

A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

15 1967

1. AUGUSTHEFT



Keine Angst vor dem Farbfernsehgeräte-Service!

Denne die neuen Graetz Farbfernsehgeräte Burggraf Color und Kalif Color sind in jeder Hinsicht servicegerecht konstruiert. Zwei Beispiele für viele:



■ **Einstellung der dynamischen Konvergenz von vorn**
 Sie brauchen keine umständliche Arbeit mit Spiegel, um den Bildschirm zu beobachten.

■ **Klemmschaltung verkürzt die Arbeitszeit**

Sie brauchen höchstens 20 Minuten für die Korrektur der dynamischen Konvergenz-Einstellung (auch ohne jahrelange Routine!).

Und so klug durchdacht sind auch alle anderen Einzelheiten der Graetz Farbfernsehgeräte. Der Farbtonregler, mit dem Ihr Kunde die Farbwiedergabe individuell an die Raumlichtverhältnisse anpassen kann. Die zusätzliche Entmagnetisierungseinrichtung, die dafür sorgt, daß das Farbbild durch magnetische Einflüsse nicht gestört wird. Und nicht zuletzt die optimale Klangqualität, auf die wir ganz besonderen Wert gelegt haben.

Wir informieren Sie gern ausführlicher über Graetz Burggraf Color und Kalif Color.



Begriff des Vertrauens

AUS DEM INHALT

1. AUGUSTHEFT 1967

gelesen · gehört · gesehen	532
FT meldet	534
Real-Time-Datenverarbeitung	537
Farbfernsehen	
Farbdifferenzsignal-Verstärker mit Transistoren	538
Persönliches	540
Stereophonie	
Technische Besonderheiten des Hi-Fi-Stereo-Empfangsteils „CE 1000“	541
Balanceeinstellung in Stereo-Verstärkern	545
Neue Empfangsanlage für Wettersatelliten-Sendungen	546
Elektroakustik	
Das Tauchspulen-Richtmikrofon nach dem Zweiweg- Prinzip und seine Entwicklung	551
Halbleiter	
Anwendung integrierter Halbleiterschaltkreise in der Unterhaltungselektronik	554
Meßtechnik	
Halbautomatischer Nullabgleich bei Wechselstrommeß- brücken	557
Für den KW-Amateur	
6. Internationales Badenseetreffen der Funkamateure ...	561
FT-Bastel-Ecke	
Kleinstempfänger mit integriertem Schaltkreis und mit diskreten Bauelementen	563
Selbstbau von Geräten	564
Für den jungen Techniker	
Hochfrequenzoszillatoren mit Quarzstabilisierung	565

Unser Titelbild: Blick in die neue Wendelantenne zum Empfang von Wettersatelliten-Sendungen (s. a. S. 546)

Aufnahme: Institut für Meteorologie und Geophysik der FU Berlin

Aufnahmen: Verleger, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verleger. Seiten 530, 533, 535, 536, 547-550, 567 und 568 ohne redaktionellen Teil

„... Das Buch dürfte für jeden, der einen Überblick über die heutige Transistortechnik gewinnen möchte, ein zuverlässiger Helfer sein. Das ausführliche Sachwörterverzeichnis ermöglicht es, dieses Buch auch als Nachschlagewerk zu benutzen.“

So urteilt Herr F. B. in der Zeitschrift „Der Elektromeister“ über das Werk



Transistor- Schaltungstechnik

von Herbert Lennartz und Werner Taager

Aus dem Inhalt

Die verschiedenen Transistorarten (pnp-, npn-,
legierte, gezogene und Mesa-Transistoren)
Transistorsymbole
Darstellung der Transistorparameter
Kennlinien von Transistoren
Kennzeichnende Eigenschaften der Transistoren
Der Transistor als Verstärkerelement
Gegenkopplungen
Gleichstromverstärker mit Transistoren
Der Transistor als elektronischer Schalter
Transistoroszillatoren
Der Transistor in der allgemeinen Elektrotechnik
Der Transistor in der Rundfunkempfangstechnik
Der Transistor in der Fernstechnik
Breitbandverstärker
Messungen an Transistoren

254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen · 280 Formeln
Ganzleinen 27,- DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland,
durch Buchverkaufsstellen (Fachhandlungen mit Literatur-Abtei-
lung), durch die Post sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GM
BH

1 BERLIN 52 (Borsigwalde)

Farblüchtige Fernsehender für den WDR

Für den Westdeutschen Rundfunk lieferte Siemens zwei VHF-Fernseher (10/2 kW und 20,4 kW mit Bildsenderkontrollgestell). Der erste Sender wird in Langenberg/Rheinland, der zweite in Köln, Hochhaus, aufgebaut. Beide Sender sind voll farbrauglich und werden ab Herbst 1967 Farbfernsehsendungen ausstrahlen. Außerdem lassen sich beide Sender weitgehend automatisch betreiben, so daß die Sendestellen auch unbesetzt arbeiten können.

Farbfernseh-Großbild-Projektionsanlage für die medizinische Fakultät der Universität Mainz

Die Deutsche Philips GmbH, Abteilung Technisches Fernsehen, liefert für die medizinische Fakultät der Universität Mainz einen Farbfernseh-Großbild-Projektor „Eidophor“ für die direkte Übertragung von Farbfernsehaufnahmen aus den Operationssälen in den Hörsaal. Der nach dem sequentiellen Verfahren arbeitende Projektor kann farbige Fernsehaufnahmen je nach den räumlichen Gegebenheiten bis zu einer Bildgröße von 10 m × 7 m projizieren.

Plattenwechsler-Verstärkerkoffer „Go-Go Mini Changer“

Der neue Plattenwechsler-Verstärkerkoffer „Go-Go Mini Changer“ der orbo electronics GmbH enthält als Laufwerk eine Sonderausführung des BSR „Mini Changer UA 50/6“. Das Koffergehäuse (38 cm × 24 cm × 14,5 cm) besteht aus zwei gleichen Kunststoffschalen, die mit einem besonders ausgebildeten Schließrahmen nur durch zwei Schließschlüssel miteinander verbunden sind. Das Unterteil enthält neben dem Laufwerk einen 3,5-W-Transistorverstärker, der den Frequenzbereich 45 bis 14 000 Hz ± 3 dB überträgt. Der Lautsprecher ist im abnehmbaren Kofferdeckel untergebracht. Für Stereo-Betrieb läßt sich ein Rundfunkgerät zur Wiedergabe des zweiten Kanals anschließen.

VHF-UHF-Fernsehantenne fürs Camping

Mit der „Exa-Camping-Combi“ bringt Ezator, Hans Kolbe & Co. eine Camping-Fernsehantenne auf den Markt, mit der sich gegenüber den einfachen Teleskopantennen der Portables beträchtliche Antennengewinne erreichen lassen. Die VHF-Antenne hat vier Elemente (Gewinn 5 dB, Vorrück-Verhältnis 16 dB) und empfängt die Kanäle 5...12.

Die UHF-Antenne hat sieben Elemente (Gewinn 7,5 dB, Vorrück-Verhältnis 20 dB) und ist für die Kanäle 21...60 dimensioniert. Die komplette Antennenanlage ist auf zwei Beutel mit Reißverschlüssen verteilt, von denen der eine die VHF- und die UHF-Antenne (jede mit 10 m unlösbarer Zuleitung) enthält. Im zweiten Beutel befinden sich drei 1 m lange Steckmaste mit Abspannseilen, Spannern und Heringen.

Lautsprecher in der Kopfstütze

Um die Lärmbelastung durch Lautsprecherwiedergabe zu verringern, hat Feho eine Kopfstütze „Feho-Intim“ entwickelt, bei der an den Enden Seitenteile angebracht sind, die jeweils ein Lautsprechersystem enthalten. Die Rückenlehne jeder Sitzgelegenheit aufsetzen läßt, eignet sich für Mono- und Stereo-Wiedergabe. Auf Wunsch ist sie auch mit Lautstärkereglern lieferbar.

MOS-Feldeffekttransistor für FM- und AM/FM-Empfänger

RCA hat einen preisgünstigen Silizium-MOS-Feldeffekttransistor unter der Bezeichnung 40468 herausgebracht, der speziell für HF-Verstärker-Anwendungen in FM- und AM/FM-Empfängern entwickelt wurde. Der weite Regelbereich des 40468 verringert die Kreuzmodulationseffekte in AM-Empfängern beträchtlich und reduziert die Erzeugung von Nebenresonanzen in FM-Empfängern auf ein Minimum. Bei 100 MHz wird beim Betrieb als neutralisierter Verstärker eine Leistungsverstärkung von 17 dB erreicht (Leistungsverstärkung bei nichtneutralisiertem Betrieb 14 dB, Steilheit 7,5 mA/V bei 100 MHz, Rückwirkungskapazität maximal 0,2 pF). Der Transistor ist in einem TO-104-Metallgehäuse untergebracht.

Schnelle Schalltransistoren für 10 A

SGS-Fairchild erweiterte die Typenreihe der 10-A-Schalltransistoren durch die Silizium-Planartransistoren BUY 16 ($U_{CE0} = 80 V$) und BUY 17 ($U_{CE0} = 60 V$) im TO-59-Schraubgehäuse, deren Schalt- und Sättigungsparameter für 10 A garantiert werden (Einschaltzeit $\leq 5 \mu s$, Ausschaltzeit $\leq 1 \mu s$). Sie eignen sich besonders für die Endstufen schaltbarer Netzgeräte, für Wechselrichter, Ablenkschaltungen, Servoverstärker-Schaltvorrichtungen sowie für Sender und Empfänger der Nachrichtentechnik.

Siliziumtransistoren und -dioden für Tiefseekabelverbindungen

Nach fünfjähriger Forschungs- und Entwicklungsarbeit in ihrem Werk in Footscray, Kent (Großbritannien), hat das I.T.T.-Halbleiterwerk S.T.C. Semiconductors Ltd. jetzt mit der Produktion von Silizium-Planartransistoren und -dioden zum Einbau in transozeanische Unterwasserkabelverbindungen begonnen. Bei Verwendung in Seekabeln werden an Qualität und Zuverlässigkeit der Transistoren und Dioden erheblich strengere Anforderungen gestellt als bei jeder anderen Anwendung. Beispielsweise dürfen sich die Kenndaten bei zwanzigjährigem Dauerbetrieb um nicht mehr als 5% verändern. Zur Herstellung dieser außergewöhnlich zuverlässigen Transistoren und Dioden wurde in Footscray ein besonderer Fertigungsbereich geschaffen, in dem die Bauelemente unter äußerster Staubfreiheit hergestellt werden. Ferner wurde eine spezielle Qualitätskontrollanlage gebaut, in der alle Transistoren und Dioden bis zu einer Dauer von 9 Monaten geprüft werden.

Einbauminstrumente ohne Meßwerk-Ausbuchung

Mit neuen Einbauminstrumenten von Weston Instruments Inc., die keine Meßwerk-Ausbuchung mehr haben, ist es möglich, den Raum hinter der Frontplatte vollständig auszunutzen. Die Modelle „521“ (63 mm breit) und „531“ (89 mm breit) sind nur 17 mm tief und benötigen zur Befestigung und für die elektrischen Anschlüsse nur zwei 9,5-mm-Bohrungen in der Frontplatte. Sie enthalten das bei Profilinginstrumenten verwendete Drehspul-Kernmagnet-Meßwerk, das eine Empfindlichkeit von 100 μA für Vollausschlag und eine Genauigkeit von $\pm 2\%$ hat. Die Linearität entspricht der der konventionellen Instrumente.

Vereinfachte Funktionsüberwachung

Bei der Prüfung, Überwachung und Wartung komplizierter mehrstufiger elektronischer Systeme lassen sich durch eine eingebaute Funktionsanzeige oft eine Vereinfachung und eine erhebliche Kostenersparnis erreichen. Dieses in Amerika unter der Bezeichnung BITE (Built In Test Equipment) entwickelte System arbeitet mit einem Schanzeichen in Mikrominiaturbauweise (18 mm × 10 mm × 4 mm), das abhängig von der Anwendung anzeigt, ob beispielsweise

Spannungs-, Strom-, Frequenz- oder Impulspegel den Anforderungen entsprechen. Eine magnetische Selbsthaltung ermöglicht es, auch vorüber-



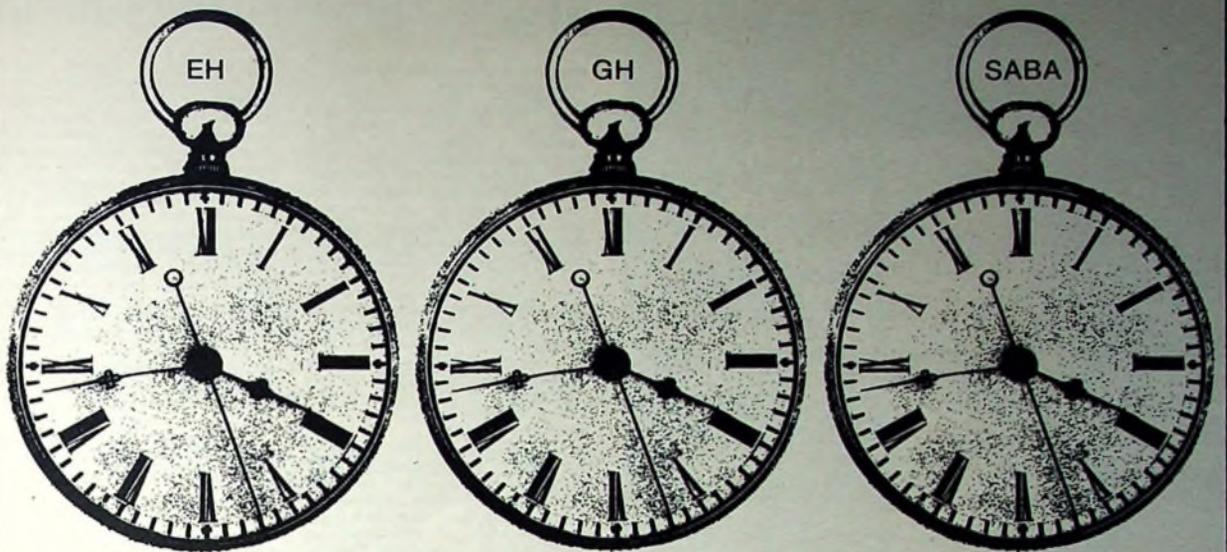
gehend aufgetretene Fehler zu erkennen und zu lokalisieren. Eingebaute Kontakte bewirken einen Leistungsbedarf des Schanzeichens nur während der Schaltvorgänge. Die erforderliche Impulsdauer beträgt 15 ms und kann bei Spezialausführungen bis auf 5 μs herabgesetzt werden. Auch eine Verzögerungsschaltung läßt sich einbauen, die ein Ansprechen zum Beispiel erst nach 10 ms bewirkt. Derartige Schanzeichen liefert die D.W. Haydon Comp., Waterburg (Deutsche Vertretung: Valvo GmbH, Hamburg).

Computer entwirft das „perfekte Schiff“

In einer nordwestenglischen Werft wurde jetzt ein Computer „ICT 1902“ der ICT installiert, der für eine bestimmte Aufgabe das „perfekte Schiff“ entwerfen kann. Wenn der Schiffseigner den Typ des Schiffes zusammen mit den Daten für die Betriebskosten und Frachten sowie andere wichtige Werte angibt, kann der Computer in wenigen Stunden Konstruktionsdetails und sogar Baupreise liefern.

Doppler-Drehfunkfeuer bei Salzburg

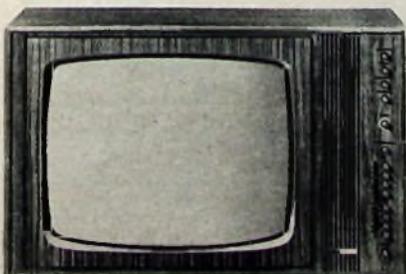
Nach erfolgreichem Probebetrieb wurde jetzt ein im Auftrag des österreichischen Bundesamtes für Zivilluftfahrt in St. Pantaleon bei Salzburg aufgebautes SEL-UKW-Drehfunkfeuer dem Verkehr übergeben. Die Anlage nutzt ergänzend zum konventionellen VOR-Verfahren das Dopplerprinzip aus, wodurch auch beim Überfliegen von sehr rauhem Gelände, zum Beispiel von Gebirgszügen, eine sehr konstante Kursanzeige erreicht wird. Flugmessungen der Luftstraßen in Nord-Süd-Richtung (Klagenfurt) und in Ost-West-Richtung (Stuttgart-München-Wien) zeigten gegenüber einem konventionellen VOR an der gleichen Stelle sehr gute Ergebnisse. Mit der neuen Doppler-VOR-Anlage ist es möglich, auch übers Gebirge hinweg mit aufgeschaltetem Autopiloten zu fliegen.



Unsere Uhren gehen gleich

Wir – Facheinzelhandel – SABA-Großhandel und SABA – brauchen uns nicht nach anderer Leute Uhrzeiten zu richten. Unsere Uhren gehen gleich. Das war nicht von Anfang an so. Auch wir mußten uns erst auf eine gemeinsame Uhrzeit einigen. Mußten erst eine Marktordnung schaffen. Aber seitdem das funktioniert – seit dem Mai 1962 – halten wir uns pünktlich an die Vereinbarung. Da gibt es keine Ausnahme.

»Bilanz einer Partnerschaft«

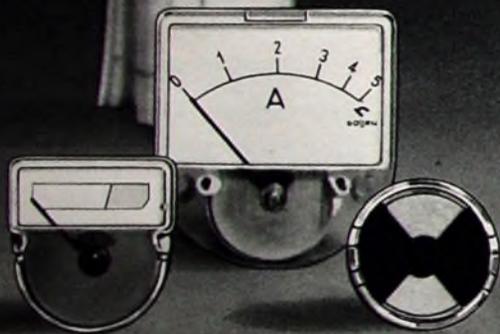


SABA Schauinsland T 2000 color
Festpreis DM 2 378,- (Mehrpreis für hell mattiert DM 20,-)

Dieses SABA-Gerät gibt es ausschließlich beim Facheinzelhandel. Es erscheint in keinem Versandkatalog. Es steht in keinem Waren- oder Kaufhaus. Es

taucht nicht auf dem Grauen Markt auf. Es ist nicht beim Discounter zu haben und in keinem C + C- oder Möbel-Lager. Dafür sorgen wir.

Planen Sie schon den Einsatz von Drehmagnetindikatoren ?



GOSSEN-Drehmagnetindikatoren als Aussteuerungsmesser, Abstimmanzeiger und Betriebszustandsanzeiger

Die Vorteile unserer Geräte :
Äußerst preiswert durch Serienfertigung

Empfindlichkeit 250 μ A, 2 kOhm (125 μ A, 4 kOhm)

Sehr robust (keine Meßwerkspiralen, rüttel- und stoßfest 20 g.)

Skalenausführung mit Zeiger und Scheibe
Große Betriebssicherheit

Bitte fordern Sie unsere technischen Datenblätter an

P. Gossen GmbH 852 Erlangen

GOSSEN

Forschungsabkommen zwischen Siemens und CGE

Die Siemens AG, Berlin und München, und die Compagnie Generale d'Electricité (CGE), Paris, sind übereinkommen, auf den Forschungs- und Entwicklungsgebieten Brennstoffzellen und Supraleitung zusammenzuarbeiten. Beide Firmen unterhalten in Erlangen bzw. in Marcoussis Forschungszentren, in denen sie auf diesen Gebieten bereits erhebliche Vorarbeiten geleistet haben. Die Verträge sehen einen Erfahrungsaustausch mit gegenseitiger Lizenzgewährung vor und haben eine Laufzeit von fünf Jahren.

Felten & Gulleaume übernimmt Tekade

Zur Verstärkung und Vervollständigung ihrer Tätigkeit auf dem Fernmeldegebiet hat die Felten & Gulleaume Fernmeldeanlagen GmbH, Nürnberg, die Werksanlagen und Einrichtungen ihrer Tochtergesellschaft Tekade Fernmeldeapparate GmbH, Nürnberg, gepachtet und deren Personal übernommen. Gleichzeitig wurde der Firmenname geändert in Tekade Felten & Gulleaume Fernmeldeanlagen GmbH. Das Arbeitsgebiet umfaßt jetzt neben der Übertragungstechnik auch die Gebiete Funktechnik und Vermittlungstechnik.

Zusammenarbeit Philips - ACEC auf dem Gebiet der Elektrowärme
 Die N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken und die Ateliers de Constructions Electriques de

Charleroi S.A. (ACEC) haben die Zusammenlegung ihrer Aktivitäten auf dem Gebiet der industriellen Anwendung der Elektrowärme beschlossen. Dazu wurde eine neue Gesellschaft unter dem Namen Elphiac S.A. mit Sitz in Herstal (Belgien) gegründet, in der Entwicklung, Produktion und Vertrieb auf dem Gebiet der Elektrowärme der Gründerunternehmen und der ihnen angeschlossenen Gesellschaften zusammengefaßt sind. Außer dem Werk in Herstal gibt es noch zwei Produktionsstätten in Deutschland und England (HWG Hochfrequenzwärme Schmidt & Co. Gesellschaft für Induktionsanlagen mbH, Reichenbach-Pils, und Intertherm, London). Die Hochfrequenzwärme Schmidt & Co. Gesellschaft für Induktionsanlagen mbH wird ihre bisherige Tätigkeit auf dem Gebiet der Elektrowärme fortsetzen und gleichzeitig Vertrieb und Service in Deutschland der in der Elphiac zusammengeschlossenen Unternehmen übernehmen.

Farbfernseh-Lehrgänge in Flensburg

In der neuen Gewerbeförderungsanstalt in Flensburg finden in Zusammenarbeit der Handwerkskammer Flensburg mit der Handwerkskammer Lübeck Einführungs- und Aufbau-Lehrgänge in der Farbfernsehetechnik mit je 24 Unterrichtsstunden statt. Die Lehrgänge beginnen Mitte August 1967. Anfragen sind an die Handwerkskammer Flensburg, 238 Flensburg, Nikolaistraße 12, zu richten.



Hallgliederung der Großen Deutschen Funkausstellung 1967 Berlin

Die Große Deutsche Funkausstellung 1967 wird in sämtlichen Hallen und den meisten Pavillons des Berliner Ausstellungsgeländes mit einer Gesamtausstellungslänge von 64000 m² stattfinden. Bisher liegen Anmeldungen von rund 180 Firmen vor; diese Zahl kann sich aber nach geringfügig ändern. Verschiedene Sonderschauen werden das Ausstellungsprogramm der Firmen wirksam ergänzen.

Verhalle A:	Fernsehlotterie „Ein Platz an der Sonne“
Halle A:	ARD-Studios
Übergang Halle A/B:	Firmenstände
Halle B:	Firmenstände
Übergang Halle B/C:	Firmenstände
Halle C:	Firmenstände
Übergang Halle C/D:	Firmenstände
Halle D:	Firmenstände
Halle E:	Empfangshalle
Halle F:	Firmenstände
Halle G:	Firmenstände
Halle H:	Sonderschau „Parallele Wege“
Halle I:	Firmenstände
Halle K:	Preis des Tages mit dem „Glückschlüssel“; Sonderschau der Deutschen Luthians
Halle L:	Firmenstände
Halle M:	Sonderschau „Stereophonie — Hi-Fi“
Halle N:	Firmenstände
Halle O:	Sonderschau der Deutschen Bundespost
Halle P:	Firmenstände, Sonderschau „Rundfunk- und Fernseh-Techniker-Handwerk“
Verhalle Q:	Sonderschau „Unterhaltung unterwegs“
Halle Q:	Firmenstände
Halle R:	ZDF-Studios
Pavillon 2:	Sonderschau „Deutscher Amateur-Radio-Club“
Pavillon 3:	Fachverbände
Pavillon 5:	Sonderschau des Deutschen Roten Kreuzes
Philips-Pavillon:	Firmenstände
Pavillon 9:	Firmenstände
Pavillon 10:	Stiftung Warantest
Marshall-Haus:	Schallplatten-Konzert-Café
Freigelände:	Antennenstraße

Sender Bremen:

1. Programm Kanal 22,
2. Programm Kanal 32,
3. Programm Kanal 42.

**Dreimal UHF aus gleicher Richtung.
Gar nicht so selten.**

**Und bei Einzelantennen-Anlagen
oft ein schwieriges Problem.**

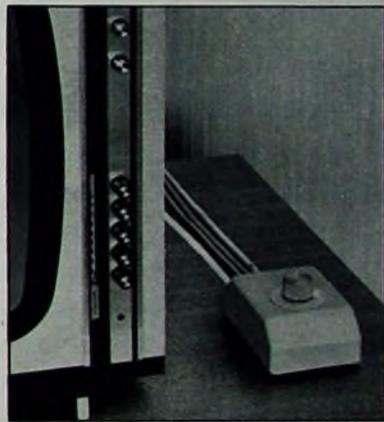
Deshalb sollten Sie sich rechtzeitig mit ELTRONIK Vario-Trev 2/45 vertraut machen. Ein fernabstimmbarer, zweistufiger Transistor-Verstärker für den Einbau in die Dipoldose der ELTRONIK-Fernsehantennen. Überall dort zu empfehlen, wo mehrere UHF-Programme aus einer oder aus annähernd gleicher Richtung zu schwach einfallen. (Es müssen nicht drei sein. Zwei genügen auch schon.)

Eine einleuchtende Idee: nicht mehrere Antennen mit mehreren Trev, sondern eine ELTRONIK-Breitbandantenne

mit einem ELTRONIK-Vario-Trev. Ihr Kunde wird Ihnen dankbar sein für die vielen Scheine, die Sie ihm mit Vario-Trev sparen helfen.

Eine elegante Lösung: Verstärker in der Dipoldose, Steuergerät mit Netzteil beim Empfänger. Kanal am Gerät wählen, ein kleiner Dreh am Steuergerät, und aus einem schlechten wird ein gutes Fernsehbild. Sehen Sie sich Vario-Trev 2/45 auf der Großen Deutschen Funkausstellung Berlin (Halle D, Stand 403) an. Oder senden Sie den Informationsscheck ein.

ELTRONIK-Vario-Trev 2/45 wie alles von ELTRONIK natürlich farbfernsehtüchtig.



ELTRONIK
Fernsehantennen

Informationsscheck

Robert Bosch Elektronik
und Photokino GmbH
1 Berlin 33
Forckenbeckstraße 9-13

Bitte, senden Sie mir weitere Informationen
über Ihren Vario-Trev 2/45.

Name: _____

Anschrift: _____

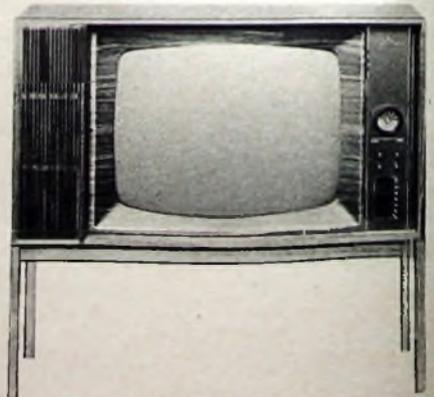
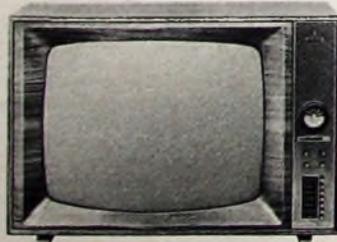
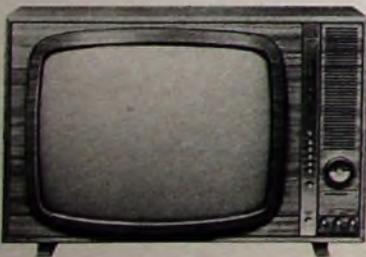


SIEMENS

Farbiges Fernsehen schwarz auf weiß

Hier steht es schwarz auf weiß: Siemens-Farbfernsehgeräte BILDMEISTER haben automatische Programmspeicherung, automatische Scharfabstimmung, automatische Umschaltung von Farb- auf Schwarzweißprogramme. Siemens-Farbfernsehgeräte BILDMEISTER bringen ein Bild, farbig wie ein Dia, scharf wie ein Foto.

Auf der Berliner Funkausstellung stellen wir unsere neuen Modelle vor. In Halle F auf Stand 601. Wir freuen uns auf Ihren Besuch.



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Real-Time-Datenverarbeitung

Für die schnelle Lösung vieler in Wirtschaft, Wissenschaft und Technik anfallender Probleme — dort sowohl für Entwicklungsarbeiten als auch zur Steuerung der Produktion — sind moderne elektronische Datenverarbeitungsanlagen heute unerlässlich. Dabei wird oft mit Schlagworten aus dem englischen Sprachschatz gearbeitet, die auf bestimmte Verfahren hinweisen. Zum Begriff „Real-Time“ fanden wir bei der Univac etwa die nachstehenden Ausführungen

„Real-Time-Datenverarbeitung“ charakterisiert eine bestimmte Methode der Datenverarbeitung unter Berücksichtigung des Zeitfaktors. Über 90% aller heute installierten Datenverarbeitungsanlagen arbeiten noch nach einer anderen Methode, dem sogenannten Batch-Processing. Es handelt sich hierbei um eine Verarbeitungsweise, bei der nur das Programm den Zeitpunkt der Ein- und Ausgabe von Daten bestimmt. Batch-Processing setzt voraus, daß angesammelte Daten dem Programm stapelweise zugeführt werden.

Beim Real-Time-Processing handelt es sich dagegen um eine Verarbeitungsweise, bei der das Programm jederzeit zur Aufnahme der im allgemeinen von externen Ein- und Ausgabestationen übermittelten Daten bereit ist. Die von der Datenverarbeitungsanlage empfangenen Daten werden sofort der Verarbeitung zugeführt mit der Zielsetzung, daß die Ergebnisse rechtzeitig zur Verfügung stehen, um den auslösenden Prozeß nach beeinflussen zu können.

So besteht zum Beispiel eines der Hauptprobleme bei der Rückkehr einer Weltraumkapsel auf die Erdoberfläche darin, den genauen Zeitpunkt der Zündung der Bremsraketen zu bestimmen. Zu diesem Zweck müssen während des Fluges der Kapsel ständig umfangreiche Berechnungen durchgeführt werden, die in eine Vielzahl von Meßdaten eingehen. Die Daten stammen teilweise von Ortungsstationen, die über die ganze Erde verteilt sind. Sie werden meistens auf dem Funkweg direkt in die Datenverarbeitungsanlagen der Steuerungszentrale eingegeben. Die Ergebnisse der Berechnung müssen so rechtzeitig verfügbar sein, daß die Bremsraketen auf die Sekunde genau gezündet werden können.

Wie in einer Vielzahl anderer Fälle gingen die ersten Impulse zur Entwicklung der Real-Time-Technik vom militärischen Bereich aus. Die Steuerung ballistischer Raketen machte eine Informationsverarbeitung in der dargestellten Weise erforderlich. Kurz nach der Entwicklung der ersten Real-Time-Anlagen für den militärischen Bereich wurden ähnliche Forderungen von den großen Luftverkehrsgesellschaften gestellt. Hier stand das Problem der Platzreservierung an. Eine Lösung in der gewünschten Form — nämlich Anfragen und Buchungen von allen Außenstellen zeitunabhängig durchführen zu können — war nur mit Hilfe der Real-Time-Verarbeitung möglich.

Bei der Anwendung der Real-Time-Technik bedarf es grundsätzlich zweier Komponenten: des zentralen Computers und spezieller Einzelverarbeitungs- Ausgabegeräte. Die Real-Time-Datenverarbeitung wird, da sie auf Einzelvorgänge aus dem Ablaufgeschehen ausgerichtet ist, in der Hauptsache mit einer Vielzahl manuell bedienter Ein- und Ausgabegeräte arbeiten. Sollen mehrere Aufgaben gleichzeitig bearbeitet werden, sollen also mehrere Benutzer ohne zeitliche Beschränkung gleichzeitig und gleichmäßig von der elektronischen Datenverarbeitungsanlage bedient werden, so muß der zentrale Computer im „Time-Sharing“ arbeiten können. Das heißt, daß er nach einer bestimmten Logik die verfügbare Verarbeitungszeit unterteilt und ständig für jeden Benutzer den ihm zustehenden Zeilanteil bereithält.

Während die zuerst beschriebene Aufgabenstellung bereits von mittelgroßen EDV-Anlagen gelöst werden kann, ist das Time-Sharing im Sinne einer selbständigen Verwaltung der Verarbeitungskapazität durch den Computer eine Domäne großer Datenverarbeitungssysteme.

Die Real-Time-Datenverarbeitung bedingt auf Grund der ihr innewohnenden Problematik ebenfalls große Datenverarbeitungssysteme. Worauf beruht diese Problematik?

Real-Time-Datenverarbeitungsanlagen brauchen ein Zeitbewußtsein, das dem Organisator gestattet, das System sowohl zur Tageszeit als auch zu bestimmten Intervallen in eine exakte Beziehung zu setzen. Ein Real-Time-Datenverarbeitungssystem muß ferner über umfangreiche Direktzugriffs-Massenspeicher verfügen, um alle notwendigen Daten ständig greifbar zu haben. Da weiterhin jede eintreffende Nachricht prinzipiell eine individuelle Verarbeitung auslösen kann, müssen in Bruchteilen von Sekunden nicht nur die gespeicherten Bestandsdaten, sondern auch jedes verlangte Individualprogramm (Real-Time-Extensionen) aufgerufen werden können. Alle Programme ständig im Arbeitsspeicher der Anlage zu halten, wäre nicht wirtschaftlich. In der Real-Time-Datenverarbeitung hat sich daher der Einsatz schneller Trammelspeicher als wirkungsvolle Ergänzung zum Arbeitsspeicher eingebürgert. Die Einhaltung der Echtzeitbedingung erfordert also eine Hierarchie von Speichermedien.

Neben der Ausführung der dem kontinuierlichen Daten- und Informationsfluß dienenden Real-Time-Programme hat die EDV-Anlage gemeinhin die Aufgabe, auch Stapelarbeiten abzuwickeln. Da die Real-Time-Programme ständig in Aktion sein müssen, erfolgt das im sogenannten Multiprogramm, der Parallelverarbeitung mehrerer Programme in der Zeiteinheit. Nehmen die Stapelprogramme zu viel vom Arbeitsspeicher in Anspruch, dann muß, da das Real-Time-Programm die höchste Priorität hat, das Stapelprogramm mit der niedrigsten Vorrangstufe kurzzeitig unterbrochen und auf die schnelle Trommel zurückgespeichert werden. Sowie der Arbeitsspeicher wieder in genügender Größe verfügbar ist, wird das eliminierte Programm zurückgeholt und am Unterbrechungspunkt wieder aufgenommen. Um diese Zusammenhänge zeitgerecht und fehlerfrei beherrschen zu können, muß die Real-Time-Anlage über einwandfreie Programmunterbrechungs- und Vorrangsteuerungseinrichtungen sowie eine ausgeklügelte Exekutivroutine, eine Art Selbstverwaltungseinrichtung des Computers und wichtigste Komponente der Real-Time-Software, verfügen.

Schließlich muß ein spezielles System vorhanden sein, das die automatische Abwicklung des Datenfernverkehrs übernimmt. Nur solche Systeme entsprechen den engen zeitlichen Grenzen der Real-Time-Datenverarbeitung, die das Zusammenstellen der gleichzeitig und zeichenweise aus verschiedenen Richtungen eintreffenden Nachrichten selbständig bewerkstelligen. Erfordert es die Organisation, so muß überdies seitens des Datenfernübertragungssystems gewährleistet sein, daß Geräte mit unterschiedlichen Übertragungsgeschwindigkeiten gemischt an ein System angeschlossen werden können.

Die Real-Time-Datenverarbeitung muß, im Vergleich zur herkömmlichen sequentiellen Datenverarbeitung, bedeutend mehr Flexibilität und Leistungsfähigkeit aufweisen. Sie ist jedoch — besonders im Zusammenhang mit Datenfernübertragung — in ihren Anwendungsmöglichkeiten universell. Theoretisch wäre es für jedes Unternehmen von Vorteil, wenn die Datenverarbeitung den natürlichen Gegebenheiten des Daten- und Informationsflusses folgte, wenn also keine zeit- und organisationsaufwendigen Maßnahmen — wie zum Beispiel Stapeln von Geschäftsvorfällen, Abstimmen oder Verdichten — notwendig wären, bevor das Ergebnis der Abrechnungsvorgänge vorliegt. Die Real-Time-Datenverarbeitung kommt in ihrer Wirkungsweise diesen Idealvorstellungen am nächsten.

ren BF 179 B und BF 179 C praktisch konstant sind, arbeiten die Vorstufentransistoren in Kollektorschaltung mit starker Stromgegenkopplung über den Emittewiderstand. Auf diese Weise wird ein hoher Eingangswiderstand erreicht. Die Eingangsspannungen werden in der Vorstufe in proportionale Kollektorströme verwandelt und diese in die Emittoren der in Basisschaltung betriebenen Endstufentransistoren eingespeist. An den Widerständen in den Kollektorleitungen entstehen dann die verstärkten Ausgangsspannungen.

Das (G—Y)-Signal wird in einfacher Weise durch Matrizierung des (R—Y)- und des (B—Y)-Signals in der Vorstufe gewonnen. Zwischen die Emittoren der Vorstufentransistoren und dem des (G—Y)-Endstufentransistors ist ein Widerstandsnetzwerk geschaltet. Am Emittor des Transistors BF 179 A entsteht das (G—Y)-Signal mit nahezu der gleichen Bandbreite wie das (R—Y)-Signal oder das (B—Y)-Signal an den Emittoren der Transistoren BF 179 B und BF 179 C.

Ein zusätzlicher Vorteil der Aufteilung des Verstärkers in Vor- und Endstufen in der angegebenen Weise ist der, daß praktisch keine Rückwirkungskapazität zwischen Eingang und Ausgang und damit auch nur eine zu vernachlässigende Miller-Kapazität am Eingang des Verstärkers auftritt.

2. Matrix und Aussteuerbereich

Ausgangspunkt für die Matrizierung in der Vorstufe ist die Beziehung zwischen den Farbdifferenzsignalen

$$-(G - Y) = 0,51 (R - Y) + 0,19 (B - Y),$$

die sich aus der Umformung der bereits genannten Grundgleichung ergibt.

Die Matrizierung erfolgt in der Weise, daß der Emittewiderstand des Vorstufentransistors durch eine äquivalente Parallelschaltung ersetzt wird, die einen Teil des Emittorstromes nach Masse fließen läßt, den anderen in den Eingang der (G—Y)-Endstufe. Diese arbeitet in Basisschaltung und hat deshalb einen sehr niedrigen Eingangswiderstand. Die Koeffizienten in der Matrizierungsgleichung entsprechen dem Verhältnis des resultierenden Emittewiderstandes zu dem Widerstand, der zum Emittor der (G—Y)-Stufe führt.

Das negative Vorzeichen beim (G—Y)-Signal in der angegebenen Gleichung wird in der Schaltung dadurch berücksichtigt, daß steigende Emittorpotentiale der Vorstufentransistoren die Kollektorströme der entsprechenden Endstufentransistoren größer werden lassen, das Steigen des Emittorpotentials in der (G—Y)-Endstufe jedoch den Kollektorstrom herabsetzt. Weil die für den (R—Y)-Kanal erforderliche Signalreduzierung im Farbverstärker durchgeführt wird, arbeiten der (R—Y)- und der (B—Y)-Kanal des Farbdifferenzsignalverstärkers mit gleicher Vorverstärkung. Die resultierenden Emittewiderstände der Vorstufentransistoren sind deshalb gleich groß (90 Ohm).

Die Maximalamplituden der Farbdifferenzsignale sind verhältnismäßig groß, weshalb der Aussteuerbereich der Endstufen nicht größer sein sollte, als es zur Übertragung der Signale erforderlich ist. Aus diesem Grunde werden Synchrondemodulatoren verwendet, die eine vollständige Übertragung der Gleichspannungskompo-

nente des Farbdifferenzsignals ermöglichen. Um den Aussteuerbereich der Endstufen den Maximalamplituden anzupassen, sind für die (R—Y)- und die (G—Y)-Stufe niedrigere Versorgungsspannungen erforderlich. Sie werden mit Spannungsteilern erzeugt. Um mit einem möglichst geringen Querstrom auszukommen, sind die Spannungsteiler gleichzeitig auch die Kollektorwiderstände. Der wirksame Kollektorwiderstand entspricht der Parallelschaltung der jeweiligen Spannungsteilerwiderstände.

3. Bandbreite und Verstärkung

Der Farbdifferenzsignal-Kanal vom Verstärker bis zu den Wehneltzylindern der Bildröhre soll die ihm angebotene Infor-

keine höhere als die halbe Farbhilfsträgerfrequenz demoduliert werden (Abtasttheorem). Diese Frequenz ist also die theoretische Grenzfrequenz des Farbkanals, weshalb höhere Frequenzen nur Verzerrungen beinhalten.

Das Filter hat also zwei Aufgaben:

a) Die Abfiltration höherer Frequenzanteile als 2,2 MHz, besonders des Farbhilfsträgers;

b) die Korrektur des Frequenzganges des Synchrondemodulators.

Bei einem bestimmten, in den Emittor des Endstufentransistors eingespeisten Signalstrom hängt die Ausgangsspannung von der Größe des Kollektorwiderstandes ab.



Bild 2. (R—Y)-Signal am Wehneltzylinder (für Farbbalken)



Bild 5. (R—Y)-Signal am Eingang des Farbdifferenzsignal-Verstärkers



Bild 3. (G—Y)-Signal am Wehneltzylinder (für Farbbalken)

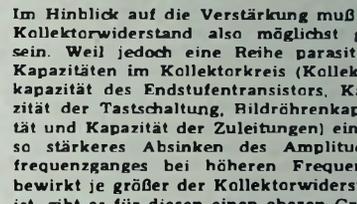


Bild 6. (B—Y)-Signal am Eingang des Farbdifferenzsignal-Verstärkers

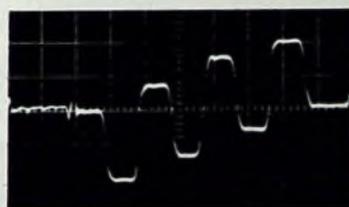


Bild 4. (B—Y)-Signal am Wehneltzylinder (für Farbbalken)



Bild 6. (B—Y)-Signal am Eingang des Farbdifferenzsignal-Verstärkers

mation möglichst unverfälscht übertragen. Das erfordert eine 3-dB-Bandbreite von etwa 1,2 MHz. Dabei soll die Verstärkung so groß wie möglich sein. Die zu betrachtende Übertragungsstrecke läßt sich in drei Abschnitte aufteilen: 1. Synchrondemodulator, 2. Farbdifferenzsignal-Vorstufe, 3. Farbdifferenzsignal-Endstufe, die in ihrer Auswirkung auf Bandbreite und Verstärkung im folgenden beschrieben werden.

Der Frequenzgang des Synchrondemodulators hängt von den verwendeten Bauelementen sowie von den Innenwiderständen der ihn speisenden Quellen ab. Weil der hier dargestellte Synchrondemodulator eine zu geringe Bandbreite hat, ist ihm ein Filter nachgeschaltet, das die oberen Frequenzen anhebt, so daß ein weitgehend linearer Frequenzgang bei einer Bandbreite von etwa 1,2 MHz erreicht wird. Vom Synchrondemodulator kann

noch erreicht wird. Mit einem Widerstand von 10 kOhm kann der Amplitudenfrequenzgang der Verstärkeranordnung bei Anwendung der Parallel- und der Serienkompensation in ausreichender Weise korrigiert werden.

Für den Frequenzgang in der Farbdifferenzsignal-Vorstufe ist der resultierende Emittewiderstand wichtig. Im Hinblick auf hohe Verstärkung sollte er möglichst klein gewählt werden. Zwei Überlegungen setzen dem jedoch eine Grenze:

a) Wird der resultierende Emittewiderstand sehr klein gemacht, dann steigt die Verstärkung der Strecke Synchrondemodulator-Farbdifferenzsignal-Verstärker nicht in entsprechendem Maße an, weil der Innenwiderstand des Demodulators gegenüber dem Eingangswiderstand des Verstärkers nicht mehr zu vernachlässigen ist. Aus diesem Grunde fällt auch der

Amplitudengang bei höheren Frequenzen ab, was jedoch durch entsprechende Dimensionierung des Filters ausgeglichen werden kann. Weil der Ausgangswiderstand vom Kurzschluß-Stramverstärkungsfaktor β der Vorstufentransistoren abhängt, machen sich die Exemplarabweichungen von β in entsprechenden Schwankungen der Verstärkung und des Frequenzganges bemerkbar. Der resultierende Emittierwiderstand und der Faktor β sollten also nicht zu klein sein.

b) Entscheidend für die korrekte Matrixierung ist es, daß der Eingangswiderstand des Emitters der (G-Y)-Endstufe klein gegenüber den Matrixwiderständen bleibt. Der Eingangswiderstand des Emitters ist am kleinsten, wenn der Innenwiderstand der Basisspannungsquelle zu Null wird. Das läßt sich mit einer großen Parallelkapazität zum Basisspannungsteiler der (G-Y)-Endstufe erreichen. Der kleinste Wert des Emittier-Eingangswiderstandes bestimmt dann für den resultierenden Emittierwiderstand einen unteren Grenzwert. Wird dieser unterschritten, treten zwei Fehler auf:

1. Fehler bei der Realisierung der Matrixkoeffizienten,

2. Fehler durch Übersprechen zwischen dem (R-Y)- und dem (B-Y)-Kanal.

Der resultierende Emittierwiderstand wurde auf 90 Ohm festgesetzt. Exemplarabweichungen der Verstärkung liegen bei einem angenommenen Demodulator-Quellenwiderstand von etwa 2 kOhm und bei den verwendeten Vorstufentransistoren BC 108 (B) unter 5%. Der Fehler durch Übersprechen ist etwa 1/4 und der Fehler bei der Realisierung der Matrixkoeffizienten etwa 3,5%.

4. Messungen

Die wesentlichsten Eigenschaften des Farbdifferenzsignal-Verstärkers sind in den Oszillogrammen (Bilder 2-8) wiedergegeben. Die Bilder 2-4 zeigen die maximalen Farbdifferenzsignale für Farbbalken an den Wehnetzylindern. Den Bildern 5 und 6 sind die dazu gehörenden Signale am Eingang des Verstärkers zu entnehmen.

Bild 7 zeigt den Amplitudenfrequenzgang des Farbdifferenzsignal-Verstärkers unter

Einschluß des Synchrondemodulators. Es ist auf folgende Weise entstanden: An den Eingang des Synchrondemodulators wird über einen Widerstand (470 Ohm) das bis etwa 7 MHz reichende Signal eines Video-Wobblers gelegt. Im Demodulator wird dann die Differenzfrequenz zwischen der jeweiligen Frequenz des Wobblersignals und der Farbträgerfrequenz gebildet und

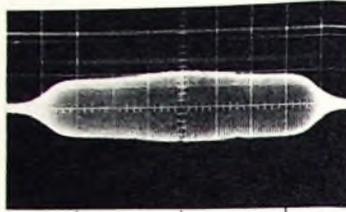


Bild 7 Amplitudengang des Farbdifferenzsignal-Verstärkers unter Einschluß des Synchrondemodulators

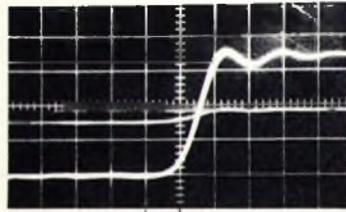


Bild 8 Signalsprung am Wehnetzylinder für einen Phasensprung des Farbsignals

dem Farbdifferenzsignal-Verstärker zu. Dabei entspricht der Frequenzmarke 4,43 MHz vor dem Demodulator die Marke 0 Hz hinter dem Demodulator. Die Bandbreite über alles ist etwa 1,2 MHz.

Bild 8 zeigt einen Signalsprung am Wehnetzylinder, hervorgerufen durch einen Phasensprung des Farbdifferenzsignals am Synchrondemodulator. Die Anstiegszeit ist etwa 0,5 μ s.

Schrifttum

[1] Suhrmann, R.: Video-Endstufen mit Transistoren für Farbfernsehempfänger. Funk-Techn. Bd 22 (1967) Nr 13, S. 470 u. 472

Persönliches

Drs. L. J. Wijns 25 Jahre bei Philips

Am 1. August beging Drs. Louis J. Wijns, Vorsitzender der Geschäftsführung der Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH, Hamburg, sein 25jähriges Dienstjubiläum. L. J. Wijns wurde am 8. November 1919 in Belgien geboren. Nach dem Studium der Wirtschaftswissenschaften begann er seine Laufbahn 1942 bei der belgischen Philips-Gesellschaft. Am 1. Januar 1965 übernahm er sein Amt in Hamburg, nachdem er von 1953 bis 1964 für Philips Portugal und von 1957 bis 1964 für Philips Brasilien verantwortlich war.

Ernennungen bei Kuba-Imperial

Dr. H. M. Werner, der bisher auf dem Gebiet des Marketing tätig war und zuletzt ein Rundfunk- und Fernsehunternehmen in Österreich leitete, hat am 1.6.1967 die Direktion des Geschäftsbereiches Vertrieb bei Kuba-Imperial übernommen. Weiterhin wurden zu Direktoren ernannt: E. Oloff für den Geschäftsbereich Entwicklung, P. J. Molz für den Geschäftsbereich Finanzen und H. Weber für den Geschäftsbereich Verwaltung und Personalwesen. Als Gesamtvertriebsleiter für die Firmengruppe Kuba-Imperial wurde H. Sandvoss bestätigt, der bereits seit 1948 im Firmenverband tätig ist.

W. Memmert im Ruhestand

Der langjährige Leiter der Grundig-Niederlassung München, Direktor Willy Memmert, ist nach Vollendung seines 65. Lebensjahres in den Ruhestand getreten. Willy Memmert wurde am 29. Juni 1902 in Karnin (Mecklenburg) geboren und begann seine Berufslaufbahn als technischer Kaufmann in der Elektroindustrie. Im Jahre 1930 kam er zur Rundfunkbranche. Seit 1950 ist er für Grundig tätig und hat die Niederlassung München seit 1955 von den kleinsten Anfängen an aufgebaut.

Geschäftsführender Vorstand des DARC

Auf der diesjährigen Hauptversammlung des Deutschen Amateur-Radio-Clubs am 27. und 28. Mai in Bingen wurde vom Amateurrat des DARC der Geschäftsführende Vorstand wie folgt neu gewählt:

1. Vorsitzender: OM Herbert Picolin (DL 3 NE), 5601 Dönberg bei Wuppertal;
 2. Vorsitzender: OM Dipl.-Met. W. Speckmann (DJ 5 UD), 359 Bad Wildungen;
- Beisitzer: OM U. Gradmann (DL 9 PL), 8963 St. Mang.

E. O. Klekheben-Schmidt †

Am 4. Juli 1967 verstarb kurz nach Vollendung seines 80. Lebensjahres Dipl. rer. oec. Erwin O. Klekheben-Schmidt, seit 1953 Leiter der Abteilung Presse und Information des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) in Frankfurt a. M. Seine ganze Tatkraft und sein umfassendes Wissen hat er in den Dienst der Public Relations für die Industrie gestellt. In zahlreichen Gremien für Öffentlichkeitsarbeit waren sein fachmännischer Rat und sein abgewogenes Urteil hoch geschätzt. Seine stets verbindliche Art hat ihm viele Freunde geschaffen.

C. Goetz-Pflug †

Nach kurzer Krankheit und schwerer Operation ist Curt Goetz-Pflug, langjähriger Mitarbeiter des SFB, am 13. Juli 1967 überraschend verstorben. Dem SFB beziehungsweise seinem Vorgänger, dem NWDR, gehörte er seit dem 1. Dezember 1949 an. Das Hörspiel, dessen Regisseur er fast 20 Jahre lang war, hat ihm sehr viel zu verdanken. Curt Goetz-Pflug war maßgeblich an der Entwicklung der Stereophonie beteiligt.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau

brachte im Juliheft 1967 unter anderem folgende Beiträge:

Anwendungen und Stand der digitalen Lichtstrahlableitung

HF-Telemetrie- und Kommandoübertragung beim Projekt 621 (Höhensonde)

Kippstufen mit extrem variabler Schaltzeit

Transistorisierter Schmitt-Trigger für positive und negative Eingangsspannungen zur Anwendung in logischen Schaltungen

Elektronik in der Raumfahrt

Mosucara 1967

Höchstfrequenztechnik auf der Hannover-Messe 1967

Elektronik in aller Welt . Angewandte Elektronik . Persönliches . Neue Erzeugnisse . Industriedruckschriften . Kurznachrichten

Format DIN A 4 - monatlich ein Heft - Preis im Abonnement 12,30 DM vierteljährlich, Einzelheft 4,20 DM

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

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

Postanschrift: 1 BERLIN 52

Technische Besonderheiten des Hi-Fi-Stereo-Empfangsteils „CE 1000“

DK 621.396.62:681.84.087.7

Technische Daten

Empfangsbereiche: UKW, KW, MW, LW
abgestimmte Kreise: UKW 17, KW 9, MW
und LW 10

Eingangsempfindlichkeit UKW: 0,9 μ V (für
30 dB Signal-Rausch-Abstand bei 40 kHz
Hub)

Begrenzungseinsatz: 1 μ V

Selektivität nach IHF: 54 dB (für 400 kHz
Senderabstand)

Geräuschspannungsabstand: 70 dB (bei
75 kHz Hub)

Stereo-Kanaltrennung: 35 dB (für 1 kHz)

Bestückung: 30 Transistoren, 2 Nuvistoren,
21 Germaniumdioden, 9 Siliziumdioden,
2 Photowiderstände

Besonderheiten: Wellenbereichumschaltung
über Hubmagnete durch leichtgängige
Tipptasten, zweifacher Präzisions-
Schwungradantrieb, Handberührungs-
Nachstimmautomatik, HF-Bandfilter-Ein-
gang bei MW und LW, Ferritantennen-
und Bandbreitenumschaltung über Relais,
stabile Rahmenbauweise, sehr leichte Aus-
wechselbarkeit der Baugruppen durch
Verwendung kommerzieller Steckverbin-
dungen

tem Aluminium trägt eine große, über-
sichtliche Flutlichtskala, zwei Drehknöpfe
für die Senderabstimmung und je eine
Reihe Schalter und Tasten für die übrigen
Gerätekfunktionen

Das Gehäuse besteht aus Stahlblech mit
schwarzer Krüssellackierung. Die An-
schlußbuchsen für Antennen, Erde und NF-
Verstärker liegen in einer Mulde an der
Unterseite des Gerätes (Bild 4), damit das
Gerät auch in der Mitte eines Raumes auf-
gestellt werden kann, ohne daß an der Ge-
räterückseite störende Anschlußstecker und
Schnüre sichtbar werden

3. Blockschaltung

Bild 5 zeigt den grundsätzlichen elektri-
schen Aufbau des Gerätes. Der UKW-Bau-

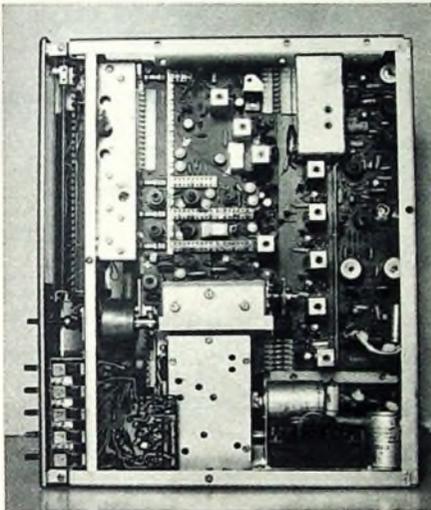


Bild 1. Ansicht des Gerätes ohne Haube von oben

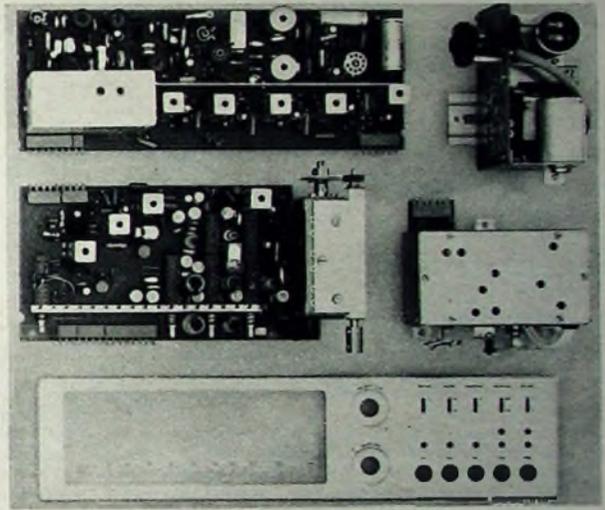


Bild 2. Die einzelnen Baugruppen

1. Einleitung

Die Anlage „Studio 1000“ der Braun AG, die aus dem Empfangsteil „CE 1000“, dem Verstärker „CSV 1000“, dem Plattenspieler „PS 1000“ und den Lautsprecherboxen „L 1000“ besteht, stellt eine Hi-Fi-Stereo-Anlage dar, die dem Benutzer ein Höchstmaß an technischer Perfektion bieten soll, einmal hinsichtlich der elektroakustischen Übertragungseigenschaften und zum anderen hinsichtlich des Bedienungskomforts. Kennzeichnend ist für die Geräte der „Studio-1000“-Klasse, daß ihre Eigenschaften sowohl durch die Anwendung neuer Schaltungen und Bauteile als auch durch die konsequente Anwendung bereits bekannter und bewährter Schaltungstechniken erreicht worden sind. Der vorliegende Aufsatz behandelt das Gerät „CE 1000“, ein Empfangsteil für alle Rundfunk-Wellenbereiche.

2. Mechanischer Aufbau

Die Art des mechanischen Aufbaus (Bild 1) des Gerätes entspricht der kommerziellen Bauweise. Das Grundgestell besteht aus einem steifen Kastenrahmen, der an sei-

ner Vorderwand die Drehkondensatorantriebe, Hubmagnete und Betätigungseinrichtungen mit der Frontplatte trägt.

In den Kastenrahmen sind die einzelnen Baugruppen (Bild 2), die als gedruckte Leiterplatten aufgebaut sind, in einer Ebene derart eingesetzt, daß ihre Kanten einander zum Teil berühren. An diesen Stellen sind die Baugruppen durch Steckverbindungen elektrisch miteinander verbunden. Mit den Betätigungseinrichtungen an der Frontplatte sind die Baugruppen ebenfalls über Steckverbindungen und durch Kabelbäume verbunden, die innerhalb des Rahmens fest verlegt sind. Wegen dieser Bauweise ist es möglich, die einzelnen Baugruppen ohne Zuhilfenahme eines Lötkolbens auszuwechseln. Hierdurch wird im Reparaturfall der Zeitaufwand vermindert, und Fehlschaltungen werden vermieden. Die Frontplatte (Bild 3) aus strichmatteloxier-

stein ist aus Gründen eines guten Großsignalverhaltens in der Eingangs- und in der Mischstufe mit Nuvistoren ausgerüstet. Aus dem gleichen Grunde sind vor dem Mischer drei abgestimmte HF-Kreise angeordnet. Der zweite und dritte Kreis bilden ein durchgestimmtes Bandfilter. Eine Diode dient zur automatischen Sendernachstimmung, ein NPN-Transistor wirkt als Regelverstärker und HF-Spannungsteiler.

Der FM-ZF-Verstärker ist sechsstufig. Die Bandfilter II, III und IV sind aus Selektionsgründen überkritisch gekoppelt. In der zweiten Stufe wird die Regelspannung für den HF-Nuvistor erzeugt. In der vierten Stufe wird eine Richtspannung für die

Bild 3 (unten). Ansicht des Gerätes von vorn

Bild 4 (rechts). Unteransicht des Gerätes



Dipl.-Ing. Lorenz Schneider ist Entwicklungsgruppenleiter der Braun AG, Abt. E-EE, Frankfurt a. M.

Decoderumschaltung und in der fünften Stufe eine zweite Richtspannung für Abstimmanzeige und Rauschunterdrückungsautomatik gewonnen. Die Treiberstufe arbeitet mit einer höheren Betriebsspannung, damit für die Aussteuerung des sehr breitbandigen Ratiodektors eine genügend hohe Steuerleistung verfügbar ist. Er liefert neben der NF-Spannung auch die Nachstimmgleichspannung für die Scharfabstimmungsautomatik. Im Stereo-Decoder wird bei Mono-Betrieb durch die Umschaltungsautomatik die 38-kHz-Verstärkerstufe ab-

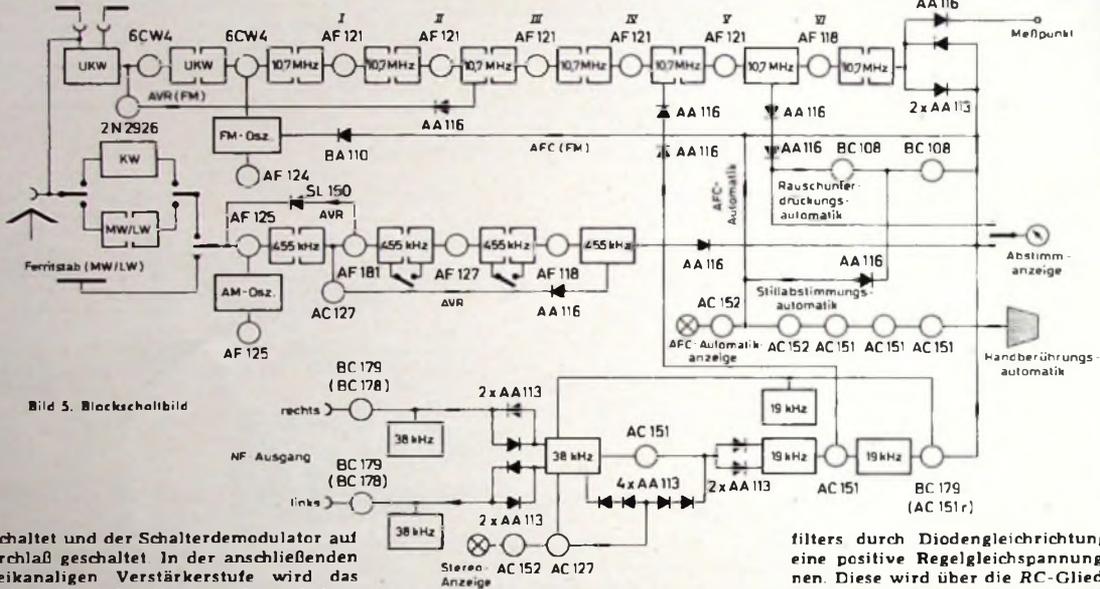


Bild 5. Blockschaltbild

geschaltet und der Schalterdemodulator auf Durchlaß geschaltet. In der anschließenden zweikanaligen Verstärkerstufe wird das NF-Signal auf den Normpegel angehoben. Diese Stufe dient gleichzeitig der Impedanzwandlung.

Die Eingangsstufe für die AM-Bereiche ist für Kurzwelle mit einem durchstimmbaren Einzelkreis und für Mittel- und Langwelle mit einem durchstimmbaren Zweikreisbandfilter, jeweils mit hochinduktiver Antennenankopplung, ausgerüstet. Auf den HF-Einzelkreis (bei KW) beziehungsweise auf den Bandfilter-Sekundärkreis (bei MW und LW) folgt ein geregelter HF-Spannungsteiler. Dessen Ausgangsspannung speist den Mischer. Ein getrennter Transistor erzeugt die Oszillatorschwingung. Der Eingangstransistor des ZF-Verstärkers ist aufwärts geregelt. Der Regelverstärktranzistor arbeitet gleichzeitig als geregelter Abschwächer für die ZF-Spannung. Das zweite und das dritte ZF-Bandfilter haben eine Bandbreitenumschaltung.

In der Demodulatorstufe wird auch die Schwundregelspannung erzeugt, die über Transistor T 206 (s. Bild 7) den ZF-Transistor T 203 aufwärtsregelt. Dieser wirkt zusätzlich als Regelleistungsverstärker und steuert vom Emittor aus die HF-Regeldiode D 201. Die NF-Spannung gelangt vom AM-Demodulator an den Eingang des Stereo-Decoders, der wie bei FM-Mono-Betrieb auch bei AM-Betrieb als reiner NF-Verstärker arbeitet.

Bei der Schalterstellung „AFC-Automatik: Ein“ wird, sobald der Abstimmrehknopf „Sender UKW“ von Hand berührt wird, der 4stufige NF-Verstärker „Handberührungsautomatik“ von der über die Handkapazität in seinen Eingang eingespeisten 50-Hz-Netzwechselspannung durchge-

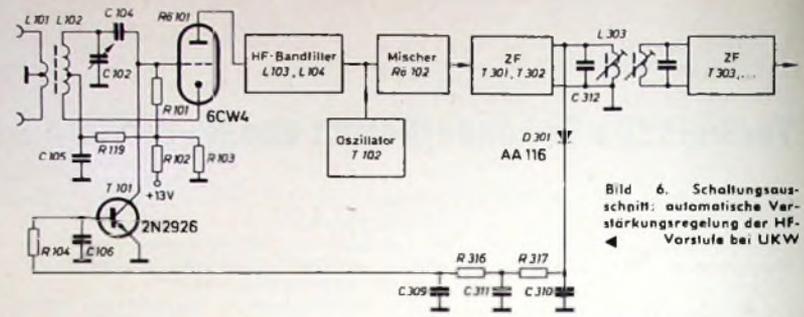


Bild 6. Schaltungsauschnitt: automatische Verstärkungsregelung der HF-Vorstufe bei UKW

steuert. Die Nachstimmgleichspannung für die Scharfabstimmungsautomatik wird dann durch einen Photowiderstand kurzgeschlossen. Bei der Schalterstellung „Rauschautomatik: Ein“ ist die automatische Rauschunterdrückung eingeschaltet; außerdem senkt die Handberührungsautomatik in diesem Betriebszustand während des Abstimmvorgangs die Lautstärke um etwa 18 dB ab, so daß ein Abstimmen ohne laute Störgeräusche möglich ist.

Das Stromversorgungsnetz liefert sowohl eine Gleichspannung von +75 V für die Nuvistor- und Treiberstufen, für die Schaltmagnete und Relais, eine Gleichspannung von +15 V für den Verstärker der Handberührungsautomatik, eine Gleichspannung von +13 V für die übrigen Transistorstufen und zwei Wechselspannungen von 12 V für die Skalenbeleuchtung. Die 13-V-Spannung ist durch eine Regelschaltung gegenüber auftretenden Netzspannungs- und Belastungsschwankungen stabilisiert.

4. Schaltungseinzelheiten

Die Schaltung des Gerätes enthält einige Besonderheiten.

4.1. Automatische Verstärkungsregelung der HF-Stufe bei UKW

Damit große Eingangsnutzsignale nicht dem Mischer übersteuern können, ist für den HF-Nuvistor R 101 (Bild 6) eine automatische Verstärkungsregelung vorhanden. In der zweiten ZF-Stufe T 302 wird am Primärkreis des kollektorseitigen ZF-Band-

filters durch Diodengleichrichtung (D 301) eine positive Regelgleichspannung gewonnen. Diese wird über die RC-Glieder R 317, C 311, R 316, C 309, R 104 und C 106 gesiebt. R 317 und C 311 bestimmen die Zeitkonstante des Regelkreises. Sobald die Regelgleichspannung den Wert von etwa +0,5 V (Basisspannung des Regeltransistors T 302) überschreitet, wird T 302 stromführend. Hierdurch wird auf einfache Weise die Verzögerung des Regelleinstzes erreicht.

Über dem Kollektorwiderstand R 101, der gleichzeitig Gitterableitwiderstand des Nuvistors R 101 ist, entsteht ein Spannungsabfall, der das Gitterpotential gegenüber der Kathode nach negativen Werten hin verschiebt, so daß der Anodenstrom und damit die Verstärkung des Nuvistors sinken. Sobald der Anodenstrom Null geworden ist, das heißt also am Ende des Regelbereiches des Nuvistors, gelangt bei weiter steigender Antennenspannung die Kollektorspannung des Transistors T 101 in den Restspannungsbereich, so daß der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke nunmehr sehr niedrig wird. Die Kollektor-Emitter-Strecke bildet zusammen mit dem Innenwiderstand des HF-Schwingkreises L 102, C 102 (als Längswiderstand) somit einen variablen Spannungsteiler für die am Schwingkreis stehende HF-Spannung. Hierdurch wird der Regelumfang der HF-Vorstufe beträchtlich erweitert.

4.2. Automatische Verstärkungsregelung in den AM-Bereichen

In der Demodulatorstufe (Bild 7) wird mit der Diode D 202 die Regelgleichspannung für die automatische Schwundregelung erzeugt. Die positive Regelspannung steuert

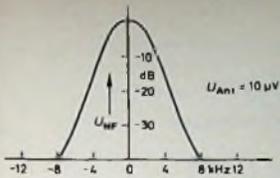


Bild 7. Schaltungsausschnitt: automatische Verstärkungsregelung bei AM

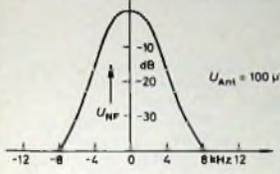


Bild 8. Signal-Rausch-Kurve bei MW: NF-Ausgangsspannung als Funktion der Antennenspannung; $f = 1$ MHz, $f_{mod} = 1$ kHz, $m = 30\%$, über Konstanten

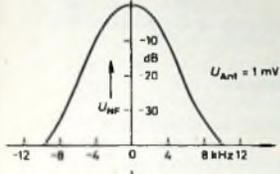


Bild 9. AM-Durchlaßkurve bei verschiedenen Antennenspannungen; $f = 1$ MHz

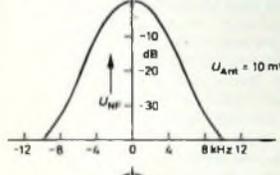


Bild 10. Einsignal-Pfeifenspektrum (MW)

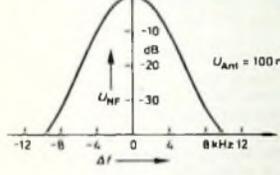


Bild 11. Zweisignal-Pfeifenspektrum (MW)

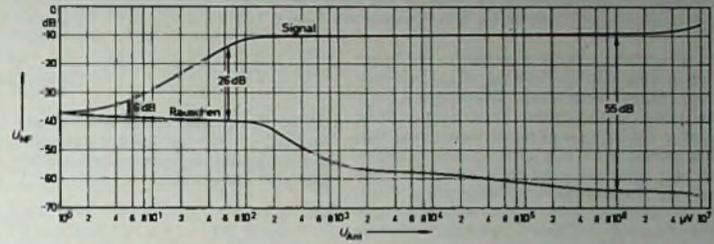
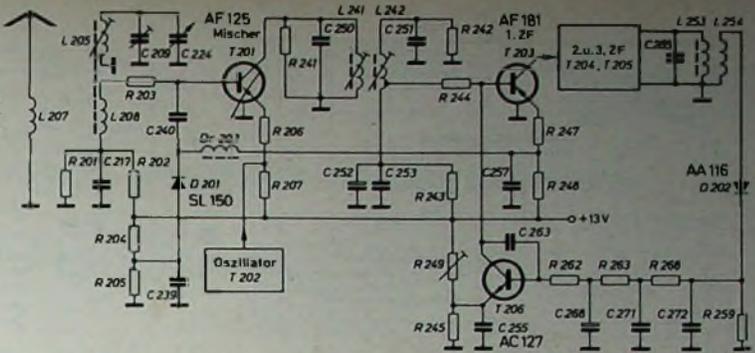


Bild 10. Einsignal-Pfeifenspektrum (MW)

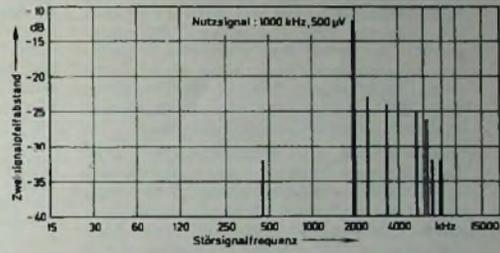


Bild 11. Zweisignal-Pfeifenspektrum (MW)

den NPN-Transistor T 206, dessen Emitter mittels eines Spannungsteilers auf ein gegen Masse positives Potential hochgelegt ist. Durch diese Spannungsschwelle wird das verzögerte Wirkenswerden der Regelspannung erreicht. Der Transistor T 206 wirkt als Regelleistungsverstärker für die Stromaufwärtsregelung des ZF-Transistors T 203. Die Wirkung der Aufwärtsregelung beruht (bei der vorliegenden Frequenz von 455 kHz) auf der mit steigendem Kollektorstrom stärker werdenden Aufteilung der an der Anzapfung der ZF-Sekundärkreispeule L 242 stehenden ZF-Spannung zwischen dem Basiswiderstand R 244 und der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T 203. Diese Regelwirkung wird ergänzt durch die steigende Bedämpfung der ZF-Spule L 242 durch die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T 206. Vom Emitter (unterhalb des Widerstandes R 247) des Transistors T 203 wird eine weitere Regelspannung abgegriffen, die der Abschwächerdiode D 201 zugeführt wird. Sobald diese Regelspannung die Sperrvorspannung am Spannungsteiler R 204, R 205 überschreitet, wird die Diode D 201 leitend. Ihr Innenwiderstand wird bei weiter steigender Regelspannung, das heißt steigendem Diodenstrom, kontinuierlich kleiner. Zusammen mit dem Widerstand R 203 als Längswiderstand bildet die Diode somit einen geregelten Spannungsteiler für die dem Mischtransistor T 201 zugeführte HF-Spannung. Die Regelkurve (NF-Ausgangsspannung als Funktion der Antennenspannung) ist im Bild 8, die Durchlaßkurve bei verschiedenen Regelzuständen ist im Bild 9 dargestellt. Es ist erkennbar, daß durch diese Art der automatischen Verstärkungsregelung ein fast vollständiger Ausgleich der

Eingangsspannungsschwankungen mit einem Regelungsbereich von etwa 90 dB bei sich nur wenig ändernder Durchlaßkurve erreicht wird. In den Bildern 10 und 11 ist das Stör- und Kreuzmodulationsverhalten als Ein- und Zweisignal-Pfeifenspektrum nach DIN 45 300 dargestellt. Die Werte sind erheblich besser als bei üblichen Röhrenschaltungen.

4.3. Automatische Decoder-Umschaltung

Der Stereo-Decoder arbeitet bei Mono-Sendungen als reiner NF-Verstärker. Er muß also bei Mono-Betrieb derart umgeschaltet werden, daß das NF-Signal ihn ungehindert passieren kann. Das Signal darf keine Verzerrung erleiden, der Fremdspannungsabstand darf nicht verschlechtert werden. Außerdem soll der Betriebszustand (Mono oder Stereo) angezeigt werden.

Das selbsttätige Umschalten des Decoders in den Mono-Betriebszustand wird ausgelöst durch das Verschwinden der bei Ste-

reo-Betrieb an der Basis von T 905 (Bild 12) stehenden 38-kHz-Schaltspannung, die durch Frequenzverdopplung aus dem 19-kHz-Pilottonsignal hervorgeht. Solange nämlich bei Empfang einer Stereo-Sendung die 38-kHz-Schaltspannung an der Basis von T 905 vorhanden sind, wird mittels der Spannungsverdopplerdioden D 903, D 904 eine positive Richtspannung erzeugt. Diese macht den NPN-Transistor T 904 zunächst schwach leitend, der mit seiner Kollektor-Emitter-Strecke vor der Spulenwicklung L 905 in der Betriebsspannungszuführung zum Kollektor des Transistors T 905 liegt, so daß dieser nunmehr einen Teil seiner normalen Betriebsspannung erhält. Seine Verstärkung, die vorher Null war, steigt an. Am Heißpunkt der Kollektorspule L 905 erscheint die verstärkte 38-kHz-Spannung. Diese gelangt über C 917 an eine zweite Spannungsverdopplerdiodenschaltung (D 905 und D 906), die eine weitere positive Richtspannung erzeugt. Diese Richtspannung wird über R 923 ebenfalls der Basis des

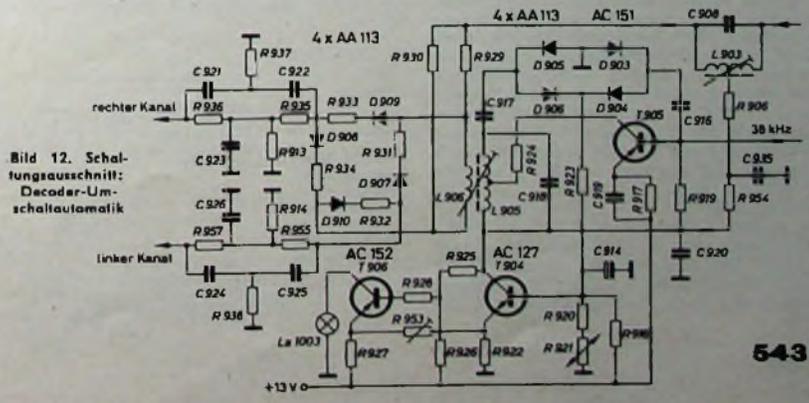


Bild 12. Schaltungsausschnitt: Decoder-Umschaltautomatik

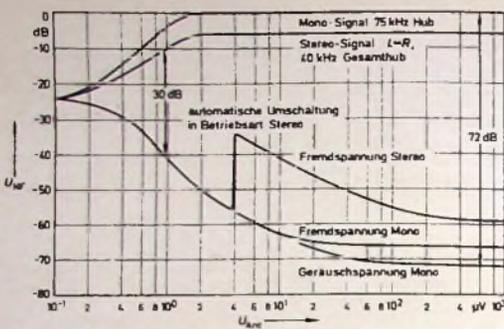


Bild 13. Signal-Rausch-Kurve bei UKW-Mono- und Stereo-Betrieb; NF-Ausgangsspannung als Funktion der Antennenspannung; $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$

NPN-Transistors T 904 zugeführt, der hierdurch immer stärker leitend wird. Infolgedessen kann auch der Transistor T 905 seine volle Verstärkung annehmen. Diese doppelte Gleichspannungsansteuerung des Schalttransistors T 904 wirkt als Rückkopplung und bewirkt eine sehr schnelle Umschaltung der 38-kHz-Verstärkerstufe T 905 vom gesperrten (Mono-Betrieb) in den geöffneten Zustand (Stereo-Betrieb).

Vom Kollektor und vom Emitter des Schalttransistor T 904 aus wird galvanisch der folgende PNP-Transistor T 906 angesteuert, in dessen Kollektorkreis die Stereo-Anzeigelampe liegt. Sobald nach Auftreten eines 38-kHz-Signals der Transistor T 904 Strom führt, wird auch T 906 leitend, so daß die Stereo-Lampe aufleuchtet.

Eine weitere Umschaltautomatik wird ebenfalls vom Kollektor des Schalttransistors T 904 aus betätigt. Beim Umschalten in den Mono-Betrieb steigt die Kollektorgleichspannung von T 904 von etwa +2 V auf rund +13 V. Diese Spannung treibt über R 954, R 906, L 903, R 929, R 930, R 932, R 933, R 955, R 914, R 935 und R 913 je einen Durchlaßgleichstrom von 20 μA durch die Dioden D 909 und 910, so daß sie niederohmig werden und dadurch das monaurale NF-Signal, das über C 908 und R 929, R 930 in die Dioden-Brückenschaltung eingespeist wird, nicht verzerren können.

Die im Bild 13 dargestellte Signal-Rausch-Kurve für ein stereophonisches Signal läßt das automatische Umschalten des Decoders in den Betriebszustand „Stereo“ erkennen.

4.4 AFC - Abschaltautomatik

Das Gerät hat im UKW-Bereich eine Nachstimmautomatik, die die Oszillatorfrequenz im Falle einer ungenauen Einstellung des gewünschten Senders über eine Nachstimm diode selbsttätig auf den Sollwert nachregelt. Als Stellgröße wird die Abweichung der Brückenrichtspannung des Ratiodektors vom Nulldurchgang benutzt. Das lästige Aus- und Wiedereinschalten der Nachstimmautomatik von Hand, vor und nach dem Abstimmvorgang, übernimmt nun eine weitere Automatik. Sobald nämlich der UKW-Abstimmknopf (bei Schalterstellung „AFC Automatik: Ein“) berührt wird, gelangt über die Handkapazität eine 50-Hz-Wechselspannung (aus dem Netz) an den Eingang (Bild 14) des aus den Transistoren T 1005, T 1001, T 1002 und T 1003 bestehenden RC-Verstärkers. Die verstärkte Brummspannung wird im Transistor T 1002 begrenzt und erscheint am Kollektor von T 1003 als Folge von breiten, positiven Rechteckimpulsen. Die Glühlampe La 1001 im Kollektorkreis leuchtet auf, der LDR-Widerstand R 1019 wird niederohmig und schließt die Nachstimmspannung für die Kapazitätsdiode D 101 (im UKW-Baustein) nach Masse kurz. Nach dem Loslassen des

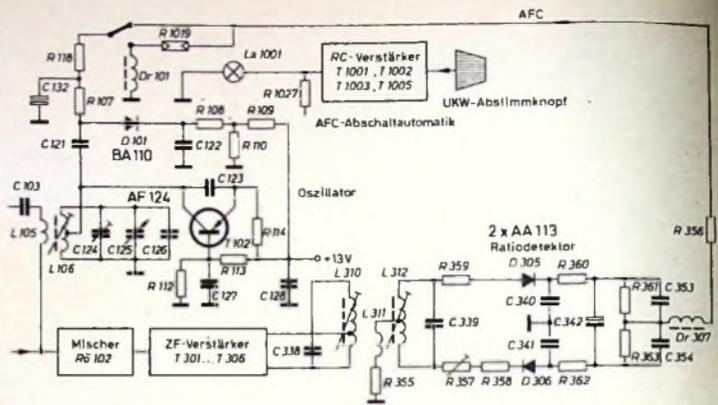


Bild 14. Schaltungsausschnitt: AFC-Abschaltautomatik

UKW-Abstimmknopfes erlischt die Lampe La 1001; R 1019 ist wieder hochohmig, und die Nachstimmspannung ist wieder an der Diode D 101 wirksam.

4.5 Rauschunterdrückungs- und Stillabstimmungsautomatik

In der Schalterstellung „Rauschautomatik: Ein“ ist die automatische Rauschunterdrückung mit der Handberührungautomatik kombiniert. Diese Doppelautomatik wirkt als Stillabstimmung während des Abstimmvorgangs. Die Wirkungsweise ist im einzelnen folgende: Im Falle der Abstimmung des Gerätes auf eine empfangsfreie Stelle (nur Rauschen vorhanden) befindet sich der Transistor T 207 im gesperrten, der Transistor T 307 im durchgeschalteten, das heißt voll stromführenden Zustand. Die Kollektorspannung von T 307 liegt dann unterhalb des Restspannungsknies, so daß die Kollektor-Emitter-Strecke von T 307 in diesem Betriebszustand einen sehr niedrigen dynamischen Widerstand hat und somit zusammen mit R 366 und dem Innenwiderstand des Ratiodektors einen Spannungsteiler etwa 8 : 1 für die NF-Ausgangsspannung des Demodulators darstellt. Die NF-Spannung, das heißt hier also die im Demodulator aus der zwischenfrequenten Rauschspannung gewonnene NF-Rauschspannung, wird somit um rund 18 dB abgeschwächt. Sobald nun ein Sender mit einer Antennenspannung von $> 5 \mu\text{V}$ eingestellt wird, erzeugt der Spannungsverdopplergleichrichter D 304, D 308 (am ZF-Einzelkreis L 309) eine positive Richtspannung von +2 V. Diese Richtspannung schaltet nun den Transistor T 207 vom gesperrten in den geöffneten Zustand; die Kollektorspannung von T 207 wird sehr niedrig und sperrt nunmehr den Transistor T 307, so daß der angenäherte Kurzschluß der NF-Spannung aufgehoben wird. Der empfangene Sender ist nun in voller Stärke zu hören. Berührt man nun den UKW-Abstimmknopf, beispielsweise

um einen neuen Sender zu suchen, mit der Hand, wird - wie bereits vorher für die AFC Abschaltautomatik beschrieben - am Kollektor von T 1003 eine positiv gerichtete Rechteckspannung erzeugt. Diese Spannung mit einem Mittelwert von +8 V läßt über R 1027, D 1001, R 1026 und R 368 einen positiven Strom in die Basis des Transistors T 307 fließen, so daß T 307 wieder stromführend wird und die NF-Spannung wiederum größtenteils kurzschließt. Die Folge ist also, daß beim Anfasen des UKW-Abstimmknopfes beziehungsweise während des Abstimmvorgangs der Lautstärkepegel (Stör- und Nutzsignal) um etwa 18 dB abgesenkt wird. Die Lautstärke des Rauschens, Krachens, Prassels und sonstiger Störgeräusche zwischen dem Sender und an den Senderflanken wird somit beim Abstimmvorgang auf ein nichtstörendes Maß reduziert. Diese Automatikfunktion erspart dem Bedienden die Mühe des Zurückdrehens und Wiederaufdrehens des Lautstärkestellers am Verstärker bei jedem Senderwechsel. Das bedeutet eine weitere wesentliche Vereinfachung der Bedienung des Gerätes.

Schaltet man nun noch die AFC-Handberührungautomatik (Kippschalter in Stellung „AFC-Aut.: Ein“) hinzu, dann zeigt sich folgende interessante und wichtige Eigenschaft des Gerätes: Selbst bei ungenauer und oberflächlichem Sendersuchen mit dem UKW-Abstimmknopf kann es nicht vorkommen, daß die Abstimmung an einer Stelle des Empfangsbereiches stehenbleibt, die laute Störgeräusche oder ein verzerrtes NF-Signal liefert. Falls nämlich der Abstimmrehkondensator an einer empfangsfreien Stelle zwischen den Sendern zum Stehen kommt, wird die Rauschunterdrückungsautomatik wirksam; im Falle einer Abstimmung auf eine Senderflanke zieht zunächst die Abstimmautomatik die Empfangsfrequenz auf die Durchlaßkurvenmitte, und dann erst wird die unverzerrte Sendermodulation in der am Verstärker eingestellten Lautstärke hörbar.

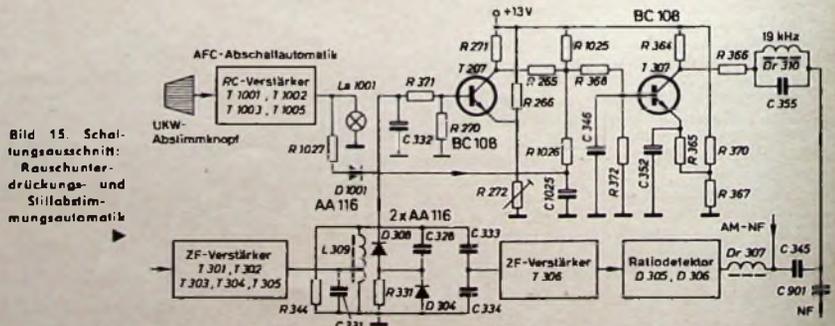


Bild 15. Schaltungsausschnitt: Rauschunterdrückungs- und Stillabstimmungsautomatik

Balanceeinstellung in Stereo-Verstärkern

DK 621 375: 481 84 087.7

1. Anforderungen an die Balanceeinstellung

Die vorliegenden Überlegungen hinsichtlich der Balanceeinstellung in Stereo-NF-Verstärkern fielen bei der Entwicklung von transistorbestückten NF-Verstärkern im Entertainment-Applikationslabor der *Intermetall* gewissermaßen als Nebenprodukt an. Der Verfasser wurde zum Schreiben dieser Arbeit angeregt, als er an Hand bekannter Schaltungen feststellen mußte, daß die Balanceeinstellung manchmal auf recht unzuverlässige Weise vorgenommen wird.

Der Sinn der Balanceeinstellung ist es, den wahrgenommenen Schalleindruck von der richtigen Stelle zwischen den beiden Lautsprechern zu hören, wie es dem Original entspricht. So geht aus DIN 45 500, Blatt 6, Abschnitt 2, hervor, daß der Balancesteller dazu dient, Unterschiede im Übertragungsmaß der beiden Kanäle eines Stereo-Verstärkers auszugleichen.

Unterschiede im Übertragungsmaß der zwei Kanäle einer Stereo-Anlage haben vier Ursachen:

1. durch Exemplarstreuungen der Bauelemente (Transistoren, Widerstände im Gegenkopplungsweig) verursachter Unterschied bei voll aufgedrehtem Lautstärkesteller und linear eingestellten Klangstellern, der sich ausgleichen läßt durch ein Trimpotentiometer (zum Beispiel im Gegenkopplungsweig);
2. Unterschied des Übertragungsmaßes, der entsteht, weil kein völliger Gleichlauf zwischen den beiden mechanisch gekoppelten Lautstärkestellern zu erreichen ist (er kann beachtlich sein);
3. Unterschied im Übertragungsmaß des Verstärkers, der infolge von Kurvenunterschieden der beiden Kanäle des Höhen- und Tiefenstellers entsteht, wenn diese Potentiometer auf einen nichtlinearen Frequenzgang eingestellt werden;
4. Unterschiede im Wirkungsgrad der beiden Kanäle von Signalquellen und Lautsprechern.

Die Ursache 1 ist leicht zu beseitigen; sie wird daher hier nicht weiter diskutiert.

Die Ursache 3 dürfte keine sehr schwerwiegenden Unterschiede im Übertragungsmaß ergeben. Die maximal mit dem Höhen- und dem Tiefensteller erreichbaren Verstärkungsänderungen liegen in der Größenordnung von etwa ± 12 dB (jeweils bei 100 Hz und 10 kHz). In Extremstellung ist jedoch die wirksame Kurvenabweichung beim Höhen- und Tiefensteller gleich Null; es bleiben die Exemplarstreuungen der Widerstände und Kondensatoren des Klangstellernetzwerkes, deren Einfluß auf das Übertragungsmaß nicht größer als ± 1 dB sein dürfte, so daß er außer Acht gelassen sein kann. Im für die subjektiv empfundene Lautstärke wichtigen Frequenzbereich von etwa 200 ... 5000 Hz sind die erreichbaren Verstärkungsänderungen nur etwa ± 6 dB in den Extremstellungen. In den zwischen „extrem“ und „linear“ lie-

genden Stellungen sind sie geringer; angenommen seien ± 4 dB. Diese ± 4 dB, die wiederum nur an den Enden des Bereiches 200 ... 5000 Hz auftreten – bei 1 kHz bleibt das Übertragungsmaß beim Betätigen der Klangsteller praktisch konstant – werden nun durch die Kurvenunterschiede der beiden Kanäle des Klangstellers beeinflusst. Man kann mit Sicherheit annehmen, daß eine auf 4 dB eingestellte Anhebung oder Absenkung durch den Kurvenunterschied höchstens um 1 ... 2 dB geändert wird, so daß der Unterschied im Übertragungsmaß beider Kanäle bei 200 Hz beziehungsweise bei 5000 Hz höchstens 3 dB sein wird, also praktisch nicht zu hören ist. Damit scheidet Ursache 3 als Notwendigkeit für das Vorhandensein eines Balancestellers praktisch aus.

Die Ursache 2 (Unterschied der Kurven der beiden Kanäle des Lautstärke-Stellpotentiometers) kann Unterschiede im Übertragungsmaß von bis zu 10 ... 15 dB bewirken, so daß also in dieser Hinsicht der Balancesteller eine echte Aufgabe hat. Nun ist zu ermitteln, welche Änderung des Übertragungsmaßes der Balancesteller bewirken soll. In DIN 45 500, Blatt 6, Abschnitt 2.2, ist von > 8 dB die Rede. Manchmal hört man auch die Forderung ± 6 dB. Voraussetzung für das Verhalten des Balancestellers sollte wohl sein, daß die gesamte Ausgangsleistung, das heißt die Summe der Ausgangsleistungen beider Kanäle, in jeder Stellung des Balancestellers möglichst gleich ist. Für den Kanal, dessen Ausgangsleistung beim Drehen des Balancestellers größer wird, darf diese in der Endstellung höchstens auf das Doppelte, also um 3 dB, angewachsen sein. Dazu gehört, daß die Ausgangsleistung des anderen Kanals zu Null geworden sein muß. Man sollte vielleicht den abgeschwächten Kanal nicht ganz zu Null werden lassen, sondern ihn nur etwa um 10 dB absenken, entsprechend etwa 10% der Leistung in Mittelstellung des Balancestellers. Wenn man es ganz korrekt machen will, darf man dann die Leistung des anderen Kanals nicht um 3 dB erhöhen, sondern nur um 2,8 dB. Das sei jedoch vernachlässigt, und so läßt sich für einen Balancesteller die Forderung aufstellen: Einstellbereich von +3 dB bis -10 dB, insgesamt also 13 dB. Ein eingeschränkter Stellbereich ist mit zum Beispiel +2,5 dB bis -6 dB (insgesamt 8,5 dB) denkbar.

2. Ausführung des Balancestellers

Bei der nachstehenden Erörterung der technischen Möglichkeiten für den Balancesteller soll die technisch wirklich einwandfreie Lösung der Verwendung eines Stufenschalters mit exakt bemessenen Spannungsteilern zum Erhöhen oder Absenken des Pegels wegen des zu hohen Preises nicht betrachtet werden, sondern nur die Lösung mit Einfach- oder Doppelpotentiometer.

2.1 Balancesteller mit einem Potentiometer

Am billigsten ist die Lösung mit Einfach-Potentiometer (Bild 1a). Eine zweckmäßige Dimensionierung ist $R_1 = 12 \cdot (R_2)$, $P = 10 \cdot (R_2)$. Die Abschwächung des Si-

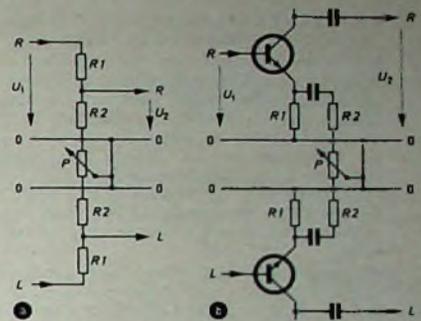


Bild 1. Balanceeinstellung mit Einzelpotentiometer: a) als veränderbarer Spannungsteiler (zweckmäßige Lösung), b) als veränderbarer Gegenkopplungswiderstand (schlechte Charakteristik)

gnals in Mittelstellung ist 3, also etwa 10 dB.

Eine andere, ab und zu ausgeführte Lösung besteht darin, den Balancesteller in Anlehnung an das Prinzip von Bild 1a in einen Gegenkopplungsweig zu legen, zum Beispiel wie im Bild 1b als Emittierwiderstand. Der Widerstand R_1 ist praktisch ohne Einfluß, wenn die Bedingung $R_1 > P$ eingehalten ist (das sollte unbedingt der Fall sein); er dient nur der Gleichstromversorgung des Transistors. Der Widerstand R_2 begrenzt das Ansteigen des Pegels im angehobenen Kanal auf zum Beispiel 3 dB; dann muß $P = 0,82 \cdot (R_2)$ sein, und es ist die Forderung nach maximal 3 dB Ansteigen erfüllt. Aber im abgesenkten Kanal wird der Pegel nur um 2,24 dB vermindert, sollte aber, wie eingangs erläutert, um etwa 10 dB vermindert werden. Die unzureichende Verminderung des Pegels im abgesenkten Kanal führt dazu, daß die Summe der Leistungen beider Kanäle ansteigt, wenn man den Schleifer des Balancestellers von der Mittelstellung weg dreht. Man könnte zwar das Ansteigen des Pegels im angehobenen Kanal kleiner halten als 3 dB, indem man R_2 vergrößert. Dadurch wird aber gleichzeitig auch die Verminderung des Pegels im abgesenkten Kanal kleiner, so daß grundsätzlich nichts verbessert wird. Es wird schließlich von der Wirkung des Balancestellers nichts mehr zu hören sein. Deshalb ist eine Lösung nach Bild 1b abzulehnen.

Beide Schaltungen nach Bild 1 haben einen gemeinsamen Schönheitsfehler: Der Schleifenkontakt ist üblicherweise schmal gegenüber der aus Kohle bestehenden Widerstandsbahn des Potentiometers, legt also die Kohlebahn nicht in ihrer ganzen Breite an Masse. Daher tritt infolge des Querwiderstandes der Kohlebahn eine Vermischung der Signale beider Kanäle auf, die natürlich unerwünscht ist, denn an allen anderen Stellen des Übertragungsweges bemüht man sich, die Übersprechdämpfung groß zu halten, damit die Basisbreite des Stereo-Signals unverändert bleibt. In der Schaltung nach Bild 1a bewirkt das Übersprechen eine Verkleinerung der Basisbreite, in der Schaltung nach Bild 1b eine Vergrößerung. Dieser unerwünschte Effekt tritt nicht auf bei

Ing. Rudolf Sydow ist Entwicklungsingenieur im Entertainment-Applikationslabor von *Intermetall*, Halbleiterwerk der Deutschen ITT Industries GmbH, Freiburg i. Br.

Drahtpotentiometern, da deren Widerstandsbahn praktisch keinen Querwiderstand hat und durch den Schleifer einwandfrei in zwei getrennte Teile geteilt wird. Da Drahtpotentiometer groß und teuer sind, kommt ihr Einsatz kaum in Betracht.

2.2. Balancesteller mit Tandempotentiometer

Bei Verwendung eines Tandempotentiometers lassen sich technisch einwandfreie Lösungen finden, jedoch sind auch die vom Prinzip her schlechten Lösungen nach Bild 1b möglich; sie sollen hier nicht weiter diskutiert werden. Bild 2 zeigt eine von Bild 1a abgeleitete Schaltung, die aber – im Gegensatz zu Bild 1a – kein Übersprechen hat. Hinsichtlich Dimensionierung und Eigenschaften gilt das zu Bild 1a Gesagte.

An Hand von Bild 3 sei eine andere Schaltungsmöglichkeit des Balancestellers erläutert. Bild 3a zeigt das Prinzip, das jedoch noch zwei Mängel hat. Einmal soll die Spannung des angehobenen Kanals nicht verdoppelt werden, wie das bei linearem Potentiometer der Fall wäre (entsprechend 6 dB), weil damit in den Endstellungen des Balancestellers die Summe der Ausgangsleistungen beider Kanäle etwa doppelt so groß wäre wie in der Mittelstellung. Zum anderen soll die Leistung des abgesenkten Kanals nicht zu Null werden. Abhilfe schafft nach Bild 3b die Einführung zweier zusätzlicher Widerstände. Bei dieser Schaltung ist die Summe der

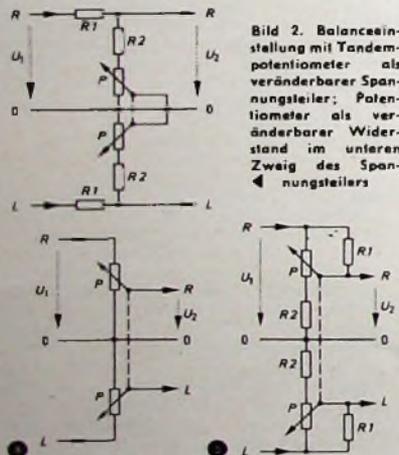


Bild 3. Balanceeinstellung mit Tandempotentiometer als veränderbarer Spannungsteiler, Potentiometer als Spannungsteiler geschaltet: a) Prinzip, b) vollständige Schaltung der Balanceeinstellung

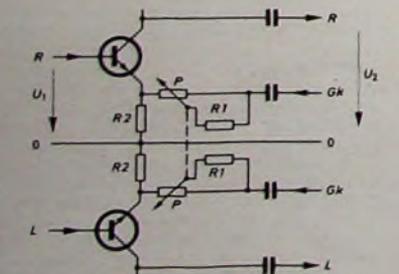


Bild 4. Balanceeinstellung mit Tandempotentiometer als Vorwiderstand im Gegenkopplungsteiler, Potentiometer als veränderbarer Widerstand geschaltet

beiden Ausgangsleistungen über den ganzen Drehwinkel des Potentiometers konstant. Richtwerte für die Dimensionierung: $P = 3 \cdot (R1)$; $R2 = 0,25 \cdot (R1)$.

Bild 4 zeigt eine weitere Schaltung, bei der das Potentiometer als veränderbarer Widerstand im oberen Zweig des Gegenkopplungsspannungsteilers einer spannungsgesteuerten Spannungsgegenkopplung liegt. Der zusätzliche Widerstand $R1$ ist wiederum erforderlich, um die gewünschten Grenzen des Einstellbereiches von +3 dB bis -10 dB zu erreichen. Wenn man $R2 \ll P$ voraussetzt, ist die zweckmäßige Dimensionierung $R1 \approx 0,25$ bis $0,4 P$.

3. Schlussbetrachtung

Bei allen Überlegungen wurde (soweit es sich um Spannungsteilerschaltungen han-

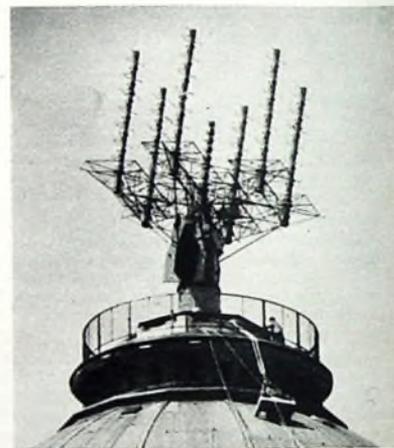
delt) angenommen, daß der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe groß ist gegenüber dem Generatorwiderstand, den der Balancesteller für die Stufe bildet. Ist das nicht der Fall, dann sind die Dimensionierungshinweise nicht mehr gültig. Eine wichtige Überlegung ist auch noch, um wieviel das Signal bei Mittelstellung der Potentiometer durch den Balancesteller abgeschwächt wird. Bei der Schaltung nach Bild 1a und Bild 2 sind das etwa 10 dB, bei der Schaltung nach Bild 3b etwa 3 dB. In dieser Hinsicht ist die Schaltung nach Bild 4 am günstigsten, weil dort durch den Balancesteller kein Verstärkungsverlust entsteht und die nicht ausgenutzte Verstärkung die Klirrfaktorvermindernde Gegenkopplung erhöht.

Neue Empfangsanlage für Wettersatelliten-Sendungen

Seit 1960 umkreisen Wettersatelliten die Erde. Sie sind außer mit Strahlungsmeßgeräten auch mit Fernsehkameras ausgerüstet, die eine direkte Beobachtung der Wolkenverhältnisse über der Erde ermöglichen. Während aber bei den ersten Wettersatelliten der „Tiros“-Serie die Bilder der Fernsehkameras an Bord des Satelliten auf Magnetband gespeichert wurden und erst zu einem späteren Zeitpunkt von zwei amerikanischen Stationen abgerufen werden konnten, sind die neueren Satelliten „Essa 2“ (Start am 28. 2. 1966), „Nimbus 2“ (Start am 15. 5. 1966) und „Essa 4“ (Start am 26. 1. 1967) mit einem automatischen Bildübertragungssystem (APT) ausgerüstet, bei dem die Bilder fortlaufend unmittelbar im Anschluß an die Aufnahme zur Erde übertragen werden. Die Kamera des Satelliten enthält ein Vidikon mit elektrostatischer Speicherung, das 40 ms lang belichtet und anschließend 200 s lang mit einer Geschwindigkeit von 4 Zellen je Sekunde abgetastet wird. Die Übertragung erfolgt im 136-137-MHz-Telemetrieband mit einem 5-W-Sender. Neben den eigentlichen Bildsignalen werden noch Start- und Synchronisationssignale sowie ein Pilotsignal zur automatischen Nachführung der Empfangsantenne übertragen. In den Empfangsstationen – heute etwa 80 in 22 Ländern – liefert dann ein automatischer Teledempänger wenige Minuten nach dem Eintreffen des letzten Bildsignals das fertige Bild.

Bereits zwei Monate nach dem Start von „Essa 2“ wurde am Institut für Meteorologie und Geophysik der FU Berlin eine Anlage zum Empfang der Wettersatelliten-Sendungen in Betrieb genommen, für die die private Stiftung Volkswagenwerk die Mittel bereitgestellt hatte. Um möglichst schnell empfangsbereit zu sein, begnügte man sich zunächst mit einer einfacheren Anlage mit einer Einfach-Wendelantenne (Gewinn 10,8 dB). Gleichzeitig erhielt Rohde & Schwarz den Auftrag zur Lieferung einer Großanlage, die am 11. Juli 1967 den Betrieb aufnahm und die zur Zeit wohl die modernste derartige Anlage ist. Die neue Anlage arbeitet mit einer Siebentfach-Wendelantenne (s. auch das Titelbild dieses Heftes), die auf dem alten Wasserturm auf dem Fichtenberg in Berlin-Steglitz, einem der funkempfangsgünstigsten Punkte West-Berlins, in 37 m Höhe über dem Erdboden (104 m über NN) montiert ist und einen Antennengewinn von 15 dB hat.

Die Antenne besteht aus sieben Einzel-Wendelantennen, von denen sechs ein gleichseitiges Sechseck mit 5,1 m Durchmesser bilden, während die siebte in der Mitte angeordnet



ist. Im Gegensatz zur älteren Einfach-Wendelantenne, die durch eine Lochstreifensteuerung geschwenkt wurde, ermöglicht bei der neuen Antenne ein Hydraulik-System die automatische Nachführung nach dem vom Satelliten ausgesandten Pilotsignal. Die Antenne braucht hierbei nur noch auf den Startpunkt der Bahnverfolgung eingestellt zu werden. Wenn der Satellit auftaucht, fängt sie ihn automatisch ein und verfolgt dann seinen Kurs mit einer Genauigkeit von besser als 1°. Die erhöhte Aufstellung der Antenne über dem Großstadt-Störnebel, der höhere Antennengewinn und die stärkere Bündelung ergeben eine weitgehende Verminderung von Störungen und damit eine bessere Bildqualität.

Außer zu Forschungs- und Lehrzwecken dient die Berliner Wettersatelliten-Empfangsstation aber auch unmittelbar der täglichen Wettervorhersage. Alle an einem Tag aufgenommenen Bilder – in Berlin ist der Bildempfang während vier bis fünf Umläufen etwa zwischen 5 und 14 Uhr möglich, wobei drei bis vier Bilder je Umlauf aufgezeichnet werden – werden zu einem Mosaik zusammengesetzt, das die Wolkenbedeckung in einem Gebiet zeigt, daß sich von den Grenzen Chinas bis nach Neufundland und vom Nordpol bis zur Sahara erstreckt. Dieses Wolkenmosaik liegt bereits zwei Stunden nach Empfang des letzten Satellitenbildes zusammen mit einem Übersichtstext und einer Tabelle der Aufnahmezeiten, Koordinaten der Bildmittelpunkte und weiteren für den Meteorologen wichtigen Daten gedruckt vor und wird unter der Bezeichnung „Das europäische Wetterbild“ als Teil der Berliner Wetterkarte in etwa 250 Exemplaren in alle Länder der Welt versandt. Ro

Als erster europäischer Hersteller hat Philips Farb-Fernsehgeräte serienmäßig hergestellt



Philips Farb-Fernsehgeräte

Goya Vitrine DM 2.598,—
mit Jalousien
Goya Stand DM 2.498,—
Goya Tisch DM 2.453,—

**In jedem Philips Farb-Fernsehgerät
perfekte Technik
in einem vertikalen Klapp-Chassis**



Für den technisch Interessierten und für den Fachmann ist der Blick in das Innere des Gerätes nicht weniger aufschlußreich als die kritische Überprüfung der Bedienung und die Qualität der Farben auf dem Bildschirm.

Bei der Konstruktion der Philips Farb-Fernsehergeräte wird deshalb auf die Auswahl der einzelnen Bauelemente genausoviel Wert gelegt wie auf das schöne Gehäuse.

Philips baut servicefreundlich: Nach Abnahme der Rückwand liegt das „Innenleben“ des Gerätes vor Ihnen, klar und übersichtlich!



Das Klapp-Chassis stellt eine Erleichterung bei Kontroll- und Service-Arbeiten dar. Reparaturen, die auf der Vorder- und Rückseite vorgenommen werden müssen, sind leichter und zeitsparender auszuführen. Außerdem: Das Klapp-Chassis kann abgenommen werden, und Reparaturen sind möglich, ohne daß der ganze Empfänger in die Werkstatt transportiert werden muß.

Philips macht aus seiner Geräte-Konstruktion kein Geheimnis. Im Gegenteil: Wir sind stolz darauf, Ihnen jedes Einzelteil zeigen zu können. Als Beweis für die Sorgfalt unserer Ingenieure und als Gewähr für die Zuverlässigkeit jedes Philips Farb-Fernsehergerätes!

Über 25 Jahre Farb-Fernseherfahrung



Nicht alles, was neu ist, muß gut sein. Kritischer denn je gibt man heute dem Soliden und Wertbeständigen den Vorzug. Sicherheit und Zuverlässigkeit – das sind auch die ausschlaggebenden Faktoren bei der Anschaffung eines Farb-Fernsehergerätes. Ein schickes Gehäuse allein überzeugt nicht – viel wichtiger ist die Technik dahinter. Hier zählen Sorgfalt und Präzision. Hier zeigt sich die Erfahrung. Philips hat diese Erfahrung – seit über 25 Jahren in allen Bereichen der Farb-Fernsehtechnik. Philips hat als erster europäischer Hersteller serienmäßig hergestellte Farb-Fernsehergeräte nach Übersee exportiert. Sie haben sich auf dem nordamerikanischen Kontinent ausgezeichnet bewährt. Ist das nicht ein eindrucksvoller Beweis für das Können unserer Fachleute? Sorgfalt und Genauigkeit bis ins kleinste Einzelteil begründen den internationalen Ruf von Philips. Das ist es, was über 16 Millionen Familien an ihren Schwarz/Weiß-Geräten so schätzen. Das ist auch die beste Garantie für Qualität und Zuverlässigkeit jedes einzelnen Philips Farb-Fernsehergerätes.



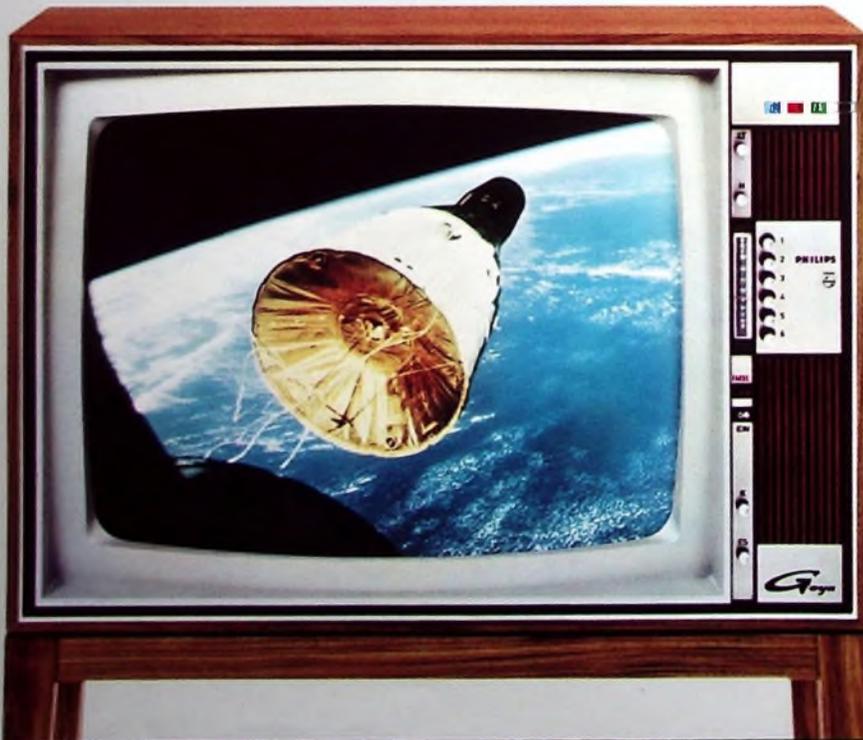
**Die Farben beweisen,
was Philips leistet!**

PHILIPS

FARB-FERNSEHGERÄT

Goya

- * Brillante Farbwiedergabe durch 63-cm-Farbbildröhre mit Europium-Leuchtstoff
- * 2 Lautsprecher, großer Konzertsprecher und Hochtonlautsprecher für direkte Schallabstrahlung
- * 6 Stationstasten für alle Programme
- * Hohe Empfangsleistung und einfachste Einstellung durch große Verstärkungsreserven
- * Umschaltung auf Schwarz/Weiß- oder Farb-Empfang erfolgt vollautomatisch
- * Bei zu schwachem Signal (Rauschen im Bild) wird die Farbe automatisch gesperrt
- * Reine Farben durch automatische Entmagnetisierung der Bildröhre bei jedem Einschalten
- * Stabilisierter Farbverstärker garantiert brillante Farbwiedergabe
- * Einwandfreie Farbbilder durch automatischen Ausgleich von Farbverfälschungen mit der VALVO-Speicherleitung DL 1
- * Die Farbtonblende ermöglicht individuelle Einstellung des Farbbildes
- * Ausgezeichnete Weiß-Wiedergabe durch Steuerung der Farbbildröhre über spannungsabhängige Widerstände
- * Der Schwarz/Weiß-Kontrast wird verbessert durch die automatische Umschaltung der Bildschirmfarbe auf das bekannte bläuliche Weiß
- * Gestochen scharfes Schwarz/Weiß-Bild durch automatischen Klarzeichner
- * Gehäusebreite nur 71 cm



Das Tauchspulen-Richtmikrofon nach dem Zweiweg-Prinzip und seine Entwicklung

DK 621.395.61



In jüngster Zeit wird das Zweiweg-Prinzip, das beim Lautsprecherbau schon seit Jahrzehnten üblich ist, auch beim Bau dynamischer Richtmikrofone angewendet¹⁾. Bei den meisten Hi-Fi-Lautsprechern werden getrennte Hoch- und Tieftonsysteme verwendet, um Bässe und Höhen unverzerrt abzustrahlen. Große, weich gelagerte Tieftonmembranen und kleine steife Hochtonmembranen erfüllen diese Forderung.

Beim Richtmikrofon nach dem Zweiweg-Prinzip gibt es keine große Tieftonmembran, sondern zwei annähernd gleich kleine Membranen für den Tief- und Hochtonbereich, jedoch verschiedene akustische Laufzeitglieder für die erforderliche frequenzabhängige Phasenverschiebung zur Erreichung einseitiger Richtwirkung im eingeschränkten Frequenzbereich jedes Einzelmikrofons, die – erst zusammengesetzt – den bisher bei dynamischen Mikrofonen nicht gekannten Frequenzumfang bei frequenzunabhängiger Richtcharakteristik ergaben.

Das Problem lag im akustischen Laufzeitglied, dessen Aufbau und Dimensionierung für die Güte des Richtmikrofons entscheidend sind. Im einfachsten Fall ist das Laufzeitglied ein LR- oder RC-Glied. In der mechanisch-elektrischen Analogie entspricht die mechanische oder akustische Masse einer Induktivität, die Nachgiebigkeit (reziproker Wert der Rückstell- oder Federkraft der Membranhalterung oder des Hohlraumes) einer Kapazität und der mechanische oder akustische Reibungswiderstand einem elektrischen Widerstand.

Beim Mikrofon nach Bild 1 wird vom LR-Glied Gebrauch gemacht. Die Membran (Masse M) mit elastischem Rand (Direktionskraft D) bildet eine kleine Luftkammer (Direktionskraft D_1). Ein Reibungswiderstand (zum Beispiel in Form einer Filzscheibe) ist zwischen D_1 und

getroffen (Pfeilrichtung), dann tritt ein Teil in das Röhrchen M_1 ein. Der Rest geht um das Mikrofon herum und trifft etwas später auf die Vorderseite der Membran M (infolge des Wegunterschiedes oder Abstandes). Die Aufgabe des Röhrchens M_1 und des Reibungswiderstandes R ist es nun, eine genau dem Wegunterschied entsprechende Phasenverschiebung des ins Röhrchen eintretenden Schalles hervorzurufen, ehe er an die Rückseite der Membran gelangt.

Trifft das zu, dann bleibt die Membran in Ruhe, das heißt, der von rückwärts auf

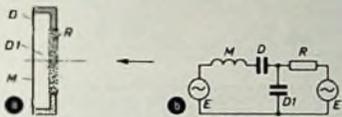


Bild 2. Prinzip (a) und Ersatzschaltung (b) eines Mikrofon mit RC-Laufzeitglied

das Mikrofon treffende Schall ruft keine Ausgangsspannung des Mikrofon hervor. Damit ist die einseitige Richtwirkung des Mikrofon hergestellt. Die Kammer D_2 dient nur dazu, den Widerstand vom äußeren Schallfeld zu trennen; sie hat also keine Bedeutung für das Laufzeitglied.

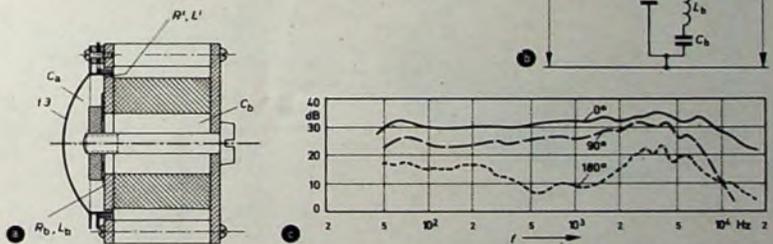
Im Bild 2b ist ein RC-Glied dargestellt, das die gleiche phasendrehende Wirkung wie

sich die Mikrofonkonstruktionen auch durch die Methode der Schallwelleneinwirkung.

Eine Entwicklung aus dem Jahre 1938 (von Baumzweiger) hat zum erstenmal ein akustisches Laufzeitglied (Bild 3). Das Mikrofon ist sehr einfach aufgebaut. Eine kalottenförmige Membran 13 ist mit der Vorderseite direkt dem Schallfeld ausgesetzt. Die Rückseite bildet eine flache Luftkammer C_2 , aus der ein enger Spalt R' , L' zwischen Tauchspule und Polplatte des Magnetsystems ins freie Schallfeld führt, während ein zweiter, größerer Hohlraum C_1 innerhalb des Permanentmagneten über einen akustischen Reibungswiderstand R_b , L_b mit der flachen Luftkammer C_2 in Verbindung steht. Im Ersatzschaltbild (Bild 3b) sind die mechanischen und akustischen Größen in elektrische Größen umgewandelt. Die beiden laufeitverschobenen Schalldrücke an der Vorderseite der Membran und am Schalleintritt des Laufzeitgliedes sind mit E und E_1 bezeichnet. Die Schalldruckdifferenz von E und E_1 und damit die antreibende Kraft ist bei niedrigen Frequenzen sehr klein.

Das akustische Laufzeitglied C_2 , C_1 , R' ist in der Patentschrift als RC-Glied dargestellt, jedoch würde die Annahme eines LR-Gliedes (L', R_b) richtiger sein. Die

Bild 3. a) Dynamisches Mikrofon nach Baumzweiger mit akustischem Laufzeitglied, b) Ersatzschaltung, c) Frequenzgänge



das LR-Glied hat. Es wird hauptsächlich beim Kondensatormikrofon angewandt, hat jedoch auch beim Hochtonsystem des Zweiweg-Prinzips, allerdings in abgewandelter Form, Bedeutung erlangt. Der von rückwärts auf das Mikrofon auftreffende Schall wird durch den Reibungswiderstand R und die Rückstellkraft D_1 der niedrigen Kammer in seiner Phase so gedreht wie der Schall, der um das Mikrofon herum bis zur Vorderseite der Membran läuft.

Beim Tauchspulenmikrofon sind die Frequenzcharakteristik, die Empfindlichkeit, das Richtungsmaß sowie die Wind- und Erschütterungsempfindlichkeit die wichtigsten Kenngrößen. Da neun Oktaven verarbeitbar werden müssen, deren Wellenlängen zwischen 2 und 1000 cm liegen, sind die Antriebsbedingungen für die Membran sehr unterschiedlich. Daher unterscheiden

Masse L' ist aber so klein, daß keine Massebelastung der Membran erfolgt und daher die untere Grenzfrequenz des Mikrofon zusammenfällt. Die Grundresonanz der Membran wurde daher möglichst tief gewählt (60 Hz) und erforderte eine sehr nachgiebige Halterung der Membran, was in der Praxis die Betriebssicherheit herabsetzt. Diese Konstruktion ergab zum erstenmal ein Tauchspulen-Richtmikrofon mit der Richtcharakteristik einer Hyper- oder Supercardioid, die aber im Gegensatz zur Cardioid nur im Sonderfall starken Nachalles Vorteile bringt.

Im Jahre 1942 wurde ein Prinzip vorgeschlagen, das zwei symmetrische Wandler vorsah, die mit ihren Rückseiten durch einen die Membranen belastenden akustischen Massestöpsel verbunden waren

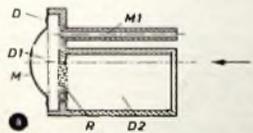
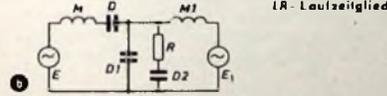


Bild 1. Prinzip (a) und Ersatzschaltung (b) eines Mikrofon mit LR-Laufzeitglied



einer größeren Kammer D_2 angeordnet. Ein Röhrchen mit der akustischen Masse M_1 (die durchströmende Luft verhält sich wie eine träge Masse) ermöglicht die Entlüftung der Kammer D_1 . Wird das Mikrofon von der Rückseite von Schallwellen

Dr. Rudolf Görike ist geschäftsführender Gesellschafter der Akustische u. Kino-Geräte Gesellschaft mbH, Wien

¹⁾ Weingartner, B.: Das dynamische Zweiweg-Mikrofon „D 202“. Funk-Techn. Rd. 20 (1965) Nr. 9, S. 345-347

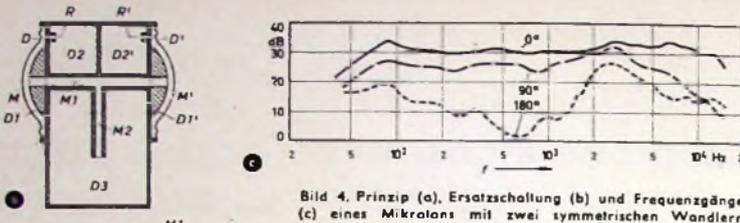
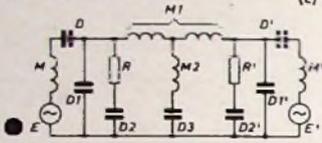


Bild 4. Prinzip (a), Ersatzschaltung (b) und Frequenzgänge (c) eines Mikrofons mit zwei symmetrischen Wandlern



(Bild 4). Es lag somit eine Übertragung des von Braunmühl-Weber stammenden Prinzips für Kondensatormikrofone mit bevorzugt einseitiger Richtwirkung (Elongationsempfänger) nach DRP 705 827 auf das Umwandlungsprinzip des dynamischen Wandlers (Schnellempfänger) vor

Der Aufwand und der schwierige Abgleich der doppelt vorhandenen akustischen Elemente (R, R', D1, D1', D2, D2') waren jedoch ein Hindernis für die Realisierung. Wird an Stelle der Zweitmembran M' eine äquivalente akustische Masse in einer engen Öffnung verwendet, so entfällt die Rückstellkraft D1', da keine Rückstellkraft der Membran vorhanden ist. Dadurch erreicht man eine Ausdehnung des Frequenzbereichs nach den Tiefen bis etwa eine Oktave unter der Grundresonanz der Membran.

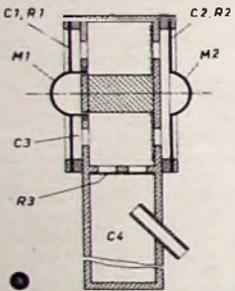


Bild 5. a) Symmetrisches System ohne Massebelastung der Membran, b) Ersatzschaltung, c) Frequenzgänge dieses Systems

Der Massestöpsel als ein die Membran belastendes Element zur Erniedrigung der Membranresonanz ist seit 1940 (Österr. Patent 164 414; US-Patent 2 971 597, Görke) für Druck- und Druckgradienten-

Unabhängig davon wurde 1946 noch einmal das symmetrische System aufgefingert, jedoch ohne den Vorteil der Massebelastung der Membran durch einen akustischen Massestöpsel (Bild 5). Die untere

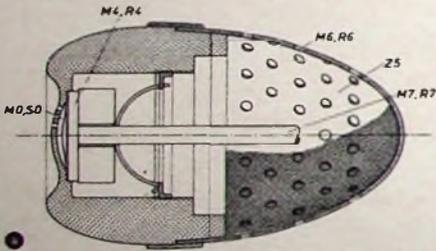


Bild 6. a) Tauchspulenmikrofon mit RC-Laufzeitglied, b) Ersatzschaltung

empfänger mit achtförmiger Richtcharakteristik bekannt. Die Belastung der Membran durch einen akustischen Massestöpsel ist ein sehr wirksames Mittel zur Erniedrigung der Grundresonanz von Membranen und spielt bei späteren Konstruktionen eine wichtige Rolle. Analog zum Kondensatormikrofon wurden bei Verwendung von zwei Membranen mit Tauchspulen durch elektrische Zusammenschaltung alle Richtcharakteristiken zwischen Kugel und Acht, also auch Cardioid, Hyper- oder Supercardioid, erhalten.

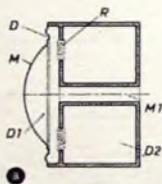


Bild 7. a) Tauchspulenmikrofon mit durch akustischen Massestöpsel beschwerter Membran, b) Ersatzschaltung, c) Frequenzgänge

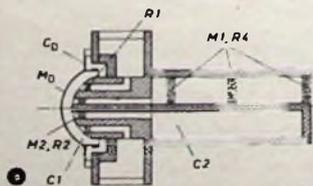


Bild 8. Tauchspulenmikrofon mit getrennten Schallwegen für hohe und tiefe Frequenzen zur Rückseite der Membran (a), Ersatzschaltung (b) und Frequenzgänge (c)

Grenzfrequenz des Mikrofons fällt mit der Grundresonanz der Membran zusammen. Um tiefe Frequenzen zu verarbeiten, ist eine sehr nachgiebige Lagerung der Membran erforderlich.

Bereits 1943 wurde ein akustisches Laufzeitglied vom RC-Typ für Tauchspulenmikrofone angegeben (Bild 6). Das rückseitige Mikrofongehäuse ist mit zahlreichen Löchern versehen, die durch einen Reibungswiderstand abgedeckt sind. Dieser akustische Reibungswiderstand liefert das R und der Hohlraum des Gehäuses das C des akustischen Laufzeitgliedes. Interessant ist hierbei die Aufteilung der hinteren Schalleinlässe in verschiedenem Abstand von der Membran. Das Richtungsmaß im Bereich der tiefen Frequenzen erreichte jedoch nur etwa 12 dB. Der Frequenzbereich reicht bis etwa 1/2 Oktaven unter die Grundresonanz der Membran.

Erst das Jahr 1953 brachte das Tauchspulenmikrofon mit nur einer Membran, die durch einen akustischen Massestöpsel beschwert war, der außerdem das Masselement des akustischen Laufzeitgliedes vom LR-Typ bildete (Bild 7). Nach diesem sehr einfach zu realisierenden Prinzip wurden bis jetzt mehrere Millionen Mikrofone gebaut. Das Richtungsmaß liegt im niedrigen und mittleren Frequenzbereich zwischen 15 und 25 dB, im hohen Frequenzbereich zwischen 6 und 15 dB. Hier liegt der Fall vor, daß man infolge doppelter Funktion der akustischen Masse im Röhrchen (M) des Laufzeitgliedes und Massebelastung der Membran) mit einem Minimum an akustischen Elementen einen besonderen Effekt erreicht.

Um bei tiefen Frequenzen eine möglichst große antreibende Kraft zu erhalten, wurde im Jahre 1954 die im Bild 8 gezeigte Konstruktion geschaffen, bei der getrennte Schallwege für tiefe und hohe Frequenzen zur Rückseite der Membran vorhanden sind. Der hintere Schalleintritt erfolgt ähnlich wie im Bild 6 an Punkten, die von der Membran verschieden weit entfernt sind. Das Laufzeitglied für die tiefen Frequenzen ist vom RC-Typ mit großem Schallweg. Für den mittleren und hohen Bereich ist ein LR-Glied mit geringem Schallweg vorhanden (Aus-

...ehnung etwa $1\frac{1}{2}$ Oktaven unter die Grundresonanz der Membran) Dieser Typ... besonders in den USA weite Verbreitung gefunden.

Bei der Konstruktion nach Bild 9 (aus dem Jahre 1954) ergibt sich durch das geschlitzte, mit einem Reibwiderstand abgedeckte Rohr eine hohe Massebelastung für die Membran und eine entsprechend hohe antreibende Kraft infolge der

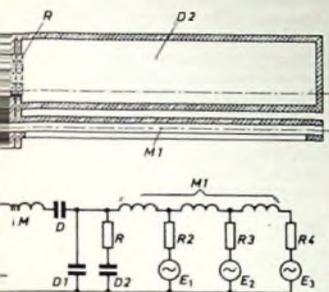
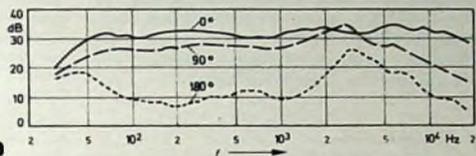


Bild 9. Hohe Massebelastung durch langes Rohr (a), Ersatzschaltung (b) und Frequenzgänge (c)



...länge des Rohres (Ausdehnung etwa $1\frac{1}{2}$ Oktaven nach den tiefen Frequenzen unter die Grundresonanz der Membran).

Alle bisher aufgezählten Mikrofonkonstruktionen haben, obwohl einige davon auch für hochwertige Übertragungen mit Erfolg eingesetzt wurden, jedoch nie die Qualitätsstufe des Kondensatormikrofons erreicht. Eine große Verbesserung brachte erst das Zweigweg-Cardioid-Mikrofon.

An sich liegt der Gedanke nahe, den Frequenzbereich auf verschiedene Wandler aufzuteilen, wie es im Lautsprecherbau üblich ist. Beim Richtmikrofon traten jedoch wegen der sehr kleinen Abmessungen, der hohen Anforderungen und des kritischen Phasenverhaltens erhebliche Bedenken auf, ob es möglich wäre, zwei Wandler mit elektrischem Teilungsnetzwerk im Überlappungsgebiet zum einwandfreien Arbeiten zu bringen. Beim Lautsprecher ist die Forderung nach tiefer Grundresonanz der Membran durch nachgiebige Halterung der verhältnismäßig großen Membran leicht zu erfüllen. Die akustische Leistung wird durch die Flächenausdehnung erreicht. Die Aufnahme der Frequenzkurven und der Richtwirkung des Lautsprechers ist jedoch besonders im höheren Frequenzbereich problematisch, weil Interferenzerscheinungen wegen der Größe der Membran auftreten. Wendet man zusätzlich einen Hochtonlautsprecher an, dann können diese störenden Verzerrungen vermieden werden, jedoch ergeben sich neue Schwierigkeiten durch den Abstand der beiden Wandler voneinander. Daher sind Lautsprechermeßkurven vom Aufstellungsort des Meßmikrofons abhängig.

Beim Mikrofon mit der sehr kleinen Membran (1,5...3 cm Durchmesser) arbeitet man mit Toleranzen von $\pm 1,5$ dB und darunter. Bei derartiger Präzise zu messenden Wandlern müssen bei Aufteilung des Frequenzbereiches auf zwei verschiedene Wandler im Überlappungsgebiet sowohl die Wandler als auch das Teilungsnetzwerk so genau arbeiten, daß keine Störung bemerkbar ist, denn die bisherigen Einweg-Cardioid-Mikrofone haben in diesem Frequenzbereich zwischen 300 und 600 Hz zufriedenstellend funktioniert. Daher durfte durch das Zweigweg-Prinzip mit dem Vor-

teil der Ausdehnung des Frequenzbereiches nach den Tiefen und Höhen nicht eine Verschlechterung der Eigenschaften im mittleren Frequenzbereich erkauft werden. Im Gegensatz zum Lautsprecher sind die Membranen beim Zweigweg-System sowohl des Tiefton- als auch des Hochtonwandlers und ihr Abstand voneinander sehr klein zur Wellenlänge im Überlappungsbereich (etwa $\frac{1}{10}$), so daß keine Phasenprobleme bei der Schalleinwirkung zu befürchten waren. Die akustischen Laufzeitglieder, die Membranen und das Teilungsnetzwerk waren aber noch gründlich zu analysieren, da hier die Gefahr bestand, daß im Überlappungsbereich der beiden

(R1, D1), das Tieftonsystem einen großen Schallumweg und ein LR-Glied (M3, R2). Das L des Laufzeitgliedes beschwert die Membran und ermöglicht die Ausdehnung des Frequenzbereiches nach den Tiefen um fast zwei Oktaven. Die Cardioid bleibt wegen des kleinen Schallumweges beim Hochtonsystem und der Bemessung des Laufzeitgliedes bis zu den höchsten Frequenzen erhalten. Frequenzkurven und Richtcharakteristik sind gegenüber allen anderen Systemen beachtlich verbessert und reichen an die von Kondensatormikrofonen heran.

Mit diesem Prinzip gelang es, im ganzen Frequenzbereich die für alle hochwertigen Schallaufnahmen als ideal angesehene Richtcharakteristik der Cardioiden, wie sie in allen Rundfunk-, Fernseh- und Schallplattenstudios gefordert wird, zu erreichen. Infolge ihres relativ breiten Aufnahmewinkels und der günstigen Ausblendung des von hinten einfallenden Schalles übertrifft sie alle anderen Charakteristiken,

Bild 10. Simulator zur Übersetzung von akustischen und mechanischen Vorgängen in elektrische Größen

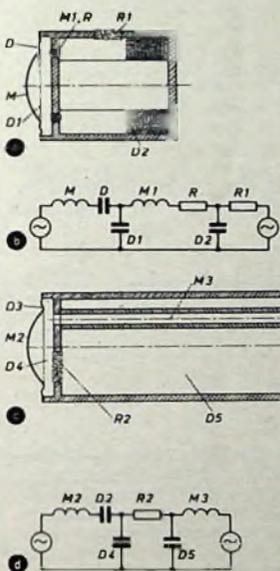
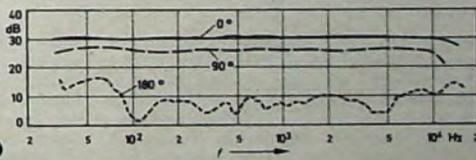


Bild 11. Hochtonsystem (a) mit Ersatzschaltung (b) und Tieftonsystem (c) mit Ersatzschaltung (d) sowie Frequenzgänge (e) des Zweigweg-Systems



Wandler infolge von Phasen- und Amplitudenabweichungen Unregelmäßigkeiten im Frequenzgang und in der Richtcharakteristik auftreten würden.

Gestützt auf moderne Einrichtungen, zum Beispiel den im Bild 10 gezeigten Simulator, der es gestattet, akustische und mechanische Vorgänge in elektrische Größen zu übersetzen, wurden die Phasenbeziehungen der Wandler und Teilungsnetzwerke untersucht, die Wandler im Hinblick auf die verschiedenen Bedingungen für tiefe und hohe Frequenzen konstruiert und Teilungsnetzwerke ausgelegt. Das Hochtonsystem (Bild 11) hat einen kleinen Schallumweg und ein RC-Glied

zum Beispiel die Hyper- oder Supercardioid

Das Kondensatormikrofon wird wohl immer seine Vorrangstellung behaupten, schon deshalb, weil theoretisch die schwingungsmechanischen Bedingungen der dünnen Membran besser überblickbar sind als bei dem mit einer Tauchspule versehenen, zum Teil als Kolben, zum Teil als Membran schwingenden schallaufnehmenden Organ des Tauchspulenmikrofons. Jedoch kann schon jetzt dem Zweigweg-Cardioid-Mikrofon eine große Zukunft vorausgesagt werden, um so mehr, als die enormen Vorteile des dynamischen Prinzips sehr geschätzt sind.

Anwendung Integrierter Halbleiterschaltkreise in der Unterhaltungselektronik

Schluß von FUNK-TECHNIK, Bd. 22 (1967) Nr. 14, S. 511

DK 621 382

3.2. Fernsehgeräte - Ton-ZF-Stufen

Die hier beschriebenen Ton-ZF-Stufen arbeiten zwar, wie dies in den USA üblich ist, auf 4,5 MHz, jedoch eignen sich die Schaltungen ohne prinzipielle Änderungen auch für die in Deutschland übliche Zwischenfrequenz von 5,5 MHz. Bild 7 zeigt das Schaltbild eines mit einem IS vom Typ CA 3013/3014 ausgerüsteten Ton-ZF-Teiles, wie er erstmals im Mai 1966 in einem tragbaren 30-cm-Fernsehgerät von RCA (Typ „KCS 153 X“) eingebaut wurde [8]. In der Zwischenzeit baut RCA diesen Ton-ZF-Teil auch in ein weiteres Chassis ein. Auch

sistor für das Ratiofilter (oder nur die Ausgangsstufe, wenn danach noch ein Einzeltransistor wie im Bild 2 folgt). Der Transistor T 8 hat bei 7,5 V Betriebsspannung einen Kollektorstrom von 1,5 mA. Das emittergekoppelte Transistorpaar T 7, T 8 hat einen solchen Arbeitspunkt, daß das Ausgangssignal von T 8 symmetrisch um die Nullachse pendelt. Dadurch setzt die Begrenzung über einen weiten Bereich der Eingangsspannung völlig symmetrisch ein und ruft auch keine unerwünschten Phasenmodulationen hervor.

Übrigens sind Differenzverstärker bei monolithischen Halbleiterschaltkreisen re-

Ebenso werden durch T 10 die Basisanschlüsse von T 5 und T 8 auf etwa 2,1 V gehalten. Dadurch und mit einer Gleichstromgegenkopplung über R 13 (im Bild 8 R 11) vom Emitter von T 6 zur Basis von T 2 wird der richtige Arbeitspunkt der einzelnen Stufen, vor allem auch von T 7 und T 8, bei sich ändernder Speisespannung am Punkt 10 beibehalten. Betriebsspannungsschwankungen von 6... 10 V (beim CA 3014) lassen sich dadurch weitgehend ausgleichen. Die Spannungsverstärkung schwankt dabei beispielsweise um nur etwa 5 dB. Die Leistungsverstärkung des ZF-Verstärkers (T 1... T 8) beträgt 75 dB, der Rauschfaktor 8,7 dB.

Nach Umwandlung des FM-ZF-Signals im Ratiofilter in ein AM-Signal wird das Signal wieder dem eigentlichen Demodulator im IS zugeführt (Anschlüsse 6, 7). Die symmetrische Gleichrichterschaltung ist aus den Dioden D 3 und D 4 aufgebaut. Als Lastwiderstände und zur Unterdrückung des Hochfrequenzträgers dienen die Elemente D 5, D 6 und D 7 sowie R 10 und R 11. D 5... D 7 sind in Sperrichtung gepolte Dioden und wirken als kleine Kapazitäten (Sperrschichtkapazität). Ebenso wird hier

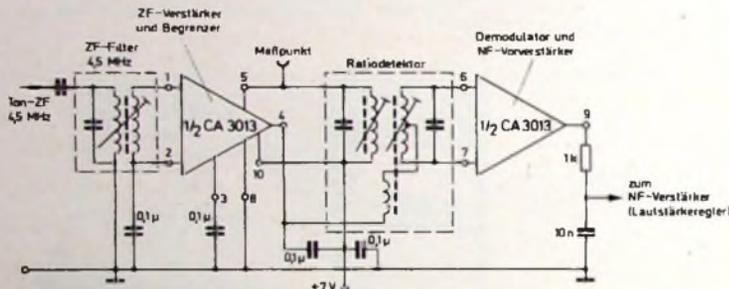
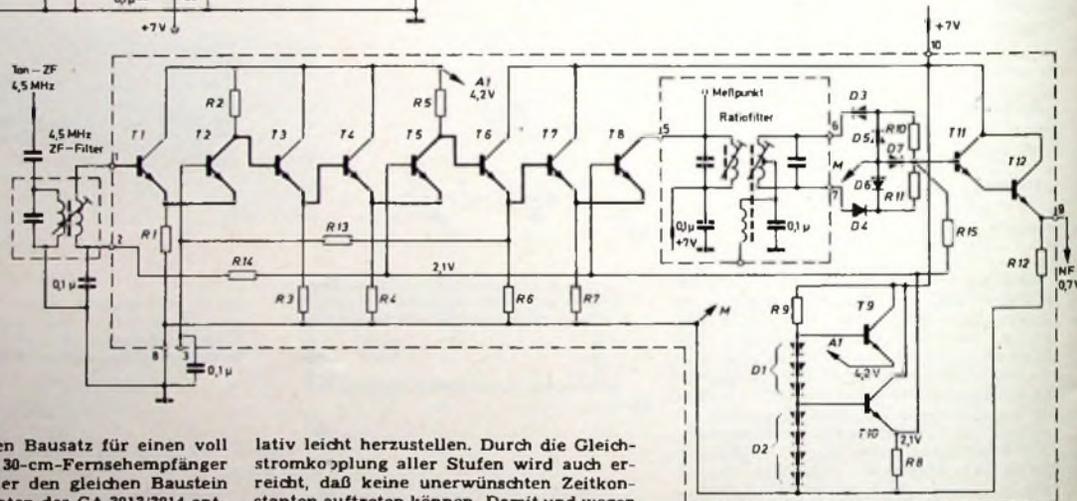


Bild 7 Gesamtschaltbild eines Ton-ZF-Teils mit integrierter Schaltung

Bild 8 Schaltbild des Ton-ZF-Teils mit integrierter Schaltung des Halbleiterschaltkreises CA 3013 beziehungsweise CA 3014



Heath bringt einen Bausatz für einen voll transistorisierten 30-cm-Fernsehempfänger auf den Markt, der den gleichen Baustein enthält [9]. Die Daten des CA 3013/3014 enthält Tab. I. Der Verlauf des Hochfrequenzsignals innerhalb des IS ist im Bild 8 verstärkt eingezeichnet. Der ebenfalls monolithische Schaltkreis enthält 12 Transistoren, 12 Dioden und 15 Widerstände. Die ZF-Verstärkercharakteristik entspricht der des CA 3012/3013; zusätzlich sind aber noch die Radiodetektor-Dioden sowie ein zwei-stufiger NF-Vorverstärker (T 11, T 12) vorhanden.

Das ZF-Signal gelangt über ein 4,5-MHz-Filter an den Eingangsanschluß 1. Die Transistoren T 1, T 2 und T 4, T 5 arbeiten als emittergekoppelte ZF-Verstärker nach dem Prinzip von Differenzverstärkern. Die Transistoren T 3 und T 6 sind als Ausgangs- und Anpaßstufe (Emitterfolger) zwischen den beiden Differenzverstärkern angeordnet. T 7 und T 8 arbeiten als Begrenzer. T 8 ist außerdem der Treibertran-

lativ leicht herzustellen. Durch die Gleichstromkopplung aller Stufen wird auch erreicht, daß keine unerwünschten Zeitkonstanten auftreten können. Damit und wegen der guten Begrenzungseigenschaften wird unter anderem auch eine bessere Unterdrückung von Störspannungsspitzen gegenüber herkömmlichen Schaltungen erreicht. Die Begrenzung setzt hier bei einem Eingangssignal von etwa 300 μ V (4,5 MHz) ein. Auf Grund der ausgezeichneten Begrenzung bleibt das Ausgangssignal innerhalb etwa 0,5 dB bei einem Eingangssignal von 500 μ V bis 2000 μ V konstant.

Die Transistoren T 9 und T 10 übernehmen die Stabilisierung der Speisespannung. Die Diodenkombinationen stabilisieren die Basisvorspannung dieser Transistoren. T 9 hält die Kollektorspannung der Transistoren T 1... T 5 und (über R 5) auch die Basisspannung von T 6 konstant. Durch T 10 wird über die Widerstände R 15 und R 14 (im Bild 8 R 10) die Basisspannung der Transistoren T 11, T 12 und T 1 stabilisiert.

der sonst unerwünschte Effekt ausgenutzt, daß die Widerstandsbahnen gegen den Grundkristall eine Kapazität besitzen (hier bei R 10 und bei R 11). Die Demodulatordioden arbeiten bei diesen kleinen Kapazitäten auf einen hauptsächlich ohmschen Lastwiderstand. Dadurch läßt sich der sonst bei starker kapazitiver Belastung auftretende Ladeeffekt weitgehend vermindern und eine bessere Linearität erreichen. Ohne hohen Aufwand wird eine AM-Unterdrückung von 50 dB erreicht. Störimpulse, die das Ratiofilter erreichen, werden sehr gut unterdrückt. Da sich der Demodulator in einem abgeschirmten Metallgehäuse befindet, werden auch ZF-Oberwellen nicht nennenswert abgestrahlt [8]. Das NF-Signal gelangt direkt zur Basis von T 11. T 11 und T 12 verstärken das NF-

Signal und dienen auch dazu, die relativ hohe Impedanz des Demodulators an den niederohmigen Eingang des NF-Verstärkers anzupassen. Am Anschlußpunkt 9 steht eine NF-Spannung von etwa 220 mV (bei 1,8 % Klirrfaktor) zur Verfügung. Die NF-Spannung reicht aus, um über ein De-emphasisglied einen einfachen NF-Verstärker anzusteuern.

3.3. Vollständige FM-Empfänger

Es ist zu erwarten, daß die Preise der IS in den nächsten Jahren derart fallen, daß die folgenden Schaltungen für kleine, leichte und billige Empfänger interessant werden. Es wäre denkbar, daß einfache Kleinempfänger, wie sie heute für den AM-Bereich in großen Mengen erzeugt werden, auch mit dem FM-Bereich ausgerüstet werden. Aus akustischen Gründen ist vielleicht ein etwa größeres Gehäuse zweckmäßig. Obwohl nur drei verschiedene IS verwendet werden (CA 3005, CA 3012 und CA 3014) können zahlreiche Schaltungsvarianten aufgebaut werden. Für einfache Empfänger genügen drei IS, für hochwertigere Geräte werden mindestens vier benötigt. Diese Version mit vier IS ist in der Qualität ohne weiteres mit einem Röhren-

oder Transistorgerät konventioneller Bauart vergleichbar. Mit den beschriebenen Schaltungen sind insgesamt sechs Empfängervarianten möglich.

3.3.1. Verwendete Integrierte Schaltkreise

Neben den bereits beschriebenen IS vom Typ CA 3011/CA 3012 und CA 3013/CA 3014 wird hier zusätzlich noch der Typ CA 3005 von RCA verwendet. Der CA 3005 (Bild 9) fand bisher nur in kommerziellen Geräten Verwendung. Gegenüber den Typen CA 3011... CA 3014 ist er in verschiedenen HF-Schaltungen verwendbar. Weitere Daten können Tab. II, die Anschlußfolge kann Bild 4 entnommen werden. Dadurch, daß sehr viele innere Verbindungen an Gehäuseanschlußdrähte geführt sind, kann die Schaltung sehr vielfältig variiert werden. Sie ist daher nicht nur als HF-Verstärker und Oszillator, sondern auch als ZF-Verstärker einsetzbar.

3.3.2. Tuner-Schaltungen

Für den UKW-Tuner werden drei verschiedene Schaltungen angegeben. Der Unterschied zwischen den beiden letzten Schaltungen ist allerdings nicht besonders groß, nur die Eingangsstufe ist etwas anders geschaltet.

3.3.2.1. Tuner mit 1 × CA 3005

Bild 10 zeigt einen einfachen Tuner mit Zweifachdrehkondensator und einem Schaltkreis von Typ CA 3005, der als HF-Verstärker, Mischer und Oszillator verwendet wird. Die Schaltung kann mit einem konventionellen Tuner mit der Bestückung AF 124, AF 125 verglichen werden, arbeitet jedoch mit niedrigerer Verstärkung und etwas höherem Rauschfaktor. Das Eingangssignal von der Antenne wird über den abgestimmten Eingangskreis L1, C1 der Basis von T3 zugeführt. Dieser Transistor arbeitet als HF-Verstärker in Emitterschaltung und stabilisiert auch die Speisespannung für die Transistoren T1

und T2. Die im Schaltkreis enthaltenen Dioden D1 und D2 werden allerdings hier nicht verwendet, vielmehr sind die integrierten Widerstände R1 und R3 (Bild 9) als einfacher Spannungsteiler geschaltet. Das verstärkte Signal wird in die Emittterverbindung von T1 und T2 eingekoppelt. T1 und T2 erhalten ihre Basisspannung über den externen Spannungsteiler R1 und R2 im Bild 10. T1 und T2 arbeiten als Mischer und Oszillator. Da der Ausgang des Vorstufentransistors sehr hochohmig im Vergleich zum Emittter von T1 und T2 ist, gelangt nur ein sehr geringes Oszillatorsignal an T3 und den Antennenkreis. Nach Mischung von Eingangss- und Oszillatortfrequenz wird die ZF am Kollektor von T1 ausgekoppelt. Die Rückkopplung für den Oszillator erfolgt über C7, L3 und C6 bilden einen Serienresonanzkreis für die Zwischenfrequenz und verhindern somit eine ZF-Gegenkopplung. Eine Nachstimm-diode für automatische Scharf-abstimmung (AFC) kann wie bei normalen Tunern parallel zum Oszillatorkreis geschaltet werden.

Die Stromaufnahme des gesamten Tuners beträgt bei 9 V Betriebsspannung etwa 4,5 mA. Die Leistungsverstärkung wird mit 15 dB angegeben, die Empfindlichkeit mit 10 µV für 30 dB Störspannungsabstand. Das maximale Eingangssignal sollte 7 mV nicht überschreiten. Die Frequenzstabilität des Oszillators kann als brauchbar bezeichnet werden. Sinkt die Speisespannung von 9 auf 8 V, dann ändert sich die Oszillatortfrequenz um etwa 60 kHz. Bei längerer Betriebszeit (6... 8 Stunden) ändert sich die Frequenz um maximal ± 4 kHz.

3.3.2.2. Tuner mit 2 × CA 3005

Ein verbesserter Tuner mit Dreifachdrehkondensator ist im Bild 11 abgebildet. Der erste IS arbeitet nur als HF-Verstärker, während der zweite IS als Mischer und Oszillator verwendet wird. Unter diesen Umständen kann man auch den sonst üb-

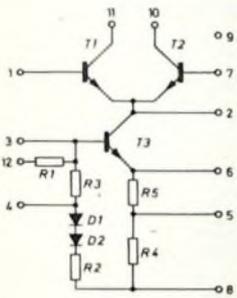


Bild 9 Schaltung des CA 3005

Tab. II. Daten des CA 3005

Anwendung

Gegentakt-Eingangs- und Ausgangsstufe, Breit- und Schmalbandverstärker für HF und ZF bis 100 MHz (-3 dB), Mischer, Oszillatoren, Modulatoren, Videoverstärker usw.

Grenzwerte

maximale Eingangsspannung: 3,5 V
maximale Verlustleistung: 26 mW

Kennwerte

Leistungsverstärkung: 20 dB (Cascode) bei 100 MHz
16 dB bei 100 MHz
25 dB bei 10,7 MHz
Rauschfaktor: 7,8 dB bei 100 MHz
Regelumfang: 60 dB
Eingangsimpedanz: 1400 Ohm
Ausgangsimpedanz: 2000 Ohm

Die Werte gelten für 25 °C Umgebungstemperatur

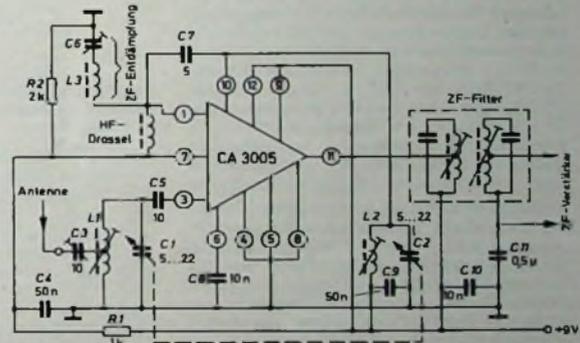


Bild 10. Einfacher UKW-Tuner für FM-Empfänger

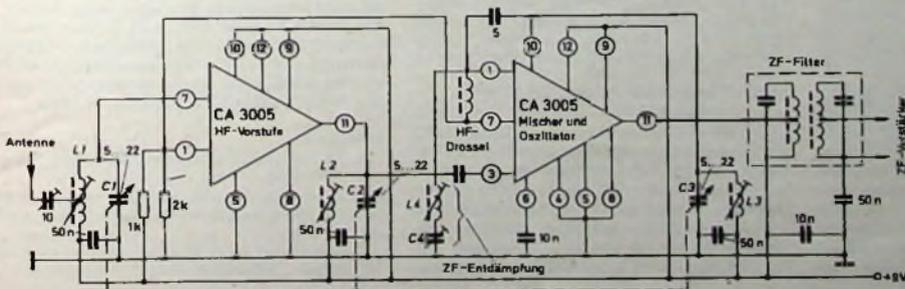
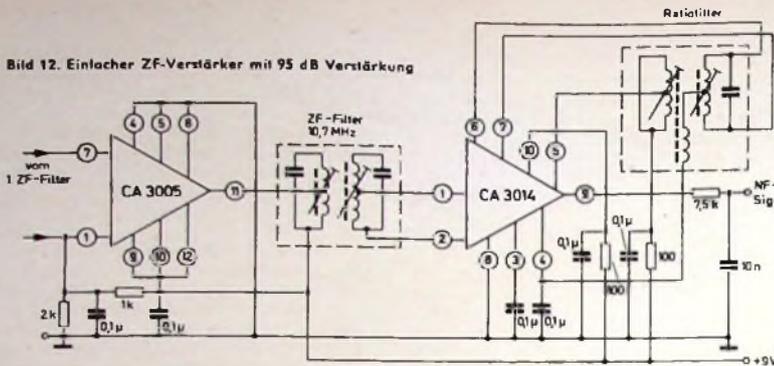


Bild 11. UKW-Tuner mit höherer Empfindlichkeit

Bild 12. Einlacher ZF-Verstärker mit 95 dB Verstärkung



lichen Zwischenkreis L2, C2 verwenden. Durch den zweiten CA 3005 wird eine bessere Leistungsverstärkung, eine geringere Rauschzahl und eine höhere Empfindlichkeit erreicht. Der folgenden Beschreibung liegen die Bilder 9 und 11 zugrunde.

Das Eingangssignal wird dem Transistor T2 über Anschluß 7 zugeführt. T1 und T2 arbeiten als Differenzverstärker. Beide Transistoren beziehen ihre Basisspannung über einen gemeinsamen Spannungsteiler (1 kOhm, 2 kOhm). Das verstärkte Signal wird vom Kollektor des T1 dem abgestimmten Zwischenkreis zugeführt. In dieser Schaltung werden die Dioden D1 und D2 zur Stabilisierung herangezogen. Sie liegen in Reihe mit den Widerständen R2 und R3 und bilden gemeinsam mit R1 den Basisspannungsteiler für T3. Dieser Transistor stabilisiert so auch den Strom durch T1 und T2, so daß Batteriespannungsschwankungen wenig Einfluß auf die Leistungsverstärkung haben.

Der dritte Tuner unterscheidet sich von dem im Bild 11 nur darin, daß die Eingangsstufe nicht als Differenzverstärker, sondern als Cascodevorstufe geschaltet wird, wie sie von der Röhrentechnik her bekannt ist. Die Cascodestufe wird von den Transistoren T1 und T3 gebildet. Das Eingangssignal wird dann über den Anschluß 3 in die Basis von T3 eingespeist, verstärkt und gelangt vom Kollektor des T3 an den Emitter von T1. Der Transistor T2 wird durch Verbinden der Anschlußpunkte 10 und 7 eliminiert. Anschlußpunkt 1 wird an die Speisespannung gelegt, während der Emitter des T3 durch einen 0,05-µF-Kondensator wechselstrommäßig an Masse liegt. Der Zwischenkreis liegt wie im Bild 11 am Anschlußpunkt 11.

Neutralisation ist in beiden Fällen wegen der guten Trennung zwischen Eingang und Ausgang nicht erforderlich. Eine automatische Scharfabstimmung kann wie bei herkömmlichen Tunern eingebaut werden. Automatische Verstärkungsregelung ist ebenfalls möglich und wegen der hohen Verstärkung auch oft notwendig. Sie erfordert jedoch eine sehr hohe Regelleistung. Bei beiden Tunerversionen wird dabei Anschlußpunkt 12 (Basisvorspannung von T3) von +8 V abgetrennt und hier die Regelspannung eingespeist. Erforderlich ist eine Spannungsquelle, die von +8 V (volle Leistungsverstärkung) bis +4,5 V (volle Begrenzung) variiert werden kann und dabei einen Strom von 500 µA liefern muß. Der damit erreichbare maximale Regelumfang beträgt dann 60 dB.

Die Leistungsverstärkung ist bei der Cascodevorstufen-Version 28 dB. Der Tuner mit Differenzverstärker hat bessere Kreuzmodulationseigenschaften, jedoch eine etwas geringere Leistungsverstärkung, nämlich 24 dB. Dabei ergibt sich eine

Empfindlichkeit von 3 µV für 30 dB Störspannungsabstand

3.3.3. ZF-Verstärker für 10,7 MHz

Für die beschriebenen Tuner eignen sich zwei verschiedene ZF-Verstärker, die mit je zwei IS arbeiten. Insgesamt können – wie schon erwähnt – sechs verschiedene

Bild 13 Durchlaßkurve des einlachen ZF-Verstärkers

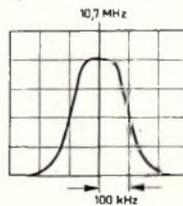
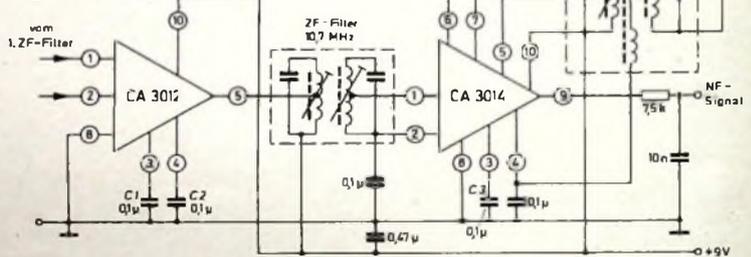


Bild 14 (unten) ZF-Verstärker mit 130 dB Verstärkung



Empfängerschaltungen aufgebaut werden, deren Leistungsverstärkung zwischen 110 und 150 dB liegt

3.3.3.1. ZF-Verstärker mit CA 3005 und CA 3014

Bild 12 zeigt einen einfachen ZF-Verstärker mit einer Gesamtleistungsverstärkung von 95 dB. Im CA 3005 erfolgt eine Verstärkung von 25 dB; von 30 µV Eingangsspannung an wird das Signal symmetrisch begrenzt. Der CA 3014 verstärkt das Signal um weitere 70 dB und begrenzt es ebenfalls. Bei 30 µV ZF-Eingangsspannung steht am Anschlußpunkt 9 des CA 3014 eine NF-Spannung von 220 mV zur Verfügung. Diese Ausgangsspannung schwankt um nur 3 dB, wenn sich die ZF-Spannung von 0,5 auf 30 µV ändert. Die Durchlaßkurve für kleine bis mittlere Signale eines derartigen Verstärkers zeigt Bild 13.

3.3.3.2 ZF-Verstärker mit CA 3012 und CA 3014

Eine höhere Leistungsverstärkung kann mit einem ZF-Verstärker nach Bild 14 erreicht werden. Theoretisch wären 140 dB erreichbar, doch muß die Verstärkung im Interesse möglichst hoher Stabilität (Schwingneigung) reduziert werden. Am einfachsten ist es, die Kondensatoren C1, C2 und eventuell auch C3 zu verkleinern

(zum Beispiel auf 10 nF), wodurch eine HF-Gegenkopplung entsteht [10]. Eine Leistungsverstärkung bis zu 130 dB ist in der Praxis erreichbar. Damit kann ein sehr stabiler und hochverstärkender ZF-Teil aufgebaut werden. Wegen der guten Begrenzungseigenschaften der IS wird auch bei hohen Eingangssignalen ein zu starkes Anwachsen der Durchlaßbandbreite vermieden. Bild 15 zeigt den Versuchsaufbau eines derartigen ZF-Teils.

Abschließend noch einige Bemerkungen über die UKW-Tuner. Zur Zeit ergeben die IS noch keine nennenswerte Einsparung an Bauteilen und Kosten, da getrennte Abstimmereinheiten und passive Bauelemente erforderlich sind. Die Entwicklung und Fertigung spezieller IS für UKW-Tuner wird jedoch nicht mehr lange auf sich warten lassen. Als Vorbild könnten dabei herkömmliche Tuner mit Diodenabstimmung dienen, da sich diese elektronische Abstimmung mit einer variablen Gleichspannung in der IS-Technik sehr leicht verwirklichen läßt. Die Kapazitätsdioden sind dann im IS enthalten. Ebenso kann eine Diode für die automatische Scharfabstimmung herangezogen werden, wenn man den Drehkondensator beibehalten will. Der UKW-Tuner besteht dann nur noch aus einer IS und einigen passiven Elementen (Spulen, Kondensatoren).

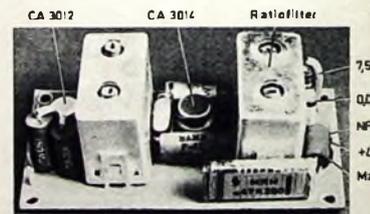
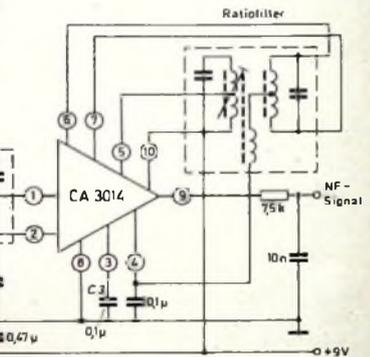


Bild 15. Musteraufbau eines 10,7-MHz-ZF-Verstärkers nach Bild 14 (Originalabmessungen 75 mm x 37,5 mm). ZF-Filter „D 22 – 1436“, Ratiofilter „D 22 – 1624“ (Bauidsize Vogl)

Es wird vielleicht nicht mehr lange dauern, bis die IS-Technik sich auch in der Unterhaltungselektronik in stärkerem Maße durchsetzt. Für den Servicetechniker wäre es vielleicht jetzt schon günstig, sich mit der Materie näher vertraut zu machen.

Schrifttum

- [8] TV-set uses IC. Electronics World, Juni 1966, S. 28
- [9] Rupley, D. G.: IC used in new TV-Kit. Electronics World, Januar 1967, S. 73
- [10] Sanguini, R. L.: Integrated circuits make a low-cost FM-receiver. Electronics Bd. 39 (1966) Nr. 16, S. 133

Halbautomatischer Nullabgleich bei Wechselstrommeßbrücken

Zur Messung von Wirk- und Blindwiderständen, von Güte und Verlustfaktoren werden wegen ihrer großen Genauigkeit auch heute noch fast ausschließlich Wechselstrommeßbrücken mit den verschiedensten Schaltungen verwendet. Alle diese Brücken weisen aber einen großen Nachteil auf: Der Nullabgleich muß sowohl betrags- als auch phasenmäßig durchgeführt werden. Das aber bedeutet, daß man sich mit Hilfe zweier Einstellknöpfe langsam an den Nullpunkt der Brückenspannung herantasten muß, was oft mit großem Zeitaufwand, besonders bei sehr genauen Messungen, verbunden ist.

Die zum Brückenabgleich notwendige Zeit wäre erheblich kürzer, wenn sich wenigstens eine der beiden abzustimmenden Größen automatisch, das heißt selbsttätig, einstellen würde. Dann könnte nämlich der Nullabgleich durch Einstellung eines einzigen Drehknopfes erfolgen.

Eine Möglichkeit, einen solchen halbautomatischen Nullabgleich herzustellen, soll im folgenden näher untersucht werden. Dabei wird es zuerst nötig sein, die einzelnen zum Nullabgleich führenden Schritte an Hand des Zeigerdiagramms einer Wechselstrommeßbrücke zu erläutern.

1. Manuelle Abstimmung einer Wechselstrommeßbrücke

1.1. Aufbau einer Wechselstrommeßbrücke

1.1.1. Wheatstone-Brücke

Die Wheatstone-Brücke, deren Aufbau Bild 1 zeigt, dient zur Messung von Gleichstromwiderständen. Ist R_x der un-

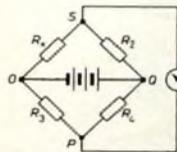


Bild 1. Schaltung einer Wheatstone-Brücke

bekannte ohmsche Widerstand, so läßt sich dieser aus den anderen drei bekannten Widerständen R_2 , R_3 und R_4 bestimmen, wenn die Brücke abgeglichen ist, das heißt, wenn kein Strom im Meßzweig fließt. In diesem Falle liegen die beiden Punkte S und P der Brücke auf dem gleichen Potential, so daß folgendes Widerstandsverhältnis vorhanden ist:

$$\frac{R_x}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} \quad (1)$$

Damit erhält man für den unbekanntenen Widerstand R_x

$$R_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4} \quad (2)$$

1.1.2. Abgleichbedingung einer Wechselstrommeßbrücke

Der Aufbau einer Wechselstrommeßbrücke (Bild 2) gleicht im Prinzip dem einer

Gleichstrommeßbrücke nach Bild 1. Hier hat man es aber nicht mehr allein mit reinen Gleichstromwiderständen zu tun, denn der gesuchte und zunächst noch unbekanntene Widerstand Z_x hat außer seinem ohmschen Widerstand noch eine Blindkomponente, die entweder induktiv oder

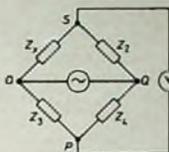


Bild 2. Schaltung einer Wechselstrommeßbrücke

kapazitiv sein kann. Ist die Wechselstrommeßbrücke abgeglichen, das heißt, liegen S und P auf dem gleichen Potential und fließt daher im Meßzweig kein Strom, so läßt sich der unbekanntene Widerstand Z_x auch hier nach Gl. (2) bestimmen, und zwar gilt

$$Z_x = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_4} \quad (3)$$

Allerdings muß man bei Gl. (3) darauf achten, daß Z_x im allgemeinen komplex ist

$$Z_x = R_x + j X_x \quad (4)$$

Damit sind für den Nullabgleich zwei Bedingungen zu erfüllen:

$$R_x = \operatorname{Re} \left(\frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_4} \right) \quad (5)$$

und

$$X_x = \operatorname{Im} \left(\frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_4} \right) \quad (6)$$

Die Spannung im Meßzweig, die sogenannte Nullspannung, kann also nur dann verschwinden, wenn die beiden voneinander unabhängigen Gleichungen (5) und (6) gleichzeitig erfüllt sind.

Gl. (5) und Gl. (6) machen bereits deutlich, daß bei der Messung eines komplexen Widerstandes Z_x die drei bekannten Widerstände Z_2 , Z_3 und Z_4 nicht ausschließlich rein ohmsch sein dürfen, denn in diesem Falle wäre ja Gl. (6) nicht zu erfüllen. Nur zwei der bekannten drei Widerstände dürfen reine Wirkwiderstände sein, der dritte muß dagegen komplex und dem zu messenden Widerstand Z_x angepaßt sein. Sind zum Beispiel Z_2 und Z_3 rein ohmsch und ist der zu messende Widerstand Z_x eine verlustbehaftete Spule, so muß auch Z_4 eine positive Blindkomponente aufweisen, um Gl. (6) zu erfüllen und damit einen Brückenabgleich zu ermöglichen. Sind dagegen Z_2 und Z_3 reine Wirkwiderstände und ist Z_x wieder eine verlustbehaftete Spule, dann muß der Widerstand Z_4 , da er im Nenner von Gl. (6) auftritt, eine negative Blindkomponente haben, das heißt, der Widerstand Z_4 muß eine kapazitive Komponente aufweisen.

Die Bilder 3 und 4 sollen diesen Sachverhalt näher erläutern. Natürlich könnte der Widerstand Z_3 im Bild 3 auch durch eine Serienschaltung aus bekannter In-

duktivität und Wirkwiderstand gebildet werden und der Widerstand Z_4 entsprechend durch einen einzigen Wirkwiderstand. Da aber im allgemeinen Kondensatoren genauer und handlicher sind als Spulen, zieht man die Schaltung nach Bild 3 zur Messung einer Induktivität vor.

Bild 3. Brückenschaltung zur Messung einer verlustbehafteten Induktivität

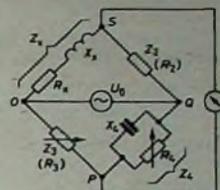
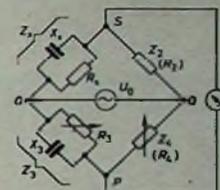


Bild 4. Brückenschaltung zur Messung einer verlustbehafteten Kapazität



Der Abgleich erfolgt in der Praxis fast ausschließlich mit Hilfe von Wirkwiderständen, also in den Bildern 3 und 4 durch die Wirkwiderstände R_3 und R_4 , da sich auch der Blindwiderstand einer aus R und C bestehenden Parallelschaltung durch alleinige Variation des ohmschen Anteils in weiten Grenzen variieren läßt. Ein weiterer Vorteil der Brückenabstimmung mit Hilfe von Wirkwiderständen besteht darin, daß man diese Widerstände leicht durch Dioden ersetzen kann, deren Wechselstromwiderstand auf einfache Weise durch die Vorspannung geändert werden kann. Von dieser Möglichkeit wird bei dem hier beschriebenen halbautomatischen Nullabgleich Gebrauch gemacht.

1.1.3. Zeigerdiagramm einer Wechselstrommeßbrücke

Die bei der halbautomatischen Nullabstimmung einer Meßbrücke auftretenden Verhältnisse lassen sich am einfachsten an Hand eines Zeigerdiagramms erklären. Bei der Aufstellung dieses Diagramms soll davon ausgegangen werden, daß die Brücke nach den Bildern 3 und 4 geschaltet sei, das heißt, daß sie abstimmbar ist. Außerdem soll die Abstimmung lediglich mit Hilfe von Wirkwiderständen erfolgen. Der zu messende unbekanntene Widerstand Z_x sei als Parallelschaltung von Wirkwiderstand R_x und Blindwiderstand X_x vorgegeben. (Natürlich ist die Entwicklung des Zeigerdiagramms auch für eine Reihenschaltung möglich.) Außerdem sei vorausgesetzt, daß der Wirkwiderstand R_2 durch den Bereichsschalter fest eingestellt sei. Damit wird der folgenden Berechnung die Schaltung nach Bild 4 zugrunde gelegt. Nach der Durchrechnung dieser Schaltung macht es dann keine Schwierigkeiten mehr, auch die Berechnung für die Schaltung nach Bild 3 durchzuführen.

Dr.-Ing. Willibald Henne ist Dozent am Rudolf-Diesel-Polytechnikum, Augsburg

An den Klemmen O und Q liege die Speisespannung U_0 ; am Widerstand Z_x falle die Spannung U_x und am Widerstand R_2 die Spannung U_2 ab. Damit erhält man für die an Z_x liegende und auf U_0 bezogene Spannung U_x/U_0

$$\frac{U_x}{U_0} = \frac{Z_x}{Z_x + R_2} \quad (7)$$

Mit

$$Z_x = \frac{j X_x \cdot R_x}{j X_x + R_x} \quad (8)$$

erhält man aus Gl. (7)

$$\frac{U_x}{U_0} = \frac{j X_x \cdot R_x}{R_x \cdot R_2 + j X_x (R_2 + R_x)} \quad (9)$$

Zerlegt man Gl. (9) in Real- und Imaginäranteil, so ergibt sich

$$\frac{U_x}{U_0} = \frac{R_x (R_2 + R_x)}{\left(\frac{R_x \cdot R_x}{X_x}\right)^2 + (R_2 + R_x)^2} + j \frac{\frac{R_x^2 \cdot R_x}{X_x}}{\left(\frac{R_x \cdot R_x}{X_x}\right)^2 + (R_2 + R_x)^2} \quad (10)$$

Führt man nun die Substitution

$$u = \operatorname{Re} \left(\frac{U_x}{U_0} \right) \quad (11)$$

und

$$v = \operatorname{Im} \left(\frac{U_x}{U_0} \right) \quad (12)$$

ein, so erhält man aus Gl. (10) für den Realteil der auf U_0 bezogenen Spannung U_x

$$u_x = \frac{R_x (R_2 + R_x)}{\left(\frac{R_x \cdot R_x}{X_x}\right)^2 + (R_2 + R_x)^2} \quad (13)$$

und für den Imaginärteil der auf die Spannung U_0 bezogenen Spannung U_x

$$v_x = \frac{\frac{R_x^2 \cdot R_x}{X_x}}{\left(\frac{R_x \cdot R_x}{X_x}\right)^2 + (R_2 + R_x)^2} \quad (14)$$

Beispiel: Gegeben sei $R_x = 400 \text{ Ohm}$, $X_x = -200 \text{ Ohm}$ (kapazitiv), $R_2 = 100 \text{ Ohm}$; gesucht ist das Zeigerdiagramm für u und v

Nach einfacher Rechnung erhält man aus Gl. (13) und Gl. (14)

$$u_x = 0,69 \text{ und } v_x = -0,276$$

Bild 6 zeigt das Zeigerdiagramm dieses Beispiels. Dieses für ein bestimmtes Zahlenbeispiel dargestellte Zeigerdiagramm soll nun im folgenden als gegeben be-

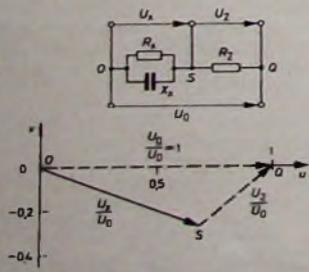


Bild 5. Zeigerdiagramm für das angegebene Beispiel

trachtet werden. Dabei muß aber festgehalten werden, daß in der Praxis die Lage des Punktes S innerhalb des Zeigerdiagramms wegen des unbekanntes Widerstandes Z_x nicht bekannt ist, sondern gerade durch den Brückenabgleich ermittelt werden soll.

1.2. Abstimmung der Wechselstrommeßbrücke durch die Widerstände R_3 und R_4

Die Brücke gilt als abgeglichen, wenn das Potential des Punktes S gleich dem Potential des Punktes P (Bilder 3 und 4) ist. Es muß also versucht werden, mit Hilfe der beiden Widerstände R_3 und R_4 eine solche Potentialverteilung herzustellen, daß der Punkt P und der zwar festliegende, aber in seiner Lage noch unbekanntes Punkt S innerhalb des Zeigerdiagramms zusammenfallen. Der zum Brückenabgleich benötigte Blindwiderstand X_3 sei aus den dargelegten Gründen konstant.

1.2.1. Ortskurve der Spannung U_3/U_0

Die bei der Abstimmung der Brücke auftretenden Verhältnisse lassen sich am besten an Hand von Ortskurven verfolgen, das heißt, die Lage des Punktes P innerhalb des Diagramms soll untersucht werden, und zwar bei Änderung von R_3 und konstantem R_4 sowie bei Änderung von R_4 und konstantem R_3 . Die der Berechnung zugrunde liegenden Gleichungen sind bereits abgeleitet worden und entsprechen den beiden Gleichungen (15) und (16)

$$u_3 = \frac{R_3 (R_4 + R_2)}{\left(\frac{R_4 \cdot R_4}{X_3}\right)^2 + (R_4 + R_2)^2} \quad (15)$$

$$v_3 = \frac{\frac{R_4^2 \cdot R_4}{X_3}}{\left(\frac{R_4 \cdot R_4}{X_3}\right)^2 + (R_4 + R_2)^2} \quad (16)$$

1.2.1.1. $U_3/U_0 = f(R_3)$ für R_4, X_3 konstant

Zur Bestimmung dieser Ortskurve werden die beiden Gl. (15) und Gl. (16) so kombiniert, daß R_4 eliminiert wird. Man erhält nach einigen Umformungen

$$\left(u_3 - \frac{1}{2}\right)^2 + \left(v_3 + \frac{1}{2 R_4/X_3}\right)^2 = \left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{2 R_4/X_3}\right)^2 \quad (17)$$

Die durch Gl. (17) dargestellte Funktion ist ein Kreis mit dem Radius

$$r = \sqrt{\left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{2 R_4/X_3}\right)^2} \quad (18)$$

und den Mittelpunktskoordinaten

$$u_M = \frac{1}{2} \quad (19)$$

$$v_M = -\frac{1}{2 R_4/X_3} \quad (20)$$

Im Bild 6 ist Gl. (17) für verschiedene Werte des Quotienten R_3/X_3 dargestellt.

1.2.1.2. $U_3/U_0 = f(R_4)$ für R_3, X_3 konstant

Zur Bestimmung dieser Ortskurve werden wieder Gl. (15) und Gl. (16) kombiniert, und zwar unter gleichzeitiger Eliminierung von R_3 . Man erhält nach einigen Umformungen für den Realteil u_3 und den

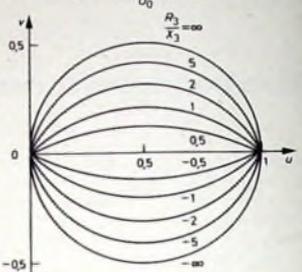
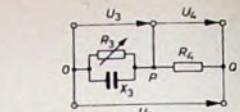


Bild 6. Ortskurven der Spannung $U_3/U_0 = f(R_3)$ für $R_4 = \text{const}$ und $X_3 = \text{const}$

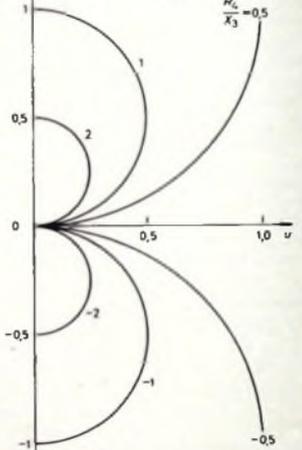
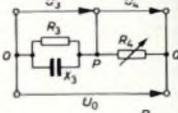


Bild 7. Ortskurven der Spannung $U_3/U_0 = f(R_4)$ für $R_3 = \text{const}$ und $X_3 = \text{const}$

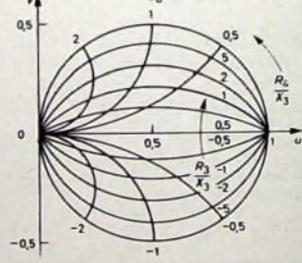
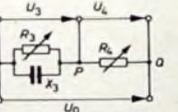


Bild 8. Ortskurven von $U_3/U_0 = f(R_3/X_3; R_4/X_3)$

Imaginärteil v_3 der auf U_0 bezogenen Spannung U_3

$$u_3^2 + \left(v_3 - \frac{1}{2 R_4/X_3}\right)^2 = \left(\frac{1}{2 R_4/X_3}\right)^2 \quad (21)$$

Die durch Gl. (21) dargestellte Funktion ist wiederum ein Kreis mit dem Radius

$$r = \frac{1}{2 R_4/X_3} \quad (22)$$

und den Mittelpunktskoordinaten

$$u_m = 0 \quad (23)$$

und

$$v_m = \frac{1}{2 R_4/X_3} \quad (24)$$

Im Bild 7 ist Gl. (21) wieder grafisch für verschiedene Werte von R_4/X_3 dargestellt.

1.2.1.3. Ortskurve für U_3/U_0

Für einen Brückenabgleich ist es notwendig, sowohl R_3 als auch R_4 zu variieren. Damit erhält man für die Ortskurve der auf U_0 bezogenen Spannung U_3 bei gleichzeitiger Variation von R_3 und R_4 das im Bild 8 dargestellte Diagramm.

1.2.2. Manuelle Abstimmung der Brücke mit Hilfe von R_3 und R_4

Der folgenden Betrachtung wird die Schaltung Bild 4 zugrunde gelegt und angenommen, daß die im Zweig OSQ liegenden Widerstände folgende Werte haben: $R_1 = 400 \text{ Ohm}$, $X_1 = -200 \text{ Ohm}$, $R_2 = 100 \text{ Ohm}$. Mit $R_3/X_3 = -2$ und $R_4/X_4 = -0,5$ endet dann der Zeiger U_3/U_0 , wie das Bild 9 zeigt, bei $u_x = 0,69$ und $v_x = -0,276$. Damit liegt dieser Punkt S innerhalb des Kreisdiagramms bereits fest.

Durch die folgenden Operationen muß nun versucht werden, den Zeiger U_3/U_0 mit dem Zeiger U_2/U_0 zur Deckung zu bringen. Dann fällt der Punkt P auf den

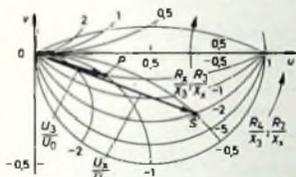


Bild 9. Zeigerdiagramm für U_3/U_0 und U_2/U_0

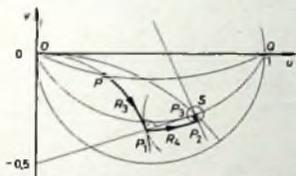


Bild 10. Zeigerdiagramm für die manuelle Abstimmung der Wechselstrommeßbrücke

Punkt S, und beide Punkte haben das gleiche Potential; die Brücke ist damit abgeglichen.

Die Lage des Zeigers U_3/U_0 innerhalb des Kreisdiagramms wird eindeutig durch die Größen R_3/X_3 und R_4/X_4 bestimmt. Für diese beiden Widerstandsverhältnisse werden beispielsweise die Werte $R_3/X_3 = -0,5$ und $R_4/X_4 = -1$ angenommen. Damit hat der Zeiger U_3/U_0 im Diagramm die im Bild 9 eingezeichnete Lage. Die auf U_0 bezogene Spannung im Punkt P ist dann also

$$u_3 = \text{Re}(U_3/U_0) = 0,3,$$

$$v_3 = \text{Im}(U_3/U_0) = -0,1.$$

Jetzt tritt das Problem auf, den Punkt P mit Hilfe von R_3 und R_4 auf den durch den unbekanntem Widerstand festgelegten Punkt S zu verlegen. Als Anhaltspunkt für diesen Brückenabgleich dient die Spannung zwischen den Punkten S und P,

die mit Hilfe des im Meßzweig liegenden Instrumentes gemessen werden kann und die mit R_3 und R_4 jeweils auf ein Minimum gebracht werden soll.

Ein möglicher Weg, die beiden Punkte S und P zur Deckung zu bringen, ist im Bild 10 dargestellt. Durch Vergrößerung von R_3 wird der Punkt P nach P_1 verschoben. Dieser Punkt ist dadurch gekennzeichnet, daß er von allen möglichen Punkten des R_4/X_4 -Kreises den geringsten Abstand vom Punkt S hat. Im Meßzweig erreicht damit die Spannung U_{PS} (die Spannung PS) ein erstes Minimum. Anschließend verschiebt man P_1 nach P_2 durch Verkleinerung des Widerstandes R_4 ; die Spannung PS erreicht hier ihr zweites Minimum. Durch Verkleinern von R_3 wird schließlich der Punkt P_3 erreicht und durch Verkleinern von R_4 nahezu der Punkt S. Damit ist die Spannung PS gleich Null und die Brücke abgeglichen, so daß der gesuchte Widerstand Z_x nach Gl. (3) aus den bekannten Widerständen Z_2 , Z_3 und Z_4 berechnet werden kann.

2. Halbautomatische Abstimmung der Wechselstrommeßbrücke

Wie gezeigt, benötigt man zum Abgleich einer Wechselstrommeßbrücke zwei unabhängige voneinander zu betätigende Widerstände. In der Praxis wird der Abgleich etwas mühsamer sein als im Bild 10 angedeutet. Besonders bei genauen Messungen sind noch viele Schritte erforderlich, um vom Punkt P_3 genau zum Punkt S zu gelangen. Diese Brückenmeßmethode hat daher den Nachteil, daß der Meßvorgang selbst verhältnismäßig lange dauert.



Bild 11. Universal-Meßbrücke „4260A“ mit halbautomatischer Abstimmung (Hewlett-Packard)

Will man die Brückenmeßmethode wegen ihrer hohen Meßgenauigkeit beibehalten, aber die aufzuwendende Zeit verringern, so muß man versuchen, wenigstens einen der beiden Abgleichwiderstände automatisch zu verändern. Dazu könnte man ihn durch eine Diode ersetzen, die jeweils eine solche Vorspannung erhält, daß sich ihr Widerstand beim Brückenabgleich durch den zweiten Widerstand automatisch auf den optimalen Wert ändert.

Dieses Verfahren wird in der Universal-Meßbrücke „4260A“ (Bild 11) von Hewlett-Packard angewendet. Die Meßbrücke hat in der Schalterstellung „Automatik“ nur noch einen Widerstand zum Brückenabgleich, der hier mit „CRL“ bezeichnet wird und dem Widerstand R_4 im Bild 4 entspricht. Der Widerstand R_3 , im Bild 11 mit „DQ“ bezeichnet, wird in der Funktionsschalterstellung „Automatik“ automatisch so gesteuert, daß er in Zusam-

menhang mit R_4 (CRL) die Brücke abgleicht. Steht der Funktionsschalter nicht in der Stellung „Automatik“, dann kann man mit diesem Widerstand noch die Spulengüte und den Kondensatorverlustfaktor messen.

Die Anzeige des Meßwertes für Kapazität, Widerstand und Induktivität ist digital mit automatischer Kommeeinstellung, so daß sich eine mühsame Umrechnung des gefundenen Wertes erübrigt. Außerdem enthält das Gerät noch eine automatische Richtungsanzeige, die durch das Aufleuchten von Glühlampen kenntlich macht, in welche Richtung der Widerstand CRL beim Brückenabgleich gedreht werden muß.

2.1. Prinzip der Brückenautomatik

Wie man an Hand des Zeigerdiagramms im Bild 10 erkennt, erfolgt bei der manuellen Brückenabstimmung folgendes: Um den Zeiger OP mit dem Zeiger OS zur Deckung zu bringen, wird zunächst der Punkt P durch Vergrößern des Widerstandes R_3 zum Punkt P_1 verlegt, der dadurch gekennzeichnet ist, daß er von dem vorgegebenen Punkt S den kleinsten Abstand des durch P gehenden Kreises hat. Damit stehen in P_1 die Gerade P_1S und die (der besseren Übersicht wegen im Bild 10 nicht eingetragene) Tangente (in P_1) an den durch P_1 gehenden Kreis R_4/X_4 aufeinander senkrecht. Am Ausgang eines Phasendiskriminators, der mit der Spannung P_1S und einer weiteren Spannung mit der Phase dieser Tangente gespeist wird, würde dann wegen der Phasenverschiebung dieser beiden Speisespannungen um 90° keine Spannung auftreten. Hierdurch würde der Arbeitspunkt, also auch der Widerstandswert, einer durch diese Ausgangsspannung gesteuerten Diode festgehalten. Ist dagegen der Phasenwinkel zwischen der Spannung P_1S und der durch P_1 gehenden Tangente und der daraus abgeleiteten Bezugsspannung ungleich 90° , so würde die Ausgangsspannung des mit diesen beiden Spannungen gespeisten Phasendiskriminators von Null abweichen und der Arbeitspunkt der als Widerstand R_3 verwendeten Diode so lange verschoben werden, bis die gesuchte Orthogonalität erreicht ist.

2.1.1. Tangentialspannung DP

Die Frage lautet hier also: Wie erhält man eine Spannung, deren Phase relativ zur Speisespannung U_0 (also zum Zeiger OQ) immer gleich der Richtung der Tangente im Punkt P ist und damit im Punkt P_1 senkrecht zur Brückenspannung P_1S steht?

Zur Klärung dieser Frage dient das Zeigerdiagramm Bild 12. Darin ist der Zeiger OS wieder durch das Verhältnis des unbekanntem Widerstandes Z_x zum Widerstand R_2 gegeben und der Zeiger OP durch das Verhältnis R_4/X_4 . Damit bilden die beiden Spannungszeiger DP und PS den Phasenwinkel $\gamma \neq 90^\circ$. Die Ausgangs-

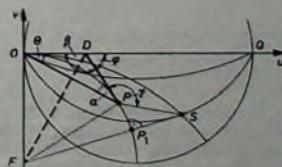


Bild 12. Erzeugung der Tangentialspannung

spannung des erwähnten und später noch näher beschriebenen Phasendiskriminators wird also bei Speisung mit diesen beiden Spannungen von Null verschieden sein. Erst bei Verschiebung des Punktes P auf den Punkt P_1 stehen die beiden Spannungen DP_1 und P_1S senkrecht aufeinander. Der Phasenwinkel zwischen beiden Spannungen beträgt jetzt $\gamma = 90^\circ$, und die Ausgangsspannung des Diskriminators verschwindet.

Zur Ableitung der Tangentialspannung DP mit dem Phasenwinkel φ relativ zur Generatorspannung OQ sind einige geometrische Überlegungen notwendig, die sich alle aus Bild 12 ergeben:

- a) Das Dreieck OPF ist gleichschenkelig, da sowohl OF als auch FP Radien desselben Kreises um den Mittelpunkt F sind.
- b) Das Dreieck ODP ist gleichschenkelig, da der Punkt D auf der Symmetrieachse beziehungsweise der Mittelsenkrechten des gleichschenkligen Dreiecks OPF liegt.
- c) Die Winkel θ und α sind gleich groß, da das Dreieck ODP gleichschenkelig ist.
- d) Der Winkel β ergänzt den Winkel $\theta + \alpha = 2\theta$ auf 180° , da die Winkelsumme eines Dreiecks immer 180° beträgt.
- e) Der Winkel φ ist der Supplementwinkel zu β und damit gleich $180^\circ - \beta$. Daher gilt mit d) $\varphi = 2\theta$.

Es ergibt sich also folgendes: Der Winkel φ zwischen der benötigten Tangentialbeziehungsweise Bezugsspannung DP und der Speisespannung OQ hat immer den doppelten Wert des Winkels θ , also des Phasenwinkels zwischen der am Widerstand Z_3 abfallenden Spannung OP und der Speisespannung OQ . Will man eine Spannung mit dem Phasenwinkel $\varphi = 2\theta$ erzeugen, so kann als Ausgangswert die Spannung OP herangezogen und deren Phasenwinkel verdoppelt werden.

2.1.2 Blockschaltbild der Universal-Meßbrücke „4260A“

Bild 13 zeigt das Blockschaltbild der hier beschriebenen halbautomatisch abgleichen Wechselstrommeßbrücke „4260A“. Zweckmäßigerweise wählt man den Brückenpunkt P als Bezugspunkt. Die Nullspan-

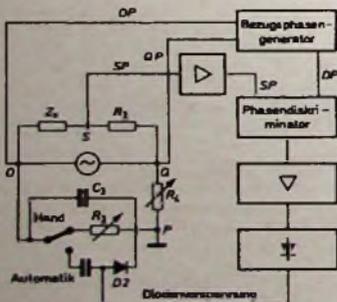


Bild 13. Blockschaltung der Universal-Meßbrücke „4260A“

nung, hier mit SP bezeichnet, da man sie an den Punkten S und P abgreift, wird verstärkt und einem Phasendiskriminator zugeführt. Zu diesem Diskriminator gelangt außerdem eine Spannung mit der Phasenlage der Spannung DP , die der Bezugsphasengenerator mit Hilfe der beiden Spannungen OP und QP beziehungsweise OQ erzeugt. Die am Ausgang des

Phasendiskriminators auftretende Spannung ist dem Phasenunterschied zwischen den beiden Brückenspannungen SP und DP proportional und verschwindet bei Orthogonalität dieser beiden Spannungen, das heißt, sie erreicht den Wert Null, wenn DP und SP eine Phasenverschiebung von 90° haben. Ist die Orthogonalität noch nicht erreicht, so wird die am Ausgang des Diskriminators auftretende Spannung verstärkt, gleichgerichtet und dem als Diode (D_2) ausgebildeten Widerstand R_3 als Vorspannung zugeführt. Diese Vorspannung verschiebt den Arbeitspunkt der Diode und damit ihren Wechselstromwiderstand so lange, bis die Vorspannung selbst konstant bleibt und damit die Brückenspannung ein Minimum erreicht.

2.2 Erzeugung der Diodenvorspannung

2.2.1 Bezugsphasengenerator

Eine für die Funktionfähigkeit der Brücke wesentliche Rolle spielt der Bezugsphasengenerator, der bei Zuführung der beiden Spannungen OP und OQ eine Spannung mit der Phasenlage des Zeigers DP liefert und dessen Arbeitsweise im folgenden näher erläutert werden soll. Wie Bild 12 zeigt, sind die beiden Spannungen OQ und OP um den Winkel θ gegeneinander phasenverschoben. Die Bilder 14a und 14b sollen diese Phasenverschiebung verdeutlichen. Die beiden Spannungen OQ und OP werden verstärkt, begrenzt und den Eingängen eines Differenzverstärkers zugeführt, der so ausgelegt ist, daß er durch die beiden verstärkten Spannungen OQ und OP voll durchgesteuert wird. Am Ausgang des Differenzverstärkers entstehen daher Rechteckimpulse mit einer Impulsfolgefrequenz entsprechend der Frequenz der angelegten Spannung und mit einer Impulsbreite entsprechend der Phasenverschiebung θ zwischen den beiden angelegten Spannungen (Bild 14c). Die Ausgangsspannung des Differenzverstärkers wird integriert. Damit entsteht ein Dreiecksimpuls, dessen Impulsbreite dem doppelten Phasenwinkel 2θ entspricht (Bild 14d).

Die so erhaltene Dreiecksspannung wird stark verstärkt und einem weiteren Begrenzer zugeführt, dessen Sättigungsspannung bei sehr kleinen Werten liegt. Dadurch entsteht wieder eine Rechteckspannung mit einer der Frequenz der angelegten Speisespannung entsprechenden Impulsfolgefrequenz. Die Impulsbreite ist aber jetzt nicht mehr gleich dem Phasenwinkel θ , sondern gleich 2θ , da die Dreiecksspannung nach Bild 14d eine Impulsbreite von 2θ hatte. Der so entstandene Rechteckimpuls wird differenziert, und hinter dem Differenzverlauf entsteht dann der Spannungsverlauf nach Bild 14e.

Die positiven Nadelimpulse dieser Spannung steuern einen monostabilen Multivibrator, dessen Impulsbreite gleich der halben Periodendauer der Speisespannung OQ ist (Bild 14f). Damit hat die in der Rechteckspannung enthaltene Grundwelle die gleiche Frequenz wie die Speisespannung OQ und ist gegenüber dieser um den Winkel 2θ phasenverschoben; sie hat also in jedem Augenblick die Phasenlage der Spannung DP .

2.2.2 Phasendiskriminator

Die am Ausgang des Bezugsphasengenerators liegende Spannung mit der Phase von DP wird gleichzeitig mit der Brücken-

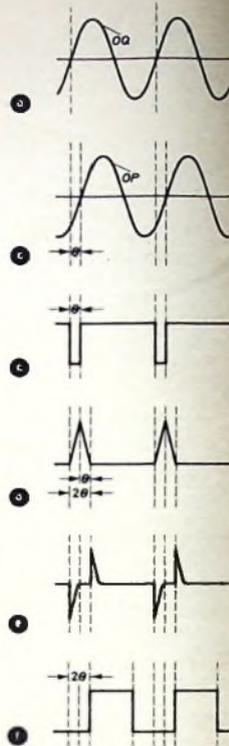


Bild 14. Arbeitsweise des Bezugsphasengenerators; a) Speisespannung OQ , b) Spannung OP , c) Ausgangsspannung des Differenzverstärkers, d) integrierte Ausgangsspannung des Differenzverstärkers, e) Ausgangsspannung des Differenziergliedes, f) Ausgangsspannung des monostabilen Multivibrators

ausgangsspannung SP dem Phasendiskriminator zugeführt. Dieser Diskriminator besteht im Prinzip aus einem elektronischen Schalter, der von der Spannung mit der Phasenlage DP gesteuert wird. Die Ausgangsspannung des Phasendiskriminators ist damit ein Maß für die Phasenverschiebung zwischen der Brückenaus-

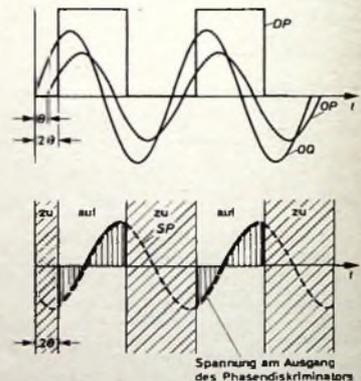


Bild 15. Wirkungsweise des Phasendiskriminators

gangsspannung SP und der Spannung DP und kann daher zur Vorspannungserzeugung für die als Widerstand R_3 wirkende Diode D_2 herangezogen werden (Bild 15).

Schrifttum

- Yoshimoto, K.: A new universal impedance bridge with simplified, semi-automatic tuning. Hewlett-Packard Journal Bd. 18 (1966/1967) Nr. 1, S. 2-5
- Yoshimoto, K., Itoh, H., u. Noguchi, H.: A system for automatic control of the DQ-Resistor in an impedance bridge. Hewlett-Packard Journal Bd. 18 (1966/67) Nr. 1, S. 6-10

6. Internationales Bodenseetreffen der Funkamateure

Auch in diesem Jahre wurde das schon zur Tradition gewordene internationale Bodenseetreffen der Funkamateure am 1. und 2. Juli in Konstanz abgehalten. Der Ortsverband Konstanz und mit ihm der Organisator und Tagungsleiter des Treffens, R. Kühne, DJ8PO, hatten eingeladen. Etwa 3000 Besucher aus Deutschland und dem benachbarten Ausland sowie aus anderen europäischen und überseeischen Ländern kamen an den Bodensee.

Das Straßenbild der Stadt war an diesem Wochenende vom Amateurfunk geprägt. Im Schaufenster eines Kaufhauses wurde eine Woche vor Veranstaltungsbeginn Amateurfunk demonstriert. Die Station war mit einem Transceiver Swan „350“ ausgerüstet und arbeitete mit einer etwa 30 m hohen W3 DZZ-Antenne. Es konnten weltweite Verbindungen hergestellt werden, die beim Publikum großes Interesse fanden.

Das Programm des Treffens bot neben der von vielen Interessenten besuchten Gerätemesse einen Mobilwettbewerb auf dem 80- und 2-m-Band, vier Fuchsjagden und ein großes HAM-Fest in den oberen Räumen des Konzilgebäudes. Außerdem hatte die Stadtverwaltung am Samstagvormittag die offiziellen Gäste und die Repräsentanten ausländischer Verbände zu einem

Bild 1. Gespräch während des Empfangs im Rathaus. Von links nach rechts: Organisator und Tagungsleiter OM R. Kühne, 1. DARC-Vorsitzender OM H. Picolin, Stadtrat A. Auer und DARC-Präsident K. Schultheiß



errichtet. Auf Gegenseitigkeit wurden ohne große Formalitäten gegen Vorlegen der Lizenzurkunde des Heimatlandes Gastlizenzen für die drei angrenzenden Länder ausgestellt.

Neues für den Funkamateure

Die Gerätemesse, die zwei Tage geöffnet war, bot einen umfassenden Überblick über das Angebot an Bausteinen, Bauelementen und Fertigeräten.

Zwei neue KW-Transceiver stellte Hannes Bauer, Bamberg, vor. Der National „200“ hat 200 W PEP SSB-Input und ist für die fünf Kurzwellenbänder eingerichtet. Die Empfindlichkeit des Empfängers ist bei SSB $0,5 \mu\text{V}$ für 10 dB Signal-Rausch-Abstand. Das Gerät ist mit 16 Röhren und 10 Halbleitern bestückt. Ein Netzteil ist nicht eingebaut, kann jedoch passend zum Gerät geliefert werden. Der Preis wurde mit rund 2000 DM angegeben. Der zweite Transceiver, der Hallicrafters „SR-2000“,

etwa 10 kHz Bandbreite. Für NF-Teile in Portables eignet sich der Noris-NF-Verstärker „KM 201“ mit etwa 1,5 W Sprechleistung. Er ist mit vier Transistoren bestückt und hat bei 5...16 Ohm Ausgangswiderstand den Frequenzbereich von 20...25 000 Hz. Der Minuspol liegt an Masse. Die Abmessungen sind 80 mm X 42 mm X 15 mm. Neue Wege wurden beim CTR-2-m-Konverter „CT 205“ beschritten, der auf einem Aluminiumchassis aufgebaut ist, so daß Verkopplungen und Rückwirkungen einzelner Stufen vermieden werden. Durch zwei Transistoren BF 155 in der Vor- und Mischstufe wird eine Eingangsempfindlichkeit von $1,8 kT_0$ bei sehr geringer Kreuzmodulation erreicht. In der Quarzoszillator- und Verdreifachstufe werden die Transistoren BFY 37 verwendet.

Das Luxus-Modell des Swan „350“, der Swan „500“, wurde von der Dressing GmbH, Osnabrück, vorgestellt. Der Transceiver hat 480 W PEP in SSB, wählbares oberes und unteres Seitenband, automatische

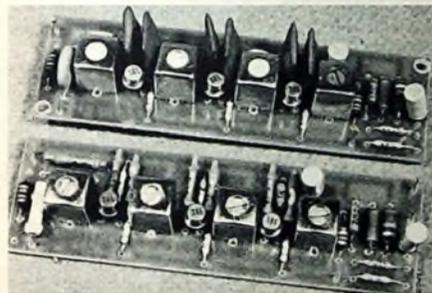


Bild 2. Transistor-ZF-Baustein „KM 8/10,7“ (für 2-m-Empfänger (oben) und Transistor-ZF-Baustein „KM 8/455“ (unten) von Conrad

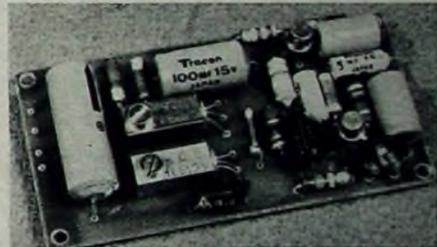


Bild 3. 1,5-W-NF-Verstärker „KM 201“ für portable Geräte (Noris)

Empfang ins Rathaus eingeladen. In Vertretung des Oberbürgermeisters begrüßte Stadtrat A. Auer die Gäste und betonte, daß es für die Stadt Konstanz eine Ehre sei, das Bodenseetreffen in ihren Mauern zu haben. Er überreichte dem Präsidenten des DARC, K. Schultheiß, DL1QK, und dem Tagungsleiter, OM R. Kühne, im Auftrag des Oberbürgermeisters einen Bildband von Konstanz. Außerdem wies Stadtrat Auer auf die Auswirkungen des Amateurfunks in bezug auf die Friedensbestrebungen der Völker hin, die gerade in dieser Zeit besonders notwendig seien. Anschließend dankten OM Schultheiß und OM Kühne der Stadtverwaltung und betonten die gastliche Atmosphäre der Stadt. Seiner besonderen Freude, am Treffen teilnehmen zu können, gab der 1. Vorsitzende des DARC, H. Picolin, DL3NE, in einer kurzen Ansprache Ausdruck.

Vertreter der Bundespost sowie der Fernmeldeverwaltungen Österreichs und der Schweiz hatten Gastlizenzen-Ausgabestellen

sei hier nur der Vollständigkeit wegen erwähnt, da der Input bei SSB 1000 bis 2000 W PEP und bei CW 900 W beträgt. In der Endstufe werden zwei Röhren 8122 verwendet. Die Eingangsempfindlichkeit des Empfängers liegt bei etwa $1 \mu\text{V}$ für 20 dB Signal-Rausch-Abstand. Von besonderem Interesse für Funkamateure mit Dipol-Antennen ist der Hy-gain-Balun „242“ (etwa 75 DM) für 52-Ohm-Koaxialkabel. Der Frequenzbereich ist 3...30 MHz bei 2 kW PEP Senderleistung. Seine Abmessungen sind so klein, daß der Balun am Speisepunkt des symmetrischen Dipols aufgehängt werden kann.

Neben den verschiedensten Bauelementen stellte Werner Conrad, Hirschau, auch einige neue Bausteine vor. Aus dem Angebot sind zwei Transistor-ZF-Verstärker für 10,7 MHz und 455 kHz zu erwähnen. Für KW-Geräte wird der Typ „KM 8/455“ empfohlen. Er hat eine Bandbreite von 3,5 kHz bei 3 dB. Der Typ „KM 8/10,7“ ist für 2-m-Empfänger bestimmt. Er erreicht mit vier Miniaturbandfiltern hoher Güte

Störbegrenzer und verschiedene Luxus-einrichtungen. Auch der Empfangsteil wurde verbessert; beispielsweise wurde ein neues 2,7-kHz-Seitenbandfilter eingebaut. Als Zubehör können die gleichen Teile wie beim Swan „350“ verwendet werden.

Horst Glonner, München-Pasing, zeigte neben einem überarbeiteten DL 8 SW-2-m-Funksprechgerät (der Empfänger ist ein Vorstufensuper mit $0,8 \mu\text{V}$ Eingangsempfindlichkeit bei 10 dB Signal-Rausch-Abstand) den 2-m-SSB-Transceiver „Uniprot 2“. Das Gerät ist das erste serienmäßig hergestellte tragbare UKW-Funksprechgerät für die Betriebsarten SSB, AM und CW. Die Betriebsartenumschaltung erfolgt durch getrennte Tasten, um beispielsweise in SSB senden und in AM empfangen zu können. Der Sender liefert in SSB etwa 2 W PEP und hat in AM eine Dauerstrichleistung von etwa 500 mW ohne Modulation. Der Frequenzbereich des Modulators wird durch ein LC-Filter auf 300...2700 Hz eingengt. Sender und Emp-

fänger werden durch einen stabilen VFO abgestimmt. Die Frequenzstabilität ist 10^{-1} für $\pm 20\%$ Spannungsänderung beziehungsweise $5 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$. Der Empfänger ist als Doppelsuper mit dem Transistor AF 239



Bild 4. Außenansicht des 2-m-SSB-Transceivers „Uniport 2“ (Glanner)

im Eingang und einem Feldeffekttransistor in der Mischstufe aufgebaut. $0,1 \mu\text{V}$ Eingangsspannung erzeugen ein Signal-Rausch-Verhältnis von 10 dB. Der Regelungsbereich erreicht mit Hilfe eines vierstufigen Regelverstärkers 120 dB. Das eingebaute Meßwerk zeigt bei Empfang die S-Stufen, bei Senden die HF-Ausgangsspannung an und kann auch auf Batteriekontrolle umgeschaltet werden. Die Betriebsspannung ist im Normalfall 13,5 V (neun Babyzellen). Der 2-m-SSB-Transceiver wird für etwa 1150 DM angeboten.

Da auch der Funkamateur zum Selbstbau oder zur Reparatur von Geräten Meßinstrumente benötigt, sei hier auch das neue Heathkit-Transistorvoltmeter „IM-25“ erwähnt. Hierbei handelt es sich um eine Kombination von Gleichspannungs- und Wechselspannungsvoltmeter, NF-Millivoltmeter, Gleichspannungs-Millivoltmeter, Gleich- und Wechselstrom-Milliamperemeter und Ohmmeter. Der Frequenzgang des mit 15 Transistoren und 7 Dioden bestückten Gerätes ist $10 \text{ Hz} \dots 100 \text{ kHz} \pm 2 \text{ dB}$. Die Stromversorgung ist auf Netz- oder



Bild 5. 1-W-Sprachfunkgerät „TC 502“ von Tokai; mit abgenommener Rückwand (rechts)

Batteriebetrieb umschaltbar. Einschließlich Universal-Tastspitze wird der Bausatz für etwa 480 DM angeboten.

Richter u. Weiland zeigte neben der „F-Line“-KW-Station ein interessantes 1-W-Funksprechgerät von Tokai für das

10-m-Band (etwa 300 DM). Es ist mit 13 Transistoren bestückt und auf zwei Quarzfrequenzen im Bereich zwischen 28,045 und 28,8 MHz umschaltbar. Der Sender ist zweistufig und amplitudenmoduliert. Der Empfänger, ein Superhet mit HF-Vorstufe, Störbegrenzer und regelbarer Rauschperre, ist ebenfalls quartzesteuert. Die Lebensdauer der acht Mignonzellen (12 V Betriebsspannung) wird mit etwa 25 Stunden bei 10% Sendetätigkeit angegeben. Das Funksprechgerät ist in einem Stahlblechgehäuse (90 mm \times 210 mm \times 40 mm) eingebaut und wiegt mit Batterien etwa 1250 g.

Einen 80-m-Peilempfänger, der von OM Berner, HR 9 MY, entwickelt wurde und der sich bereits bei zahlreichen Funkwettbewerben bewährt hat, stellte die Firma Schilling, Nehren/Tübingen, aus. Der Peilsuper ist mit 7 Transistoren und 2 Dioden bestückt (Stromverbrauch 7 mA) und hat einen Ferritstab mit Hilfsantenne zur Seitenbestimmung. Die Abmessungen sind

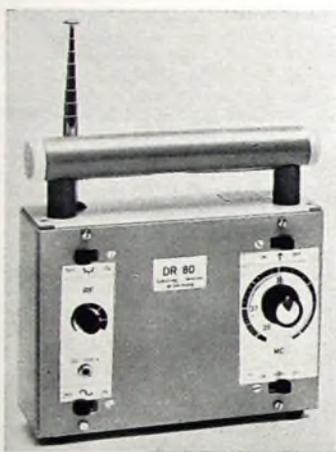


Bild 6. 80-m-Peilempfänger „DR 80“ (Schilling)

175 mm \times 170 mm \times 50 mm bei einem Gewicht von 0,8 kg mit Batterien.

Semcoset, Hildesheim, stellte ihr umfangreiches Transistor-Bausteinprogramm aus. Neben den schon bekannten Bausteinen für KW- und UKW-Empfänger und -Sender wurde ein neuer 2-m-Konverter mit Feldeffekttransistoren vorgestellt (Typ „UE 2 FET“, Preis rund 235 DM). Er zeichnet sich durch hohe Vorselektion, hohe Kreuz- und Intermodulationsfestigkeit, geringes Eigenrauschen und gute Regeleigenschaften aus. Der Eingangsfrequenzbereich 144 ... 146 MHz wird auf 28 ... 30 MHz bei einer Durchgangsverstärkung von 30 dB umgesetzt. Die Rauschzahl F_2 ist kleiner als 2, die Betriebsspannung 18 V. Neben dem „UE 2 FET“ mit fünf Feldeffekttransistoren wird noch eine kleinere Ausführung „MB 24 FET“ mit drei Feldeffekttransistoren angeboten. Ein 2-m-VFO mit der Ausgangsfrequenz 24,0 bis 24,333 MHz wurde als Muster gezeigt und seine Frequenzstabilität an einem elektronischen Frequenzzähler demonstriert. Sie lag über Stunden bei 1 Hz Frequenzänderung. Der VFO ist vierstufig und enthält auch im Puffer und Oszillator Feldeffekttransistoren. Die Frequenzänderung zwischen Leerlauf und Kurzschluß ist kleiner als 10 Hz. Durch eine Luftpule (Keramikkörper mit auflasier-

ten Silberdrahtwindungen) in Verbindung mit Glimmerkondensatoren, Lufttrimmern und Rohrkondensatoren mit unterschiedlichem TK_C wird diese hohe Frequenzstabilität erreicht.

Als Muster wurde auch der 9-MHz-Exiter-Baustein „SBA 9,0“ aus der geplanten SSB-Bausteinserie gezeigt. Er ist ebenfalls mit Feldeffekttransistoren bestückt. Die Trägergeneratoren werden elektronisch umgeschaltet. Als NF-Verstärker ist die integrierte Schaltung TAA 293 (TO-5-Gehäuse) von Valvo eingebaut. Weitere Bausteine für komplette SSB-Sender sollen folgen.

Neben Honda-Stromerzeugeraggregaten von 40 ... 3000 W stellte Stotz und Goessl, München, einen teleskopartig ausfahrbaren Mast vor, der aus 1 bis 8 Elementen



Bild 7. Blick auf die Mechanik des ausfahrbaren Stahlgittermastes (Stotz und Goessl)

zusammengesetzt werden kann. Jedes Element ist 7,5 m lang. Da die einzelnen Elemente ineinanderstecken, erreicht beispielsweise ein Virelementmast mit dem 4,7-m-Toprohr eine Höhe von 35,3 m. Die Toplast ist etwa 150 kg. Grundsätzlich neu an dieser Mastkonstruktion ist die Kombination von Leichtprofilrohren und Profilrollen. Sie gewährleisten die präzise Führung der einzelnen Elemente ineinander sowie die Möglichkeit, alle Mastteile in Baukastenform anzubieten. Das Gitterwerk des Mastes besteht aus dünnwandigen Stahlrohren, die dreh- und biegesteif elektrisch verschweißt und feuerverzinkt sind. Der Hubvorgang kann stufenlos ferngesteuert werden oder mit einer Handwinde erfolgen. Sämtliche Elemente fahren synchron aus. Elektrische Fernanzeige der Ausfahrhöhe ist möglich. Der österreichische Amateur Zangerl, OE9 CZI, hat Broschüren mit übersetzten funktechnischen Fachwörtern in Deutsch-Englisch, Deutsch-Französisch, Französisch-Deutsch und Deutsch-Italienisch herausgebracht. Die Broschüren enthalten etwa 4000 Ausdrücke und sind für etwa 4 DM erhältlich. D. Stoy

Kleinstempfänger mit Integriertem Schaltkreis und mit diskreten Bauelementen

Integrierte Schaltkreise und für die Mikroelektronik entwickelte Halbleiterbauelemente gestatten es, Empfängerschaltungen auf kleinstem Raum zusammenzudrängen. Bei Speisung durch Quecksilber-elemente und Verwendung von Kopfhörer-kapseln guten Wirkungsgrades kann man somit Geräte für Ortsempfang in etwa der Größe einer Streichholzschachtel herstellen. Die erhaltene Lautstärke gestattet ein bequemes Abhören bis zu einem Abstand von etwa einem Meter.

An Hand von zwei Versuchsschaltungen werden die entsprechenden Anwendungen des monolithischen Schaltkreises und der Bausteintechnik verglichen. Die erste Lö-

sind. Die Diodenkette D1, D2 sowie T9 und T10 dienen zu einer temperaturgerechten Spannungsstabilisierung, die einen Betrieb bei $-55 \dots +125^\circ\text{C}$ gestattet. Der Hersteller empfiehlt den Schaltkreis für ZF-Verstärker in UKW-Empfängern und bietet ihn zu einem im Unterhaltungssektor vertretbaren Preis an. Die Spannungsverstärkung ist etwa 70 dB und die Bandbreite 4...5 MHz. Bei 4,5 MHz erhält man einen Eingangswiderstand von 3 kOhm und einen Ausgangswiderstand von etwa 30 kOhm.

Bild 2 zeigt die vom Hersteller vorgeschlagene Schaltung für Anwendungen im FM-Empfänger. Die Anschlüsse 2, 3, 4 und 10

Bild 4 zeigt, daß die Ferritantenne über eine Koppelwicklung L2 an die Anschlüsse 1 und 2 des Integrierten Schaltkreises geführt wird. Am Lastwiderstand R1 wird die verstärkte HF-Spannung mit D1 demoduliert. Für diese Diode können Miniaturtypen ähnlich OA 80 verwendet werden; auch mit Silizium-Punktioden erhält man ein gleichwertiges Ergebnis. Einen Polarisationsstrom erhält D1 durch R2, der gleichzeitig als Lastwiderstand und auch zur Basispolarisation von T1 dient. Die Glättung des demodulierten Signals erfolgt durch C5, während C6 die NF-Spannung zur Basis von T1 führt. Dieser Transistor ist ein Siliziumtyp hoher Stromverstärkung (BC 108, BC 208, BC 172, BC 148, BC 168, BC 122, 2N 2826, 2N 3707, 2N 3711, 2N 3391, 2N 3392, 2N 3417, RCA 40232). Der Wert von R2 wird durch Versuche so gewählt, daß am Kollektor eine Gleichspannung von etwa 3 V gemessen wird.

Der Widerstand der Hörkapsel kann 200 bis 1000 Ohm betragen. Höhere Werte ergeben eine bessere Verstärkung und damit eine gute Empfindlichkeit des Empfängers. Bei geringeren Werten wird dagegen die Ausgangsleistung größer, kann allerdings nur bei einem entsprechend hohen Eingangssignal voll ausgenutzt werden. Die erreichte Lautstärke hängt weiterhin von der Größe der Hörkapsel ab. Mit einer 500-Ohm-Kapsel von 2 cm Durchmesser ist jedoch bei stiller Umgebung eine gute Verständlichkeit noch bei einem Abstand von etwa einem Meter möglich.

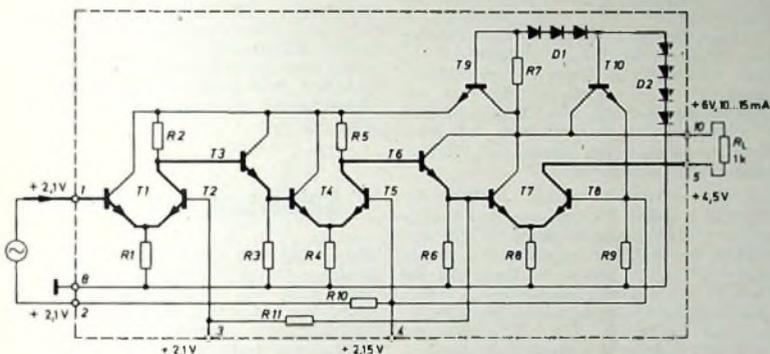


Bild 1. Schaltung des integrierten Schaltkreises CA 3011 von RCA (der Weg des Signals durch den Schaltkreis ist dick markiert)

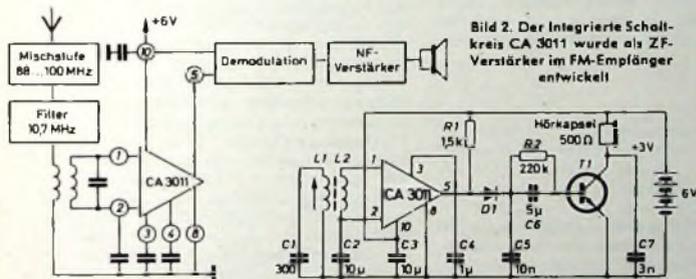


Bild 2. Der Integrierte Schaltkreis CA 3011 wurde als ZF-Verstärker im FM-Empfänger entwickelt



Bild 3 (oben). Anschlüsse des Schaltkreises CA 3011

Bild 4. Schaltung des Empfängers mit integriertem Schaltkreis

sung hat sich dabei als preisgünstiger gezeigt, bei der zweiten ist es dagegen leichter möglich, einen geringen Raumbedarf zu erreichen.

1. Empfänger mit Integriertem Schaltkreis

1.1. Eigenschaften des verwendeten Schaltkreises

Die erste Versuchsschaltung wurde mit dem Integrierten Schaltkreis CA 3011 von RCA ausgeführt. Die auch schon in einer anderen Arbeit¹⁾ veröffentlichte Schaltung (Bild 1) zeigt drei emittiergekoppelte Verstärkerstufen zu je zwei Transistoren (T1/T2, T4/T5, T7/T8), die mit Emitterfolgestufen (T3, T6) hintereinander geschaltet

sind mit Kondensatoren von etwa 100 nF gegen Masse (Anschluß 8) zu entkoppeln. Bei Anwendungen unter 2 MHz zeigt es sich, daß die Entkoppelung des Anschlusses 4 entfallen kann. Außerdem ist es dann möglich, für die anderen Entkoppelungen platzsparende Tantalkondensatoren (1...10 µF) zu verwenden. Die Anordnung der Anschlüsse am Gehäuseboden ist im Bild 3 angegeben.

1.2. Schaltung des Empfängers mit Integriertem Schaltkreis

Die hohe Verstärkung des Integrierten Schaltkreises erlaubt die Verwendung einer sehr kleinen Ferritantenne. Der verwendete Ferritstab („Ferroxcube 3 B“) hat eine Länge von etwa 40 mm bei einem Durchmesser von 4,1 mm. Die Abstimmung erfolgt durch Verschieben des Ferritstabes in der Spule. Die Schaltung nach

1.3. Aufbau und Spulendaten

Die Empfängerschaltung nach Bild 4 wurde auf einer Printplatte von 25 mm x 40 mm aufgebaut. Bild 5 zeigt in natürlicher Größe die Anordnung der Leiterbahnen und der Bauelemente. Die Ferritantenne wird an die im Bild oben liegende Große Längsseite angeklebt.

Die hohe Verstärkung des Integrierten Schaltkreises macht die Einbaulage der

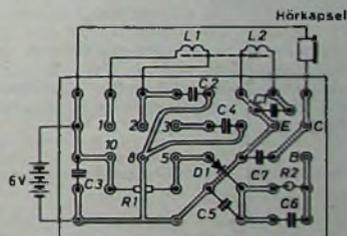


Bild 5. Printplatte (in natürlicher Größe) zum Empfänger nach Bild 4

Entkoppelkondensatoren recht kritisch. Besonders ist darauf zu achten, daß C2 und C4 direkt an den Anschluß 8 zurückgeführt werden, da es sonst leicht zu wilden Schwingungen kommen kann. Ähnliche Erscheinungen können man beobachten, wenn man die Batteriezuleitungen zu nahe an der Ferritantenne vorbeiführt. Je nach Lage dieser Zuleitungen kann es dabei zu Mit- oder Gegenkopplungen

¹⁾ Hübner, R.: Anwendung Integrierter Halbleiterschaltkreise in der Unterhaltungselektronik. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 14, S. 509-511, u. Nr. 15, S. 554-556

kommen. Es ist dadurch möglich, die Empfindlichkeit des Empfängers zu steigern; eine in die Plusleitung der Batterie gelegte bewegliche und mit der Antennenspule gekoppelte Schleife kann so zum Einstellen der Lautstärke oder der Rückkopplung benutzt werden.

Die Hörkapsel kann direkt im Empfänger angeordnet werden, da dieser leicht genug ist, um direkt ans Ohr gehalten zu werden, wenn Umgebungsgläusche die Verständlichkeit beeinträchtigen. Da jedoch Kopplungen zwischen der Spule der Kapsel und der Ferritantenne auftreten können, ist die günstigste Anordnung durch Versuche zu ermitteln.

Die Spule der Ferritantenne wurde in zwei Abteilungen (Bild 6) lagenweise mit Litzendraht (7...10 x 0,05 mm) gewickelt.

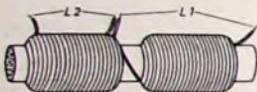


Bild 6 Spule der Ferritantennen der beschriebenen Empfänger

Für den Langwellenbereich erhält L1 etwa 340 Windungen, und die 20 Windungen von L2 bilden die letzte Lage der zuletzt ausgeführten Wicklung. Bei voll eingeschobenem Ferritstab erhält man eine Leerlaufgüte von mehr als 200. Als Spulenkörper diente ein aus starkem Papier hergestelltes und durch Verkleben versteiftes Röhrchen. Zum Bestreichen des Langwellenbereiches genügt es, den Ferritstab um 10...15 mm zu verschieben. Dieser Laufweg kann noch verkürzt werden, wenn man in ein Ende der Spule einen Ferritkern von 7 mm Länge und 4,1 mm Durchmesser einklebt.

Bei gleicher Anordnung wie im Bild 6 erhält man Empfang des Mittelwellenbereiches mit etwa 120 Windungen für L1 und 8 Windungen für L2. Auch hier kann der gesamte Frequenzumfang durch Verschieben des Ferritstabes überstrichen werden; allerdings wird bei weit herausgezogenem Stab ein Abnehmen der Empfindlichkeit spürbar. Auch die Trennschärfe ist nicht so gut wie auf Langwellen. Rechnet man mit einer mittleren Betriebsgüte von 50, dann erhält man bei 200 kHz eine Bandbreite von 4 kHz, und die so erhaltene Trennschärfe hat sich auch in Gebieten guter Langwellenversorgung (Frankreich) als ausreichend gezeigt. Bei 1,5 MHz entspricht jedoch die genannte Betriebsgüte einer Bandbreite von 30 kHz, was den gleichzeitigen Empfang mehrerer Sender nicht immer ausschließt. Auf Mittelwellen ist somit im allgemeinen nur Ortsempfang möglich.

2 Empfänger mit diskreten Bauelementen

2.1. Schaltung

Die Verwendung diskreter Bauelemente gestattet es, die Schaltung besser an den Anwendungsfall anzupassen. Man kann so das unnötig hohe Produkt Verstärkung mal Bandbreite des Integrierten Kreises vermeiden und erhält damit einen viel weniger kritischen Aufbau, der ein enges Zusammenrängen der Bauelemente gestattet. Bei Verwendung von Kleinsttransistoren wird damit der Platzbedarf der Schaltung geringer. Eine weitere Raumersparnis ist durch die Möglichkeit gegeben, mit einer Betriebsspannung von 3 oder 4,5 V zu arbeiten.

Von den vier Transistoren der Schaltung (Bild 7) arbeiten zwei in HF- und zwei in

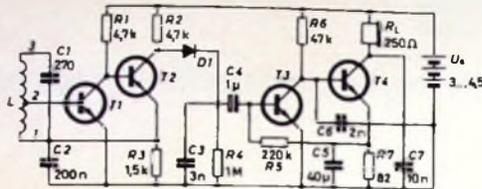


Bild 7. Schaltung des Empfängers mit diskreten Bauelementen

Bild 8. Anschlüsse des Kleinsttransistors BC 121

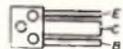
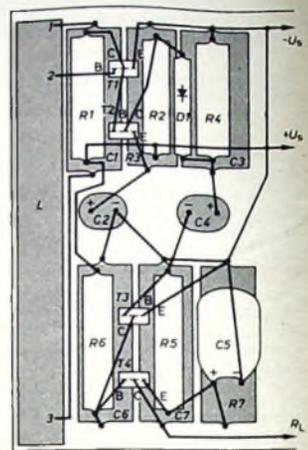


Bild 9. Verdrahtungsplan zur Schaltung des Empfängers mit diskreten Bauelementen nach Bild 7



NF-Verstärkung. Der verwendete Typ BC 121 (Siemens) ist ein Silizium-Planartransistor hoher Stromverstärkung. Seine Abmessungen sind 1 mm x 1,5 mm x 2 mm; die Anordnung der Anschlüsse ist im Bild 8 dargestellt. Die Transistoren des HF-Verstärkers (T1, T2) arbeiten in Direktkopplung. Über die Antennenspule liegt die Basis von T1 am Emitter von T2. Man erhält damit eine völlige Gegenkopplung für Gleichstrom und eine genaue Stabilisierung des Arbeitspunktes der beiden Transistoren. Bei HF wird diese Gegenkopplung durch C2 (Tantal-kondensator) aufgehoben.

Die Demodulation erfolgt mittels der Diode D1, wobei R4 als Last- und Polarisationswiderstand dient. Auch im NF-Verstärker wurde Direktkopplung angewandt, da sie gegenüber einer RC-Kopplung die Vorteile eines geringeren Bedarfs an Bauelementen und einer besseren Temperaturstabilität aufweist. Die Entkopplungen durch C3, C6 und C7 machen die Einbaulage der Hörkapsel weniger kritisch als im zuerstbeschriebenen Gerät. Der Gleichstromwiderstand dieser Kapsel kann 150...500 Ohm sein; für R7 ist etwa ein Drittel des für R1 gewählten Wertes vorzusehen.

2.2. Aufbau

Der Empfänger nach Bild 7 wurde auf einer Grundplatte aus Isoliermaterial von etwa 40 mm x 25 mm aufgebaut. Die im Bild 9 grau markierten Bauteile wurden in einer ersten Lage mit nach oben gebogenen Anschlüssen aufgeklebt. Die zweite Lage besteht aus den hell gezeichneten Bauelementen, die ebenfalls aufgeklebt werden. Die Anschlußdrähte werden danach in etwa gleicher Höhe und so kurz wie möglich abgeschnitten. Anschließend wird die Schaltung so, wie im Bild 9 angegeben, mit feinem Kupferdraht verdrahtet. Diese Flachbauweise ergibt eine geringere Bauhöhe als bei der Printplatte nach Bild 5.

Die für das erste Gerät für L1 angegebenen Spulendaten gelten hier für die gesamte Antennenspule, und die Windungszahlen zwischen den Anschlüssen 1 und 2 entsprechen denen von L2. Die Rückwirkung der Batteriezuleitungen auf die Ferritantenne ist geringer als bei dem Empfänger mit integriertem Schaltkreis; sie kann jedoch auch zu einem Einstellen der Empfindlichkeit ausgenutzt werden.

Beim Empfänger nach Bild 4 ist die HF-Verstärkung höher als bei dem nach Bild 7. Die höhere NF-Verstärkung des letzteren gleicht diesen Unterschied in den meisten Fällen aus. Nur bei besonders schlechten

Empfangsverhältnissen zeigt der Empfänger mit integriertem Schaltkreis eine leichte Überlegenheit, da seine HF-Spannung die Demodulatordiode mit einem besseren Wirkungsgrad arbeiten läßt. Bei Ortsempfang ist dieser Unterschied jedoch nicht spürbar.

H. Schreiber

Selbstbau von Geräten

Zur Ergänzung vorhandener Meßeinrichtungen oder auch nur zur eigenen Schulung wird von manchem Bastler – aber auch von manchem Service-Techniker – das eine oder andere Gerät gern selbstgebaut. Ein Problem ist unter anderem dabei stets die Gehäusefrage.

Da Gehäusebauten für Geräte zeitraubend und unproduktiv sind, ist man gut beraten, handelsübliche Stahlblechgehäuse zu verwenden. Wenn man das mitgelieferte Chassis benutzen will, gibt es gelegentlich Aufbauschwierigkeiten. Entweder hält das Chassis der großen Belastung durch Transformatoren nicht stand, oder es entstehen Platzschwierigkeiten. Hier ist es zweckmäßig, sich selbst ein geeignetes Chassis aus entsprechend starkem Stahlblech anzufertigen. Das Chassis soll an allen Kanten gefalzt werden, denn dadurch gewinnt die Stabilität von Gehäuse und Chassis. Bei zu dünnen Blechchassis sollte man Verstärkungsbleche anbringen, die entweder festgeschraubt oder angelötet werden.

Für Transistorschaltungen bewährt sich ein Aufbau auf zwei mit den Kunststoffharzseiten nach außen verleimten Resopalbretchen. Die Farbe der Kunststoffharzglasur soll hell sein (zum Beispiel weiß). Der Aufbau ist in Art einer gedruckten Schaltung vorzunehmen, indem man die Anschlüsse der Bauelemente durch die Platte führt und unten entsprechend verdrahtet. Man sollte darauf achten, daß nach Möglichkeit keine oder nur sehr wenige Kreuzungen in der Verdrahtung vorkommen. Für den Aufbau von Transistorgeräten auf einem Brettchen kann man auch handelsübliche Lochrasterplatten (mit 2,5- oder 5-mm-Raster) verwenden. Man spart bei diesen Platten das Bohren von Löchern und kann außerdem genormte Teile für gedruckte Schaltungen verwenden (zum Beispiel Kondensatoren, Röhrenfassungen, Elkos mit Fuß, Widerstände).

Hochfrequenzoszillatoren mit Quarzstabilisierung

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd 22 (1967) Nr. 14, S. 526

2.9 Ausführungsformen von Schwingquarzen
Um den Quarzvibrator gegen mechanische und klimatische Einflüsse zu schützen, muß er, wie eingangs schon erwähnt, in ein geeignetes Gehäuse, den Schwingquartzhalter, eingebaut werden. Die Ausführung des Schwingquartzhalters richtet sich unter anderem nach der Schwingungsform, in der der Quarzvibrator schwingt. So zeigt Bild 16 vier verschiedene Schwingquartzhalter, und zwar für Biegeschwinger (Bild 16a), für Längsschwinger (Bild 16b), für Flächenschwinger (Bild 16c) und für Dickenschwinger (Bild 16d).

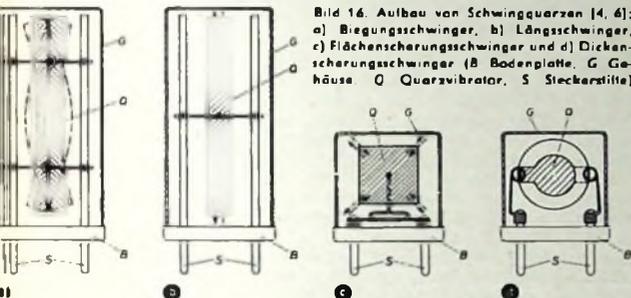
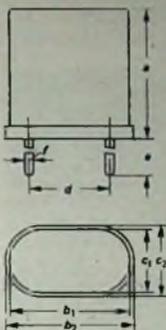


Bild 16 Aufbau von Schwingquarzen [4, 6]: a) Biegeschwinger, b) Längsschwinger, c) Flächenschwinger (A Bodenplatte, G Gehäuse, Q Quarzvibrator, S Steckerstifte)

Als Material für Schwingquartzhalter wird in der Hauptsache Preßstoff, Metall, Glas oder Keramik verwendet. Von Preßstoffhaltern ist man jedoch in der letzten Zeit mehr und mehr abgekommen. Die meisten aus Metall, Glas oder Keramik gefertigten Schwingquartzhalter sind luftdicht abgeschlossen und häufig evakuiert. Das Vakuum bei Glashaltern zum Beispiel ist $< 1 \cdot 10^{-4}$ mm [3]. Ein aus einem bestimmten Material gefertigter Halter ist nicht für alle in Frage kommenden Frequenzbereiche gleich gut geeignet. Der Quarzhalter hat üblicherweise Steckerstifte, mit denen er in die Quarzfassung eingesetzt werden kann. Quarze mit solchen Haltern bezeichnet man daher als Steckquarze. Es gibt jedoch auch Quarzhalter, die mit Draht- oder Lötanschlüssen versehen sind und damit unmittelbar in die Schaltung eingelötet werden können. Quarze mit derartigen Halterungen heißen Lötquarze. Die Bilder 17 bis 27 zeigen verschiedene Ausführungsformen von Quarzen und Quarzhaltern.

Im Bild 17 ist ein Steckquarz mit Metallhalter dargestellt, dessen Abmessungen aus Tab. I entnommen werden können. Der Quarzhalter entspricht der DIN-Norm 45 111 und der USA-Norm



Tab. I. Abmessungen einiger Steck- und Lötquarze nach den Bildern 17—19, 21 und 22 (in mm)

	nach Bild				
	17	18	19	21	22
a	19,5	38,5	13	19,7	13,5
b ₁	18,2	18,2	10,2	18,4	10,2
b ₂	19	19	10,6	19,2	10,8
c ₁	7,9	7,9	3,8		
c ₂	8,7	8,7	4,2	8,9	4,5
d	12,3	12,3	4,9	12,3	5,1
e	8	8	38	6,3	38,1
f	1,27	1,27	0,45	1,27	0,48

HC-6/U. Einen weiteren Steckquarz mit Metallhalter zeigt Bild 18; seine Abmessungen sind ebenfalls aus Tab. I zu ersehen (DIN-Norm 45 111 und USA-Norm HC-13/U).

Bild 19 zeigt einen Lötquarz mit Metallhalter, und die zugehörigen Maße gibt Tab. I wieder. Der Quarzhalter entspricht der DIN-Norm 45 116 beziehungsweise der USA-Norm HC-18/U. Bild 20 zeigt einen Lötquarz der gleichen Ausführung wie im Bild 19, jedoch mit größerer Baulänge (Schwingquartzhalter entsprechend DIN-Norm 45 113 beziehungsweise USA-Norm HC-25/U).

In den Bildern 21 und 22 sind zwei Schwingquarze mit Glashaltern dargestellt. Dabei ist der Quarz von Bild 21 als Steckquarz und der von Bild 22 als Lötquarz ausgeführt. Die Abmessungen der Quarzhalter entsprechen etwa den Abmessungen der Metallhalter aus Bild 17 und Bild 19. Beide Halter sind evakuiert. Die Quarzvibratoren, die sie enthalten, sind vom Typ des Dickenschwingers, wie ihn auch Bild 16d zeigt. Der Quarzhalter von Bild 21 entspricht der USA-Norm HC-27/U und der von Bild 22 der USA-Norm HC-28/U.



Bild 17. Steckquarz im Miniaturhalter aus Metall (DIN-Norm 45 111; USA-Norm HC-6/U) [7].



Bild 18. Steckquarz im Miniaturhalter aus Metall (DIN-Norm 45 111; USA-Norm HC-13/U) [7].



Bild 21. Steckquarz im evakuierten Miniatur-Glashalter (USA-Norm HC-27/U) [7].

Bild 22. Lötquarz im evakuierten Subminiatur-Glashalter (USA-Norm HC-24/U) [7].

Bild 19. Lötquarz im Subminiaturhalter aus Metall (DIN-Norm 45 116; USA-Norm HC-18/U) [7].



Bild 20. Lötquarz im Miniaturhalter aus Metall (DIN-Norm 45 113; USA-Norm HC-25/U); gleiche Ausführung wie bei Bild 19, jedoch größere Baulänge [7].

Maßstab: etwa 1:1

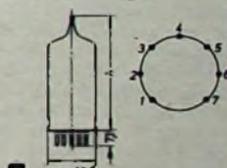
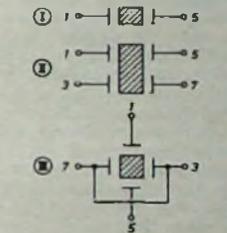
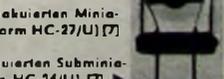


Bild 23. Schwingquarz im evakuierten Röhrglas Kolben mit 7poligem Miniatursockel (Steckquarz) [7]: a) Ansicht, b) Maßskizze und Anschlußschemata des Röhrenssockels für verschiedene Elektrodenanordnungen des Quarzes

Bild 24. Schwingquartzhalter in gleicher Ausführung wie bei Bild 23, jedoch mit Metallabschirmung [7].



Außer den in den Bildern 21 und 22 gezeigten Typen von Glashaltern verwendet man häufig Halter von der Art des Glas Kolbens einer Elektronenröhre mit 7poligem Miniatursockel. Bild 23a zeigt einen solchen Halterungstyp in seiner Ansicht. Die Abmessungen dieses Halters sowie die Anschlußschemata des Miniatursockels für verschiedene Elektrodenanordnungen des Quarzvibrators können dem Bild 23b entnommen werden. Die

Höhe h des Quarzhalters liegt zwischen 61 und 111 mm. Der Halter ist gleichfalls evakuiert.

Der Schwingquartzhalter, den Bild 24 zeigt, ist ebenfalls ein Glashalter von der im Bild 23 dargestellten Ausführung. Jedoch ist dieser Halter mit einem Abschirmzylinder aus Metall versehen.

Neben den Glashaltern vom Typ des Röhrenglaskolbens mit Miniatursockel gibt es noch solche mit Oktalsockel, von denen Bild 25 ein Beispiel zeigt.

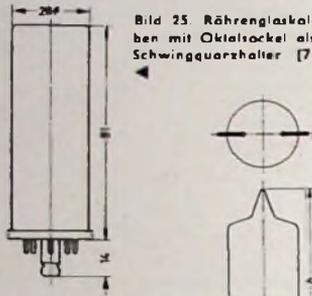


Bild 25 Röhrenglaskolben mit Oktalsockel als Schwingquartzhalter [7]

Bild 26. Schwingquartz im evakuierten Glashalter von der Form eines Röhrenglaskolbens, jedoch mit flexiblen Drahtanschlüssen zum direkten Einlöten in die Schaltung [7]

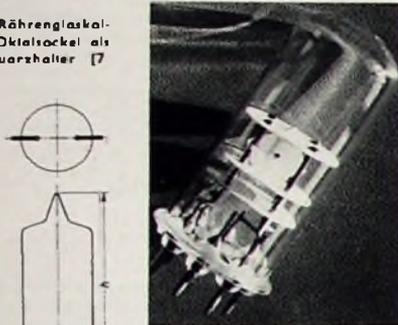


Bild 27 Schwingquartz im evakuierten Röhrenglaskolben; der Quarz-vibrator ist ein Flächenschwinger mit CT-Schnitt für 304 kHz (SEL)

Eine weitere Ausführung eines Glashalters von der Art eines Röhrenglaskolbens, jedoch mit flexiblen Drahtanschlüssen zum direkten Einlöten in die Schaltung, ist im Bild 26 dargestellt. Auch dieser Schwingquartzhalter ist evakuiert. Die Höhe h bewegt sich zwischen 37 und 72 mm.

Schließlich ist noch im Bild 27 ein Schwingquartz im evakuierten Glashalter von der Form eines Röhrenglaskolbens dargestellt. Besonders deutlich ist hier das Quarzplättchen zu erkennen.

3. Schaltungen von HF-Oszillatoren mit Quarzstabilisierung

Nachdem in den vorangegangenen Abschnitten die wichtigsten Merkmale von Schwingquarzen behandelt wurden, sollen in den folgenden Abschnitten nun die Schaltungen von Hochfrequenzoszillatoren beschrieben werden, deren Frequenz durch einen Schwingquartz stabilisiert wird. Grundsätzlich unterscheiden sich diese Schaltungen nicht von den in [1] beschriebenen Hochfrequenzoszillatoren mit Schwingkreisen. Wie bei diesen ist auch bei den quarzstabilisierten Oszillatoren ein frequenzbestimmendes Element, ein Verstärkerelement und ein Rückkopplungszweig vorhanden. Bei den einfachen LC-Oszillatoren ohne Quarzstabilisierung besteht das frequenzbestimmende Element, das heißt der Schwingkreis, nur aus diskreten Induktivitäten und Kapazitäten, also aus einer Spule und einem Kondensator. Bei Quarzoszillatoren dagegen besteht das frequenzbestimmende Element entweder nur aus dem Quarz allein oder aus einem Schwingkreis aus Spule und Kondensator, in den der Quarz lediglich als stabilisierendes Element eingefügt worden ist.

Die Vielfalt der möglichen Quarz-Oszillatorschaltungen ist sehr groß. Außer als Schwingkreis oder als Bestandteil des Schwingkreises kann der Quarz nämlich auch in den Rückkopplungszweig des Oszillators eingefügt werden, wo er als frequenzbestimmendes Filter wirkt. An beiden Stellen, das heißt sowohl im Schwingkreis als auch im Rückkopplungszweig, kann er außerdem wahlweise je nach Schaltung entweder in Parallelresonanz oder in Serienresonanz betrieben werden.

Für die Art der Rückkopplung gilt bei Quarzoszillatoren im wesentlichen das gleiche wie bei einfachen LC-Oszillatoren. Man kann die transformatorische Rückkopplung nach Art des Meißner-Oszillators wählen oder aber die Rückkopplungsspannung an einem induktiven oder kapazitiven Spannungsteiler wie beim

Hartley- oder Colpitts-Oszillator abnehmen. Es werden uns also in den folgenden Abschnitten wieder die gleichen oder ganz ähnliche Schaltungstypen begegnen, wie sie schon in [1] ausführlich beschrieben wurden.

Hier ist also nicht so sehr die genaue Wirkungsweise von Rückkopplung und Schwingungsanfachung von Interesse, die ja für die meisten der beschriebenen Schaltungen als bekannt vorausgesetzt werden kann, sondern vielmehr die Art der Einfügung des Schwingquarzes in die Schaltung. Aus diesem Grunde kann auch darauf verzichtet werden, Röhren- und Transistorschaltungen parallel darzustellen, da diese sich im Prinzip nicht voneinander unterscheiden. Die Unterschiede, die sich zwischen der Röhren- und der Transistorausführung ein und desselben Schaltungstyps ergeben, wurden ebenfalls schon in [1] ausführlich beschrieben. Am Schluß der hier vorliegenden Aufsatzreihe werden zudem einige Beispiele von praktisch ausgeführten Röhren- und Transistorschaltungen gegeben.

Die im folgenden beschriebenen Schaltungen sind nach der Art der Einfügung des Schwingquarzes in die Schaltung zusammengestellt, ferner danach, ob der Quarz in Serien- oder in Parallelresonanz erregt wird.

3.1. Der Quarz als Bestandteil des Schwingkreises bei Anregung der Serienresonanz

Wird ein Schwingkreis mit seiner Resonanzfrequenz erregt, so heben sich der induktive und der kapazitive Blindwiderstand gegenseitig auf. Der sich an der Resonanzstelle ergebende Resonanzwiderstand ist beim Parallelschwingkreis gleich dessen Verlustwiderstand, den man sich parallel zum Kreis liegend zu denken hat. Beim Reihenschwingkreis ist an der Resonanzstelle ebenfalls nur dessen Verlustwiderstand wirksam, der hier jedoch in Serie zum Schwingkreis liegt.

Wie bei LC-Schwingkreisen, verhält es sich auch bei Schwingquarzen. Wird ein Quarz mit einer Frequenz erregt, die seiner Serienresonanzfrequenz f_0 entspricht, so bleibt als wirksamer Widerstand nur sein Verlustwiderstand übrig, der im Ersatzschaltbild (Bild 9) mit R_1 bezeichnet wurde. Dieser Widerstand ist bei Schwingquarzen normalerweise sehr klein.

Wie an früherer Stelle schon gezeigt wurde, ist die Resonanzfrequenz eines Schwingquarzes wesentlich weniger Schwankungen unterworfen als die von einfachen LC-Schwingkreisen. Schaltet man daher einen Schwingquartz in Reihe zur Kapazität oder Induktivität des LC-Schwingkreises eines Oszillators, so erhält man dadurch eine Stabilisierung der von diesem Oszillator erzeugten Frequenz. Voraussetzung dafür ist, daß die Serienresonanzfrequenz des Quarzes mit der Frequenz des aus Spule und Kondensator gebildeten Schwingkreises übereinstimmt. Da die Resonanzfrequenz des Quarzes sehr stabil ist, zieht er bei der Einwirkung äußerer Einflüsse, die normalerweise eine Frequenzänderung des LC-Schwingkreises bewirken würden, dessen Frequenz immer wieder auf die vorgegebene Resonanzfrequenz, was eine wesentliche Stabilisierung der Oszillatorfrequenz bedeutet.

Wie an Hand des Bildes 9 ebenfalls gezeigt wurde, liegt dem Schwingquartz die Kapazität C_0 parallel, die sich aus der Kapazität des Quarzhalters und den Schaltkapazitäten zusammensetzt. Durch das Vorhandensein dieser Kapazität besteht die Gefahr, daß durch einen äußeren Einfluß, der normalerweise eine Frequenzerhöhung zur Folge hat, der Quarz an seiner Parallelresonanzstelle zum Schwingen angeregt wird. Das ist natürlich unerwünscht, da es eine Änderung der verlangten Sollfrequenz bedeutet. Um sicher zu gehen, daß sich die Parallelresonanzstelle des Quarzes nicht ausbilden kann, schaltet man dem Quarz einen Widerstand R_0 parallel, der groß gegenüber dem Serienresonanzwiderstand des Quarzes ist, aber klein genug, um für die Parallelresonanz eine genügende Dämpfung zu bedeuten.

(Fortsetzung folgt)

Weiteres Schrifttum

[7] „Quarze und Quarzfilter“ Broschüre, herausgegeben von der Standard Elektrik Lorenz AG, Geschäftsbereich Bauelemente, Vertrieb für besondere elektronische Bauelemente, Nürnberg



Wenn Sie jemand brauchen, der für Transistoren zuständig ist, brauchen Sie ihn nicht mehr zu suchen. Soeben haben Sie ihn kennengelernt.

SERVIX



Elektronische Bauteile

für Amateure - Werkstätten - Handel,
Prüfungsbüros bieten wir an:

Si- und Ge-Transistoren, Widerstände, Einstellregler, Mylar-, Keramik-, Elektrolytkondensatoren, Trimmer, Spulenkörper, Schalenkerne, Vero-Leiterbahnenplatten usw.

Premierer NN-Versand ab Lager! Kostenlose Probestile anfordern!
M. LITZ elektronische Bauteile
7742 St. Georgen · Postfach 55

Unser Angebot:

Tisch - speziell für Farbfernsehgeräte DM 98,-
in der Höhe verstellbar DM 118,-

Bitte fordern Sie Verkaufsunterlagen von

J. Hoidn KG. · Werk für moderne Einzeilmöbel
7060 Schorndorf/Württ.
Postfach 1305, Telefon 071 81/2010

Hi-Fi-Leistungsendstufe für höchste Ansprüche!

Nennleistung: 40 Watt ● Klirrfaktor bei 40 Watt von 5 Hz bis 50 kHz kleiner 0,3% ● Leistungsfrequenzgang: 4 Hz - 80 kHz ● Frequenzgang: 2 Hz - 900 kHz ± 1 dB ● Rauschspannungsabstand größer 100 dB ● Eingangsempfindlichkeit: 1 V ● Eingangswiderstand: 3 k Ω ● Bestückung: 12 Si-Transistoren und 10 Si-Dioden · Preis für Fertigerät: DM 130,-; Preis für Bauteile ES 40 DM 98,-.
Auf Wunsch erhalten Sie ausführliches Informationsmaterial.

Gerätebau Erwin Kroha · 731 Plochingen · Friedrichstraße 3

Hirschmann - Antennenverstärker

AV 624 K 21-60, v = 20 dB m Netzl. u. Gehäuse	n. 98,-
AV 614 K 21-60, v = 10 dB m Netzl. u. Gehäuse	n. 60,-
AVI 624 K 21-60, v = 20 dB ferngesp. m. wd. Geh.	n. 90,-
AVs 614 K 21-60, v = 10 dB o. Netzl. o. Gehäuse	n. 19,-
AVIs 624 K 21-60, v = 20 dB o. Netzl. o. Gehäuse	n. 69,-

entspricht der Type AVs 824

zu verkaufen. Alle Verstärker sind neu und mit Röhren E 88 C 12 Monate Garantie. Bitte gewünschten Kanal angeben. Mengenrabatte: bei 10 Stück = 3%, ab 25 Stück = 8%, auch sortiert. Prospekte frei.

Koax-Kabel 60 Ω versilbert Voll-Polyäth. per 100 m n. 48,-
Versand per Nachnahme.

Ulrich Sattler, 7 Stuttgart-S, Hasenstraße 6, Tel. 70 98 81



RLB Kleinteile-Magazin

für Ordnung u. Übersicht v. Kleinteilen u. Werkzeuglagerung,

Maße: 555 mm hoch X 307 mm breit X 146 mm tief
Stabiles Stahlgehäuse, durchsichtige Kunststoff-Schubfächer in 5 Größen, Zwischenwände zum Unterteilen, Handgriff u. Etikettenhalter am Schubfach. Preis einschl. Zwischenwände u. Etiketten. Auch andere Modelle lieferbar. Bitte, Prospekte anfordern.
Best-Nr. ACDJ. Industriepreis: **DM 49,60**

RLB 28 Bremen-Hastedt · E.-v.-Behring-Str. 1 · Tel. 0421/443009

Auf Draht bleiben

durch Studium moderner

FACHBÜCHER

Immer dabei mit neuer „RIM-Literaturbibel“ und Katalog: „Maß- und Prüfgeräte“ gratis! Postkarte genügt!

„RIM-Bausteinbibel“ Schutzgebühr DM 3,50 Nachnahme inland DM 5,20. Verkauft Ausland DM 5,-.

RADIO-RIM · Abt. Literatur
8 München 15 · Postfach 275

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse durch die bewährten Christiani-Fernlehrgänge Radio- und Fernsichttechnik, Automation, Steuerungs- und Regelungstechnik. Sie erhalten kostenlos und unverbindlich einen Studienführer mit ausführlichen Lehrplänen. Schreiben Sie eine Postkarte. Schickt Studienführer. Karte heute noch absenden an Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, 775 Konstanz, Postfach 1257.



Isolierschlauchfabrik
gewebte, gewebelose, Glas-,
silberdunkel- und Silikon-Kautschuk-

Isolierschläuche

für die Elektro-

Radio- und Motorenindustrie

Werk: 1 Berlin 21, Hüttenstr. 41-44
Zweigwerk: 8192 Gartenberg/Obb.
Rübezahlstr. 463



Griff in tieferer Kasse - unmöglich durch *Mogler*-Kasse, die automatisch sich verschiebt u. Spitzruben signalisiert. Sicherheit und Zeitgewinn durch griffgerechte Goldfächer. Auch Sie sollten sie besitzen. Verlangen Sie unverb. Prospekt 188

MOGLER - Kassentabrik · D 71 Kallbienne



KARLGUTH

1 BERLIN 36

Reichenberger Straße 23

Schachtelbare Spulenkörper

Din 41304 M- und EJ-Serie



Kaufgesuche

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin 30

Röhren und Transistoren aller Art kleine und große Posten gegen Kasse.
Röhren-Müller, Kalkheim/Ts., Parkstr. 20

Bitte bieten Sie uns an:
Ihre Oberbestände an Transistoren - Dioden - elektronische Bauteile
Kaulen gegen Kasse
kleine und große Posten
Art Elektronik
1 Berlin 44, Postfach 225, Tel. 68 11 05

Meisterbrief

Rundfunk und Fernsehen zur Verwertung geboten.
Angest. Teilhaber, Pacht

Detaillierte Angebote an F.E. 8496

ELEKTRONIK-LABOR

Die Grundlagen der Elektronik Vermittelt durch neuartigen Fernlehrgang. Nach der Methode Christiani. Erlebt in selbstaufgebauten Versuchen. Durch eigens dafür entwickeltes Experimentiermaterial. Interessant für jedermann. Keine technischen Vorkenntnisse nötig. Verlangen Sie unverbindlich Prospekt ELL.



Technisches Lehrinstitut
Dr.-Ing. habil. Christiani
775 Konstanz Postfach 1557



98329

10020

E.-Thälmann-Str. 56



TELEFUNKEN

**25. Große
Deutsche
Funk-
Ausstellung
1967 Berlin**

25. Aug. - 3. Sept.

**ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT
AEG-TELEFUNKEN**

GESCHÄFTSBEREICH BAUELEMENTE

HALLE C