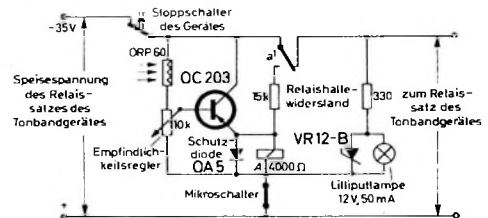


Bild 2. Schaltbild der Stoppeinrichtung mit Transistorverstärker: an Stelle der Zenerdiode VR 12-B ($U_Z = 12 \text{ V}$, $I_{Z \text{ max}} = 160 \text{ mA}$, $r_Z = 12 \text{ Ohm}$) kann beispielsweise die ZL 12 von Intermat verwendet werden

Der benutzte Kadmlumsulfid-Photowiderstand ORP 60 (Mullard) ist besonders geeignet, da er neben einer hohen Empfindlichkeit einen kräftigen Ausgangsstrom liefert, der ohne Zwischenverstärkung zur Relaisbetätigung ausreicht. Er kann aber auch unter erschwerten Bedingungen (etwa bei niedriger Speisespannung und geringem Licht) verwendet werden, sofern man beispielsweise dann das Relais A nach Bild 2 über einen einfachen und sicheren Transistorverstärker speist. Die Zeitkonstante des Photowiderstandes (je nach Ausleuchtung 10 ... 20 ms) kann zur Erhöhung der Selektivität des Abtasters ausgenutzt werden, indem man die Länge des metallischen Markierungsstreifens der jeweiligen Aufgabe anpaßt.

Verglichen mit dem beschriebenen Abtaster haben andere Stoppeinrichtungen gewisse Nachteile. So sind Metallstreifen, die in das Band eingefügt oder auf dieses geklebt werden, zwar theoretisch zur direkten Kontaktgabe durch Überbrückung von zwei Schaltkontakten geeignet, in der Praxis aber trotz der sehr einfachen Anordnung nicht immer sicher. Gleiches gilt für kapazitive Verfahren. Auch optische Anordnungen sind bekannt, bei denen aufgeklebte weiße oder farbige Marken an ihrem diffusen Reflexionslicht erkannt und ausgewertet werden; da jedoch Klebestellen des Tonbandes oft Licht von der gleichen Größenordnung reflektieren, ist die Unterscheidung zwischen Marke und Klebestelle sehr erschwert. Bei anderen Verfahren (zum Beispiel Perforation oder Entfernung der Oxydschicht) wird der Film beziehungsweise das Tonband beschädigt.

R. T. (Bückley, G. V.: Automatic tape stop. Wireless Wld. Bd. 68 (1962) Nr. 2, S. 74-75)



- 48 Meßbereiche
- Hohe Empfindlichkeit (25 000 Ω/V)
- Automatischer Schutzschalter
- Gedruckte Schaltung
- Robustes Spannbandmeßwerk
- Hohe Genauigkeit



METRAWATT A.G. NÜRNBERG

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe 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



Berufserfolg durch Hobby!

Der Amateurfunk ist eines der schönsten Hobbys, die es gibt; Funkamateure haben außerdem glänzende Berufsaussichten. Lizenzfreie Ausbildung d. anerkn. Fernstudium. Fordern Sie Freiprospekt C 35 an.

Institut für Fernunterricht - Bremen 17

Kaufgesuche

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren. Berlin W 35

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



Gegen Kassenmagler...
Mogler-Kassen

ABT 183 MOGLER KASSENFABRIK HEILBRONN



ein NEUER, aufsehenerregender Magnet-Tonabnehmer

SERIE M 33

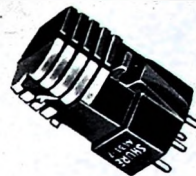
Stereo Dynamic

Eine brillante Neuentwicklung für einzigartige Musikwiedergabe: **FREQUENZBEREICH:** 20 bis 20000 Hz — ohne eine Spur von Verzerrung.

TONFÄRBUNG: tatsächlich nicht-existent. Keine Beimischung von störenden Eigentönen. Bestechende Natürlichkeit, makellose Wiedergabe. Brummfrei (Abschirmung aus Mu-Metall).

COMPLIANCE (NADELNACHGIEBIGKEIT): mehr als 20x10⁻⁴ cm/dyn! Ermöglicht Auflagedruck von nur 1 Gramm! Verhindert Verschleiß von Schallplatte und Abtaststift. Auflagedruck M 33 1-3 Gramm, M 77 3-6 Gramm.

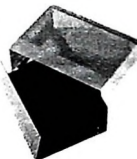
ABTASTSTIFT: Außerordentlich robuste und leicht auswechselbare Konstruktion (Diamant).



SHURE Shure Brothers, Inc., Evanston, Illinois, U. S. A.

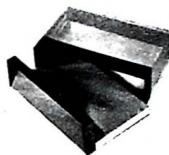
Garrard-audioson GmbH, Frankfurt/M., Beethovenstraße 60
TELION AG., Zürich, Albisriederstraße 232

RIM-Metall-Flachgehäuse



FL 25 W

Formschön — zweckmäßig
— zweifarbig (hell- und dunkelgrau) — Stahlblech — perforierte Haube — gute Entlüftung — kunstharzlackiert — Bodenplatte mit 4 Gummifüßchen — ungelocht — zerlegbar — preisgünstig.



Außenmaße

Typ	Breite	Höhe	Tiefe	Gewicht	Preis	Best.-Nr.
	mm	mm	mm	kg	DM	
FL 25	255	95	183	1,850	29,50	85 030
FL 30	305	115	223	2,500	38,50	85 031
FL 35	355	115	243	3,350	47,90	85 032
FL 45	455	145	283	5,300	64,50	85 034

FL 25 W, Maße wie FL 25, jedoch Ausführung s. Abb. 19,80 85 030 W

8 München 15, Bayerstr. 25 am Hbf.

Original-Leistner-Schlüsse

ebenfalls zu RIM-Konditionen kurzfristig lieferbar. Händler u. Fachverbraucher verlangen Lieferbedingungen H.

RADIO-RIM

SARATEG GMBH

(18) Saarbrücken · Postfach 364
Cecilienstraße 11-13 · Telefon 2 81 76
Telex 0442675

Markenröhren - Schnellhandel
Rundfunk- und Fernsehrohren
Bildröhren, Halbleiter-Dioden

Preisliste mit Prospekten auf Anfrage

NEU! ELEKTRONEN-BLITZGERÄTE

in 2-3 Stunden nach ausführlichem Bauplan selbstgebaut. Nur Lötkolben und Schraubenzieher nötig! Moderne Transistor-Schaltung. Bausatz ab DM 87,50. Gratisprospekte anford. von W. GAWEL-Versand Abt. A1, Hannover, Böckerstr. 31

IHRE GROSSE CHANCE!

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

FERNUNTERRICHT FÜR RADIOTECHNIK
Ingenieur Heinz Richter · Güntering/Post Hechendorf · Pilsensee/Obb.

Mehr Sicherheit durch

WZ-Multilux

die neue, vollautomatische
Notlicht-Einzelbeleuchte

Listen S 188/189

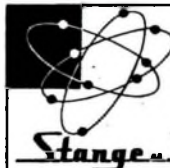
außerdem stellen wir her:

WZ-Nolux

Ladeautomaten
für Notlichtbatterien sowie
Gleichrichtergeräte für alle
Anwendungsgebiete



Wilhelm Zeh KG · Freiburg i. Br.



ELEKTROAKUSTIK

Mischpultverstärker

LVM 8	8 W	DM 248,-
LVM 15	15 W	DM 398,-
LVM 30	30 W	DM 548,-
LVM 15/G	15 W	DM 463,-
LVM 30/G	30 W	DM 613,-

Sonderanfertigungen

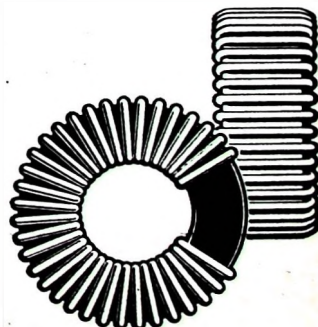
Stange-Walfrum

Elektronische Geräte und Anlagen

Berlin SW 61, Ritterstraße 11 · Ruf: 61 6996 · Telegramm-Adresse: Stawa



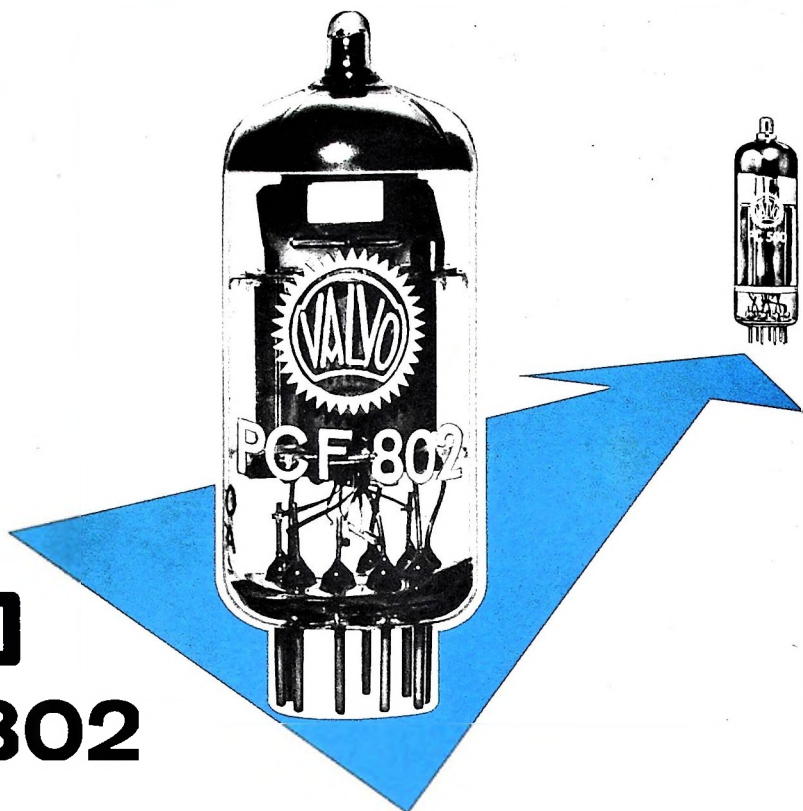
Ringbewickelmaschinen
Spulenwickelmaschinen
Ankerwickelmaschinen
Bandagiermaschinen u.a.



FROITZHEIM & RUDERT

BERLIN · REINICKENDORF WEST · SAALMANNSTRASSE 7-11

VALVO PCF 802



Verbundröhre für Ansteuergeneratoren von Horizontalendstufen in Fernsehempfängern

Die neue Verbundröhre PCF 802 ist speziell für die Verwendung im Sinusoszillator zur Ansteuerung der Horizontalendröhre PL 500 vorgesehen. Sie erfüllt alle Anforderungen, die an eine Röhre für solche Stufen gestellt werden müssen. Besonders in bezug auf Brummempfindlichkeit und Mikrofonie ist die Valvo PCF 802 ihren Vorgängertypen gegenüber wesentlich verbessert worden.

Durch eine spezielle Anordnung und Formgebung der Glimmer werden Isolationsfehler während der Lebensdauer weitgehend vermieden. Daher werden auch Frequenzabweichungen, die durch Veränderungen in dem als Reaktanzröhre verwendeten Triodenteil verursacht werden, besonders klein gehalten.

Heizung

indirekt durch Wechsel-
oder Gleichstrom.

Serienspeisung,
normierte Anheizzeit

$I_f = 300 \text{ mA}$

$U_f = 9 \text{ V}$

Kenndaten

Pentodenteil

$U_a = 100 \text{ V}$

$U_{g2} = 100 \text{ V}$

$U_{g1} = -1 \text{ V}$

$I_a = 6 \text{ mA}$

$I_{g2} = 1,7 \text{ mA}$

$S = 5,5 \text{ mA/V}$

Triodenteil

$U_a = 200 \text{ V}$

$U_g = -2 \text{ V}$

$I_a = 3,5 \text{ mA}$

$S = 3,5 \text{ mA/V}$

$\mu = 70$



VALVO GMBH HAMBURG